



Universidade Federal de Minas Gerais
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**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**

Waner Wodson Aparecido Gonçalves Silva

Texto de dissertação submetido à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia elétrica da Universidade Federal, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Pedro Francisco Donoso Garcia

Co-Orientador: Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Júnior

Belo Horizonte, Setembro de 2013

"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"

Waner Wodson Aparecido Gonçalves Silva

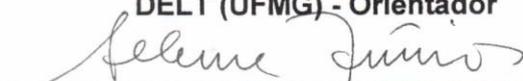
Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 18 de outubro de 2013.

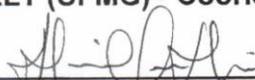
Por:



Prof. Dr. Pedro Francisco Dônoso Garcia
DELT (UFMG) - Orientador



Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Júnior
DELT (UFMG) - Coorientador



Prof. Dr. Sidelmo Magalhães Silva
DEE (UFMG)



Prof. Dr. Porfirio Cabaleiro Cortizo
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Lenin Martins Ferreira Moraes
DELT (UFMG)

*Dedico este trabalho à minha esposa Nice e à
minha família.*

“Invoca-me, e te responderei, anunciar-te-ei coisas grandes e ocultas, que não sabes.”

Jeremias 33.3

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus pelo fôlego de vida que nos concede a cada dia e a capacidade que nos é dada.

Agradeço minha esposa Nice pelo carinho, amor e apoio nos momentos difíceis dessa jornada.

Agradeço a minha família pelo apoio e incentivo na conquista deste trabalho.

Agradeço também ao meu amigo Edimar Viana por me receber em Belo Horizonte.

Aos professores do GEP pela participação e auxílio no desenvolvimento deste trabalho, em especial aos professores Pedro Francisco Donoso e Seleme Issac Seleme Júnior pela paciência, atenção e disponibilidade para orientação e supervisão deste trabalho.

Aos amigos de curso, Cláudio Henrique Gomes dos Santos, Thiago Ribeiro de Oliveira, Aécio Silva Bolzon e Nilo Serafim Neto pela valiosa contribuição e ajuda no desenvolvimento desse trabalho.

Agradeço a CAPES pelo apoio financeiro.

Resumo

Devido ao aumento da demanda de energia elétrica para atender as necessidades crescentes da sociedade e suprir as deficiências na geração, existe a demanda de se aumentar a participação das fontes renováveis de energia na matriz de eletricidade dada as restrições ambientais. Dessa forma, as redes inteligentes de energia introduzem novos conceitos para o sistema elétrico, tal como as microrredes e nanorredes, as quais possuem sua geração baseada em fontes renováveis como eólica e solar. A produção de energia por essas fontes depende de fatores naturais, como o sol e o vento, o que leva à necessidade de sistemas de armazenamento de energia em bancos de baterias para garantir o fornecimento ininterrupto à nanorrede.

Nesse trabalho, um estudo acerca de um conversor bidirecional c.c.-c.c. para interface entre sistemas de armazenamento de energia e barramento c.c. da nanorrede é realizado com a finalidade de que se possa manter a tensão no barramento c.c. regulada através do controle do fluxo de potência entre o sistema de armazenamento e barramento. A estrutura da nanorrede é apresentada, o estudo das topologias de conversores bidirecionais c.c.-c.c. é realizado possibilitando a utilização do conversor *Dual-Active-Bridge* como mecanismo de interface entre o barramento c.c. e o sistema de baterias. Os métodos de modulação para controle de potência são estudados para a seleção do método de modulação mais adequado para a implementação experimental do conversor. Uma técnica de controle é proposta para que se possa atender ao fluxo bidirecional de potência e o processo de carregamento de baterias.

Palavras chave: conversor c.c.-c.c. bidirecional, dual active bridge, nanorrede, sistema de armazenamento de energia.

Abstract

Due to the increase of electricity demand to attend the growing needs of society and to compensate deficiencies of the energy generation, there is a need to enhance the participation of renewable energy resources into the energy matrix, since conventional fossil energy sources will not be able to supply this increasing energy demand owing to environmental constraints. The smart grids introduce new concepts for the electrical power system, such as micro and nanogrids, in which the power generation is based on renewable resources like wind and solar power. The energy production in such systems depends on natural factors as solar irradiation and wind speed, what requires the employment of local energy storage systems, based normally on batteries, in order to ensure uninterrupted power supply to the local power system, or nanogrid.

In this thesis, a study is conducted over a bidirectional dc-dc converter, which interfaces the energy storage system and the main dc bus of a dc nanogrid. This power converter will control the power flow between the nanogrid and the battery banks, hence providing a regulated dc voltage on the nanogrid side. The dc nanogrid architecture is presented and the bidirectional dc-dc converter topologies revised, thus enabling the selection of the Dual Active Bridge structure as the interface converter. A set of modulation techniques were studied in order to decide which one is more suitable for employment on an experimental converter. A control method is proposed which provides means for ensuring a regulated voltage on the nanogrid main dc bus and concomitantly respects the battery bank charging restrictions.

Keywords: bidirectional dc-dc converter, dual active bridge, nanogrid, energy storage system.

Sumário

Resumo	iv
Abstract	v
Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xiii
Nomenclatura	xiv
1 Introdução	1
1.1 Contextualização e motivação	1
1.2 Objetivos da dissertação	6
1.2.1 Objetivos específicos da dissertação	7
1.3 Estrutura do texto	7
1.4 Conclusões do capítulo.....	8
2 Conversores bidirecionais c.c.-c.c.	9
2.1 Conversores isolados e não isolados	9
2.1.1 <i>Dual Active Bridge</i> (DAB) alimentado por corrente	13
2.1.2 <i>Dual Active Bridge</i> alimentado por tensão	14
2.1.3 <i>Dual Half Bridge</i>	15
2.1.4 <i>Dual Active Bridge</i> derivado do <i>Single Active Bridge</i> (SAB)	16
2.1.5 Comparação entre as topologias de conversores bidirecionais isolados.....	17
2.2 Análise do funcionamento do <i>Dual Active Bridge</i>	19
2.2.1 Condição de comutação não dissipativa e potência reativa.....	25
2.2.2 Modulação <i>phase-shift</i>	27

2.2.3 Modulação <i>phase-shift-plus</i>	29
2.2.4 Modulação <i>dual-phase-shift</i>	34
2.2.5 Modulação triangular	38
2.4 Conclusões do capítulo	40
3 Métodos de carregamento de baterias	42
3.1 Conclusões do capítulo	47
4 Controle do DAB	48
4.1 Metodologia de controle	48
4.1.1 Modelo de pequenos sinais	50
4.1.2 Estrutura do controle	53
4.1.3 Controle implementado com modulação <i>phase-shift-plus</i>	60
4.1.4 Controle digital	61
4.2 Conclusões do capítulo	62
5 Estudos de caso com o conversor DAB	64
5.1 Simulação do DAB no carregamento do banco de baterias	64
5.2 Simulação do DAB na regulação do barramento c.c. sob perturbações de potência ..	68
5.3 Simulação da operação do DAB com <i>phase-shift-plus</i>	70
5.4 Conclusões do capítulo	72
6 Resultados experimentais	74
6.1 Operação do DAB no carregamento do banco de baterias	77
6.2 Operação do DAB na regulação do barramento c.c. sob perturbações de potência	80
6.3 Operação do DAB com <i>phase-shift-plus</i>	82
6.4 Conclusões do capítulo	85
7 Conclusões gerais	87
7.1 Proposta de continuidade	90
Referências bibliográficas	91
A Projeto do conversor DAB	97
A.1 Projeto do transformador	98

A.2 Dimensionamento das chaves semicondutoras.....	101
A.3 Dimensionamento dos capacitores de filtro (C_A e C_B).....	102
A.4 Seleção do circuito de comando dos transistores	103
A.5 Circuito de medição.....	104
A.6 Dimensionamento térmico.....	107
B Protótipo em escala reduzida	109

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Estrutura de uma microrrede e nanorrede no Sistema Elétrico de Potência	5
Figura 1.2 - Estrutura da nanorrede	6
Figura 2.1 - Estrutura do conversor bidirecional <i>buck/boost</i>	10
Figura 2.2 - Estrutura do conversor bidirecional <i>buck-boost</i> com indutor de acoplamento.....	11
Figura 2.3 - Estrutura básica dos conversores c.c.-c.c. bidirecionais isolados.....	11
Figura 2.4 - Estruturas de IBDC.....	12
Figura 2.5 - Formas de onda IBDC tipo fonte de corrente	13
Figura 2.6 - Formas de onda da tensão e corrente no DAB.....	15
Figura 2.7 - Formas de onda da tensão e corrente no DHB.....	16
Figura 2.8 - Topologia do SAB	17
Figura 2.9 - Topologia do DAB derivado do SAB.....	17
Figura 2.10 - Conversor DAB	19
Figura 2.11 - Sinais de controle do modulador para as pontes H.....	20
Figura 2.12 - Forma de onda da tensão no transformador - fluxo de potência de A para B	20
Figura 2.13 - Formas de onda das correntes i_{i_avg} , i_{o_avg} e i_L - fluxo de potência de A para B.	20
Figura 2.14 - Potência transferida do DAB em função de δ	23
Figura 2.15 - Forma de onda da tensão no transformador – fluxo de potência de B para A....	24
Figura 2.16 - Formas de onda das correntes i_{i_avg} , i_{o_avg} e i_L - fluxo de potência de B para A.	24
Figura 2.17 - Instantes de transferência de potência	26
Figura 2.18 - Região de comutação dissipativa e percentual de potência reativa	26
Figura 2.19 - Etapas de operação do DAB em <i>pashe-shift</i>	27

Figura 2.20 - Sinal de comando das chaves semicondutoras da ponte A e as formas de onda da tensão e corrente com modulação <i>phase-shift-plus</i>	30
Figura 2.21 - Inserção de duas novas etapas de operação do DAB em <i>phase-shift-plus</i>	31
Figura 2.22 - Comparação da potência do conversor em relação as modulações <i>phase-shift</i> e <i>phase-shift-plus</i>	34
Figura 2.23 - Sinal de comando das chaves semicondutoras das pontes A e B e as formas de onda da tensão e corrente com modulação <i>dual-phase-shift</i> com $0 \leq \delta_i \leq \delta \leq l$	35
Figura 2.24 - Sinal de comando das chaves semicondutoras das pontes A e B e as formas de onda da tensão e corrente com modulação <i>dual-phase-shift</i> com $0 \leq \delta \leq \delta_i \leq l$	37
Figura 2.25 - Comparação da potência do conversor em relação às modulações <i>phase-shift</i> e <i>dual-phase-shift</i>	38
Figura 2.26 - Formas de onda da tensão V_{caA} , V_{caB} e i_L em modulação trapezoidal com fluxo de potência de A para B.....	39
Figura 2.27 - Formas de onda da tensão V_{caA} , V_{caB} e i_L em modulação trapezoidal com fluxo de potência de B para A.....	40
Figura 3.1 - Curvas de nível de tensão e corrente durante a recarga na bateria	43
Figura 3.2 - Fluxograma do método de recarga dos quatro estados	45
Figura 3.3 - Ciclo de vida das baterias estacionária UNIPOWER®.....	46
Figura 4.1 - Diagrama esquemático do conversor DAB	50
Figura 4.2 - Modelo de uma bateria	51
Figura 4.3 - Modelo do DAB como fonte de corrente média e bateria como impedância.....	51
Figura 4.4 - Modelo do DAB com fluxo de potência da bateria para o barramento	52
Figura 4.5 - Modelo em pequenos sinais do conversor DAB.....	53
Figura 4.6 - Diagrama de blocos da estrutura do controle.....	54
Figura 4.7 - Diagrama de blocos da malha de corrente do controlador.....	55
Figura 4.8 - Resposta em frequência da função de transferência de malha aberta da corrente	56
Figura 4.9 - Diagrama de blocos da malha de tensão B do controlador.....	57
Figura 4.10 - Resposta em frequência da função de transferência compensada $T_B(s)$	58
Figura 4.11 - Diagrama de blocos da malha de tensão A do controlador	58
Figura 4.12 - Resposta em frequência da função de transferência de malha aberta da tensão	59

Figura 4.13 - Deslocamento do ponto de operação do conversor	60
Figura 4.14 - Estrutura do controle com <i>phase-shift-plus</i> implementado	61
Figura 5.1 - Curva de tensão e corrente de carga da bateria durante o a simulação do processo de carregamento.....	65
Figura 5.2 - Esquemático do barramento c.c. na simulação	65
Figura 5.3 - Simulação do carregamento da bateria com corrente reduzida	67
Figura 5.4 - Simulação de perturbação no barramento c.c.	69
Figura 5.5 - Comparação entre simulações de carga entre <i>phase-shift</i> e <i>phase-shift-plus</i>	71
Figura 5.6 - Potência de entrada do conversor durante a transição da região de comutação não dissipativa para dissipativa.	72
Figura 6.1 - Montagem do protótipo do conversor	75
Figura 6.2 - Formas de onda das tensões no transformador e corrente, Canal 1 50V/div, Canal 2 20V/div e Canal 3 1,6A/div.	76
Figura 6.3 - Curva de tensão e corrente de carga da bateria durante o processo de carga	77
Figura 6.4 - Carregamento da bateria com corrente reduzida	79
Figura 6.5 - Perturbação no barramento c.c.....	81
Figura 6.6 - Processo de carregamento de baterias com modulação <i>phase-shift</i> e <i>phase-shift-plus</i>	83
Figura 6.7 - Potência de entrada do conversor durante o carregamento de bateria.....	84
Figura 6.8 - Eficiência do conversor durante a recarga da bateria	85
Figura A.1 - Esquemático do conversor DAB.....	97
Figura A.2 - Dimensões físicas do núcleo e do carretel do transformador	99
Figura A.3 - <i>Driver</i> duplo DRO100D25A para comando de transistor de potência.....	103
Figura A.4 - Circuito de condicionamento de sinal PWM do microcontrolador para o DRO100D25A	104
Figura A.5 - Circuito de condicionamento de sinal de erro do DRO100D25A para o microcontrolador.....	104
Figura A.6 - Circuito de medição de corrente	105
Figura A.7 - Circuito de medição de tensão	107
Figura A.8 - Circuito térmico	108
Figura B.1 - Protótipo do conversor DAB em escala reduzida	110

Figura B.1 – Implementação do barramento c.c..... 111

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 - Características dos tipos de IBDC.....	18
Tabela 2.1 - Restrições para comutação não dissipativa	31
Tabela 3.1 - Níveis de tensão e corrente para o processo de carga para uma bateria genérica	44
Tabela 3.2 - Vida útil da bateria em função da profundidade de descarga.....	46

Nomenclatura

ADC	Conversor analógico-digital
A_{cu}	Área do condutor
A_e	Área da secção transversal do núcleo
A_p	Área do enrolamento do primário
A_W	Área da janela do núcleo
B	Densidade de fluxo magnético
C	Capacitor que representa a capacidade da bateria
C_A	Capacitor de filtro do lado do barramento c.c.
C_B	Capacitor de filtro do lado do banco de baterias
C_C	Capacitor para limitação do pico de tensão no barramento c.c.
c.c.-c.a.	Sistema em corrente alternada
c.c.-c.c.	Sistema em corrente contínua
C(Ah)	Capacidade Ampère Hora da bateria
δ	Razão de defasagem angular entre as tensões do transformador
Δ	Ponto quiescente da razão de defasagem angular
$\hat{\delta}$	Perturbação na defasagem angular
d_A	Ciclo de trabalho da tensão V_{acA}
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
d_B	Ciclo de trabalho da tensão V_{acB}
δ_i	Defasagem angular interna
Δi_L	Variação da corrente no indutor
Δt	Variação de tempo
DSP	Processador de sinal digital

DHB	<i>Dual Half Bridge</i>
$D_?$	Diodo
f_c	Frequência de corte
ϕ_M	Margem de fase
f_s	Frequência de chaveamento
$G_{cA}(s)$	Compensador da malha de tensão do lado do barramento c.c.
$G_{cB}(s)$	Compensador da malha de tensão do lado do banco de baterias
$G_{ci}(s)$	Compensador da malha de corrente
$G_{iBd}(s)$	Função de transferência de corrente em função da defasagem angular
$G'_{iBV_A}(s)$	Função de transferência da corrente da bateria em função da tensão no barramento c.c.
$G'_{iBV_B}(s)$	Função de transferência da corrente da bateria em função da tensão da bateria
$G_{V_Ai_B}(s)$	Função de transferência de tensão do barramento c.c. em relação a corrente da bateria
$G_{V_Bi_B}(s)$	Função de transferência de tensão da bateria em relação a corrente da bateria
HPWM	Modulação por largura de pulso de alta resolução
φ	Defasagem angular entre as tensões nos terminais do transformador
i_{acA}	Corrente alternada que circula o transformador no lado do barramento c.c.
i_B	Corrente de carga da bateria
\hat{i}_B	Corrente de carga da bateria em pequenos sinais
i_{Bref}	Corrente de referência da malha de corrente
i_{bus}	Fonte de corrente que representa todas as fontes de energia integradas à nanorede
IBDC	Conversores c.c.-c.c. bidirecionais isolados
I_{ef}	Corrente eficaz do indutor
I_{ef_S}	Corrente eficaz da chave semicondutora
I_{ef_D}	Corrente eficaz do diodo
I_{flu}	Corrente de flutuação da bateria
i_{i_avg}	Corrente de entrada do conversor
i_L	Corrente no indutor
$i_L(?)$	Corrente instantânea no indutor

i_{o_avg}	Corrente de saída do conversor
i_{refA}	Corrente de referência da malha A
i_{refB}	Corrente de referência da malha B
J	Densidade de corrente no condutor
K_p	Fator de utilização do primário
K_w	Fator de utilização da área do enrolamento
L	Indutância total de dispersão do transformador
L_{cc}	Indutor no lado do barramento c.c.
M	Relação das tensões normalizadas de entrada e saída do transformador
m	Índice de modulação
N_p	Número de espiras no primário
N_s	Número de espiras no secundário
$N: 1$	Relação de transformação do transformador
η	Rendimento
Ω	Resistência elétrica
PFC	Correção de fator de potência
P_{dps}	Potência transferida do conversor com modulação <i>dual-phase-shift</i>
P_i	Potência de entrada do conversor
$P_{m\acute{a}x}$	Máxima potência transferida pelo conversor
P_o	Potência de saída do conversor
P_{ps}	Potência transferida do conversor com modulação <i>phase-shift</i>
P_{psp}	Potência transferida do conversor com modulação <i>phase-shift-plus</i>
PWM	Modulação por largura de pulso
Q	Potência reativa
R_l	Resistência interna da bateria
R_D	Resistência que representa as perdas por autodescarga da bateria
R_L	Resistência que representa todas as cargas da nanorede
RSE	Resistência série equivalente do capacitor
SAB	<i>Single Active Bridge</i>
$S_?$	Chave semicondutora
$T_{1/2}$	Metade de tempo de um ciclo de chaveamento
T	Tempo de um ciclo completo de chaveamento

τ	Dobro do ciclo de trabalho de V_{acA} ou V_{acB}
$T_A(s)$	Ganho de malha aberta da tensão no barramento c.c.
$T_i(s)$	Ganho de malha aberta da tensão no banco de baterias
$T_i(s)$	Ganho de malha aberta da corrente
T_{on_sw}	Tempo de condução da chave semicondutora
$T_{uA}(s)$	Ganho de malha aberta não compensada da tensão no barramento c.c.
$T_{uB}(s)$	Ganho de malha aberta não compensada da tensão no banco de baterias
$T_{ui}(s)$	Ganho de malha aberta não compensada da corrente
UPS	Fontes Ininterrupta de Alimentação
V_A	Tensão do barramento c.c.
\hat{V}_A	Perturbação na tensão no barramento
V_{acA}	Tensão alternada no terminal do transformador na ponte H do barramento c.c.
V_B	Tensão do banco de baterias
V_{acB}	Tensão alternada no terminal do transformador na ponte H do banco de baterias.
V_D	Queda de tensão no diodo
V_M	Tensão auxiliar ao barramento c.c.
V_{equ}	Tensão de equalização da bateria
V_{flu}	Tensão de flutuação da bateria
V_{off}	Tensão de corte da bateria
V_{sw}	Queda de tensão na chave semicondutora
V'_A	Tensão do barramento c.c. refletida no secundário do transformador
V'_B	Tensão do banco de baterias refletida no primário do transformador
Z_B	Impedância da bateria

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização e motivação

No mundo atual, devido ao aumento da demanda de energia elétrica para atender as necessidades crescentes da sociedade e suprir as deficiências na geração, as concessionárias de energia estão preocupadas em melhorar a relação de oferta e procura através do desenvolvimento dos sistemas nacionais de geração e distribuição de energia elétrica. Grande parte da demanda de eletricidade é suprida por fontes fósseis, o que representa cerca de 80% do consumo de energia mundial [1]. O aumento dessa demanda por energia elétrica não poderá ser atendido por essas fontes, devido às restrições ambientais sobre emissões de gases do efeito estufa. Ações mundiais estão sendo tomadas de modo a combater o aquecimento global e reduzir a poluição atmosférica. Existe a necessidade de se aumentar a participação das fontes renováveis de energia na matriz de eletricidade. No Brasil a energia hidrelétrica é a principal fonte de energia, pois possui grande potencial hídrico. No entanto, isso não evita a utilização de combustíveis fósseis, uma vez que os níveis dos reservatórios são afetados por períodos de estiagem levando ao acionamento de usinas termelétricas, como aconteceu recentemente, no final do ano de 2012 [2].

É importante diversificar as fontes de energias, pois a dependência de uma única fonte torna o sistema energético mais vulnerável. Com diversidade de fontes de energia, quando uma não estiver plenamente disponível, outras poderão compensá-la ou complementá-la. Dessa forma, torna-se necessária a participação de fontes renováveis na matriz elétrica. Esse desafio envolve a adequação e a utilização de novas tecnologias empregadas nos processos de geração, transmissão e distribuição de energia. Dessa forma pode-se conseguir o aumento da eficiência energética do sistema elétrico como um todo, melhoria dos mecanismos de contro-

le, gerenciamento das linhas e a possibilidade de proporcionar ao usuário final maior participação no planejamento e na operação do sistema. Este novo conceito do Sistema de Energia Elétrica atende pelo nome de *Smart Grid* ou redes inteligentes [3].

Nas redes tradicionais, a geração de energia segue a demanda. No futuro, porém, o consumo de energia virá depois da geração – e não o contrário. Isso significa uma mudança de paradigma. As redes elétricas tenderão a serem melhor distribuídas, inteligentes e flexíveis [4]. Os fluxos de energia e comunicação unidirecionais serão substituídos por fluxos bidirecionais. Essa mudança exigirá o desenvolvimento de novos métodos de controle, automação e otimização da operação do sistema elétrico com forte tendência para utilização de técnicas de resolução distribuída de problemas baseadas na utilização de multi-agentes. Além das vantagens ambientais, a tecnologia de rede inteligente gera benefícios evidentes para todos os envolvidos na cadeia de conversão de energia [3, 5]:

- Possibilidade de fluxo bidirecional de energia;
- Mais poder aos consumidores com a participação bilateral e interativa nos processos de planejamento e operação da rede;
- Maior eficiência operacional das concessionárias de energia, por meio da participação ativa dos consumidores (edifícios comerciais, plantas industriais, residências, etc.) nas redes inteligentes;
- Energia de maior qualidade nos vários níveis de tensão, aumentando a estabilidade do sistema;
- Acomodar uma grande variedade de fontes e demandas;
- Reduzir o impacto ambiental do sistema produtor de eletricidade com a diminuição das emissões de CO₂ relacionadas à geração de energia por fontes fósseis, reduzindo perdas e utilizando fontes de baixo impacto ambiental;
- Resposta da demanda mediante a atuação remota em dispositivos dos consumidores;
- Integração da geração descentralizada à rede por meio de tecnologias da informação e comunicação inteligentes;
- Viabilizar e beneficiar-se de mercados competitivos de energia, favorecendo o mercado varejista e a microgeração.

Dessa forma as redes inteligentes de energia introduzem novos conceitos para o sistema elétrico, tal como as microrredes nanorredes. As microrredes são sistemas que integram cargas a fontes de geração distribuída que podem operar em paralelo ou separada da rede elé-

trica [6]. Essas microrredes são cogeneradoras de energia elétrica baseada em fontes renováveis como: fotovoltaica, eólica e células combustíveis, destinadas a atender a pequenos centros de consumo como: bairro residencial, hospital, escola, condomínio, etc. [7]. As microrredes apresentam um potencial emergente da geração distribuída, que associa geração e cargas em um subsistema, com capacidade de geração instalada na faixa de 10 a 100 kW [8,9]. No Brasil a AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL define como microgeração:

- microgeração distribuída: central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 100 kW e que utilize fontes com base em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa ou cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras; [10].

As microrredes possuem capacidade de gerenciamento, desconexão e sincronização com a rede elétrica local através de dispositivos de eletrônica de potência que possuem controle inteligente capaz de gerenciar o modo de operação da microrrede [7].

A nanorrede pode ser definida como um sistema de potência em pequena escala que consiste em duas ou mais fontes de geração distribuídas baseadas em energia limpas com pequenas cargas, sua potência é tipicamente menor que 25kW, sendo as cargas limitadas a uma distância máxima de 5km das fontes geradoras [11]. As nanorredes baseadas em diversas fontes de energia: solar, eólica, células combustíveis, microturbinas e sistemas de armazenamento de energia entre outras, são destinadas a suprir demanda a nível residencial ou predial [7]. A nanorrede emprega controle descentralizado do fluxo de potência a fim de alcançar o balanço de potência, nessa estratégia de controle, as fontes geradoras são capazes de controlar seu próprio fluxo de potência através de informações nos seus terminais de conexão.

A conexão entre a rede elétrica da concessionária a uma microrrede ou nanorrede é feita através de conversores c.a.-c.a. Esses conversores além de controlar o fluxo de potência devem isolar os subsistemas de distúrbios da rede, isso acarreta em uma maior complexidade dos conversores [7]. Uma forma de minimizar a complexidade dos conversores é com a utilização de sistema em corrente contínua - c.c. A utilização de sistemas c.c. dentro da nanorrede tem como vantagens:

- Aumento da densidade de potência;

- Eliminação de retificador e transformador das fontes de alimentação, com isto obtém uma estrutura simplificada dos conversores;
- Aumento da estabilidade do sistema pelo desacoplamento entre sistemas e pela possibilidade de controle do fluxo de potência;
- Maior eficiência e facilidade de integração com as fontes renováveis de energia [12].

Arquitetura de sistemas de distribuição c.c. é largamente utilizada em navios, aeronaves, telecomunicações e veículos elétricos. O sistema de distribuição c.c proposto neste trabalho para a nanorrede apresenta dois níveis de tensão: 380V e 48V. O nível de 380V foi escolhido para adequar-se ao nível de tensão de saída típicos de dispositivos de correção de fator de potência (PFC) que são associados a aparelhos de potência igual ou acima de 70W, evitando modificações complexas e novas topologias para os aparelhos eletrônicos atuais que possuem esse dispositivo e também os estudos sobre nanorredes apontam para utilização desse nível de tensão. O nível de 48V é selecionado por ser um nível de tensão padrão em sistemas de telecomunicação e centros de processamento de dados. Esse barramento c.c. de 48V alimentará equipamentos de baixa potência como: computadores, televisores, rádios, sistema de iluminação predial baseados em LED's. Esse nível também não requer adição de proteção contra contato direto com partes do corpo humano uma vez que tensões abaixo de 50V não representam risco ao seres humanos e animais domésticos [13].

A produção de energia pelas fontes renováveis depende de fatores naturais como o sol e o vento. A falta desses fatores leva à necessidade de sistemas de armazenamento de energia em bancos de baterias para garantir o fornecimento ininterrupto à nanorrede, aumentando a confiabilidade do sistema sob condições de variação de produção de energia [14]. A necessidade crescente por sistemas elétricos altamente seguros para aplicações críticas como hospitais, centro de processamento de dados, centrais telefônicas e indústrias têm levado a inclusão de múltiplas fontes geradoras e sistemas redundantes de armazenamento de energia. A utilização de conversores bidirecionais na nanorrede permite a distribuição de energia entre geração e armazenamento, garantindo tanto a regulação do barramento c.c. quanto a ininterruptão de alimentação às cargas. A utilização de sistemas de baterias em nanorredes faz com que as mesmas se tornem mais estáveis durante transientes de operação, quando a microrrede encontra-se em modo de operação isolada da rede elétrica, as baterias são utilizadas como fontes temporárias de energia para estabilização da microrrede. A Figura 1.1 apresenta uma arquitetura de uma microrrede e nanorrede inserida dentro de um sistema elétrico de potência.

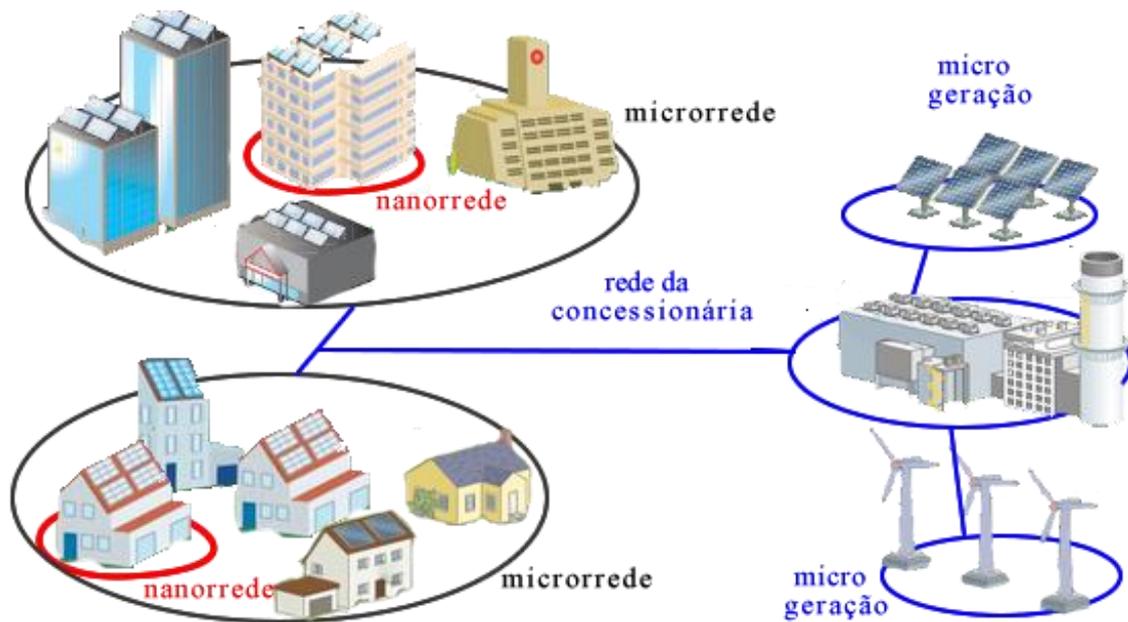


Figura 1.1 – Estrutura de uma microrrede e nanorrede no Sistema Elétrico de Potência.

A Figura 1.2a apresenta a estrutura de uma nanorrede em nível residencial onde a principal fonte de geração são os painéis fotovoltaicos com capacidade de geração de 2kW, uma microturbina eólica com capacidade de 700W também é utilizada como fonte geradora. A Figura 1.2b apresenta a estrutura do barramento c.c. dentro da nanorrede, ilustrando a utilização do conversor bidirecional como integração entre o sistema de armazenamento e o barramento c.c.

Para o sistema de armazenamento de energia é proposto um banco de baterias de 48V constituído de quatro baterias estacionárias de chumbo-ácido de 12V ligadas em série. O banco de baterias com 48V permitirá que o usuário possa dar manutenção sem oferecer risco de choque. Esse banco de baterias não possui ligação direta com o barramento c.c. secundário de 48V, que alimenta os eletroportáteis. Há outras camadas da nanorrede que não são abordadas nesse trabalho, como o sistema supervisor e o controle do conversor que conecta a nanorrede à rede da concessionária. Em operação normal da nanorrede, esse conversor é responsável por regular a tensão no barramento c.c. principal. A operação do conversor bidirecional, que interliga o sistema de armazenamento ao barramento c.c., irá realizar a regulação efetiva do barramento principal em operação onde a nanorrede encontra-se ilhada ou durante alguma situação onde este auxílio seja necessário. O contexto do trabalho é limitado a essas condições.

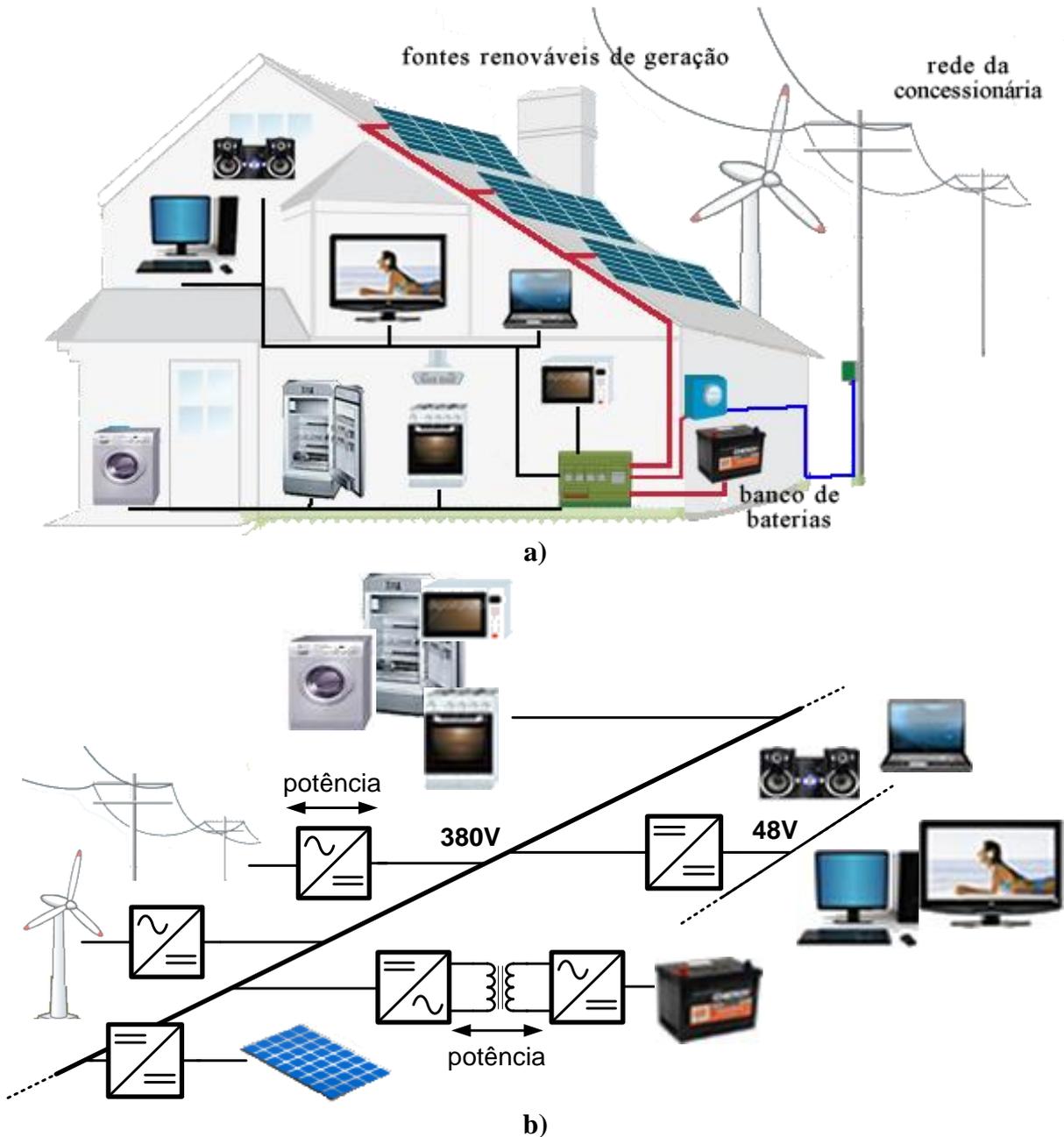


Figura 1.2 – Estrutura da nanorrede. a) Nanorrede a nível residencial.
b) Barramento c.c. interno da nanorrede.

1.2 Objetivos da dissertação

O objetivo desta dissertação é o estudo, desenvolvimento e a implementação de um conversor c.c.-c.c. bidirecional isolado para o carregamento de um banco de baterias – fluxo de potência do barramento c.c. para a bateria; e suprimento de energia ao barramento c.c. O

sentido do fluxo de potência dependerá do estado de carga do banco de baterias e a condição do barramento c.c.

1.2.1 Objetivos específicos da dissertação

Para alcançar os objetivos propostos para esta dissertação, algumas etapas ou objetivos específicos estão sendo propostos:

- Estudo de conversores bidirecionais e sistemas de armazenamento de energia;
- Estudo do processo de carregamento de baterias;
- Utilização de conversor bidirecional como regulador de tensão do barramento c.c de uma nanorrede através da interface com sistema de baterias;
- Propor uma estrutura de controle que regule a tensão no barramento c.c e realize o processo de carregamento do banco de baterias de forma a maximizar sua vida útil;
- Validar o projeto de controle do conversor bidirecional de uma nanorrede com resultados de simulação e com resultados experimentais.

1.3 Estrutura do texto

A presente dissertação foi organizada da seguinte forma:

O Capítulo 1 apresenta a contextualização sobre redes inteligentes, inserindo o conceito de nanorrede e a estrutura da mesma como apresentação dos níveis de tensão e sua justificativa. Apresenta também o porquê da utilização de sistemas de armazenamento de energia e a utilização dos conversores bidirecionais.

O estudo sobre os conversores c.c bidirecionais é desenvolvido no Capítulo 2, caracterizando esta topologia. Após essa introdução é apresentado o conversor *Dual Active Bridge* (DAB) com estudos sobre os métodos de modulação mais utilizados. No Capítulo 3 é apresentado o processo de carregamento de baterias através de três algoritmos.

O desenvolvimento do conversor é apresentado no Capítulo 4, onde é realizado a modelagem do conversor *Dual Active Bridge* como fonte de corrente para obtenção das funções de transferência. É apresentado o princípio de operação do conversor e a técnica de controle utilizada na regulação da tensão de barramento c.c. da nanorrede.

Os resultados de simulação são apresentados e discutidos no Capítulo 5. Nessa seção o conversor é submetido às varias condições de trabalho que porventura possam acontecer na nanorrede.

Os resultados experimentais são apresentados no Capítulo 6 validando os resultados de simulação e a estrutura de controle proposta.

As conclusões finais são apresentadas no Capítulo 7, assim como propostas de continuidade de pesquisas neste tema.

O projeto do conversor bidirecional *Dual Active Bridge* e o modelo em escala reduzida são apresentados nos apêndices A e B respectivamente.

1.4 Conclusões do capítulo

Neste capítulo foram apresentados alguns problemas referentes ao aumento de demanda de energia elétrica em virtude do desenvolvimento tecnológico, propostas pertinentes de solução para os problemas de demanda de energia e questões ambientais. Dentro dessas propostas é inserido o conceito de *Smart Grids* e nanorrede.

Foi apresentado o cenário brasileiro no tocante a regulamentação de geração distribuída. O conversor c.c. bidirecional se insere como elemento de grande importância dentro microrrede ou nanorrede. A estrutura da nanorrede que se pretende implementar foi apresentada. A escolha de qual tipo de sistema a se utilizar é apresentada e justificada. Os níveis de tensão no barramento c.c. são escolhidos e justificados.

Os objetivos que se pretende alcançar foram apresentados bem como os métodos para alcança-los, e por fim foi feita uma apresentação da estrutura do trabalho.

Capítulo 2

Conversores bidirecionais c.c.-c.c.

2.1 Conversores isolados e não isolados

Como salientado no capítulo 1, o crescimento da demanda por mais energia elétrica e as questões ambientais, demandam sistemas de cogeração de energia como as microrredes e nanorredes. Esses sistemas estão baseados em energias limpas cada vez mais presentes e utilizadas no mundo. Um das características dessas fontes limpas são suas variações de produção, o que torna necessário algumas formas de armazenamento como em um banco de baterias. Os conversores bidirecionais são elementos chave para essa aplicação, porque são capazes de fazer a integração entre bancos de baterias e fontes geradoras de energia, de forma que dependendo da condição de energia, o banco de baterias opere como carga ou em outra condição, suprindo energia ao barramento.

Os conversores bidirecionais operam transferindo potência da entrada para a saída ou da saída para a entrada. Na literatura esses modos são denotados por modo A para B e modo B para A, sendo A e B entrada e a saída do conversor respectivamente. Outras denominações são modo *boost* ou *step-up* e o modo *buck* ou *step-down* devido ao fato que em cada lado do conversor a faixa de tensão sofra elevação ou diminuição [15].

