

Pedro Pereira de Almeida

**ESTUDO DO CONVERSOR DAB PARA APLICAÇÃO EM
NANORREDES DE ENERGIA**

Monografia submetido (a) ao programa
de graduação da Universidade Federal
de Santa Catarina para a obtenção do
Grau de Engenheiro Eletricista.
Orientador: Prof. Dr. Denizar Cruz
Coorientador: Eng. Lucas Lapolli
Brighenti

Florianópolis
2018

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Almeida, Pedro Pereira

Estudo do Convesor DAB para Aplicação em
Nanorredes de Energia / Pedro Pereira Almeida ;
orientador, Denizar Cruz Martins, coorientador,
Lucas Lapolli Brighenti, 2018.

130 p.

Monografia (especialização) - Universidade
Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Curso
de , Florianópolis, 2018.

Inclui referências.

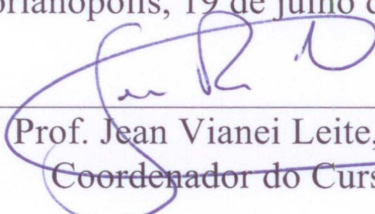
1.. 3. Nanorredes. 4. Baterias. I. Cruz Martins,
Denizar. II. Lapolli Brighenti, Lucas. III.
Universidade Federal de Santa Catarina. . IV. Título.

Pedro Pereira de Almeida

**ESTUDO DO CONVERTOR DAB PARA APLICAÇÃO EM
NANORREDES DE ENERGIA**


Esta monografia foi julgada adequada para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pela Banca Examinadora.

Florianópolis, 19 de julho de 2018.

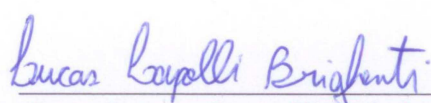


Prof. Jean Viane Leite, Dr.
Coordenador do Curso

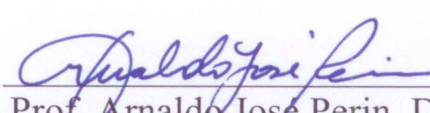
Banca Examinadora:



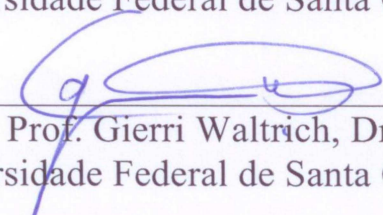
Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina



Eng. Lucas Lapolli Brighenti
Coorientador
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Arnaldo José Perin, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Gierry Waltrich, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Este trabalho é dedicado aos meus
colegas de classe e minha querida
mãe.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a minha mãe por todo esforço e dedicação desde a minha infância fazendo tudo que pode para me proporcionar uma excelente educação, pelo exemplo de conduta, pelo apoio emocional nas horas mais difíceis e pelo suporte financeiro durante toda a minha vida, permitindo a realização dos meus sonhos.

A todos os meus amigos e familiares que me apoiaram e participaram do meu crescimento pessoal e profissional.

A todos os professores que participaram na minha formação. Agradeço por me ensinarem e compartilharem comigo o conhecimento desenvolvido ao longo de suas carreiras com a maior dedicação possível.

Ao engenheiro Lucas Lapolli Brighenti e ao professor Denizar Cruz Martins pela oportunidade, confiança e contribuição na minha formação como engenheiro dentro do INEP. Sempre grato ao Lucas pelas contribuições e correções, as quais enriqueceram este trabalho.

RESUMO

Nanorredes são sistemas autônomos de energia em corrente contínua conectando digitalmente consumidores entre si, além de sistemas de geração distribuída e elementos de armazenamento de energia dentro de prédios. Estes sistemas são pequenos, modulares e permitem uma rede de distribuição de energia mais flexível. Conversores chaveados são componentes essenciais para o funcionamento deste tipo de sistema, por permitirem o controle do fluxo de energia entre o sistema de armazenamento de energia e cargas consumidoras. Assim, este projeto tem como objetivo a implementação de um conversor cc-cc que permita o carregamento de um banco de baterias de chumbo-ácido.

Palavras-chave: Nanorredes. Conversores CC-CC, Carregador de baterias.

ABSTRACT

Nanogrids are defined as autonomous energy systems in direct-current (DC), whose main function is to digitally connect consumers, distributed generation systems and energy storage elements of a building. Its main features are its compact size, modularity and flexibility to be integrated into the main distribution grid. Switching power converters are an essential component to this type of system due the possibility to regulate the energy flow between energy storage elements and loads within a distributed generation system. This project aims to develop a DC-DC converter to charge a lead-acid battery bank to validate the concepts involved in a nanogrid.

Keywords: Nanogrids, DC-DC converters, Battery chargers.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1: ESTRUTURA NANORREDE CC.....	19
FIGURA 2.1: ESTRUTURA CONVERSOR IBDC.....	23
FIGURA 2.2: CONVERSOR FLYBACK BIDIRECIONAL.....	25
FIGURA 2.3: CONVERSOR PUSH-PULL BIDIRECIONAL.....	26
FIGURA 2.4: CONVERSOR DHB.....	28
FIGURA 2.5: CONVERSOR DAB.....	29
FIGURA 3.1: CONVERSOR DAB.....	32
FIGURA 3.2: PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA PARA O CONVERSOR DAB.....	36
FIGURA 3.3: 1ª ETAPA DE OPERAÇÃO.....	37
FIGURA 3.4: 2ª ETAPA DE OPERAÇÃO.....	37
FIGURA 3.5: 3ª ETAPA DE OPERAÇÃO.....	38
FIGURA 3.6: 4ª ETAPA DE OPERAÇÃO.....	39
FIGURA 3.7: 5ª ETAPA DE OPERAÇÃO.....	39
FIGURA 3.8: 6ª ETAPA DE OPERAÇÃO.....	40
FIGURA 3.9: POTÊNCIA TRANSMITIDA EM P.U EM FUNÇÃO DO ÂNGULO DE DEFASAGEM.....	47
FIGURA 3.10: MODELO MÉDIO QUASE INSTANTÂNEO.....	51
FIGURA 3.11: DEGRAU DE CARGA. IMAGEM SUPERIOR TENSÃO E ABAIXO CORRENTE. CONVERSOR COMUTADO (VERMELHO) E MODELO MÉDIO (AZUL).....	51
FIGURA 3.12: DEGRAU DE 5° NO ÂNGULO DE DEFASAGEM.....	52
FIGURA 4.1: CURVAS DE DESCARGA TÍPICAS PARA BATERIA 12V.....	57
FIGURA 4.2: ALGORITMO DE QUATRO ESTÁGIOS PARA CARGA DA BATERIA.....	58
FIGURA 4.3: FLUXOGRAMA IMPLEMENTADO NO DSP.....	60
FIGURA 5.1: MODELO PARA DESCARGA DA BATERIA POR CORRENTE CONSTANTE REFLETIDO AO PRIMÁRIO.....	62
FIGURA 5.2: DIAGRAMA DE BLOCOS DA ESTRUTURA DE CONTROLE.....	63
FIGURA 5.3: PLANTA DE CORRENTE (AZUL), COMPENSADOR (VERMELHO), MALHA ABERTA COMPENSADA (AMARELO).....	65
FIGURA 5.4: PLANTA DA BATERIA (AZUL), COMPENSADOR (VERMELHO), MALHA ABERTA COMPENSADA (AMARELO).....	66
FIGURA 5.5: PLANTA DO BARRAMENTO (AZUL), COMPENSADOR (VERMELHO), MALHA ABERTA COMPENSADA (AMARELO).....	67
FIGURA 6.1: SIMULAÇÃO DO CONVERSOR DAB.....	72
FIGURA 6.2: SINAL DE COMANDO PARA INTERRUPTORES DO LADO PRIMÁRIO.....	72
FIGURA 6.3: TENSÃO DE SAÍDA PARA CARGA NOMINAL NO CONVERSOR.....	73
FIGURA 6.4: FORMA DE ONDA PARA CORRENTE DE CARGA NOMINAL.....	73
FIGURA 6.5: FORMAS DE ONDAS PARA TENSÃO NO INDUTOR. ENTRADA (VERMELHO) E SAÍDA (AZUL).....	74

FIGURA 6.6: FORMAS DE ONDA PARA TENSÃO (VERMELHO) E CORRENTE (AZUL) RESULTANTES NO INDUTOR.	74
FIGURA 6.7: FORMAS DE ONDA PARA TENSÃO (AZUL) E CORRENTE (VERDE) NOS SEMICONDUTORES.	75
FIGURA 6.8: FORMA DE ONDA PARA CORRENTE NO CAPACITOR DE SAÍDA.	76
FIGURA 6.9: ESQUEMÁTICO DO CONTROLE EM MALHA FECHADA E MODELO MÉDIO DO CONVERSOR PARA SIMULAÇÃO.....	77
FIGURA 6.10: FORMAS DE ONDA PARA CORRENTE/TENSÃO NA CARGA RESISTIVA E DEFASAGEM ANGULAR RESPECTIVAMENTE PARA DEGRAU NA CARGA. CONVERSOR CHAVEADO (VERMELHO) E MODELO MÉDIO (AZUL).	78
FIGURA 6.11: FORMAS DE ONDAS PARA REFERÊNCIA DE CORRENTE, CORRENTE/TENSÃO NA CARGA E DEFASAGEM ANGULAR, RESPECTIVAMENTE PARA DEGRAU NA REFERÊNCIA DE CORRENTE. CONVERSOR CHAVEADO (VERMELHO) E MODELO MÉDIO (AZUL).	78
FIGURA 6.12: FORMAS DE ONDAS DE TENSÃO (VERMELHO) E CORRENTE (AZUL) NOS TERMINAIS DA BATERIA NO PROCESSO DE CARREGAMENTO.	79
FIGURA 6.13: REFERÊNCIA DE TENSÃO PARA A BATERIA (VERMELHO) E TENSÃO NOS TERMINAIS DA BATERIA (AZUL).	80
FIGURA 6.14: ÂNGULO DE DEFASAGEM EM GRAUS (VERDE), CORRENTE DE CARGA COMPENSADA (VERMELHO) E NÃO COMPENSADA (AZUL).	81
FIGURA 6.15: TENSÃO NA MALHA DE CONTROLE DA BATERIA (VERMELHO) E CORRENTE NO MODELO MÉDIO DO CONVERSOR (AZUL).	81
FIGURA 6.16: TENSÃO NOS TERMINAIS DA BATERIA NO MODO DE ALIMENTAÇÃO DO BARRAMENTO.	82
FIGURA 6.17: DEFASAGEM GERADA PELO SISTEMA DE CONTROLE (VERDE) E CORRENTE (VERMELHO) NO MODELO MÉDIO DO CONVERSOR.	83
FIGURA 6.18: REFERÊNCIA DE CORRENTE (VERMELHO) E ERRO DE CORRENTE ABSOLUTO GERADO PELO CONTROLE (AZUL).	83
FIGURA 7.1: SINAIS DE COMANDO PARA INTERRUPTORES DO PRIMÁRIO (AMARELO) E DO SECUNDÁRIO (ROXO).	86
FIGURA 7.2: FORMA DE ONDA PARA CORRENTE (VERDE) E TENSÃO (AZUL) NA CARGA. ...	87
FIGURA 7.3: FORMAS DE ONDA PARA TENSÃO DE ENTRADA (AMARELO), SAÍDA (ROXO) E CORRENTE (VERDE) NO INDUTOR.....	88
FIGURA 7.4: TENSÃO RESULTANTE (ROXO) E CORRENTE (VERDE) NO INDUTOR.	89
FIGURA 7.5: TENSÃO (AZUL) E CORRENTE (VERDE) NO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR.	89
FIGURA 7.6: FORMAS DE ONDAS PARA PROTÓTIPO SEM O TRANSFORMADOR. TENSÃO DE ENTRADA (AMARELO), SAÍDA (ROXO), RESULTANTE (AZUL) E CORRENTE (VERDE) NO INDUTOR.....	91
FIGURA 7.7: TENSÃO SOBRE OS ELEMENTOS SEMICONDUTORES NO LADO PRIMÁRIO (AMARELO) E SECUNDÁRIO (AZUL) DO TRANSFORMADOR.	92

FIGURA 7.8: FORMA DE ONDA PARA CORRENTE NO CAPACITOR DE FILTRO.92

LISTA DE TABELAS

TABELA 2.1: RESUMO DOS CONVERSORES ESTUDADOS.	30
TABELA 3.1: ESPECIFICAÇÕES PARA O DAB.	31
TABELA 3.2: RESUMO DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO.	41
TABELA 3.3: PARÂMETROS DO CONVERSOR.	50
TABELA 4.1: CARACTERÍSTICAS BATERIAS VRLA.	55
TABELA 4.2: NÍVEIS DE TENSÃO PARA BATERIAS DE 12V.	56
TABELA 4.3: NÍVEIS DE CORRENTE NO PROCESSO DE CARGA.	56
TABELA 6.1: PARÂMETROS DO CIRCUITO.	71
TABELA 6.2: RESUMO DOS RESULTADOS OBTIDOS ATRAVÉS DAS SIMULAÇÕES.	76
TABELA 7.1: PARÂMETROS DO PROTÓTIPO.	85
TABELA 7.2: LISTA DE COMPONENTES UTILIZADOS NO PROTÓTIPO.	86

SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO.....	15
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO.....	15
1.2	PROJETO.....	17
1.3	OBJETIVOS.....	19
1.3.1	<i>Objetivo Geral.....</i>	<i>19</i>
1.3.2	<i>Objetivos Específicos.....</i>	<i>19</i>
1.4	JUSTIFICATIVA.....	20
1.5	PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS.....	20
1.6	ESTRUTURA DO TEXTO.....	21
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	23
2.1	INTRODUÇÃO.....	23
2.2	TOPOLOGIAS.....	23
2.2.1	<i>Flyback bidirecional.....</i>	<i>24</i>
2.2.2	<i>Push-Pull Alimentado por Corrente.....</i>	<i>25</i>
2.2.3	<i>Conversor DHB.....</i>	<i>27</i>
2.2.4	<i>Conversor DAB.....</i>	<i>29</i>
2.2.5	<i>Resumo das Topologias.....</i>	<i>30</i>
3	CONVERSOR DAB.....	31
3.1	INTRODUÇÃO.....	31
3.2	ESPECIFICAÇÕES PARA O PROJETO.....	31
3.3	PRINCÍPIOS DE OPERAÇÃO.....	31
3.3.1	<i>Modulação Phase-Shift.....</i>	<i>33</i>
3.3.2	<i>Etapas de Operação.....</i>	<i>35</i>
3.3.3	<i>Resumo de Operação.....</i>	<i>40</i>
3.4	ESTUDO MATEMÁTICO DO CONVERSOR.....	41
3.4.1	<i>Corrente Eficaz e Média na Fonte Primária.....</i>	<i>44</i>
3.4.2	<i>Transmissão de Potência.....</i>	<i>45</i>
3.4.3	<i>Capacitores.....</i>	<i>48</i>
3.5	PARÂMETROS DO CONVERSOR.....	49
3.6	MODELO MÉDIO QUASE INSTANTÂNEO PARA O CONVERSOR	
DAB	50	
4	SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA.....	55

4.1	INTRODUÇÃO.....	55
4.2	CONCEITOS BÁSICOS.....	55
4.3	MÉTODO DE CARGA	57
4.4	ALGORITMO IMPLEMENTADO.....	58
5	SISTEMA DE CONTROLE	61
5.1	INTRODUÇÃO.....	61
5.2	MODELO PARA CONTROLE.....	61
5.3	PROJETO DO CONTROLE	62
	5.3.1 Projeto dos Compensadores	64
5.4	CONTROLE DIGITAL.....	68
6	SIMULAÇÕES	71
6.1	DESCRIÇÃO DAS SIMULAÇÕES	71
6.2	SIMULAÇÃO EM MALHA ABERTA.....	71
	6.2.1 Formas de Onda em Regime Permanente.....	72
6.3	SIMULAÇÃO EM MALHA FECHADA	76
	6.3.1 Dinâmica do Conversor em Malha Fechada.....	77
	6.3.2 Carga da Bateria	79
	6.3.3 Descarga da Bateria.....	82
7	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	85
7.1	FORMAS DE ONDAS EM MALHA ABERTA	85
8	CONCLUSÕES FINAIS.....	93
9	REFERÊNCIAS.....	95

1. INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO

Desde a II Revolução Industrial, início do século XX, a humanidade provê as necessidades energéticas com uso desenfreado da queima de combustíveis fósseis, primariamente constituídas de petróleo, carvão mineral e gás natural. Este uso implicou em muitos danos, sendo desfavorável ao desenvolvimento sustentável do meio ambiente. Processos naturais, como o efeito estufa, foram ativados perigosamente, chamando atenção dos governos das maiores economias globais, para o desenvolvimento de energias limpas e renováveis. Assim, a demanda por energias renováveis aplicadas à economia e climas globais, adquiriu status da mais alta relevância.

Em atendimento às demandas dos governos para o desenvolvimento sustentável, a engenharia buscou adaptar-se propondo novas formas de geração de energia sustentável. As energias eólica e solar são as mais proeminentes e robustas, hoje disponíveis no mercado de energias renováveis em larga escala. As hidroelétricas, outra fonte limpa de energia, consistem em mais de 80% da matriz energética do Brasil, apesar de serem altamente dependentes do nível de chuva em seus reservatórios. Desta forma, os sistemas de potência modernos devem possibilitar a integração destas formas de geração ao mercado energético. Ressalta-se, portanto, a importância que a rede elétrica de energia seja a mais diversificada possível.

Uma única forma de geração de energia torna o sistema dependente e suscetível a possíveis falhas devido a escassez de matéria prima ou condições climáticas desfavoráveis. As centrais geradoras de energia são localizadas, historicamente, de modo estratégico perto dos recursos naturais e longe dos grandes centros urbanos. Com a inserção das energias renováveis como por exemplo as células de combustível, ou seja, pequenas geradoras de energia, possibilitando a geração distribuída, tornou-se interessante trazer estes tipos de fontes para as proximidades das cargas consumidoras.

O uso das redes inteligentes de energia em grandes centros urbanos possibilita novos conceitos para o sistema elétrico como as microrredes de energia. Dentre as várias definições existentes para este termo, no contexto de desenvolvimento sustentável, define-se microrredes como sendo sistemas elétricos de baixa à média tensão,

compostas por fontes de geração distribuída (GD), em conjunto com dispositivos de armazenamento - baterias, supercapacitores - e de cargas controláveis.

Estes pequenos centros de geração de energia são conectados ao sistema de energia pública e são destinados a abastecer pequenos centros de consumo como: hospitais, comércios, escolas etc. Estes sistemas podem ser desconectados da rede pública e em tal situação comportam-se como “ilhas”, funcionando de forma autônoma.

O objetivo principal de uma microrrede é assegurar localmente com robustez e viabilidade econômica, o fornecimento de energia para uma comunidade urbana ou rural, seja ela comercial ou industrial.

Aplicações de microrredes devem incluir:

- Sincronização com a rede pública e capacidade de operar isoladamente.
- Controle de cargas e de geração.
- Integração com fontes renováveis de energia.
- Armazenamento de energia através de banco de baterias.
- Fornecer energia de qualidade, confiável e segura para suas cargas e operadores.

Uma extensão das microrredes é a chamada nanorrede de energia. Uma nanorrede é definida como uma pequena microrrede, tipicamente servindo um único prédio residencial ou única carga. Este sistema de potência consiste em duas ou mais fontes de geração distribuída, baseado em energia limpa, tendo potência menor que 25 kW e limitada a 5 km da fonte geradora de energia [1]. O conceito de nanorrede é similar ao sistema elétrico de uma aeronave, em que possui sua própria rede elétrica isolada, além de baterias para alimentar equipamentos eletrônicos e sistemas de comunicação. Por serem destinadas ao uso residencial, de pequena escala, nanorredes podem ser desenvolvidas em corrente contínua (CC).

A conexão entre a rede elétrica pública e a nanorrede, realiza-se através de conversores CA-CC. Estes devem possibilitar o controle do fluxo de potência e isolar o sistema contra distúrbios na rede. O isolamento fornece maior robustez ao sistema, entretanto, aumenta consideravelmente a complexidade e volume do conversor. Segundo [2], nanorredes devem ser projetadas em CC devido a maior simplicidade do equipamento e a adequação aos sistemas já solidificados nas residências. Alguns fatores podem ser destacados para enfatizar o uso de CC:

- Painéis fotovoltaicos produzem tensão CC em seus terminais;

- Baterias de grande capacidade, economicamente viáveis e mais eficientes;
- Dispositivos eletrodomésticos de baixa potência que utilizam tensão contínua e outros equipamentos, podem ser convertidos facilmente para CC;
- A conversão de tensão alternada para contínua aumenta o custo de implementação do sistema, além de elevar as perdas no equipamento;
- Conversão CC-CC é altamente eficiente, através dos conversores chaveados;
- Quantidade crescente de prédios que adotam um sistema de geração próprio e de armazenamento local.

A partir das características das microrredes (e nanorredes) faz-se necessário um estudo mais aprofundado de conversores que permitam a regulação do fluxo de potência, de acordo com a necessidade e condições das cargas. Os sistemas alimentados pelas microrredes devem ser caracterizados por alimentação de energia ininterrupta em suas cargas, o que se alcança através do uso de baterias. Deste fato, o uso de bancos de baterias para armazenamento de energia, em condições favoráveis é economicamente viável e altamente eficaz no sistema de baixa potência, a exemplo do ambiente residencial.

Para permitir o funcionamento autônomo da microrrede, o banco de baterias deve possuir comportamento de carga e de fonte de alimentação. Esta característica é possível através da implementação de um conversor bidirecional, em termos do fluxo de potência transferido entre a microrrede e as baterias. Portanto, o uso de conversores chaveados para implementar um carregador de bateria e regulador de tensão possibilita uma maneira eficiente e atraente para gerenciar o fornecimento de energia à cargas diversas.

1.2 PROJETO

O projeto proposto para avaliação de Conclusão do Curso -TCC, consiste em um conversor CC-CC, chaveado em alta frequência e bidirecional para implementação em uma nanorrede de energia de uso residencial e de baixa potência. Este conversor objetiva regular o fluxo de potência entre um barramento de baixa tensão da rede (380V) e um banco de baterias. Em operação normal da rede elétrica objetiva-se o carregamento das baterias. Em situações de falha da rede elétrica principal, o conversor é utilizado para alimentar cargas CC essenciais ao sistema de baixa tensão da rede. O conversor, devido a questões de segurança, deve ser isolado através de um transformador de alta

frequência, permitindo que as baterias fiquem isoladas da rede de energia. Além disto, o transformador permite adaptar a tensão de baixa tensão da rede ao nível das baterias.

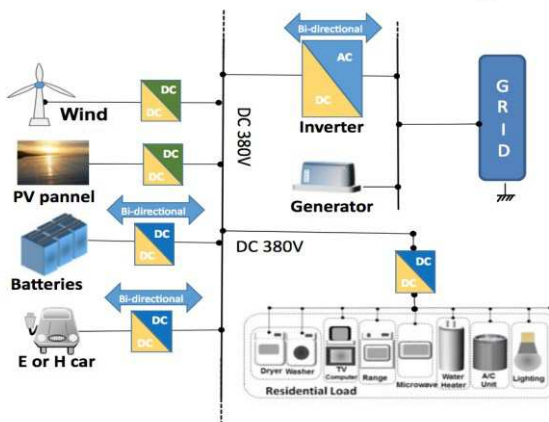
O uso de um conversor chaveado em alta frequência possibilita que se obtenha baixa de perda elétrica e magnética, o que permite projetos com eficiência acima de 90%, se comparado com conversores não-chaveados. Além disto, elementos passivos como capacitores e indutores são reduzidos consideravelmente, permitindo conversores compactos e mais adaptáveis ao uso residencial.

Os níveis de tensão escolhidos para entrada e saída no conversor são de 380 V e 48 V respectivamente. Estes níveis foram determinados por questões de praticidade e segurança. O nível de 380 V corresponde a tensão da rede elétrica pública retificada. Além disto, o nível de 380 V é amplamente disponível em centros de processamento de dados (data centers), permite baixa perda por distribuição e possibilita a alimentação de equipamentos de alta potência.

Por outro lado, a tensão de 48 V é facilmente obtida através de um banco de baterias, viabilizando o armazenamento de energia em residências. A partir deste nível de tensão pode-se utilizar outros tipos de conversores chaveados para alimentar as mais diversas cargas e níveis de tensão. Por fim, este nível de tensão é categorizado como de baixa tensão pela NR10, garantindo a segurança do usuário e dispensando a adição de equipamentos para proteção contra choques elétricos, caso haja contato direto com o dispositivo. Além disto, tem-se o nível de corrente reduzido nos terminais da bateria se comparado com níveis menores de tensão encontrados no mercado.

Um dos cenários para possível aplicação do carregador de baterias proposto é mostrado na figura 1.1. Tem-se as diversas fontes de geração de energia, renováveis e da rede pública, interligadas através do barramento de alta tensão da nanorrede CC. Antes da conexão ao barramento, cada fonte geradora é retificada ou tem sua energia adaptada através de um conversor CA/CC ou CC/CC. Do barramento de baixa tensão da rede de 380 V, diversas cargas podem ser conectadas diretamente ou por conversores CC/CC isolados. O conversor proposto neste projeto possibilita a intermediação do barramento CC de baixa tensão da rede com uma unidade armazenadora de energia como uma bateria de alta capacidade.

