BRUNO YUKIO ENOMOTO

Conversores DC-DC *Dual-Active-Bridge* isolados bidirecionais

**São Paulo
2018**

BRUNO YUKIO ENOMOTO

Conversores DC-DC *Dual-Active-Bridge* isolados bidirecionais

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para obtenção de título de Mestre em
Ciências.

Orientador: Prof. Dr. Wilson Komatsu
Co-orientador: Prof. Dr. Lourenço Matakas
Junior

**São Paulo
2018**

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Enomoto, Bruno Yukio

Conversores Dual-Active-Bridge isolados bidirecionais / B. Y. Enomoto --
versão corr. -- São Paulo, 2018.
54 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São
Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Eletrônica de Potência 2.Conversores Elétricos I.Universidade de São
Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e
Automação Elétricas II.t.

*À Kelly, pelos sábios conselhos e paciência
infinita;
A meus pais Suely e Masaru (in memoriam),
que sempre me apoiaram
incondicionalmente*

AGRADECIMENTOS

Aos professores Dr. Wilson Komatsu e Dr. Lourenço Matakas Jr., pelo incentivo e orientação, tornando este trabalho possível.

Ao professor Dr. Walter Kaiser, por sua valiosa contribuição neste trabalho.

Aos colegas de Laboratório de Eletrônica de Potência, Kelly Mingorancia, Pedro Hayashi, Felipe Abe e Lucas Koleff.

À Coordenação de Aperfeiçoamento Pessoal de Nível Superior (CAPES) pela concessão da bolsa que possibilitou a realização deste trabalho.

RESUMO

Este trabalho visa o estudo das regiões de operação de conversores CC/CC isolados bidirecionais do tipo DAB (Dual Active Bridge). É feito um estudo do comportamento do circuito com a variação dos valores das reatâncias de acoplamento, avaliando-se aspectos como eficiência, fator de potência, reativos, entre outros. A seguir é proposta uma estrutura de controle que permite a operação com tensões nos barramentos DC diferentes das nominais, minimizando as correntes absorvidas. Além disso, propõe-se uma estratégia de controle para regular a potência transferida. O trabalho inclui modelagem teórica, implementação em simulação computacional e medidas em protótipo experimental.

Palavras-chave: Conversores bidirecionais isolados. Eletrônica de potência.

ABSTRACT

This work investigates operation regions of Dual Active Bridge DC-DC isolated bidirectional converters, studying circuit behavior with the variation of the coupling reactance, evaluating parameters like efficiency, power factor, reactive flow etc. A control structure is proposed which allows operating with DC voltages different from nominal voltages, reducing the AC currents. Furthermore, a control strategy to regulate the power transferred is proposed. Methodology includes theoretical modeling, computer simulation and experimental prototype measurements.

LISTA DE SÍMBOLOS

α		Frequência normalizada. Razão entre ω e ω_0
AWL		Limite do anti-wind up
AC		Corrente alternada
BW		Ganho do filtro Butterworth discretizado
C_p		Controlador Proporcional
C_i		Controlador Integral
DC		Corrente contínua
δ		Defasagem entre as tensões do primário e secundário do transformador
$\delta_{\max}$		Defasagem máxima entre tensões do transformador
f_{corte}		Frequência de corte do filtro Butterworth
fp		Fator de potência
f_s		Frequência de amostragem
G_{BW}		Ganho do filtro Butterworth analógico
i_1		Corrente no primário do transformador
i_2		Corrente no secundário do transformador
I_B		Corrente de base
k		Razão entre as tensões V_{DC1} e V_{DC2}
LC		Conjunto indutor + capacitor, também conhecido como tanque LC
ω_0		Frequência de ressonância do tanque LC, em radianos/s
ω		Frequência de chaveamento do conversor, em radianos/s
P		Potência transferida entre primário e secundário do conversor
P_{nom}		Potência nominal do conversor
RAWL		Resíduo do anti-wind up
σ	Fator multiplicativo/divisível utilizado para manter a potência constante em análises	
S_B		Potência de base
V_B		Tensão de base
V_C		Tensão no capacitor
V_L		Tensão no indutor
V_{DC1}		Tensão no barramento DC primário
V_{DC2}		Tensão no barramento DC secundário
v_1		Tensão no primário do transformador
v_2		Tensão no secundário do transformador
$Z(\omega)$		Impedância do tanque LC
Z_B		Impedância de base