A interface entre o banco de baterias e o barramento c.c., nas microrredes, se dão através dos conversores c.c.-c.c. bidirecionais que controla o fluxo e a potência transferida. Esses conversores controlam e regulam a tensão no barramento c.c. das nanorredes, sendo essencial a modelagem e o controle desses conversores em aplicações de microrrede [16].

Os conversores bidirecionais c.c.-c.c. são utilizados em veículos híbridos, sistemas de distribuição, aeronaves, navios e em UPS (*Uninterruptable Power Supplies* – Fontes Ininterrupta de Alimentação)[17]. Muitos métodos apresentados fornecem diferentes topologias para

os conversores c.c.-c.c. bidirecionais que são classificados em dois grupos: isolados e não isolados [17]. Os conversores não isolados são adequados para aplicações onde não são necessárias grandes relações de transformação de nível de tensão entre a entrada e a saída do conversor. Os conversores desse grupo apresentam estrutura simples e o sistema de controle de fácil implementação.

A Figura 2.1 apresenta três topologias de conversores bidirecionais não isolados baseados nos conversores *buck* síncrono e *boost* síncrono. Essas topologias propostas em [18] possui a desvantagem de ter corrente descontínua no lado do barramento c.c., o que requer capacitores de capacitância considerável. Não possui isolamento galvânico o que limita a faixa de relação de transformação entre a tensão do barramento e o sistema de baterias.

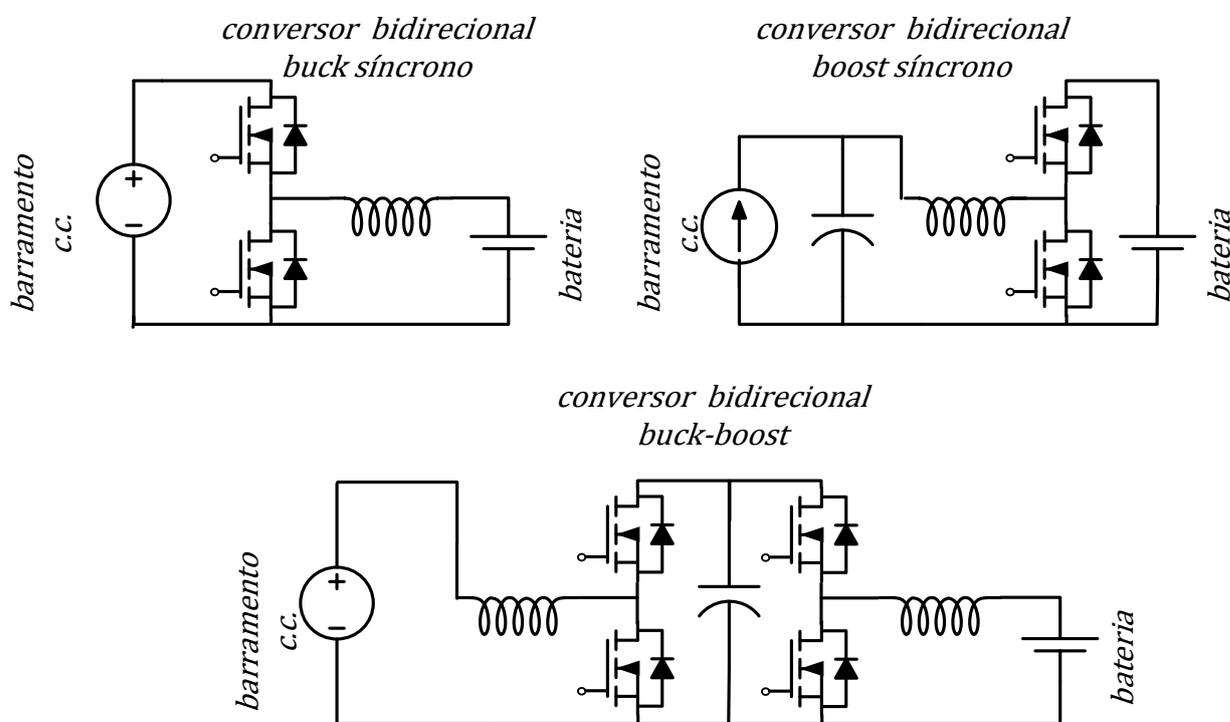


Figura 2.1 – Estrutura do conversor bidirecional *buck/boost* [18].

A Figura 2.2 apresenta a estrutura de um conversor c.c.-c.c. bidirecional *buck-boost* com indutor de acoplamento que possibilita alcançar uma elevada faixa de transformação entre as tensões de entrada e saída do conversor. Essa topologia proposta em [19] configura-se como conversor *buck* quando o fluxo de potência é no sentido do barramento c.c. para a bateria e modo *boost* quando inverter-se o fluxo de potência – da bateria para o barramento c.c. Uma desvantagem dessa topologia é a complexidade da estrutura de controle, pois a transição entre os sentidos do fluxo de potência é feita alterando-se o circuito (*buck* ou *boost*).

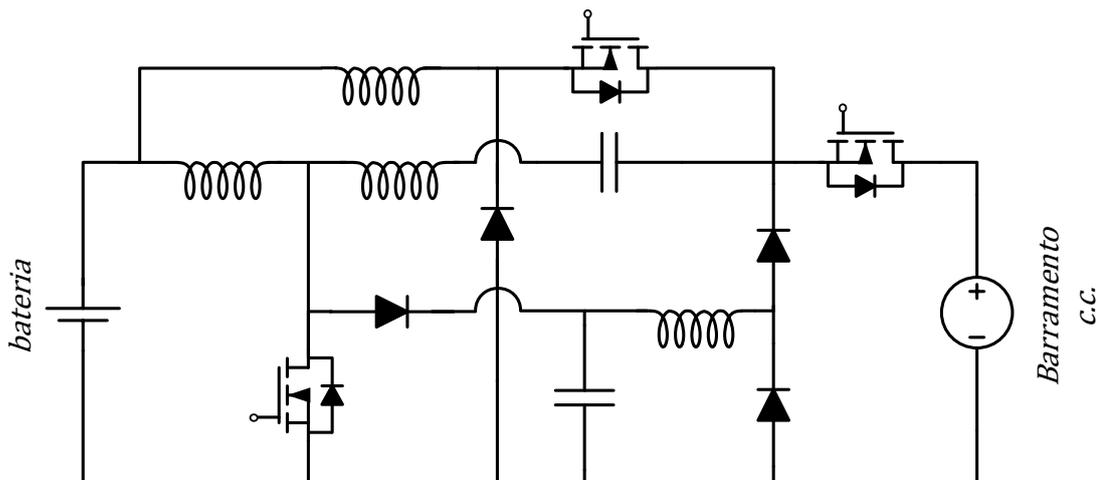


Figura 2.2 – Estrutura do conversor bidirecional *buck-boost* com indutor de acoplamento [19].

Outras topologias de conversores c.c.-c.c. bidirecionais não isolados como os *switched-capacitor* possuem desvantagem críticas que são altas perdas por chaveamento e *stress* de correntes [19].

Os conversores c.c.-c.c. bidirecionais isolados (IBDC – *Isolated Bidirectional DC-DC Converter*) possuem um transformador de alta frequência que faz a isolação galvânica e permite obter grandes relações de transformação através da adequação das tensões das fontes através de seus enrolamentos. Essa é uma das maiores vantagens dessa topologia. A Figura 2.3 apresenta um diagrama básico dos conversores c.c.-c.c. bidirecionais isolados.

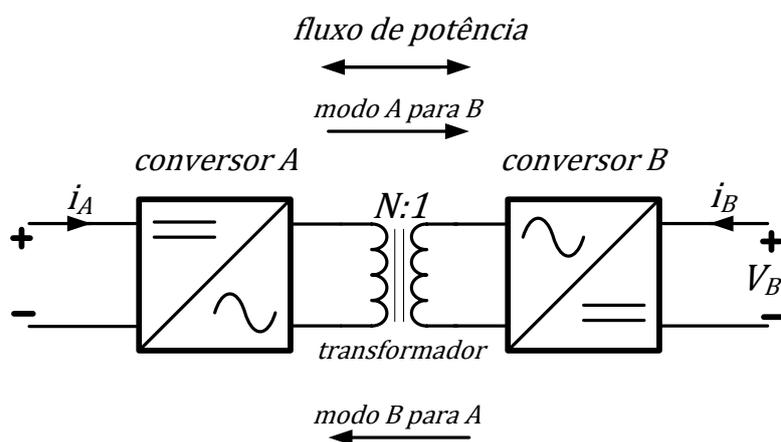


Figura 2.3 – Estrutura básica dos conversores c.c.-c.c. bidirecionais isolados[15].

Karshenas et al, em [15] classifica os IBDC da estrutura da Figura 2.3 em dois tipos: alimentado por corrente ou por tensão. O tipo alimentado por corrente possui um indutor na entrada enquanto que o alimentado por tensão possui um capacitor na entrada.

As Figuras 2.4a e 2.4b apresentam estruturas de conversores com esses dois tipos de classificação. Os IBDC com estrutura da Figura 2.4b são comumente chamados de *Dual Active Bridge* (DAB). Outra estrutura derivada do IBDC tipo fonte de corrente é o *Dual Half Bridge* (DHB) ilustrado na Figura 2.4c.

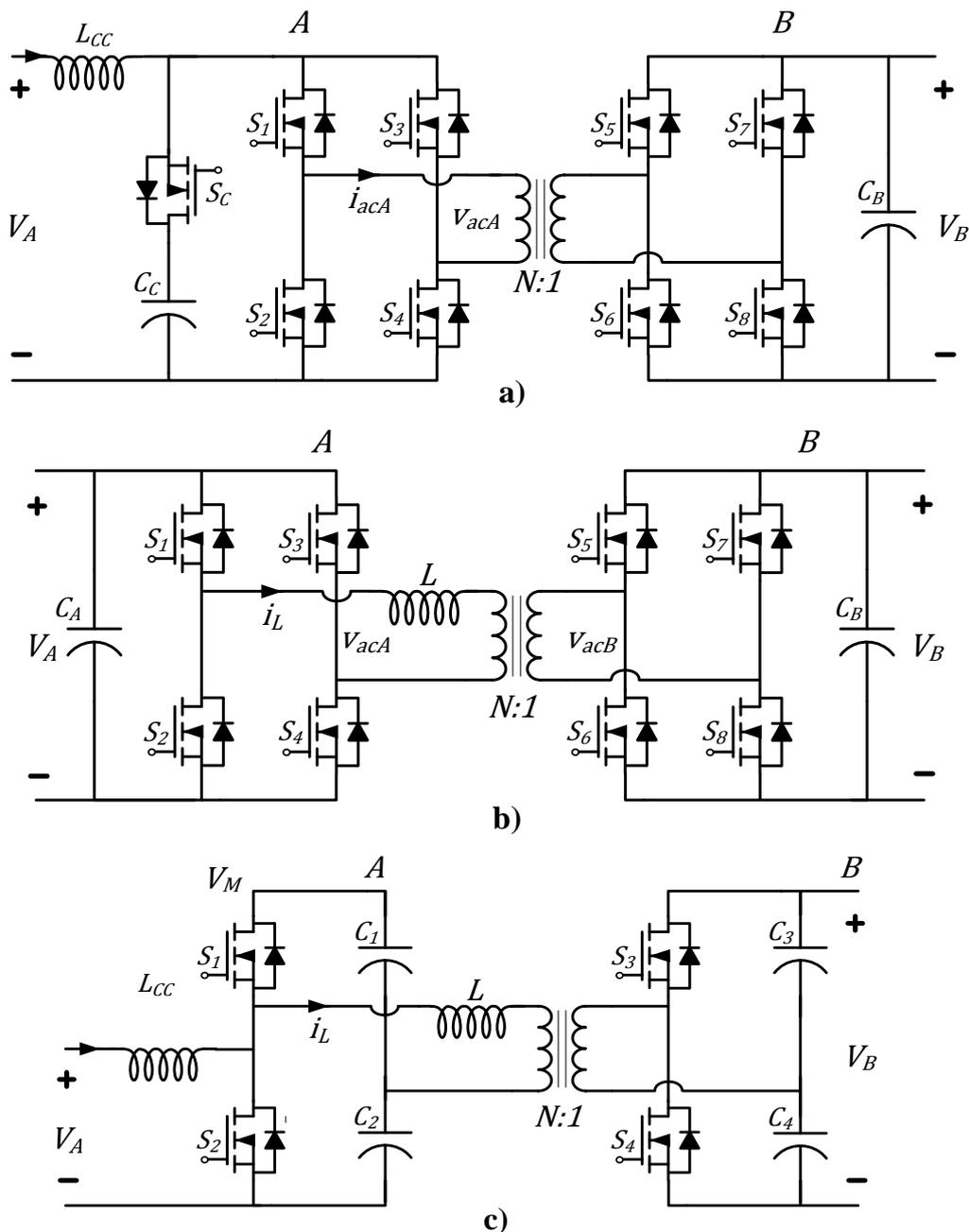


Figura 2.4 – Estruturas de IBDC. a) Tipo fonte de corrente. b) Tipo fonte de tensão. c) Derivado do tipo fonte de corrente.

2.1.1 Dual Active Bridge (DAB) alimentado por corrente

O IBDC do tipo fonte de corrente, apresentado na Figura 2.4a, consiste em duas pontes H alimentadas por corrente através do indutor L_{CC} no lado A. A chave semicondutora S_C e o capacitor C_C são responsáveis pela limitação dos picos de tensão devido à comutação de corrente [15]. A Figura 2.5 apresenta os comandos das chaves semicondutoras e as formas de onda da tensão e da corrente no transformador e no indutor L_{CC} .

Quando a potência transferida é do lado A para o lado B o circuito opera como conversor *boost* ponte completa isolado. A tensão refletida de saída precisa ser maior do que a tensão de entrada. Os pares de chaves semicondutoras S_1S_4 e S_2S_3 devem operar com ciclo de trabalho maior que 50%, produzindo intervalos de sobreposição onde ocorre o carregamento do indutor, nesse modo de operação não há controle sobre a ponte B. Quando o fluxo de potência é invertido, lado B para lado A, o conversor é alimentado com fonte de tensão e o controle de potência é feito através da modulação *phase-shift*, provocando uma defasagem angular φ das tensões no primário e secundário do transformador.

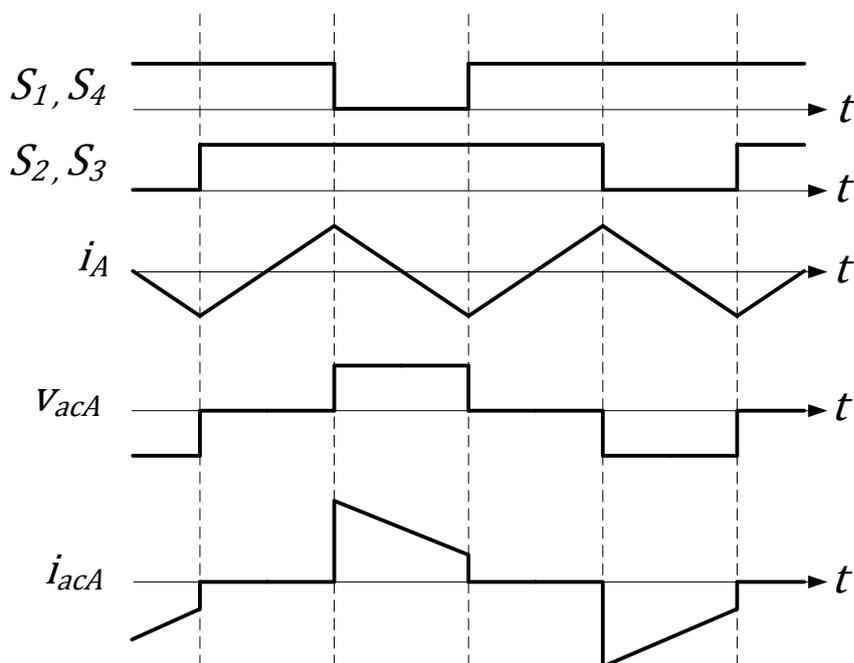


Figura 2.5 – Formas de onda IBDC tipo fonte de corrente.

2.1.2 Dual Active Bridge alimentado por tensão

A configuração DAB alimentado por tensão, apresentada na Figura 2.4b, consiste em duas pontes H alimentadas por fontes de tensão e ligadas por meio do transformador de isolamento. A estrutura de controle dessa topologia é baseada no deslocamento angular φ entre as tensões alternadas, no primário e secundário do transformador, produzidas pelos pares de semicondutores diagonais. Os pares de semicondutores quando ligados simultaneamente produzem uma forma de onda quadrada da tensão c.c. com o ciclo de trabalho de 50%. Cada braço da mesma ponte produz uma onda quadrada defasada em 180° do outro braço. A defasagem angular φ entre as tensões produzidas por cada ponte é o elemento de controle para essa estrutura. Um grau de liberdade pode ser adicionado ao controle que é o ciclo de trabalho de cada onda, o que em algumas aplicações estende a faixa de comutação não dissipativa.

A máxima transferência de potência é alcançada quando a defasagem angular $\varphi = \pm 90^\circ$. A indutância de dispersão L do transformador é o elemento responsável pela transferência de potência entre as pontes. Dependendo da potência a ser transferida faz-se necessária a colocação de um indutor auxiliar em série nos terminais do transformador. A forma de onda das tensões no primário e secundário do transformador e a corrente no transformador são apresentadas na Figura 2.6.

Um parâmetro importante para o projeto do DAB é a relação de transformação V_A/NV_B , pois esse parâmetro define a faixa de comutação não dissipativa. Essa faixa é alcançada para qualquer defasagem angular quando $V_A/NV_B = 1$. Em aplicações onde $V_A/NV_B \neq 1$, uma das técnicas de modulação para alcançar a comutação não dissipativa é alterar o ciclo de trabalho d_A da tensão V_{acA} ou d_B de V_{acB} de tal forma que a nova relação de transformação passa ser $d_A V_A/NV_B = 1$ ou $V_A/(NV_B d_B) = 1$.

Outra técnica consiste em limitar as faixas de defasagem angular. A comutação não dissipativa pode ser também obtida por meio da adição de capacitores em paralelo com as chaves semicondutoras, produzindo a comutação em tensão nula (*ZVS - Zero Voltage Switching*). Juntamente com as capacitâncias parasitas das chaves, a tensão é mantida constante durante o intervalo de comutação e as perdas por comutação são diretamente proporcionais aos valores da capacitância adicionados em paralelo [17]. As técnicas de modulação mais utilizadas para essa topologia são: a *phase-shift* – controle do fluxo de potência, a *phase-shift-plus* – controle de fluxo de potência estendendo a faixa de comutação não dissipativa e a *dual-*

phase-shift – elimina a potência reativa que circula no transformador [17]. Essas técnicas de modulação serão discutidas no presente capítulo.

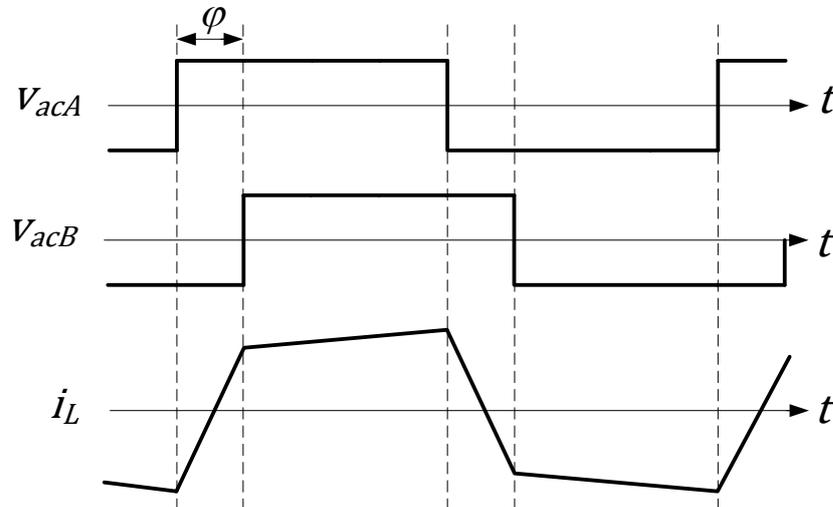


Figura 2.6 – Formas de onda da tensão e corrente no DAB.

2.1.3 Dual Half Bridge

O conversor IBDC com topologia DHB, apresentado na Figura 2.4c, consiste de uma estrutura meia ponte alimentada por corrente através do indutor L_{CC} no lado A e por outra estrutura meia ponte alimentada por tensão. A meia ponte alimentada por corrente apresenta menor ondulação de corrente. Seu princípio de funcionamento é semelhante ao do DAB e também possui indutância de dispersão L do transformador como elemento de transferência de potência.

Os semicondutores S_1 e S_2 comutam produzindo uma tensão V_M que é maior que V_A - operação *boost*. No mesmo instante a tensão V_M é invertida produzindo uma forma de onda quadrada no primário do transformador. Os semicondutores S_3 e S_4 juntamente com os diodos retificam a corrente alternada produzida pelo transformador, a comutação de S_3 e S_4 é responsável por produzir uma forma de onda quadrada de tensão no secundário do transformador.

A defasagem angular φ entre as tensões no primário e secundário do transformador é o elemento de controle para a quantidade e o fluxo de potência entre as meias pontes. As chaves semicondutoras de cada ponte operam com ciclo de trabalho de 50%.

A Figura 2.7 ilustra as formas de onda das tensões no primário e secundário do transformador, a forma de onda da corrente do indutor de entrada e do transformador.

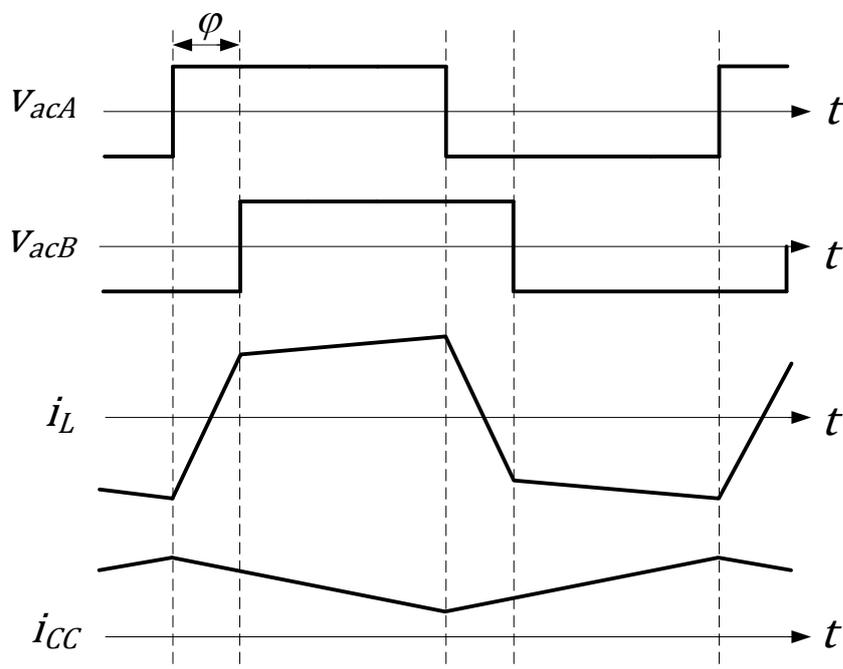


Figura 2.7 – Formas de onda da tensão e corrente no DHB.

2.1.4 Dual Active Bridge derivado do Single Active Bridge (SAB)

Inicialmente o *Single Active Bridge* foi proposto por Demetriades em 2001 [20]. Esse conversor não é bidirecional e consiste em uma meia ponte ligada a um retificador ponte completa por meio de um transformador, conforme a Figura 2.8. Posteriormente o fluxo bidirecional de potência foi obtido substituindo a ponte retificadora completa de diodos por uma ponte completa a transistores, tornando sua topologia conforme a Figura 2.9. As formas de onda de tensão e corrente desse conversor são idênticas ao do DAB.

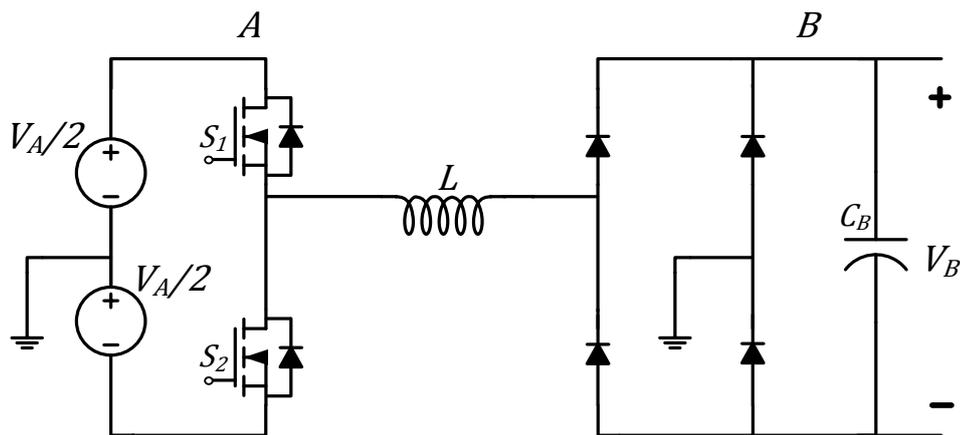


Figura 2.8 – Topologia do SAB.

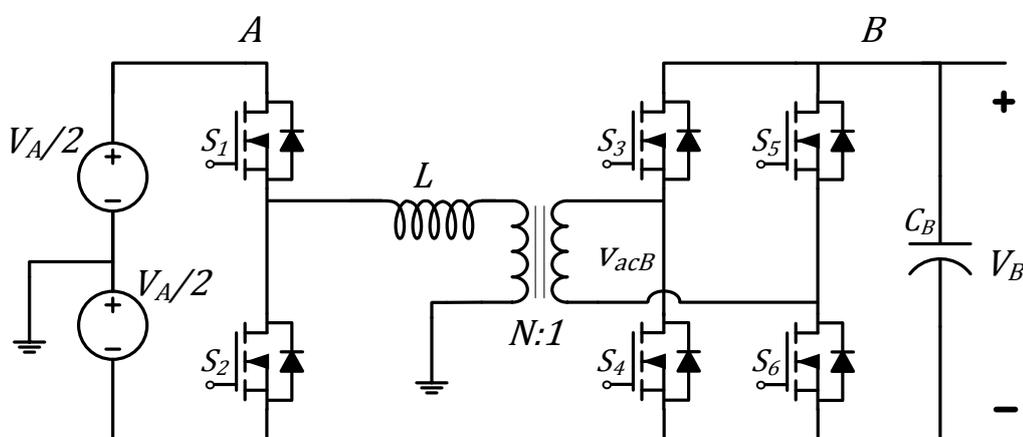


Figura 2.9 – Topologia do DAB derivado do SAB.

2.1.5 Comparação entre as topologias de conversores bidirecionais isolados

A Tabela 2.1 apresenta as vantagens e desvantagens discutidas em [15] dos tipos de IBDC apresentados.

Com as características apresentadas pela Tabela 2.1, observa-se que a estrutura de conversor mais adequado para o presente trabalho é o DAB. Com a implementação de um controle digital adequado, pode-se evitar a saturação do transformador por meio da programação do tempo de comutação das chaves semicondutoras. A sensibilidade de variações da defasagem angular pode ser melhorada com *PWM (Power Width Modulation)* de alta resolução (*High Power Width Modulation*) e as perdas por comutação podem ser diminuídas através de técnicas de controle que evitem a região de comutação dissipativa.

Tabela 2.1 – Características dos tipos de IBDC [15].

Vantagens	Desvantagens
Tipo fonte de corrente - Dual Active Bridge (DAB)	
Proteção contra sobre corrente e curto-circuito.	Dificuldade na partida do conversor, necessitando de um circuito auxiliar.
Indiferente quanto à saturação do transformador.	Picos de tensão provocados pela indutância de dispersão do transformador o que levaria a elevadas perdas em altas frequências.
Ondulação de corrente relativamente pequena o que o torna adequado para PFC (<i>Power Factor Correction</i>).	Picos elevados de corrente na saída o que levaria a necessidade de capacitores de alta qualidade. Susceptibilidade a perdas do circuito de disparo das chaves semicondutoras o que provocaria interrupção de corrente provocando elevados picos de tensão. Chaves semicondutoras significativamente maiores que o barramento devido aos picos de tensão.
Tipo fonte de tensão – Dual Active Bridge (DAB)	
Pico de tensão bem próximo ao valor nominal da tensão c.c. do barramento nos seus terminais o que faz com que o estresse de tensão sobre as chaves semicondutoras fiquem limitadas ao nível c.c.	Alta ondulação de corrente através dos terminais do conversor, o que pode ser eliminado com circuitos de filtro.
O estresse de corrente é igual em todas as chaves semicondutoras de cada ponte.	Implementação de controle para evitar saturação no transformador..
Não são necessários elementos passivos ou ativos para alcançar a comutação não dissipativa. Ficando limitado ao deslocamento de fase.	Dependendo das condições de projeto, apresenta perdas de comutação em condições de pouca carga.
O transformador tem estrutura simplificada o que facilita o projeto e a montagem.	Controle sensível a variações do ângulo de defasagem.
Facilidade de implementação de controle no modo corrente média ou pico, possibilitando técnica de controle com variação do ciclo de trabalho nas chaves semicondutoras.	
Facilidade de implementação de controle para comutação não dissipativa.	
Tipo fonte de corrente – Dual Half Bridge (DHB)	
Menor quantidade de chaves semicondutoras.	Grande ondulação de corrente nos capacitores do lado de menor tensão.
Em comparação com DAB de mesma potência a quantidade de dispositivos ativos é a mesma.	Estresse de corrente desbalanceada nos semicondutores do lado de maior tensão.
Faixa de comutação suave relativamente maior sob variações de tensão no barramento e variações de carga.	Duas vezes menos potência quando comparado com o <i>full bridge</i> .
Pequeno valor de ondulação de corrente nos terminais do conversor.	
Dual Active Bridge derivado do SAB	
Menor quantidade de chaves semicondutoras	Quando comparado com o DAB, possui aplicações mais restritas quanto a níveis de potência.
Por ter menos quantidade de semicondutores, torna-se mais simples a aplicação da modulação PWM.	As chaves semicondutoras do primário devem ter capacidade de bloqueio do dobro de tensão V.
Apresenta ponto de terra sendo diferente do -V	Apresenta altos valores de pico de corrente quando em operação de elevação de tensão: potência transferida do lado de menor tensão para o de maior tensão

2.2 Análise do funcionamento do *Dual Active Bridge* (DAB)

A Figura 2.10 apresenta a estrutura do conversor DAB. Cada par diagonal de chave semicondutora de cada ponte H – S_1S_4 , S_2S_3 , S_5S_8 , S_6S_7 é acionada para um ciclo de trabalho constante de 50%.

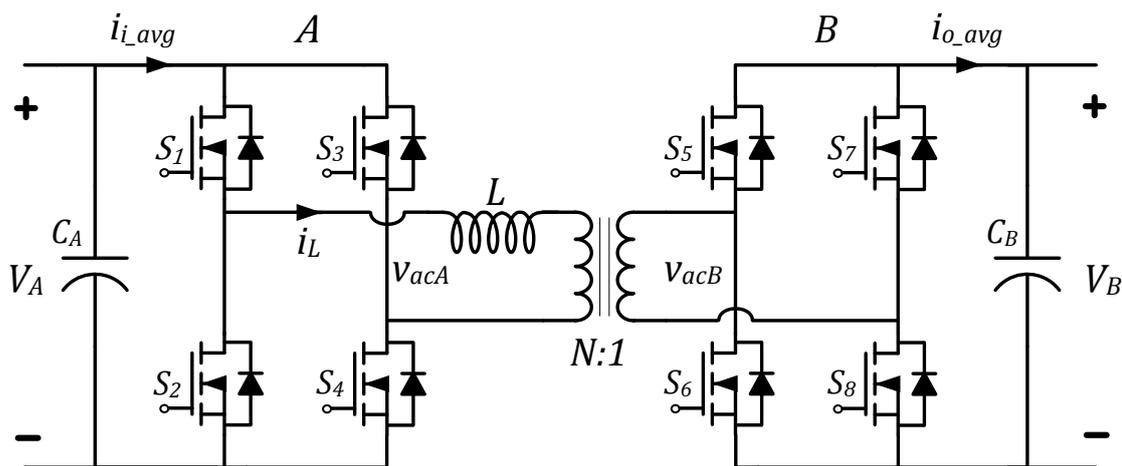


Figura 2.10 – Conversor DAB.

A Figura 2.11 apresenta os sinais de controle do modulador *PWM* e os sinais de comando responsáveis por acionar as chaves semicondutoras. Cada ponte H possui uma portadora triangular, o atraso de tempo $\delta * T_{1/2}$ segundos entre as portadoras produzem a defasagem angular φ entre as tensões no primário e secundário do transformador, sendo T o tempo de um ciclo completo de chaveamento, $T_{1/2}$ metade do ciclo de chaveamento e δ a razão de defasagem entre as tensões do transformador definido por $\delta = \varphi/180^\circ$, onde $\varphi \in [-180^\circ, 180^\circ]$. Devido à simetria do circuito, a sua análise é feita apenas em meio ciclo de chaveamento [21].

As formas de onda da tensão no primário do transformador (V_{acA}) e no secundário (V_{acB}) são mostradas na Figura 2.12. A Figura 2.13 mostra as formas de onda das correntes de entrada i_{i_avg} , de saída i_{o_avg} e no indutor i_L . Observa-se que o intervalo $\delta * T_{1/2}$ foi dividido em t_1 e t_2 .

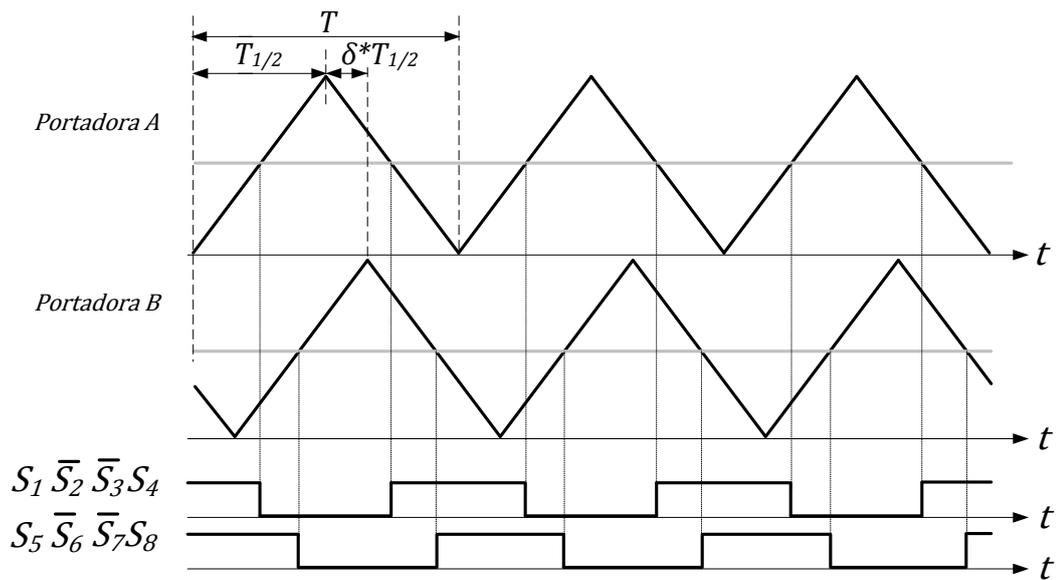


Figura 2.11 – Sinais de controle do modulador para as pontes H.

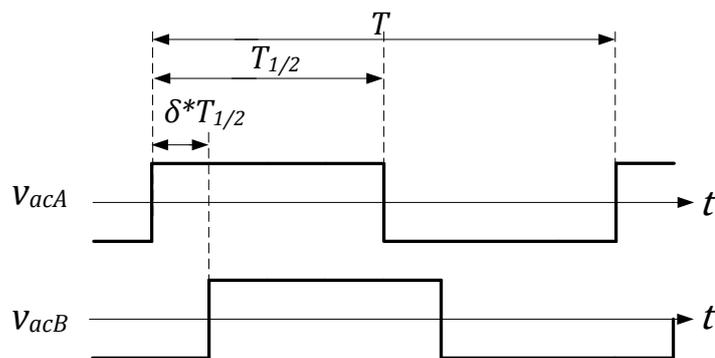


Figura 2.12 – Forma de onda da tensão no transformador - fluxo de potência de A para B.

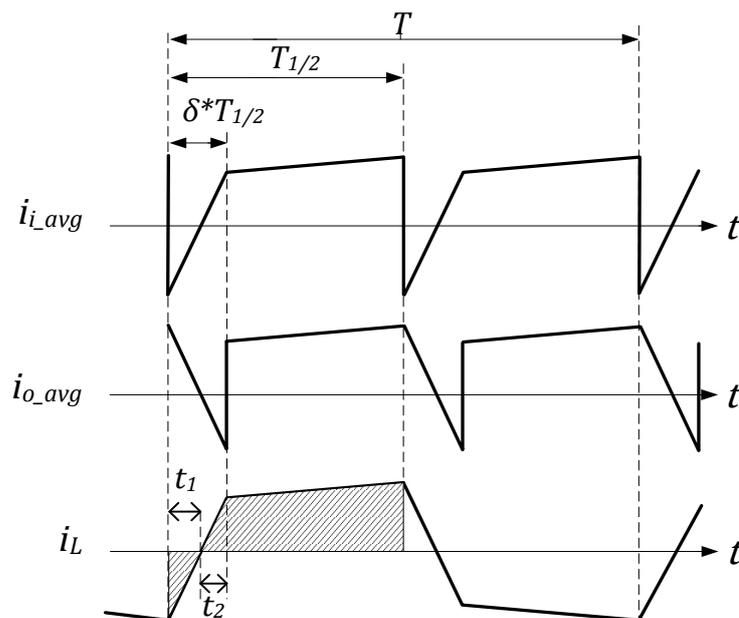


Figura 2.13 – Formas de onda das correntes i_{i_avg} , i_{o_avg} e i_L – fluxo de potência de A para B.

Considerando V_A a tensão do barramento c.c., V_B a tensão do banco de baterias, $V'_B = V_B/N$ a tensão secundária refletida ao primário e $\delta * T_{1/2} = t_1 + t_2$, pode-se definir:

$$V_A + V'_B = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad 0 \leq t < \delta * T_{1/2} \quad (2.1)$$

$$V_A - V'_B = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad \delta * T_{1/2} \leq t < T_{1/2} \quad (2.2)$$

Reagrupando (2.1) e (2.2) obtém-se:

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} (V_A + V'_B) \Delta t \quad 0 \leq t < \delta * T_{1/2} \quad (2.3)$$

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} (V_A - V'_B) \Delta t \quad \delta * T_{1/2} \leq t < T_{1/2} \quad (2.4)$$

Considerando $\Delta i_L = i_L(\delta * T_{1/2}) - i_L(0)$, $\Delta t = \delta * T_{1/2}$ em $0 \leq t < \delta * T_{1/2}$,

$\Delta i_L = i_L(T_{1/2}) - i_L(\delta * T_{1/2})$, $\Delta t = (1 - \delta)T_{1/2}$ em $\delta * T_{1/2} \leq t < T_{1/2}$ e

$i_L(T_{1/2}) = -i_L(0)$. Substituindo (2.3) e (2.4) e resolvendo o sistema formado, obtém-se:

$$i_L(T_{1/2}) = \frac{[V'_B(2\delta - 1) + V_A]T_{1/2}}{2L} \quad (2.5)$$

$$i_L(\delta * T_{1/2}) = \frac{[V_A(2\delta - 1) + V'_B]T_{1/2}}{2L} \quad (2.6)$$

Observa-se na Figura 2.13 que os triângulos formados por $i_L(0)t_1$ e $i_L(\delta * T_{1/2})t_2$ têm um ângulo oposto pelo vértice, o que permite obter a relação $i_L(T_{1/2})/t_1 = i_L(\delta * T_{1/2})/t_2$. Substituindo esta expressão em (2.5) e (2.6) obtém-se:

$$t_1 = T_{1/2}(2V'_B\delta + V_A - V'_B)/(2V'_B + 2V_A) \quad (2.7)$$

$$t_2 = T_{1/2}(2V_A\delta - V_A + V'_B)/(2V'_B + 2V_A) \quad (2.8)$$

A corrente instantânea $i_L(t)$ sobre cada meio ciclo de chaveamento pode ser definida por (2.9):

$$i_L(t) = \begin{cases} i_L(0) - \frac{i_L(0)}{t_1} t & \text{se } 0 < t < t_1 \\ \frac{i_L(\delta * T_{1/2})}{t_2} t & \text{se } t_1 < t < t_2 \\ i_L(\delta * T_{1/2}) + \frac{i_L(T_{1/2}) - i_L(\delta * T_{1/2})}{(1 - \delta)T_{1/2}} t & \text{se } t_2 < t < T_{1/2} \end{cases} \quad (2.9)$$

A corrente média que entra no conversor $i_{i,avg}$ é definida pelo balanço de carga, através das áreas sob i_L no intervalo de tempo $T_{1/2}$, mostrado na Figura 2.13, calculada em (2.10):

$$i_{i_avg} = \frac{1}{T_{1/2}} \left(\frac{i_L(0)t_1}{2} + \frac{i_L(\delta * T_{1/2})t_2}{2} + \frac{[i_L(T_{1/2}) + i_L(\delta * T_{1/2})](1 - \delta)T_{1/2}}{2} \right) \quad (2.10)$$

Substituindo (2.5), (2.6), (2.7) e (2.8) em (2.10) obtém-se:

$$i_{i_avg} = \frac{V'_B T_{1/2} (\delta - \delta^2)}{L} \quad (2.11)$$

A corrente média que sai do conversor i_{o_avg} é definida pelo balanço de carga, através das áreas sob i_L no intervalo de tempo $T_{1/2}$, mostrado na Figura 2.13, considerando que $i_L(\delta * T_{1/2})t_2$ terá uma contribuição negativa, portanto i_{o_avg} é definido em (2.12):

$$i_{o_avg} = \frac{1}{T_{1/2}} \left(\frac{i_L(0)t_1}{2} - \frac{i_L(\delta * T_{1/2})t_2}{2} + \frac{[i_L(T_{1/2}) + i_L(\delta * T_{1/2})](1 - \delta)T_{1/2}}{2} \right) \quad (2.12)$$

Substituindo (2.5), (2.6), (2.7) e (2.8) em (2.12) obtém-se:

$$i_{o_avg} = \frac{V_A T_{1/2} (\delta - \delta^2)}{L} \quad (2.13)$$

A potência do conversor é definida por $P_{ps} = i_{i_avg} V_A$ e considerando que $T = 2T_{1/2} = 1/f_s$ e substituindo em (2.11) obtém-se a potência do conversor com modulação *phase-shift* definida em (2.14):

$$P_{ps} = \frac{V_A V_B N (\delta - \delta^2)}{2f_s L} \quad (2.14)$$

Onde f_s é a frequência de chaveamento do conversor. Quando $P_{ps} > 0$, denota fluxo de potência do lado *A* para *B* e quando $P_{ps} < 0$, denota fluxo de potência de *B* para *A*.