Figura 1.1: Estrutura nanorrede CC.



Fonte: [2].

1.3 OBJETIVOS

Este projeto propõe realizar o estudo, verificação computacional e experimental de um carregador de bateria bidirecional para implementação em uma nanorrede de energia.

1.3.1 OBJETIVO GERAL

Desenvolver um conversor CC-CC, isolado e bidirecional, para carregamento de baterias e regular a tensão em cargas CC.

O conversor deverá controlar o fluxo de potência de acordo com o nível do barramento de baixa tensão da rede. Na saída do conversor deverá ser feito o controle do carregamento e descarregamento de um conjunto de baterias em série, totalizando 48V, de acordo com a necessidade do barramento de entrada.

1.3.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Analisar o funcionamento dos conversores bidirecionais;
- Desenvolver ferramentas e habilidades teóricas, para o projeto do conversor abordado;
- Dimensionar os componentes elétricos e mecânicos do projeto, adequadamente;

- Realizar simulações do conversor, através de softwares dedicados à realização das predições do funcionamento real do circuito, além do correto dimensionamento elétrico;
- Montar um protótipo baseado nos cálculos e simulações;
- Realizar medições de grandezas elétricas no protótipo, para averiguar o correto funcionamento do projeto;
- Realizar os testes finais.

1.4 JUSTIFICATIVA

O projeto propõe a aplicação, desenvolvimento e aprofundamento de conceitos de eletrônica de potência. Possibilitando o desenvolvimento de habilidades teóricas e práticas que servirão como base para a futura carreira na engenharia e possível continuação na área acadêmica. Além disso, o projeto tem foco na tendência da engenharia para tecnologias inteligentes e robustas. Em face a crescente demanda desta área na eletrônica de potência, é de extrema importância que o aluno desenvolva conhecimentos específicos ainda na graduação.

1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

O primeiro procedimento será feito através de uma revisão bibliográfica das diversas estruturas disponíveis na literatura que possibilitem a implementação do conversor isolado e bidirecional no projeto proposto. Com isto, busca-se a estrutura que possibilite maior eficiência e menor custo para o projeto. Com a definição da topologia parte-se para a próxima etapa do projeto.

A segunda etapa consiste em um estudo aprofundado da topologia escolhida. Nesta etapa é feita a análise qualitativa e quantitativa do conversor estático. As etapas de operação são analisadas matematicamente. Além disto, serão deduzidas as principais equações necessárias para o projeto do conversor. Nesta etapa também será feito um breve estudo do processo de carga de uma bateria de chumbo-ácido selada. Finalizando esta etapa tem-se o estudo e projeto do sistema de controle em malha fechada do conversor.

A terceira etapa tem como objetivo a simulação do conversor através dos dados obtidos nos itens anteriores. Pretende-se obter as curvas de tensão e de corrente para os principais componentes e averiguar o correto funcionamento do sistema de potência e de controle.

Dando prosseguimento ao projeto, na quarta etapa tem-se a parte de construção da placa de circuito impresso em computador e posterior

montagem do protótipo. Com o protótipo finalizado realiza-se as medições elétricas e correções são aplicadas quando necessário.

Na última etapa os testes finais são realizados em bancada e o conversor é testado em potência nominal. As principais curvas são analisadas em osciloscópio e conclui-se o trabalho prático.

1.6 ESTRUTURA DO TEXTO

Neste subcapítulo apresenta-se resumidamente o conteúdo abordado em cada capítulo deste trabalho:

Capítulo 1- Introdução – São apresentados o contexto histórico e a motivação para o tema proposto. O tema é justificado através da sua importância no contexto de desenvolvimento sustentável.

Capítulo 2 – Fundamentos Teóricos – Revisão bibliográfica com os principais conversores estáticos disponíveis na literatura que possam ser aplicados neste projeto. Análise do desempenho e adaptação destes conversores para o tema proposto.

Capítulo 3 – Conversor Dual Active Bridge (DAB) – Neste capítulo é apresentado o conversor Dual-Active-Bridge (DAB) utilizado no projeto. Análise quantitativa e qualitativa são abordadas. Derivação das principais equações para o dimensionamento dos componentes elétricos do conversor.

Capítulo 4 – Baterias – Breve estudo teórico abordando as baterias de chumbo-ácido seladas. Formas de carregamento destas baterias e como integrá-las ao conversor estático.

Capítulo 5 – Sistemas de Controle – Modelagem do conversor DAB. Estruturas de controle para o carregamento do banco de baterias. Implementação digital do controle em uma unidade de processamento digital de sinais (DSP).

Capítulo 6 – Simulações: Apresentação das simulações em malha aberta e fechada do conversor. Obtenção de resultados preliminares e comparação dos resultados obtidos com os cálculos teóricos.

Capítulo 7 – Resultados: Apresentação dos resultados obtidos com o protótipo em bancada. Medições das principais grandezas elétricas no protótipo e comparação com resultados simulados e calculados.

Capítulo 8 – Conclusão: Encerramento do projeto, a partir da análise de todas as fases envolvidas no trabalho. Determinação de possíveis formas de refinar e desenvolver o projeto futuramente.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 INTRODUÇÃO

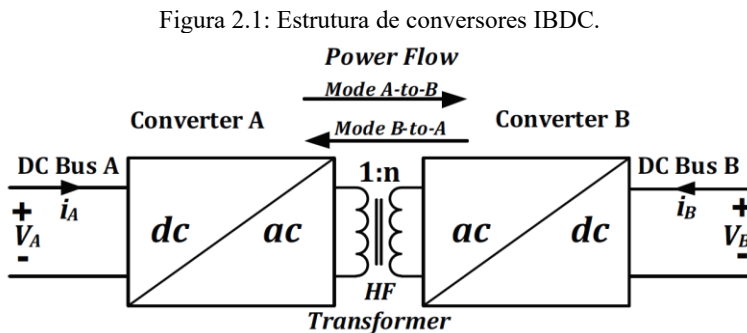
Nas últimas décadas, tem-se feito um avanço global na área de conversores CC-CC isolados e uma grande quantidade de novas topologias continuam surgindo no mercado. Estes conversores atendem os diferentes níveis de potência necessários ao mercado residencial e industrial. A topologia escolhida para o projeto depende de uma revisão da literatura disponível e a análise de qual estrutura se adequa melhor ao projeto em termos econômicos, complexidade e viabilidade física.

Neste capítulo pretende-se fazer uma breve revisão das topologias de conversores CC-CC isolados e bidirecionais (IBDC) mais frequentemente encontrados na literatura e que possam ser aplicados no processo de carga em baterias.

2.2 TOPOLOGIAS

Como mostrado em [3], a maioria dos conversores isolados e bidirecionais CC (IBDC) disponíveis na literatura seguem a mesma estrutura física: dois conversores chaveados conectados através de transformador de alta frequência, obtendo isolamento e conversão de diferentes níveis de tensão.

O conversor bidirecional em corrente possibilita dois modos de operação em termos do fluxo de potência. Baseado na figura 2.1 estes modos são aqui chamados de A e B. Neste tipo de conversor potência é transferida de A para B assim como de B para A.



Fonte: [3].

O lado primário desta estrutura consiste em um conversor CC-CA para transformar a tensão CC do barramento de entrada em tensão alternada. Um estágio de filtragem do sinal de entrada pode ser adicionado ao projeto para eliminar frequências indesejadas. A tensão CA na saída do conversor primário é aplicada em um transformador para se obter a isolação entre os dois estágios, além de adaptar o nível de tensão na saída. No lado secundário do transformador, o segundo conversor permite a transformação de tensão alternada em contínua e a implementação de um barramento CC.

Este tipo de estrutura possibilita o fluxo bidirecional de energia devido a simetria em sua estrutura. A escolha dos conversores no primário e secundário dependem fundamentalmente da tensão e da potência nominal do projeto.

Para a escolha do conversor CC-CC a ser utilizado no projeto os seguintes critérios devem ser atendidos: Bidirecionalidade de corrente, isolação elétrica e transformação do nível de tensão. Algumas topologias estudadas apresentam estas características naturalmente ou podem ser adaptadas com este propósito, sendo elas [3]:

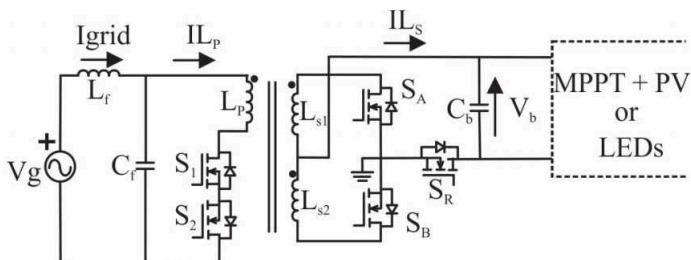
- Conversor Flyback (Adaptado).
- Conversor Push-Pull alimentado por corrente (Adaptado).
- Conversores em Meia-Ponte e Ponte Completa.

2.2.1 FLYBACK BIDIRECIONAL

O conversor Flyback convencional é uma estrutura CC-CC bem conhecida e já consolidada no meio acadêmico e industrial. Este tipo de conversor é utilizado em estruturas de potência abaixo de 100 W. Sua larga utilização em dispositivos de baixa potência deve-se ao seu baixo custo de implementação, possibilidade de saídas múltiplas, isolamento, resposta rápida etc. [4].

Esta estrutura é unidirecional por natureza e não é adequada para o conversor estudado. Porém, pode-se adapta-la para fluxo bidirecional de potência. Em [5] é proposto um conversor flyback bidirecional com o objetivo de injetar potência na rede AC (inversor) a partir de um painel fotovoltaico, mas também suprir energia a um sistema de iluminação pública à noite (figura 2.2). Já em [6] é proposto uma estrutura bidirecional a partir da união de dois conversores flyback em condução descontínua de energia.

Figura 2.2: Conversor Flyback bidirecional.



Fonte: [5].

Na estrutura proposta na figura.2.2 as interruptores unidirecionais do conversor flyback são substituídas por elementos bidirecionais. Além disto, um enrolamento terciário é adicionado para uso como um retificador em vez de um circuito de ponte completa. Com uma modulação adequada este conversor funciona como retificador e como inversor.

Assim como o conversor flyback unidirecional o circuito anterior funciona pelo carregamento e descarregamento da indutância própria (acoplada) do transformador, além de operar em condução descontínua.

A grande vantagem desta topologia é sua simplicidade. Por outro lado, duas grandes desvantagens podem ser destacadas para os conversores Flyback em geral [7]:

- Condução descontínua – Por operar neste modo o conversor possui altos picos de corrente e por consequência maiores perdas que um conversor de mesma potência em condução contínua. Além disto, a condução descontínua pode produzir oscilações e ruídos no sistema.

- Indutância própria – Por ter toda sua energia transferida pela indutância própria do transformador, necessita-se de um elemento maior para compensar as perdas e o alto valor de fluxo concatenado.

2.2.2 PUSH-PULL ALIMENTADO POR CORRENTE

Assim como o conversor Flyback esta topologia é bem aceita na indústria pela sua simplicidade, em conjunto com bom quociente de potência por peso [3]. Na indústria esta topologia é utilizada para carregamento de baterias ou para correção de fator de potência [8].

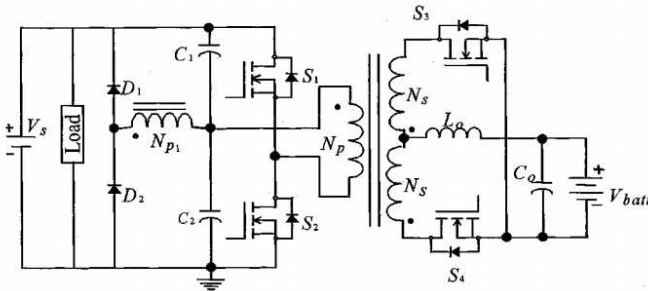
O fato do conversor possuir entrada em corrente lhe atribui significativas vantagens sobre sua contraparte alimentada por tensão que requer um tempo morto não zero no acionamentos dos interruptores. Durante o tempo em que nenhuma chave conduz, o diodo secundário é

forçado a conduzir para dar continuidade a corrente no indutor e no instante seguinte deve ser bloqueado. Este processo pode levar o transformador a saturação e causar sérios problemas ao Push-Pull alimentado por tensão [9].

Novamente, este conversor não possui bidirecionalidade e, portanto, deve ser modificado para este propósito. Para isto, um segundo conversor deve ser acoplado ao Push-Pull. Como enfatizado por [3], este segundo conversor não necessita ser do tipo Push-Pull. Essa junção de conversores em uma única estrutura é vantajosa e permite que a estrutura resultante apresente as melhores características de cada um dos elementos da junção.

Em [10] é proposto um conversor bidirecional a partir da junção de um Meia-Ponte no primário e um Push-Pull alimentado por corrente no secundário para uso em aplicações de baixa potência (figura2.3).

Figura 2.3: Conversor Push-Pull bidirecional.



Fonte: [10].

Este conversor opera basicamente em modo abaixador e possibilita o carregamento de uma bateria, a partir de um barramento CC. Em caso de falha do barramento de alta tensão, o conversor comporta-se como elevador de tensão e regula a tensão do lado primário. Os autores justificam o uso de um Meia-Ponte e um Push-Pull de corrente devido a: menor stress de tensão sobre as interruptores, número reduzido de semicondutores, reduzido uso de cobre no transformador, redução de corrente sobre as interruptores no lado secundário e possibilidade de desbalanceamento de fluxo reduzido.

Em [11] os autores propõem um conversor Flyback Push-Pull alimentado por corrente para utilização em sistema de energias renováveis ou para sistemas com baterias recarregáveis. Nesta topologia são utilizados indutores na entrada e na saída para diminuição de *ripple*

de corrente. Em [12], os autores utilizam uma Ponte-Completa no primário e um Push-Pull por corrente no secundário para sistemas elétricos automobilísticos utilizando supercapacitores.

Apesar da simplicidade e versatilidade de conversores bidirecionais Push-Pull esta topologia apresenta uma grande desvantagem. Toda os interruptores devem suportar o dobro da tensão de entrada quando são bloqueados. Esta característica do circuito o limita a potências inferiores a 2 kW e a 400 V [3].

2.2.3 CONVERSOR DHB

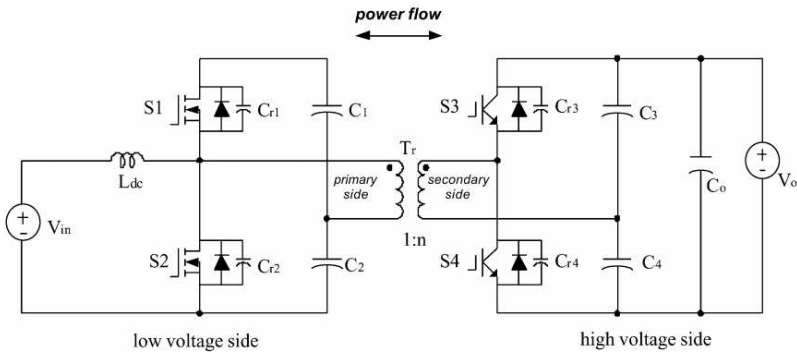
Conversores em ponte são os mais adotados para uso em sistemas que necessitem de isolamento e bidirecionalidade devido sua flexibilidade e alto valor de densidade de potência[13]. O conversor em meia ponte (DHB) é o mais simples e compacto nessa categoria.

A base dos conversores em pontes são os chamados “braços” do conversor. Cada “braço” é constituído de dois semicondutores controlados que operam de forma complementar de forma a evitar curto-circuito da fonte de tensão. Para evitar este tipo de problema é inserido um intervalo de tempo (tempo morto) entre os pulsos de comandos dos interruptores controlados.

O conversor DHB foi proposto por [14] para aplicações de média e alta potência com ênfase em circuitos alimentados por células combustíveis. Comparado com conversores para as mesmas aplicações, este conversor (figura.2.4) se beneficia de um circuito mais simples, comutação suave (sem necessidade de elementos adicionais), alta eficiência e controle simples.

A topologia consiste em um lado alimentado por tensão (alta tensão) e do outro por corrente (baixa tensão). No lado de baixa tensão tem-se o indutor além de duas interruptores formando um “braço” do conversor. O indutor é colocado neste lado pois permite o uso de baterias com baixo *ripple* de corrente.

Figura 2.4: Conversor DHB.



Fonte: [14].

No lado alimentado por tensão tem-se mais um “braço” do conversor e uma fonte de alta tensão em conjunto com um capacitor de armazenamento. Nota-se o uso de capacitores tanto na entrada quanto na saída do conversor para a comutação suave [14].

Referindo-se a figura 2.4 pode-se explicar o funcionamento desta estrutura como segue:

- Quando o fluxo de potência é da esquerda para direita, os interruptores S1 e S2 em conjunto com o indutor funcionam como um conversor “*Boost*”. Ao mesmo tempo, os interruptores funcionam como um inversor de tensão para produzir tensão oscilante e quadrada no enrolamento primário do transformador. Os interruptores S3 e S4 funcionam como um retificador para alimentar o barramento de alta tensão.

- Quando o fluxo de potência é invertido, as interruptores S3 e S4 passam a desempenhar a função de inversor e produzem a tensão quadrada na entrada do transformador. S1 e S2 tem a dupla função de retificar e reduzir o nível de tensão para o nível do barramento inferior, regulando a tensão na bateria ou capacitor de armazenamento.

As principais vantagens desta topologia são [14]:

- Reduzido número de semicondutores quando comparado com a topologia em ponte completa;
- Controle simples através da modulação “*Phase Shift*”;
- Baixos picos de corrente no lado de baixa tensão, favorecendo o uso de baterias neste lado;

- Ausência de nível CC no transformador, devido a presença de capacitor em serie (ao elemento) durante todas as etapas de operação.

Por outro lado, observa-se duas desvantagens significativas [14]:

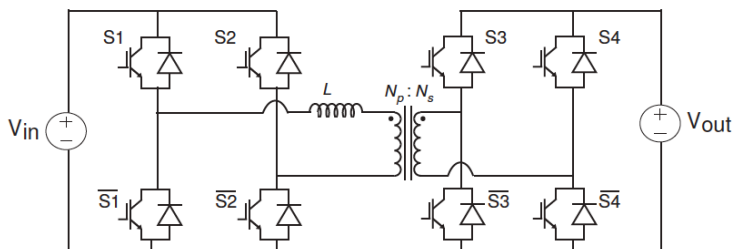
- Necessidade de capacitores volumosos e que suportem a corrente total do conversor principalmente no lado de baixa tensão. Com aumento da potência, estes capacitores se tornam muito volumosos e com custo elevado para o projeto.

2.2.4 CONVERSOR DAB

O conversor DAB é uma extensão do conversor DHB obtido através da adição de um ramo com interruptores em cada lado do transformador. Esta estrutura tem sido bastante estudada no meio acadêmico e tornou-se popular na área de conversores IBDC. Sua aplicação vai desde sistemas de potência com energias renováveis à indústria automobilística devido sua característica compacta e robusta [13].

O DAB possui uma grande vantagem sobre o conversor DHB: não há necessidade de grandes capacitores em série com os interruptores. Por outro lado, possui o dobro do número de interruptores se comparado ao DHB e por consequência maior número de elementos semicondutores.

Figura 2.5: Conversor DAB.



Fonte: [3].

Algumas vantagens do DAB podem ser citadas como:

- Tensão sobre cada interruptor é limitada ao barramento de tensão;
- Esforço de corrente igual para todos os interruptores;
- Controle simples;

- Remoção dos capacitores do conversor DHB. Entretanto, utiliza-se de capacitores de filtragem que suportem apenas o *ripple* de corrente e não seu valor nominal.

As principais desvantagens são:

- Necessidade de controle para evitar saturação do transformador;
- Faixa restrita de comutação suave;

2.2.5 RESUMO DAS TOPOLOGIAS

Um resumo das topologias estudadas é apresentado abaixo para melhor escolha entre os conversores discutidos.

Tabela 2.1: Resumo dos conversores estudados.

Conversor	Tensão (V)	Pot. (W)	Pros	Cons.
Flyback Adaptado	<100	<500	-Estrutura simples. -Baixo número de interruptores.	-Esforços de corrente elevados nos interruptores. -Transformador mais complexo.
Push-Pull com Entrada em Corrente Adaptado	100-400	<2000	-Baixos picos de corrente. -Possibilidade de união com outras topologias. -Baixa probabilidade de saturar o transformador.	-Complexidade. - Esforço de tensão elevado nos interruptores.
DHB	<400	>1000	- Controle simples. - Número de interruptores reduzidos para uma estrutura em ponte. - Baixas perdas por comutação.	-Capacitores volumosos. -Desbalanceamento de corrente no lado de baixa tensão.
DAB	>400	>1000	- Controle simples. - Tensão sobre os interruptores limitada pelo barramento. - Comutação suave sem elementos passivos.	- Número elevado de componentes. - Faixa restrita para comutação suave. - Saturação do transformador. - Controle sensível ao ângulo de defasagem.

Fonte: O autor.

Este resumo sugere que entre as topologias estudadas, o conversor DAB melhor se adequa para aplicações em uma microrrede de energia de média potência. Portanto, esta é a topologia de escolha para este projeto.

3 CONVERSOR DAB

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão abordadas as principais características do conversor DAB. Etapas de operação do conversor, modelagem matemática e aspectos diversos que possibilitem um melhor entendimento do conversor serão estudados. No final do capítulo é apresentado um resumo dos principais valores calculados e que serão utilizados durante todo o projeto.

3.2 ESPECIFICAÇÕES PARA O PROJETO

O conversor DAB apresentado neste capítulo será responsável por intermediar o fluxo de potência entre um barramento de alta tensão e um banco de baterias. Para tanto, o conversor deve seguir as seguintes especificações em seu projeto:

Tabela 3.1: Especificações para o DAB.

Especificações	
Tensão de Entrada (V_{in})	380 V
Tensão de Saída Nominal (V_{out})	48 V
Potência de Saída Nominal (P_{out})	500 W
Frequência de Comutação (f_{sw})	50 kHz
Eficiência (η)	90 %
Ângulo de Defasagem (φ)	45 °
Tempo Morto (t_d)	0,5 μ s

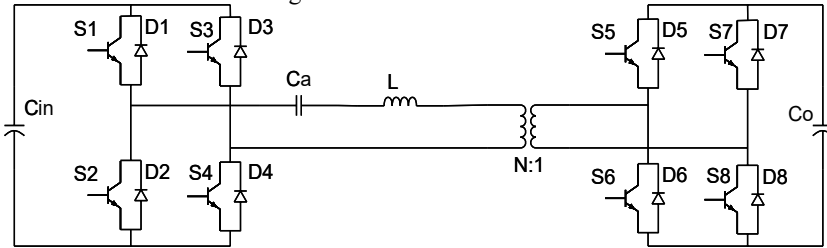
Fonte: O autor.

Apesar do conversor DAB ser recomendado para potências maiores que 1 kW, neste projeto utiliza-se o valor de 500W pois o propósito é de demonstração de conceito. Tenta-se assim, evitar complexidades com o projeto térmico e elétrico envolvidos em um conversor de potência maior.

3.3 PRINCÍPIOS DE OPERAÇÃO

A estrutura do conversor é mostrada na figura 3.1. Esta consiste em um lado de alta tensão representado por C_{in} , duas pontes em H compostas pelos interruptores S1 a S8, transformador de isolamento e adaptação de tensão, indutância externa para transferência de energia e capacitor de saída C_o .

Figura 3.1: Conversor DAB.



Fonte: O autor.

Os interruptores, S1 a S8, comumente são Mosfet's para baixa e média tensão. Estes dispositivos possuem internamente um diodo em antiparalelo além de capacitância entre o Dreno e a Fonte do transistor. Estas características intrínsecas ao dispositivo permitem que o conversor opere em comutação suave sem o uso de elementos externos[15].

Em relação a indutância necessária para a transferência de energia, existem duas formas de obtê-la: através do uso de um transformador com indutância de dispersão projetada para atender as especificações do projeto ou de um indutor externo em adição a um transformador de baixa indutância de dispersão. A segunda forma é mais econômica e facilmente realizável. Nota-se que o valor de indutância efetivamente utilizada é resultante da soma de todas as indutâncias presentes no circuito: indutor externo, valores parasitas no circuito e indutâncias de dispersão do transformador refletidas ao primário. Para simplificar as equações derivadas neste capítulo adota-se que a indutância efetiva equivale apenas ao valor do indutor externo.

Uma das desvantagens do conversor DAB alimentado por tensão é a possibilidade de saturação do transformador devido ao surgimento de corrente contínua em seus enrolamentos. Isto se deve ao desbalanceamento de corrente causado pelo intervalo de tempo (tempo morto) inserido entre a condução de dois interruptores do mesmo braço da ponte H. A solução típica para este problema é a inserção de um capacitor de acoplamento em série com o transformador [22,23].

Para o dimensionamento deste capacitor, considera-se que a indutância total L e o capacitor de acoplamento C_a formam um circuito LC paralelo ressonante. Então, pode-se seguir a equação padrão para este circuito:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_a}} \quad (3.1)$$

Sendo f_0 a frequência de ressonância do circuito. Isolando o valor do capacitor acima tem-se:

$$C_a = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L} \quad (3.2)$$

O valor da frequência de ressonância do circuito LC resultante deve ser escolhido cautelosamente de forma que o DAB não se comporte como um circuito ressonante série [16]. De forma empírica, um valor seguro corresponde a uma década abaixo da frequência de comutação (f_{sw}) do conversor. Desta forma pode-se definir a frequência relativa f_r por (5.3):

$$f_r = \frac{f_{sw}}{f_0} \quad (3.3)$$

Portanto, a equação (5.2) pode ser reescrita como:

$$C_a = \left(\frac{f_r}{f_{sw}} \right)^2 \cdot \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot L} \quad (3.4)$$

3.3.1 MODULAÇÃO *PHASE-SHIFT*

A modulação mais adotada para o conversor DAB é a chamada *Phase Shift* [13]. Nesta técnica a razão cíclica é fixa em 50%. A única variável de interesse é o ângulo de defasagem φ entre a tensão de entrada e saída do indutor. O controle desta variável permite a transferência de potência desejada pelo conversor.