LISTA DE FIGURAS

Figura 2-1 – Topologia do conversor DAB DC-DC bidirecional isolado	6
Figura 2-2 – Modelo simplificado do conversor DAB DC-DC	7
Figura 2-3 – Potência transferida entre conversores em função de $\delta_{\max}$	11
Figura 2-4 – Corrente eficaz em função de α e $\delta_{\max}$	12
Figura 2-5 – Fator de potência em função de $\delta_{\max}$ e α	13
Figura 2-6 – Correntes e quedas de tensão no indutor e capacitor para diferentes α e $\delta_{\max}$	13
Figura 2-7 – Corrente eficaz em função de α e $\delta_{\max}$ para $V_{DC1} \neq V_{DC2}$ ($\sigma = 1.1$)	14
Figura 2-8 – Fator de potência em função de α e $\delta_{\max}$ para $V_{DC1} \neq V_{DC2}$ ($\sigma = 1.1$) ..	15
Figura 2-9 – Correntes e tensões eficazes no indutor L e capacitor C para diferentes α e $\delta_{\max}$ para $V_{DC1} \neq V_{DC2}$ ($\sigma = 1.1$)	15
Figura 2-10 – Regiões indesejáveis de operação do tanque LC	16
Figura 2-11 – Foto dos tanques LC utilizados no experimento	18
Figura 2-13 – Montagem experimental.....	19
Figura 2-14 – Resultado de simulação caso A – em cima: tensões nas saídas dos inversores v_1 e v_2 ; meio: correntes no primário e secundário do transformador i_1 e i_2 ; embaixo: tensão no indutor v_L e no capacitor v_C	20
Figura 2-15 – Resultado experimental caso A – em cima: tensões nas saídas dos inversores v_1 e v_2 ; meio: correntes no primário e secundário do transformador i_1 e i_2 ; embaixo: tensão no indutor v_L e no capacitor v_C	20
Figura 2-16 – Resultado de simulação caso B – em cima: tensões nas saídas dos inversores v_1 e v_2 ; meio: correntes no primário e secundário do transformador i_1 e i_2 ; embaixo: tensão no indutor v_L e no capacitor v_C	22
Figura 2-17 – Resultado experimental caso B – em cima: tensões nas saídas dos inversores v_1 e v_2 ; meio: correntes no primário e secundário do transformador i_1 e i_2 ; embaixo: tensão no indutor v_L e no capacitor v_C	23
Figura 2-18 – Resultado de simulação caso C – em cima: tensões nas saídas dos inversores v_1 e v_2 ; meio: correntes no primário e secundário do transformador i_1 e i_2 ; embaixo: tensão no indutor v_L e no capacitor v_C	24
Figura 2-19 – Resultado experimental caso C – em cima: tensões nas saídas dos inversores v_1 e v_2 ; meio: correntes no primário e secundário do transformador i_1 e i_2 ; embaixo: tensão no indutor v_L e no capacitor v_C	25
Figura 2-20 – Resultado de simulação caso D – em cima: tensões nas saídas dos inversores v_1 e v_2 ; meio: correntes no primário e secundário do transformador i_1 e i_2 ; embaixo: tensão no indutor v_L e no capacitor v_C	26
Figura 2-21 – Resultado experimental caso D – em cima: tensões nas saídas dos inversores v_1 e v_2 ; meio: correntes no primário e secundário do transformador i_1 e i_2 ; embaixo: tensão no indutor v_L e no capacitor v_C	27
Figura 3-1 – Tensões $v_1(\omega.t)$ ou $v_2'(\omega.t)$ como tensões de três níveis, onde duty cycle $D = \beta/(2\pi)$	29

Figura 3-2 – Corrente eficaz em função do duty cycle D e α para $k = 1.2$ e potência P constante.....	30
Figura 3-3 – Corrente eficaz em função do duty cycle para diferentes valores de k e $\alpha = 1.28$	31
Figura 3-4 – Para $k = 1.2$, comparação de correntes com duty cycle $D = 0.34$ e $D = 0.5$ para valores de α e δ	31
Figura 3-5 – Duty Cycle ótimo em função de k	32
Figura 3-6 – Diagrama de blocos do sistema de controle proposto	33
Figura 3-7 – Resultados simulados para $k = 1.2$, sem ajuste de duty cycle	36
Figura 3-8 – Resultados simulados para $k = 1.2$ e com ajuste de duty cycle ($D = 35\%$)	36
Figura 3-9 – Resultados experimentais para $k = 1.2$ com ajuste de duty cycle ($D = 34.67\%$)	37
Figura 6-1 – Modelo π do transformador.....	45
Figura 7-1 – Circuito simplificado	46
Figura 7-2 – Tensões e correntes que fluem pelo conversor	46
Figura 7-3 – Determinação da corrente média ($V_1 > V_2$)	48
Figura 7-4 – determinação da corrente média ($V_1 < V_2$).....	48
Figura 8-1 – Circuito simplificado	50

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – valores utilizados no experimento e simulação	17
Tabela 4.2 – valores de indutância e capacitância utilizados nos casos de A-D.....	18
Tabela 4.3 – Comparação de resultados teórico, simulado e experimental	22
Tabela 4.4 – Comparação de resultados teórico, simulado e experimental	24
Tabela 4.5 – Comparação de resultados teórico, simulado e experimental	26
Tabela 4.6 – Comparação de resultados teórico, simulado e experimental	27
Tabela 5.1 – Comparação entre duty cycle compensado e não compensado	37
Tabela 5.2 – Comparação entre simulado e experimental com compensação de duty cycle ($D = 35\%$)	37
Tabela 5.3 – Rastreamento do controlador para outras potências.....	38