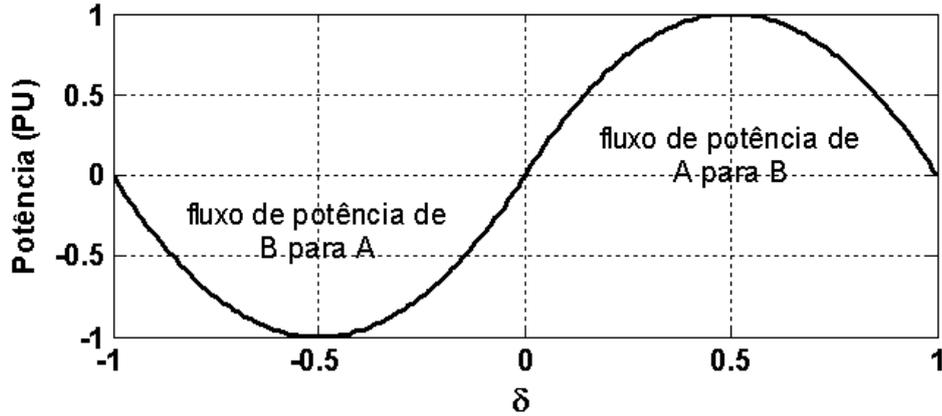
A máxima transferência de potência ocorre quando $\partial P_{ps} / \partial \delta = 0$, o que resulta em $\delta = \pm 0,5$ ou $\varphi = \pm 90^\circ$, portanto a máxima potência será definida por (2.15)[22].

$$|P_{m\acute{a}x}| = \frac{V_A V_B N}{8f_s L} \quad (2.15)$$

O deslocamento de fase em função da potência requerida pelo conversor pode ser calculado a partir de (2.14) resultando em (2.16):

$$\delta = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{8f_s L |P_{ps}|}{N V_A V_B}} \right] \quad (2.16)$$

A Figura 2.14 mostra a potência do DAB em função de δ , a partir de (2.16).


 Figura 2.14 – Potência transferida do DAB em função de δ .

A Figura 2.15 apresenta as formas de onda da tensão nos terminais do transformador. A Figura 2.16 apresenta as formas de onda da corrente de entrada, de saída do conversor e a corrente no indutor i_L quando o fluxo de potência é do lado B para o lado A . Nessa condição o deslocamento de fase entre as tensões é negativo, ou seja, todo deslocamento negativo corresponde ao fluxo de potência do lado B para o lado A .

Fazendo as mesmas considerações: V_A a tensão do barramento c.c., V_B a tensão do banco de baterias, $V'_B = V_B N$ a tensão secundária refletida no primário e $\delta * T_{1/2} = t_1 + t_2$, tem-se:

$$V'_B + V_A = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad 0 \leq t < \delta * T_{1/2} \quad (2.17)$$

$$V'_B - V_A = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad \delta * T \leq t < T_{1/2} \quad (2.18)$$

Isolando Δi_L de (2.17) e (2.18), tem-se:

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} (V'_B + V_A) \Delta t \quad 0 \leq t < \delta * T_{1/2} \quad (2.19)$$

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} (V'_B - V_A) \Delta t \quad \delta * T \leq t < T_{1/2} \quad (2.20)$$

Considerando $\Delta i_L = i_L(\delta * T_{1/2}) - i_L(0)$, $\Delta t = \delta * T_{1/2}$ em $0 \leq t < \delta * T_{1/2}$,

$\Delta i_L = i_L(T_{1/2}) - i_L(\delta * T_{1/2})$, $\Delta t = (1 - \delta)T_{1/2}$ em $\delta * T_{1/2} \leq t < T_{1/2}$ e

$i_L(T_{1/2}) = -i_L(0)$. Substituindo em (2.19) e (2.20) e resolvendo o sistema formado, obtém-se:

$$i_L(\delta * T_{1/2}) = \frac{[V'_B(2\delta - 1) + V_A]T_{1/2}}{2L} \quad (2.21)$$

$$i_L(T_{1/2}) = \frac{[V_A(2\delta - 1) + V_B']T_{1/2}}{2L} \quad (2.22)$$

Observa-se que (2.21) é igual a (2.6) e que (2.22) é igual a (2.5) e conclui-se que quando se inverte o fluxo de potência, $i_L(\delta * T_{1/2})$ torna-se igual a $i_L(T_{1/2})$ no fluxo de potência direto.

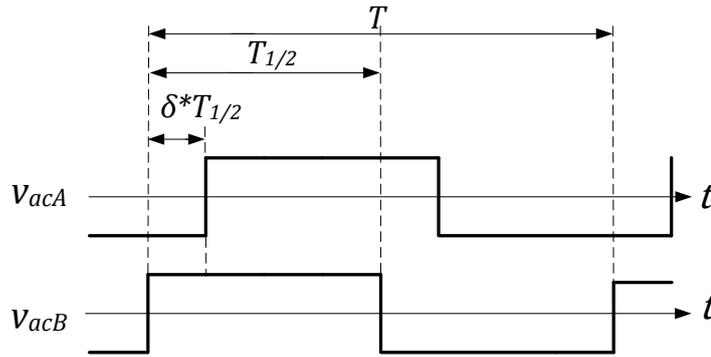


Figura 2.15 – Forma de onda da tensão no transformador – fluxo de potência de B para A.

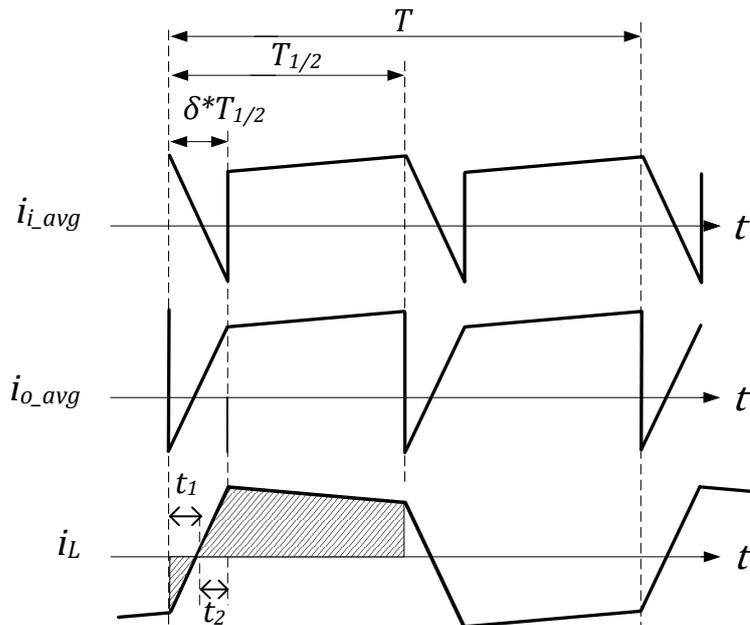


Figura 2.16 – Formas de onda das correntes i_{i_avg} , i_{o_avg} e i_L - fluxo de potência de B para A.

Quando o conversor DAB estiver operando em condições onde $NV_B/V_A \neq 1$ e com pouca transferência de potência, ou seja, pequenos valores de δ , o conversor poderá operar em região de comutação dissipativa. Essa condição ocorre por $i_L(T_{1/2}) < 0$ sendo $NV_B > V_A$ ou $i_L(\delta * T_{1/2}) < 0$ sendo $NV_B < V_A$. Quando $i_L(T_{1/2}) < 0$ as chaves S_1S_4 estarão ligadas e, portanto a condução de corrente i_L será pelos seus respectivos diodos. Havendo a comutação,

S_1S_4 desligadas e S_2S_3 ligadas, toda a corrente i_L mais a corrente de recuperação reversa dos diodos de S_1S_4 passarão a ser conduzida por S_2S_3 . Essa situação provocará a comutação da chave com valor elevado de corrente e tensão ocasionando grandes perdas de comutação.

2.2.1 Condição de comutação não dissipativa e potência reativa

Para uma dada condição de tensão nos terminais do DAB, V_A e V_B , os limites do deslocamento angular entre as tensões a fim de manter a comutação não dissipativa são expressos por (2.23) e (2.24) [21]:

$$\delta > \left(\frac{NV_B - V_A}{2NV_B} \right) \quad \text{se } \frac{NV_B}{V_A} \geq 1 \quad (2.23)$$

$$\delta > \left(\frac{V_A - NV_B}{2V_A} \right) \quad \text{se } \frac{NV_B}{V_A} \leq 1 \quad (2.24)$$

Caso a relação $NV_B/V_A = 1$, a comutação não dissipativa ocorrerá em toda a faixa de deslocamento de $\delta \in [-1,1]$. Para o projeto do conversor DAB, deve-se projetar o transformador de tal forma que sua relação de transformação em condições nominais de operação seja $NV_B/V_A = 1$ [21]. Entretanto, quando a razão é muito diferente $NV_B/V_A \neq 1$, o nível de corrente aumenta e uma das pontes do conversor pode começar a entrar em uma área de operação onde as perdas se tornarão excessivas. Isso ocorre devido à comutação dissipativa das chaves. Essa circulação de corrente contribui para o aumento de potência reativa no sistema. Quanto NV_B/V_A mais próxima de 1, a comutação das chaves semicondutoras será menos dissipativa e menor será o nível de potência reativa que circula pelo conversor em ambas as pontes para toda a faixa de δ . Condições de $NV_B/V_A \neq 1$ tornam-se problema quando o conversor estiver operando com pouca carga. Essa condição é acompanhada de grande quantidade de potência reativa circulando no conversor [23].

A potência reativa nos IBDC se deve ao fato de que nem sempre a fase da tensão no transformador é a mesma fase da corrente [23]. A Figura 2.17 apresenta o instante onde a fase da corrente i_L é diferente da fase nos terminais do transformador. A quantidade de potência reativa Q é definida em (2.25).

$$Q = \frac{V_A}{T_{1/2}} \int_{t_2}^{T_{1/2}} i_L(t) dt \quad (2.25)$$

Substituindo (2.9) em (2.25) tem-se:

$$Q = \frac{[(1 - 2\delta)NV_B - V_A]^2}{16f_s L} \frac{N}{V_A + NV_B} \quad (2.26)$$

Outro ponto importante para projeto do conversor DAB são os valores de δ , valores muito elevados provocarão altas correntes reativas circulando no conversor, dessa forma um bom limite de δ é 0,35 [21]. A Figura 2.18 apresenta a região de comutação dissipativa a partir de (2.23) e (2.24) sendo $M = NV_B/V_A$ e três curvas de percentual de potência reativa calculada com (2.26), todas em função de δ .

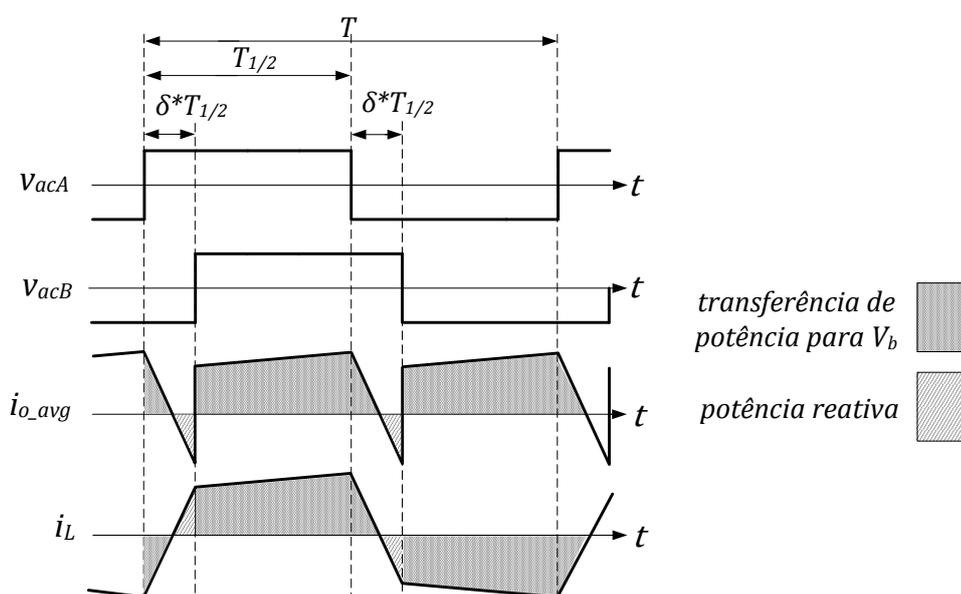


Figura 2.17 – Instantes de transferência de potência.

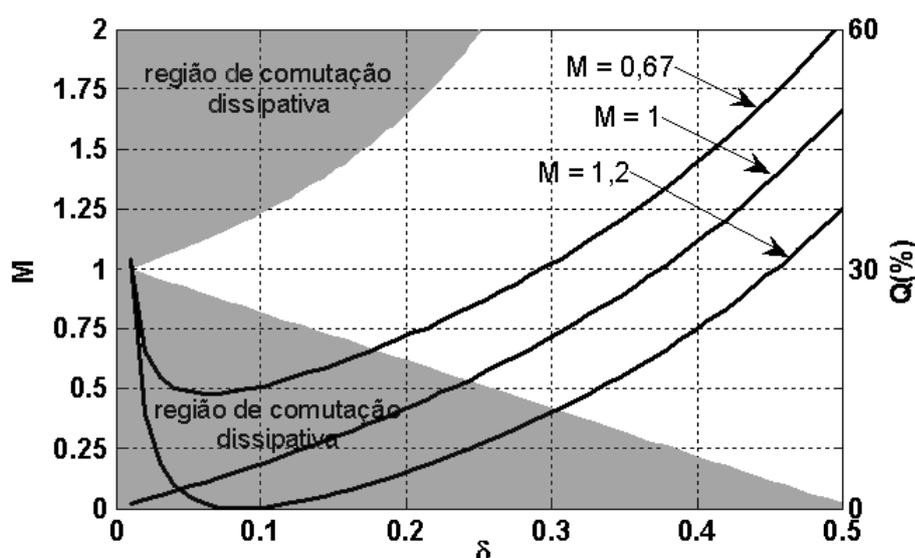


Figura 2.18 – Região de comutação dissipativa e percentual de potência reativa.

2.2.2 Modulação *phase-shift*

A modulação *phase-shift* é o método mais comum para operar o conversor DAB e o conversor *Dual Half Bridge* (DHB) devido a sua simplicidade de implementação [17][22]. Para esse método de modulação, o controle atua somente na razão δ . Isso implica em facilidade na implementação do controle do conversor, sendo que apenas uma variável define o fluxo e o nível de potência a ser transferido.

A tensão no primário do transformador será definida por $V_{acA} = \begin{cases} +V_A \\ -V_A \end{cases}$, no secundário será $V_{acB} = \begin{cases} +V_B \\ -V_B \end{cases}$. Nesse tipo de modulação para diminuir as perdas de comutação a relação $NV_B/V_A \approx 1$ deve ser mantida, uma vez que não há liberdade de mudar os valores de tensão V_A e V_B .

As etapas do conversor nesse método de modulação são ilustradas na Figura 2.19. Na primeira etapa de operação, entre $t = [0, t_1]$, a corrente circula nos diodos D_1, D_4, D_6 e D_7 .

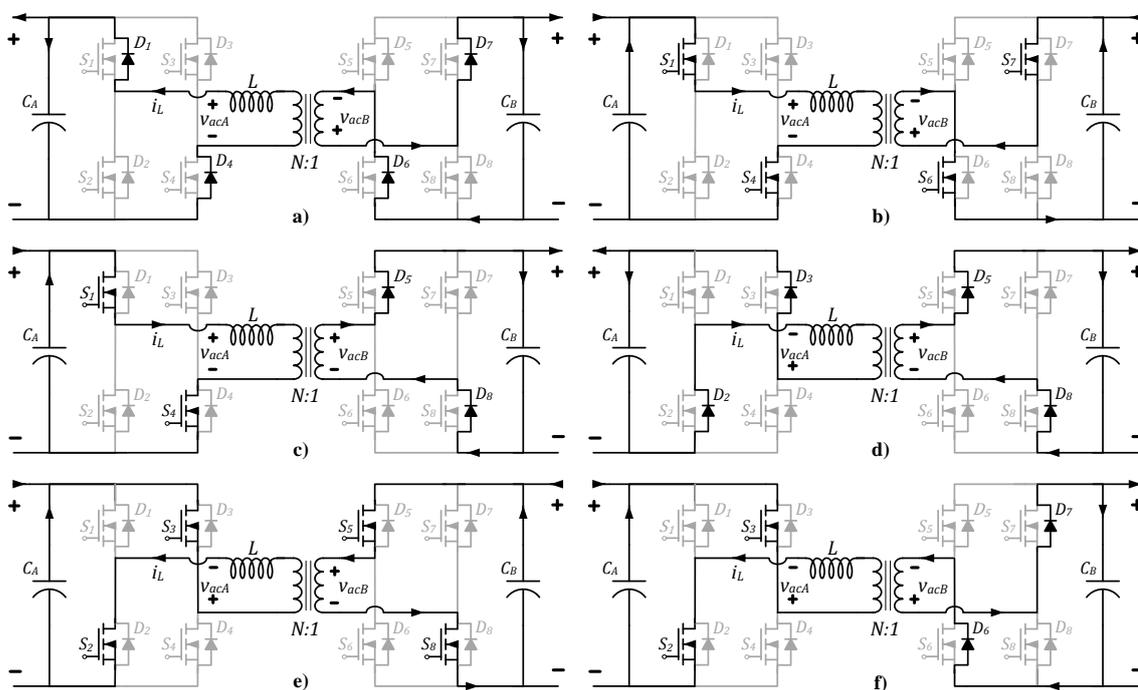


Figura 2.19 – Etapas de operação do DAB em *phase-shift*. a) Modo I. b) Modo II. c) Modo III. d) Modo IV. e) Modo V. f) Modo VI.

A segunda etapa, entre $t = [t_1, t_2]$, é caracterizada pelo bloqueio de condução dos diodos e pela condução das chaves S_1, S_4, S_6 e S_7 . O bloqueio das chaves S_6 e S_7 e a entrada em

condução de S_5 e S_8 marcam o início da terceira etapa que ocorre entre $t = [t_2, T_{1/2}]$, mas devido ao sentido da corrente a condução é feita pelos diodos D_5 e D_8 .

Na quarta etapa, no intervalo de tempo $t = [T_{1/2}, T_{1/2} + t_1]$, são acionadas as chaves S_2 e S_3 e o bloqueio de S_1 e S_4 . Como a corrente nesse instante esta reversa, a condução da mesma se faz pelos diodos D_2 e D_3 e continua no lado B por D_5 e D_8 .

Na quinta etapa, no intervalo de tempo $t = [T_{1/2} + t_1, T_{1/2} + t_2]$, entram em condução as chaves S_2, S_3, S_5 e S_8 . A sexta e última etapa, entre $t = [T_{1/2} + t_2, T]$ é iniciada com o comando de bloqueio das chaves S_5 e S_8 e o acionamento de S_6 e S_7 .

A corrente eficaz I_{ef} sobre o indutor é definida por (2.27):

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T_{1/2}} i_L^2(t) dt} \quad (2.27)$$

Sendo que $i_L(t)$ foi definida em (2.9), tem-se (2.28):

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{2}{T} \left[\int_0^{t_1} \left(i_L(0) - \frac{i_L(0)}{t_1} t \right)^2 dt + \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{i_L(\delta * T_{1/2})}{t_2} t \right)^2 dt + \dots \right.} \quad (2.28)$$

$$\left. \dots + \int_{t_2}^{T_{1/2}} \left(i_L(\delta * T_{1/2}) + \frac{i_L(T_{1/2}) - i_L(\delta * T_{1/2})}{(1 - \delta)T_{1/2}} t \right)^2 dt \right]$$

Portanto, a corrente eficaz I_{ef} quando operando no modo direto de potência é definido por (2.29):

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{2}{T} \left[\frac{i_L^2(\delta * T_{1/2})t_2}{3} + \frac{i_L^2(T_{1/2})t_1}{3} + T_{1/2}(1 - \delta) * \dots \right.} \quad (2.29)$$

$$\left. \dots * \left(i_L^2(\delta * T_{1/2}) + \frac{[i_L(T_{1/2}) - i_L(\delta * T_{1/2})]^2}{3} + i_L(\delta * T_{1/2})[i_L(T_{1/2}) - i_L(\delta * T_{1/2})] \right) \right]$$

Como são conhecidos os tempos de condução de cada chave semicondutora e de cada diodo, logo a corrente eficaz em cada dispositivo da ponte A e ponte B são definidas em (2.30) e (2.31) respectivamente. O subscrito S corresponde aos transistores e D aos diodos associados aos transistores.

$$I_{ef,S} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\frac{i_L^2(\delta * T_{1/2})}{3} t_2 + T_{1/2}(1 - \delta) * \dots \right.} \quad (2.30)$$

$$\left. \dots * \left(i_L^2(\delta * T_{1/2}) + \frac{[i_L(T_{1/2}) - i_L(\delta * T_{1/2})]^2}{3} + i_L(\delta * T_{1/2})[i_L(T_{1/2}) - i_L(\delta * T_{1/2})] \right) \right]$$

$$I_{ef,D} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\frac{i_L^2(T_{1/2})t_1}{3} \right]}$$

$$I_{ef_S} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\frac{i_L^2(\delta * T_{1/2})}{3} t_2 \right]}$$

$$I_{ef_D} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[T_{1/2}(1 - \delta) \left(i_L^2(\delta * T_{1/2}) + \frac{[i_L(T_{1/2}) - i_L(\delta * T_{1/2})]^2}{3} + i_L(\delta * T_{1/2})[i_L(T_{1/2}) - i_L(\delta * T_{1/2})] \right) + \dots \right]} \quad (2.31)$$

$$\dots + \frac{i_L^2(T_{1/2})t_1}{3}$$

A partir de (2.30) e (2.31), podem ser dimensionadas as chaves semicondutoras do conversor e também o diodo, uma vez que em muitos projetos esse passa a ser negligenciado, como observado que uma parcela significativa de corrente passa pelos mesmos no DAB.

As desvantagens da modulação *phase-shift* são: faixa de operação limitada com baixas perdas de chaveamento e elevados valores de corrente eficaz no transformador quando operando em uma faixa de tensão maior que a projetada devido ao fato de que a corrente reativa é dependente de V_A , V_B e δ conforme (2.26), só há um valor de potência para cada valor de δ conforme (2.14) e pela Figura 2.14. A potência transferida nesse método de modulação já foi demonstrada em (2.14) e os valores de pico da corrente i_L no indutor foram apresentados em (2.5) e (2.6).

Uma forma de melhorar a eficiência do conversor operando com a modulação *phase-shift* é alterar o ciclo de trabalho das tensões V_{acA} ou V_{acB} de tal forma a ter:

$$V_{acA} = \begin{cases} +V_A \\ 0 \\ -V_A \end{cases} \text{ ou } V_{acB} = \begin{cases} +V_B \\ 0 \\ -V_B \end{cases} .$$

2.2.3 Modulação *phase-shift-plus*

O método de modulação *phase-shift-plus* é uma melhoria do *phase-shift*. A diferença reside no controle do ciclo de trabalho d_A da tensão V_{acA} ou d_B da tensão V_{acB} , mas não as duas ao mesmo tempo. Quando $NV_B = V_A$, o ciclo de trabalho de V_{acA} será 50%, o conversor estará operando apenas com o *phase-shift*. Caso $NV_B < V_A$, d_A será definido por (2.32).

$$d_A = \frac{NV_B}{V_A} - \frac{1}{2} \quad (2.32)$$

O controle terá mais um grau de liberdade. A Figura 2.20 apresenta os sinais de comando das chaves S_1, S_2, S_3 e S_4 , as formas de onda da tensão V_{acA} , V_{acB} e a forma de onda da

corrente i_L . Pela forma de onda das tensões V_{acA} e V_{acB} , a relação de valores para δ e d_A é estabelecida conforme (2.33):

$$\begin{aligned} 0 \leq \delta \leq 1 \\ -0,5 \leq \delta - d_A \leq 0,5 \end{aligned} \quad (2.33)$$

Os valores otimizados para o conversor trabalhar em comutação suave, em função de NV_B/V_A são dados por (2.34)[24]:

$$\begin{aligned} 0,5 < \frac{NV_B}{V_A} < 1 & \left\{ \begin{array}{l} d_A = \frac{NV_B}{2V_A} \\ d_B = 0,5 \end{array} \right. \\ 1 < \frac{NV_B}{V_A} < 2 & \left\{ \begin{array}{l} d_A = 0,5 \\ d_B = \frac{V_A}{NV_B} \end{array} \right. \end{aligned} \quad (2.34)$$

A diferença será a tensão V_{acA} que agora apresenta o nível de tensão 0V, modificando a forma de onda da corrente no indutor em relação a modulação *phase-shift*.

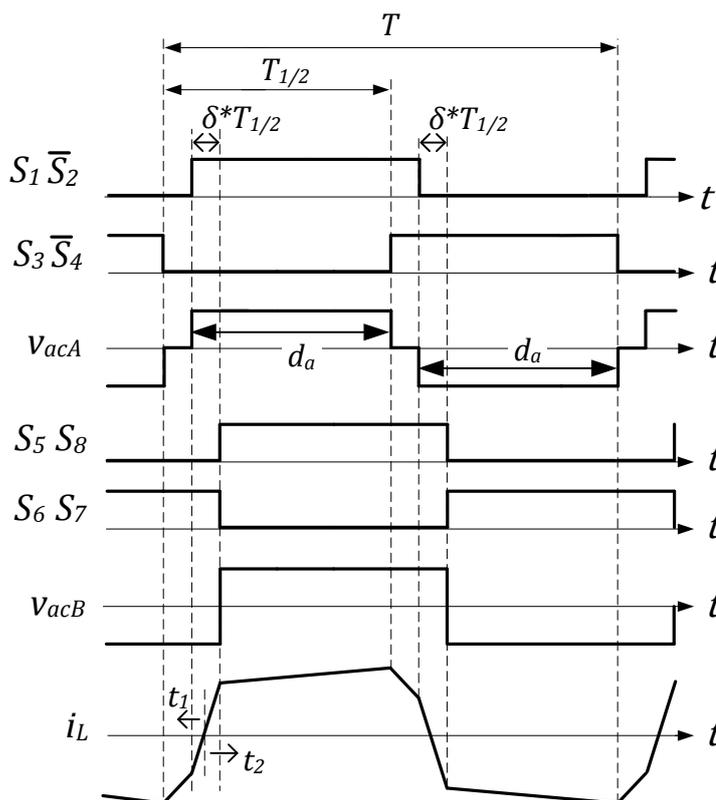


Figura 2.20 – Sinal de comando das chaves semicondutoras da ponte A e as formas de onda da tensão e corrente com modulação *phase-shift-plus*.

Em (2.35) é definido o índice de modulação m que é calculado conforme (2.35):

$$m = \tau \quad (2.35)$$

Sendo $\tau = 2d_A$ para $NV_B/V_A < 1$ e $\tau = 2d_B$ para $NV_B/V_A > 1$ [25]. Lembrando que $d_A \leq 0,5$ ou $d_B \leq 0,5$ conclui-se que $m \leq 1$. A faixa de valores para δ em função de m que definem a região de comutação não dissipativa é apresentada pela Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Restrições para comutação não dissipativa [26].

Ponte	Fluxo de potência de A para B	
	Se $\tau = 2d_A$	Se $\tau = 2d_B$
A	$\delta \geq \frac{mV_A - NV_B}{2V_A}$	$\delta \geq \frac{V_A - mNV_B}{2V_A}$
B	$\delta \geq \frac{NV_B - mV_A}{2NV_B}$	$\delta \geq \frac{mNV_B - V_A}{2NV_B}$
	Fluxo de potência de B para A	
A	$m \leq NV_B/V_A$	$\delta \leq \frac{mNV_B - V_A}{2V_A}$
B	$\delta \leq \frac{mNV_B - V_A}{2V_A}$	$m \leq V_A/NV_B$

Analisando as restrições da Tabela 2.2 observa-se que quando $m = NV_B/V_A$ se $NV_B/V_A < 1$ ou $m = V_A/NV_B$ se $NV_B/V_A > 1$, haverá comutação não dissipativa em toda faixa de δ .

As etapas do conversor com esse método de modulação são as etapas do conversor no modo *phase-shift*, mais dois modos acrescidos: o modo I' que é caracterizado por condução de S_2 e D_4 e o modo V' que é caracterizado por condução de S_1 e D_3 . Esses modos são ilustrados na Figura 2.21 e ocorrem anteriores ao modo I e modo V, portanto o conversor funcionará em oito etapas.

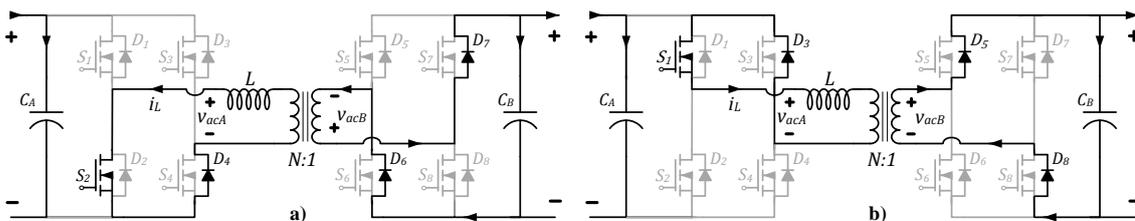


Figura 2.21 – Inserção de duas novas etapas de operação do DAB em *phase-shift-plus*. a) Modo I'. b) Modo V'.

Esse método de modulação possui a vantagem da melhora da eficiência do conversor nos casos onde $NV_B/V_A \neq 1$. A desvantagem dessa modulação é que para alterar o ciclo de trabalho de V_{acA} ou V_{acB} , a estrutura do modulador *PWM* será mais complexa que a do *phase-shift*, pois deve-se introduzir uma portadora triangular para o controle de um braço da ponte H. Com a modulação *phase-shift* apenas uma portadora triangular é suficiente para controlar os dois braços da ponte H, $S_1 = \bar{S}_2 = \bar{S}_3 = S_4$. Já para a modulação *phase-shift-plus*, uma portadora triangular controla os sinais de comando tal que $S_1 = \bar{S}_2$ e outra para que $S_3 = \bar{S}_4$ e $S_1 \neq S_3$. Em [14] essa modulação é empregada com o nome de *Extended Phase Shift*.

Analisando a forma de onda da corrente no indutor na Figura 2.20 e lembrando que $V'_B = NV_B$, têm-se as seguintes relações:

$$V'_B = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad 0 \leq t < t_1 \quad (2.36)$$

$$V_A + V'_B = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad t_1 \leq t < t_2 \quad (2.37)$$

$$V_A + V'_B = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad t_2 \leq t < t_3 \quad (2.38)$$

$$V_A - V'_B = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad t_3 \leq t < T_{1/2} \quad (2.39)$$

Considerando as relações $i_L(t_2) = 0$, $i_L(0) = -i_L(T_{1/2})$, $\Delta i_L = i_L(t_1) - i_L(0)$ e $\Delta t = t_1$ em (2.36), as relações $\Delta i_L = -i_L(t_1)$ e $\Delta t = t_2 - t_1$ em (2.37), as relações $\Delta i_L = i_L(t_3)$ e $\Delta t = t_3 - t_2$ em (2.38) e $\Delta i_L = i_L(T_{1/2}) - i_L(t_3)$ e $\Delta t = T_{1/2} - t_3$. Ainda pela Figura 2.19 tem-se que $t_1 = (1 - 2d_A)T_{1/2}$, $t_2 - t_1 = \delta * T_{1/2}$. Substituindo e resolvendo os sistemas formados tem-se que a corrente i_L no indutor apresenta os seguintes valores de pico:

$$-i_L(0) = i_L(T_{1/2}) = \frac{T_{1/2}}{2L} \left[\frac{(2d_A + 1)V_A}{2} + (2\delta - 2d_A)V'_B \right] \quad (2.40)$$

$$i_L(t_1) = \frac{-T_{1/2}}{2L} \left[\frac{(2d_A + 1)V_A}{2} + (2\delta - 1)V'_B \right] \quad (2.41)$$

$$i_L(t_3) = \frac{T_{1/2}}{2L} \left[\frac{(4\delta - 2d_A - 1)V_A}{2} + V'_B \right] \quad (2.42)$$

Observa-se que quando $d_A = 0,5$, (2.40) torna-se igual a (2.5), o que era de se esperar, pois d_A assumindo o valor de 0,5 a modulação *phase-shift-plus* torna-se apenas *phase-shift*.

A potência P_{psp} transferida pelo conversor nesse método de modulação é definida por (2.43):

$$P_{p_{sp}} = \frac{1}{T_{1/2}} \int_0^{T_{1/2}} V_A i_L(t) dt \quad (2.43)$$

Dividindo-se a corrente $i_L(t)$ em (2.43) nos três intervalos $[0, t_1]$, $[t_1, t_3]$ e $[t_3, T_{1/2}]$ obtém-se:

$$P_{p_{sp}} = \frac{V_A V_B N}{2f_s L} \left[\delta(1 - \delta) - \delta \left(\frac{1 - 2d_A}{2} \right) + \frac{1 - 4d_A^2}{8} \right] \quad (2.44)$$

Analisando (2.44) com (2.14), a diferença entre a potência transferida com *phase-shift* e *phase-shift-plus* está no fator: $-\delta \left(\frac{1 - 2d_A}{2} \right) + \frac{1 - 4d_A^2}{8}$.

Comparando as relações de potência da modulação *phase-shift* p_{ps} com *phase-shift-plus* $p_{p_{sp}}$ por (2.45), tem-se a Figura 2.22.

$$p_{ps} = \frac{P_{ps}}{P_{m\acute{a}x}} \quad (2.45)$$

$$p_{p_{sp}} = \frac{P_{p_{sp}}}{P_{m\acute{a}x}}$$

Sendo $P_{m\acute{a}x}$ definido em (2.15). Pela Figura 2.22 observa-se que para cada valor de δ a modulação *phase-shift* permite apenas um valor de potência enquanto que a modulação *phase-shift-plus* permite uma faixa de valores. A faixa de ganho de potência com o mesmo valor de δ com *phase-shift-plus* em relação ao *phase-shift* é obtida apenas se a alteração do ciclo de trabalho da tensão for feita na tensão que estiver adiantada, conforme a Figura 2.22, caso contrário ocorrerá uma diminuição da potência transferida em relação ao *phase-shift* para o mesmo valor de δ .

A condição de controle do ciclo de trabalho das tensões pode ser reduzida a apenas uma desde que o transformador do conversor seja projetado para atender sempre o pior caso que é o menor valor c.c. para o lado B ou A, dessa forma o controle do ciclo de trabalho passa a ser apenas a da tensão do mesmo lado.

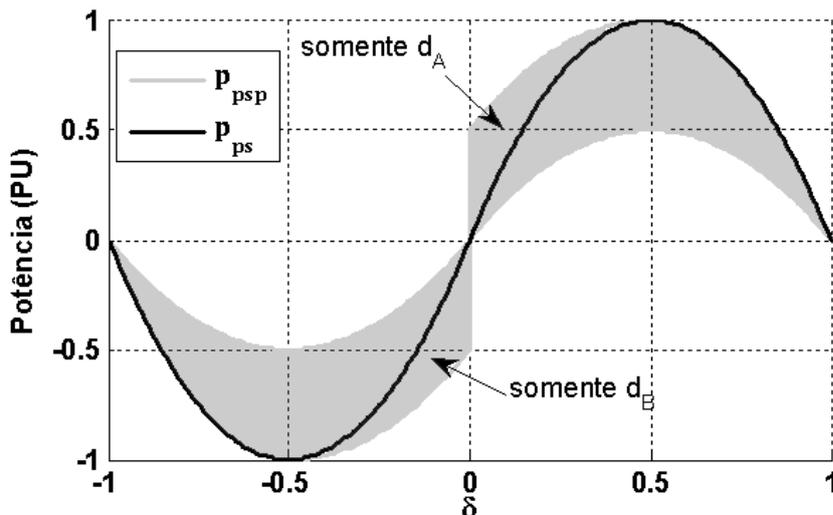


Figura 2.22 – Comparação da potência do conversor em relação às modulações *phase-shift* e *phase-shift-plus*.

2.2.4 Modulação *dual-phase-shift*

O método de modulação *dual-phase-shift* é uma melhoria do *phase-shift-plus*. A diferença está no controle do ciclo de trabalho da tensão V_{acA} e V_{acB} ao mesmo tempo. A meta dessa modulação não é somente controlar a potência ativa e reativa, mas também eliminar totalmente a potência reativa. Suas principais vantagens são diminuição dos picos de corrente, aumento da eficiência do conversor, eliminação da potência reativa e minimização da capacitância de saída [27]. Os ciclos de trabalho de V_{acA} , d_A , e de V_{acB} , d_B , não devem ser confinados apenas a 50%, assim o primário e secundário do transformador poderá ter três níveis de tensão [23], esse método possibilita diversas combinações para d_A e d_B para o mesmo nível de potência.

A Figura 2.23 apresenta os sinais de comando das chaves semicondutoras e as formas de onda da tensão no primário e secundário do transformador e também a forma de onda da corrente i_L no indutor.

Nesse método de modulação o deslocamento angular apresenta duas variáveis que são δ_i e δ , que correspondem a razão de defasagem angular interna e a razão de defasagem φ entre as tensões nos terminais do transformador de forma semelhante a modulação *phase-shift*.