Neste tipo de modulação cada par diagonal de interruptores (figura.3.1) – S1/S4, S2/S3, S5/S28, S6/S7 – é acionada por uma onda quadrada com razão cíclica de 50%, ou seja, metade do período de comutação o interruptor está em condução e na outra metade encontra-se bloqueado.

Na figura 3.2 são mostrados os sinais de comando (sem o tempo morto) para o par de interruptores S1/S4 e S5/S8. Para os pares S2/S3 e S6/S7 as formas de onda são complementares.

Com este controle é possível gerar uma forma de onda quadrada para a tensão nos enrolamentos do indutor. No enrolamento de alta tensão tem-se oscilação entre $\pm V_A$ (tensão no capacitor de entrada) e da mesma forma do lado oposto tem-se $\pm V_B/n$, sendo n a relação de transformação do transformador e V_B a tensão de saída do conversor.

A modulação *Phase Shift* é vantajosa por possibilitar rápida dinâmica, pequena inércia e a comutação suave. Entretanto, a potência transmitida por este modo é dependente da indutância de dispersão do transformador, resultando em grande nível de potência não ativa circulante no conversor[17]. Outra desvantagem desta técnica é a faixa restrita em que o conversor opera em comutação suave.

Como discutido em [15], existem certas condições que o conversor DAB deve obedecer para haver comutação por tensão zero e reduzir as perdas por comutação. Os limites para a haver comutação suave são dados pela equação (3.5) e (3.6):

$$\frac{\varphi}{\pi} > \frac{M - 1}{2M}, \text{ se } M \geq 1 \quad (3.5)$$

$$\frac{\varphi}{\pi} > \frac{1 - M}{2}, \text{ se } M \leq 1 \quad (3.6)$$

Sendo M dado por (3.7) e n a relação de transformação do transformador.

$$M = \frac{V_B}{n \cdot V_A} \quad (3.7)$$

Observa-se que para $M=1$ haverá comutação suave através da comutação com tensão nula. Nesta condição o conversor opera em comutação suave para qualquer valor de defasagem angular. Fora desta condição e em baixa carga o DAB opera com perdas na comutação. Portanto, busca-se projetar o transformador de forma que essa relação seja atendida em condições normais de operação. Entretanto, esta condição não é sempre atendida pois a tensão em um dos barramentos pode variar, como no processo de carga de uma bateria. Nota-se que esta é uma condição necessária, mas não suficiente para haver comutação

suave. Outros fatores como elementos parasitas influenciam nas perdas por comutação do conversor.

3.3.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO

Para análise das etapas de operação faz-se as seguintes considerações:

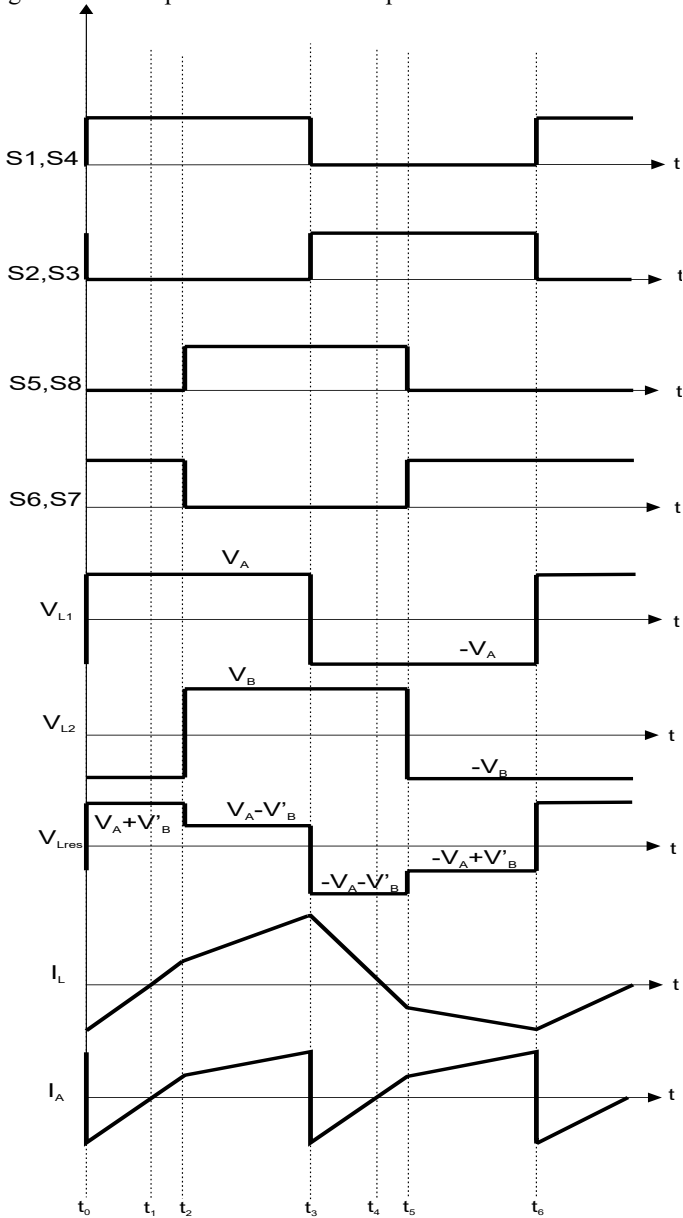
- O capacitor de acoplamento é considerado como um curto-circuito na frequência de comutação e portando pode ser desconsiderado nas análises;
- A indutância de magnetização do transformador é grande o suficiente, de forma que o transformador pode ser representado apenas pela indutância externa;
- Todos os componentes serão considerados como ideais. Sendo os interruptores IGBT representadas por uma chave ideal em paralelo com seu diodo intrínseco;
- Tensão V_A maior que V_B .

Utilizando a modulação *phase shift* de dois níveis apresentada na seção anterior, o conversor DAB possui seis etapas de operação. Em cada etapa uma combinação de interruptores e/ou diodos em antiparalelo devem conduzir corrente.

Nesta análise, o fluxo de potência será da fonte A (de maior tensão) para a fonte B. Em sentido contrário, o conversor possui o mesmo comportamento e formas de onda similares. A tensão da fonte B quando refletida para o lado primário do transformador é representada pela simbologia V'_B .

As principais formas de onda para o conversor são demonstradas pela figura 3.2 para melhor entendimento das etapas de operação. Nesta figura, tem-se os sinais de comando para os interruptores de S1 à S8. Além disso, a forma de onda para tensão de entrada V_{L1} , saída V_{L2} e resultante V_{Lres} no indutor são demonstradas. Por fim, a corrente no indutor I_L e a corrente I_A na fonte primaria A são mostradas.

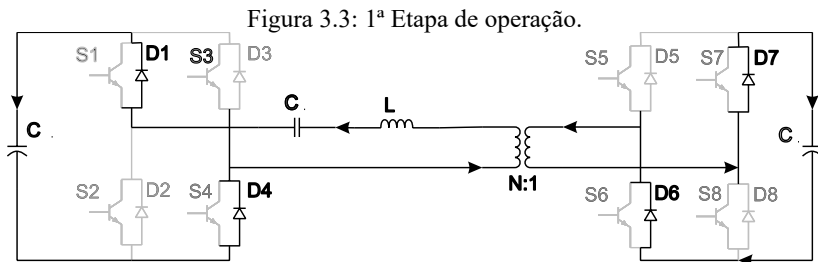
Figura 3.2: Principais Formas de Onda para o Conversor DAB.



Fonte: O autor.

1ª Etapa (t_0, t_1):

Partindo-se de um instante inicial t_0 a corrente no indutor $i_L(t) = i_L(t_0)$ circula pelo diodos D_1, D_4, D_6 e D_7 . Esta corrente parte de um valor inicial $i_L(t_0)$ e cresce com uma taxa de variação dada por (3.8).



Fonte: O autor.

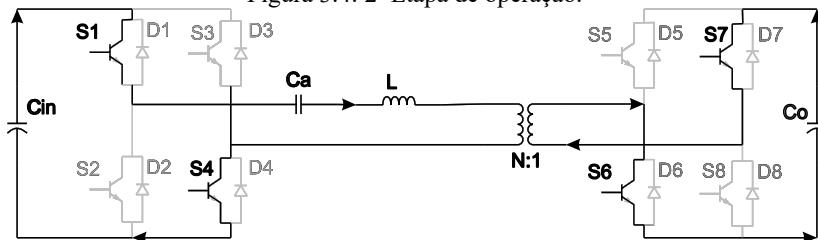
$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_A + V'_B}{L} \quad (3.8)$$

Onde V_A é o valor médio da tensão no lado A, V'_B representa o valor médio da tensão no lado B refletida para ao primário, L a indutância do sistema e $i_L(t)$ a corrente instantânea no indutor.

2ª Etapa (t_1, t_2):

Nesta etapa, a corrente $i_L(t)$ parte de um valor nulo e mantém a mesma taxa de crescimento da etapa anterior. A corrente tem sentido invertido ao da primeira etapa e circula pelos interruptores S_1, S_4, S_6 e S_7 que já estavam acionadas anteriormente. Esta etapa continua até o instante t_2 . Neste instante, os interruptores S_6 e S_7 são bloqueados e os interruptores S_5 e S_8 são acionadas em t_3 .

Figura 3.4: 2ª Etapa de operação.



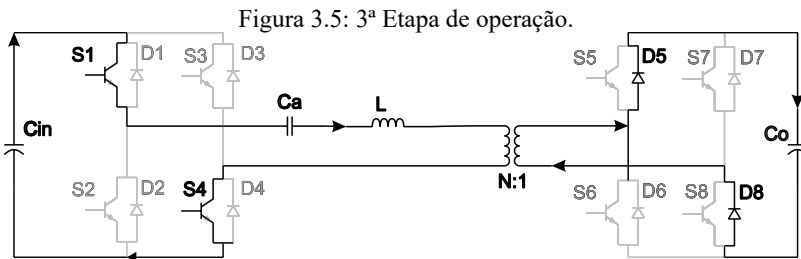
Fonte: O autor.

3ª Etapa (t_2, t_3):

Esta etapa é caracterizada pela troca de braços na ponte H do lado B. É no início desta etapa que a defasagem angular da modulação ocorre.

No instante t_2 , os interruptores S_5 e S_8 são comandadas a conduzir, entretanto, o indutor impede que o sentido da corrente seja alterado abruptamente e, portanto, os diodos D_5 e D_8 conduzem no lado B. No lado A os interruptores S_1 e S_4 continuam conduzindo. No instante $t = t_3$ os interruptores S_1 e S_4 são bloqueados. A equação (3.9) expressa a variação de corrente nesta etapa.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_A - V'_B}{L} \quad (3.9)$$

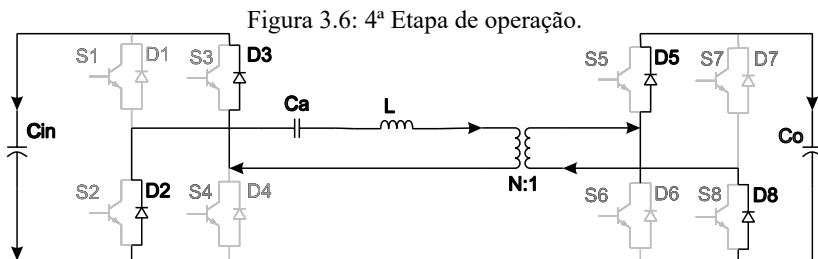


Fonte: O autor.

4ª Etapa (t_3, t_4):

A 4ª etapa é inicializada na metade do período de comutação. Nesta etapa, ocorre a troca de braços na ponte H do lado A. Os interruptores S_2 e S_3 são comandadas a conduzir, mas devido ao sentido da corrente anterior os diodos D_2 e D_3 são forçados a conduzir. No lado oposto, a corrente circula pelos diodos D_5 e D_8 .

Durante este período todos os diodos estão em roda livre e, portanto, a corrente decresce a uma taxa dada por (3.10). Esta etapa é finalizada quando a corrente $i_L(t)$ é anulada.



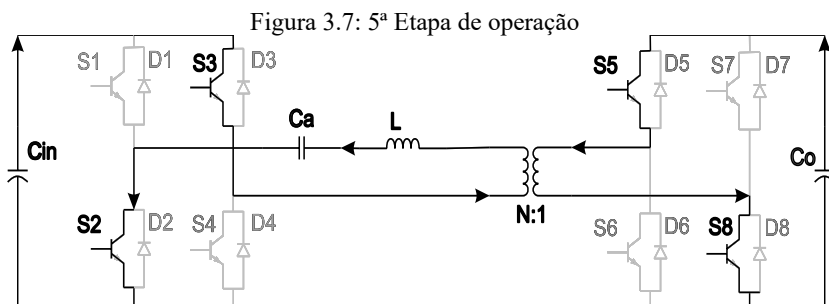
Fonte: O autor.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\left(\frac{V_A + V'_B}{L}\right) \quad (3.10)$$

5ª Etapa (t_4, t_5):

No instante $t = t_4$, a corrente é nula e todos os diodos da etapa anterior são bloqueados. Os interruptores S_2, S_3, S_5 e S_8 fornecem o caminho para a circulação da corrente $i_L(t)$. A corrente possui a mesma variação da etapa anterior.

No instante $t = t_5$, os interruptores S_5 e S_8 são bloqueados para permitir a condução dos interruptores S_6 e S_7 , finalizando esta etapa.

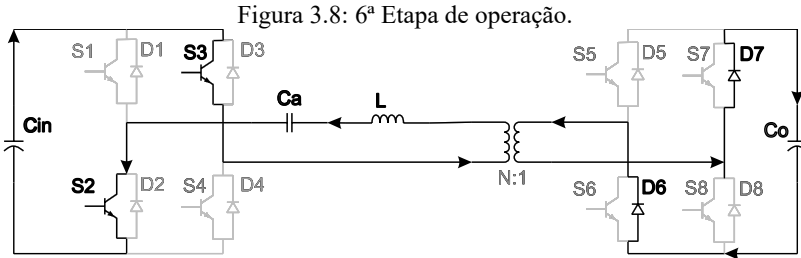


Fonte: O autor.

6ª Etapa (t_5, t_6):

Na última etapa, os interruptores S_5 e S_8 são bloqueados e S_6 e S_7 são comandados a conduzir. Novamente, devido ao sentido da corrente, os diodos D_6 e D_7 formam o caminho para circulação da corrente. No lado A, os interruptores S_2 e S_3 conduzem. A variação de corrente é dada por (3.11):

$$\frac{di_L(t)}{dt} = - \left(\frac{V_A - V'_B}{L} \right) \quad (3.11)$$



Fonte: O autor.

Em $t = t_6$ tem-se o fim da última etapa. Este instante coincide com o período de chaveamento do conversor e a corrente no indutor assume o valor $i_L(t) = i_L(t_6) = i_L(t_0)$. O processo é então reiniciado a partir da etapa um.

3.3.3 RESUMO DE OPERAÇÃO

Alguns pontos relevantes podem ser destacados:

- As tensões sobre cada lado do indutor, V_{L1} e V_{L2} , possui formato quadrangular e alternante entre $\pm V_A$ e $\pm V_B$ respectivamente;
- Energia é transferida para o lado B em todas as etapas de operação pois $V_A > V'_B$. Caso V_A seja igual a V'_B não ocorreria transferência de energia nas 3ª e 6ª etapas pois a derivada de corrente no indutor seria nula;
- A corrente na fonte A equivale à meio período da corrente no indutor e, portanto, possui o dobro da frequência.

As operações são sumarizadas na tabela 3.2, onde Δt representa a variação de tempo entre duas etapas de operação consecutivas.

Tabela 3.2: Resumo das etapas de operação.

<i>Etapa</i>	Elementos em Condução		Período
	Primário	Secundário	
1^a	D ₁ e D ₄	D ₆ e D ₇	$\Delta t_1 = t_1 - t_0$
2^a	S ₁ e S ₄	S ₆ e S ₇	$\Delta t_2 = t_2 - t_1$
3^a	S ₁ e S ₄	D ₅ e D ₈	$\Delta t_3 = t_3 - t_2$
4^a	D ₂ e D ₃	D ₅ e D ₈	$\Delta t_4 = t_4 - t_3$
5^a	S ₂ e S ₃	S ₅ e S ₈	$\Delta t_5 = t_5 - t_4$
6^a	S ₂ e S ₃	D ₆ e D ₇	$\Delta t_6 = t_6 - t_5$

Fonte: O autor.

3.4 ESTUDO MATEMÁTICO DO CONVERSOR

Neste item serão discutidas as relações matemáticas fundamentais para o projeto do conversor DAB. A partir das equações derivadas nesta seção, pode-se dimensionar em termos de esforço de tensão e corrente, os principais componentes elétricos do projeto.

O ponto de partida para encontrar as relações matemáticas necessárias é a corrente $i_L(t)$ que circula pelo indutor, mais especificamente seu comportamento em todas as etapas de operação do circuito. A metodologia aqui seguida é retirada de [18] onde é encontrada de forma completa o desenvolvimento destas equações.

Referindo-se à figura 3.10 e as equações (3.8) à (3.11), a corrente $i_L(t)$ pode ser representada por quatro segmentos de reta definidos por (3.12):

$$i_L(t) = \begin{cases} i_L(t_0) + \frac{V_A + V'_B}{L}(t - t_0), & t_0 < t < t_2 \\ i_L(t_2) + \frac{V_A - V'_B}{L}(t - t_2), & t_2 < t < t_3 \\ i_L(t_3) - \frac{V_A + V'_B}{L}(t - t_3), & t_3 < t < t_5 \\ i_L(t_5) - \frac{V_A - V'_B}{L}(t - t_5), & t_5 < t < t_6 \end{cases} \quad (3.12)$$

Devido às simetrias presentes no conversor DAB, pode-se estabelecer algumas relações matemáticas entre as correntes de interesse, como mostrado na equação (3.13):

$$\begin{cases} i_L(t_0) = -i_L(t_3) = i_L(t_6) \\ i_L(t_1) = i_L(t_4) = 0 \\ i_L(t_2) = -i_L(t_5) \end{cases} \quad (3.13)$$

Da mesma forma, pode-se determinar algumas relações para os instantes de tempo mais importantes, dado por (3.14).

$$\begin{cases} t_0 = 0 \\ t_1 = ? \\ t_2 = t_\varphi = \frac{\varphi}{2\pi f} \\ t_3 = \frac{1}{2f} \\ t_4 = ? \\ t_5 = \frac{\varphi + \pi}{2\pi f} \\ t_6 = \frac{1}{f} \end{cases} \quad (3.14)$$

Em t_0 inicia-se a operação do conversor, t_2 marca o início da defasagem angular, t_3 corresponde a metade do período de comutação, t_5 ocorre 180° após t_2 e t_6 finaliza o período de comutação. Os instantes t_1 e t_4 onde a corrente $i_L(t)$ é nula, inicialmente, são indeterminados.

Para encontrar os valores de corrente em todos os instantes de tempo, manipula-se (3.12) através de (3.14). Substituindo $t = t_2$ e $t = t_3$ respectivamente, na primeira e segunda equação de (3.12), encontra-se (3.15) e (3.16):

$$i_L(t_2) = i_L(t_0) + \frac{V_A + V'_B}{L}(t_2 - t_0) \quad (3.15)$$

$$i_L(t_3) = i_L(t_2) + \frac{V_A - V'_B}{L}(t_3 - t_2) \quad (3.16)$$

Substituindo (15) em (16) e fazendo $i_L(t_0) = -i_L(t_3)$, tem-se:

$$i_L(t_0) = -\frac{V_A + V'_B}{2L}(t_2 - t_0) - \frac{V_A - V'_B}{2L}(t_3 - t_2) \quad (3.17)$$

A partir de (3.14) à (3.17), pode-se encontrar o valor da corrente nos instantes t_0 e t_2 como mostrado em [18] e representados por (3.18) e (3.19) respectivamente.

$$i_L(t_0) = \frac{-V_A\pi + V'_B(\pi - 2\varphi)}{4\pi fL} \quad (3.18)$$

$$i_L(t_2) = \frac{V_A(-\pi + 2\varphi) + V'_B\pi}{4\pi fL} \quad (3.19)$$

Com os valores calculados e utilizando as relações matemáticas de (3.13), pode-se resumir as correntes nos instantes de interesse, conforme (3.20):

$$i_L(t) = \begin{cases} i_L(t_0) = \frac{-V_A\pi + V'_B(\pi - 2\varphi)}{4\pi fL} \\ i_L(t_1) = 0 \\ i_L(t_2) = \frac{V_A(-\pi + 2\varphi) + V'_B\pi}{4\pi fL} \\ i_L(t_3) = \frac{V_A\pi + V'_B(-\pi + 2\varphi)}{4\pi fL} \\ i_L(t_4) = 0 \\ i_L(t_5) = \frac{V_A(\pi - 2\varphi) - V'_B\pi}{4\pi fL} \\ i_L(t_6) = \frac{-V_A\pi + V'_B(\pi - 2\varphi)}{4\pi fL} \end{cases} \quad (3.20)$$

Nota-se que quando $V_A = V'_B$, as correntes nos instantes t_0 , t_2 , t_3 , t_5 e t_6 possuem mesmo módulo. O instante t_1 é determinado fazendo $t = t_1$ e $i_L(t_1) = 0$ em (3.12), obtendo-se a expressão (3.21):

$$t_1 = \frac{V_A \pi + V'_B(-\pi + 2\varphi)}{4\pi f L(V_A + V'_B)} \quad (3.21)$$

Além disto, o instante $t = t_4$ equivale a $t = t_1$ somado a meio período de operação. A equação (3.22) sumariza todos os resultados encontrados:

$$\left\{ \begin{array}{l} t_0 = 0 \\ t_1 = \frac{V_A \pi + V'_B(-\pi + 2\varphi)}{4\pi f L(V_1 + V'_2)} \\ t_2 = t_\varphi = \frac{\varphi}{2\pi f} \\ t_3 = \frac{1}{2f} \\ t_4 = \frac{V_A(3\pi) + V'_B(\pi + 2\varphi)}{4\pi f (V_A + V'_B)} \\ t_5 = \frac{\varphi + \pi}{2\pi f} \\ t_6 = \frac{1}{f} \end{array} \right. \quad (3.22)$$

3.4.1 CORRENTE EFICAZ E MÉDIA NA FONTE PRIMÁRIA

Da figura 3.10, nota-se que a corrente na fonte A possui o dobro da frequência da corrente $i_L(t)$, portanto, o cálculo das integrais pode ser feito para metade do período de comutação. Além disso, a corrente na fonte A é igual a $i_L(t)$ durante esse intervalo de tempo. Para o cálculo da corrente média utiliza-se a expressão (3.23):

$$i_{medA} = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_3} i_L(t) dt \quad (3.23)$$

A integral (3.23) pode ser expandida com base nos intervalos de tempo de operação do conversor e da equação (3.12), resultando em (3.24):

$$i_{medA} = \frac{2}{T} \left[\int_{t_0}^{t_2} \frac{V_A + V'_B}{L} (t - t_0) dt + \int_{t_2}^{t_3} \frac{V_A - V'_B}{L} (t - t_2) dt \right] \quad (3.24)$$

Substituindo os valores de tempo de (3.22) em (3.24) e simplificando a equação resultante, chega-se ao valor da corrente média na fonte A dado por (3.25):

$$i_{medA} = \frac{V_B}{2\pi fLn} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.25)$$

De forma similar, o valor eficaz de corrente é calculado através de (3.26):

$$i_{rmsA} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_2} \left[\frac{V_A + V'_B}{L} (t - t_0) \right]^2 dt + \int_{t_2}^{t_3} \left[\frac{V_A - V'_B}{L} (t - t_2) \right]^2 dt} \quad (3.26)$$

Simplificando (3.26), tem-se (3.27):

$$i_{rmsA} = \sqrt{\frac{V_A^2 \pi^3 + V_A V'_B (-2\pi^3 + 12\pi\varphi^2 - 8\varphi^3) + V'_B{}^2 \pi^3}{48\pi^3 f^2 L^2}} \quad (3.27)$$

3.4.2 TRANSMISSÃO DE POTÊNCIA

A potência média transmitida pelo conversor é obtida multiplicando-se o valor médio da corrente no lado A por sua tensão V_A , resultando em (3.28):

$$P_{med} = \frac{V_A V_B}{2\pi f n L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.28)$$

Observa-se que a potência média transmitida depende de todos os parâmetros de projeto do conversor: V_A , V_B , f , n , L e φ .