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	1
2. REGIÕES DE OPERAÇÃO	5
2.1 Modelo completo do conversor DC-DC bidirecional.....	5
2.2 Transformador.....	6
2.3 Projeto do tanque LC	6
2.4 Análise no domínio da frequência	9
2.5 Análise comportamental do sistema.....	10
2.5.1 Operação do sistema com $V_{DC1} = V_{DC2}$	10
2.5.2 Operação do sistema com $V_1 \neq V_2$	14
2.5.3 Regiões de trabalho.....	16
2.6 Critérios de projeto	16
2.7 Simulação e Resultados Experimentais	17
2.7.1 Caso A.....	20
2.7.2 Caso B.....	22
2.7.3 Caso C.....	24
2.7.4 Caso D.....	26
3. CONTROLE POTÊNCIA COM CORREÇÃO DE TENSÕES PARA $V_{DC1} \neq V_{DC2}$ E COM TRANSFORMADOR $N_1 = N_2$	29
3.1 Ajuste ótimo de duty cycle.....	30
3.2 Estratégia de controle proposta	32
3.3 Simulação e resultados experimentais.....	36
4. CONCLUSÃO	39
5. BIBLIOGRAFIA.....	41
6. ANEXO A – PROJETO DE TRANSFORMADOR	44
6.1 Escolha do núcleo do transformador.....	44
6.2 Número de espiras	44
6.3 Escolha do condutor.....	45
6.4 Ensaios do transformador	45
7. ANEXO B – INDUTOR SÉRIE – DETERMINAÇÃO DO FLUXO DE POTÊNCIA (MODELO IDEAL)	46
8. ANEXO C – LC SÉRIE – DETERMINAÇÃO DO FLUXO DE POTÊNCIA (MODELO IDEAL)	50

1. INTRODUÇÃO

Em meio à preocupação mundial na redução de poluentes, meios alternativos de geração de energia e veículos elétricos/híbridos ganham destaque nas mídias. O conversor de corrente contínua para corrente contínua (DC-DC) está presente em uma grande variedade de casos, os quais podemos citar conversores DC-DC para geração de energia eólica [1] e solar [2], sistemas ininterruptos de energia [3] [4] e, como comentado anteriormente, veículos elétricos, que geralmente requerem o uso destes conversores para compatibilização de níveis de tensão contínua. Alguns destes equipamentos, eventualmente, necessitam de certos requisitos operacionais como capacidade de reversão de fluxo de energia (conversor bidirecional) ou isolamento galvânico entre partes para proporcionar segurança operacional e/ou compatibilização das tensões.

Existem diversas topologias dentre os conversores DC-DC bidirecionais [5]–[9]. O foco deste trabalho é o estudo do conversor *Dual Active Bridge* (DAB) isolado bidirecional [10] com tanque LC [1], [11]–[13]. As vantagens do conversor DAB são a alta capacidade de transferência de potência [14], facilidade em se obter *soft-switching* [15], [16] e a possibilidade de controle de fluxo de potência bidirecional, sendo que este controle é discutido neste trabalho.

Observa-se na literatura muitos artigos referentes a *soft-switching*, topologias novas ou novos métodos de controle, mas pouco se aborda quando o assunto são regiões de operação. Logo, dada a escassez de trabalhos sobre regiões de operação, este será o objeto de estudo deste trabalho. O impacto causado no conversor, a partir da variação de parâmetros como a defasagem entre as tensões AC e devido à influência da impedância e frequência de ressonância do tanque LC sobre as correntes e tensões AC e a potência ativa transmitida entre o primário e secundário, definem regiões de operação.

Dentre os conversores DAB isolados e bidirecionais, existe uma série de configurações para o tanque de acoplamento (L [2], [17], [18], LC [1], [11]–[13], LCL [19], LLL [20], etc.). Este trabalho mostra que o princípio de funcionamento do conversor DAB com L puro e tanque LC série são similares, mas há algumas diferenças no comportamento da corrente, como podem ser vistos nas formas de onda mostradas nos Anexos B e C, respectivamente. O caso com L puro é tratado neste trabalho como um caso particular do tanque LC.

Corradini em [13] estuda regiões de corrente e potência mínima em função das defasagens dos braços e da razão entre as tensões nos barramentos DC. Em [19], Hao Chen, fazendo uma análise no domínio da frequência, obtém resultados de corrente em função da defasagem entre as tensões do primário e secundário, razão frequência de chaveamento e frequência de ressonância do tanque LCL e razão entre as tensões do primário e secundário espelhado no primário.

Neste trabalho, é apresentada uma análise aprofundada no domínio da frequência em torno das regiões de operação do conversor DAB bidirecional isolado utilizando um tanque LC. Esta análise considera:

- Defasagem entre tensões do primário e secundário;
- Razão entre tensões no barramento DC do primário e secundário;
- Razão entre frequência de chaveamento e frequência de ressonância do tanque LC.

Ao final da análise no domínio da frequência são determinados limites para valores do tanque LC e de máxima defasagem entre as tensões AC no primário e secundário que minimizam os valores de correntes AC e tensões no indutor e capacitor para uma dada potência transferida.

O transformador nos conversores DAB é opcional (Figura 1.1), mas tem fundamental importância na adequação de tensões diferentes nos barramentos DC em ambos os lados do conversor, minimizando a corrente fornecida pelo lado AC dos conversores, além de realizar o isolamento galvânico do conversor. Devido a estes aspectos, neste trabalho é estudado o DAB com transformador isolador.

Fonte: Produção do próprio autor.