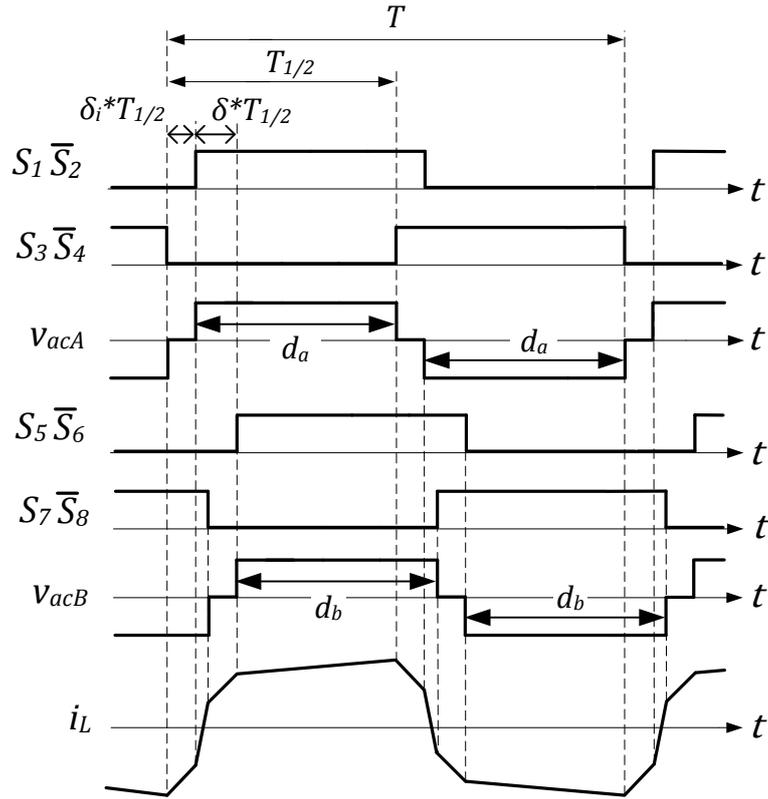


Figura 2.23 – Sinal de comando das chaves semicondutoras das pontes A e B e as formas de onda da tensão e corrente com modulação *dual-phase-shift* com $0 \leq \delta_i \leq \delta \leq 1$.

A relação para valores de δ e δ_i deve ser limitada por (2.46).

$$\begin{aligned} 0 &\leq \delta_i \leq \delta \leq 1 \\ 0 &\leq \delta \leq \delta_i \leq 1 \\ 0 &\leq \delta + \delta_i \leq 1 \end{aligned} \quad (2.46)$$

Analisando a forma de onda da corrente no indutor na Figura 2.23 e mantendo a consideração que $V'_B = NV_B$, obtêm-se as seguintes relações:

$$V'_B = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad 0 \leq t < t_1 \quad (2.47)$$

$$V_A + V'_B = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad t_1 \leq t < t_2 \quad (2.48)$$

$$V_A = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad t_2 \leq t < t_3 \quad (2.49)$$

$$V_A - V'_B = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad t_3 \leq t < T_{1/2} \quad (2.50)$$

Considerando, $i_L(0) = -i_L(T_{1/2})$, $\Delta i_L = i_L(t_1) - i_L(0)$ e $\Delta t = \delta_i * T_{1/2}$ em (2.47), $\Delta i_L = i_L(t_2) - i_L(t_1)$ e $\Delta t = \Delta t = (\delta - \delta_i)T_{1/2}$ em (2.48), $\Delta i_L = i_L(t_3) - i_L(t_2)$ e

$\Delta t = \delta_i * T_{1/2}$ em (2.49) e $\Delta i_L = i_L(T_{1/2}) - i_L(t_3)$ e $\Delta t = T_{1/2} - (\delta + \delta_i)T_{1/2}$ em (2.50). Substituindo e resolvendo de (2.47) a (2.50) tem-se que a corrente i_L no indutor tem os seguintes picos:

$$-i_L(0) = i_L(T_{1/2}) = \frac{T_{1/2}}{2L} [(\delta_i - 1)V_A + (1 - 2\delta_i - 2\delta)V'_B] \quad (2.51)$$

$$i_L(t_1) = \frac{T_{1/2}}{2L} [(\delta_i - 1)V_A + (1 + \delta_i - 2\delta)V'_B] \quad (2.52)$$

$$i_L(t_2) = \frac{T_{1/2}}{2L} [(2\delta - \delta_i - 1)V_A + (1 - \delta_i)V'_B] \quad (2.53)$$

$$i_L(t_3) = \frac{T_{1/2}}{2L} [(\delta_i + 2\delta + 1)V_A + (1 - \delta_i)V'_B] \quad (2.54)$$

A potência transferida por esse método de modulação pode ser calculada pela definição em (2.43), onde o corrente $i_L(t)$ é dividida em quatro intervalos $[0, t_1]$, $[t_1, t_2]$, $[t_2, t_3]$ e $[t_3, T_{1/2}]$, obtém:

$$P_{dps} = \frac{V_A V_B N}{2f_s L} (\delta - \delta^2 - \delta_i^2/2) \quad (2.55)$$

Outra forma de combinação de valores de δ e δ_i é $\delta \leq \delta_i$, onde os sinais de comando das chaves, as formas de onda da tensão nos terminais do transformador e a corrente no indutor i_L são apresentados na Figura 2.24.

Analisando a forma de onda da corrente i_L e desenvolvendo do mesmo modo para a condição $\delta_i \leq \delta$, têm-se as seguintes relações de picos de corrente no indutor:

$$-i_L(0) = i_L(T_{1/2}) = \frac{T_{1/2}}{2L} [(\delta_i - 1)V_A + (1 - 2\delta_i - 2\delta)V'_B] \quad (2.56)$$

$$i_L(t_1) = \frac{T_{1/2}}{2L} [(\delta_i - 1)V_A + (1 - \delta_i)V'_B] \quad (2.57)$$

$$i_L(t_2) = \frac{T_{1/2}}{2L} [(\delta_i - 1)V_A + (1 - \delta_i)V'_B] \quad (2.58)$$

$$i_L(t_3) = \frac{T_{1/2}}{2L} [(\delta_i + 2\delta + 1)V_A + (1 - \delta_i)V'_B] \quad (2.59)$$

Consequentemente a potência nessa condição será:

$$P_{dps} = \frac{V_A V_B N}{2f_s L} (\delta - \delta_i \delta - \delta^2/2) \quad (2.60)$$

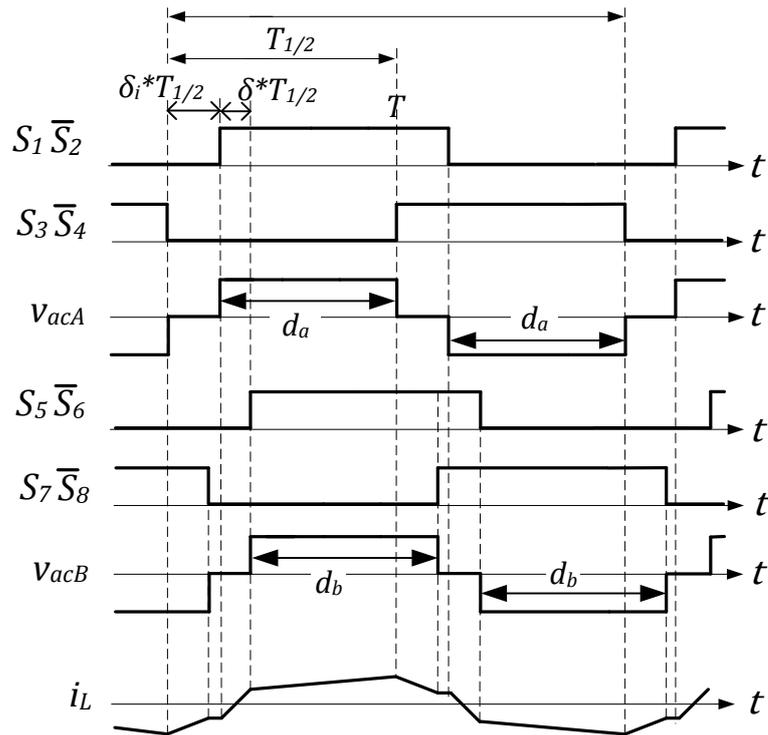


Figura 2.24 – Sinal de comando das chaves semicondutoras das pontes A e B e as formas de onda da tensão e corrente com modulação *dual-phase-shift* com $0 \leq \delta \leq \delta_i \leq 1$.

A partir das relações em (2.55) e (2.60), tem-se a relação (2.61) conforme apresentado em [27]:

$$P_{dps} = \begin{cases} \frac{V_A V_B N}{2f_s L} (\delta - \delta^2 - \delta_i^2/2) & \text{se } \delta_i \leq \delta \leq 1 \\ \frac{V_A V_B N}{2f_s L} (\delta - \delta_i \delta - \delta^2/2) & \text{se } \delta < \delta_i \leq 1 \end{cases} \quad (2.61)$$

Comparando as relações de potência da modulação *phase-shift* P_{ps} com *dual-phase-shift* P_{dps} por (2.62) obtém a Figura 2.24. A potência máxima transferida $P_{m\acute{a}x}$ é definida em (2.15).

$$p_{ps} = \frac{P_{ps}}{P_{m\acute{a}x}} \quad (2.62)$$

$$p_{dps} = \frac{P_{dps}}{P_{m\acute{a}x}}$$

Como se pode observar da Figura 2.25, a utilização da modulação *dual-phase-shift* não oferece uma ganho de potência ao conversor. Essa modulação oferece uma maior liberdade de escolha de defasagem angular para um determinado nível de potência.

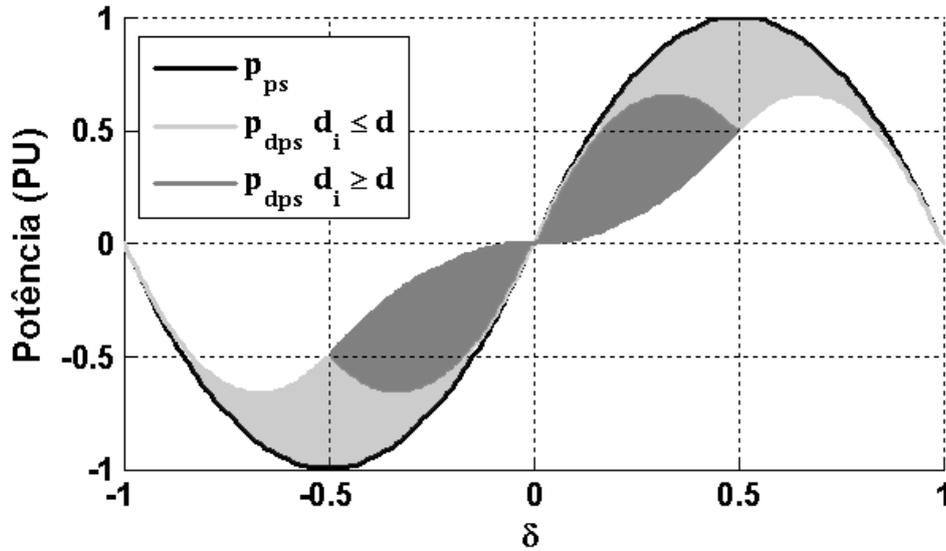


Figura 2.25 – Comparação da potência do conversor em relação às modulações *phase-shift* e *dual-phase-shift*.

A modulação *dual-phase-shift* também é conhecida como modulação trapezoidal (TZM). Ela possui a vantagem de poder controlar o nível de tensão de cada lado do DAB. Sua desvantagem é que torna o controle mais complexo, pois os valores de δ_i e δ não apresentam uma relação direta e sim uma inequação, tendo como solução um conjunto de valores para o mesmo nível de potência.

2.2.5 Modulação triangular

A modulação Triangular é a modulação *dual-phase-shift*, sua utilização é adequada quando $V_A \gg NV_B$ ou $V_A \ll NV_B$ de tal modo que $NV_B/V_A \leq 0,5$ ou $NV_B/V_A \geq 2$. Nesse método a razão de defasagem δ é medida entre os centros do ciclo de trabalho das tensões e o controle atuará diretamente nos ciclos de trabalho de V_{acA} e V_{acB} de forma simultânea, de modo que $d_A < 0,5$ e $d_B < 0,5$. Para $V_A \gg NV_B$ ou $V_A \ll NV_B$, valores de d_A, d_B são expressos por (2.63)[22]:

$$d_A = \alpha \frac{NV_B}{V_A - NV_B} \quad (2.63)$$

$$d_B = \alpha + d_A$$

Onde $0 \leq \alpha \leq a_{max}$ sendo a_{max} definido por (2.64) [22]:

$$a_{max} = \begin{cases} \frac{1}{2} \left(1 - \frac{NV_B}{V_A} \right) & \text{se } V_A \gg NV_B \\ \frac{1}{2} \left(1 - \frac{V_A}{NV_B} \right) & \text{se } V_A \ll NV_B \end{cases} \quad (2.64)$$

As Figuras 2.26 e 2.27 apresentam as formas de onda das tensões V_{acA} , V_{acB} e da corrente i_L . O fluxo de potência do lado A para B é apresentado na Figura 2.26 onde o ciclo ativo da tensão, tanto de V_{acA} como de V_{acB} , é deslocado para a esquerda do semiciclo. A Figura 2.27 mostra as formas de onda de tensão e corrente quando o fluxo de potência é de B para A, nessa condição o ciclo ativo das tensões V_{acA} e V_{acB} são deslocadas para a direita semiciclo. A potência transferida pelo conversor em modulação trapezoidal é representada por (2.65):

$$P = \begin{cases} \frac{V_A(\alpha NV_B)^2}{(V_A - NV_B)f_s L} & \text{se } V_A \gg NV_B \\ \frac{NV_B(\alpha V_A)^2}{(NV_B - V_A)f_s L} & \text{se } V_A \ll NV_B \end{cases} \quad (2.65)$$

Esse método de modulação faz com que a corrente i_L se apresente em três segmentos: o primeiro segmento onde $0 \leq t \leq t_1$, a corrente cresce de zero até $i_{Lm\acute{a}x}$, no segundo segmento, onde $t_1 \leq t \leq t_2$, a corrente diminui de $i_{Lm\acute{a}x}$ até zero e o último segmento, onde $t_2 \leq t \leq T_{1/2}$, a corrente é mantida em zero. Com isso é possível a implementação de comutação não dissipativa com chaveamento em corrente nula para o lado de menor tensão.

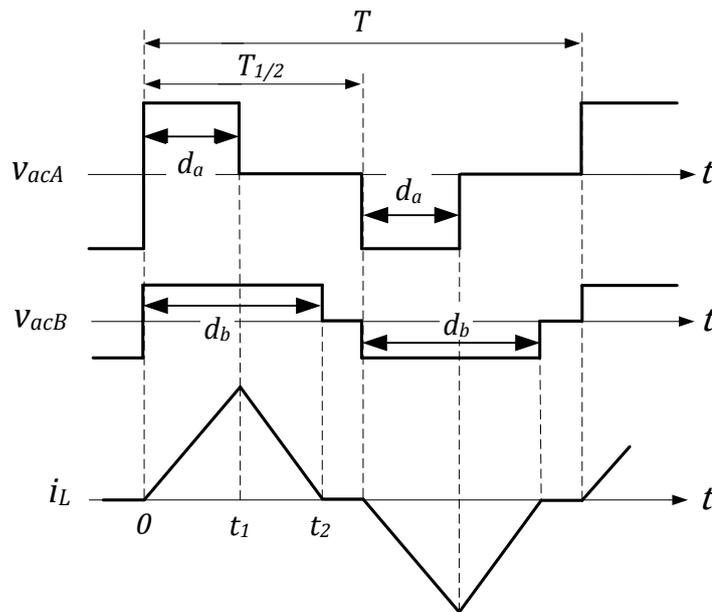


Figura 2.26 – Formas de onda da tensão V_{caA} , V_{caB} e i_L em modulação trapezoidal com fluxo de potência de A para B.

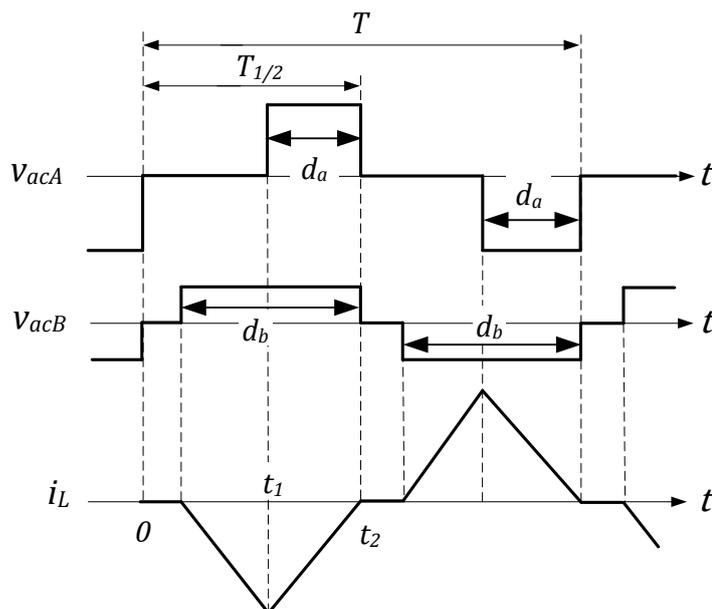


Figura 2.27 – Formas de onda da tensão V_{caA} , V_{caB} e i_L em modulação trapezoidal com fluxo de potência de B para A.

2.4 Conclusões do capítulo

Este capítulo apresentou as principais topologias de conversores c.c.-c.c. bidirecionais e dos conversores bidirecionais isolados – IBDC, mostrando que a estrutura desses conversores consiste em duas pontes H-H com elo em alta frequência por meio de um transformador.

Dentre as topologias dos conversores bidirecionais apresentadas e estudadas, e com o conhecimento das características de cada topologia, conclui-se que a mais adequada para realização desse trabalho é o DAB devido a relação das tensões entre a entrada e saída do conversor. Como há a necessidade de uma relação de transformação relativamente alta, os conversores isolados são a melhor opção e também, pelo nível de potência que o conversor operará na nanorrede o que leva a seleção do DAB em relação aos outros IBDC. Para o funcionamento do DAB será necessário a utilização de um micro-controlador para o controle digital do conversor.

As formas de onda da tensão e corrente no indutor foram detalhadas e equacionadas para que seja possível o dimensionamento dos elementos de potência do conversor. Essas equações permitirão modelar o conversor em pequenos sinais.

Os métodos de modulação mais utilizados foram apresentados e discutidos. A modulação *phase-shift* é a mais utilizada pela sua facilidade de implementação devido ao controle de fluxo de potência ser apenas pela defasagem angular entre as tensões nos terminais do transformador. Em condições onde a relação $NV_B/V_A = 1$ não for satisfeita, com o conversor operando com pouca carga, ele passa a funcionar na região de comutação dissipativa, resultando na diminuição da sua eficiência devido a altas perdas de comutação. Com a utilização da modulação *phase-shift-plus* essa desvantagem é superada. A implementação modulação *phase-shift* e *phase-shif-plus* juntas, permite o conversor operar em uma faixa maior de tensão, ou seja, nas condições $NV_B/V_A \neq 1$ com pouca carga.

O método de modulação *dual-phase-shift* reduz e até anula a potência reativa o que o torna a modulação mais adequada em aplicações onde a potência reativa é um fator determinante. Sua implementação, torna a estrutura de controle mais complexa devido às três variáveis de controle – defasamento angular e os ciclos de trabalho das tensões no primário e secundário do transformador.

A utilização de uma das modulações – *phase-shift*, *phase-shift-plus* ou *dual-phase-shift* juntamente com a modulação triangular, permite o projeto de um sistema ininterrupto, pois, considerando um banco de baterias com quatro baterias ligadas em série, essa modulação permite o conversor funcionar com apenas uma bateria, porque nessa situação a relação $NV_B/V_A = 0,25$. Dessa forma permite-se retirar as outras baterias para manutenção ou troca de forma a não desligar o conversor.

Capítulo 3

Métodos de carregamento de baterias

As baterias são elementos de grande importância nos sistemas de energia, uma vez que é a energia que elas armazenam que manterá a carga em funcionamento quando não houver entrada de energia renovável no sistema. As baterias utilizadas em um sistema nanorrede devem apresentar-se com boa qualidade e devidamente carregadas de forma a não comprometer o funcionamento da nanorrede [31]. Grande parte dos sistemas de armazenamento de energia solar utiliza baterias estacionárias de chumbo-ácido que, sob condições adequadas de uso, possuem uma vida útil maior que quatro anos para esse tipo de aplicação. Essa vida útil é comprometida por alguns fatores como: carregamento das baterias inadequado, o que ocasionará a não recuperação da capacidade de armazenamento da bateria, exposição das baterias a temperaturas excessivas; recarga com níveis inadequados de tensão; quantidade de descargas profundas e problemas de sulfatação que podem reduzir em mais de 50% a vida útil das baterias.

Há três formas de carregar uma bateria: por tensão em dois estados, por corrente em dois estados e por corrente pulsada [33]. Esses métodos são iguais durante os processos de carga lenta e carga rápida, a diferença entre eles está no processo de como é feita a equalização e flutuação da bateria, conforme ilustram as Figuras 3.1a, 3.1b e 3.1c.

A etapa de carga lenta é realizada quando a bateria apresenta tensão abaixo da tensão de corte V_{off} , que possui valor de 1,75V/célula ou conforme especificado pelo fabricante. Essa situação ocorre quando não é respeitado o limite de descarga da bateria informado pelo fabricante. Nessa etapa de carga, a corrente é limitada entre 2% e 3% da capacidade Ampère Hora da bateria C(Ah) até a mesma atingir a tensão de corte V_{off} novamente. Uma vez que a tensão da bateria seja maior ou igual a V_{off} , é iniciado o processo de carga rápida, durante esse processo a corrente de carga é limitada a aproximadamente 10% C(Ah). Dependendo da

bateria, a carga rápida pode ter até 30% C(Ah). Durante essa fase, a tensão da bateria deverá atingir a tensão de equalização V_{equ} , que corresponde a 2,4V/célula ou conforme especificação do fabricante. Quando a tensão atingir este valor, a bateria terá a corrente diminuída a fim de que a sua tensão não ultrapasse V_{equ} .

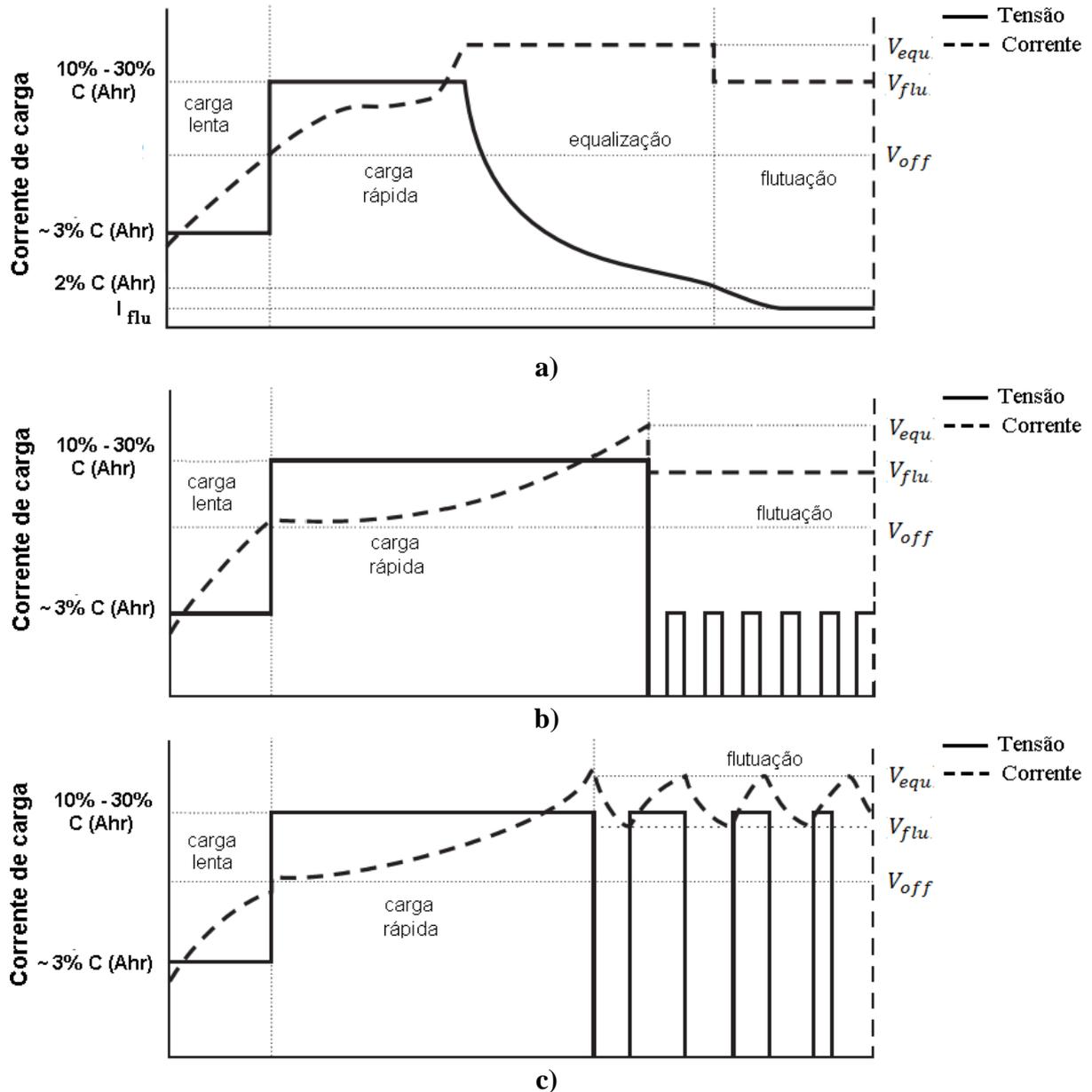


Figura 3.1 – Curvas de nível de tensão e corrente durante a recarga na bateria [33].
 a) Algoritmo de tensão em dois estados. b) Algoritmo de corrente em dois estados.
 c) Algoritmo de corrente pulsada.

A etapa de equalização pelo algoritmo de tensão em dois estados (ilustrado na Figura 3.1a), ao se manter a tensão de equalização, a corrente de carregamento naturalmente diminuirá, ao atingir a um valor de aproximadamente 2% C(Ah) encerra-se a etapa de equalização e

passa-se para a etapa de flutuação onde a tensão de referência passa ser V_{flu} , que corresponde a 2,3V/célula ou conforme especificação do fabricante. Pelo algoritmo de corrente em dois estados (Figura 3.1b), a etapa de flutuação segue após a etapa de carga rápida e a tensão de flutuação é mantida através de uma corrente modulada com frequência e ciclo de trabalho constante que garanta a tensão regulada em V_{flu} .

No algoritmo de corrente pulsada (Figura 3.1c), também não há a etapa de equalização. A etapa de flutuação é feita através do chaveamento da corrente, quando a tensão da bateria atingir V_{flu} , a corrente de carga rápida é aplicada até atingir V_{equ} e depois cessa a corrente, esse ciclo é constante fazendo com que a tensão da bateria varie entre V_{flu} e V_{equ} durante a flutuação.

Os níveis de tensão e de corrente de carga de uma bateria genérica são apresentados na Tabela 3.1. Em algumas baterias dos fabricantes Unipower® e FirstPower®, esses valores vêm impressos na bateria. Para maiores detalhes de valores específicos se faz necessário a consulta ao manual técnico do fabricante.

Tabela 3.1 – Níveis de tensão e corrente para o processo de carga para uma bateria genérica.

Estado	Tensão (V)	Corrente
Descarga (V_{off})	1,75/célula	-
Equalização (V_{equ})	2,40/célula	10% a 30% C(Ah)
Flutuação (V_{flu})	2,30/célula	< 1% C(Ah)
Sobretensão (V_{ovv})	>2,70/célula	-

O algoritmo de tensão em dois estados também é conhecido como algoritmo de quatro estados devido à junção de todos os estados de carga da bateria. Esse método que combina tensão constante e corrente constante, é um método de fácil implementação. Sua utilização no sistema de controle segue o fluxograma apresentado pela Figura 3.2.

Quando a bateria estiver sendo utilizada como fonte supridora de energia, sua tensão poderá diminuir até a tensão de corte V_{off} , a qual representa o limite da bateria. Para valores menores que essa tensão limite a bateria entra em processo químico irreversível como a sulfatação do chumbo diminuindo sua capacidade de armazenamento.

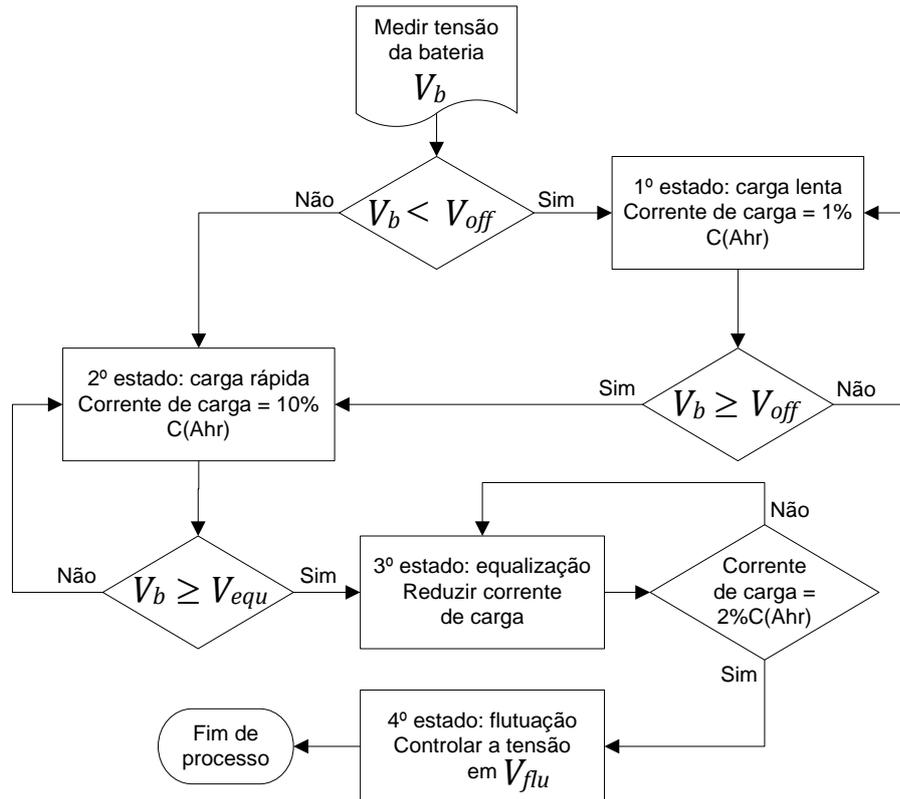


Figura 3.2 - Fluxograma do método de recarga dos quatro estados.

A sulfatação provoca a formação de grandes cristais de chumbo “duro” que podem se formar nas placas como resultado de uso incorreto ou negligente. A ocorrência desse processo em excesso é difícil de reduzir e pode causar dano permanente às células. As causas mais comuns [34]:

- Deixar baterias descarregadas por longos períodos após a descarga;
- Armazenamento contínuo da bateria sob temperatura excessiva;
- Prolongados períodos a baixa carga;
- Longo período sem recargas periódicas (autodescarga);
- Permitir descargas da bateria a tensões abaixo da baixa tensão de corte recomendada.

A tensão de equalização V_{equ} é o nível de tensão que a bateria deve atingir sinalizando o processo de carga rápida e passando para o estado de flutuação. No estado de flutuação, a bateria se encontra completamente carregada e sua função é manter a tensão regulada em V_{flu} , que é um valor acima da tensão de circuito aberto estabelecida para célula carregada acrescida apenas da tensão para compensar as perdas por autodescarga mantendo a célula carregada. Esse estado é o mais crítico, porque uma sobretensão provocará a redução da sua vida útil e pode até inutilizá-la [32]. O valor da tensão de flutuação tem um profundo efeito sobre o de-

sempenho da bateria. Por exemplo, 5% de desvio da tensão de célula ideal para a etapa de flutuação poderia resultar em aproximadamente 30% de diferença na capacidade disponível da bateria [35].

A vida útil das baterias esta diretamente ligada à profundidade de descarga, ou seja, a quantidade de corrente que ela fornece ao sistema quando a mesma é fonte supridora de energia. A Figura 3.3 apresenta a relação entre o ciclo de vida da bateria e a capacidade de retenção de carga em função da profundidade de descarga para as baterias estacionária Unipower®, esses dados são também semelhantes aos apresentados na Tabela 3.2 para as baterias estacionárias RTA®.

Com base nos dados de profundidade de descarga, a utilização das baterias na nanorede possuirá uma corrente de descarga limitada a 25% C(Ah) de forma a prolongar a vida útil da mesma, uma vez que esses elementos são bem dispendiosos. Dessa forma o dimensionamento do banco de baterias da nanorede deve ser feito considerando a carga a ser suprida como 25% da capacidade da bateria.

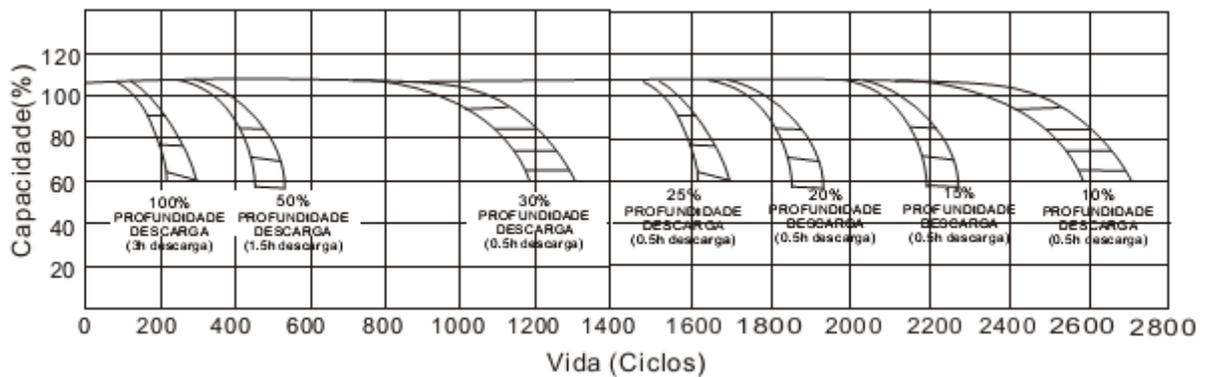


Figura 3.3 – Ciclo de vida das baterias estacionária UNIPOWER® [36].

Tabela 3.2 – Vida útil da bateria em função da profundidade de descarga [34].

Número de ciclos	Profundidade de descarga
150-200	100% da C(Ahr)
450-600	50% da C(Ahr)
1250-1500	25% da C(Ahr)

3.1 Conclusões do capítulo

Este capítulo apresentou as técnicas para carregamento de baterias mais utilizadas. Como foi apresentado, todas essas técnicas são iguais durante o processo de carga lenta e carga rápida. O que difere um processo do outro é a realização do estado de equalização e flutuação.

O algoritmo de quatro estados proporciona o melhor método para carregamento de baterias, pois combina tensão constante e corrente constante. O emprego desse método exige um limitador de corrente para as etapas de carga lenta e rápida, sendo que para as etapas de equalização e flutuação, há a necessidade de controle de tensão para garantir o nível de tensão no estado de flutuação e evitar o risco de sobre tensão na bateria.

O algoritmo de corrente pulsada possui implementação mais simples, pois necessita de um limitador de corrente nos estados de carga lenta e rápida e um controle de liga-desliga para manter a tensão da bateria entre a tensão de equalização e flutuação. O algoritmo de corrente em dois estados também possui implementação simples o que dificulta o emprego desse método é encontrar qual o valor de corrente a ser modulada para garantir que a tensão da bateria seja regulada no nível de tensão de equalização. Outro fator que dificulta também é o fato desse valor de corrente se alterar conforme a vida útil da bateria e a temperatura que a mesma for exposta, levando a necessidade de ajustes constantes da corrente modulada.

Capítulo 4

Controle do DAB

4.1 Metodologia de controle

Diversos estudos sobre o controle do conversor DAB são apresentados na literatura. Em [14] o controle do conversor DAB, aplicado numa nanorrede para o carregamento de um banco de baterias, utiliza a técnica de modulação *phase-shift*. Em [37] é proposta uma técnica de controle não-linear para o fluxo de potência entre os barramentos do DAB tendo como referência a tensão de saída do conversor. Em [30], uma modificação na técnica de modulação *phase-shift* é introduzida de modo a permitir uma maior faixa de operação em relação ao desequilíbrio entre as tensões dos barramentos de entrada e saída do DAB. Além disso, uma estratégia de controle baseada na linearização das características do conversor é proposta para melhorar a resposta dinâmica do conversor. Uma abordagem de controle de conversores c.c. como interface para um banco de baterias levando em consideração o estado de carga da bateria, a corrente e o modo de operação da nanorrede é feita em [16]. Em outros estudos sobre o conversor DAB, são abordados métodos para melhorar a eficiência do conversor através de técnicas de modulação a fim de alcançar comutação não dissipativa por tensão nula, estendendo a faixa de tensão de operação do conversor [25, 26, 29, 38,39]. Contudo, há poucos estudos sobre a utilização do conversor DAB no processo de carregamento de baterias de forma que a estratégia de controle empregada atenda ao processo de carga de baterias recomendado pelos fabricantes e execute a regulação do barramento c.c., com controle bidirecional do fluxo de potência de maneira concomitante.

Segundo [40], quase nenhum trabalho na literatura existente tem apresentado um controlador capaz de realizar um controle bidirecional da corrente e da tensão do conversor DAB de forma contínua sem interrupção. Isto porque a operação de chaveamento deve ser bloquea-

da por certo tempo afim do controle ajustar as condições de operação e controlar qualquer distúrbio de corrente durante uma transição ou inicialização. Além disso, os trabalhos existentes na literatura sobre regulação da tensão do barramento c.c. com a utilização de bancos de baterias levam em consideração apenas o estado de carga das baterias – quantidade de energia disponível no acumulador, não atendendo à dinâmica do processo de carregamento das mesmas. Por outro lado, o controle do fluxo de potência utiliza uma tensão de referência a qual não leva em consideração o processo de carregamento ou descarregamento da bateria, sendo que estas transições se dão de forma abrupta. Geralmente esse controle da bateria consiste em duas unidades: um controle para o processo de carga e outra para o processo de descarga da bateria. Essas duas unidades são interconectadas por meio de uma chave e a transição de um modo para o outro é feito através de um circuito que monitora a tensão no barramento. O controle dos conversores bidirecionais com interface com banco de baterias em microrredes ou nanorredes com capacidade para regular barramento c.c. e controlar fluxo de potência têm sido pouco discutido na literatura [16].

Tendo em vista a escassez de técnicas de controle que permitam ao DAB atender os requisitos do processo de carregamento de bateria e regulação da tensão do barramento em nanorredes c.c., com controle de fluxo de potência, é proposta neste trabalho uma estratégia que tem por objetivo regular a tensão no barramento c.c. através do controle do fluxo de potência entre o barramento c.c. e o banco de baterias. Na técnica proposta, o banco de baterias se apresenta como uma carga, quando se realiza o carregamento da bateria, ou como uma fonte, quando as baterias fornecem energia para o barramento, respeitando as características de cada processo e promovendo uma transição suave entre eles. Isto se dá de acordo com o nível de tensão exibido pelo barramento da nanorede. Esse controle atuará na defasagem angular da modulação *phase-shift*, como foi apresentado no capítulo 2. O conversor deverá garantir um nível de tensão regulada no barramento e atender ao processo de carga das baterias de acordo ao algoritmo de quatro estados. Por recomendação dos fabricantes de baterias, a tensão não poderá estar abaixo da tensão de corte V_{off} , com isso a etapa de carga lenta não será utilizada no controle. O banco de baterias adotado consiste de quatro baterias de 12V@100Ah ligadas em série, totalizando um banco de 48V@100Ah.

O sistema de controle irá atuar da seguinte forma: quando a tensão no barramento da nanorede for maior ou igual a 380V, o conversor drenará a maior quantidade de corrente permitida para carregar o banco de baterias, segundo o processo de carga rápida. Quando, por

outro lado, a tensão no barramento se tornar menor que 380V, o conversor diminuirá gradualmente a corrente de carga das baterias podendo esta se tornar negativa, momento em que ocorrerá a inversão do fluxo de potência, ou seja, o banco de baterias passa a atuar como fonte de energia para a nanorrede.

Para garantir a proteção do banco de baterias, existe uma condição onde o conversor DAB não atuará, é quando o nível de tensão do barramento da nanorrede for menor que 380V e o banco de baterias estiver descarregado. Neste caso, o DAB não fornecerá energia ao sistema, evitando assim que o banco seja exposto a uma descarga profunda. Nestas condições, um sistema de alerta entrará em funcionamento, fazendo que outro conversor alimente o barramento a partir da rede elétrica pública.

Nos próximos sub capítulos serão apresentados a modelagem em pequenos sinais do conversor DAB e o projeto do sistema de controle supracitado. O desenvolvimento a ser discutido terá como base a implementação do conversor DAB ilustrada na Figura 4.1.