Considerando o conversor sem perdas ($P_{med} = P_A = P_B$), o valor médio da corrente no lado B do conversor é determinado pela divisão de (3.28) por V_B , resultando em (3.29):

$$I_2 = \frac{P_{med}}{V_B} = \frac{V_A}{2\pi f n L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.29)$$

Para um estudo mais amplo da potência média transmitida utiliza-se o sistema p.u de unidades. Os valores de base do sistema são dados por (3.30):

$$\begin{cases} V_{base} = V_A \\ I_{base} = \frac{V_A}{2\pi f L} \\ P_{base} = V_{base} I_{base} = \frac{V_A^2}{2\pi f L} \end{cases} \quad (3.30)$$

A expressão (3.31) determina o valor da potência em p.u:

$$\begin{aligned} P_{p.u} &= \frac{P}{P_{base}} = \frac{V_A V_B}{2\pi f n L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \frac{2\pi f L}{V_A^2} = \\ &= \frac{V_B}{n V_A} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \end{aligned} \quad (3.31)$$

Substituindo (3.7) em (3.31), resulta na potência ativa transmitida em p.u (3.32):

$$P_{p.u} = M \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.32)$$

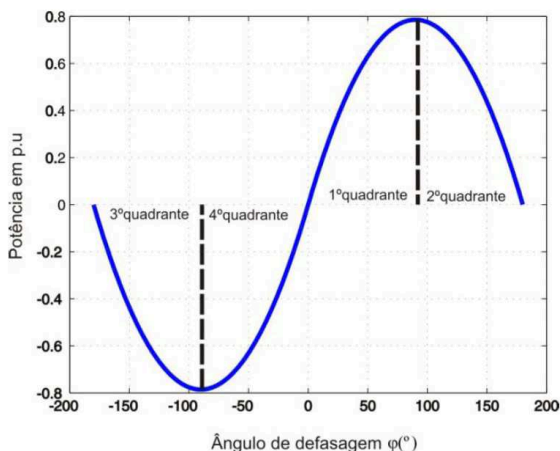
A equação (3.32) para M unitário é representada graficamente na figura 3.9. Algumas conclusões importantes podem ser retiradas da figura 3.9:

- A máxima potência transferida ocorre para um ângulo de defasagem de módulo 90° ;
- No 1° e 2° quadrantes o conversor transfere potência no sentido do lado A para B. No 3° e 4° o sentido do fluxo de potência é invertido e passa a ser do lado B para o A;

- O ângulo de defasagem possui um comportamento aproximadamente linear em relação a potência transmitida na faixa de $-50^\circ \leq \varphi \leq 50^\circ$.

Apesar de poder operar nos quatro quadrantes do círculo unitário, a operação do conversor no 2º e 3º quadrantes não é recomendada pelo alto valor de potência não ativa circulante no circuito e aos altos picos de corrente nestas regiões [22,24].

Figura 3.9: Potência transmitida em p.u em função do ângulo de defasagem.



Fonte: [16].

3.4.2.1 INDUTÂNCIA DE TRANSMISSÃO EXTERNA

O valor da indutância necessária para transmitir a potência P_{med} é encontrado isolando-se a variável L em (3.28), resultando em (3.33):

$$L = \frac{V_A V_B}{2\pi f n P_{med}} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.33)$$

De maneira similar ao cálculo da potência transmitida, o valor de indutância depende dos principais parâmetros do conversor e deve ser determinado com cautela. A máxima potência é transmitida para o valor de indutor por (3.34):

$$L = \frac{V_A V_B}{2\pi f n P_{max}} \frac{\pi}{4} \quad (3.34)$$

Na prática, o valor de indutância deve ser escolhido de tal forma que não seja pequeno ao ponto de se ter alta ondulação e picos de corrente e não tão elevado para não comprometer a transmissão de potência. Em geral, um ângulo de defasagem na faixa de $15^\circ \leq \varphi \leq 45^\circ$ apresenta bons resultados.

Neste projeto utiliza-se $\varphi = 45^\circ$ e o valor de indutância é determinado por (3.35):

$$L = \frac{V_A V_B}{2\pi f n P_{max}} \frac{3\pi}{16} \quad (3.35)$$

3.4.3 CAPACITORES

Um importante aspecto no projeto do conversor é a escolha dos capacitores de entrada e saída. Estes são responsáveis por armazenar energia em instantes de falha na rede e regular a ondulação da tensão de carga, respectivamente. Em [16] é deduzida uma equação para o cálculo da ondulação da tensão de saída, envolvendo praticamente todos os parâmetros do conversor.

Para o cálculo do capacitor de entrada, lado A do conversor, se utilizará o critério de “*Hold-up*” [19]. Neste critério, o capacitor é projetado para manter a tensão de entrada (por tempo limitado) em caso de falhas na rede elétrica.

O valor da capacitância de *hold-up* pode ser calculado através de (3.36):

$$C_{holdup} = \frac{2P_{carga} t_{holdup}}{\eta \left((V_{nom})^2 - (V_{dropout})^2 \right)} \quad (3.36)$$

Onde:

C_{holdup} – Capacitância total de *hold-up*

P_{carga} – Potência total da carga em Watts (W)

T_{holdup} – Tempo desejado (em milissegundos) para manter a tensão no nível normal de operação em caso de falhas na alimentação de entrada.

V_{nom} – Tensão CC nominal do projeto no momento da perda de alimentação.

V_{dropout} – Queda de tensão no estágio de retificação da tensão CA.

η – Eficiência da fonte de alimentação.

Para o estágio de saída será utilizado a equação sugerida por [4] para o conversor *Forward*:

$$C_B = \frac{\Delta I_L}{2\pi f \Delta V_C} \quad (3.37)$$

Onde:

ΔI_L – Ondulação de corrente no lado B.

f – Frequência de comutação do conversor.

ΔV_C – Ondulação da tensão de saída.

Considerando ΔI_L como 10% da corrente média no lado B, tem-se:

$$\Delta I_L = 0.1 \cdot \frac{V_A}{2\pi f n L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.38)$$

Substituindo (3.38) em (3.37), resulta na capacitância de saída (3.39):

$$C_B = 0.1 \cdot \frac{V_A}{4\pi^2 f^2 n L \Delta V_C} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.39)$$

3.5 PARÂMETROS DO CONVERSOR

Com as equações deste capítulo e as especificações dadas pela tabela 3.1, é possível determinar valores para os componentes do conversor. Estes valores são sumarizados na tabela 3.3:

Tabela 3.3: Parâmetros do conversor.

Parâmetros do Conversor	
Tensão de Entrada (V_{in})	380 V
Tensão de Saída Nominal (V_{out})	48 V
Potência de Saída Nominal (P_{out})	500 W
Frequência de Chaveamento (f_{sw})	50 kHz
Eficiência (η)	90 %
Ângulo de Defasagem	45 °
Tempo Morto (t_d)	0,5 μ s
Indutor (L)	541,5 μ H
Relação de Transformação (n)	0,126
Capacitor de Entrada (C_{in})	300 μ F
Capacitor de Saída (C_{out})	50 μ F
Capacitor de Acoplamento (C_a)	3 μ F
Carga Nominal (R_{out})	4,608 Ω

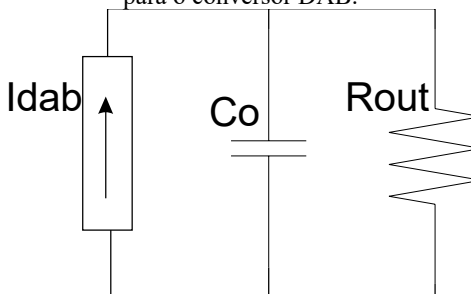
Fonte: O autor.

3.6 MODELO MÉDIO QUASE INSTANTÂNEO PARA O CONVERSOR DAB

Para o desenvolvimento da malha de controle, necessita-se de um modelo matemático que represente a dinâmica do conversor DAB linearizado em um ponto de operação. Através deste modelo tem-se a planta da dinâmica do conversor, possibilitando o projeto do sistema de controle.

O modelo médio quase instantâneo é uma forma eficaz de reproduzir a dinâmica do conversor, com o propósito de seu controle. O controlador que será projetado atuará, de acordo, com a dinâmica do conversor em relação a variação do ângulo de defasagem. Neste tipo de modelo representa-se o conversor, a partir, do cálculo dos valores médios das variáveis em um período de comutação. Cada porta do conversor é representada por uma fonte de corrente em função do ângulo de defasagem, cuja amplitude é o valor médio dentro de um período de operação [16]. A figura 3.10 demonstra esta modelagem para a saída do conversor (I_{dab}) ligada a um capacitor de filtro C_o e uma carga resistiva R_{out} .

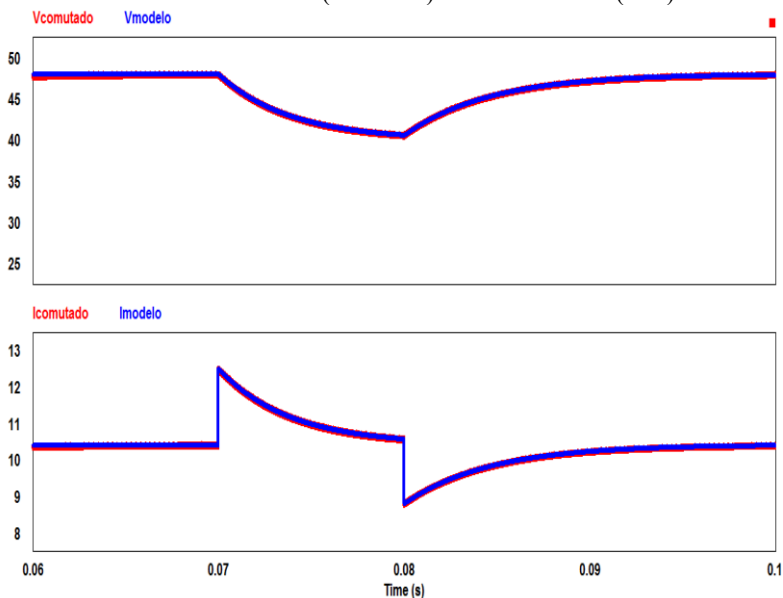
Figura 3.10: Modelo Médio Quase Instantâneo para o conversor DAB.



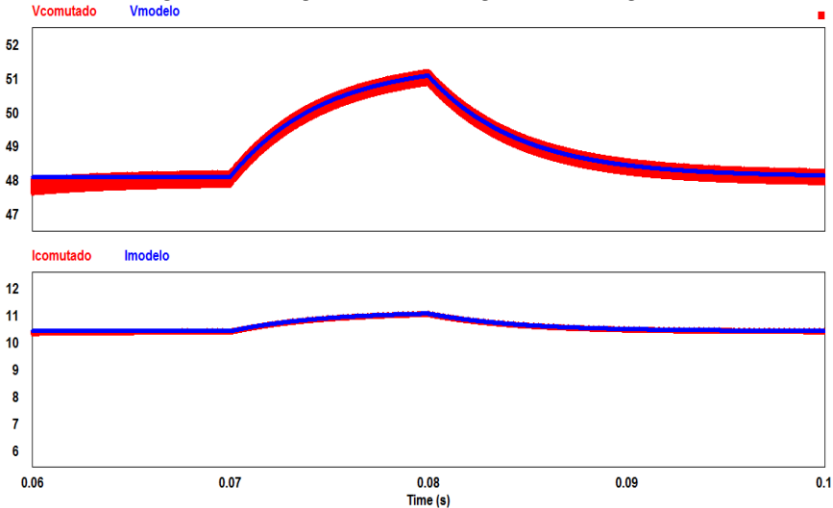
Fonte: O autor.

Para verificar a validade deste modelo, sua resposta ao degrau de carga e ao ângulo de defasagem são simuladas e comparadas com o modelo chaveado nas figuras (3.11) e (3.12) respectivamente.

Figura 3.11: Degrau de Carga. Imagem superior tensão e abaixo corrente.
Conversor Comutado (vermelho) e Modelo Médio (azul).



Fonte: Psim.

Figura 3.12: Degrau de 5° no Ângulo de defasagem.

Fonte: Psim.

Com essas simulações pode-se comprovar a eficácia com que o modelo de valores médios descreve o conversor chaveado. Além disso, nota-se que o conversor DAB comporta-se como uma fonte de corrente contínua (dependente do ângulo de defasagem) e, portanto, um degrau de carga não altera o valor da corrente média em sua saída (figura. 3.11). Na aplicação de um degrau no ângulo de defasagem, observa-se a alteração dos níveis de corrente e tensão na saída do conversor (figura. 3.12). O valor médio da corrente na carga é reescrito na equação (3.40):

$$\langle I_2 \rangle = \frac{V_A}{2\pi f n L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.40)$$

O controle que será utilizado para o conversor terá forma linear e, portanto, precisa-se linearizar o modelo. Pelo método de pequenos sinais, o valor do ângulo φ pode ser decomposto em um valor no ponto de operação Φ e um distúrbio $\tilde{\varphi}$, gerando uma perturbação no valor da corrente I_2 como mostrado em (3.41) e (3.42) respectivamente.

$$\varphi = \Phi + \tilde{\varphi} \quad (3.41)$$

$$I_2 + \tilde{i}_2 = \frac{V_A}{2\pi fnL} (\Phi + \tilde{\varphi}) \left(1 - \frac{|(\Phi + \tilde{\varphi})|}{\pi} \right) \quad (3.42)$$

Aplicando a transformada de Laplace nas expressões anteriores, pode-se chegar em (3.43) que representa a planta de corrente do conversor.

$$\frac{\tilde{i}_2(s)}{\tilde{\varphi}(s)} = \frac{V_A}{2\pi fnL} \left(1 - \frac{2\Phi}{\pi} \right) \quad (3.43)$$

Aplicando-se a lei de Kirchhoff no circuito da figura 3.12 resulta em (3.44):

$$\tilde{i}_2(t) = C_2 \frac{d\tilde{v}_2(t)}{dt} + \frac{\tilde{v}_2(t)}{R} \quad (3.44)$$

Usando a transformada de Laplace em (3.44), tem-se a função de transferência da tensão de saída em função da corrente de carga do conversor, dada por (3.45):

$$\frac{\tilde{v}_2(s)}{\tilde{i}_2(s)} = \frac{R}{sC_2R + 1} \quad (3.45)$$

Multiplicando a equação (3.43) e (3.45) encontra-se a planta de tensão do conversor dado por (3.46):

$$\frac{\tilde{v}_2(s)}{\tilde{\varphi}(s)} = \frac{V_A}{2\pi fnL} \left(1 - \frac{2\Phi}{\pi} \right) \frac{R}{sC_2R + 1} \quad (3.46)$$

Estas equações serão utilizadas no capítulo 5, no projeto do sistema de controle.

4 SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será discutida a operação do sistema de baterias utilizado na saída do conversor DAB. O conjunto de baterias terá as funções de armazenar energia em funcionamento normal da rede, assim como de suprir energia para cargas no caso de falhas no barramento de alimentação principal.

As baterias utilizadas para este propósito serão do tipo chumbo-ácido reguladas por válvula (VRLA). Este tipo de bateria possui uso em aplicações estacionárias [20] e suas características são resumidas pela tabela 4.1.

Tabela 4.1: Características baterias VRLA.

Baterias Chumbo-Acido Seladas	
Pros	Cons.
Menor custo de fabricação	Baixa densidade de energia
Tecnologia madura, confiável e bem compreendida	Hostis ao meio-ambiente. Eletrólito pode causar danos ao meio ambiente
Durável e segura em operação nominal	Número limitado de ciclos de descarga
Autodescarga baixa	Tensão de célula não deve cair abaixo do especificado pelo fabricante
Manutenção baixa	Peso elevado
Taxa elevada de descarga	Vida útil dependente da temperatura ambiente

Fonte: [20].

4.2 CONCEITOS BÁSICOS

Alguns conceitos básicos relacionados às baterias devem ser considerados para melhor entendimento do seu modo de operação [21].

Capacidade (Ah) – É a corrente máxima que a bateria pode fornecer em “x” horas, sem ser danificada. Usualmente este valor é fornecido pelos fabricantes para 20 h, então uma bateria de 60 Ah poderá fornecer 3 A durante uma hora continuamente. Esta característica é não-linear, além de ser influenciada pela temperatura.

Auto-Descarga – Resultado de perdas não-controláveis por reações químicas internas da bateria.

Tensão de Flutuação – Tensão para qual a bateria se mantém carregada e compensa o processo de auto-descarga. Valor deve ser compensado com o aumento da temperatura.

Carga de Equalização – Carga realizada para equalizar o nível de tensão entre as células da bateria. Nível de tensão maior que o de flutuação.

A tensão de flutuação e a carga de equalização são parâmetros de extrema importância para se manter a vida útil e a capacidade nominal da bateria. Se estes valores forem muito elevados causará crescimento acelerado e corrosão da placa, reduzindo a vida útil da bateria. Por outro lado, se estes valores forem muito baixos a bateria não permanecerá em plena carga e ocorrerá sulfatação e redução da vida útil das placas [22]. A tensão de flutuação e equalização devem ser ajustadas em função da temperatura.

Baterias com tensão abaixo de 11 V ($<1,83\text{V}/\text{célula}$) levam algum tempo para mostrar que estão aceitando carga. Por isto, nunca é recomendado a descarga completa da bateria. Os níveis de tensão e corrente no processo de carregamento de uma bateria são sumarizados pelas tabelas 4.2 e 4.3 respectivamente. Para cada $10\text{ }^\circ\text{C}$ de aumento de temperatura subtrair $0,33\text{V}$ dos níveis de tensão no processo de carga.

Tabela 4.2: Níveis de tensão para baterias de 12V.

Estados	Tensão por célula *
Sem carga	Abaixo de $1,70\text{ V}$ (V_{off})
Flutuação (normal)	Entre $2,15$ e $2,30\text{ V}$ (V_{flt})
Equalização (recarga)	Entre $2,40$ e $2,50\text{ V}$ (V_{blk})
Sobretensão (sobrecarga)	Acima de $2,70\text{ V}$
* Valores para $25\text{ }^\circ\text{C}$	

Fonte: [20].

Tabela 4.3: Níveis de corrente no processo de carga.

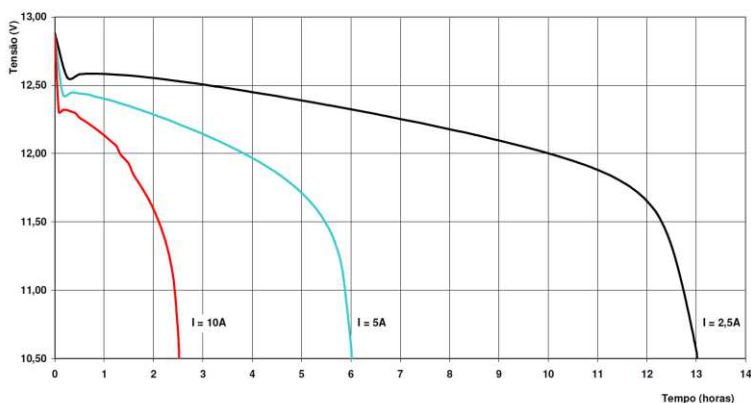
Denominação da Corrente	Valor
Equalização (recarga)	10% da capacidade nominal (I_{blk})
Flutuação	1% da capacidade nominal (I_{tric})
Retenção	$I_{\text{blk}} / 5$ (I_{oct})

Fonte: [20].

Na figura 4.1 são mostradas curvas típicas encontradas no processo de descarga de uma bateria de 12 V. Nota-se que o tempo de descarga é reduzido com o aumento decorrente fornecida a carga. Além disso, abaixo de 12 V a tensão diminui rapidamente até a tensão de fim de carga (10,5V).

Figura 4.1: Curvas de descarga típicas para bateria 12V.

CURVAS DE DESCARGA - CORRENTE CONSTANTE - DF500



Fonte: [22].

4.3 MÉTODO DE CARGA

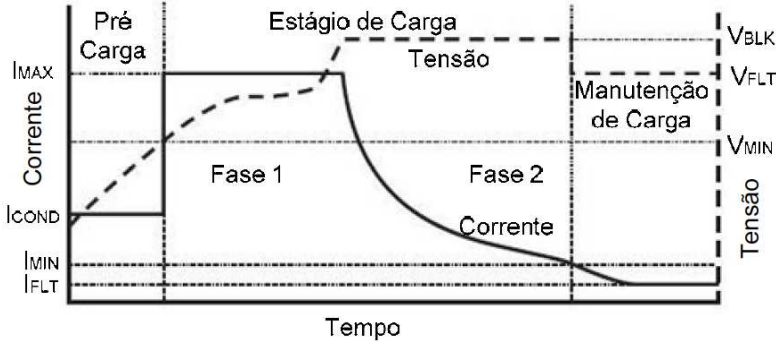
Em geral os métodos propostos para carga de baterias possuem duas etapas principais denominadas de etapa lenta (pré-carga) e rápida. A etapa lenta tem como propósito iniciar o carregamento de baterias que sofreram descargas profundas [23]. Nesta etapa, uma pequena corrente é injetada na bateria até sua tensão ultrapassar uma tensão mínima, V_{\min} , e assim iniciar a etapa rápida. Na etapa rápida o processo de carga é realizado de acordo com o algoritmo pretendido.

É recomendado pelos fabricantes que não haja descarga profunda nas baterias estacionárias, pois ocorrerá a diminuição da vida útil da mesma. Neste projeto não serão feitas descargas além do limite recomendado pelo fabricante e, portanto, a etapa lenta de carga não será utilizada ou estudada.

O método recomendado pelos fabricantes para recarga de baterias de chumbo-ácido é o algoritmo de quatro estados ou duplo nível de tensão. Este método possibilita uma recarga em um intervalo de tempo relativamente rápido e garante 100% da capacidade da bateria [28,30].

Este será o método adotado neste projeto sendo descrito abaixo e representado pela figura (4.2):

Figura 4.2: Algoritmo de quatro estágios para carga da bateria.



Fonte: [21].

Pré Carga: Aplicada corrente mínima para não danificar a bateria, mantida até o nível de tensão mínima V_{min} ser atingido.

Fase 1 – Carga rápida: A Corrente é regulada e aproximadamente 90% da carga é reestabelecida. É aplicada a corrente máxima permitida (I_{max}) até alcançar a tensão máxima de equalização (V_{blk}).

Fase 2 - Sobrecarga: A tensão é regulada. A tensão de equalização V_{blk} é mantida até que a corrente seja reduzida, naturalmente, ao valor de retenção I_{min} ou 20% da corrente máxima.

Manutenção de Carga ou Carga flutuante: A tensão é regulada no valor de flutuação. A corrente suprida I_{flt} é utilizada apenas para compensar as perdas internas da bateria.

4.4 ALGORITMO IMPLEMENTADO

Na figura 4.3 encontra-se o algoritmo de carregamento do banco de baterias utilizado no processador digital de sinais (DSP). As seguintes etapas são mostradas e descritas abaixo:

- **Início** – Inicialização do programa. Definição de arquivos, diretivas e variáveis utilizados pelo DSP.

- **Teste de temperatura** – É feita a leitura do valor de tensão para a variável de temperatura. Esta variável é definida em um intervalo de funcionamento, em que, as baterias funcionam corretamente.

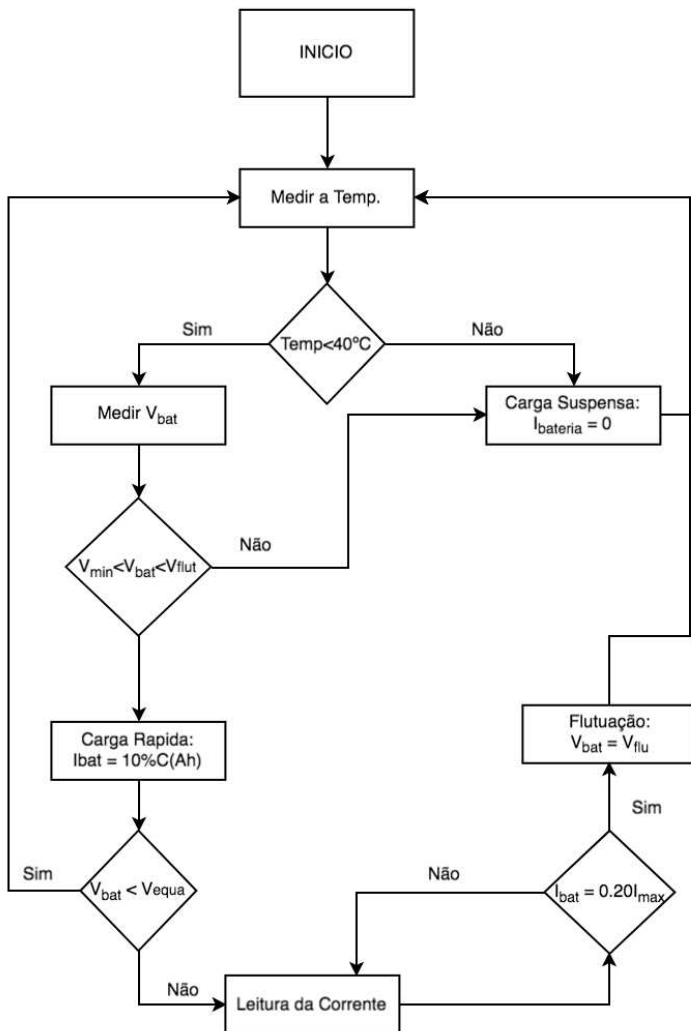
- **Carga suspensa** – Estado em que a corrente da bateria é mantida em zero. Resultado de temperatura ou tensão fora do limite especificado para o banco de baterias.

- **Carga rápida** – Inicia o método de quatro estados apresentado anteriormente. Corrente é mantida em um valor máximo até que se obtenha aproximadamente 90% da carga da bateria. Após esta etapa a corrente na bateria cai para um valor mínimo, tem início a etapa de flutuação.