Uma das preocupações quanto ao uso de transformadores é a sua saturação [21]. Uma possível solução seria aumentar o entreferro de seu circuito magnético (núcleo) [22]. Outra solução seria trabalhar com frequências de chaveamento maiores, o que resulta em menor fluxo no transformador, mas diminuindo o aproveitamento do material magnético, aumentando as perdas do transformador e aumentando as perdas nas chaves pelo aumento da frequência. Dado que o fluxo foi reduzido pelo aumento da frequência, pode-se reduzir a seção do núcleo para se aumentar o aproveitamento do fluxo no transformador. Além destes métodos de eliminar a saturação do transformador supracitados, pode-se utilizar o capacitor série em ambos os lados do transformador, bloqueando a corrente DC no transformador. O capacitor série será estudado neste trabalho.

Conversores DAB têm a vantagem de transmitir mais potência quando comparados a conversores *half-bridge*, ao custo de maior número de componentes ativos [10]. Basicamente dobrando-se o número de chaves tem-se o dobro da potência transmitida.

Fonte: produção do próprio autor.

A referência [19] estuda o conversor DAB DC-DC bidirecional com LCL e mostra regiões de operação em função da defasagem entre os inversores, razão entre frequência de chaveamento e frequência de ressonância do conversor, diferença entre tensões DC e razão entre indutância série e paralelo. Porém esta análise não pode ser estendida ao caso do conversor com tanque LC, como será visto neste trabalho. No Capítulo 2 apresenta-se uma metodologia para determinação de regiões ótimas de trabalho, que foi apresentada na Conferência Brasileira de Eletrônica de Potência em novembro de 2017 [23]. Este estudo leva em consideração a frequência de

ressonância do tanque LC, a potência transmitida desejada, parâmetros de qualidade como fator de potência e análise de dimensionamento de componentes. Ainda, foi equacionado o cálculo do fluxo de potência para conversores com indutor ou indutor-capacitor série, validado via simulação e experimento.

O Capítulo 3 apresenta um controlador de potência com ajuste de tensão que permite ao conversor trabalhar com menos perdas, quando as tensões terminais são diferentes dos valores nominais. Um artigo baseado neste capítulo foi apresentado no *International Power Electronics Conference* (Niigata/JP – IPEC 2018). Neste trabalho também é proposto um controle de *duty cycle*, que ajusta as tensões eficazes do lado AC (tensões no primário e secundário do transformador) de forma a minimizar as correntes AC (corrente no primário e secundário do transformador) em casos onde há incompatibilidade nos níveis de tensão DC do primário e secundário. Os resultados do conversor com controle de *duty cycle* são comparados com o conversor sem controle para validar os resultados.

O capítulo 4 apresenta as conclusões do trabalho e faz propostas para trabalhos futuros.

2. REGIÕES DE OPERAÇÃO

Neste capítulo é apresentado o conversor DC-DC bidirecional, isolado com transformador, e com acoplamento com um tanque LC série. São discutidas as regiões de operação levando em conta:

- A frequência de ressonância ω_0 do tanque LC série;
- O ângulo da defasagem (δ) entre fontes AC v_1 e v_2 (correspondentes aos lados AC das pontes monofásicas adotadas, Figura 2.1)

Primeiramente é apresentado o modelo completo do conversor DC-DC bidirecional. Em seguida, um modelo simplificado é estudado, a partir do qual são projetados o indutor L e o capacitor C em função de sua frequência de ressonância ω_0 . A partir deste projeto do tanque LC, é feita uma análise no domínio da frequência para se determinar o fluxo de potência considerando as perdas ôhmicas, fator de potência e tensões eficazes no indutor e capacitor. Em suma, neste capítulo é apresentada uma metodologia para determinar os valores do tanque LC, e da máxima defasagem entre as tensões v_1 e v_2 em função das tensões dos barramentos DC do primário e secundário, da frequência de chaveamento e da potência nominal transferida de forma a se obterem menores correntes e maior fator de potência.

2.1 Modelo completo do conversor DC-DC bidirecional

A topologia do conversor estudado neste trabalho, apresentada na Figura 2.1, é uma ponte ativa dupla, comumente encontrada na literatura com o termo em inglês *Dual Active Bridge* (DAB). Apresenta duas pontes monofásicas (*full bridge converters*) conectadas por um tanque LC e isoladas por um transformador. A Figura 2.1 mostra apenas um Capacitor, porém deve-se dividir o capacitor C em duas partes, ficando uma no primário e outra no secundário. O capacitor série é uma proposta aceitável até a ordem de dezenas de quilowatts, porém pode ser inviável para potências bem mais elevadas, devido a corrente aplicada neste componente. Conversores de potência desta ordem não serão estudados neste trabalho.

Fonte: Produção do próprio autor.

2.2 Transformador

Conversores DC-DC isolados utilizam transformadores como meio de isolamento galvânica, entre os geradores V_{DC1} e V_{DC2} , além de compatibilizar possíveis diferenças em seus níveis de tensão, tópico abordado no Capítulo 3. Para atender estas especificações, o cálculo do transformador¹ foi executado conforme o Anexo A.

Um problema citado quanto à utilização de transformadores é a saturação. Pode-se adotar o controle da saturação através do monitoramento da corrente média do transformador [24]. O método escolhido para controlar a saturação do transformador é o capacitor série [24], que garante corrente média nula no transformador, evitando sua saturação.