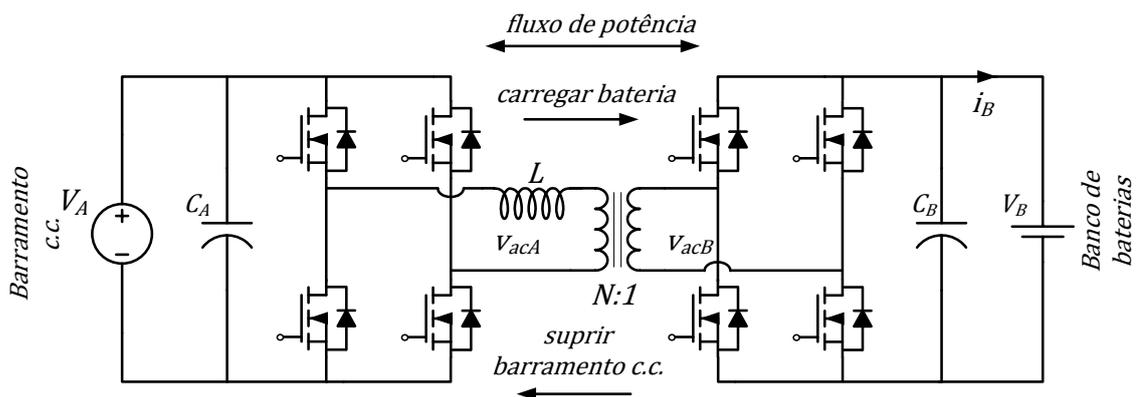


Figura 4.1 – Diagrama esquemático do conversor DAB.

4.1.1 Modelo de pequenos sinais

Para se realizar o modelo de pequenos sinais do conversor, o qual será base para o desenvolvimento do sistema de controle, definiu-se um modelo que represente o banco de baterias. Na literatura existem muitos modelos que levam em consideração características como estado de carga, vida útil entre outras [42]. No entanto, o nível de complexidade e dificuldade de levantamento desses modelos, além de eles demandarem maior esforço computacional para simulação do sistema, não justificam o seu emprego para a definição do modelo de pequeno sinais do conversor em questão. Assim sendo, neste trabalho o banco de baterias será modela-

do apenas como um circuito RC mostrado na Figura 4.2, conforme proposto em [43]. Defina-se então R_I como a resistência interna da bateria, cujo valor é fornecido pelo fabricante, em geral varia de $10m\Omega$ a $30m\Omega$, R_D como a resistência que representa as perdas por autodescarga cujo valor pode ser estimado como $R_D = \frac{V_{flu} - I_{flu} * R_I}{I_{flu}}$, sendo I_{flu} a corrente de flutuação e C um capacitor definido por: $C = \frac{C(Ah)}{\text{Tensão nominal da bateria}}$.

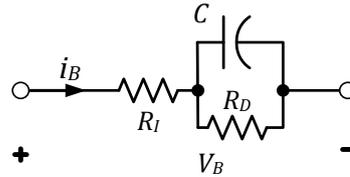


Figura 4.2 - Modelo de uma bateria [43].

Esse modelo de bateria será utilizado apenas para simulação, pois, a dinâmica da tensão da bateria é lenta em relação à dinâmica do conversor. Com isso, na base de tempo do sistema, a bateria comporta-se como uma impedância definida por (4.1) para o carregamento e como uma fonte de corrente para descarga. O ponto quiescente de operação do circuito é $V_B = 48V$ e $I_{carga} = 10\%C(Ah)$.

$$Z_B = \frac{V_B}{I_{carga}} \quad (4.1)$$

O conversor DAB será modelado neste trabalho como uma fonte de corrente, cujo valor se iguala à corrente média de saída do conversor definida em (2.13). O diagrama utilizado para a modelagem do sistema é apresentado na Figura 4.3, onde Z_B será a bateria modelada apenas como resistor.

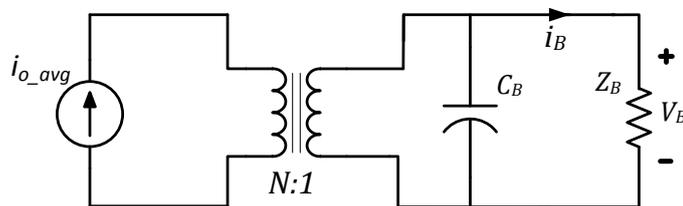


Figura 4.3 - Modelo do DAB como fonte de corrente média e bateria como impedância.

A corrente de carga da bateria i_B , aplicando a transformada de Laplace, é definida por (4.2), conforme o circuito apresentado na Figura 4.3. A corrente $\hat{i}_B(s)$, em pequenos sinais, é definida em (4.3). As funções de transferências são obtidas pelo modelo de pequenos sinais e apresentadas por (4.2), (4.4) e (4.7) sendo: $\delta = \Delta + \hat{\delta}$ e $v_A = V_A + \hat{V}_A$, onde Δ e V_A são pon-

tos quiescente de operação, $\hat{\delta}$ e \hat{V}_A as perturbações na defasagem e na tensão do barramento c.c. respectivamente.

$$i_B(s) = N \frac{v_A \delta (1 - \delta)}{2L f_s} \frac{1}{s Z_b C_B + 1} \quad (4.2)$$

$$\hat{i}_B(s) = \left. \frac{\partial i_B}{\partial \delta} \right|_{\hat{\delta}} + \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_A} \right|_{\hat{V}_A} \rightarrow G_{i_B \delta}(s) \hat{\delta} + G_{i_B v_A}(s) \hat{V}_A \quad (4.3)$$

$$G_{i_B \delta}(s) = N \frac{V_A (1 - 2\Delta)}{2L f_s} \frac{1}{s Z_b C_B + 1} \quad (4.4)$$

$$G_{i_B v_A}(s) = N \frac{\Delta (1 - \Delta)}{2L f_s} \frac{1}{s Z_b C_B + 1} \quad (4.5)$$

$$V_B(s) = i_B(s) Z_B \quad (4.6)$$

$$\hat{V}_B(s) = \left. \frac{\partial V_B}{\partial i_B} \right|_{\hat{i}_B} \rightarrow G_{V_B i_B}(s) \hat{i}_B \quad (4.7)$$

$$G_{V_B i_B}(s) = Z_B \quad (4.8)$$

Fazendo $v_A = N v_B$, e substituindo em (4.2), obtém-se:

$$\left. \frac{\partial i_B}{\partial v_B} \right|_{\hat{V}_B} \rightarrow G'_{i_B v_B}(s) \hat{V}_B \quad (4.9)$$

$$G'_{i_B v_B}(s) = N^2 \frac{\Delta (1 - \Delta)}{2L f_s} \frac{1}{s Z_b C_B + 1} \quad (4.10)$$

Quando o fluxo de potência for invertido, o modelo do conversor em relação a corrente $i_B(s)$ da bateria será modificado conforme o circuito mostrado na Figura 4.4, onde R_L representa as cargas da nanorrede, sendo definida como $R_L = \frac{V_A^2}{P_{nanorrede}}$.

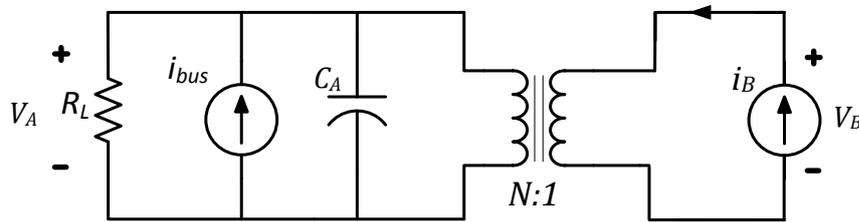


Figura 4.4 - Modelo do DAB com fluxo de potência da bateria para o barramento.

A fonte de corrente i_{bus} representa todas as fontes de energia integradas à nanorrede, as quais podem ser estimadas como $i_{bus} = \frac{P_{nanorrede}}{V_A}$, dessa forma obtém-se (4.11-4.14):

$$V_A(s) = \frac{R_L}{sR_L C_A + 1} \left[i_{bus} + \frac{i_B(s)}{N} \right] \quad (4.11)$$

$$\hat{V}_A(s) = \frac{\partial V_A}{\partial i_{bus}} \Big|_{i_{bus}} \hat{i}_{bus} + \frac{\partial V_A}{\partial i_B} \Big|_{i_B} \hat{i}_B + \frac{\partial V_A}{\partial R_L} \Big|_{R_L} \hat{R}_L \quad (4.12)$$

$$\frac{\partial V_A}{\partial i_B} \Big|_{i_B} \hat{V}_A = G'_{V_A i_B}(s) \hat{V}_A \quad (4.13)$$

$$G'_{V_A i_B}(s) = \frac{R_L}{sNR_L C_A + N} \quad (4.14)$$

Baseadas em (4.4), (4.5), (4.8), (4.10) e (4.14) obtém-se o diagrama de blocos, mostrado na Figura 4.5, o qual representa o modelo do conversor em pequenos sinais.

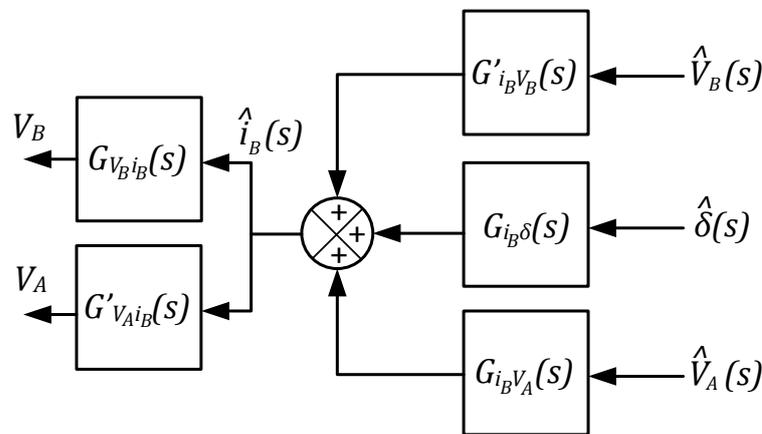


Figura 4.5 - Modelo em pequenos sinais do conversor DAB.

4.1.2 Estrutura do controle

A Figura 4.6 apresenta o diagrama de blocos do controlador implementado, onde os blocos denotados pela letra ou subscrito A se referem ao barramento c.c e aqueles denotados pela letra ou subscrito B se referem ao banco de baterias.

A estratégia de controle dessa estrutura é baseada na diferença entre as malhas de tensão A e B, e a saturação de seus respectivos compensadores. Essa diferença entre as malhas define o fluxo e a potência a ser transferida entre o banco de baterias e o barramento c.c. Inicialmente como o banco de baterias estará com a tensão abaixo da tensão de equalização, o compensador $G_{cB}(s)$ começa a impor um valor de corrente i_{refB} , como a dinâmica da tensão do banco de baterias é lenta, rapidamente $G_{cB}(s)$ irá saturar, com isso definiu-se o limite su-

flutuação $V_{flu} = 55,2V$, que é utilizada quando as baterias atingirem a tensão de equalização e a corrente de carga for menor ou igual a 2% de C(Ah).

A referência da malha interna de corrente é definida pela diferença entre as saídas dos compensadores das malhas B e A. Sendo assim, os limites de saturação utilizados permitem que a malha A se sobreponha a malha B e inverta o sentido do fluxo de potência do conversor, dependendo do nível de tensão do barramento c.c. da nanorrede.

Este método de definição da referência de corrente, por meio da diferença entre as ações das malhas de tensão A e B, faz com que o conversor encontre automaticamente um ponto de operação adequado entre regulação do barramento c.c. e carregamento do banco de baterias. Além disso, uma das características vantajosas deste método é a transição suave entre os estágios de carga e descarga do banco de baterias, mesmo com mudanças bruscas no nível de tensão do barramento da nanorrede.

Para o projeto dos compensadores das malhas de tensão e corrente, o banco de baterias será considerado como uma bateria de 48V@100Ah. O conversor DAB apresenta uma indutância total de 1,1mH e os capacitores de filtro do barramento $C_A = 880\mu F$ e da bateria $C_B = 6400\mu F$, a frequência de chaveamento adotada é de 15kHz. O projeto dos elementos do conversor é apresentado no Apêndice A.

Para a malha de corrente, o diagrama de blocos é apresentado na Figura 4.7. Tem-se que a função de transferência de malha aberta $T_i(s)$ é definida por (4.15), sendo o ganho do modulador $phase\ shift = 4$ e $G_{ci}(s)$ a função de transferência do compensador do tipo $k(s + \omega_n)/s$. Portanto o ganho de malha aberta não compensada é $T_{ui}(s) = 4G_{i_B\delta}(s)$.

$$T_i(s) = 4G_{ci}(s)G_{i_B\delta}(s) \tag{4.15}$$

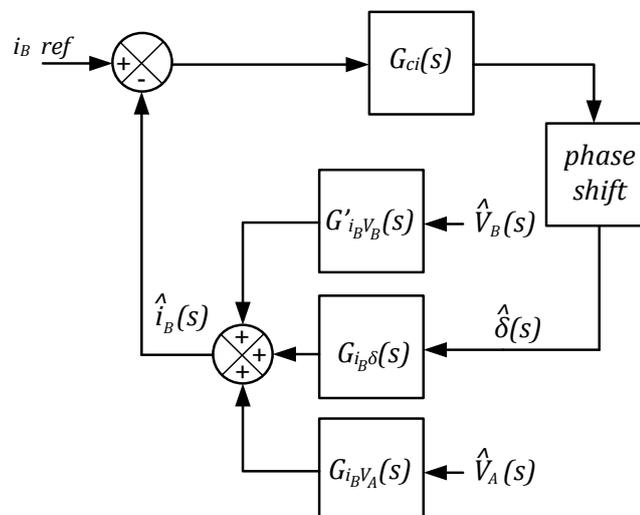


Figura 4.7 – Diagrama de blocos da malha de corrente do controlador.

A frequência de corte f_c adotada será $f_s/10$ (uma década abaixo da frequência de chaveamento) e uma margem de fase Φ_M mínima de 60° . Através da análise da resposta em frequência de $T_{ui}(s)$ pelo diagrama de Bode, apresentado na Figura 4.8^a, o ganho de T_{ui} em f_c é praticamente 0dB, portanto tem-se (4.16).

$$20 \log \left| \frac{k(s + \omega_n)}{s} \right| = 0 \quad (4.16)$$

Fazendo $s = j2\pi f_c$ e $\omega_n = 2\pi f_c/10$ e substituindo em (4.16), obtém-se

$G_{ci}(s) = 1 * (s + 942)/s$. A Figura 4.8b apresenta a resposta em frequência de $T_i(s)$ com a margem de fase dentro das definições de projeto.

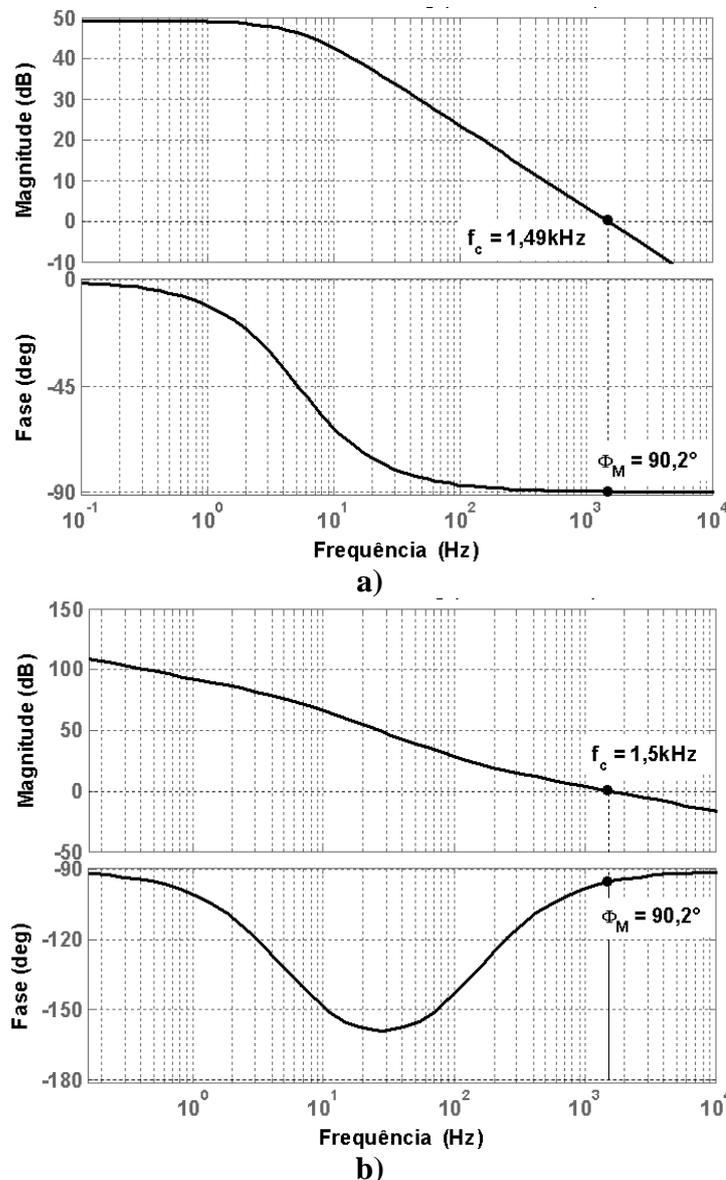


Figura 4.8 – Resposta em frequência da função de transferência de malha aberta da corrente. a) Função transferência não compensada $T_{ui}(s)$. b) Função transferência compensada $T_i(s)$.

A Figura 4.9 apresenta a malha de tensão B, a malha de corrente possui ganho unitário. A função de transferência do compensador da malha B, $G_{cB}(s)$, também é do tipo $k(s + \omega_n)/s$. Pela Figura 4.9 tem-se que a função de transferência de malha aberta $T_B(s)$ é definida por (4.17) e portanto a função de transferência de malha aberta não compensada de $T_{uB}(s)$ será $G_{V_B i_B}(s)$, assim:

$$T_B(s) = G_{cB}(s)G_{V_B i_B}(s) \quad (4.17)$$

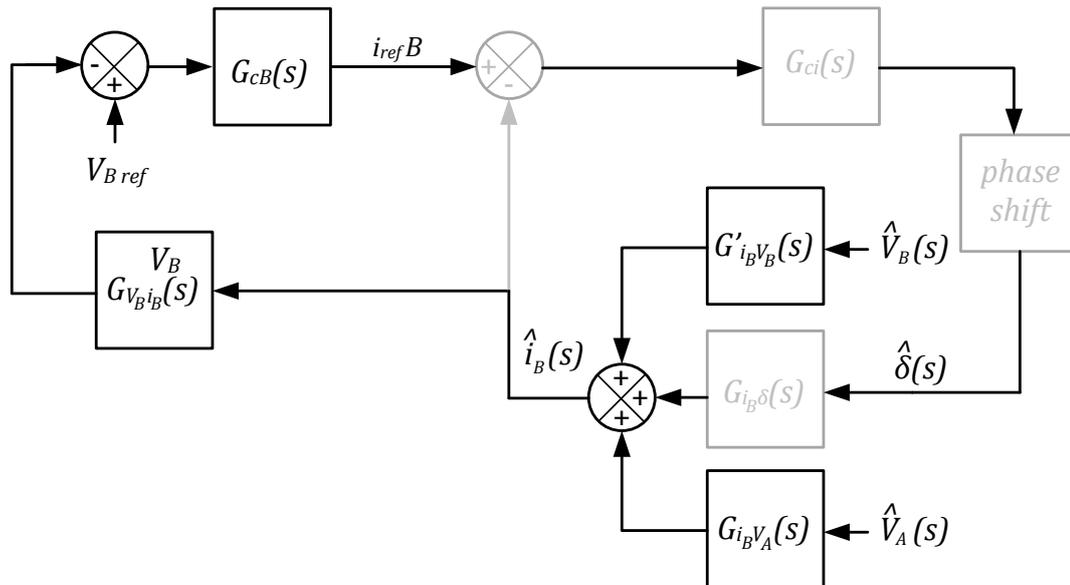


Figura 4.9 – Diagrama de blocos da malha de tensão B do controlador.

A frequência de corte f_c adotada será $f_s/100$ (duas décadas abaixo da frequência de chaveamento) dessa forma a malha de corrente não interferirá na malha de tensão. A função $G_{V_B i_B}(s)$ é um ganho estático conforme (4.8), $T_B(s)$ deverá ter um ganho de 0dB em f_c portanto o compensador terá que ter uma atenuação de $-20 \log Z_B$. Fazendo $s = j2\pi f_c$ e $\omega_n = 2\pi f_c/10$ e substituindo em (4.16), obtém-se (4.18):

$$20 \log \left| \frac{k(j300\pi + 30\pi)}{j300\pi} \right| = -20 \log Z_B \quad (4.18)$$

Resolvendo (4.18) terá $G_{cB}(s) = 0,2073 * (s + 94,25)/s$. A Figura 4.10 apresenta a resposta em frequência de $T_B(s)$ com a margem de fase dentro das definições de projeto.

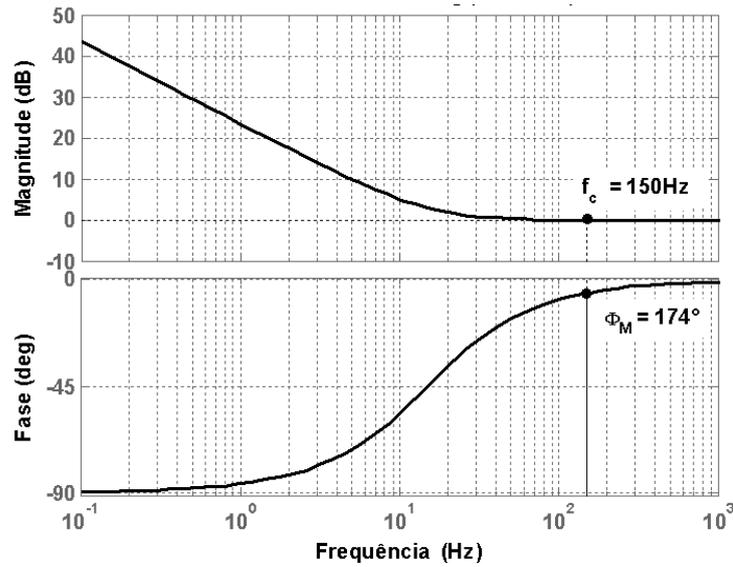


Figura 4.10 – Resposta em frequência da função de transferência compensada $T_B(s)$.

A malha de tensão A é apresentada na Figura 4.11, a qual mostra a função de transferência de malha aberta $T_A(s)$ que é definida por (4.19), a função de transferência do compensador da malha A, $G_{cA}(s)$, também é do tipo $k(s + \omega_n)/s$ e portanto a função de transferência de malha aberta não compensada $T_{uA}(s)$ será $G'_{V_A i_B}(s)$.

$$T_A(s) = G_{cA}(s)G'_{V_A i_B}(s) \quad (4.19)$$

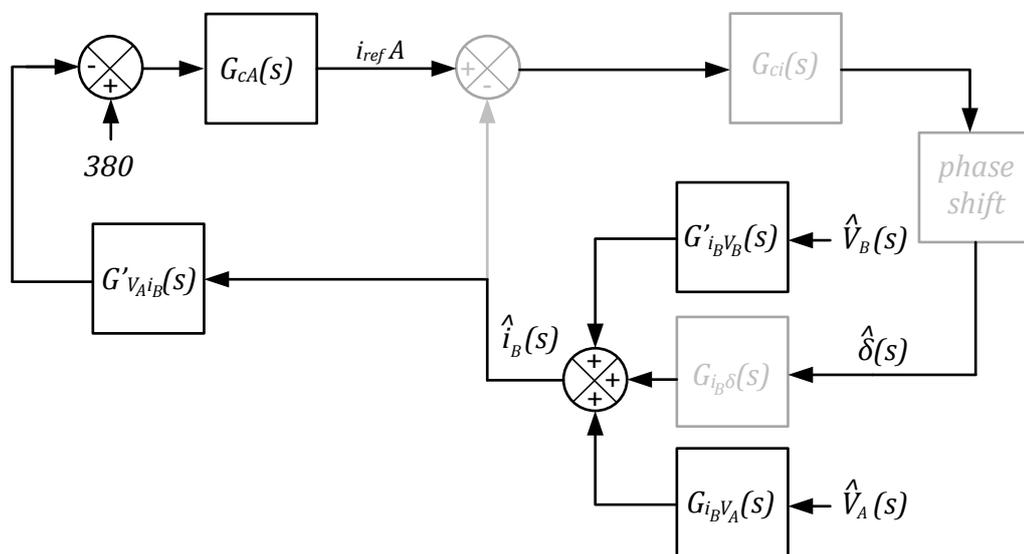


Figura 4.11 – Diagrama de blocos da Malha de tensão A do controlador.

A frequência de corte f_c adotada será $f_s/100$ (duas décadas abaixo da frequência de chaveamento). Pela análise da resposta em frequência de $T_{uA}(s)$, apresentada na Figura 4.12a, $T_A(s)$ apresenta um ganho de -16dB em f_c portanto o compensador terá que ter um ganho de 16dB. Fazendo $s = j2\pi f_c$ e $\omega_n = 2\pi f_c/10$ e substituindo em (4.16), obtém-se (4.20):

$$20 \log \left| \frac{k(j300\pi + 30\pi)}{j300\pi} \right| = 16 \quad (4.20)$$

Resolvendo (4.20), $G_{cA}(s) = 6,3 * (s + 94,25)/s$. A Figura 4.12 apresenta a resposta em frequência de $T_A(s)$ compensada, observa-se a margem de fase dentro das definições de projeto.

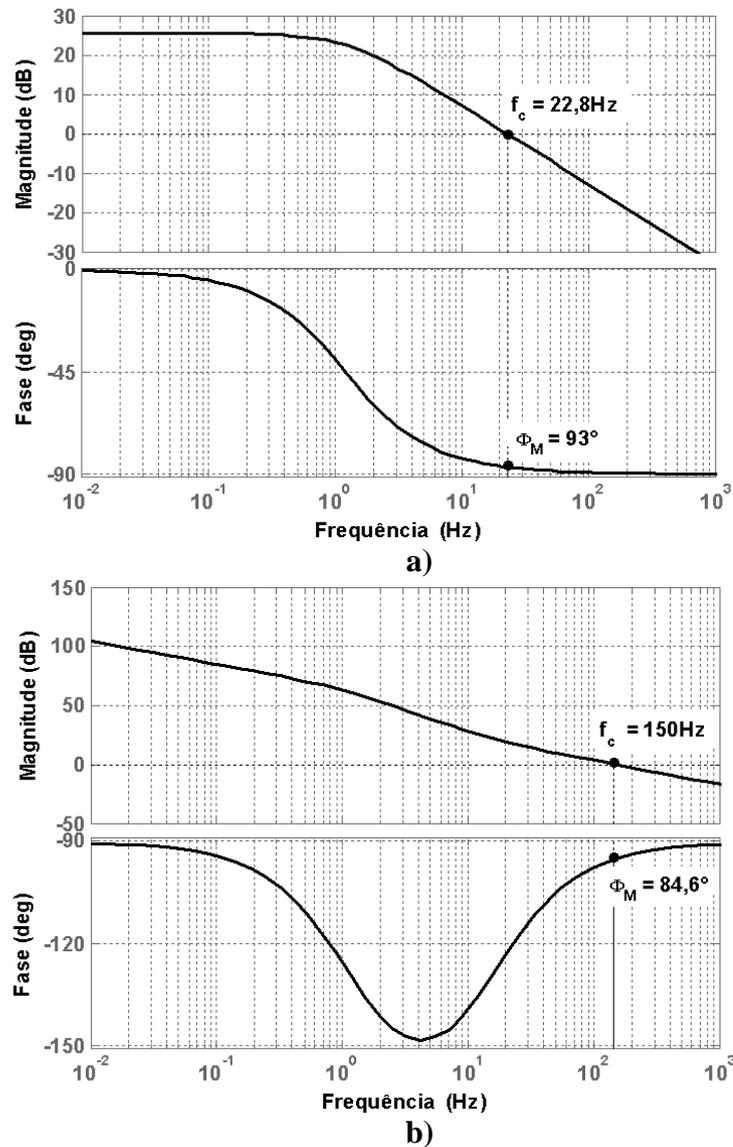


Figura 4.12 – Resposta em frequência da função de transferência de malha aberta da tensão.

a) Função transferência não compensada $T_{uB}(s)$.

b) Função transferência compensada $T_B(s)$.

4.1.3 Controle implementado com modulação *phase-shift-plus*

O processo de carregamento de baterias exige diferentes níveis de tensão, desta forma, quando a bateria se apresenta completamente descarregada sua tensão é de 42V, no entanto, quando ela se encontra no estado de equalização, a sua tensão será de 57,5V. Como se pode observar, há a necessidade de se controlar o ciclo de trabalho da tensão V_{acB} pois a relação $NV_B/V_A = 1$ não é mantida em toda faixa de operação do banco de baterias.

Uma fase crítica do conversor é quando a bateria encontra-se na fase de equalização e flutuação, pois a relação $NV_B/V_A = 1,205$ e o defasamento angular entre as tensões no primário e secundário do transformador apresenta valor baixo devido ao pequeno valor de corrente para a carga da bateria nessa etapa de carregamento. Esse fator pode fazer com que o conversor entre na zona de comutação dissipativa conforme apresentado na Figura 2.17. A estratégia de controle com a modulação *phase-shift-plus* implementada, faz com que durante o processo de carregamento da bateria, caso o conversor entre na região de comutação dissipativa, o ciclo de trabalho da tensão V_{acB} seja alterado, diminuindo-o e assim provocando um aumento do defasamento angular para manter a mesma potência de tal forma que a relação $d_B NV_B/V_A = 1$. Dessa forma, o ponto de operação do conversor na região de comutação dissipativa será deslocado para região de comutação não dissipativa, conforme mostra a Figura 4.13, mantendo o mesmo nível de potência. A alteração do ciclo de trabalho de V_{acB} fará com que o ponto se desloque na vertical, contudo a fim de manter a mesma potência, o compensador $G_{ci}(s)$ aumentará o valor de δ , dessa forma o ponto é deslocado na horizontal.

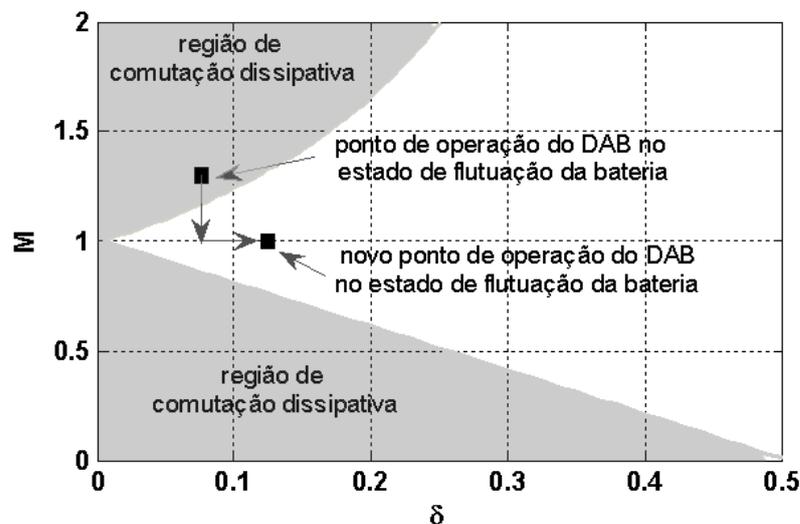


Figura 4.13 – Deslocamento do ponto de operação do conversor.

A estrutura de controle responsável por esse deslocamento é ilustrada na Figura 4.14. O sinalizador de condição de comutação dissipativa é um comparador implementado a partir de (2.23) e (2.24).

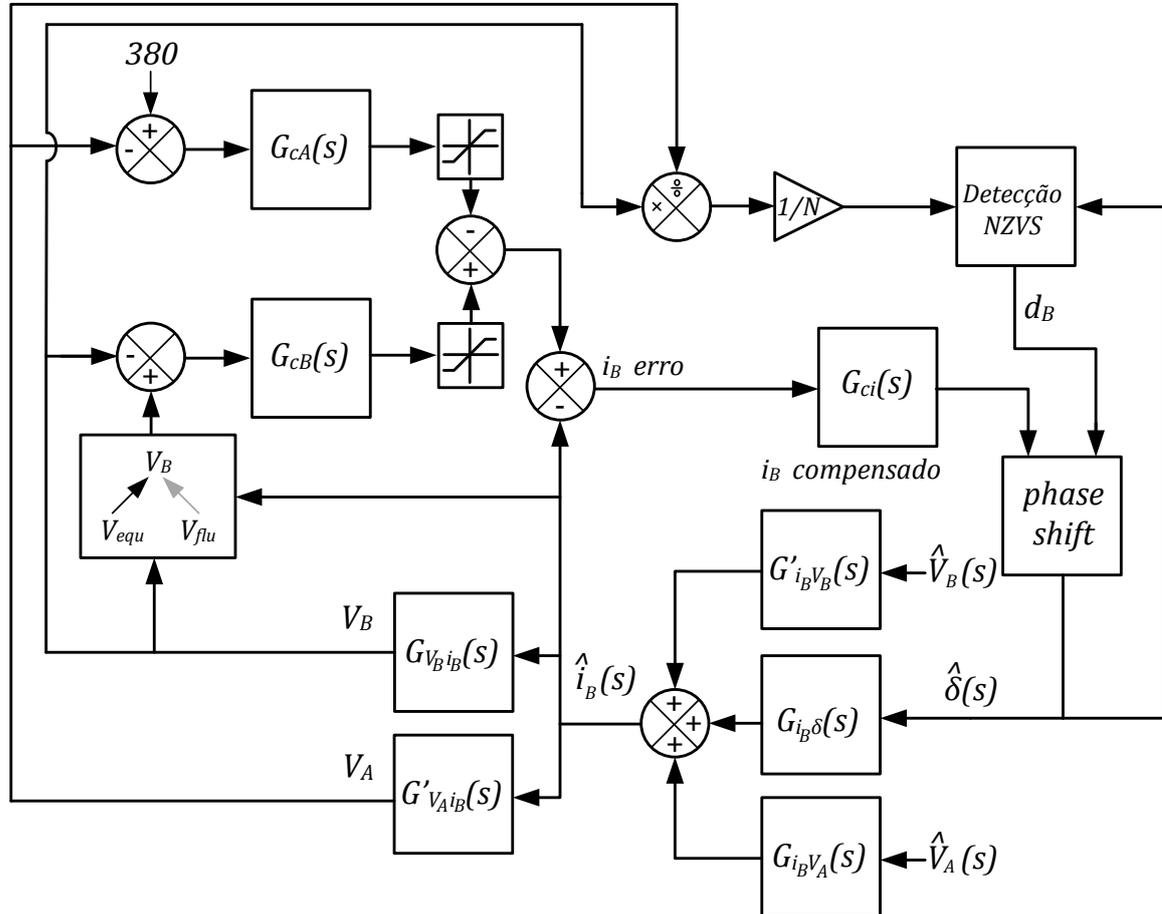


Figura 4.14 - Estrutura do controle com *phase-shift-plus* implementado.

4.1.4 Controle digital

Após o projeto do controlador no domínio do tempo contínuo, faz-se necessário realizar a discretização do controlador, dado que o microcontrolador faz amostragem de sinais em tempo discreto. Um dos métodos mais utilizado para a discretização dos controladores é o de Tustin, o qual preserva a estabilidade do sistema. A transformação do sistema em tempo contínuo para tempo discreto através do método de Tustin é definido por (4.21):

$$G(z) = G(s) \Big|_{s=\frac{2(z-1)}{T(z+1)}} \quad (4.20)$$

Onde $G(z)$ é a função de transferência discretizada de $G(s)$ e T o tempo de amostragem do sinal. O tempo de amostragem adotado neste controlador será a metade do tempo de um ciclo de chaveamento, ou seja, $T = 1/(2f_s)$. Sendo a frequência de chaveamento adotada de 15kHz e fazendo (4.20) no compensador de corrente $G_{ci}(s)$, obtém-se (4.21):

$$G_{ci}(z) = \frac{1,016z - 0,9843}{z - 1} \quad (4.21)$$

Como $G_{ci}(z) = U(z)/E(z)$, reescrevendo (4.21), obtém-se (4.22):

$$U(z)(z - 1) = E(z)(1,016z - 0,9843) \quad (4.22)$$

Manipulando (4.22) de forma que se tenha a equação de diferenças discreta para que se possa implementar no microcontrolador, obtém-se (4.23):

$$u_i(n) = u_i(n - 1) + 1,0157 * e_i(n) - 0,9843 * e_i(n - 1) \quad (4.23)$$

Sendo $u_i(n)$ a saída atual e $u_i(n - 1)$ a saída anterior do compensador, $e_i(n)$ o sinal atual e $e_i(n - 1)$ o sinal anterior do erro.

Fazendo o mesmo procedimento para os compensadores de tensão $G_{cB}(s)$ e $G_{cA}(s)$, obtém-se (4.24) e (4.25), respectivamente.

$$u_B(n) = u_B(n - 1) + 0,2076 * e_B(n) - 0,207 * e_B(n - 1) \quad (4.24)$$

$$u_A(n) = u_A(n - 1) + 6,31 * e_A(n) - 6,29 * e_A(n - 1) \quad (4.25)$$

As equações (4.23), (4.24) e (4.25) são equações de diferenças, as quais serão utilizadas no próprio microcontrolador. A forma mais comum de se escrever estas equações é por meio de uma função no domínio z .

4.2 Conclusões do capítulo

Uma aproximação de um modelo de bateria implementado por um circuito RC foi utilizada de forma a permitir a simulação do conversor. A modelagem do conversor como fonte de corrente média permitiu a obtenção das funções de transferência a fim de se projetar uma estrutura de controle que atenda as necessidades do processo de carregamento de baterias, segundo o algoritmo de quatro estados e concomitantemente mantenha o barramento c.c. da nanorrede regulado.

Propôs-se uma estrutura de controle que determina a referência da malha de corrente do conversor DAB a partir da diferença entre duas malhas de controle de tensão. A malha A gerencia o nível de tensão do barramento da nanorrede e a malha B atua sobre a tensão do

banco de baterias. Dependendo das condições de operação do conversor, uma malha pode sobrepor a outra e então definir o fluxo de potência do conversor e a quantidade de energia transferida entre os lados do DAB. Esta técnica permite, entre outras coisas, a transição suave entre os estados de carga e descarga do banco de baterias.

Observou-se que o processo de flutuação do banco de baterias leva o conversor a operar em uma região de comutação dissipativa, porque nesse estado a potência é muito baixa, o que demanda uma pequena defasagem angular com $NV_B/V_A \neq 1$. Como forma de evitar que o conversor entre nessa região, foi proposta uma modificação na estrutura de controle que verifica se o conversor adentrou a região de comutação dissipativa e em caso positivo, altera-se o ciclo de trabalho de V_{acB} .

Para que fosse possível a implementação da estrutura de controle proposta, no microcontrolador, fez-se necessário a discretização dos compensadores pelo método de Tustin de forma a preservar a estabilidade do sistema.

Capítulo 5

Estudos de caso com o conversor DAB

5.1 Simulação do DAB no carregamento do banco de baterias

Para avaliar o projeto do conversor e as técnicas de controle de um DAB, o qual funciona como interface entre um barramento de tensão c.c. e um banco de baterias, simulações e estudos de casos foram realizados. Para a simulação do conversor DAB na nanorrede, o banco de baterias simulado consiste em uma bateria de 48V@100Ah. A tensão do barramento foi fixada em 380V durante todo o processo de carga. A tensão inicial da bateria foi configurada em 49V.

A Figura 5.1 mostra a curva de tensão e corrente de carga da bateria durante todo o processo de carregamento, destacando os estados conforme o algoritmo dos quatro estados. Nesse primeiro caso de simulação, o barramento possui potência suficiente para carregar as baterias e alimentar as cargas.

O estado de carga rápida, indicado na Figura 5.1, é iniciado a partir do momento que a tensão da bateria encontra-se abaixo de 53V, nessa situação a corrente de carga é limitada em 10A pela malha de tensão B. Com isso, a medida que a bateria vai acumulando carga, a tensão nos seus terminais começa a elevar até a tensão de 57,6V que é a tensão de equalização, indicado na Figura 5.1. Ao atingir esse nível de tensão a corrente começa a ser diminuída para que a tensão não ultrapasse esse valor. Quando a corrente de carga atinge o valor igual a 2% de C(Ah) a tensão de referência passa a ser a tensão de flutuação, cujo valor é 55,2V. As perdas por autodescarga e a diminuição da energia cinética das moléculas do eletrólito, fazem com que a tensão da bateria diminua, conforme ilustra a Figura 5.1. No estado de equalização, ao atingir tensão de flutuação, uma pequena corrente alimenta a bateria de forma a suprir essas

perdas e manter a tensão nesse nível, constante, conforme ilustra o estado de flutuação na Figura 5.1.