- **Flutuação** – A tensão na bateria é mantida no valor de flutuação para recuperar as perdas internas da bateria.

Fim - A bateria é mantida na etapa de flutuação indefinidamente.

Figura 4.3: Fluxograma implementado no DSP.



Fonte: O autor.

5 SISTEMA DE CONTROLE

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será estudado o controle do fluxo de potência na bateria através do conversor DAB. A partir de um modelo de pequenos sinais do conversor uma estrutura de controle é definida. Através desta estrutura pode-se projetar os compensadores para as malhas de tensão e corrente. Inicialmente é feito o controle de forma analógica, sendo digitalizado posteriormente para implementação no DSP.

5.2 MODELO PARA CONTROLE

O conversor DAB é modelado como uma fonte de corrente equivalente ao valor médio da corrente de saída. A planta de corrente do conversor foi derivada na seção 3.6 e é reescrita em (5.1):

$$G_{i_2\varphi}(s) = \frac{\tilde{i}_2(s)}{\tilde{\varphi}(s)} = \frac{V_1}{2\pi fnL} \left(1 - \frac{2\Phi}{\pi}\right) \quad (5.1)$$

Na literatura encontram-se diversas estratégias para modelar o comportamento dinâmico das baterias de chumbo-ácido. Entretanto, a utilização destes modelos acrescenta complexidade matemática e computacional ao sistema [28,31,32]. Além disto, a dinâmica da bateria é muito mais lenta que o conversor e para efeito de cálculo a bateria pode ser modelada como um resistor de valor dado por (5.2):

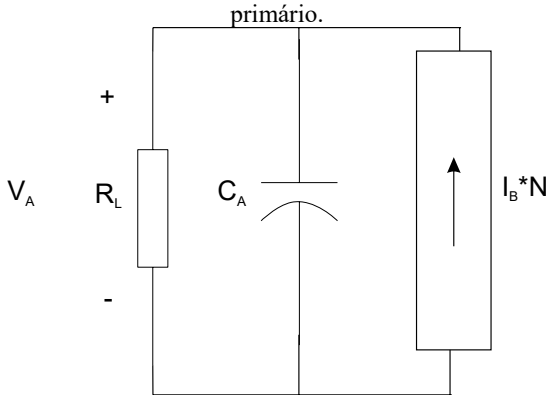
$$Z_b = \frac{V_B}{I_{carga}} \quad (5.2)$$

Sendo V_B a tensão nominal do banco de baterias e I_{carga} a corrente máxima de carga ou 10% da capacidade (Ah) da bateria. A função de transferência que representa a bateria em seu carregamento é então dada por (5.3).

$$G_{V_{bi2}}(s) = \frac{V_B(s)}{i_2(s)} = Z_b \quad (5.3)$$

A figura 5.1 mostra o modelo do conversor quando a bateria funciona como uma fonte de corrente no processo de descarga por corrente constante.

Figura 5.1: Modelo para descarga da bateria por corrente constante refletido ao primário.



Fonte: Adaptada de [24,25].

Sendo R_L as cargas na rede e definida pela equação (5.4):

$$R_L = \frac{V_A^2}{P_{cargas}} \quad (5.4)$$

Sendo V_A a tensão no barramento e P_{cargas} a potência total das cargas ligadas ao barramento. Da figura 5.1, tem-se:

$$V_A(s) = \frac{R_L}{sR_L C_A + 1} [i_b(s)N] \quad (5.5)$$

A partir de (5.5) encontra-se a função de transferência para o lado de alta tensão:

$$G_{VAi2}(s) = \frac{\widetilde{V}_A(s)}{\widetilde{i}_2(s)} = \frac{R_L}{sR_L C_A + 1} N \quad (5.6)$$

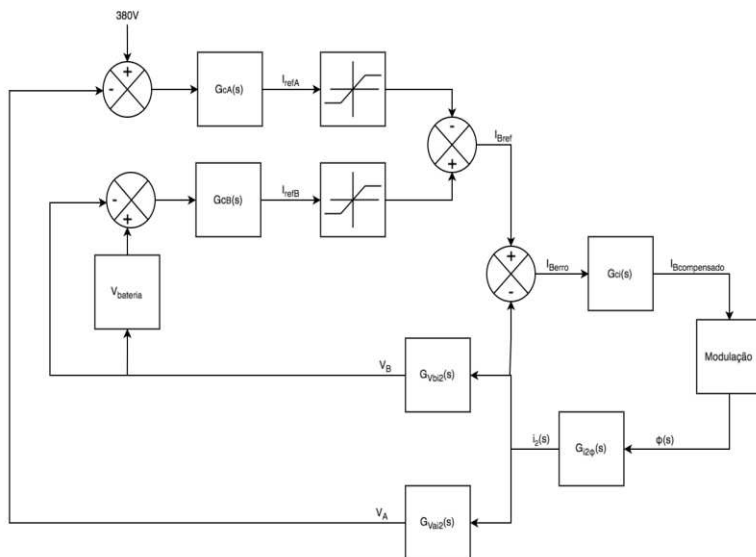
5.3 PROJETO DO CONTROLE

Uma estrutura para o controle deste tipo de conversor é proposta por [24,25], sendo mostrada na figura 5.2. Esta estrutura permite transição suave entre os estágios de carga e descarga da bateria e será utilizada para este projeto.

A estrutura de controle possui uma malha de corrente e duas malhas de tensão conectadas. A malha A é responsável pelo barramento de 380 V enquanto a malha B pela tensão na bateria. O controle é baseado na diferença entre estas duas malhas e na saturação dos seus respectivos compensadores, definindo o fluxo de potência no conversor [24,25].

No modo de carregamento da bateria a malha B irá impor uma referência de tensão V_{bateria} de acordo com o método de carregamento (equalização ou carga de flutuação). O compensador $G_{cB}(s)$ fornece uma corrente I_{refB} que logo chega em seu limite superior pois a bateria possui uma dinâmica muito lenta em relação ao conversor. Esta corrente deve saturar no valor máximo permitido para a carga da bateria, ou seja, 10% da capacidade (Ah). Neste momento a malha A não influencia no controle pois a corrente I_{refA} estará limitada no seu valor mínimo de 0 A.

Figura 5.2: Diagrama de blocos da estrutura de controle.



Fonte: Adaptado de [24,25].

No modo de descarga da bateria a malha A se sobrepõe a malha B. Nesta situação a referência da malha A é menor que 380V e o compensador $G_{cA}(s)$ fornece uma corrente I_{refA} . A diferença das correntes nas duas malhas resulta na corrente de carregamento $I_{\text{Bref}} =$

$I_{\text{refB}} - I_{\text{refA}}$. Sendo I_{refA} maior que I_{refB} , o fluxo de potência é invertido e a bateria descarrega. Novamente, I_{refB} satura no valor máximo de corrente de carga (10% da capacidade da bateria em Ah). Portanto, ao utilizar-se um valor máximo de corrente de descarga de 20% da capacidade (Ah) da bateria, o valor da corrente I_{refA} deve ter seu limite superior em $I_{\text{refA}} = I_{\text{refB}} - I_{\text{Bref}} = 10\%Ah - (-20\%Ah) = 30\%Ah$.

Por fim, a corrente resultante I_{Bref} é comparada com o valor atual de corrente na saída do DAB. O erro resultante é corrigido pelo compensador de corrente $G_{ci}(s)$, o ângulo de defasagem calculado pelo modulador e a corrente de saída é gerada. Esta corrente então passa pelas plantas de bateria $G_{Vbi2}(s)$ e do barramento $G_{Vai2}(s)$ e o processo continua.

5.3.1 PROJETO DOS COMPENSADORES

Devido a natureza de primeira ordem das plantas, os compensadores do tipo proporcional - integral (PI) serão utilizados. A função de transferência de um compensador PI é dada por (5.7):

$$H(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_r} \right) \quad (5.7)$$

Onde K_p representa o ganho do controle PI e T_r é a constante de integração.

Compensadores do tipo PI possibilitam grandes ganhos em baixa frequência, eliminando o erro em regime permanente para resposta ao degrau. Para o projeto destes compensadores serão utilizados os valores da tabela 3.3 da seção 3.5 e a ferramenta SISOTOOL do Matlab.

O SISOTOOL é uma ferramenta gráfica para o projeto de compensadores para sistemas SISO (*single-input/single-output*) disponível no Matlab. Através desta ferramenta pode-se projetar os compensadores com o uso de técnicas como o lugar das raízes, diagrama de Bode, além dos diagramas de Nichols e Nyquist [26]. O diagrama de Bode foi utilizado para o projeto dos compensadores.

5.3.1.1 MALHA DE CORRENTE

Referindo-se a figura 5.2 tem-se que a malha aberta de corrente $H_i(s)$ é definida por (5.8). O ganho do modulador é X e em malha aberta o compensador possui ganho unitário.

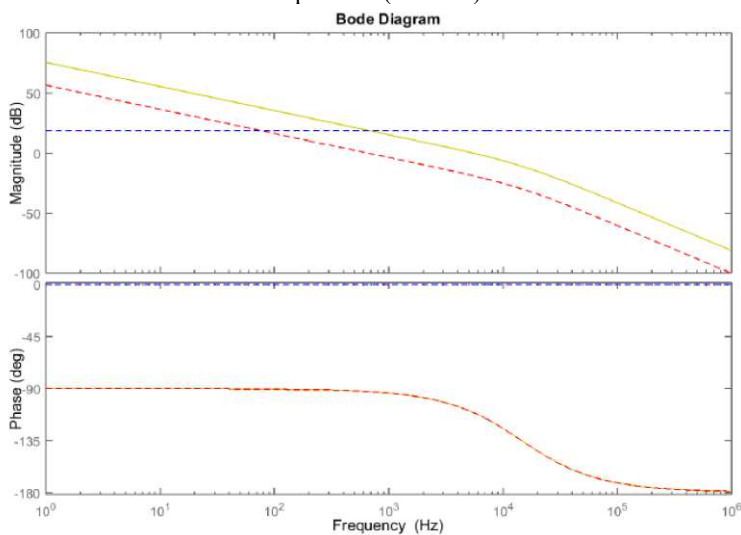
$$H_i(s) = XG_{ci}(s)G_{iz\phi}(s) \quad (5.8)$$

Para que o controle tenha uma resposta rápida, sua frequência de cruzamento f_c deve ter valor o mais alto possível [4]. Da teoria de controle, valores de f_c perto de um quarto da frequência de comutação são aceitáveis, entretanto será adotado um valor de uma década abaixo (5,5kHz) da frequência de comutação para evitar problemas de amostragem no sinal. Além disto, a inclinação na f_c deve ser de -20 dB/década.

Em relação à margem de fase P_m , valores entre 40° e 70° resultam em uma troca aceitável entre estabilidade e largura de banda. O valor de 70° será utilizado na malha de corrente. A figura 5.3 mostra a resposta em frequência do sistema não compensado e após o uso do compensador definido por (5.9). O compensador é do tipo PI + polo para ajuste da margem de fase.

$$G_{ci}(s) = \frac{4211,3}{s(1 + 1,8 \cdot 10^{-5}s)} \quad (5.9)$$

Figura 5.3: Planta de corrente (azul), Compensador (vermelho), Malha aberta compensada (amarelo).



Fonte: Matlab.

5.3.1.2 MALHA DE TENSÃO DA BATERIA

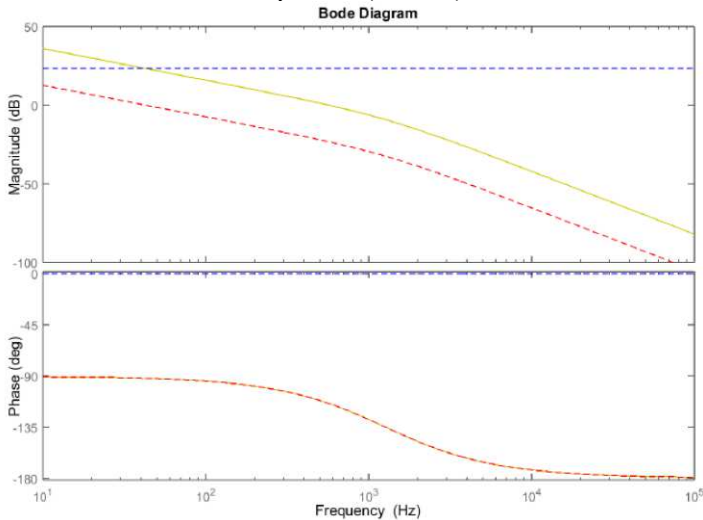
A malha de tensão da bateria é dada por (5.10), sendo que a malha de corrente neste caso possui ganho unitário. Observa-se que a função $G_{Vbi2}(s)$ é um ganho estático definido em (5.3). Em malha aberta o compensador também possui ganho unitário.

$$H_{Vb}(s) = G_{cB}(s)G_{Vbi2}(s) \quad (5.10)$$

A f_c utilizada para esta malha será duas décadas abaixo da frequência de comutação e com -20 db/década, evitando que a malha de tensão interfira na de corrente. A margem de fase é aproximadamente 65° . A figura 5.4 mostra o sistema não-compensado e após a compensação, sendo a equação do compensador dada por (5.11). O compensador é do tipo PI + polo para ajuste da margem de fase.

$$G_{cB}(s) = \frac{271,28}{s(1 + 0,00013s)} \quad (5.11)$$

Figura 5.4: Planta da bateria (azul), Compensador (vermelho), Malha aberta compensada (amarelo).



Fonte: Matlab

5.3.1.3 MALHA DE TENSÃO DO BARRAMENTO

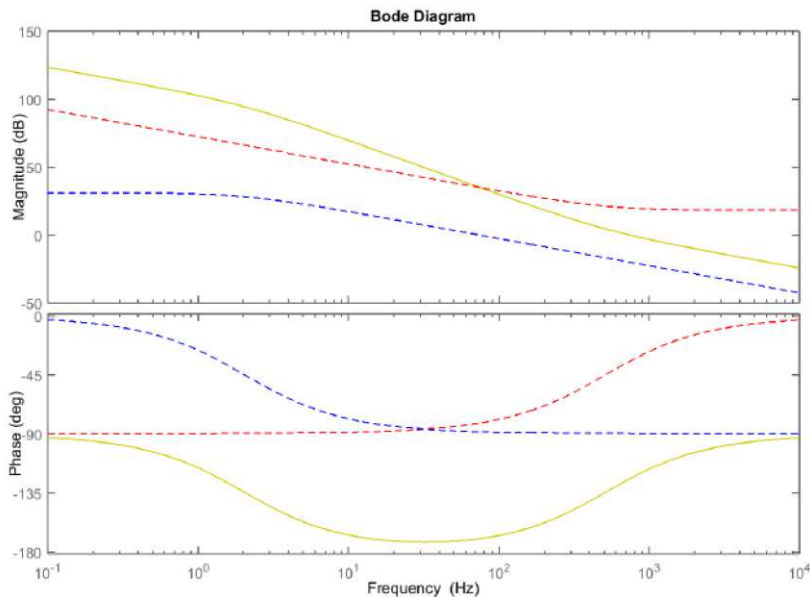
A malha de tensão do barramento é dada pela equação (5.12) e novamente a malha de corrente e o compensador em malha aberta possuem ganho unitário.

$$H_{Va}(s) = G_{cA}(s)G_{Vai2}(s) \quad (5.12)$$

A função $G_{Vai2}(s)$ é de primeira ordem e para o projeto do compensador será utilizado um PI + zero. A f_c utilizada para esta malha será de 745 Hz com aproximadamente -20 db/década. A margem de fase em torno de 56°. A figura 5.5 mostra o sistema não-compensado e após a compensação, sendo a equação do compensador dada por (5.13).

$$G_{cA}(s) = \frac{26392(1 + 0,00031s)}{s} \quad (5.13)$$

Figura 5.5: Planta do barramento (azul), Compensador (vermelho), Malha aberta compensada (amarelo).



Fonte: Matlab.

5.4 CONTROLE DIGITAL

Para implementação do controle através do processador digital de sinais (DSP) é necessário que as equações de controle, contínuas no tempo, sejam discretizadas. Para isto os sinais analógicos devem ser adequadamente monitorados e mostrados na entrada do DSP através de sensores de corrente e tensão.

Para modelar o controle no domínio digital é necessário a introdução do período de amostragem do sistema T_s . Esta constante é necessária quando as equações de controle contínuas no tempo são transformadas para o domínio discreto com o uso da transformada Z.

Será utilizado T_s igual ao período de chaveamento, o que implica em uma frequência de amostragem de 50kHz. Com este propósito será utilizado o método de Tustin ou transformada bi linear, expressa por (5.14):

$$s = \frac{2}{T_s} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) \quad (5.14)$$

A equação (5.14) é então substituída na equação de cada compensador projetado anteriormente, resultando em uma função de transferência discretizada – equações (5.15) à (5.17). O próximo passo para a digitalização do controle é a redução destas equações para a forma de equações de diferenças.

$$G_i(z) = \frac{0,01504035 + 0,03008071 \cdot z^{-1} + 0,01504035 \cdot z^{-2}}{1 - 1,285714 \cdot z^{-1} + 0,28571429 \cdot z^{-2}} \quad (5.15)$$

$$G_{Va}(z) = \frac{8,44544 - 7,9176 \cdot z^{-1}}{1 - 1 \cdot z^{-1}} \quad (5.16)$$

$$G_{Vb}(z) = \frac{0,0001937 + 0,0003875 \cdot z^{-1} + 0,0001937 \cdot z^{-2}}{1 - 1,8571429 \cdot z^{-1} + 0,8571428 \cdot z^{-2}} \quad (5.17)$$

Os controles de corrente e tensão, na forma de equação diferença, são expressos pelas equações (5.18) à (5.20). Neste formato, o controle é de fácil implementação no código do DSP.

$$y_i(n) = 0,01504035u(n) + 0,03008071u(n - 1) + 0,01504035u(n - 2) - 1,285714y(n - 1) + 0,28571429y(n - 2) \quad (5.18)$$

$$y_{Va}(n) = 8,44544u(n) - 7,9176u(n - 1) + y(n - 1) \quad (5.19)$$

$$y_{Vb}(n) = 0,0001937u(n) + 0,0003875u(n - 1) + 0,0001937u(n - 2) - [-1,8571429y(n - 1) + 0,8571428y(n - 2)] \quad (5.20)$$

6 SIMULAÇÕES

6.1 DESCRIÇÃO DAS SIMULAÇÕES

A simulação do conversor através de um software dedicado é uma ferramenta essencial do projeto. Isto é necessário para prever com confiança o comportamento do sistema, permitir melhorias na modulação e controle, minimizar o tempo gasto, garantir a segurança do projeto além de bons resultados na implementação prática. Portanto, este capítulo tem como objeto descrever os resultados das simulações realizadas.

Na primeira etapa de simulações, fez-se o estudo do conversor em malha aberta. Esta etapa serve basicamente para estudar o comportamento, princípios de operação e principais formas de ondas no conversor.

Na segunda etapa é simulado o conversor em malha fechada. É simulada a ação do controle nas malhas de tensão e corrente e sua resposta a variações de referência. Além disto, o carregamento do banco de baterias é testado, assim como o processo de inversão de fluxo de potência na bateria.

Para simular o comportamento do conversor DAB foi utilizado o software PSIM da PowerSim Inc. Este software é especializado na simulação de sistemas chaveados e de eletrônica de potência. Apesar do software ser capaz de simular as não-idealidades dos componentes preferiu-se utilizar todos os componentes idealizados. Os valores utilizados para os componentes são sumarizados na tabela 6.1.

Tabela 6.1: Parâmetros do Circuito.

Parâmetros do Circuito	
Frequência de Comutação	50 kHz
Tempo Morto	0,5 μ s
Indutor	541,5 μ H
Relação de Transformação ($N_s:N_p$)	0,126
Capacitor de Saída	50 μ F

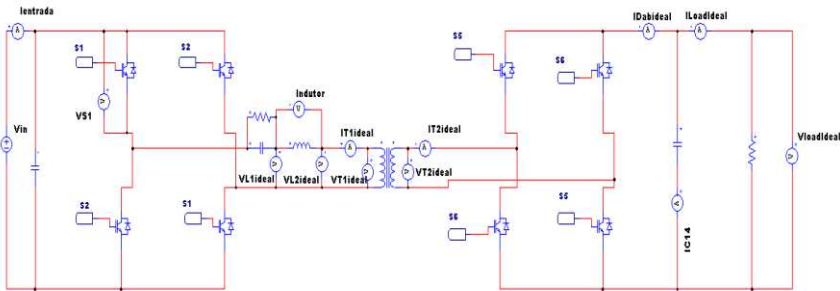
Fonte: O autor.

6.2 SIMULAÇÃO EM MALHA ABERTA

O conversor DAB em malha aberta simulado no PSIM é mostrado na figura 6.1. Esta simulação consiste nos interruptores semicondutoras IGBT's, fonte CC de 380 V como alimentação de

entrada, capacitores de filtragem, transformador e carga resistiva. Também foram inseridos elementos para a medição de corrente e tensão nos principais componentes do sistema.

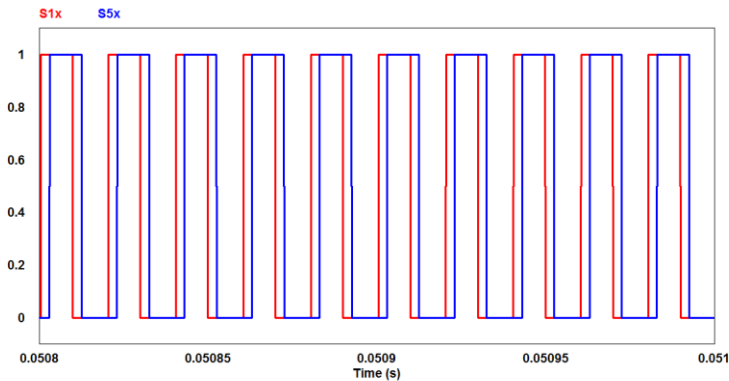
Figura 6.1: Simulação do conversor DAB.



Fonte: Psim

Os sinais de comando para os interruptores na modulação *Phase Shift* são mostrados na figura 6.3. Nota-se a defasagem nominal de 45° .

Figura 6.2: Sinal de comando para interruptores do lado primário.

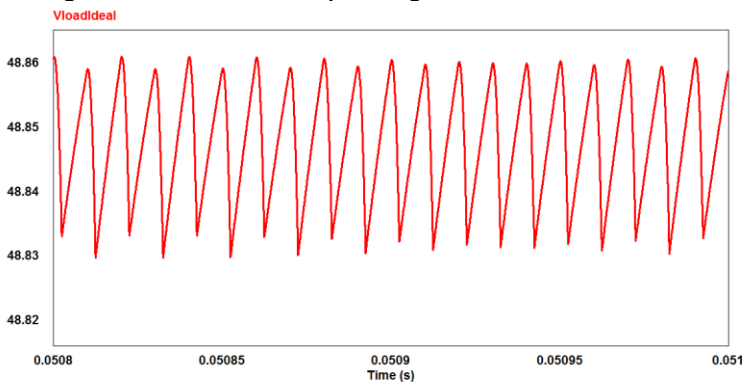


Fonte: Psim.

6.2.1 FORMAS DE ONDA EM REGIME PERMANENTE

O resultado, em regime permanente, para a forma de onda de tensão de saída é mostrado na figura 6.3. Nota-se que na figura 6.3 a tensão de saída permanece próxima ao nível de tensão desejado de 48V para carga nominal e apresenta baixa oscilação.

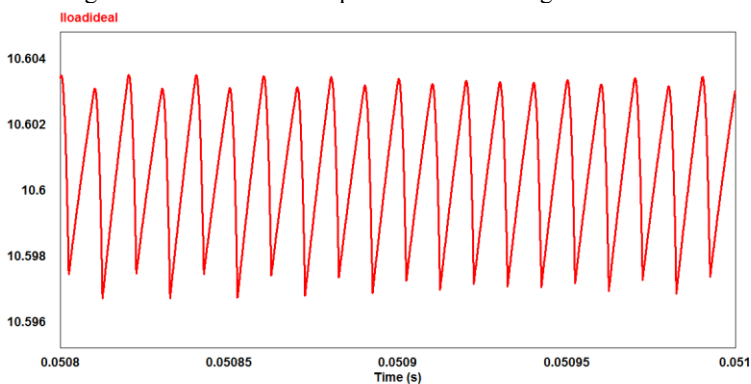
Figura 6.3: Tensão de saída para carga nominal no conversor.



Fonte: Psim.

A corrente de carga em operação nominal é mostrada na figura 6.5. Nota-se que o valor médio é de 10.34 A, resultando na potência nominal de 500 W.

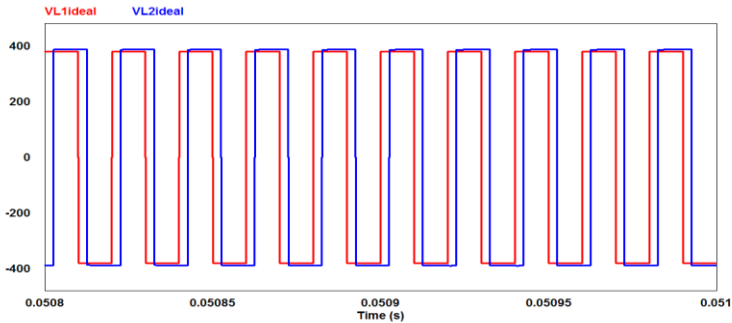
Figura 6.4: Forma de onda para corrente de carga nominal.



Fonte: Psim.