Devido ao baixo número de espiras deste transformador de alta frequência, têm-se poucas perdas ôhmicas. As impedâncias série do transformador são consideradas como parte da impedância série do tanque LC.

2.3 Projeto do tanque LC

A impedância do indutor do tanque LC limita o fluxo de potência que é transmitida de um lado para o outro do conversor², e o capacitor C evita a saturação do transformador nestes conversores. Desta forma, necessita-se definir os valores de L e C . O estudo das regiões de operação é apresentado neste capítulo. Além disto, uma metodologia

¹ Um primeiro transformador foi construído utilizando-se núcleo de ferro-silício laminado, porém devido à alta frequência de chaveamento do conversor, verificou-se aumento expressivo em sua temperatura. Desta forma, optou-se pelo transformador com núcleo de ferrite (EI Thornton NEE-65/33/26-7200-IP6), que apresentou performance melhor dada as condições de trabalho do conversor estudado, como mostrado no Anexo A.

² Uma analogia pode ser feita com o clássico circuito com duas fontes senoidais de mesma frequência e diferentes tensões e defasagens, acopladas através de uma indutância L , onde o fluxo de potência é limitado por L .

para o cálculo da potência transferida foi desenvolvida nos Anexos B e C e comparada com resultados experimentais neste capítulo.

A fim de simplificar o modelo apresentado na Figura 2.1, as duas fontes V_{DC1} e V_{DC2} com suas respectivas chaves foram representadas por duas fontes de onda quadrada v_1 e v_2 de amplitudes V_{DC1} e V_{DC2} respectivamente, assim como mostrado na Figura 2.2. O transformador foi omitido do modelo simplificado³. As indutâncias série do transformador foram consideradas e incluídas como parte da indutância do tanque LC . O equacionamento deste subitem desconsidera as perdas ôhmicas a fim de simplificar a análise.

Figura 2.2 – Modelo simplificado do conversor DAB DC-DC

Fonte: Produção do próprio autor.

As fontes de tensão v_1 e v_2 podem ser escritas como a soma de n harmônicas como mostrado em (2.1).

$$\begin{cases} v_1(t) = \sum_{h=2n-1}^{\infty} \frac{4 \cdot V_{DC1}}{\pi \cdot h} \cdot \sin(h \cdot \omega \cdot t) \\ v_2(t) = \sum_{h=2n-1}^{\infty} \frac{4 \cdot V_{DC2}}{\pi \cdot h} \cdot \sin(h \cdot \omega \cdot t + h \cdot \delta) \end{cases} \quad n \in \mathbb{N} \quad (2.1)$$

Onde:

- δ é a defasagem entre v_1 e v_2 ;
- ω é a frequência fundamental de v_1 e v_2 ou frequência de chaveamento do conversor.

Considerando apenas a componente fundamental de $v_1(t)$ e $v_2(t)$, a potência ativa P que flui entre v_1 e v_2 é dada pela equação (2.2).

$$P = \left(\frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{V_{DC1} \cdot V_{DC2} \cdot \sin(\delta)}{|Z(\omega)|} \quad (2.2)$$

³ Um transformador ideal com relação de transformação 1:1, tem função somente de isolamento galvânico, e não afeta a análise. No entanto o uso de diferentes relações de transformação é útil no projeto do DAB, conforme discutido no item 2.5.2 e no Capítulo 3.

Onde:

- $Z(\omega)$ é a impedância do tanque LC na frequência ω .

A defasagem δ pode assumir valores de $-90^\circ \leq \delta \leq +90^\circ$. Definindo um $\delta = \delta_{\max}$ para uma potência $P = P_{\text{nom}}$ e valores de V_{DC1} e V_{DC2} pré-definidos, $Z(\omega)$ é definido por (2.3).

$$Z(\omega) = j \left(\frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{V_{DC1} \cdot V_{DC2} \cdot \sin(\delta_{\max})}{P_{\text{nom}}} \quad (2.3)$$

Apenas a componente fundamental é considerada nos cálculos de P e $Z(\omega)$ pois trata-se de uma aproximação inicial de forma que se possa calcular facilmente os valores de indutância e capacitância.

A escolha de um $\delta_{\max}$ ótimo será discutida no item 2.5.

O $Z(\omega)$ calculado em (2.3) também pode ser escrito como em (2.4).

$$Z(\omega) = Z_L(\omega) + Z_C(\omega) = j \cdot \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right) = j \cdot \left(\frac{\omega^2 \cdot L \cdot C - 1}{\omega \cdot C} \right) \quad (2.4)$$

Definindo a frequência de ressonância ω_0 do tanque LC como em (2.5), e a frequência normalizada α como em (2.6) e substituindo em (2.4), esta pode ser escrita como apresentada em (2.7).

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (2.5)$$

$$\alpha = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (2.6)$$

$$Z(\omega) = j \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \frac{(\alpha^2 - 1)}{\alpha} \quad (2.7)$$

Isolando ω_0 da equação (2.6) e substituindo em (2.5), obtém-se (2.8).

$$\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = \frac{\omega}{\alpha} \quad (2.8)$$

Isolando a impedância característica $\sqrt{L/C}$ da equação (2.7), chega-se em (2.9).