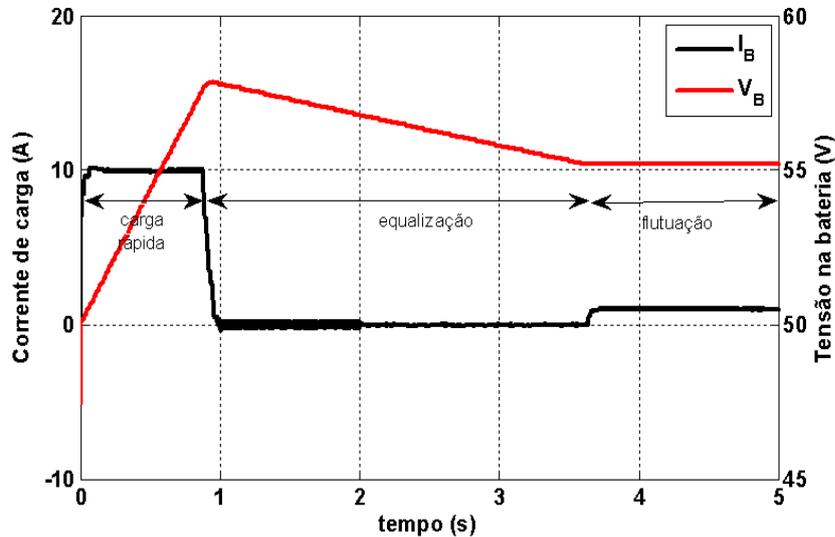


Figura 5.1 – Curva de tensão e corrente de carga da bateria durante o a simulação do processo de carregamento.

Um segundo estudo de caso de simulação consiste no carregamento de baterias onde a potência do barramento c.c. da nanorrede não permite a máxima corrente de carga para a bateria. Nesse estudo de caso pretende-se observar a atuação da malha de tensão A de forma a impedir que a tensão no barramento c.c. diminua abaixo da tensão de referência de 380V. A atuação da malha A deverá diminuir a corrente de carga da bateria. A condição que se encontra o banco de baterias é a mesma do estudo anterior, 49V. O barramento c.c. é representado como uma fonte de tensão com uma resistência interna ligada a uma fonte de corrente controlada conforme ilustra a Figura 5.2. Essa corrente é responsável por perturbar a potência do barramento c.c. provocando a diminuição da tensão no barramento da nanorrede.

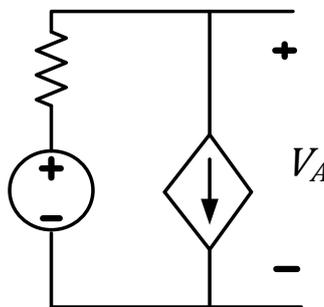


Figura 5.2 – Esquemático do barramento c.c. na simulação.

A Figura 5.3a apresenta a tensão no barramento durante todo o processo de carga do banco de baterias. Observa-se que, no intervalo de tempo A, a tensão do barramento c.c. sofre uma diminuição em relação à tensão de referência. Isto se deve ao fato de que o barramento c.c. não possui potência suficiente para carregar a bateria com a corrente de carga I_{refB} de 10A, imposta pela malha de tensão B conforme ilustra a Figura 5.3b. A malha de tensão A começa a impor uma corrente de referência I_{refA} como forma de evitar o afundamento de tensão do barramento c.c. A corrente I_{Bref} para carregar o banco de baterias será então a diferença entre as correntes I_{refB} e I_{refA} conforme ilustra a Figura 5.3b. A corrente de carga rápida passa a ser em torno de 6A conforme ilustra a Figura 5.3c. Ao atingir a tensão de equalização, a corrente I_{refB} diminui até 0A, no intervalo de tempo B, ilustrado na Figura 5.3b. Diminuindo a corrente de carga do banco de baterias, a tensão no barramento c.c. torna-se a elevar conforme apresenta a Figura 5.3a. Pela Figura 5.3c observa-se que mesmo com a diminuição da corrente de carga do banco de baterias, o processo de carregamento foi realizado em um tempo maior em relação a simulação anterior.

Essa simulação ilustra uma vantagem do controle proposto, onde apenas a diminuição da corrente de carga foi suficiente para regular a tensão do barramento. No método de controle no qual o processo de carregamento de baterias fosse controlado apenas pela tensão do barramento, possivelmente o banco de baterias deixaria de ser carregado, pois a diminuição da tensão do barramento implicaria em suspensão de carregamento do banco.

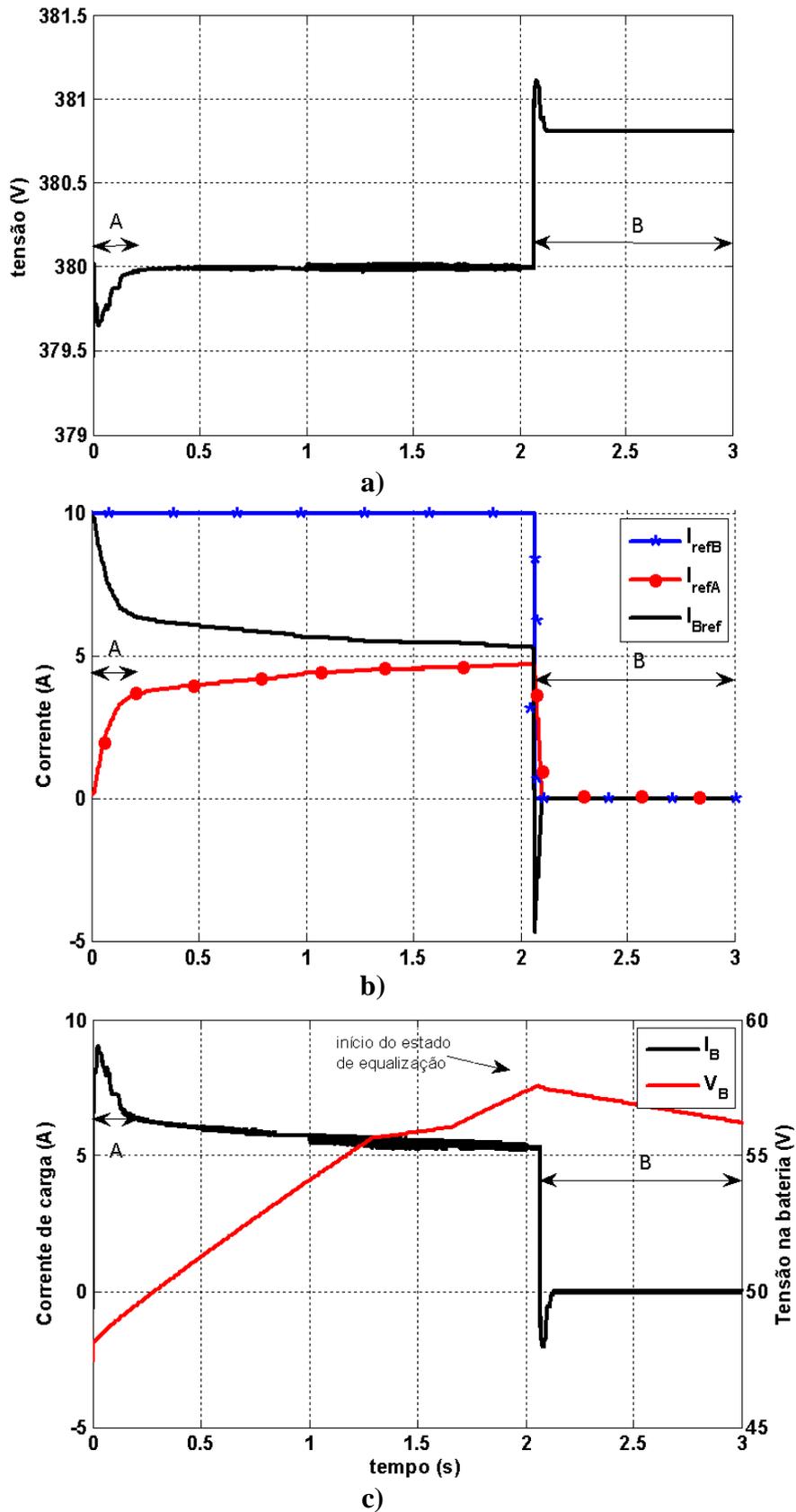


Figura 5.3 - Simulação do carregamento da bateria com corrente reduzida.
 a) Tensão no barramento c.c. b) Corrente de referência das malhas.
 c) Curva de tensão e corrente de carga da bateria.

5.2 Simulação do DAB na regulação do barramento c.c. sob perturbações de potência

Para este terceiro estudo de caso de simulação, o barramento c.c. foi submetido a variações bruscas de potências levando o conversor DAB a funcionar como carga ou como fonte em determinados momentos. Inicialmente a bateria encontra-se em estado de flutuação com tensão 55,2V. A tensão no barramento c.c. inicialmente é pouco superior de 380V, conforme a Figura 5.4a. As perturbações de potência no barramento c.c. ocorrem nos intervalos de tempo de A até G.

No intervalo de tempo A, o banco de baterias encontra-se no estado de flutuação com a tensão em 55,2V, conforme a Figura 5.4c. Nesse intervalo de tempo, a corrente de carga da bateria é um pouco acima de 0A conforme a Figura 5.4b. No intervalo de tempo B é introduzida uma perturbação na tensão no barramento c.c. através da ativação de uma das fontes de corrente ocasionando a diminuição da tensão no barramento c.c., conforme apresenta a Figura 5.4a. O afundamento de tensão faz com que a malha de tensão A tenha uma ação impondo uma corrente de referência I_{refA} , fazendo com que o fluxo de potência seja do banco de baterias para o barramento. Como nesse instante a bateria está sendo descarregada, a tensão em seus terminais começa a diminuir, conforme apresenta a Figura 5.4c. Quando a tensão fica abaixo de 53V, a malha de tensão B começa a impor uma corrente de referência I_{refB} e isso faz com que a malha de tensão A imponha um corrente I_{refA} maior que a da malha de tensão B afim de que o fluxo de potência continue no sentido do banco de baterias para o barramento c.c. O barramento c.c. novamente é perturbado através da ativação de duas novas fontes de corrente, ocasionando uma fundamento de tensão mais profundo que o anterior, conforme ilustra o intervalo de tempo C na Figura 5.4a. Nesse intervalo a malha de tensão A impõe I_{refA} máximo que corresponde a 30% C(Ah), mas como a malha B está com I_{refB} em 10% C(Ah) a corrente de descarga do banco de baterias é então 20% C(Ah).

No intervalo de tempo D a tensão no barramento c.c. é perturbada pelo desligamento da primeira fonte de corrente. Inicialmente há uma pequena sobretensão que é diminuída pela redução da corrente de referência da malha A. Uma nova perturbação é realizada no intervalo de tempo E através do desligamento da segunda fonte de corrente provocando o aumentando da tensão no barramento, o que ocasiona a diminuição da corrente de referência da malha A.

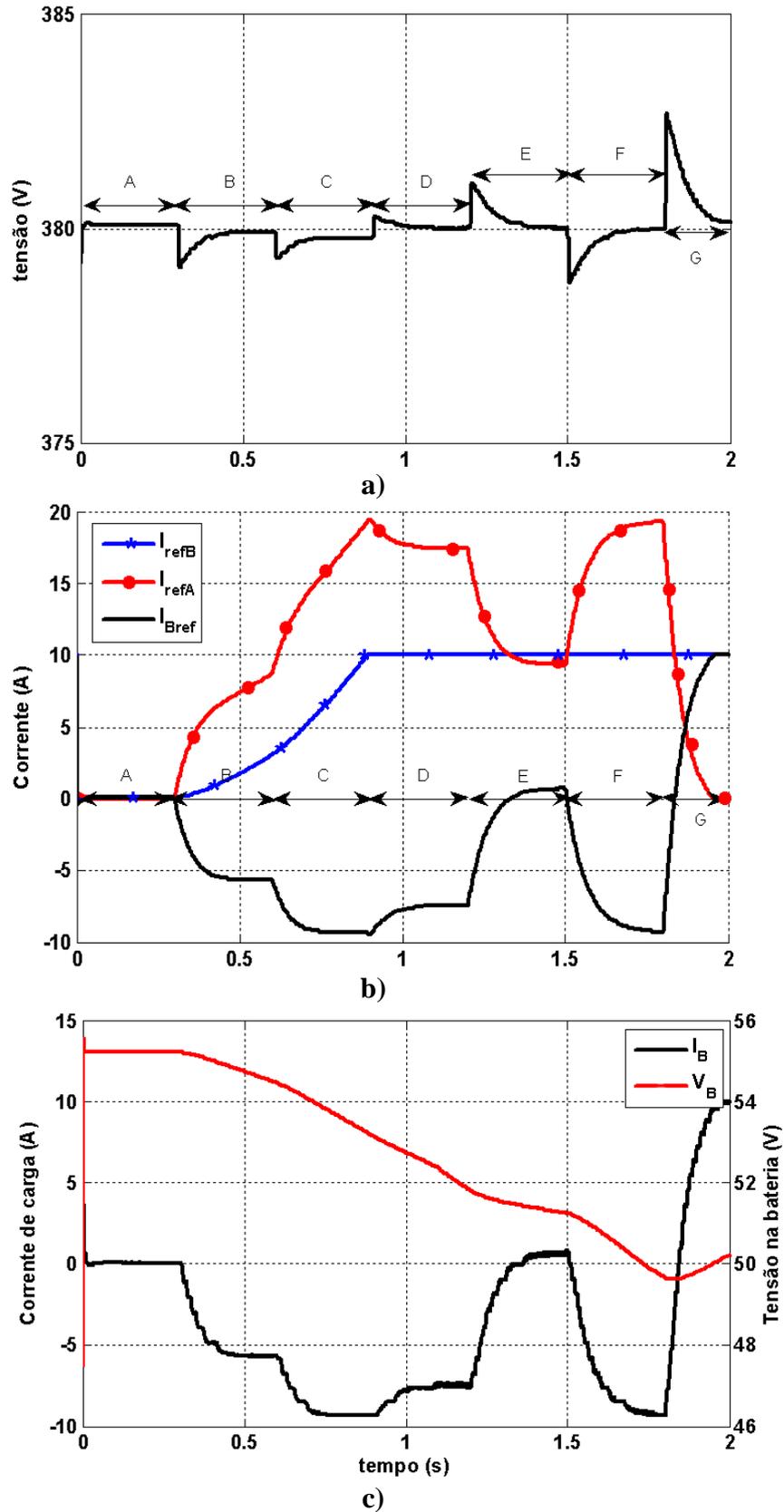


Figura 5.4 – Simulação de perturbação no barramento c.c. a) Tensão no barramento c.c. b) Corrente de referência das malhas. c) Curva de tensão e corrente da bateria.

No instante F a tensão no barramento c.c. é perturbada através da ativação novamente de uma das duas fontes de correntes que haviam sido desligadas. No intervalo de tempo G todas as fontes de correntes são desligadas e a referência de tensão no barramento c.c. é configurada para o seu valor nominal de 380V. Isto inicialmente produz uma sobretensão no barramento c.c. devido ao fato de o mesmo está sendo alimentado pelo banco de baterias, como a tensão é restabelecida para o seu valor nominal a corrente de referência da malha A é diminuída para 0A passando a corrente do banco de bateria ter apenas a referência da malha B. Durante o intervalo de tempo E, observa-se os momentos de transição suave de fluxo de potência pela Figura 5.4b. Nesse instante observa-se que a corrente de referência da malha B é maior que a da malha A fazendo com que o fluxo de potência seja do barramento c.c. para o banco de baterias.

5.3 Simulação da operação do DAB com *phase-shift-plus*

Nessa simulação do quarto estudo de caso, o barramento c.c. é mantido com potência constante sem perturbações para realização do processo de carregamento da bateria até o estado de flutuação. A implementação do controle *phase-shift-plus* atuará na fase final do processo de carregamento – final do estado de equalização e iniciando no processo de flutuação. Nesse momento a relação entre as tensões normalizadas das pontes é diferente de um, ou seja: $NV_B/V_A \neq 1$. Nessa condição, o conversor estará operando com pouca carga o que o leva para um ponto de operação em comutação dissipativa. A detecção do ponto de operação com comutação dissipativa fará com que o controle altere o ciclo de trabalho da tensão no lado da bateria, e conseqüentemente aumentará o deslocamento angular.

A Figura 5.5a mostra a corrente de carga da bateria nas duas modulações. Observa-se que com a implementação da modulação *phase-shift-plus*, a corrente de carga da bateria não se altera. Na figura 5.5b, observa-se o defasagem entre as tensões no transformador, nos dois métodos de modulação. A alteração do ciclo de trabalho da tensão V_B provoca o aumento da defasagem entre as tensões no transformador de forma a sair da região de comutação dissipativa, porém não se altera os instantes em que ocorrem os estados de carga da bateria: equalização e flutuação.

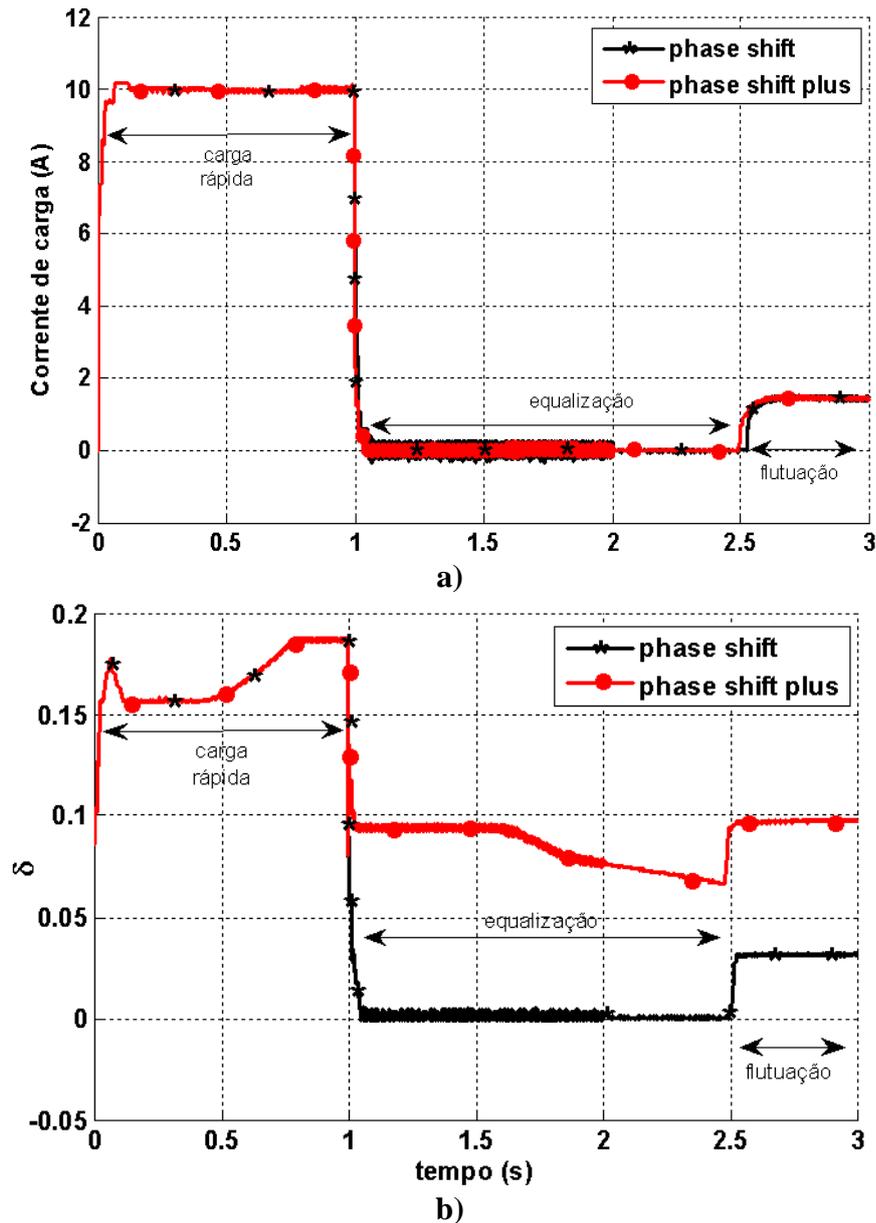


Figura 5.5 – Comparação entre simulações de carga entre *phase-shift* e *phase-shift-plus*.
 a) Corrente de carga da bateria. b) Defasagem entre as tensões V_{acA} e V_{acB} .

A Figura 5.6 apresenta a potência de entrada no conversor no intervalo de tempo onde há a transição da região de comutação não dissipativa para a região de comutação dissipativa. Essa fase ocorre perto da transição do estado de equalização para o estado de flutuação da bateria, nesse momento a potência drenada pelo conversor é apenas para compensar as perdas por autodescarga da bateria e a diminuição da energia cinética das moléculas do eletrólito. Observa-se que com a modulação *phase-shift-plus*, a potência de entrada do conversor é menor do que com o modulação *phase-shift*, nesse intervalo de transição pode-se notar a quanti-

dade de potência que a comutação dissipativa consome, degradando a eficiência do conversor. No instante de tempo 0,88s essa diferença de potência chega a ser de 200W!

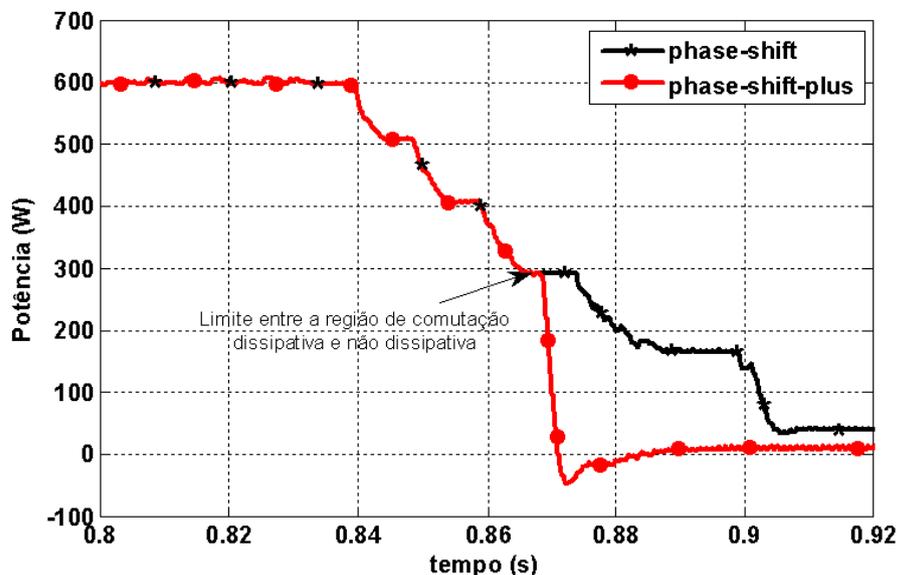


Figura 5.6 – Potência de entrada no conversor durante a transição da região de comutação não dissipativa para dissipativa.

5.4. Conclusões do capítulo

Este capítulo apresentou os resultados obtidos em simulação de forma a validar a estrutura de controle proposta para o DAB a partir de quatro estudos de casos cujos resultados auxiliarão a sua implementação. O primeiro estudo de caso realizado por simulação foi o processo de carregamento completo da bateria de forma a validar o funcionamento do algoritmo de quatro estados no controle do DAB. Como foi observado, o controle DAB fez com que o processo siga os passos do algoritmo proposto para o carregamento.

Um segundo estudo de caso realizado por simulação foi realizada para verificar o processo de carregamento da bateria quando a potência do barramento c.c. não permite a corrente máxima de carga. Nessa situação foi observada a atuação da malha de controle do lado A do conversor. Sua ação fez com que se diminua a corrente de carga da bateria, enquanto a malha de controle do lado B manteve-se inalterada independentemente da condição do barramento c.c.

O terceiro estudo de caso realizado por simulação consistiu na introdução de perturbação na potência no barramento c.c. verificando a mudança de fluxo de potência e dessa forma validando o controle bidirecional do conversor. Observou-se que a diminuição da potência do barramento tendo como reflexo a diminuição da tensão do mesmo fez com que diminuísse a corrente de carga da bateria. E mais, não sendo isto suficiente, inverteu-se o fluxo de potência através da corrente de referência negativa – a corrente da malha A ser maior que a da malha B.

A implementação do controle *phase-shift-plus* foi verificada na simulação do processo de carregamento da bateria durante o quarto estudo de caso. Do ponto de vista de carregamento não houve mudança – seu funcionamento foi semelhante ao método *phase-shift*. Sob o ponto de vista do conversor verificou-se que ao entrar na região de comutação dissipativa, a mudança do ciclo de trabalho da tensão da bateria fez com que se aumentasse a defasagem angular. Nota-se que para a diminuição da tensão de uma lado do conversor e manutenção da potência no mesmo nível, o controle demanda aumento da defasagem angular. Isto leva à saída da região de comutação dissipativa devido a diferença $NV_B/V_A \neq 1$ que limita a defasagem permitida entre as tensões no transformador.

Capítulo 6

Resultados experimentais

Foi construído um protótipo em escala reduzida do conversor com o objetivo de testar as técnicas de controle, fluxo de potência bidirecional, regulação da tensão de barramento e carregamento de uma bateria. Foram obtidos resultados experimentais deste conversor.

O protótipo em escala reduzida foi projetado para uma potência de 16W. A tensão no lado do barramento c.c. consiste de uma fonte regulada de laboratório de 24V. Três resistores de potência são ligados juntamente com a fonte regulada para servirem de carga para o barramento c.c. O banco de baterias consiste em uma bateria Unipower® de 12V@9Ah. Para que o conversor tivesse a potência desejada, houve a necessidade da utilização de um indutor auxiliar no lado secundário de 75 μ H, dessa forma a indutância total do transformador foi 325 μ H. O microcontrolador utilizado para controle digital foi um processador de sinais digital (DSP) da Texas Instrument TMS320F28335. Os dados do experimento foram coletados através do próprio *software* de programação do DSP, o Code Composer Studio v5. 3. O Apêndice B apresenta de forma detalha o protótipo em escala reduzida. A Figura 6.1 apresenta a foto da montagem realizada destacando os principais elementos do conversor.

A Figura 6.2 ilustra as formas de onda da tensão nos terminais do transformador sendo o Canal 1 a tensão no primário do transformador V_{acA} , o Canal 2 a tensão no secundário do transformador V_{acB} e Canal 3 a corrente no indutor i_L medida no secundário. A Figura 6.2a mostra as formas de onda da tensão e corrente quando a bateria esta sendo carregada utilizando a modulação *phase-shift*. Observa-se a tensão V_{acA} adiantada em relação à tensão V_{acB} , ou seja, fluxo de potência de A para B. A Figura 6.2b ilustra a condição quando o fluxo de potência é invertido – a bateria alimentando o barramento c.c. observa-se a tensão V_{acB} adiantada em relação à tensão V_{acA} .

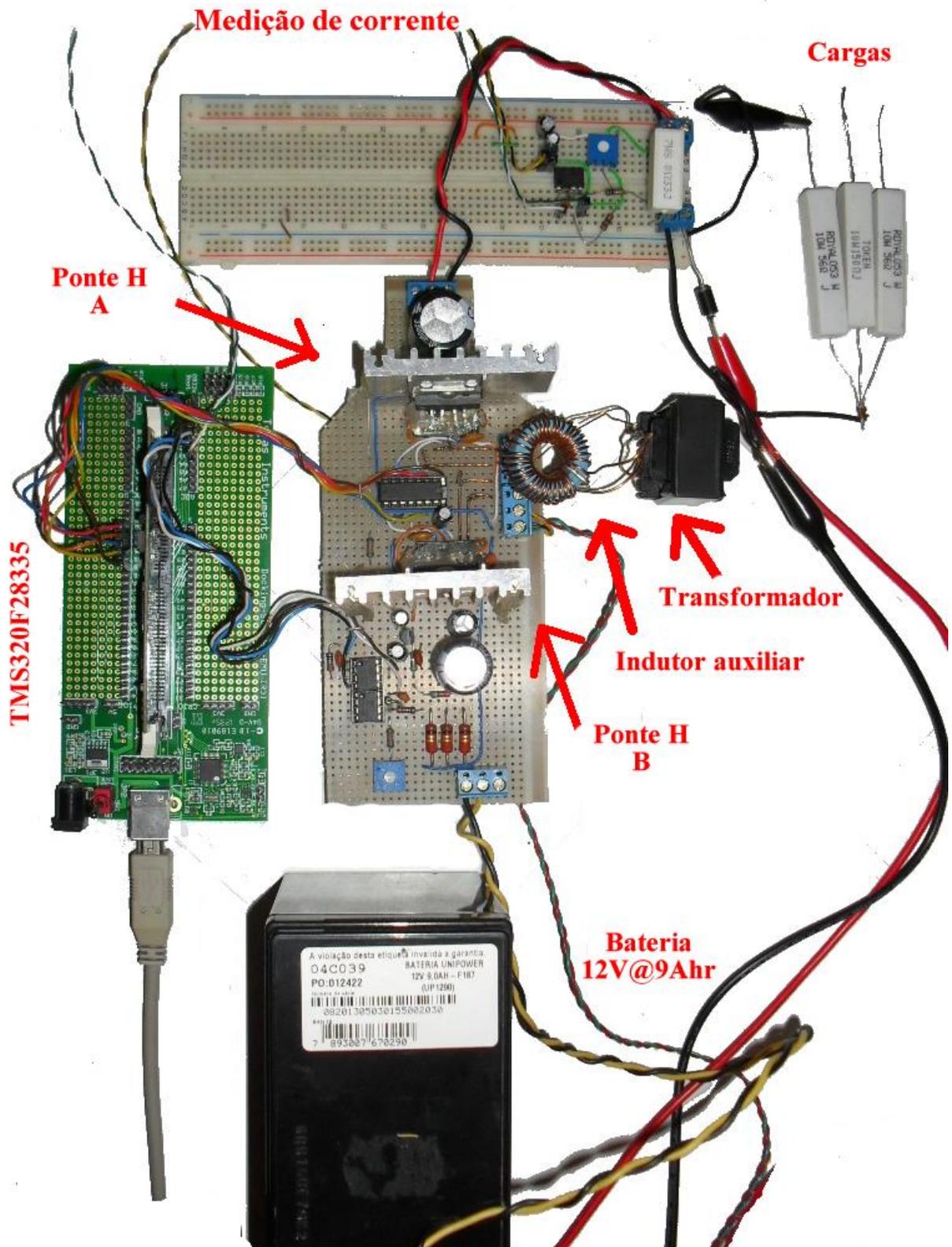
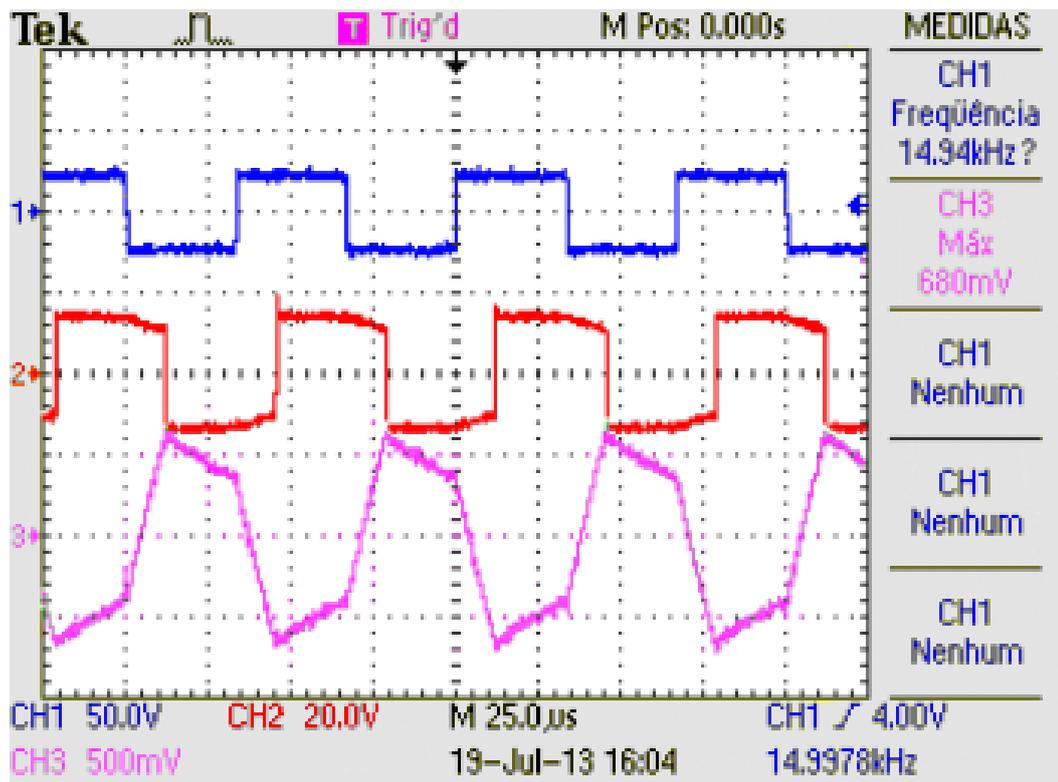
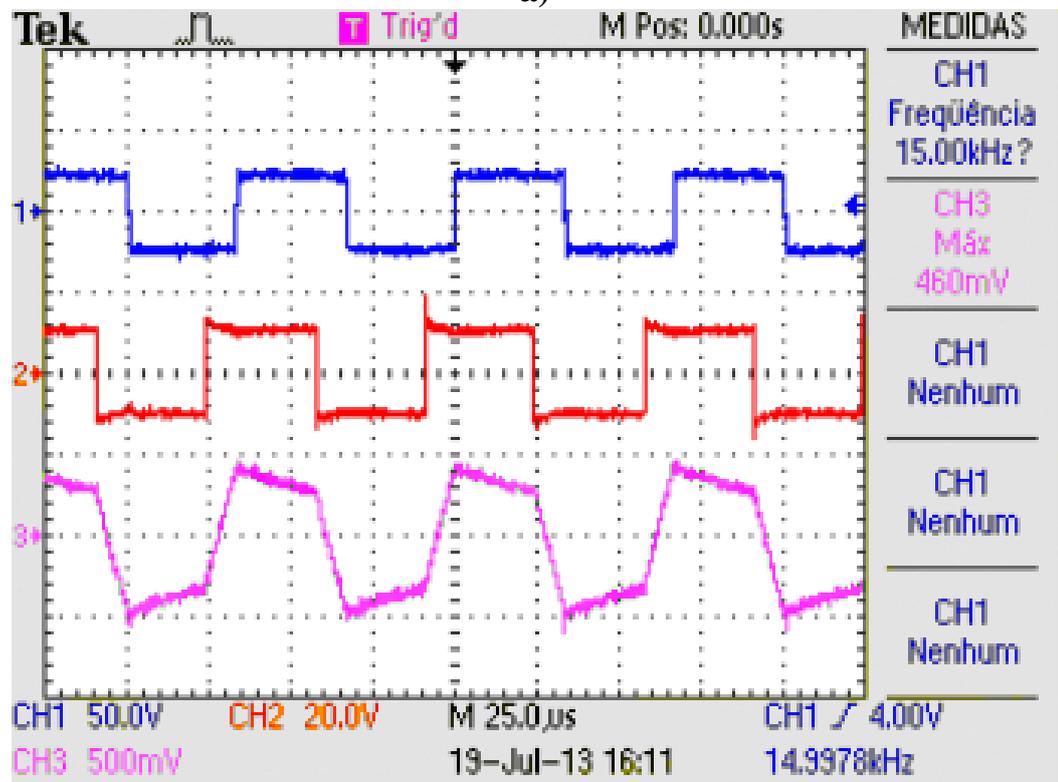


Figura 6.1 – Montagem do protótipo do conversor.



a)



b)

Figura 6.2 – Formas de onda das tensões no transformador e corrente, Canal 1 50V/div, Canal 2 20V/div e Canal 3 1,6A/div.

a) Carregando a bateria. b) Alimentando o barramento.

6.1. Operação do DAB no carregamento do banco de baterias

Na primeira condição de verificação de funcionamento do conversor, foi realizado o processo de carregamento completo da bateria conforme a simulação do capítulo 5. Essa condição de experimento visa observar o funcionamento do algoritmo de carga da bateria.

A Figura 6.3 apresenta a curva de tensão e corrente da bateria durante o processo de carga destacando as etapas do algoritmo de quatro estados. Observa-se que a tensão da bateria no início do estado de carga rápida apresenta um pequeno decaimento e depois volta a subir, esse pequeno decaimento deve-se a temperatura interna da bateria em que, após começar a carga há uma pequena elevação de temperatura o que modifica as características elétricas da bateria, como a resistência interna. A corrente de carga rápida foi limitada a 10% C(Ah), ou seja, 900mA. Essa corrente foi constante até a bateria atingir a tensão de 14,5V, onde começa o estado de equalização, para evitar a sobretensão a corrente começa a ser diminuída e mantendo a tensão regulada. Pela Figura 6.3, observa-se que o estado de flutuação começa quando a corrente de carga atinge o valor de 2% C(Ah), ou seja, 180mA. Nesse momento a tensão de referência passa a ser a tensão de flutuação, com o nível de 13,8V. Essa mudança de estado é caracterizada por uma momentânea descontinuidade da corrente de carga. Nesse estado a corrente continua decaindo, porém a uma razão menor.

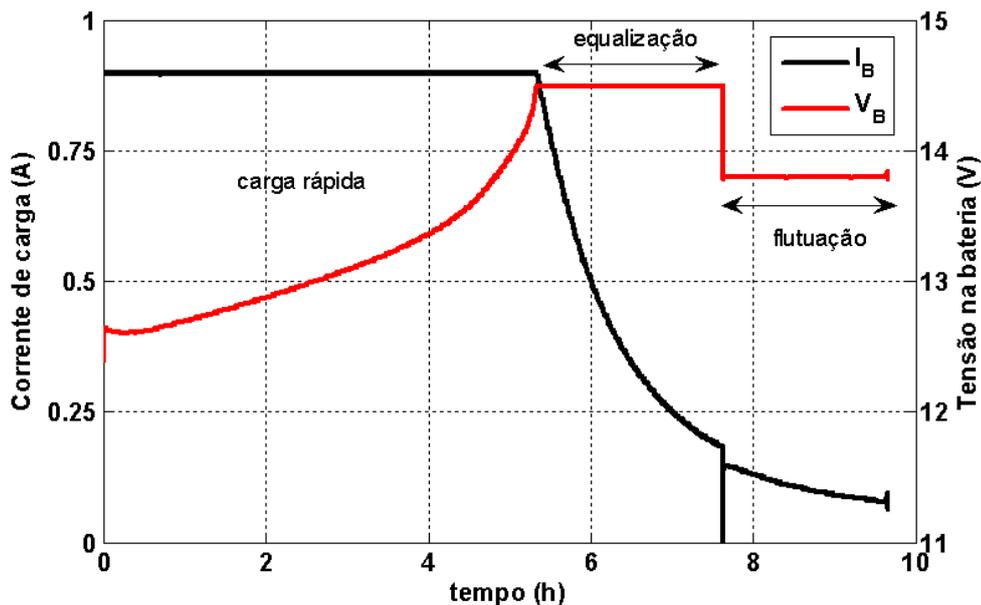


Figura 6.3 – Curva de tensão e corrente de carga da bateria durante o processo de carga.

Nessa segunda condição de verificação de funcionamento do conversor, foi realizado o processo de carregamento completo da bateria onde a potência do barramento c.c. não é suficiente para carregar a bateria com a máxima corrente de carga. Essa condição visa verificar a atuação da malha A contrapondo-se à malha B como forma de manter a tensão do barramento c.c. regulada. A limitação de potência é feita na fonte regulada, limitando a corrente fornecida pelo barramento em 430mA, o que limitará a corrente de carga da bateria em torno de 860mA desconsiderando as perdas.

A Figura 6.4a apresenta a tensão no barramento c.c. durante todo o processo de carregamento da bateria, observa-se que no intervalo de tempo de 0h até o instante de tempo A, a tensão no barramento manteve-se regulada em 24V. Nesse mesmo intervalo houve a atuação da malha A de forma a limitar a corrente de carga na bateria conforme apresenta a Figura 6.4b. Dessa forma a referência de corrente de carga da bateria I_{Bref} é a diferença entre a corrente da malha B, I_{refB} , pela malha A, I_{refA} , como pode ser observado nas Figuras 6.4b e 6.4c. Como a bateria estava no estado de carga rápida, a corrente I_{refB} é mantida constante em 900mA. Não havendo a ação da malha A contrapondo a malha B, a tensão no barramento c.c. diminuiria até se conseguir a corrente de carga de 900mA ou até atingir o limite do defasagem angular. A partir do instante de tempo A, como houve uma diminuição de corrente de carga e conseqüentemente a elevação na tensão do barramento c.c., a corrente I_{refA} passa a ser 0A e a corrente de referência de carga da bateria I_{Bref} passa somente a ser corrente da malha B, I_{refB} .

No instante de tempo A, iniciou-se o estado de equalização, havendo a diminuição da corrente de carga da bateria, tendo como reflexo a elevação da tensão no barramento conforme apresentado na Figura 6.4b. Esse estado finaliza no instante de tempo B, onde há uma interrupção momentânea da corrente de carga da bateria.