Como estudado no capítulo 3, a transferência de energia no conversor DAB apenas ocorre quando há defasagem angular entre os terminais do indutor.

Figura 6.5: Formas de ondas para tensão no indutor. Entrada (Vermelho) e saída (azul).

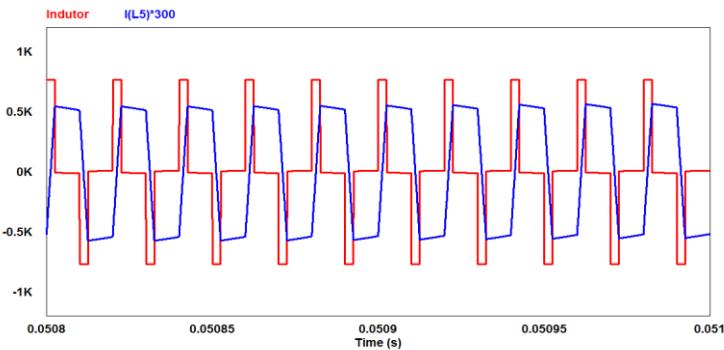


Fonte: Psim.

A figura 6.6 demonstra a defasagem nominal de 45° entre as tensões no indutor. As duas formas de onda estão refletidas para o primário do transformador. O lado de alta tensão (vermelho) está adiantando em relação ao lado de baixa tensão (azul), portanto, o fluxo de potência vai em direção ao lado da carga.

A tensão resultante no indutor (vermelho) e a corrente resultante (azul) são mostradas para comparação na simulação da figura 6.7. Os resultados da simulação concordam com o estudo efetuado no capítulo 3.

Figura 6.6: Formas de onda para tensão (vermelho) e corrente (azul) resultantes no indutor.

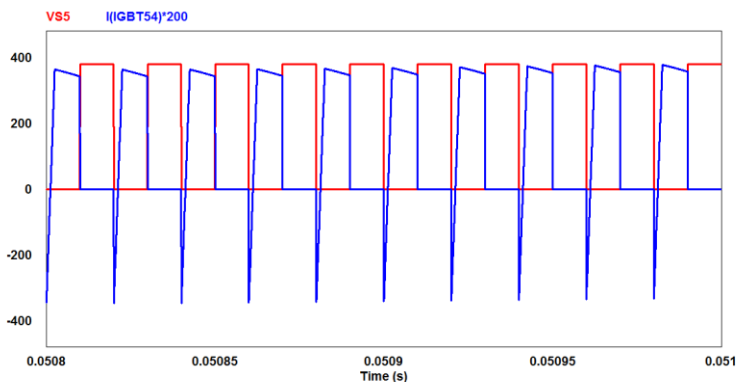


Fonte: Psim

Uma das características do conversor DAB é a possibilidade de comutação suave através do chaveamento com tensão nula (ZVS) sem o uso de elementos adicionais na entrada em condução. Esta característica é comprovada na figura 6.8.

De acordo com a simulação da figura 6.8 quando o semicondutor S1 é bloqueado, tem-se a tensão do lado primário (vermelho) aplicada em seus terminais e corrente nula (azul e fora de escala). Quando é forçado a conduzir, a tensão sobre o semicondutor se anula (enquanto a corrente circula pelo diodo), implicando poucas perdas por comutação.

Figura 6.7: Formas de onda para tensão (azul) e corrente (verde) nos semicondutores.

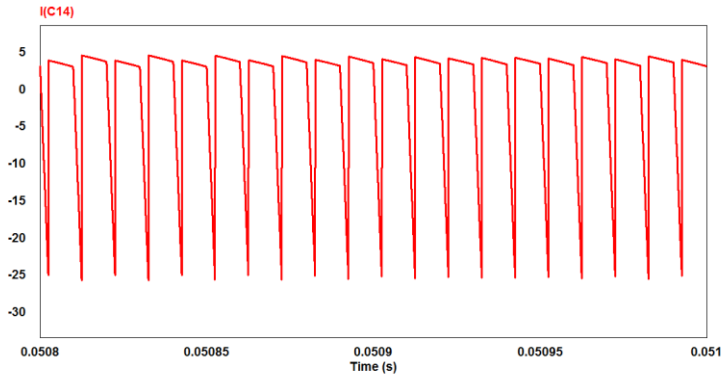


Fonte: Psim.

Por último, é apresentado o resultado de simulação para a corrente no capacitor de saída na figura 6.9. Deve-se ter atenção na escolha deste capacitor, porque o mesmo tem o objetivo de filtrar a corrente de alta frequência na saída do conversor e deve suportar uma corrente elevada.

A tabela 6.2 sumariza os resultados obtidos para cada componente das simulações. Estes valores serão utilizados para escolha dos componentes elétricos empregados na montagem do protótipo.

Figura 6.8: Forma de onda para corrente no capacitor de saída.



Fonte: Psim.

Tabela 6.2: Resumo dos resultados obtidos através das simulações.

Sumário das Simulações

Componente	Tensão (V)		Corrente (A)	
	Máximo	Eficaz	Máximo	Eficaz
Entrada	380,0	380,0	1,76	1,60
Capacitor C_{in}	380,0	380,0	0,037	0,0052
IGBT's A	380,0	268,6	1,75	1,12
IGBT's B	48,1	33,9	13,9	8,9
Indutor	761,9	372,0	1,8	1,6
Capacitor C_{out}	48,1	48,0	23,2	7,2
Carga	48,1	48,0	10,4	10,4

Fonte: O autor.

6.3 SIMULAÇÃO EM MALHA FECHADA

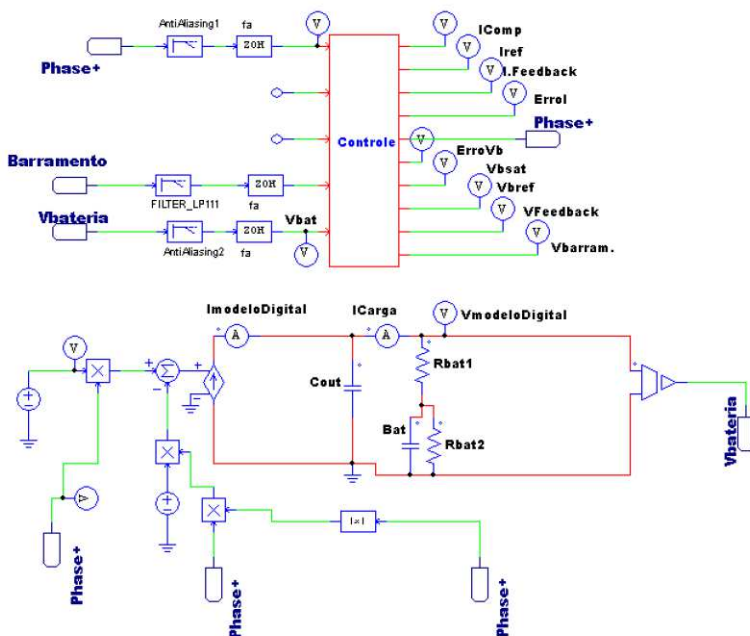
Os capítulos 4 e 5 explicaram a estrutura do sistema de carregamento de baterias e o projeto do controle respectivamente. A partir destes estudos pode-se estruturar e implementar o controle no PSIM. Para isto, utilizou-se o bloco de programação em C e o modelo médio quase instantâneo do conversor, conforme figura 6.11.

O bloco de controle possui entradas para medir a tensão na bateria e no barramento, além do cálculo do ângulo de defasagem atual. Cada valor de entrada é filtrado e amostrado para ser processado

digitalmente. Nota-se que não há necessidade de um sensor de corrente, porque a partir da medida do ângulo atual pode-se calcular o valor da corrente atual.

Na saída do bloco C encontra-se a leitura de variáveis de controle como corrente compensada, referência de tensão e corrente, erros nos valores lidos e o ângulo utilizado na modulação. Nas próximas seções serão mostrados o comportamento do sistema em malha fechada para o algoritmo de carregamento das baterias e a regulação da tensão no barramento.

Figura 6.9: Esquemático do controle em malha fechada e modelo médio do conversor para simulação.

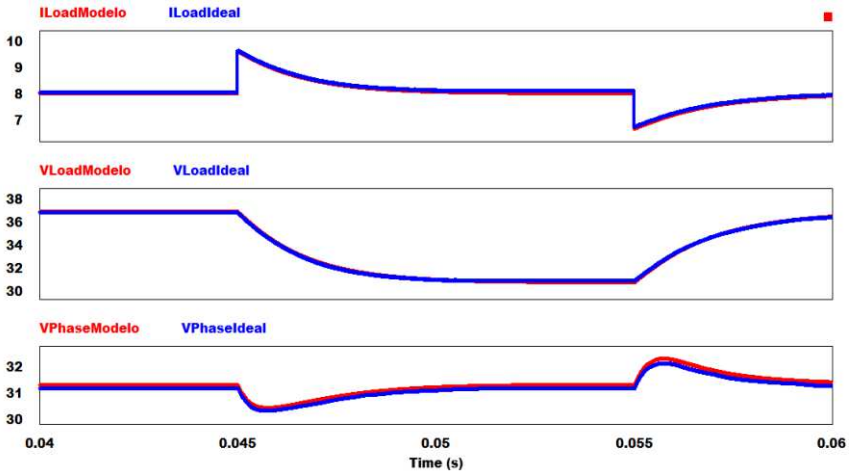


Fonte: Psim.

6.3.1 DINÂMICA DO CONVERSOR EM MALHA FECHADA

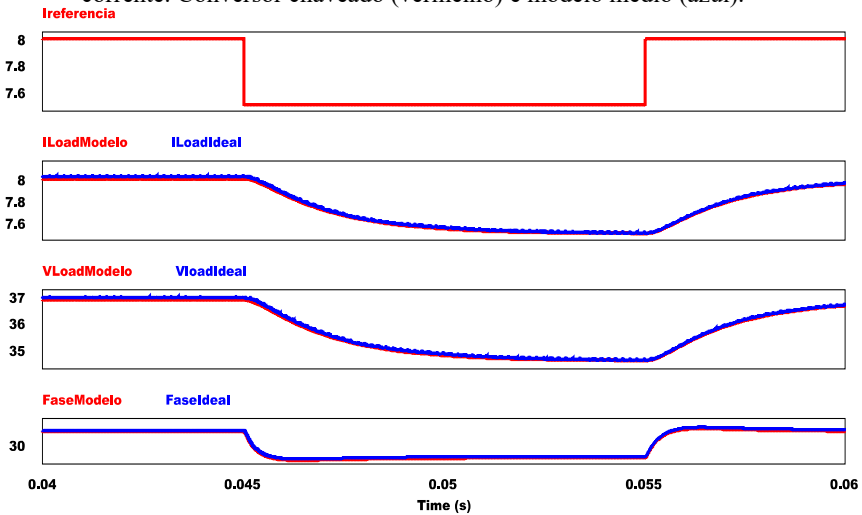
Assim como no capítulo 3, a dinâmica de controle do modelo comutado deve ser testada e comparada ao modelo médio. A simulação é feita para intervalos de tempo curtos para verificar a dinâmica de controle perante a degraus de carga (figura 6.10) e referência de corrente (figura 6.11).

Figura 6.10: Formas de onda para corrente/tensão na carga resistiva e defasagem angular respectivamente para degrau na carga. Conversor chaveado (vermelho) e modelo médio (azul).



Fonte: Psim.

Figura 6.11: Formas de ondas para referência de corrente, corrente/tensão na carga e defasagem angular, respectivamente para degrau na referência de corrente. Conversor chaveado (vermelho) e modelo médio (azul).



Fonte: Psim.

As simulações das figuras 6.10 e 6.11 foram realizadas para uma carga resistiva. Através destas simulações foi possível validar o modelo médio, o qual será utilizado para o gerenciamento da carga da bateria, onde tem-se uma simulação muito mais demorada e em que o modelo médio permite a redução do tempo simulado.

6.3.2 CARGA DA BATERIA

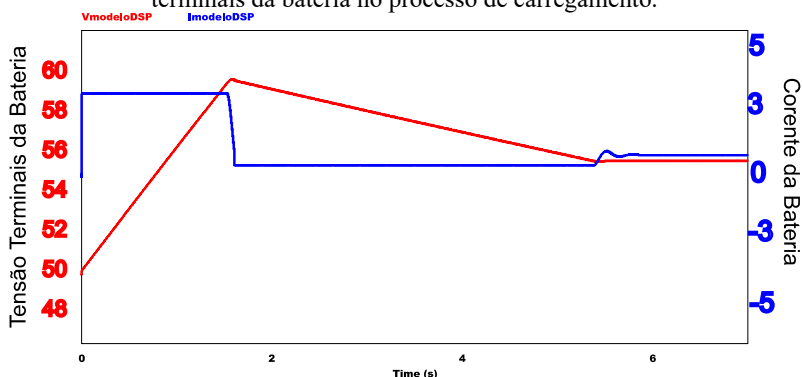
Para simulação a bateria será representada como uma carga capacitiva em paralelo com um resistor. É inserido um resistor de baixo valor em série com o capacitor para simular as perdas Ôhmicas na bateria (figura 6.9).

O banco de baterias simulado é resultado da associação em série de 4 baterias de 12 V e 33 Ah de capacidade e, portanto, equivalente a uma única bateria de 48 V e 33 Ah. Serão utilizados os seguintes valores de tensão por bateria:

- Número de células: 6
- Tensão final da bateria (V/célula): 1,75
- Tensão de flutuação (V/célula): 2,3
- Tensão de equalização (V/célula): 2,45

Para esta simulação o barramento é mantido no valor de 380 V e não influencia o sistema. Além disto, o banco de baterias está inicialmente descarregado, com o nível de tensão de 42 V. O algoritmo de quatro estados é aplicado na figura 6.12.

Figura 6.12: Formas de ondas de tensão (vermelho) e corrente (azul) nos terminais da bateria no processo de carregamento.

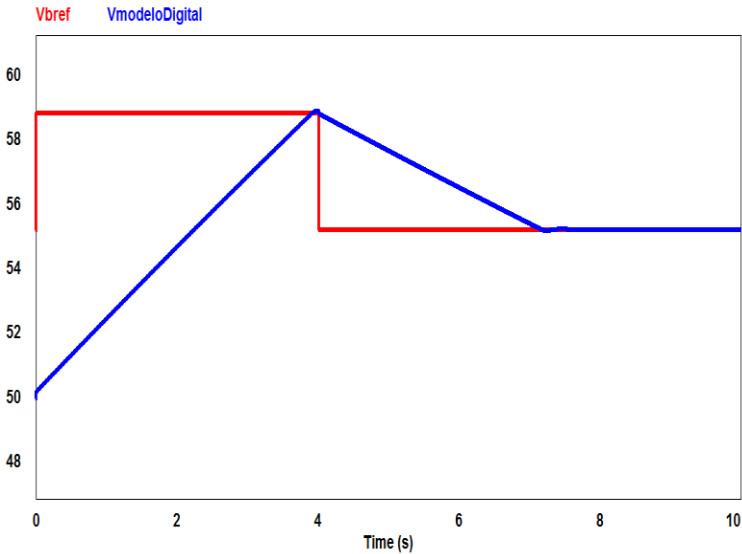


Fonte: Psim.

A simulação da figura 6.12 demonstra o funcionamento do controle para o algoritmo de quatro estados. Partindo-se da tensão de descarga final, 42 V, a corrente de carga máxima (azul) de 3,33 A é injetada nos terminais da bateria. Esta corrente é mantida até o nível de tensão atingir o valor de 58,8 V ou nível de equalização em $t = 1,9$ s. Após atingir este patamar, a corrente da bateria cai naturalmente, mantendo seu nível de tensão constante.

Seguindo o algoritmo, quando a corrente atingir o valor de 20% (0,7 A) do valor máximo a referência de tensão é alterada para o nível de flutuação ou 55,2 V (figura 6.13). Finalmente, ao atingir a tensão de flutuação ($t=5,6$ s) a bateria é alimentada por uma pequena corrente para balancear sua auto descarga e permanece neste estado de flutuação indefinidamente.

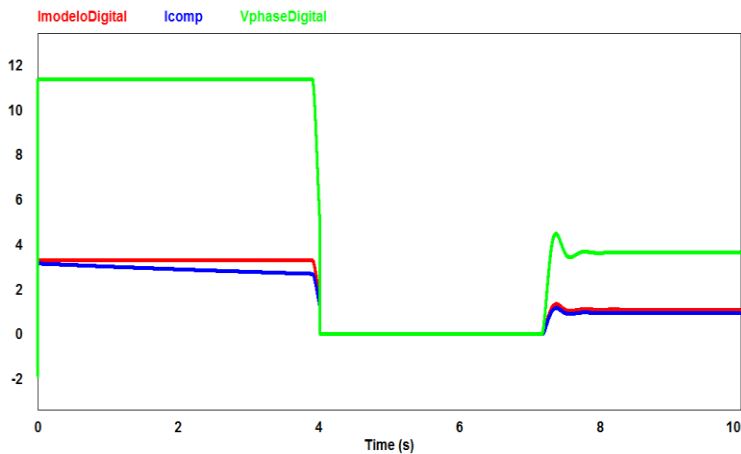
Figura 6.13: Referência de tensão para a bateria (vermelho) e tensão nos terminais da bateria (azul).



Fonte: Psim.

A figura 6.14 mostra a variação no ângulo usado pela modulação *phase-shift* e as correntes de carga antes e após a compensação na malha de corrente.

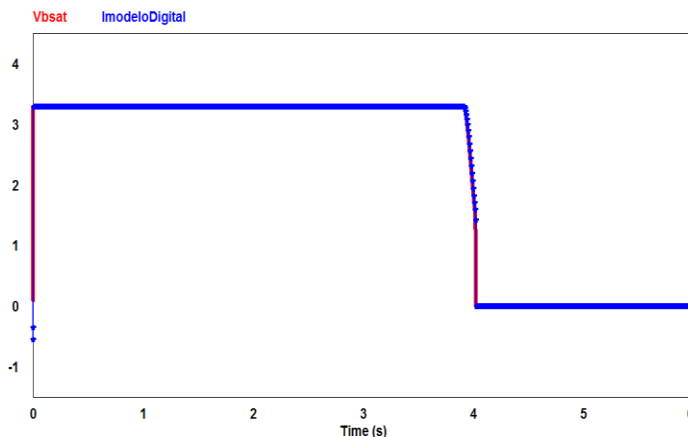
Figura 6.14: Ângulo de defasagem em graus (verde), corrente de carga compensada (vermelho) e não compensada (azul).



Fonte: Psim.

A figura 6.15 mostra a saturação da malha de controle da bateria (vermelho) e a corrente no modelo médio do conversor (azul). As duas formas de onda são iguais, pois a tensão do barramento de alta tensão é mantida constante, e, portanto, a malha de controle da bateria controla exclusivamente a corrente do conversor.

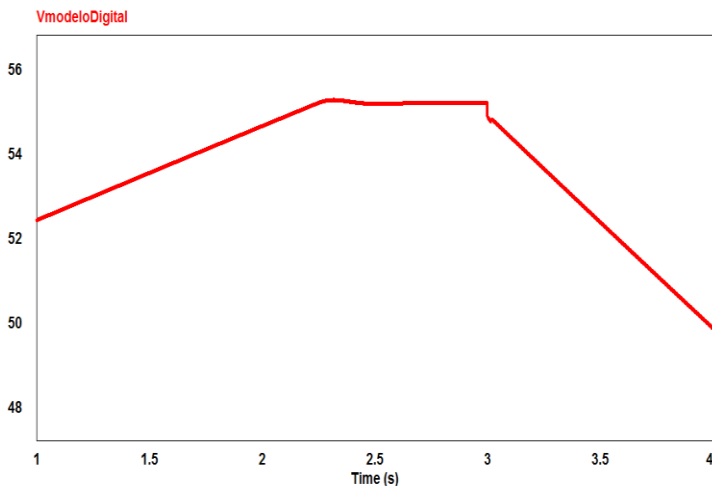
Figura 6.15: Tensão na malha de controle da bateria (vermelho) e corrente no modelo médio do conversor (azul).



6.3.3 DESCARGA DA BATERIA

Para validar o controle no sentido inverso de potência, portanto, o modo de descarregamento da bateria é efetuado um degrau na tensão do barramento de alta tensão. Inicializou-se o sistema com a bateria descarregada e tensão de referência equivalente ao nível de flutuação da bateria ou 55,2 V. No instante $t = 3$ s tem-se um degrau na fonte do barramento (figura 6.16).

Figura 6.16: Tensão nos terminais da bateria no modo de alimentação do barramento.

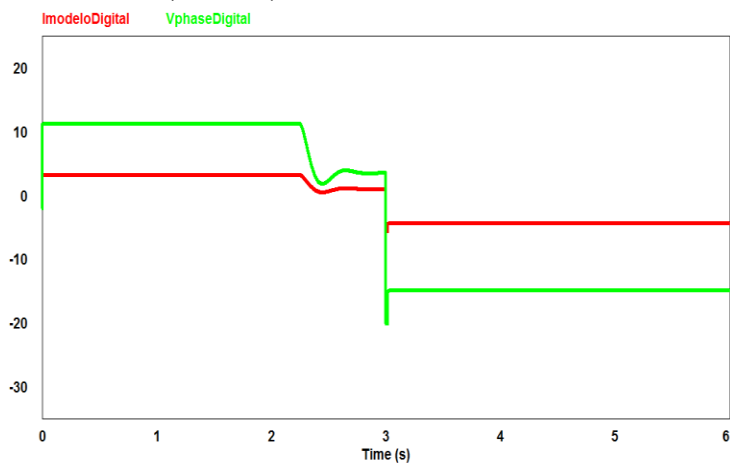


Fonte: Psim.

A partir de $t = 3$ s, a malha de controle do barramento passa a sobrepor a malha de controle da bateria e domina o controle de corrente retirada da bateria. A figura 6.17 mostra a inversão do valor de defasamento utilizada na modulação do conversor e a consequente inversão do fluxo de corrente, que agora apresenta valor negativo e ocasiona o descarregamento da bateria. Por este processo, a energia que estava armazenada na bateria pode ser utilizada para regular o nível no barramento de alta tensão.

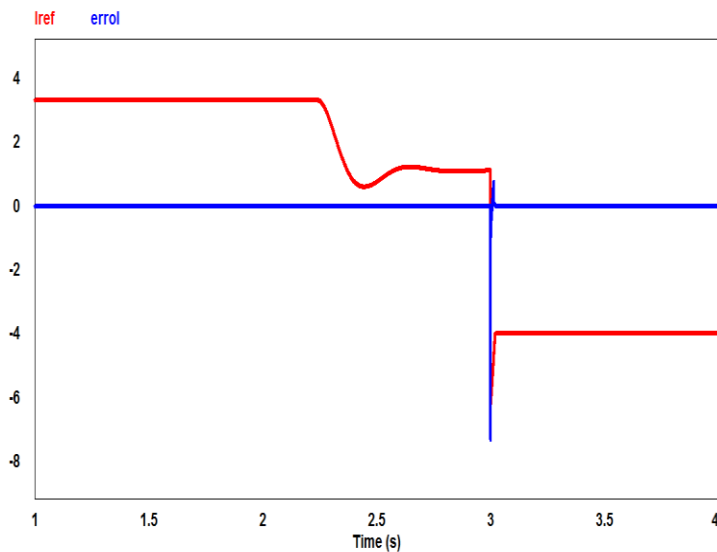
Na figura 6.18 a corrente de referência utilizada no modelo é reproduzida e comparada com o seu valor real através do erro absoluto entre estes valores. Nota-se que o controle consegue reproduzir a corrente no modelo de forma fiel e sem erros.

Figura 6.17: Defasagem em graus gerada pelo sistema de controle (verde) e corrente (vermelho) no modelo médio do conversor.



Fonte: Psim.

Figura 6.18: Referência de corrente (vermelho) e erro de corrente absoluto gerado pelo controle (azul).



Fonte: Psim.

7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para validação dos estudos teórico do capítulo 3 e para comprovar os princípios de operação do conversor, construiu-se um protótipo do conversor DAB em bancada.

Os parâmetros para o protótipo são listados na tabela 7.1 e os apêndices A, B, C e D descrevem a metodologia utilizada no projeto dos elementos magnéticos, escolha dos interruptores, projeto térmico e layout utilizado no protótipo.

Os ensaios realizados em bancada, consistiram de uma fonte de tensão conectada ao barramento de alta tensão e uma carga resistiva fixa conectada no lado de baixa tensão. Neste capítulo, todas as formas de onda obtidas foram resultado da operação do conversor em malha aberta. Apesar do conversor ter sido projetado para potência de 500 W com 380 V de entrada, os testes realizados foram para uma fonte de tensão de 120 V na entrada. Além disso, serão discutidos os problemas encontrados no protótipo e suas possíveis causas e soluções prováveis.

Tabela 7.1: Parâmetros do Protótipo.

Parâmetro	Valor
Tensão de Entrada	120 V
Tensão de Saída	12 V
Potência do protótipo	500 W
Frequência de Comutação	50 kHz
Relação de transformação	0,126
Indutância de transmissão	540 μ H
Capacitor de Filtragem	2.9 mF
Angulo de Defasagem Nominal	45°

Fonte: O autor.

7.1 FORMAS DE ONDAS EM MALHA ABERTA

A tabela 7.2 lista os componentes empregados na construção do protótipo.