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = Z(\omega) \cdot \left(\frac{\alpha}{|\alpha^2 - 1|} \right) \quad (2.9)$$

A resolução do sistema de duas equações ((2.8) e (2.9)) e duas incógnitas (L e C) resulta em (2.10).

$$\begin{cases} L = \frac{|Z(\omega)| \cdot \alpha^2}{\omega \cdot |\alpha^2 - 1|} \\ C = \frac{|\alpha^2 - 1|}{\omega \cdot |Z(\omega)|} \end{cases} \quad (2.10)$$

2.4 Análise no domínio da frequência

O objetivo desta análise é determinar parâmetros quantitativos como corrente eficaz, potência ativa, fator de potência e tensão sobre o indutor e capacitor em função do tanque LC (impedância e frequência de ressonância) e defasagem entre tensões no lado AC. Estes resultados fornecem o embasamento para a determinação das regiões de operação do conversor, e que posteriormente são comparados com as simulações. Primeiro, utilizando os valores de L e C obtidos na equação (2.10), a corrente eficaz é obtida como mostrado em (2.11), mas agora levando em consideração a resistência R , desprezada no subitem anterior.

$$\begin{aligned} I_{rms} &= \sqrt{\sum_{h=2n-1}^{\infty} I_{h_rms}^2} \\ &= \sqrt{\sum_{h=2n-1}^{\infty} \left(\frac{4}{h\pi\sqrt{2}} \right)^2 \frac{|V_{DC1} - V_{DC2} e^{j\cdot h\cdot\delta}|^2}{R^2 + \left(h\omega L - \frac{1}{h\omega C} \right)^2}}, \quad n \in \mathbb{N} \end{aligned} \quad (2.11)$$

A seguir, a potência ativa que flui pelo conversor, considerando n harmônicas e negligenciando a resistência R é calculada pela equação (2.12).

$$P_{tot} = \sum_{h=2n-1}^{\infty} \left(\left(\frac{4}{h\pi\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{V_{DC1} V_{DC2} \sin(h\delta)}{h\omega L - \frac{1}{h\omega C}} \right), \quad n \in \mathbb{N} \quad (2.12)$$

Com a potência ativa determinada por (2.12), calcula-se o fator de potência como mostrado em (2.13), sendo fp_1 e fp_2 os fatores de potência vistos pelo primário e secundário, respectivamente.

$$\begin{cases} fp_1 = \frac{P_{tot}}{V_{DC1} \cdot I_{rms}} \\ fp_2 = \frac{P_{tot}}{V_{DC2} \cdot I_{rms}} \end{cases} \quad (2.13)$$

As tensões no capacitor e indutor são calculadas como em (2.14), onde I_h é a h -ésima harmônica de corrente eficaz.

$$\begin{cases} V_{C_rms} = \sqrt{\sum_{h=2n-1}^{\infty} \left(\frac{1}{h \cdot \omega \cdot C} \cdot I_{h_rms} \right)^2} \\ V_{L_rms} = \sqrt{\sum_{h=2n-1}^{\infty} \left(h \cdot \omega \cdot L \cdot I_{h_rms} \right)^2} \end{cases}, n \in \mathbb{N} \quad (2.14)$$

2.5 Análise comportamental do sistema

Este subitem mostra a influência de δ_{max} e α no sistema, além da influência de V_{DC1} e V_{DC2} sobre o desempenho do conversor, utilizando-se parâmetros como fator de potência, potência aparente, corrente, etc. As análises apresentadas são calculadas em valores por unidade (pu), onde se adotam como valores de base:

- $V_B = V_{DC1}$
- $S_B = P_{nom}$
- $I_B = S_B / V_B$
- $Z_B = V_B^2 / S_B$

Esta análise é feita primeiramente para o caso em que V_{DC1} e V_{DC2} são iguais, e a seguir, quando forem diferentes.

2.5.1 Operação do sistema com $V_{DC1} = V_{DC2}$

A potência ativa aproximada (2.2) é expressa em função de $Z(\omega)$ e δ_{max} . A Figura 2.3 apresenta a potência ativa P [pu] transferida do lado v_1 para o v_2 em função de δ e $Z(\omega)$.

Figura 2.3 – Potência transferida entre conversores e defasagens entre tensões AC em função de $Z(\omega)$.

Fonte: Produção do próprio autor.

Em cada curva apresentada de $Z(\omega)$, δ varre valores entre $-\delta_{\max}$ e $+\delta_{\max}$. Para valores menores de $Z(\omega)$ a potência é mais sensível à variação de δ por causa da redução da impedância $|Z(\omega)|$. É importante observar que cada $Z(\omega)$ está associado a um $\delta_{\max}$ diferente, conforme equação (2.3).

A análise do comportamento da corrente eficaz leva em consideração que o conversor opera com potência de $P=1$ pu. A corrente eficaz, definida na equação (2.11), depende da diferença entre v_1 e v_2 e dos valores de L e C obtidos a partir da equação (2.10) para diferentes valores de α . A Figura 2.4 mostra a corrente eficaz [pu] em função de α e $\delta_{\max}$, considerando apenas as primeiras 11 harmônicas. Observa-se que para valores menores de α , a corrente aumenta substancialmente, ultrapassando 2 pu de corrente em algumas regiões. Com base neste gráfico, os estudos seguintes desconsideram regiões com $\alpha < 0.7$.