Pela Figura 6.4c observa-se que o processo de carregamento da bateria seguiu o algoritmo de quatro estados, mesmo o barramento c.c. não tendo potência suficiente para carregamento da bateria com corrente de carga máxima permitida. Essa condição de experimento ilustra uma vantagem dessa estrutura de controle que é a localização do ponto de equilíbrio entre fluxo de potência para o carregamento de baterias mesmo não havendo potência suficiente na nanorrede. Na Figura 6.4b observa-se que após o instante de tempo A, a ação da malha A é zero, o que demonstra que a malha A não controla o processo de carregamento de bateria e sim limita a corrente de carga.

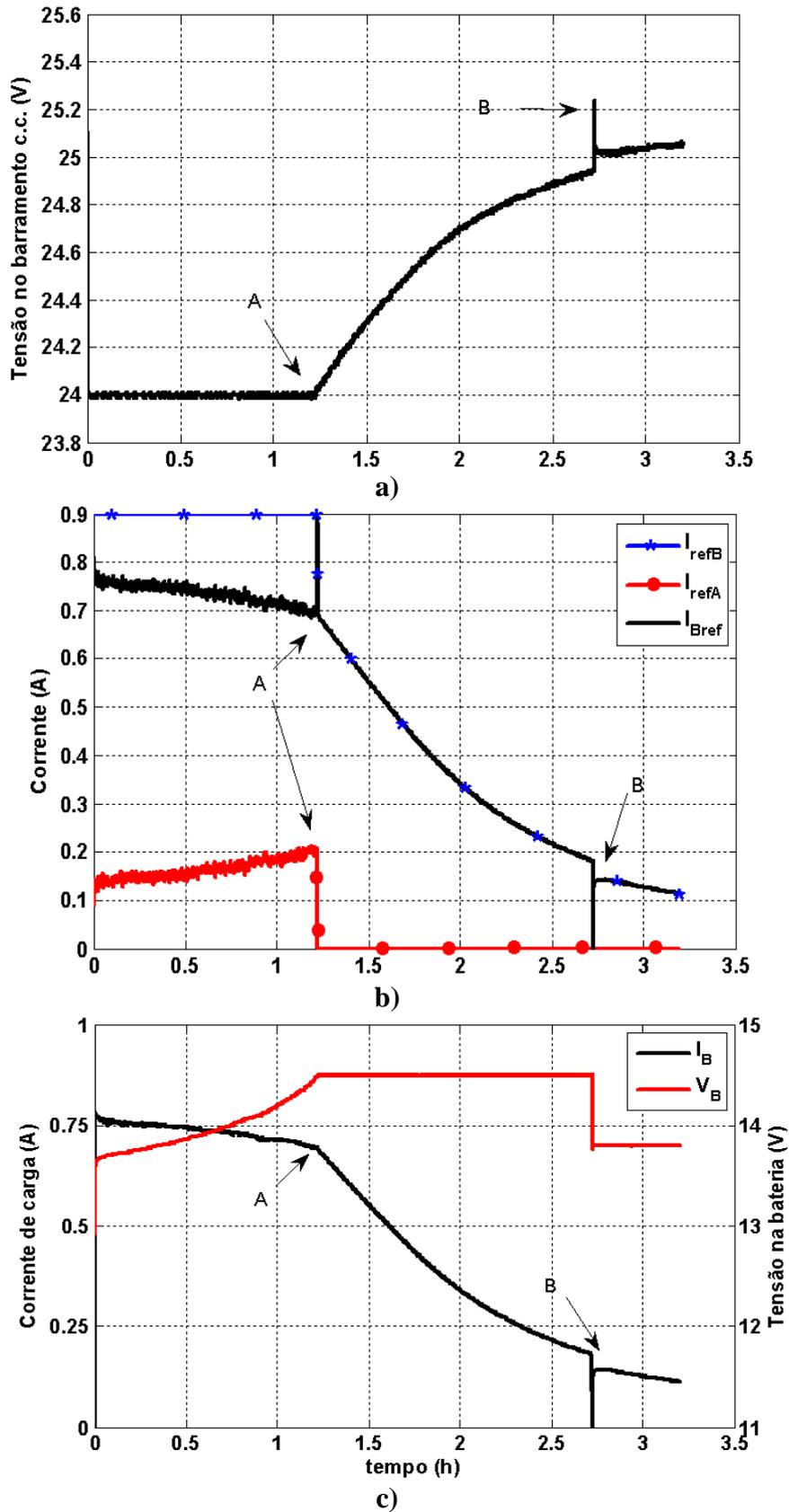


Figura 6.4- Carregamento da bateria com corrente reduzida.
 a) Tensão no barramento c.c. b) Corrente de referência das malhas.
 c) Curva de tensão e corrente de carga da bateria.

6.2 Operação do DAB na regulação do barramento c.c. sob perturbações de potência

A Figura 6.5 apresenta a condição onde o barramento c.c. foi submetido a perturbações de potência. As perturbações consistiam em aumentar a carga do lado do barramento c.c. através da ligação dos resistores de potência e com a mudança do limite de corrente da fonte regulada. A ligação dos resistores ocasionará a diminuição da tensão de saída da fonte reproduzindo assim afundamentos de tensão no barramento c.c. Essas perturbações foram divididas em intervalos de tempos representados pelas letras de A até H e são indicadas nas figuras. A condição inicial da bateria é no estado de carga rápida com tensão aproximadamente de 13,5V.

A primeira perturbação, no intervalo A, foi causada pelo acionamento do resistor de 206Ω , o que provocou a inversão do fluxo de potência e como consequência a corrente da bateria I_B passando a ser negativa, conforme a Figura 6.5c. A corrente I_B segue a corrente de referência I_{Bref} sendo essa a diferença de I_{refB} e I_{refA} conforme pode ser visto na Figura 6.5b. Pela Figura 6.5a observa-se que a tensão do barramento foi mantida regulada em 24V. No intervalo de tempo B, a perturbação foi causada pela ligação somente do resistor de 56Ω ocasionando aumento do fluxo de potência da bateria para o barramento c.c. No intervalo de tempo C a perturbação é causada pela ligação somente do resistor de 150Ω . Observa-se pela Figura 6.5c que a tensão da bateria tem um pequeno aumento em relação ao estado anterior. Apesar de bateria esta sendo descarregada, esse aumento de tensão é causado pela diminuição da queda de tensão na resistência interna da bateria, pois diminui-se a corrente de descarga. A perturbação no tempo D foi ocasionada pelo aumento da limitação de corrente da fonte, permitindo-se a alimentação das cargas e o carregamento da bateria com a máxima corrente de carga. A perturbação seguinte consistiu em diminuir o limite de corrente da fonte. No intervalo de tempo E, ocorreu a situação onde a potência do barramento c.c. é suficiente apenas para alimentar as cargas sem condição de carregar a bateria, observa-se que na Figura 6.5b $I_{refB} = I_{refA}$ resultando em $I_{Bref} = 0$. Nesse momento a tensão medida na bateria é praticamente a tensão de circuito aberto. As perturbações posteriores consistiram em alterações no limite de corrente da fonte regulada. Observa-se pela Figura 6.5b que durante todas as perturbações a referência de corrente I_{refB} da malha B manteve-se constante na máxima corrente de carga. Isso demonstra que a malha B não atua na regulação do barramento.

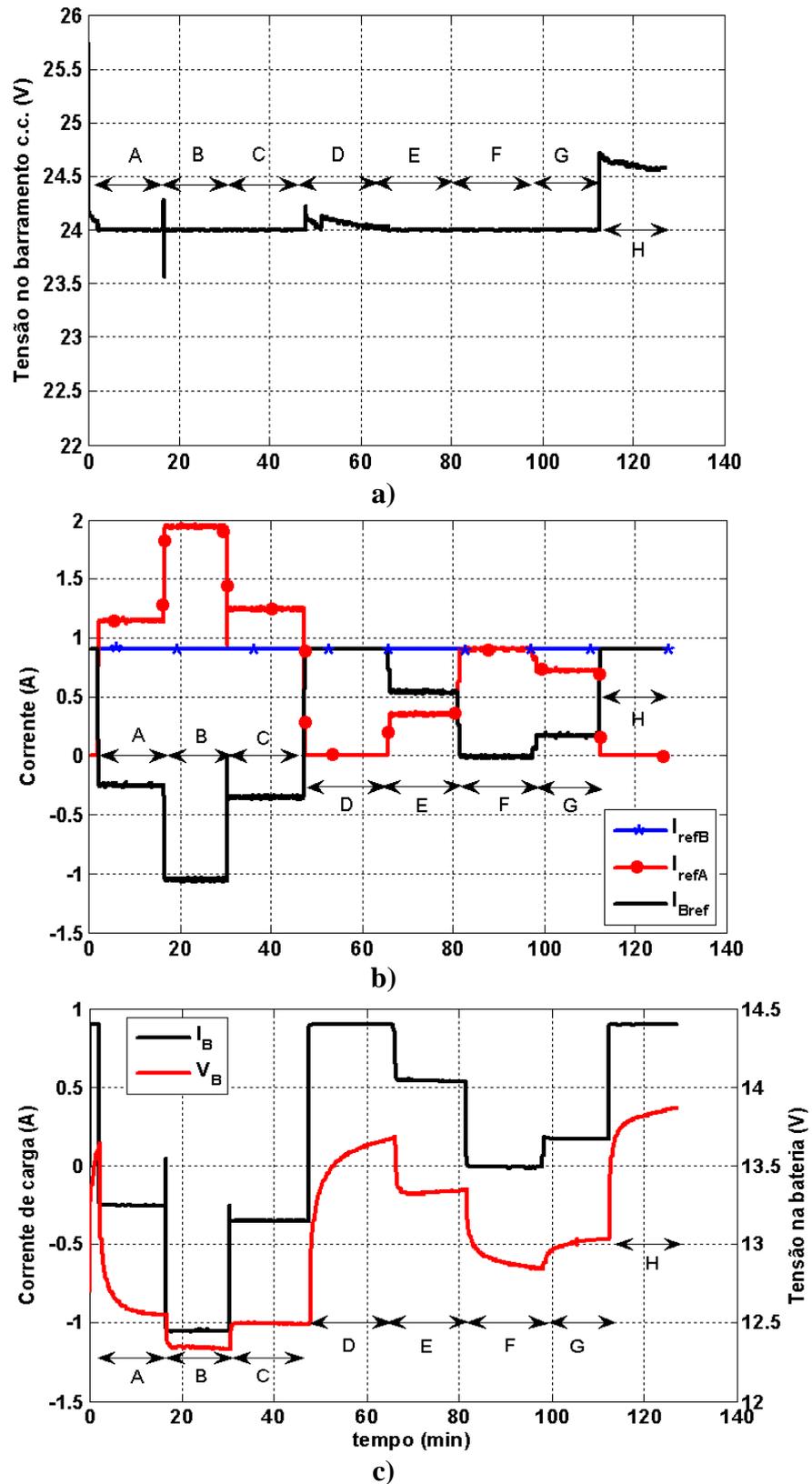


Figura 6.5 – Perturbação no barramento c.c. a) Tensão no barramento c.c. b) Corrente de referência das malhas. c) Curva de tensão e corrente da bateria.

6.3 Operação do DAB com *phase-shift-plus*

A implementação da modulação *phase-shift-plus* atuará na finalização do estado de equalização e durante o estado de flutuação. Para a verificação do conversor com essa modulação implementada, foram feitos dois experimento de carga completa da bateria um apenas com modulação *phase-shift* e o outro com modulação *phase-shift-plus*, sendo que essa modulação somente será utilizada quando for detectado que o conversor entrou na região de comutação dissipativa. Essa detecção é feita através da implementação de (2.23) e (2.24) no controle digital.

Conforme apresentado em simulação no capítulo 5, a implementação da modulação *phase-shift-plus* não alterou a curva de corrente de carga da bateria, conforme a Figura 6.6a. Houve um atraso na entrada do estado de equalização, com a modulação *phase-shift*, devido ao estado inicial de carga da bateria ser menor do que a segunda bateria, como pode ser visto através do nível de tensão da bateria apresentado na Figura 6.6b. Na Figura 6.6a observa-se uma descontinuidade na corrente o que indica o início do estado de flutuação da bateria.

O menor valor de defasagem entre as tensões no estado de equalização, aplicando-se (2.23) seria $\delta \geq 0,08$. Ao detectar a defasagem menor ou igual a esse valor, o conversor altera o ciclo de trabalho da tensão V_{acB} de forma que aumente a defasagem entre as tensões dos terminais do transformador conforme pode ser observado na Figura 6.6c. O valor, da nova defasagem, foi maior do que o teórico. Esperava-se um $\delta = 0,1$ e o valor obtido experimentalmente foi $\delta = 0,14$. Algumas causas como queda na tensão no resistor série que mede a corrente, resistência de condução e queda de tensão nos transistores, em um protótipo em escala reduzida, tornam-se significativas fazendo com que se necessite de um δ maior do que o previsto.

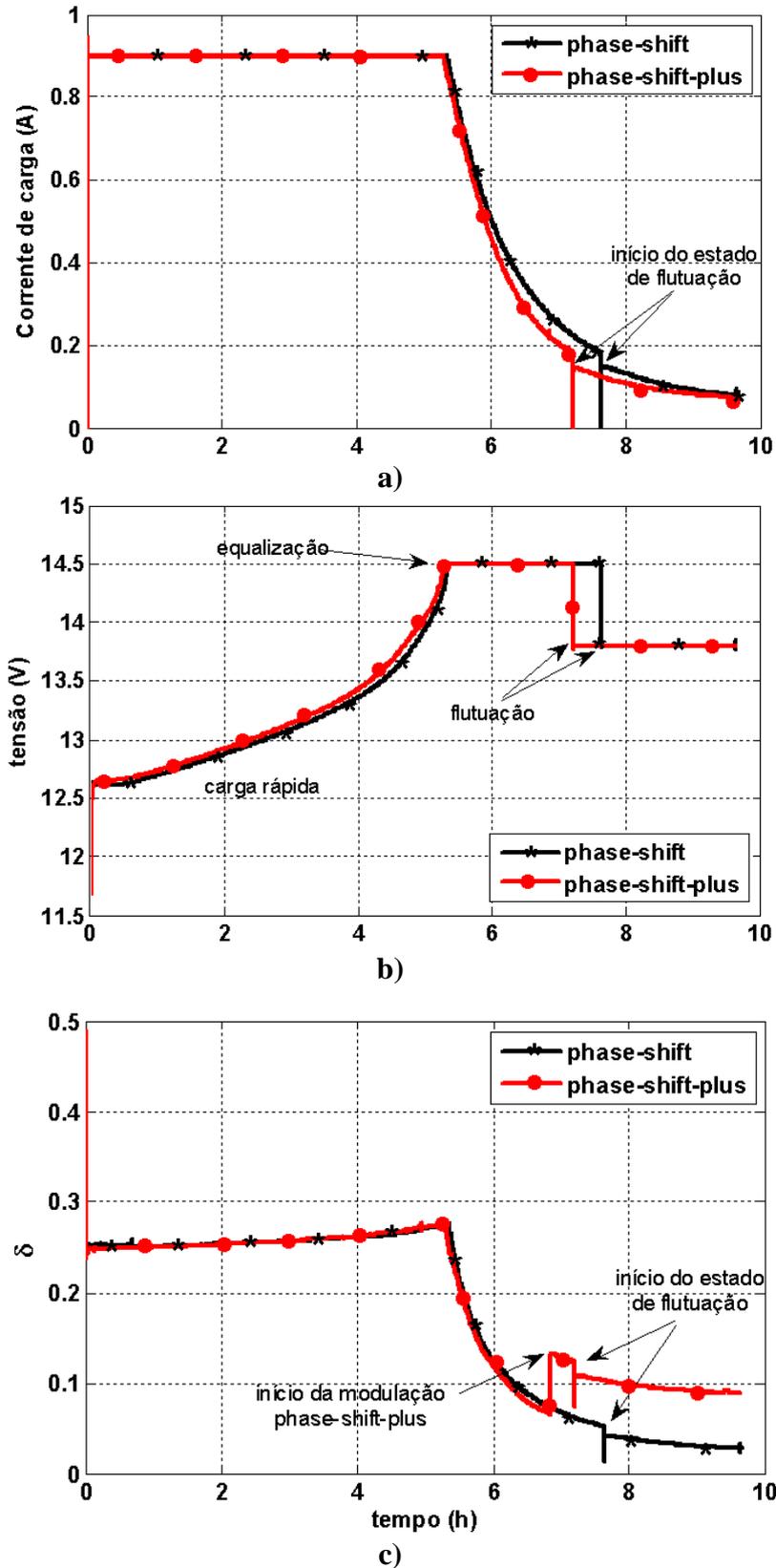


Figura 6.6 – Processo de carregamento de baterias com modulação *phase-shift* e *phase-shift-plus*.
 a) Corrente de carga da bateria. b) Tensão na bateria.
 c) Defasagem entre as tensões V_{acA} e V_{acB}

A Figura 6.7 apresenta a potência de entrada no conversor durante todo o processo de carga da bateria. Observa-se que a curva de potência segue o mesmo perfil da defasagem angular, apresentado na Figura 6.6c. Nota-se a elevação de potência durante o processo de carga rápida, que compreende o intervalo de tempo de 0h à 4h40m. Isto se infere do fato de que a carga da bateria é com corrente constante e durante esse estado há elevação da tensão da bateria. A utilização da modulação *phase-shift-plus* provocou uma pequena queda na potência de entrada do conversor, como pode ser visto pelo destaque na Figura 6.7. Essa queda é devido à saída do conversor da região de comutação dissipativa. Pode observar que houve uma diminuição de aproximadamente 0,3W.

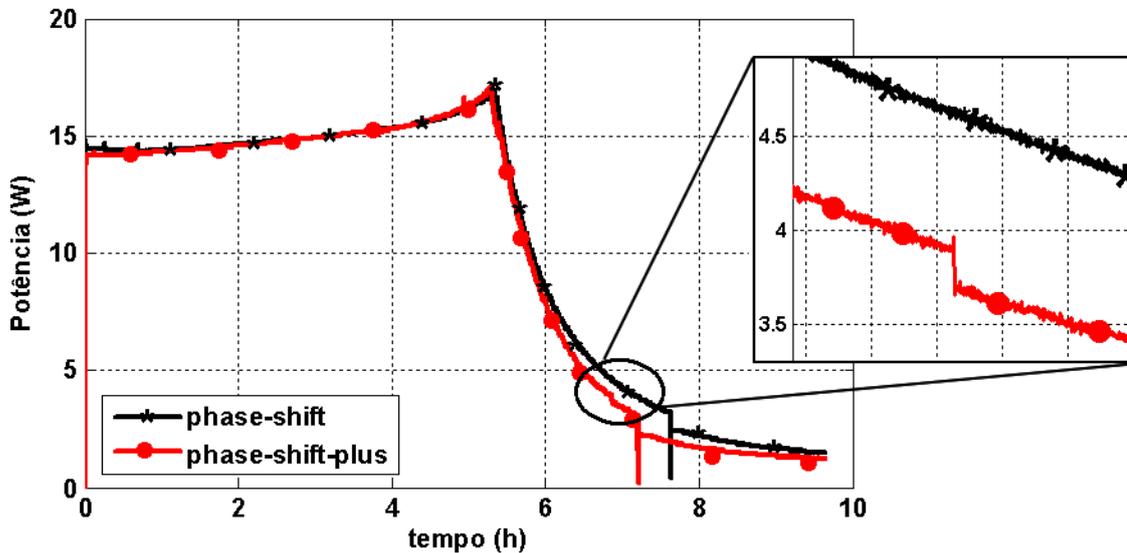


Figura 6.7 – Potência de entrada do conversor durante o carregamento da bateria.

A eficiência do conversor durante o processo de carregamento das baterias é apresentado na Figura 6.8. Observa-se que durante o estado de carga rápida a eficiência do conversor é de 80%. Essa eficiência poderia ser maior visto que no protótipo em escala reduzida as perdas por condução nos semicondutores e as perdas nos resistores série de medição de corrente tornam-se bem significativas. Já no estado de equalização a eficiência do conversor é aumentada para aproximadamente 90%, pois nesse momento a corrente de carga é diminuída e por consequência as perdas por condução também. Observa-se também que a retirada do conversor da região de comutação dissipativa provoca um aumento considerável na sua eficiência durante o estado de flutuação da bateria e na finalização do processo de equalização.

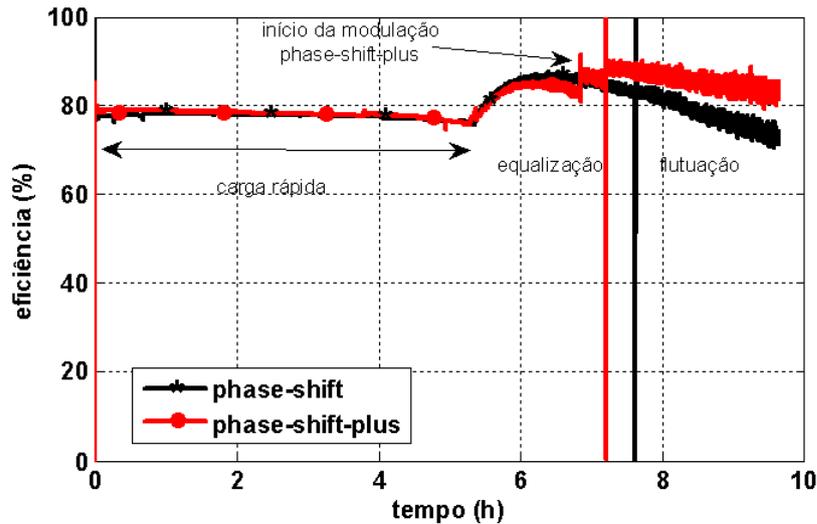


Figura 6.8 – Eficiência do conversor durante a recarga da bateria.

6.4 Conclusões do capítulo

Este capítulo apresentou os resultados experimentais obtidos de forma a validar a estrutura de controle proposta através da comparação com os resultados obtidos em simulação. Foi realizada uma apresentação do protótipo em escala reduzida no qual foram obtidos os resultados experimentais.

A primeira análise foi feita sobre as formas de onda da tensão e corrente no transformador para verificar o funcionamento de acordo com o princípio teórico. Foram analisadas duas condições: a primeira quando a bateria está sendo carregada, observou-se a tensão no primário do transformador V_{acA} adiantada em relação à tensão no secundário V_{acB} ; a segunda condição foi quando o fluxo de potência é invertido – a bateria alimentando o barramento c.c. pode-se observar a tensão V_{acB} adiantada em relação à V_{acA} . Por essa análise foi possível verificar o controle do fluxo de potência pela defasagem angular entre as tensões dos terminais do transformador.

A realização do processo de carregamento completo da bateria possibilitou observar o funcionamento do algoritmo de quatro estados através das curvas de tensão e corrente da bateria corroborando as curvas apresentadas na Figura 3.1a. Observou-se que as curvas de tensão e corrente obtidas experimentalmente tiveram uma divergência das curvas obtidas em simulação por causa do modelo proposto para simulação da bateria. O a simulação do banco de baterias foi realizado por meio de um circuito RC, tendo a dinâmica da tensão muito mais rápida do que a bateria real. Embora houvesse essa divergência, o comportamento do controle foi

observado o mesmo, tanto em simulação quanto experimentalmente. Dessa forma, foi possível validar assim, a técnica de carregamento de baterias pelo algoritmo de quatro estados.

Foi realizado o processo de carregamento da bateria, onde a potência do barramento c.c. não permitisse a máxima corrente de carga para a bateria. Essa condição permitiu demonstrar uma das vantagens da estrutura de controle proposta. A atuação da malha A diminuindo a referência de corrente de carga da bateria, mantendo o processo de carregamento e também a tensão regulada no barramento.

O fluxo bidirecional de potência do conversor foi observado através da corrente de carga da bateria, passando de positiva para negativa e vice-versa. Esse fluxo bidirecional de potência também pode ser verificado pela diferença das correntes das malhas A e B. Também foi possível observar o comportamento do conversor no ponto onde o fluxo de potência entre a bateria e o barramento c.c. é praticamente zero, nessa situação a corrente da malha A é igual a da malha B.

Verificou-se que implementação da modulação *phase-shift-plus* não alterou o processo de carregamento da bateria em relação à modulação *phase-shift*. A razão de defasagem entre as tensões nos terminais do transformador, permitiu concluir que a modulação *phase-shift-plus* provoca um aumento dessa defasagem em relação à modulação *phase-shift* para o mesmo nível de potência. Através dos resultados apresentados de potência de entrada do conversor e da curva de eficiência, comparando as duas técnicas de modulação foi possível concluir que a utilização da modulação *phase-shift-plus* fez com que o conversor evitasse a região de comutação dissipativa.

Capítulo 7

Conclusões gerais

Neste trabalho, inicialmente, apresentou um panorama sobre energia elétrica no Brasil e no mundo, justificando a necessidade sobre o aumento de oferta de energia elétrica, as limitações da utilização de combustíveis fósseis, as vantagens da diversificação de fontes geradoras de energia não poluentes. Foram apresentadas as mudanças que vem ocorrendo no sistema elétrico de potência. Conseqüentemente, a introdução de microgeração e surgimento de novos conceitos como microrredes e nanorredes que se apresentam de forma promissora para a sustentação da produção da energia elétrica. Novos conceitos como *Smart Grid* ou redes inteligentes de energia, microrrede e nanorredes são apresentados e definidos. No Brasil, não há uma definição exata de nanorrede, não existem normas brasileiras que definam essa estrutura, normatizando suas peculiaridades. A Resolução normativa nº 482 de 17 de abril de 2012 da ANEEL, que é a norma vigente, define microgeração e minigeração.

A nanorrede, tema desta dissertação, foi apresentada, ressaltando algumas da vantagem na utilização de barramentos de tensão contínua e justificando os níveis de tensão nos barramentos de tensão que esta microrrede deverá atuar. Também foi discutida a necessidade de um sistema de armazenamento de energia como forma a aumentar a disponibilidade de energia elétrica do sistema, de forma a adequar os picos de geração com o consumo de energia. A utilização de um sistema de armazenamento de energia, numa nanorrede de tensão contínua, demanda a necessidade de um conversor bidirecional de tensão, de forma a proporcionar o fluxo de potência entre banco de baterias e barramento, de forma bidirecional de acordo ao estado da energia num determinado momento. Arelada a essa necessidade, apresentou-se a proposta do conversor bidirecional denominado de *Dual Active Bridge*, como uma interface entre o barramento de tensão c.c. e o banco de baterias, de forma a regular a tensão no barramento c.c. ou realizar o carregamento do banco de bateria.

Foi realizado o estudo das principais topologias de conversores bidirecionais não isolados e isolados, apresentando a forma de operação e mostrando as vantagens e desvantagens entre cada um deles. Foi apresentado e investigado em quais circunstâncias há a necessidade de utilização de conversores isolados numa nanorrede. Com isso, devido aos níveis de tensão

para o barramento da nanorede e ao sistema de baterias, optou-se pela utilização de um conversor bidirecional isolado.

Foi realizado um estudo sobre os conversores bidirecionais isolados, mostrando as principais topologias e os princípios de operação. Dentre essas topologias, foi selecionada o conversor *Dual Active Bridge* – DAB, devido ao nível de potência em que ele opera, adequando-se a nanorede pretendida. Esta escolha também foi fundamentada pela facilidade de implementação do controle do fluxo de potência, o qual é realizado pela modulação *phase-shift* e a implementação de comutação não dissipativa através de controle digital, apresentado no Capítulo 2 da presente dissertação.

Através do estudo das principais técnicas de modulação para o conversor DAB, permitiu a seleção da modulação *phase-shift* para o conversor DAB no controle do fluxo de potência entre barramento c.c. e o banco de baterias. Contudo, a utilização apenas desse método de modulação leva o conversor a operar em região de comutação dissipativa em aplicações com uso de baterias. Dessa forma verificou-se a necessidade da utilização de mais um método de modulação. A modulação *phase-shift-plus* é selecionada porque apenas o secundário do transformador precisará do ajuste do ciclo de trabalho da tensão. Dessa forma estende-se a faixa de comutação não dissipativa do conversor para toda faixa de tensão do banco de baterias.

O processo do controle de carga das baterias descrito pelo o algoritmo de quatro estados é o mais adequado para implementação no controle do DAB, pois está baseado no controle por tensão constante e por corrente constante que é feito com a utilização da malha de tensão em cascata com a malha de corrente, garantindo o processo de carregamento de baterias sem sobrecorrente e sobretensão.

Uma análise do conversor a partir dos modelos do DAB como fonte de corrente média, gerou um conjunto de equações as quais foram utilizadas para o dimensionamento dos componentes do conversor. A modelagem da bateria é complexa em virtude da quantidade de variáveis que deve ser levadas em conta como: temperatura, estado de carga, estado do eletrólito, sulfatação das placas ou células, entre outras. Uma modelagem simplificada da bateria baseada num circuito RC permitiu observar o comportamento da estrutura de controle do conversor DAB em simulação.

Os resultados, de simulação e experimentais, apresentados serviram para validar a estrutura de controle proposta, através desses resultados foi possível observar a regulação do barramento c.c. e as etapas do processo de carregamento de baterias. Também foi possível

notar a transição suave do fluxo de potência quando o barramento c.c. foi submetido a perturbações de potência. A estrutura de controle proposta, além de fazer a transição suave entre o fluxo de potência, permite ajustar o processo de carregamento de baterias mesmo em condições onde a potência da nanorrede limita a corrente de carga do banco de baterias.

A entrada do conversor na região de comutação dissipativa foi comprovada pelo nível de potência de entrada do conversor no intervalo de tempo entre a finalização do processo de equalização e durante o processo de flutuação. A saída do conversor da região de comutação dissipativa, com a utilização da modulação *phase-shift-plus*, pode ser observada através da comparação entre os níveis de potência de entrada do conversor com as duas modulações. Conclui-se que a utilização da modulação *phase-shift-plus* proporciona ao conversor um ganho de eficiência quando essa é comprometida pela comutação dissipativa.

Através de unidades dedicadas de *PWM* do DSP, a implementação do deslocamento de fase fica baseada somente na alteração do conteúdo do registrador do DSP, dispensando a necessidade de circuitos temporizadores e contadores. Através do controle do conversor analógico-digital (ADC) do DSP, foi possível eliminar a necessidade de utilização de filtros para obtenção dos sinais de amostragem.

A utilização do protótipo em escala reduzida proporcionou a observância do funcionamento da técnica de controle proposta e problemas que poderão surgir no desenvolvimento do conversor em escala de potência maior. Um desses problemas observados foi a indutância do transformador, que por apresentar a indutância total de dispersão muito baixa para o nível de potência desejado, fez com que fosse necessário a utilização de um indutor em série com o transformador. Observou-se também que as perdas por condução nos semicondutores tornam-se bem significativas para o conversor quando é feita uma análise de eficiência. Por outro lado, o protótipo em escala reduzida permitiu a reprodução das condições de operação que o conversor estará sujeito na nanorrede.

A utilização de baterias de chumbo-ácido permitiu a utilização do controle de carga pelo algoritmo de quatro estados, pois para esse tipo de bateria o melhor processo de carregamento é o que combina corrente e tensão constante. A desvantagem na utilização desse tipo de bateria é que para prolongar sua vida útil é necessário limitar sua corrente de descarga. Contudo, comparando preço e facilidade de aquisição em relação a outros sistemas de armazenamento de energia, as baterias de chumbo ácido são a melhor opção para aplicações em nanorredes.

7.1 Proposta de continuidade

A utilização do conversor DAB como mecanismo de regulação de barramento c.c. em nanorrede com interface para o banco de baterias permitiu a observação de novas oportunidades de abordagem do assunto e de continuidade de trabalho. Algumas propostas de continuidade para trabalhos futuros observados foram:

- Implementação do conversor na nanorrede;
- Implementar na estrutura de controle a etapa de carga lenta da bateria;
- Implementação de outras técnicas de modulação que permitam o conversor operar quando uma das baterias do banco de baterias estiver danificada – nesse caso isola-se a bateria danificada, e o banco de baterias irá operar com tensão menor;
- Estudar a eficiência do conversor e analisar os métodos de modulação que apresentem melhor eficiência;
- Uma estrutura de controle que permite mudar a modulação para obter melhor eficiência no ponto em que o conversor esteja operando;
- Implementação de algoritmo de controle de carga para as baterias de íon-lítio.

Referências bibliográficas

- [1] Zhongcheng, L.; Tong, Y., “Renewable Energy Basing on Smart Grid”, *Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), 6th International Conference on*, pp.1,4, 23-25 Sept. 2010.
- [2] Tavares, I., “Meio Ambiente: Brasil deve investir em energia renovável para não faltar luz, diz especialista”, *UOL Notícias*, São Paulo, 06/05/2013.
- [3] Falcão, D. M., “Integração de Tecnologias para Viabilização da Smart Grid”, *III Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*, pp. 1-5, 2010.
- [4] Guerrero, J.M.; Vasquez, J.C.; Matas, J.; de Vicuña, L.G.; Castilla, M., “Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids - A General Approach Toward Standardization”, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.58, no.1, pp.158,172, Jan. 2011.
- [5] Chowdhury, S.; Crossley, S. P., “Microgrids and Active Distribution Networks”, *IET*, 1st Edition, London, United Kingdom, 2009.
- [6] Lasseter, R. H., “Smart Distribution: Coupled Microgrids”, *in Power Electronics Specialists Conference*, vol. 6, pp. 4285-4290, 2004.
- [7] Cvetkovic, I., “Modeling, Analysis and Design of Renewable Energy Nanogrid”, Dissertation of Master of Sciences, Virginia Tech, EUA, 2010.
- [8] Lasseter, R. H.; Paigi, P., “Microgrid: A Conceptual Solution”, *in Power Electronics Specialists Conference*, vol. 6, pp. 4285-4290, 2004.
- [9] Lasseter, R., “Microgrid and Distributed Generation”, *Journal of Energy Engineering*, American Society of Civil Engineers, Sep 2007.

- [10] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL. Resolução normativa nº 482 de 17 de abril de 2012. Estabelece as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica, o sistema de compensação de energia elétrica, e dá outras providências.
- [11] Bryan, J.; Duke, R.; Round, S., “Decentralized generator scheduling in a nanogrid using DC bus signaling”, in *Power Engineering Society General Meeting, 2004*. IEEE, vol. 1, pp. 977-982, 2004.
- [12] Fred, C. L.; Boroyevich, D.; Mattavelli, P.; Ngo, K. “Proposal for a Mini - Consortium on Sustainable Buildings and Nanogrids”, *Center for Power Electronics Systems, Virginia TechI, Blacksburg, VA, August 2010*.
- [13] Sannino, A.; Postiglione, G.; Bollen, M.H.J., “Feasibility of a DC network for commercial facilities”, *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.39, no.5, pp.1499,1507, Sept.-Oct. 2003.
- [14] Zhao, B.; Yu, Q.; Sun, W., “Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converter for Power Distribution in Microgrid”, *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4667-4680, November 2012.
- [15] Karshenas, H.R.; Daneshpajoo, H.; Safaee, A.; Bakhshai, A.; Jain, P., “Basic families of medium-power soft-switched isolated bidirectional dc-dc converters”, *Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2011 2nd*, pp.92,97, 16-17 Feb. 2011.
- [16] M. A. Sofla, Lingfeng Wang, “Control of DC-DC Bidirectional Converters for Interfacing Batteries in Microgrids”, in *Power Systems Conference and Exposition (PSCE)*, pp. 1-6, 2011.
- [17] Babokany, A.S.; Jabbari, M.; Shahgholian, G.; Mahdavian, Mehdi, “A review of bidirectional dual active bridge converter”, in *Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2012 9th International Conference*, pp.1,4, 16-18 May 2012.

- [18] Wei Li; Joos, G.; Abbey, C, “A Parallel Bidirectional DC/DC Converter Topology for Energy Storage Systems in Wind Applications”, in *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE*, pp.179,185, 23-27 Sept. 2007.
- [19] Rong-Jong Wai; Rou-Yong Duan, “High-Efficiency Bidirectional Converter for Power Sources With Great Voltage Diversity”, in *Power Electronics, IEEE Transactions*, vol.22, no.5, pp.1986,1996, Sept. 2007.
- [20] Demetriades, G. D., “On small-signal analysis and control of the single-and the dual-active bridge topologies”, Doctoral Dissertation, Royal Institute of Technology, Sweden, Stockholm, 2005.
- [21] Alonso, A.R.; Sebastian, J.; Lamar, D.G.; Hernando, M.M.; Vazquez, A., “An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion”, in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, pp.1129,1135, 12-16 Sept. 2010.
- [22] Krismer, F., “Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC–DC Converter Topologies”, Dissertation of Doctor of Sciences, ETH ZURICH, 2010.
- [23] Hua Bai; Mi, C., “Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC–DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control”, *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.23, no.6, pp.2905,2914, Nov. 2008.
- [24] Jain, A.K.; Ayyanar, R., “PWM control of dual active bridge: comprehensive analysis and experimental verification”, *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE* , pp.909,915, 10-13 Nov. 2008.
- [25] Oggier, G.G.; Ledhold, R.; Garcia, G.O.; Oliva, A.R.; Balda, J.C.; Barlow, F., “Extending the ZVS Operating Range of Dual Active Bridge High-Power DC-DC Converters”, *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pp.1,7, 18-22 June 2006.
- [26] Oggier, G.G.; García, G.O.; Oliva, A.R., “Modulation Strategy to Operate the Dual Active Bridge DC–DC Converter Under Soft Switching in the Whole Operating Range”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.26, no.4, pp.1228,1236, April 2011.

- [27] Biao Zhao; Qiang Song; Wenhua Liu, “Power Characterization of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC–DC Converter With Dual-Phase-Shift Control”, *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.27, no.9, pp.4172,4176, Sept. 2012.
- [28] Zhe Zhang; Thomsen, O.C.; Andersen, M. A E; Schmidt, J.D.; Nielsen, H.R., “Analysis and Design of Bi-directional DC-DC Converter in Extended Run Time DC UPS System Based on Fuel Cell and Supercapacitor”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, pp.714,719, 15-19 Feb. 2009.
- [29] G. G. Oggier, G. O. García, A. R. Oliva, “Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses”, *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 24, no. 7, pp. 1026-1838, July 2009.
- [30] Zhou Haihua; Khambadkone, A.M., “Hybrid Modulation for Dual Active Bridge Bi-Directional Converter With Extended Power Range For Ultracapacitor Application”, *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, pp.1,8, 5-9 Oct. 2008.
- [31] Mota, J. O.; Lopes, C. D. B.; Silva, W. L. S.; Almeida, T. M. P., “Sistema de armazenamento de energia solar com controle microprocessado para dispositivos eletrônicos”, *VII Congresso Norte Nordeste de Pesquisa e Inovação – CONNEPI 2012*, Palmas-TO, Brasil, 19-21 Outubro 2012.
- [32] A. Trento, A. T. Feldens, “Carregador de Baterias Tipo Chumbo Ácido com PIC16F876A”, in *Toroid do Brasil*, AN 08002,vol. 1.0, S. José dos Pinhais-PR, Brasil, Jan/2008.
- [33] Texas Instruments, “U-510 Using the bq2031 to Charge Lead-Acid Batteries”, Texas Instruments Incorporated, pp. 15, 1999.
- [34] RTA, “Manual técnico baterias seladas estacionárias chumbo-ácido reguladas por válvula (VRLA)”.
- [35] MOBATT200 CARREGADOR DE BATERIAS.
- [36] UNICOBA, “Manual Técnico Bateria UNIPOWER UP - Bateria Chumbo-Ácida Selada Regulada por Válvula”, São Paulo, Brasil, rev .050920.

- [37] Cardozo, D. D. M.; Balda, J. C.; Trowler, D.; Mantooth, H. A., “Novel Nonlinear Control of Dual Active Bridge”, in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 321-327, 2010.
- [38] Kim, M.; Rosekeit, M.; Sul, S.; De Doncher, R. W. A. A., “A Dual-Phase-Shift Control Strategy for Dual-Active-Bridge DC-DC Converter in Wide Voltage Range”, in *8th International Conference on Power Electronics – ECCE*, pp. 364-371, May 30-June 3 2011.
- [39] Costinett, D.; Zane, R.; Maksimovic, D., “Automatic Voltage and Dead Time Control for Efficiency Optimization in a Dual Active Bridge Converter”, in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1104-1111, 2012.
- [40] Naayagi, R. T.; Forsyth, A. J.; Shuttleworth, R., “Bidirectional control of a dual active bridge DC-DC converter for aerospace applications”, *Power Electronics, IET* , vol.5, no.7, pp.1104,1118, August 2012.
- [41] Silva, Waner. W. A. G.; et. al., “Study of the application of bidirectional dual active bridge converters in dc nanogrid energy storage systems”, in *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 609-614, Gramado-RS, Brazil, October 2013.
- [42] Jackey, R. A., “A Simple, Effective Lead-Acid Battery Modeling Process for Electrical System Component Selection”, The MathWorks, Inc., 2007.
- [43] Texas Instruments, “Developing an advanced, predictive battery health monitoring solution with a low-cost microcontroller solution”, Texas Instruments Incorporated, pp. 6, September 2012.
- [44] Erickson, R.; Maksimovic, D., “Fundamentals of Power Electronics”, Kluber Academic Publishers, Second Edition, Massachusetts, USA, 2000.
- [45] Pressman, A. I.; Billings, K.; Morey, T., “Switching Power Supply Design”, McGraw-Hill, 3rd Edition, 2009.
- [46] Barbi, I., “Eletrônica de potência: projetos de fontes chaveadas”, I. Barbi , Florianópolis, Brasil, 2009.