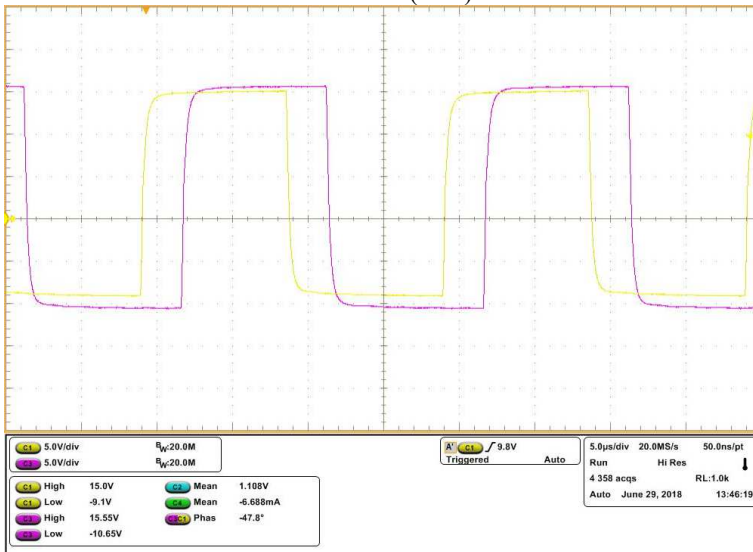
Tabela 7.2: Lista de Componentes utilizados no Protótipo.

Componente	Parâmetro	Fabricante	Modelo
Transformador	$L_{dispersão} = 80 \mu\text{H}$ $L_{magnetizante} = 8,5 \text{ mH}$	Fabricação Própria	-
Indutor	$L = 500 \mu\text{H}$	Fabricação Própria	-
Capacitores	$C = 3 \text{ mF}$	TDK	B43732A9278M000
IGBTs	$V_{ds} = 600 \text{ V}$ $I_{rms} = 42$	Infinion Technologies	IRGP50B60PD

Fonte: O autor.

A figura 7.1 apresenta os sinais de comando utilizados para acionar os interruptores IGBTs do conversor.

Figura 7.1: Sinais de Comando para Interruptores do Primário (amarelo) e do secundário (roxo).

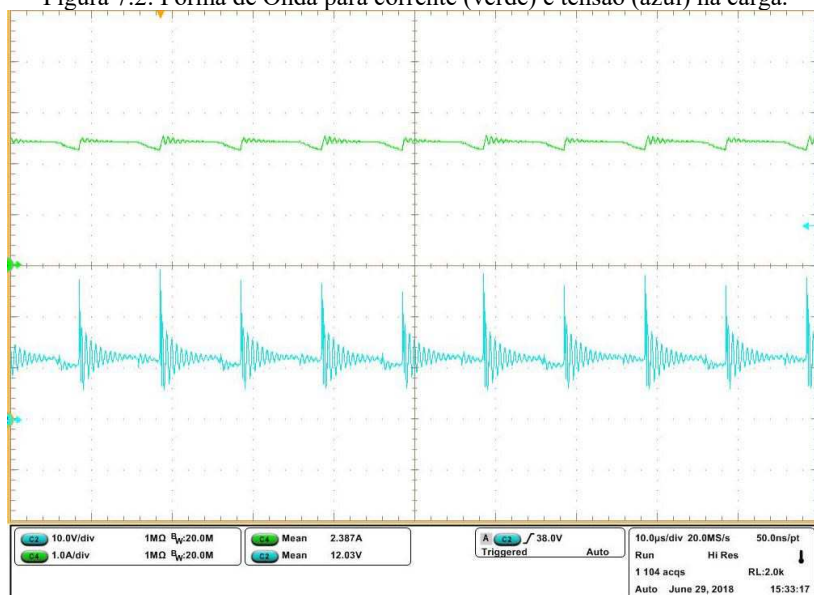


Fonte: O autor.

Nota-se na figura 7.1 a defasagem angular entre os sinais de comando para que haja transferência entre as pontes.

A carga do conversor foi ajustada para seu valor nominal de 4,6 Ω . Devido ao nível de tensão utilizado no lado primário do conversor (120 V), a potência processada será abaixo da nominal do conversor (500 W). A figura 7.2 demonstra os resultados obtidos para a corrente (verde) e tensão na carga (azul) do conversor.

Figura 7.2: Forma de Onda para corrente (verde) e tensão (azul) na carga.



Fonte: O autor.

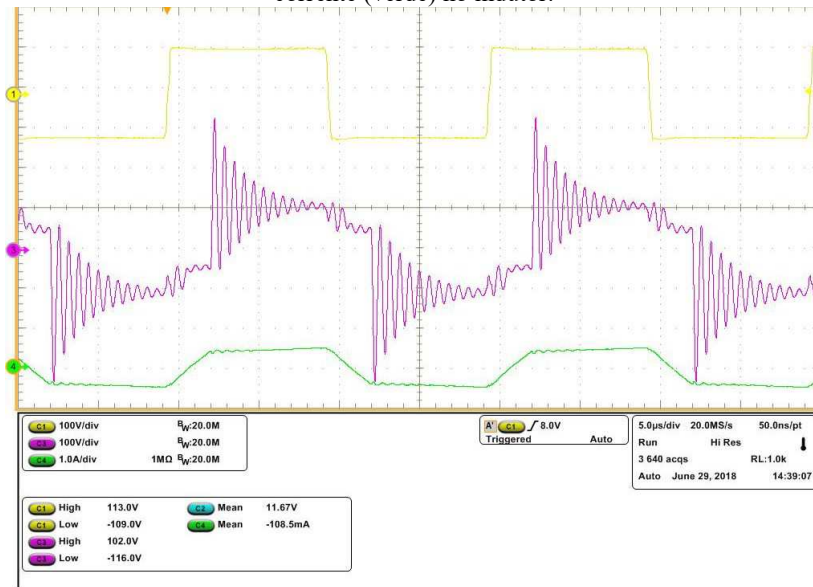
Nas condições descritas anteriormente, o nível médio de corrente resultante na carga é de aproximadamente 2,4 A, resultando aproximadamente 30 W na saída do conversor. Na forma de onda de corrente (verde) e tensão (azul) observadas na carga é aparente oscilações de valores elevados. Este fenômeno será discutido com a apresentação da forma de onda no indutor.

As formas de onda para tensão de entrada/saída e corrente no indutor são mostradas na figura 7.3. Nesta imagem fica evidente o fenômeno de ressonância encontrado no protótipo. A tensão de entrada (amarelo) no indutor está em conformidade com as simulações realizadas no capítulo anterior. Por outro lado, a tensão de saída (roxo) no indutor está com sua forma distorcida devido as oscilações. Ainda assim é possível notar o contorno e a defasagem da forma de onda

correta, que seria o caso tirando as oscilações. A corrente no indutor (verde) está de acordo com as simulações realizadas. Quando a tensão de entrada (amarelo) está adiantada em relação a de saída (roxo) há um crescimento linear na forma de onda da corrente. Quando as tensões estão em fase, a corrente sofre apenas uma pequena elevação permanecendo com um valor aproximadamente constante. No caso em que a saída está adiantada em relação a entrada, a corrente no indutor cai de forma linear.

A tensão de entrada no indutor varia entre positivo e negativo 110 V do barramento de entrada. A tensão de saída, em media, também varia entre estes valores, mas devido as oscilações há picos de tensão de cerca de 300V por um período de 100ns.

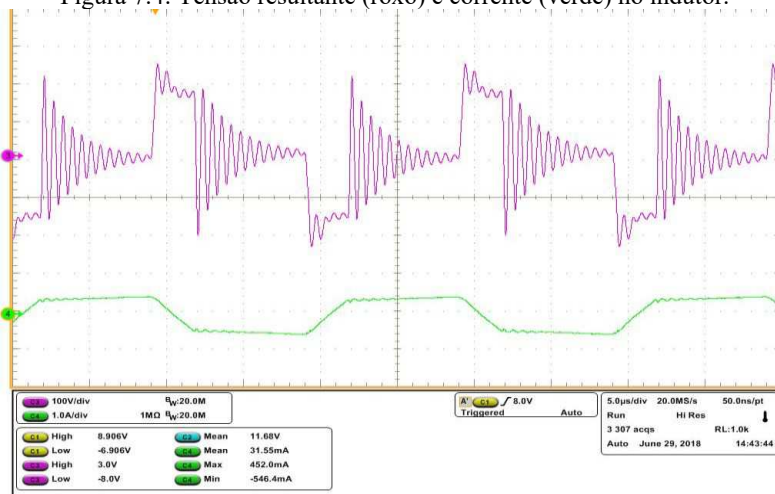
Figura 7.3: Formas de onda para tensão de entrada (amarelo), saída (roxo) e corrente (verde) no indutor.



Fonte: O autor.

A tensão resultante (roxo) e a corrente (verde) no indutor são mostradas na figura 7.4. Novamente, as oscilações são evidentes sobre a tensão no indutor.

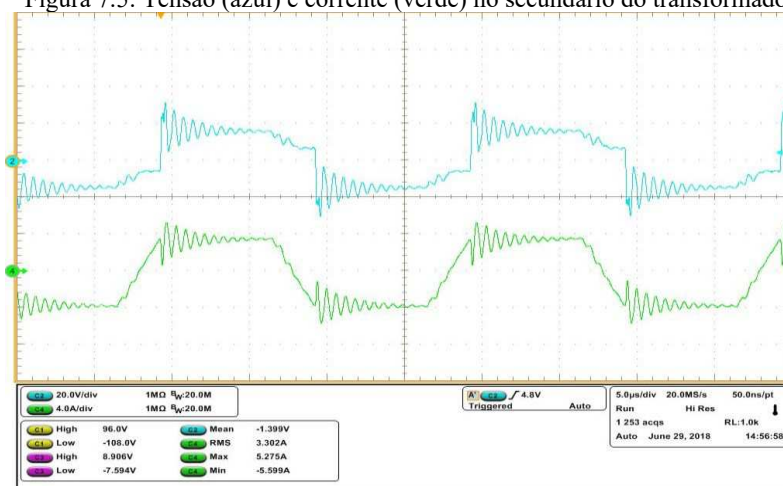
Figura 7.4: Tensão resultante (roxo) e corrente (verde) no indutor.



Fonte: O autor.

A figura 7.5 mostra as formas de ondas para a tensão (azul) e corrente (verde) no secundário do transformador. A tensão no primário do transformador é equivalente a tensão de saída do indutor, mostrada anteriormente.

Figura 7.5: Tensão (azul) e corrente (verde) no secundário do transformador.



A tensão no secundário do transformador varia entre mais e menos a tensão do barramento de baixa tensão (12 V). Devido a ressonância observada no conversor há uma sobre tensão de valor máximo de 34 V. Diferente da corrente resultante no indutor, a corrente no secundário apresenta oscilações iguais as observadas em sua forma de onda de tensão. O valor eficaz de corrente no secundário do transformador é de 3,3 A e possui valor máximo e mínimo de 5,27 A e - 5,6 A, respectivamente.

Algumas hipóteses foram levantadas para a origem das oscilações nas formas de ondas anteriores:

1. Indutância parasita no capacitor de saída;
2. Elementos parasitas no capacitor de acoplamento;
3. Elementos parasitas no transformador e indutor;
4. Elementos parasitas no layout;
5. Valor de indutância de dispersão do transformador;
6. Interruptor inadequado;

Verificou-se que a hipótese número 1) não representa a origem do problema. Colocou-se um capacitor de filme em paralelo com um eletrolítico na saída do conversor para melhorar a resposta em alta frequência, mas nenhuma melhora evidente foi observada. Além disso, tentou-se outros valores de capacitância, mas também sem nenhum efeito.

A hipótese número 2) também não provou-se correta. Em alta frequência o capacitor de acoplamento se comporta como um curto-circuito e não altera a dinâmica do conversor. A modificação deste elemento não apresentou resultados favoráveis.

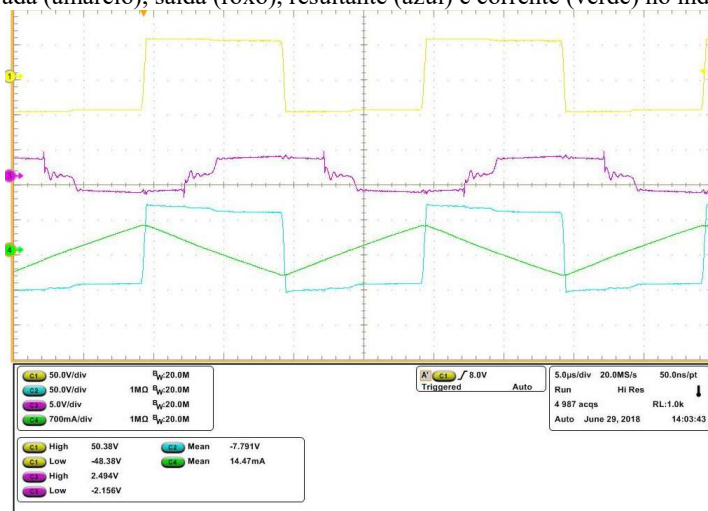
Para testar a hipótese número 3) e 4) realizou-se o teste do protótipo apenas com o indutor de transmissão, removendo o transformador (figura 7.6). Nesta situação, nota-se que a tensão de entrada (amarelo) no indutor continua como o esperado pelas simulações. Entretanto, a forma de onda para a tensão de saída no indutor (roxo) é melhorada significativamente em relação aos testes anteriores (com o transformador). As elevadas oscilações não mais estão presentes nesta forma de onda. Entretanto, nota-se um “degrau” na forma de onda de saída do indutor. Este degrau é causado por indutâncias parasitas entre a ponte H do secundário e o indutor. A forma de onda para tensão resultante no indutor (azul) também é significativamente melhorada sem o transformador, e agora corresponde ao apresentado nas simulações do capítulo anterior. A forma de onda para a corrente no indutor também é representada e como nas operações anteriores, continua conforme o simulado.

Para a hipótese 5) e segundo a lista de materiais da tabela 7.2 a indutância de dispersão do transformador construído, refletida para o primário é de 80 μH . Este valor é difícil de ser controlado na etapa de construção do transformador e pode ser associado as altas oscilações presentes no circuito. Um transformador com melhor construção e com indutância de dispersão de menor valor apresentaria melhores resultados para as formas de ondas deste protótipo.

O uso de interruptores do tipo IGBT para potências muito baixas nos testes também é uma hipótese válida para a origem dos problemas detectados no protótipo. Estes interruptores possuem capacitâncias de entrada e saída que podem ter formado um circuito de segunda ordem com as indutâncias presentes no circuito e levado as oscilações observadas.

Conclui-se que as oscilações presentes no protótipo são originadas dos parâmetros do transformador construído, elementos parasitas intrínsecos ao layout projetado e a escolha dos interruptores para a potência utilizada.

Figura 7.6: Formas de ondas para protótipo sem o transformador. Tensão de entrada (amarelo), saída (roxo), resultante (azul) e corrente (verde) no indutor.

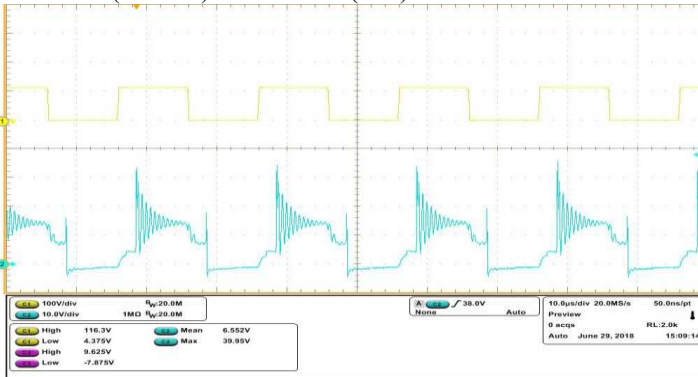


Fonte: O autor.

A figura 7.7 representa as formas de ondas para tensão sobre os interruptores no lado primário (amarelo) e lado secundário (azul) do transformador. Os interruptores do lado primário ficam sobre um stress

de tensão igual a tensão de entrada do barramento do primário, ou seja, 120V. Esses interruptores são os mais críticos em relação a ocorrência de sobre-tensão pois estão diretamente submetidas a tensão do barramento. Nenhuma sobre-tensão é observada nestes interruptores. Por outro lado, os interruptores do secundário apresentam sobre-tensão de aproximadamente três vezes (33 V de pico) a tensão do barramento de baixa tensão (12 V).

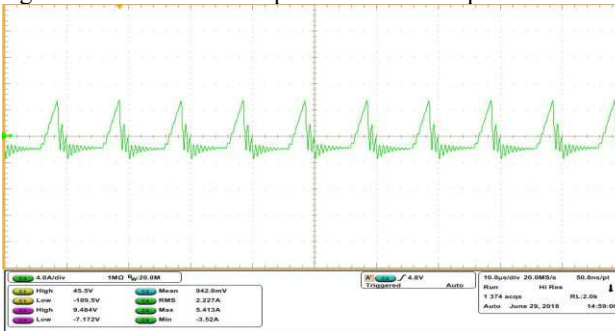
Figura 7.7: Tensão sobre os elementos semicondutores no lado primário (amarelo) e secundário (azul) do transformador.



Fonte: O autor.

Por fim, a figura 7.8 representa a corrente no capacitor de filtro. Esta corrente varia entre 5,4 A e -3,52 A, possuindo 2.27 A de valor eficaz.

Figura 7.8: Forma de onda para corrente no capacitor de filtro.



Fonte: O autor.

8 CONCLUSÕES FINAIS

Este trabalho de conclusão de curso (TCC) teve como objetivo fazer um estudo teórico do conversor *Dual-Active Bridge* (DAB) e aplica-lo como um carregador de baterias residências no contexto de Nanorredes de energia.

O capítulo 1 teve como objetivo fazer uma introdução histórica e contextualizar o tema escolhido. A importância e o crescimento da indústria de Nanorredes foram apresentados como motivações para o estudo e o desenvolvimento deste tema. Além disso, uma aplicação para este tema no contexto da eletrônica de potência foi o desenvolvimento do conversor como carregador de baterias.

No capítulo 2 é realizada uma revisão bibliográfica dos principais conversores que fossem capazes de serem implementados como um carregador de baterias. Conversores isolados e bidirecionais em corrente foram estudados e suas principais vantagens comparadas com suas desvantagens.

A partir do capítulo 3, iniciou-se o estudo do conversor DAB. Inicialmente, realizou-se o levantamento das suas etapas de operação, assim como, as formas de ondas relacionadas aos principais elementos do conversor. O estudo matemático do conversor foi de fundamental importância para entender suas características mais profundamente. Com este estudo foi possível definir os parâmetros que seriam utilizados para a simulação e posterior construção do protótipo. No final deste capítulo foi apresentado um modelo linearizado do conversor com o objetivo de se projetar as malhas de controle.

No capítulo 4, características das baterias foram abordadas. Fez-se uma análise dos conceitos básicos relacionadas ao funcionamento da carga e descarga de uma bateria. Com este estudo feito, um algoritmo para carregamento da bateria através de um DSP foi levantado.

No capítulo 5, o projeto do sistema de controle foi realizado. Com a estrutura de controle definida, os compensadores de tensão e de corrente foram projetados através do Matlab.

O capítulo 6 aborda as simulações feitas em computador para o conversor. Inicialmente foram mostradas as formas de ondas para o conversor em malha aberta. Em seguida o modelo médio do conversor é confirmado através da comparação com o modelo chaveado em malha fechada. Por fim, foi simulado o carregamento da bateria através do algoritmo de quatro estados.

No capítulo 7 são apresentados os resultados experimentais para o conversor em malha aberta. As principais formas de ondas são

apresentadas. Os problemas encontrados e as diferenças com o modelo simulado são discutidos. As origens para os problemas identificados também são discutidas.

A montagem de um protótipo permitiu o desenvolvimento e aprofundamento dos conceitos teóricos desenvolvidos ao longo do trabalho. Também pode-se ampliar os conhecimentos práticos na construção física do protótipo. Pode-se assim, fundamentar e complementar o trabalho proposto.

Dificuldades surgiram durante todo o processo de desenvolvimento prático do conversor, mas foram superadas através do amadurecimento das ideias e procedimentos envolvidos. Durante a etapa de testes em bancada, notou-se o efeito de elementos não ideias. Estes elementos fazem com que os resultados experimentais sejam alterados em relação aos modelos idealizados na teoria. A montagem e testes do protótipo permitiu entender as dificuldades envolvidas para se projetar adequadamente um conversor chaveado.

Por fim, muito tem-se feito na área de conversores voltados para a área de carregamento inteligente de baterias. Mediante ao que foi estudado e implementado, concluiu-se que o conversor DAB é uma escolha coerente para ser aplicado no carregamento de baterias. Além disso, o tema abordado pelo trabalho é bastante amplo e abre portas para diversas outras áreas de pesquisa e desenvolvimento.

Os resultados apresentados em bancada necessitam de melhorias significativas que podem vir de um novo projeto de indutor e/ou transformador, além de melhorias no layout da placa. Nem todos os objetivos foram alcançados mas servem como incentivos para desenvolvimento futuros.

9 REFERÊNCIAS

- [1] BRYAN, J.; DUKE, R.; “Decentralized generator scheduling in a nanogrid using DC bus signaling”. Power Engineering Society General Meeting, 2004. IEEE, vol. 1, pp. 977-982, 2004.
- [2] NORDMAN, BRUCE; CHRISTENSEN, KEN.; “DC Local Power Distribution with Microgrids and Nanogrids”. First International Conference on DC Microgrids (ICDCM). IEEE, pp. 199-204, 2015.
- [3] DINESH, SEGARAN. “Dynamic Modelling and Control of Dual Active Bridge Bi-Directional DC-DC Converters for Smart Grid Applications”. Royal Melbourne Institute of Technology University, 2013.
- [4] BARBI, IVO. “Projeto de fontes chaveadas”. Florianópolis, 2007. 2ª edição.
- [5] DE MELO, MAICOL ET AL. “Bidirectional Flyback converter connected to the grid and applied to a distributed microgeneration and street lighting system”. Industry Applications Society Annual Meeting. IEEE, pp.1-6, 2014.
- [6] SARANYA, S.; CHANDRAN, LEKSHMI. “Analysis of Bidirectional Flyback Converter”. International Conference on Computation of Power, Energy Information and Communication. IEEE, pp.425-429, 2015.
- [7] ROZANOV, YURIY; RYVKIN, SERGEY. “Power Electronics Basics: Operating Principles, Design, Formulas, and Applications”. Taylor & Francis, 2015.
- [8] BARBI, IVO.; FILHO, W.; “A comparison between two current-fed push-pull DC-DC converters – Analysis, Design and Experimentation”. INTELEC 96., 18th International Telecommunications Energy Conference. IEEE, pp. 313-320, 1996.
- [9] MAITI, D.; MONDAL, N.; BISWAS, SUJIT. “Design Procedure of a Push Pull Current-Fed DC-DC converter”. National Power Electronics Conference. Roorkee, India, 2010.

- [10] JAIN, M.; DANIELE, M.; JAIN, P.; "A Bidirectional DC–DC Converter Topology for Low Power Application". Transactions on Power Electronics, 2000. IEEE, vol 15, pp.595-606.
- [11] E. V. DE SOUZA AND I. BARBI. "Bidirectional Current-Fed Flyback-Push-Pull DC-DC Converter," *XI Brazilian Power Electronics Conference*, Praiamar, 2011, pp. 8-13.
- [12] K. YAMAMOTO, E. HIRAKI, T. TANAKA, M. NAKAOKA AND T. MISHIMA. "Bidirectional DC-DC converter with full-bridge / push-pull circuit for automobile electric power systems," *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, 2006, pp. 1-5.
- [13] KRISMER, FLORIAN; KOLAR, JOHANN. "Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications". Transactions on Industrial Electronics, 2012. IEEE, vol 59, pp.2745-2760.
- [14] PENG, F. ; ET AL. "A New ZVS Bidirectional DC–DC Converter for Fuel Cell and Battery Application". Transactions on Power Electronics, 2004. IEEE, vol 19, pp.54-65.
- [15] A. RODRÍGUEZ ALONSO, J. SEBASTIAN, D. G. LAMAR, M. M. HERNANDO AND A. VAZQUEZ. "An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion," *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Atlanta, GA, 2010, pp. 1129-1135.
- [16] SANTOS, WALBERMARK. "Estudo e implementação do conversor TAB (triple active bridge) aplicado a sistemas renováveis solares fotovoltaicos". Florianópolis, 2011. Dissertação de mestrado, INEP, UFSC.
- [17] B. ZHAO, Q. SONG, W. LIU AND Y. SUN. "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 4091-4106, Aug. 2014.
- [18] MAMEDE, HENRIQUE. "Interligação de conversores DAB para aplicação em transformadores de estado sólido". Florianópolis, 2016. Dissertação de mestrado, INEP, UFSC.