Figura 2.4 – Corrente eficaz em função de α e $\delta_{\max}$ ⁴

Fonte: produção do próprio autor.

A Figura 2.5 apresenta o fator de potência calculado usando a equação (2.13). A figura mostra o fator de potência em função de $\delta_{\max}$ e α . Observa-se que quanto maior o valor de $\delta_{\max}$, menor o fator de potência. Além disso, verifica-se que para $\alpha < 1$ o fator de potência tende a 0.9 apenas quando α tende a 1. Para $\alpha > 1$ verifica-se que o fator de potência tende a se manter praticamente constante com a variação de α , além de mostrar um fator de potência mais elevado quando comparado à região compreendida por $\alpha < 1$.

⁴ A faixa branca ($\alpha=1$) corresponde à frequência de ressonância do tanque LC (equação 2.6).

Figura 2.5 – Fator de potência em função de $\delta_{\max}$ e α

Fonte: produção do próprio autor.

A análise das tensões e correntes eficazes sobre o indutor e capacitor para diferentes valores de α e $\delta_{\max}$ são mostrados na Figura 2.6. Pode-se observar que há um incremento na corrente conforme se reduz α . As tensões, tanto no indutor quanto no capacitor, aumentam substancialmente quando se trabalha com valores de α próximos ao valor unitário, necessitando de componentes superdimensionados.

Figura 2.6 – Correntes e quedas de tensão no indutor e capacitor para diferentes α e $\delta_{\max}$

Fonte: Produção do próprio autor.

2.5.2 Operação do sistema com $V_{DC1} \neq V_{DC2}$

Conforme [25], a presença de reativos e correntes circulantes reduz a eficiência do conversor. Neste tópico será demonstrada a redução na eficiência do conversor, com análises mais aprofundadas que as realizadas em [25].

Para esta análise, escolhe-se convenientemente V_{DC1}' e V_{DC2}' de forma que se mantenha potência transferida de 1 pu. Ou seja, fazendo-se $V_{DC1} = V_B \cdot \sigma$ multiplicado por $V_{DC2} = V_B / \sigma$, mantêm-se a potência constante, de acordo com (2.2). Para isto a relação mostrada na equação (2.15) foi utilizada.

$$\begin{aligned} V_{DC1}' &= V_B \cdot \sigma \\ V_{DC2}' &= \frac{V_B}{\sigma} \end{aligned} \quad (2.15)$$

A fim de demonstrar os efeitos para V_{DC1}' e V_{DC2}' diferentes, o valor de $\sigma=1.1$ foi escolhido arbitrariamente, possibilitando averiguar seus impactos sobre a corrente eficaz e o fator de potência.

Comparado com a Figura 2.4, a Figura 2.7 mostra aumento significativo da corrente. O aumento de corrente é mais evidente para $\alpha < 1$.

Figura 2.7 – Corrente eficaz em função de α e δ_{max} para $V_{DC1} \neq V_{DC2}$ ($\sigma = 1.1$)

Fonte: produção do próprio autor.

Comparando a Figura 2.5 ($V_{DC1} = V_{DC2}$) com a Figura 2.8 ($V_{DC1} \neq V_{DC2}$), para qualquer região de operação, observa-se uma redução significativa do fator de potência.

Portanto, com base nas observações de corrente eficaz e fator de potência, chega-se à conclusão de que v_1 e v_2 (Figura 2.2) devem ser iguais. Isto pode ser atingido utilizando-se apropriadas relações de transformação N_1 / N_2 .

Figura 2.8 – Fator de potência em função de α e $\delta_{\max}$ para $V_{DC1} \neq V_{DC2}$ ($\sigma = 1.1$)

Fonte: produção do próprio autor.

A Figura 2.9 mostra as tensões e correntes eficazes para diferentes valores de α e $\delta_{\max}$. As quedas de tensão no indutor e capacitor são similares ao caso anterior estudado na Figura 2.6 ($V_{DC1} = V_{DC2}$), porém observa-se um aumento expressivo das correntes em todos os casos mostrados.

Figura 2.9 – Correntes e tensões eficazes no indutor L e capacitor C para diferentes α e $\delta_{\max}$ para $V_{DC1} \neq V_{DC2}$ ($\sigma = 1.1$)

Fonte: produção do próprio autor.

Como observado neste estudo, $V_{DC1} \neq V_{DC2}$ traz diversas desvantagens que comprometem a eficiência do conversor. No Capítulo 3 será feito uma análise além de mostrar uma forma de contornar tais desvantagens.

2.5.3 Regiões de trabalho

Na Figura 2.10 apresenta-se uma compilação simplificada das análises feitas neste capítulo, destacando características em cada região de trabalho.

Fonte: produção do próprio autor.