[47] Thorton Eletrônica Ltda., Catálogo de núcleo NEE de ferrite, Edição eletrônica, São Paulo, Brasi. Disponível em <http://www.thornton.com.br> - Acessado em 12/06/2013

[48] Supplier Indústria e Comércio de Eletro Eletrônicos Ltda., Manual técnico do driver duplo DRO100D25A, 2012, Joinvile, Brasil. Disponível em <http://supplier.ind.br/index.php> - Acessado em 10/08/2013

[49] International Rectifier (IR), <http://www.irf.com> - Acessado em 10/08/2013.

[50] EPCOS, <http://www.epcos.com.br/> - Acessado em 20/08/2013.

[51] Semikron, <http://www.semikron.com/> - Acessado em 20/08/2013.

Apêndice A

Projeto do conversor DAB

Para o projeto do conversor, inicialmente será realizado o projeto do transformador do conversor DAB, o qual consiste em duas pontes H-H como mostrado na Figura A.1.

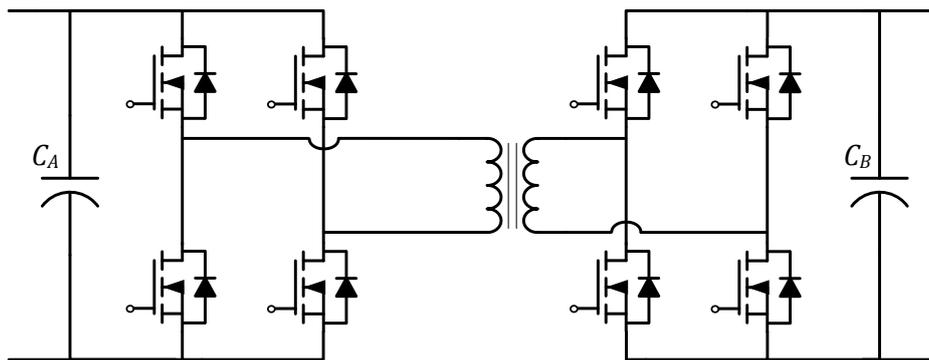


Figura A.1 – Esquemático do conversor DAB.

Este conversor funcionará com a modulação *phase shift*. O projeto será realizado considerando os seguintes valores:

Tensão do primário $V_A = 380\text{V}$;

Tensão do secundário $V_B = 48\text{V}$;

Potência $P_o = 960\text{W}$;

Frequência de chaveamento $f_s = 15\text{kHz}$;

Razão de defasagem angular $d = 60^\circ/180^\circ$;

Rendimento esperado $\eta = 90\%$.

A.1 Projeto do transformador

Para o projeto do transformador, assume-se a queda de tensão das chaves semicondutoras $V_{sw} = 0,7V$ e dos diodos $V_d = 0,7V$. Tempo de condução das chaves $T_{on_sw} = 0,5T_s$, onde $T_s = 1/f_s$. Assumindo dois pares de chaves semicondutoras de cada ponte conduzindo, sendo N_p e N_s os números de espiras do primário e secundário respectivamente, tem-se:

$$V_B = 2 \left[(V_A - 2V_{sw}) \frac{N_s}{N_p} - 2V_d \right] \frac{T_{on_sw}}{T_s} \rightarrow V_B = 378,6 \frac{N_s}{N_p} - 1,4 \quad (A.1)$$

Para a potência de entrada P_i do conversor será:

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} \rightarrow \frac{960}{0,90} = 1.066W \quad (A.2)$$

O dimensionamento do núcleo seguirá a metodologia apresentada em [46], sendo que as variáveis ou características do transformador são definidas como:

A_e → área da secção transversal do núcleo, cm²

A_w → área da janela do núcleo, cm²

A_p → área do enrolamento primário, cm²

K_p → fator de utilização do primário (0,5)

K_w → fator de utilização da área do enrolamento (0,4)

A_{cu} → área do condutor, cm²

I_{ef} → corrente eficaz do primário definida em (2.29)

J → densidade de corrente no condutor, A/cm²

Área do enrolamento primário é definida por (A.3)[46]

$$A_p = K_p K_w A_w \quad (A.3)$$

Considerando a relação (A.4) e (A.5):

$$A_p J = N_p I_{ef} \quad (A.4)$$

$$I_{ef} / J = \frac{0,2 A_w}{N_p} \quad (A.5)$$

Então se tem que:

$$A_{cu} = I_{ef} / J \quad (A.6)$$

$$A_{cu} = \frac{0,2 A_w}{N_p} \quad (A.7)$$

$$I_o = A_{cu}J \quad (A.8)$$

Fazendo $P_o = \eta V_A I_o$ tem-se (A.9):

$$P_o = \eta V_A \frac{0,2A_w}{N_p} J \quad (A.9)$$

Pela lei de Faraday, tem-se:

$$V_A = N_p A_e \frac{\Delta B}{\Delta T} 10^8 \quad (A.10)$$

Onde $\Delta B = 2B_{max}$ e $\Delta T = T_{on_sw}$, então obtém-se:

$$V_A = 4N_p A_e B_{max} f_s 10^{-8} \quad (A.11)$$

Substituindo (A.11) em (A.9), obtém-se (A.12):

$$P_o = \eta 4N_p A_e B_{max} f_s 10^{-8} \frac{0,2A_w}{N_p} J \quad (A.12)$$

Fazendo $P_o = 960$, $B_{max} = 3000\text{Gauss}$ e $J = 350\text{A/cm}^2$ e substituindo em (A.12), obtém-se (A.13):

$$A_e A_w \approx 8,46 \text{ cm}^2 \text{ cm}^2 \quad (A.13)$$

O núcleo escolhido que atende ao requisito $A_e A_w$ é o NEE-55/28/21 sem entreferro (NEE-55/28/21-6000- IP6) fabricado pela Thornton Eletrônica Ltda. e por consequência o carretel CE-55/28/21-1/0-POM do mesmo fabricante. As dimensões físicas do núcleo e do carretel são ilustradas na Figura A.2.

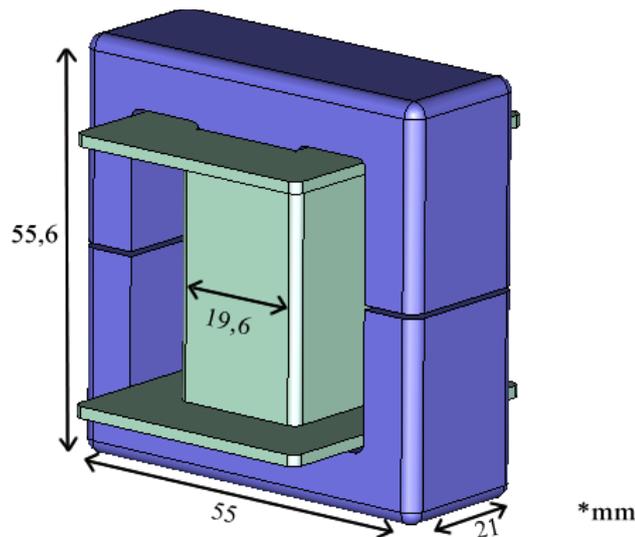


Figura A.2 – Dimensões físicas do núcleo e do carretel do transformador.

Para o número de espiras no primário do transformador tem-se (A.14)[46]:

$$N_p = \frac{V_A}{2A_e 10^{-4} B f_s} \quad (\text{A.14})$$

Substituindo $V_A = 380\text{V}$, $A_e = 3,54\text{cm}^2$, $B = 0,3\text{T}$ e $f_s = 15\text{kHz}$, e resolvendo (A.14), obtém-se $N_p = 119$ espiras. Para o número de espiras no secundário, tem-se (A.15):

$$V_B = \frac{(V_A - 2V_{sw})N_s}{N_p} - 2V_{sw} \quad (\text{A.15})$$

Substituindo $V_B = 48\text{V}$, $V_A = 380\text{V}$, $V_{sw} = 0,7\text{V}$ e $N_p = 119$, e resolvendo (A.15), obtém-se $N_s = 119$

Para o dimensionamento da bitola do condutor considera-se a corrente eficaz I_{ef} definida em (2.19) que desenvolvendo resulta em $I_{ef} = 3,39\text{A}$ no primário e para o secundário, tem-se:

$$I_{ef_s} = I_{ef} * \frac{N_p}{N_s} \rightarrow 3,39 * \frac{119}{15} \rightarrow I_{ef_s} = 7,93\text{A} \quad (\text{A.16})$$

Adotando a densidade de corrente de $3,5\text{ A/mm}^2$, tem-se a bitola dos condutores no primário e secundário serão:

$$S_p = 3,39/3,5 = 0,968\text{mm}^2 \quad (\text{A.17})$$

$$S_s = 7,93/3,5 = 2,26\text{mm}^2 \quad (\text{A.18})$$

Tendo como base os diâmetros dos fios em (A.17) e (A.18), os condutores escolhidos: para a bobina do primário será utilizado fio de cobre esmaltado 19AWG – ELETEMP, Soldável 180 G1/G2 $S = 0,912\text{mm}^2$, fabricado pela Nexans; para a bobina do secundário será utilizado fio de cobre esmaltado formado por três condutores adotado para o primário. Para verificar a possibilidade de execução do transformador segue a expressão, onde a área de seção transversal e a camada de isolamento do condutor deverão ser levadas em consideração:

$$S_{bobina} = S_{19AWG} * N_p + 3 * S_{19AWG} * N_s = 0,974 * 119 + 3 * 0,974 * 15 \quad (\text{A.19})$$

$$S_{bobina} = 159,7\text{mm}^2$$

$$S_{bobina}/354 = 0,45 \quad (\text{A.20})$$

Como pode ser observado em (A.20) o espaço ocupado pelas bobinas fica compreendido entre 30% e 60% da janela do transformador, o que se conclui a possibilidade de execução do transformador.

Outro fator importante no projeto do transformador é garantir que a indutância total de dispersão seja próxima do valor calculado por (A.21), a fim de garantir a potência do con-

versor. Caso a indutância seja muito menor será necessário a adição de um indutor auxiliar em série com o transformador.

$$L = \frac{V_A V_B d(1-d)}{2P_o f_s} \rightarrow 48 * 380 * \frac{0,33(1-0,33)}{2 * 960 * 15000} = 1,1mH \quad (A.21)$$

A.2 Dimensionamento das chaves semicondutoras

Para o dimensionamento das chaves do conversor, a corrente eficaz em cada dispositivo é calculada através de (2.30) e (2.31) obtendo-se duas condições:

1ª Condição – fluxo de potência de A para B:

$$\begin{aligned} I_{ef_{S_A}} &= 2,31^a \\ I_{ef_{D_A}} &= 0,64A \\ I_{ef_{S_B}} &= 5,09A \\ I_{ef_{D_B}} &= 18,31A \end{aligned} \quad (A.22)$$

2ª Condição – fluxo de potência de B para A:

$$\begin{aligned} I_{ef_{S_A}} &= 0,64^a \\ I_{ef_{D_A}} &= 2,31A \\ I_{ef_{S_B}} &= 18,32A \\ I_{ef_{D_B}} &= 5,06A \end{aligned} \quad (A.23)$$

Observando-se pelo conjunto de valores obtidos em (A.22) e (A.23), tem-se que para as chaves semicondutoras da ponte H do primário: transistor com corrente de dreno 2,31A com V_{DS} 400V com diodo de roda livre com corrente 2,31A. Para a ponte H do secundário, os transistores deverão trabalhar com corrente de dreno 18,32A, com tensão V_{DS} de 60V e diodo de roda livre 18,31A. Dessa forma as chaves semicondutoras para os conversores serão:

- Primário: 4x STMicroelectronics IRF840 N-CHANNEL 500V – 0,85Ω- 8A - TO-220

- Secundário: 4x STMicroelectronics IRF540 N-CHANNEL 100V – 0,07Ω- 30A - TO-220

A.3 Dimensionamento dos capacitores de filtro (C_A e C_B)

Para dimensionamento dos capacitores será utilizada a expressão (A.24)[46]:

$$C = \frac{\Delta i_L}{2\pi f_s \Delta V_C} \quad (\text{A.24})$$

Sendo $\Delta V_C = 1\%V_A$ para C_A e $\Delta V_C = 1\%V_B$ para C_B . A ondulação de corrente Δi_L é definida conforme (2.3). Portanto têm-se os valores dos capacitores:

$$C_A = \frac{(V_A + V'_B)dT_{1/2}}{2\pi f_s L \Delta V_C} \rightarrow \frac{\left(380 + \frac{119}{15} 48\right) 0,33 * 3,33 * 10^{-5}}{2\pi * 15000 * 1,1 * 10^{-3} * 0,01 * 380} = 212\mu F \quad (\text{A.25})$$

$$C_B = \frac{(V'_A + V_B)dT_{1/2}}{2\pi f_s L \Delta V_C} \rightarrow \frac{\left(380 \frac{15}{119} + 48\right) 0,33 * 3,33 * 10^{-5}}{2\pi * 15000 * \frac{1,1 * 10^{-3}}{\left(\frac{119}{15}\right)^2} * 0,01 * 48} = 1346\mu F \quad (\text{A.26})$$

A Para o calculo da resistência série equivalente (RSE) dos capacitores utiliza-se a expressão (A.27):

$$RSE \leq \frac{\Delta V_C}{\Delta i_L} \quad (\text{A.27})$$

Substituindo, $\Delta V_C = 3,8V$ e $\Delta i_L = 7,6A$ para o capacitor C_A e $\Delta V_C = 0,48V$ e $\Delta i_L = 60A$ para o capacitor C_B , obtém-se:

$$- RSE_A \leq 500m\Omega$$

$$- RSE_B \leq 8m\Omega$$

Como os valores de correntes são altos e RSE pequenas, optou-se pela utilização de quatro capacitores em paralelo tanto para C_A e C_B :

$$- C_A: 4x \text{ EPCOS B43504C5227M CAP ALUM 220UF 450V ZSE @10kHz } 730 m\Omega$$

$$- C_B: 4x \text{ EPCOS B41607A8158M009 CAP ALUM 1600UF 63V RSE @10kHz } 11m\Omega \text{ ZSE @100kHz } 11m\Omega$$

Desta maneira a RSE_A será $730 m\Omega/4 = 182,5 m\Omega$ e RSE_B será $11m\Omega/4 = 2,75m\Omega$.

A.4 Seleção do circuito de comando dos transistores

Utilizou-se para o circuito de comando dos transistores o *driver* DRO100D25A fabricado pela Supplier. Esse *driver* possui comando para dois transistores, proteções de sobrecorrente e de curto-circuito, a Figura A.3 mostra o *driver* DRO100D25A. Para o projeto do DAB serão utilizados quatro dispositivos desse modelo, sendo necessário o dimensionamento dos diodos *zener* para proteção dos transistores conforme (A.28)[48].

$$V_{zener} = 5,6 - V_{sat} \quad (A.28)$$

Onde V_{sat} é a máxima tensão entre coletor e emissor gerada com a corrente máxima permitida, esse dado é fornecido nas especificações técnicas do dispositivo. Aplicando (A.23) para o IRF840 tem-se $V_{zener} = 5,1V$ e $V_{zener} = 4,3V$ para o IRF540.

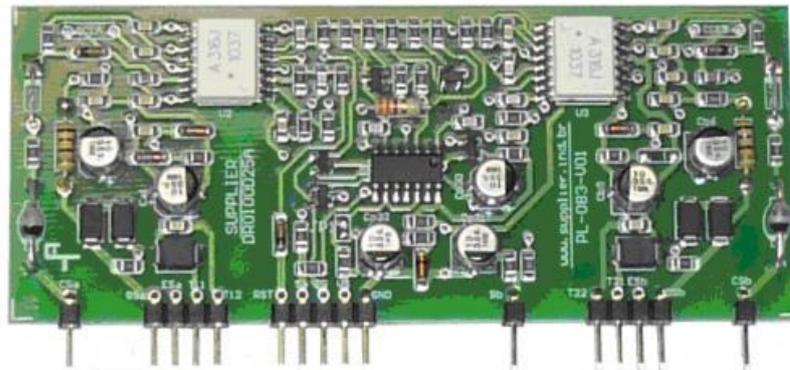


Figura A.3 – *Driver* duplo DRO100D25A para comando de transistor das – pontes H-H [48].

O circuito para condicionar os sinais do microcontrolador (μC) para o *driver* DRO100D25A é realizado através do CI DM7407 – circuito de *buffer* com coletor aberto. O *driver* recebe os sinais de comando com nível de 15V e o nível do sinal do microcontrolador é de 3,3V. O esquemático do circuito de condicionamento é ilustrado na Figura A.4, para cada chave semicondutora há um circuito desse, portanto serão 8 circuitos. O sinal de erro emitido do *driver* também é no nível de 15V tornando também necessário o condicionamento para 3,3V. O esquemático para condicionar o sinal de erro é apresentado na Figura A.5.

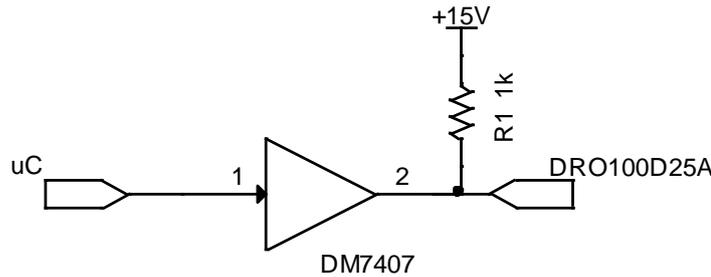


Figura A.4 – Circuito de condicionamento de sinal PWM do microcontrolador para o DRO100D25A .

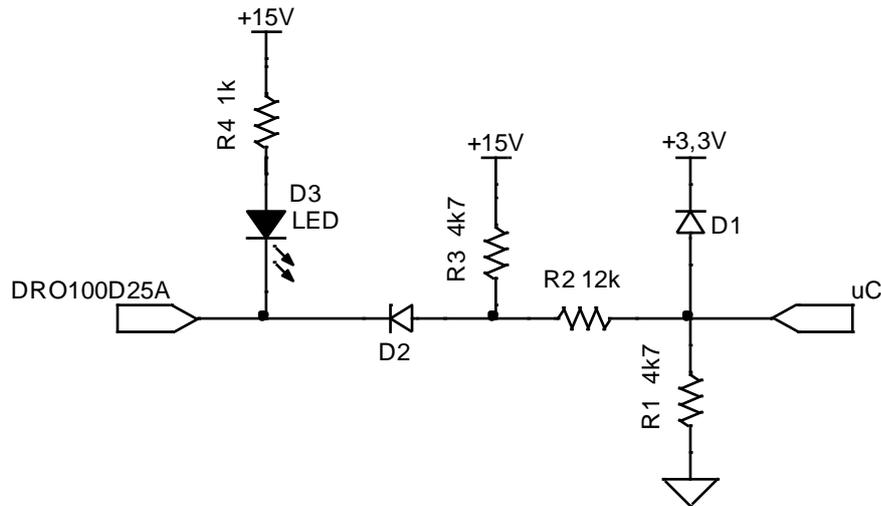


Figura A.5 – Circuito de condicionamento de sinal de erro do DRO100D25A para o microcontrolador.

A.5 Circuito de medição

Para medição de corrente serão utilizados o dispositivo LA 55-P – transdutor de corrente de efeito *Hall*, fabricado pela LEM. Dessa forma mantém a isolação entre o circuito de medição e de potência e entre as pontes. Esse dispositivo tem uma relação de 1 espira por 50A, admitindo-se uma corrente de fundo de escala de 20A para o secundário tem-se 50/20 ~ 2 espiras, e uma corrente de 4A de fundo de escala para o primário tem-se 50/4 ~ 12 espiras. A relação de transformação é 1:1000 e conforme folha de dados, recomenda-se usar um resistor R_m entre 60Ω e 95Ω, o resistor escolhido nessa faixa será de 82Ω. A corrente que passará nos resistores para a medição no primário Im_A e secundário Im_B é calculada em (A.29).

$$\begin{aligned} Im_A &= 4A * \text{espiras}/1000 \rightarrow 4 * 12/1000 = 0,048A \\ Im_B &= 20A * \text{espiras}/1000 \rightarrow 20 * 2/1000 = 0,040A \end{aligned} \quad (A.29)$$

Escolhendo-se a maior corrente e calculando a potência dissipada nos resistores tem-se $P_r = RmIm^2$ resultando em 190mW para o pior caso – $Im = Im_A$. Como os resistores de precisão (1%) são de 125mW, serão utilizados dois resistores Rm de 162 Ω em paralelo para cada medição. A tensão sobre cada resistor de medição Vm_A e Vm_B é calculada em (A.30).

$$\begin{aligned}Vm_A &= I_{p_m} * 162/2 \rightarrow 0,048 * 81 = 3,89V \\Vm_B &= I_{s_m} * 162/2 \rightarrow 0,040 * 81 = 3,24V\end{aligned}\tag{A.30}$$

Como a corrente é bidirecional então: $Vm_A = \pm 3,89V$ e $Vm_B \pm 3,24V$. Essa tensão deve ser condicionada para um valor entre 0V a 3V para a entrada do conversor analógico-digital do microcontrolador. Dessa forma tem-se 0V a 1,5V para medir a tensão negativa -3,89V ou -3,24V a 0V e de 1,5V a 3V para medir a tensão positiva 0V a 3,89V ou 3,24V. Portanto será utilizado um amplificador operacional OPA2350 *rail-to-rail*, na configuração de somador inversor. O esquemático do circuito de medição é mostrado na Figura A.6. A seleção dos resistores de ganho $Rg1$ e $Rg2$, cujo valores devem ser comerciais e obedecer a (A.31). O valor do resistor $Rref$ é metade do valor do resistor de ganho $Rg2$. A tensão $Vref$ no potenciômetro R_pot deve obedecer (A.32) de forma a se ter 1,5V. E por fim a tensão ADC é calculada por (A.33).

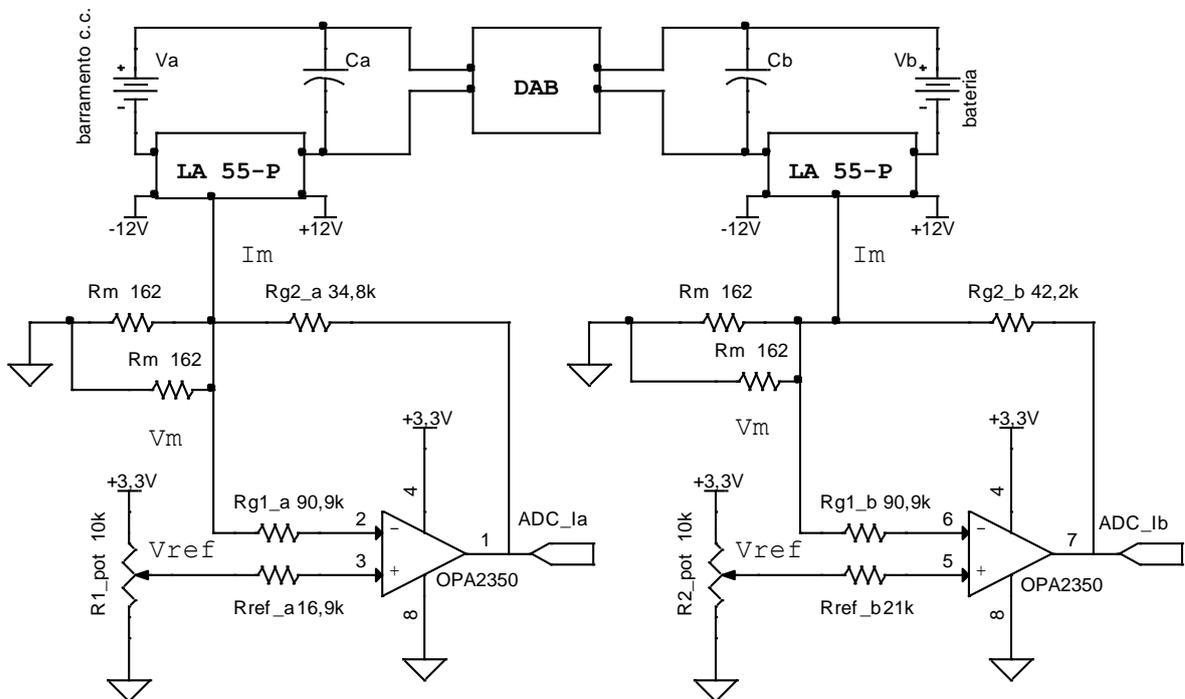


Figura A.6 – Circuito de medição de corrente.

$$\frac{R_{g2}}{R_{g1}} = \frac{1,5}{V_m} \quad (\text{A.31})$$

$$V_{ref} = \frac{1,5 * R_{g1}}{R_{g1} + R_{g2}} \quad (\text{A.32})$$

$$ADC = \frac{R_{g2}}{R_{g1}} V_m + \left(1 + \frac{R_{g2}}{R_{g1}}\right) V_{ref} \quad (\text{A.33})$$

Para medição de tensão será utilizado o dispositivo LV 20-P – transdutor de tensão de efeito *Hall*, fabricado pela LEM, como o mesmo objetivo de manter a isolação elétrica dos circuitos. Esse dispositivo possui uma corrente nominal I_n de 10mA, e conforme o fabricante o resistor R_1 que liga o dispositivo ao terminal +V da medição deve ser tal que $R_1 * I_n$ seja próximo a tensão que se deseja mediar. Para esse projeto, portanto tem-se o fundo de escala da tensão $V_A = 400V$ e $V_B = 60V$, portanto, $R_{1a} = 400/0,01$ e potência $V_A * I_n$. Observa-se que a potência para R_{1a} é de 4W, então tem-se R_{1a} quatro resistores em paralelo de 180kΩ de 1W totalizando $R_{1a} = 45kΩ$ 4W; para o resistor do lado B $R_{1b} = 60/0,01$ e potência 0,6W escolhendo-se o resistor comercial mais próximo o 6,8kΩ de 1W. A utilização desses resistores implicará numa corrente no primário do transdutor de $I_{nA} = 400/45k$ resultando em 8,89mA e $I_{nB} = 60/6,8k$ resultando em 8,82mA. Esse transdutor possui uma relação de transformação de corrente de 1000:25000, portanto terá uma corrente de medição I_m para o lado A de 22,2mA e 22mA para o lado B. Essa corrente deve ser a um resistor R_m de forma que se possa ter no máxima 3V sobre o mesmo, resultando então R_m em um resistor de 133Ω de 1/8W para ambos os lado do conversor. A Figura A.7 apresenta o esquemático do circuito de medição da tensão do conversor. O dimensionamento do resistor R_f é conforme (A.34).

$$R_f = \frac{5 - 3}{I_m} \quad (\text{A.34})$$

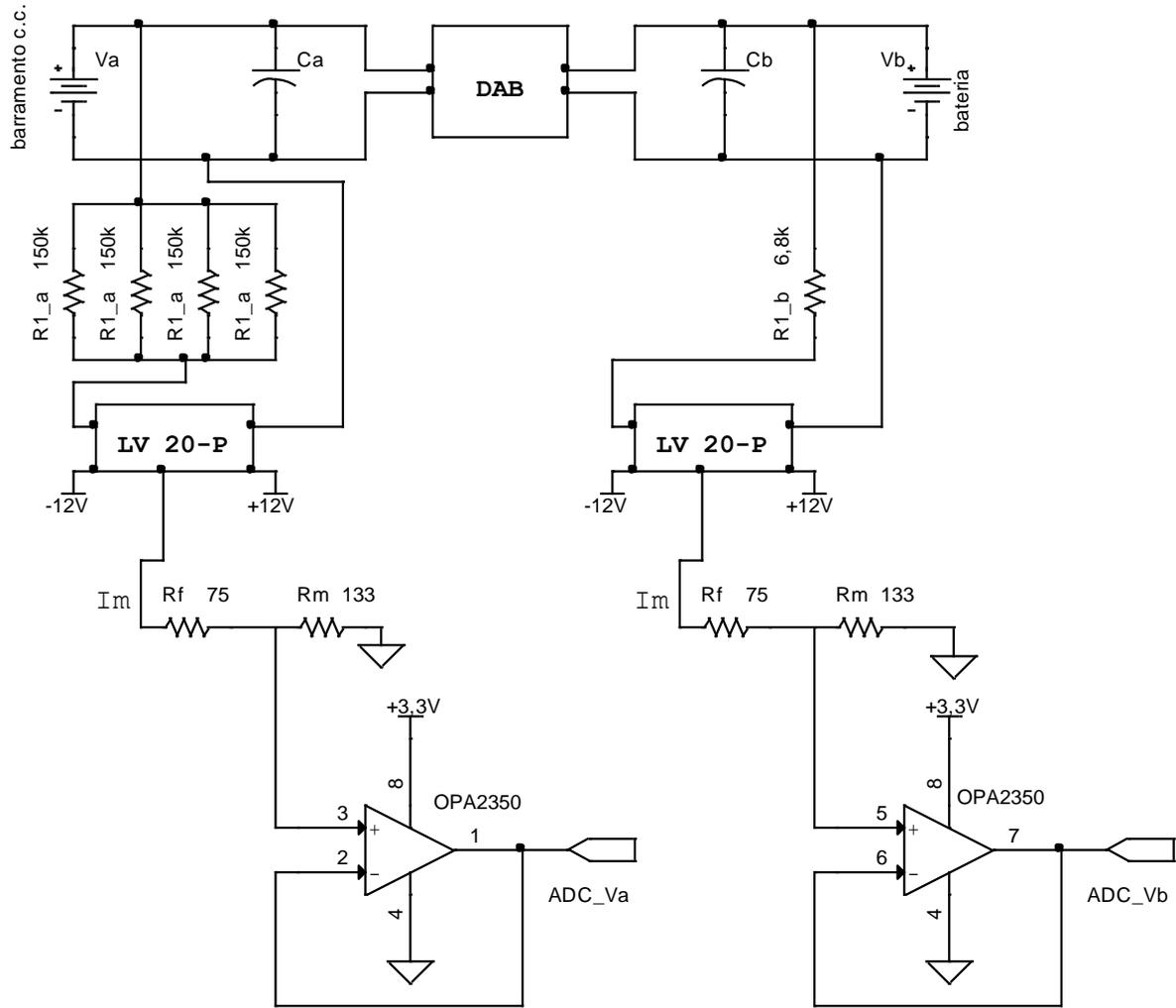


Figura A.7 – Circuito de medição de tensão.

A.6 Dimensionamento térmico

Para dimensionamento térmico utilizou-se da função *Thermal Module* do software PSIM v.9.0. Foram inseridas as características dos transistores IRF840 e IRF540 de forma a incorporar esses dados durante a simulação para que fossem calculadas as perdas. Após a simulação do pior caso, bateria inicializando o estado de equalização, as perdas calculadas foram obtidas de um transistor de cada ponte sendo para o IRF840 5,32W e IRF540 14,6W.

Após calculadas as perdas montou-se o circuito térmico equivalente ilustrado na Figura A.8 tendo em destaque as temperatura de junção, do encapsulamento e do dissipador. O circuito proposto consiste de montar todos os transistores no mesmo dissipador através de um

isolante elétrico entre cada transistor e o dissipador. O isolante térmico utilizado é o THERMAL PAD TO-220 Silicone Based Sil-Pad® K-10 2,12 °C/W da Bergquist e o dissipador Px308 da Semikron.

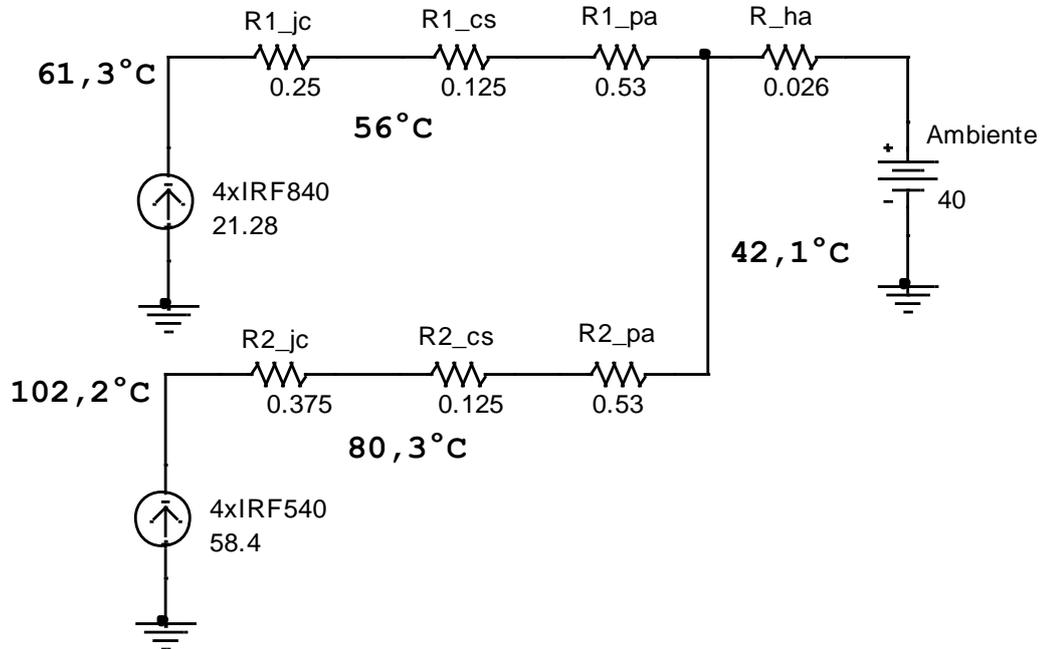


Figura A.8 – Circuito térmico.

Verificou-se através da simulação que é possível montar todos os transistores no mesmo dissipador, pois a temperatura de junção ficou abaixo do limite permitido de cada transistor.

Apêndice B

Protótipo em escala reduzida

Para a obtenção dos resultados experimentais foi realizado um protótipo do conversor DAB com potência em torno de 16W em escala reduzida cujo o esquemático do circuito é apresentado na Figura B.1.

Esse protótipo consiste de dois CI L6203 que são duas pontes H DMOS com o *driver* de acionamento dos semicondutores interno ao CI. O barramento c.c. consiste em uma fonte regulada de laboratório onde tensão foi configurada em 24V o banco de baterias consiste de uma bateria Unipower® de 12V@9Ah. A frequência de chaveamento manteve-se do projeto – 15kHz. O transformador possui uma relação de 2:1 e devido a indutância total de dispersão do transformador obtida ser menor que a esperada para a potência desejada. Houve a necessidade de adicionar um indutor auxiliar de 73 μ H no lado secundário tendo então o transformador mais o indutor auxiliar uma indutância total de 325 μ H. O núcleo do transformador utilizado foi o NEE-30/15/7-IP12R fabricado pela THORNTON ELETRÔNICA LTDA.

O barramento c.c. consiste de uma fonte regulada de laboratório ligada em série com um diodo para proteção e três resistores representando as cargas da nanorrede, a Figura B.2 apresenta a implementação do barramento c.c.

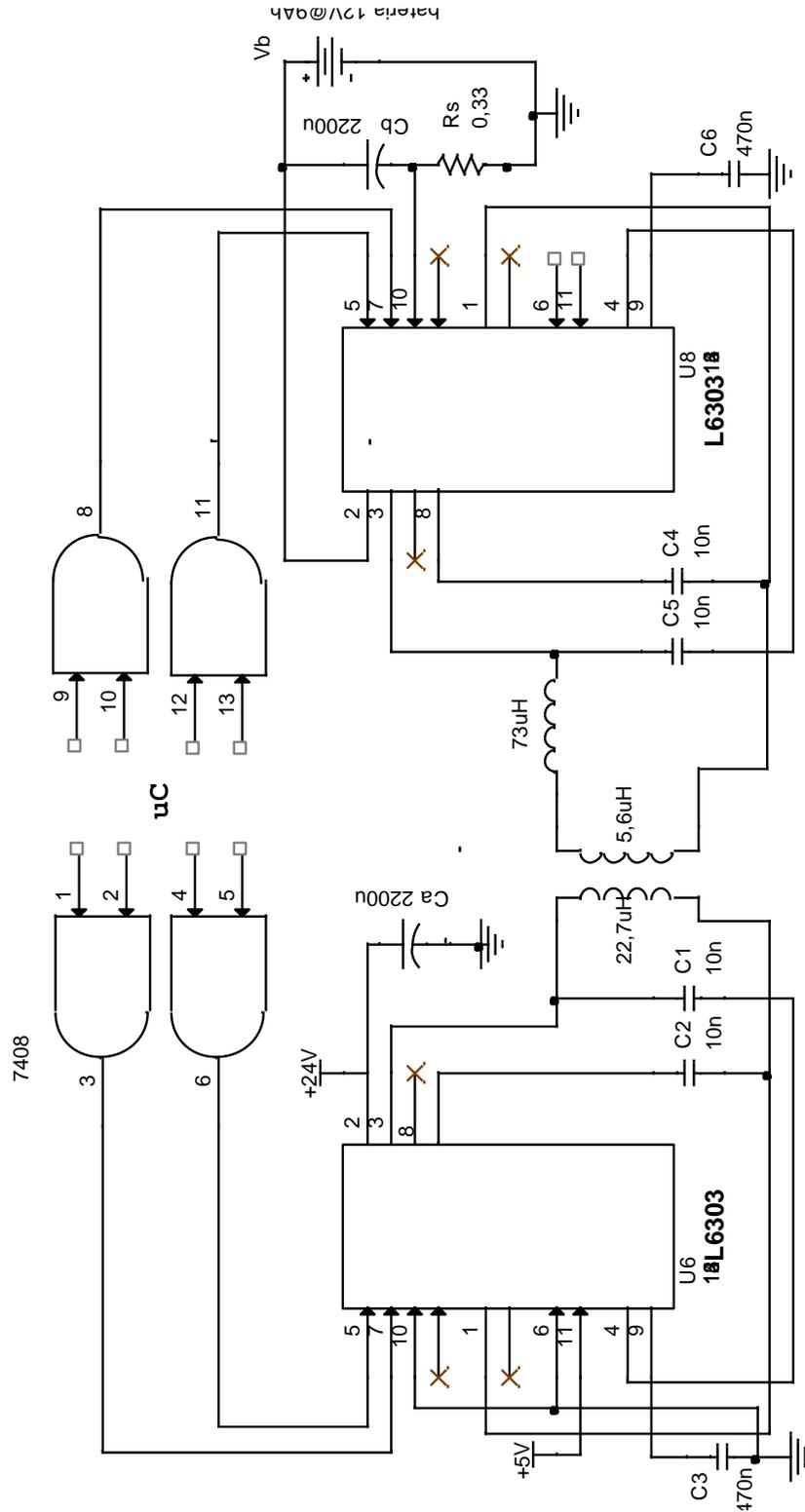


Figura B.1 – Protótipo do conversor DAB em escala reduzida.

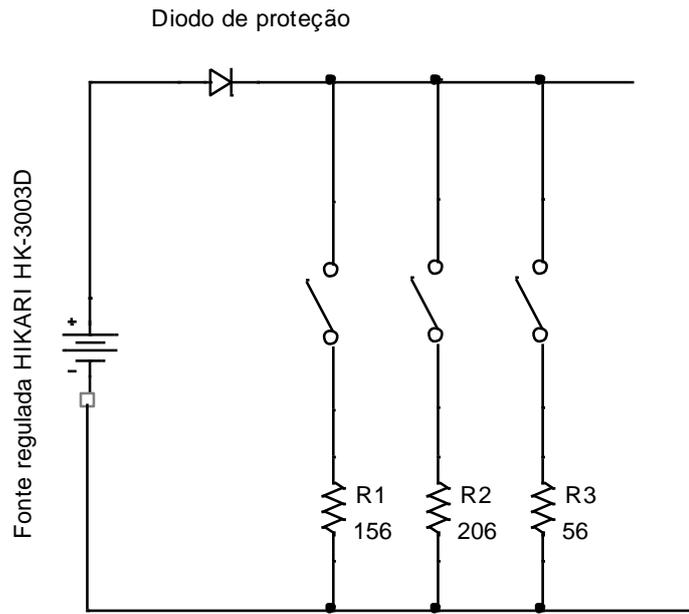


Figura B.2 – Implementação do barramento c.c.