- [19] RANTEC Power Systems Inc. “Power Supply Hold-Up Considerations”. Application note – HDMA-112. 2016, Revisão E.
- [20] STA - Sistemas e tecnologia aplicada. “Vantagens e limitações das baterias de chumbo-acido”. Disponível em: <http://www.sta-eletronica.com.br/artigos/vantagens-e-limitacoes-das-baterias-seladas-de-chumbo-acido>. Acesso em: 10 de janeiro de 2018.
- [21] LAZZARIN, TELLES. “Estudo e implementação de um carregador de baterias com uma técnica de avaliação de sua vida útil”. Florianópolis, 2006. Dissertação de mestrado, INEP, UFSC.
- [22] FREEDOM. “Manual Técnico de Bateria Estacionaria”. Disponível em: <http://www.logik.com.br/download/ManualTecnicoBateriasFreedom.pdf>. Acesso em: 12 de janeiro de 218.
- [23] TOROID DO BRASIL. “Carregador de Baterias Tipo Chumbo Ácido com PIC16F876A”. S.José dos Pinhais – PR, 2008.
- [24] W. W. A. G. SILVA, P. F. DONOSO-GARCIA, S. I. SELEME, T. R. OLIVEIRA, C. H. G. SANTOS AND A. S. BOLZON. "Study of the application of bidirectional dual active bridge converters in dc nanogrid energy storage systems," *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, Gramado, 2013, pp. 609-614.
- [25] SILVA, WANER. “Estudo e implementação de um conversor bidirecional como interface na regulação de tensão em barramento C.C. e carregamento de baterias em um sistema Nanorrede”. Belo Horizonte, 2013. Dissertação de mestrado, UFMG.
- [26] MATHWORKS, R. B. D. "Control System Toolbox".

Dimensionamento dos Componentes de Potência

Planilha DAB Estagio de Potencia

Legenda

Entrada de Dados

Valores calculados pela planilha

Especificacoes do Projeto

Tensao na porta 1:

$$V_1 := 380V$$

Tensao na porta 2:

$$V_2 := 48V$$

Potencia Nominal:

$$P := 500W$$

Frequencia de Comutacao:

$$f_{sw} := 50kHz$$

Defasagem Nominal:

$$\varphi := 45deg$$

Razao Ciclica Nominal:

$$D := 0.5$$

Relacao de Transformacao:

$$n := \frac{V_2}{V_1} = 0.126$$

Tensao na Porta 2 Refletida para a Porta 1:

$$V_{R2} := \frac{V_2}{n} = 380 \cdot V$$

Ondulacao de Tensao:

$$\Delta V := 0.01 \cdot V_2 = 0.48 \cdot V$$

Tempo de Hold-up:

$$t_{\text{holdup}} := 35 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

Queda de Tensao Diodos:

$$V_{\text{dropout}} := 2V$$

Frequencia angular de comutacao:

$$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{sw}} = 3.142 \times 10^5 \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Defasagem em radianos:

$$\varphi_{\text{rad}} := \frac{\varphi \cdot \pi}{180 \text{ deg}} = 0.785$$

Indutancia de transferencia de potencia:

$$L_{\text{m}} := \frac{V_1 \cdot V_2}{n \cdot \omega \cdot P} \cdot \varphi_{\text{rad}} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{\text{rad}}|}{\pi} \right) = 5.415 \times 10^{-4} \cdot \text{H}$$

Frequencia relativa para capacitor de desacoplamento:

$$f_r := 10$$

Capacitancia de Desacoplamento:

$$C_{b_min} := \left(\frac{f_r}{f_{sw}} \right)^2 \cdot \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot L} = 1.871 \times 10^{-6} \cdot F$$

Capacitor na porta 1:

$$C_{1_min} := \frac{2 \cdot P \cdot t_{holdup}}{0.9 \cdot (V_1^2 - V_{dropout}^2)} = 2.693 \times 10^{-4} \cdot F$$

Capacitor na porta 2:

$$C_{2_min} := \frac{0.1 \cdot V_1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{sw}^2 \cdot n \cdot L \cdot \Delta V} \cdot \varphi \cdot \left(1 - \frac{\varphi}{\pi} \right)$$

$$C_{2_min} = 6.908 \times 10^{-6} F$$

Dimensionamento do Indutor

Planilha DAB - INDUTOR

Legenda

Entrada de Dados

Valores calculados pela planilha

Especificacoes do Projeto

Indutancia

$$L := 541.5 \cdot \mu\text{H}$$

Tensao maxima:

$$V_L := 380\text{V}$$

Corrente rms

$$i_{L_rms} := 1.6\text{A}$$

Corrente maxima

$$i_{L_max} := 1.8\text{A}$$

Frequencia de comutacao

$$f_{sw} := 50\text{kHz}$$

Densidade de fluxo magnetico

$$B_m := 0.2\text{T}$$

Densidade de corrente

$$J_w := 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Fator de utilizacao da janela

$$k_w := 0.7$$

Coef. para forma de onda

$$k_f := 4$$

Escolha do Condutor a ser Utilizado

Efeito Skin:

$$\Delta := \frac{6.62 \cdot (\text{cm})}{\sqrt{f_{sw} \cdot (\text{s})}} = 0.03 \cdot \text{cm}$$

Diametro maximo do Condutor:

$$D_{AWG} := 2 \cdot \Delta = 0.059 \cdot \text{cm}$$

Area maxima da secao transversal:

$$A_{AWG} := \frac{\pi \cdot D_{AWG}^2}{4} = 2.754 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

Condutor escolhido:

$$\text{Condutor} = \text{AWG 23}$$

Area de secao transversal:

$$A_{cu_AWG} := 0.002582 \cdot \text{cm}^2$$

Area de secao transversal com isolamento:

$$A_{\text{iso_AWG}} := 0.003221 \cdot \text{cm}^2$$

Diametro do condutor com isolamento:

$$D_{\text{iso_AWG}} := 0.064 \cdot \text{cm}$$

Escolha do Nucleo a ser Utilizado

Potencia aparente total:

$$S_t := V_L \cdot i_{L_rms} = 608 \cdot \text{W}$$

Produto das Areas Minimo:

$$A_{p_min} := \frac{S_t}{k_f \cdot k_w \cdot f_{sw} \cdot B_m \cdot J} = 0.543 \cdot \text{cm}^4$$

Nucleo Escolhido:

Nucleo: E-42/20

Area da perna central do nucleio:

$$A_e := 2.40 \cdot \text{cm}^2$$

Area da janela do nucleio:

$$A_w := 1.57 \cdot \text{cm}^2$$

Produto das Areas do Nucleio Escolhido:

$$A_p := A_e \cdot A_w = 3.768 \cdot \text{cm}^4$$

Comprimento medio do laco de fluxo magnetico :

$$\text{MPL} := 9.7 \cdot \text{cm}$$

Comprimento Medio de uma Espira:

$$MLT := 10.5 \cdot \text{cm}$$

Volume do Nucleo:

$$V_n := 23.30 \cdot \text{cm}^3$$

Altura do carretel do nucleo escolhido:

$$h_c := 3.7 \cdot \text{cm}$$

Area superficial do nucleo:

$$A_t := 137 \cdot \text{cm}^2$$

Peso do Nucleo:

$$W_{\text{peso}} := 44 \text{g}$$

Procedimento de Projeto

Numero de espiras

$$N_{ww} := \text{ceil} \left(\frac{V_L}{k_f \cdot B_m \cdot f_{sw} \cdot A_e} \right) = 40$$

Permeabilidade relativa do material

$$\mu_m := 2100$$

Calculo do entreferro

$$l_g := \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot A_e}{L} - \left(\frac{MPL}{\mu_m} \right) = 0.845 \cdot \text{mm}$$

Fator de frangeamento do nucleo

$$F_{\text{frang}} := \left(1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot h_c}{l_g} \right) \right) = 1.244$$

Correcao do numero de espiras devido ao frangeamento

$$N_{L\text{Novo}} := \text{ceil} \left(\sqrt{\frac{l_g \cdot L}{\mu_0 \cdot F_{\text{frang}} \cdot A_e}} \right) = 35$$

Correcao da densidade de fluxo magnetico

$$B_{\text{ac}} := \frac{V_L}{k_f \cdot N_{L\text{Novo}} \cdot A_e \cdot f_{\text{sw}}} = 0.226 \text{ T}$$

Area da secao transversal de cobre

$$A_{\text{cu}_L} := \frac{i_{L_r\text{ms}}}{J} = 4 \times 10^{-7} \text{ m}^2$$

Condutores em paralelo

$$n := \text{ceil} \left(\frac{A_{\text{cu}_L}}{A_{\text{cu_AWG}}} \right) = 2$$

Numero escolhido de condutores

$$n_1 := 2$$

Calculo de Perdas

Resistividade do condutor a 100C:

$$\rho_{\text{cu}} := 0.001789 \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Resistencia do condutor:

$$R_{\text{cu}} := \frac{\rho_{\text{cu}} \cdot \text{MLT} \cdot N_{\text{Lnov}}}{n_1} = 0.329 \cdot \Omega$$

Potencia dissipada no cobre :

$$P_{\text{cu}} := R_{\text{cu}} \cdot i_{\text{L_rms}}^2 = 0.842 \cdot \text{W}$$

Potencia dissipada no
cobre total:

$$P_{\text{cu_total}} := P_{\text{cu}} = 0.842 \cdot \text{W}$$

Perdas no nucleo na freq de operacao

$$P_{\text{n}} := 50 \times 10^{-3} \cdot \frac{\text{W}}{\text{g}}$$

Perdas no nucleo:

$$P_{\text{nucleo}} := P_{\text{n}} \cdot W_{\text{peso}} = 2.2 \cdot \text{W}$$

Resistencia termica do nucleo:

$$R_{\text{th_nucleo}} := 23 \cdot \left(\frac{A_{\text{p}}}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}} = 14.079 \cdot \left(\frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}} \right)$$

Elevacao de temperatura:

$$\Delta T := (P_{\text{cu_total}} + P_{\text{nucleo}}) \cdot R_{\text{th_nucleo}} = 42.821 \text{ K}$$

Temperatura maxima do condutor:

$$T_{\text{cu_max}} := 120$$

Temperatura maxima do nucleo:

$$T_{\text{nucleo_max}} := 160$$

Possibilidade de Execucao

Fator de ocupacao de janela pelo enrolamento primario:

$$k_{u_p} := \frac{N_{L\text{Novo}} \cdot n_1 \cdot A_{\text{iso_AWG}}}{A_w} = 0.144$$

Fator de ocupacao do projeto (<1 para ser executavel):

$$\text{exec} := \frac{k_{u_p}}{k_w} = 0.205$$

Resumo do Projeto

Nucleo = "EE-42/15

Condutor = AWG 23

Enrolamento Primario:

Numero de espiras:

$$N_{L\text{Novo}} = 35$$

Condutores em paralelo:

$$n_1 := 2$$

Comprimento do chicote:

$$l_p := N_{L\text{Novo}} \cdot \text{MLT} = 3.675 \text{ m}$$

Comprimento do Gap:

$$l_g = 8.449 \times 10^{-4} \text{ m}$$

Dados Gerais

Perdas Totais:

$$P_{\text{totalis}} := P_{\text{cu_total}} + P_{\text{nucleo}} = 3.042 \cdot W$$

Elevacao de Temperatura:

$$\Delta T = 42.821 \text{ K}$$

Fator de execucao:

$$\text{exec} = 0.205$$

Dimensionamento do Transformador

Planilha DAB - Transformador

Legenda

Entrada de Dados

Valores calculados pela planilha

Especificacoes do Projeto

Tensao na Porta 1:

$$V_1 := 380V$$

Tensao na Porta 2:

$$V_2 := 48V$$

Potencia Nominal:

$$P := 500W$$

Frequencia de Comutacao:

$$f_{sw} := 50kHz$$

Densidade de Fluxo Magnetico Maximo:

$$B_m := 0.1T$$

Densidade de Corrente:

$$J_w := 400 \frac{A}{cm^2}$$

Fator de Utilizacao da Janela:

$$k_w := 0.7$$

Coeficiente para forma de onda:

$$k_f := 4$$

Relacao de Transformacao:

$$n := \frac{V_2}{V_1} = 0.12632$$

Valor RMS de corrente no primario:

$$i_{1_rms} := 1.6 \cdot A$$

Valor RMS de corrente no secundario:

$$i_{2_rms} := \frac{i_{1_rms}}{n} = 12.66667 \text{ A}$$

Escolha do Condutor a ser Utilizado

Efeito Skin:

$$\Delta := \frac{6.62 \cdot (\text{cm})}{\sqrt{f_{sw} \cdot (\text{s})}} = 0.02961 \cdot \text{cm}$$

Diametro maximo do Condutor:

$$D_{AWG} := 2 \cdot \Delta = 0.05921 \cdot \text{cm}$$

Area maxima da secao transversal:

$$A_{\text{AWG}} := \frac{\pi \cdot D_{\text{AWG}}^2}{4} = 0.00275 \cdot \text{cm}^2$$

Condutor escolhido:

Condutor = AWG 23

Area de secao transversal:

$$A_{\text{cu_AWG}} := 0.002582 \cdot \text{cm}^2$$

Area de secao transversal com isolamento:

$$A_{\text{iso_AWG}} := 0.003221 \cdot \text{cm}^2$$

Diametro do condutor com isolamento:

$$D_{\text{iso_AWG}} := 0.064 \cdot \text{cm}$$

Escolha do Nucleo a ser Utilizado

Potencia aparente total:

$$S_t := V_1 \cdot i_{1_rms} + V_2 \cdot i_{2_rms} = 1216 \cdot \text{W}$$

Produto das Areas Minimo:

$$A_{p_min} := \frac{S_t}{k_f \cdot k_w \cdot f_{sw} \cdot B_m \cdot J} = 2.17143 \cdot \text{cm}^4$$

Nucleo Escolhido:

Nucleo: E-55

Area da perna central do nucleo:

$$A_e := 3.54 \cdot \text{cm}^2$$

Area da janela do nucleo:

$$A_w := 2.50 \cdot \text{cm}^2$$

Produto das Areas do Nucleo Escolhido:

$$A_p := A_e \cdot A_w = 8.85 \cdot \text{cm}^4$$

Comprimento medio do laco de fluxo magnetico :

$$\text{MPL} := 11.2 \cdot \text{cm}$$

Comprimento Medio de uma Espira:

$$\text{MLT} := 11.6 \cdot \text{cm}$$

Volume do Nucleo:

$$V_n := 42.5 \cdot \text{cm}^3$$

Altura do carretel do nucleo escolhido:

$$h_c := 2.92 \cdot \text{cm}$$

Area superficial do nucleo:

$$A_t := 137 \cdot \text{cm}^2$$

Peso do Nucleo:

$$W_{\text{peso}} := 109\text{g}$$

Procedimento de Projeto

Numero de espiras do primario:

$$N_p := \text{ceil} \left(\frac{V_1}{k_f \cdot B_m \cdot f_{sw} \cdot A_e} \right) = 54$$

Numero escolhido:

$$N_{p1} := 55$$

Numero de espiras do secundario:

$$N_s := \text{ceil} \left(N_{p1} \cdot \frac{V_2}{V_1} \right) = 7$$

Area de cobre necessaria no primario:

$$A_{cu_p} := \frac{i_{1_rms}}{J} = 0.004 \cdot \text{cm}^2$$

Numero minimo de condutores em paralelo no primario:

$$n_p := \text{ceil} \left(\frac{A_{cu_p}}{A_{cu_AWG}} \right) = 2$$

Numero escolhido:

$$n_{p1} := 2$$

Area de cobre necessaria no secundario:

$$A_{cu_s} := \frac{i_{2_rms}}{J} = 0.03167 \cdot \text{cm}^2$$

Numero minimo de condutores em paralelo no secundario:

$$n_s := \text{ceil} \left(\frac{A_{cu_s}}{A_{cu_AWG}} \right) = 13$$

Numero escolhido :

$$n_{s2} := 13$$

Calculo de Perdas

Resistividade do condutor a 100C:

$$\rho_{cu} := 0.001789 \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Resistencia do primario:

$$R_{cu_1} := \frac{\rho_{cu} \cdot \text{MLT} \cdot N_p}{n_{p1}} = 0.56031 \cdot \Omega$$

Resistencia do secundario:

$$R_{cu_2} := \frac{\rho_{cu} \cdot \text{MLT} \cdot N_s}{n_{s2}} = 11.174 \times 10^{-3} \cdot \Omega$$

Potencia dissipada no cobre no lado primario:

$$P_{cu_p} := R_{cu_1} \cdot i_{1_rms}^2 = 1.43441 \cdot \text{W}$$

Potencia dissipada no cobre no lado secundario:

$$P_{cu_s} := R_{cu_2} \cdot i_{2_rms}^2 = 1.79287 \cdot \text{W}$$

Potencia no cobre total:

$$P_{cu_total} := P_{cu_p} + P_{cu_s} = 3.22727 \cdot \text{W}$$

Perdas no nucleo na freq de operacao

$$P_n := 10 \times 10^{-3} \cdot \frac{\text{W}}{\text{g}}$$

Perdas no núcleo:

$$P_{\text{núcleo}} := P_n \cdot W_{\text{peso}} = 1.09 \cdot W$$

Resistência térmica do núcleo:

$$R_{\text{th_núcleo}} := 23 \cdot \left(\frac{A_p}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{W} = 10.265 \cdot \left(\frac{\Delta^\circ\text{C}}{W} \right)$$

Elevação de temperatura:

$$\Delta T := (P_{\text{cu_total}} + P_{\text{núcleo}}) \cdot R_{\text{th_núcleo}} = 44.31678 \text{ K}$$

Temperatura máxima do condutor:

$$T_{\text{cu_max}} := 120$$

Temperatura máxima do núcleo:

$$T_{\text{núcleo_max}} := 160$$

Possibilidade de Execução

Fator de ocupação de janela pelo enrolamento primário:

$$k_{u_p} := \frac{N_p \cdot n_p \cdot A_{\text{iso_AWG}}}{A_w} = 0.13915$$

Fator de ocupação de janela pelo enrolamento secundário:

$$k_{u_s} := \frac{N_s \cdot n_s \cdot A_{\text{iso_AWG}}}{A_w} = 0.11724$$

Fator de ocupação da janela:

$$k_{u_projeto} := k_{u_p} + k_{u_s} = 0.25639$$

Fator de ocupação do projeto (< 1 para ser executável):

$$\text{exec} := \frac{k_{u_projeto}}{k_w} = 0.36627$$

Resumo do Projeto

Condutor = EA56 23

Enrolamento Primario:

Numero de espiras:

$$N_{p1} = 55$$

Condutores em paralelo:

$$n_p = 2$$

Comprimento do chicote:

$$l_p := N_{p1} \cdot \text{MLT} = 6.38 \text{ m}$$

Enrolamento Secundario:

Numero de espiras:

$$N_s = 7$$

Condutores em paralelo:

$$n_s = 13$$

Comprimento do chicote:

$$l_s := N_s \cdot \text{MLT} = 0.812 \text{ m}$$

Dados Gerais

Perdas Totais:

$$P_{\text{totais}} := P_{\text{cu_total}} + P_{\text{nucleo}} = 4.31727 \cdot \text{W}$$

Elevacao de Temperatura:

$$\Delta T = 44.31678 \text{ K}$$

Dimensionamento do Dissipador

Planilha DAB - DISSIPADOR

Legenda

Entrada de Dados

Valores calculados pela planilha

Especificacoes do Projeto

Dimensionamento das chaves

IGBT 50B60PD

Freq. de Chaveamento:

$$f_{sw} := 50000\text{Hz}$$

Tensao Coletor-Emissor Maxima:

$$V_{ce} := 600\text{V}$$

Tensao de Saturacao do IGBT

$$V_{fCE} := 2\text{V}$$

Energia de ativacao para chaves do primario:

$$E_{on1} := 50 \cdot 10^{-6}\text{J}$$

Energia de bloqueio para chaves do primario:

$$E_{\text{off1}} := 50 \times 10^{-6} \text{ J}$$

Energia de ativacao para chaves do secundario:

$$E_{\text{on2}} := \frac{200}{6} \cdot 10^{-6} \text{ J}$$

Energia de bloqueio para chaves do secundario:

$$E_{\text{off2}} := \frac{200}{6} \cdot 10^{-6} \text{ J} = 3.333 \times 10^{-5} \text{ J}$$

Características do diodo Intrinseco

Tensao direta do diodo:

$$V_{\text{fD}} := 1.3 \text{ V}$$

Resistencia de conducao:

$$R_{\text{Don}} := .066 \Omega$$

Tempo para recuperacao reversa:

$$t_{\text{rrD}} := 75 \text{ ns}$$

Carga de recuperacao reversa:

$$Q_{\text{rr}} := 420 \text{ nC}$$

Perdas por chave do primario:

Corrente media na chave:

$$I_{\text{SDmedS1}} := 0.725 \text{ A}$$

Tesao maxima sobre a chave:

$$V_{S1com} := 380V$$

Perds por conducao:

$$PeCond_{S1} := V_{fCE} \cdot I_{SDmedS1} = 1.45 \text{ W}$$

Perdas por comutacao:

$$PeCom_{S1} := (E_{on1} + E_{off1}) \cdot f_{sw} = 5 \text{ W}$$

Perdas por chave do secundario:

Corrente media na chave:

$$I_{SDmedS5} := 0.44A$$

Tesao maxima sobre a chave:

$$V_{S5com} := 48V$$

Perds por conducao:

$$PeCond_{S5} := V_{fCE} \cdot I_{SDmedS5} = 0.88 \text{ W}$$

Perdas por comutacao:

$$PeCom_{S5} := (E_{on2} + E_{off2}) \cdot f_{sw} = 3.333 \text{ W}$$

Perdas por diodo do primario:

Corrente media no diodo:

$$I_{SDmedD1} := 0.0553A$$

Corrente eficaz no diodo:

$$I_{SDefD1} := 0.256A$$

Tensao maxima no diodo:

$$V_{D1com} := 380V$$

Perds por conducao:

$$PeCond_{D1} := V_{fD} \cdot I_{SDmedD1} + R_{Don} \cdot I_{SDefD1}^2 = 0.076 W$$

Perdas por comutacao:

$$PeCom_{D1} := \frac{Q_{rr} \cdot V_{D1com} \cdot f_{sw}}{3} = 2.66 W$$

Perdas por diodo do secundario:

Corrente media no diodo:

$$I_{SDmedD5} := 5.65A$$

Corrente eficaz no diodo:

$$I_{SDefD5} := 8.76A$$

Tensao maxima no diodo:

$$V_{D5com} := 48V$$

Perds por conducao:

$$PeCond_{D5} := V_{fD} \cdot I_{SDmedD5} + R_{Don} \cdot I_{SDDefD5}^2 = 12.41 \text{ W}$$

Perdas por comutacao:

$$PeCom_{D5} := \frac{Q_{fr} \cdot V_{D5com} \cdot f_{sw}}{3} = 0.336 \text{ W}$$

Perdas Totais:

Perdas nas chaves por conducao:

$$P_{condS} := 4 \cdot PeCond_{S1} + 4 \cdot PeCond_{S5} = 9.32 \text{ W}$$

Perdas nas chaves por comutacao:

$$P_{comS} := 4 \cdot PeCom_{S1} + 4 \cdot PeCom_{S5} = 33.333 \text{ W}$$

Perdas totais nas chaves:

$$P_{totalS} := P_{condS} + P_{comS} = 42.653 \text{ W}$$

Perdas nos diodos por conducao:

$$P_{condD} := 4 \cdot PeCond_{D1} + 4 \cdot PeCond_{D5} = 49.944 \text{ W}$$

Perdas nos diodos por comutacao:

$$P_{comD} := 4 \cdot PeCom_{D1} + 4 \cdot PeCom_{D5} = 11.984 \text{ W}$$

Perdas totais nos didos:

$$P_{totalD} := P_{condD} + P_{comD} = 61.928 \text{ W}$$

Perdas totais por conducao:

$$P_{\text{condTotal}} := P_{\text{condS}} + P_{\text{condD}} = 59.264 \text{ W}$$

Perdas totais por comutacao:

$$P_{\text{comTotal}} := P_{\text{comS}} + P_{\text{comD}} = 45.317 \text{ W}$$

Perdas totais:

$$P_{\text{Total}} := P_{\text{condTotal}} + P_{\text{comTotal}} = 104.581 \text{ W}$$

Eficiencia:

$$\text{Eficiencia} := 1 - \frac{P_{\text{Total}}}{500\text{W}} = 0.791$$

Dissipador

Temperatura de juncao maxima:

$$T_{\text{Jmax}} := 100\text{K}$$

Temperatura ambiente:

$$T_{\text{a}} := 40\text{K}$$

Resistencia termica juncao - encapsulamento do IGBT:

$$R_{\text{JC_IGBT}} := 0.34 \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

Resistencia termica juncao - encapsulamento do diodo:

$$R_{JC_diodo} := 0.64 \frac{K}{W}$$

Resistencia termica capsula-dissipador (pasta termica)

$$R_{CD} := .3 \frac{K}{W}$$

Perdas por chave do primario:

$$P_{S1} := PeCond_{S1} + PeCom_{S1} = 6.45 \text{ W}$$

Perdas por chave do secundario:

$$P_{S5} := PeCond_{S5} + PeCom_{S5} = 4.213 \text{ W}$$

Perdas por diodo do primario:

$$P_{D1} := PeCond_{D1} + PeCom_{D1} = 2.736 \text{ W}$$

Perdas por diodo do secundario:

$$P_{D5} := PeCond_{D5} + PeCom_{D5} = 12.746 \text{ W}$$

Temperatura no dissipador devido ao maior elemento de dissipacao:

$$T_{DissipadorD5} := T_{Jmax} - P_{D5} \cdot (R_{JC_diodo} + R_{CD})$$

$$T_{DissipadorD5} = 88.019 \text{ K}$$

Resistencia termica do Dissipador:

$$R_{da} := \frac{T_{\text{DissipadorD5}} - T_a}{P_{\text{Total}}} = 0.459 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

Fator de correcao devido ao comprimento do dissipador:

$$F_1 := 0.67$$

Resistencia termica do dissipador corrigida:

$$R_{da\text{Corrigido}} := R_{da} \cdot F_1 = 0.308 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$$