2.6 Critérios de projeto

Os valores de α e $\delta_{\max}$ devem ser definidos de forma a atingir um desejado critério de projeto. Os critérios de projeto arbitrariamente adotados para este trabalho são:

- $V_C < 1.1 \text{ p.u.}$
- $V_L < 1.1 \text{ p.u.}$
- $I < 1.1 \text{ p.u.}$
- $fp > 0.9$

Para valores elevados de $\delta_{\max}$, a corrente eficaz aumenta para um dado P_{nom} , o fator de potência diminui e as tensões no indutor e capacitor aumentam. Portanto, $\delta_{\max}$ deve ser o menor possível. Mas, $\delta_{\max}$ não deve ser excessivamente pequeno pois a

impedância será impraticavelmente pequena. O revés para a impedância excessivamente pequena é a resistência intrínseca do indutor, capacitor e cabos que ficam significativamente grandes em relação à impedância LC muito pequena do sistema. Quanto maior a relação resistência/impedância, maiores são as perdas implicando em menores rendimentos. Adicionalmente, baixos valores de $\delta_{\max}$ resultam em potência transferida extremamente sensível a pequenas variações de δ . Portanto, $\delta_{\max} = 10^\circ$ será adotado.

As tensões no capacitor e indutor aumentam substancialmente próximo ao valor unitário de α , como mostrado na Figura 2.6. Para $\alpha < 1$ o fator de potência diminui e, portanto, não respeita o critério de fator de potência, que é alcançado com $\alpha > 1$. Mas para atingir os critérios de tensão no capacitor e indutor, de acordo com a Figura 2.6, é necessário que $\alpha > 1.09$. O critério de corrente eficaz também é respeitado para $\alpha > 1$.

2.7 Simulação e Resultados Experimentais

Para mostrar a validação do modelo teórico e da análise no domínio da frequência apresentados neste capítulo, os resultados de simulação e experimentais são comparados aos valores teóricos obtidos pelo modelo. A seguir são mostrados os resultados de simulação e experimentais para quatro casos. Os resultados de simulação e experimentais foram obtidos para as mesmas condições mostradas na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Valores utilizados no experimento e na simulação

Variável	Valor
V_{DC1}	100V
V_{DC2}	100V
S_{nom}	350VA
$\delta_{\max}$	10°
f	10kHz

Os quatro casos estudados são detalhados abaixo:

- **Caso A:** onde $\alpha=0.85$, a frequência de ressonância do LC é maior que a frequência fundamental da tensão e a impedância fundamental é capacitiva;
- **Caso B:** onde $\alpha=1.15$, a frequência de ressonância do LC é menor que a frequência fundamental da tensão e a impedância fundamental é indutiva;

- **Caso C:** onde $\alpha=1.28$, a frequência de ressonância é menor que a frequência fundamental da tensão e menor que no caso B e a impedância fundamental é indutiva;
- **Caso D:** onde só se utiliza um indutor, portanto, o caso pode ser aproximado para $\alpha \rightarrow \infty$.

Os valores de indutância e capacitância dos casos A a D utilizados na simulação e no experimento são mostrados na Tabela 2.2. A foto dos vários tanques LC utilizados são mostrados na Figura 2.11. A indutância de dispersão do transformador está somada às indutâncias da Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Valores de indutância e capacitância utilizados nos casos de A-D

Caso	α	Indutância [μH]	Capacitância [μF]	Z [Ω]
A	0.85	171	1.05	4.35
B	1.15	278	1.19	4.40
C	1.28	166	2.48	4.17
D	∞	66.5	-----	4.18

Figura 2.11 – Foto dos tanques LC utilizados no experimento

Fonte: Produção do próprio autor.

Os resultados de simulação foram obtidos a partir do software PLECS, o circuito desenvolvido para a simulação pode ser observado na Figura 2.1. As formas dos resultados de simulação foram obtidas diretamente pelo software PLECS.

A Figura 2.12 mostra o circuito desenvolvido para obtenção dos resultados experimentais. As medidas de tensões e correntes foram obtidas a partir das pontas de prova diferenciais Tektronix P5200 e das pontas de corrente Agilent N2779A. A

aquisição dos dados foi realizada pelo osciloscópio Agilent DSO6014. A partir do osciloscópio foram retirados os pontos em formato csv e posteriormente os dados foram tratados no MATLAB. Os experimentos foram realizados com capacitores de polipropileno e indutores com núcleo de ar para o LC. O transformador (Anexo A) utilizado foi construído com um núcleo de ferrite da Thornton (EI Thornton NEE-65/33/26-7200-IP6) com onze espiras de fios 14 AWG no primário e secundário. As chaves utilizadas para os inversores são MOSFETS IRFP250N. O controle das chaves foi realizado a partir de um DSP (Digital Signal Processor) da Texas Instruments da família TMS320F28335.

Figura 2.12 – Montagem experimental

Fonte: produção do próprio autor.

A seguir são mostrados os resultados de simulação e experimental para os casos A a D. É também feita uma comparação dos valores eficazes de simulação e experimental com os valores teóricos obtidos a partir das equações mostradas nos capítulos 7 e 8, para validar o modelo no domínio da frequência apresentado.

2.7.1 Caso A

Na Figura 2.13 e Figura 2.14 mostram-se as formas de onda de simulação e experimentais para o caso A.

Figura 2.13 – Resultado de simulação caso A – em cima: tensões nas saídas dos inversores v_1 e v_2 ; meio: correntes no primário e secundário do transformador i_1 e i_2 ; embaixo: tensões no indutor v_L e no capacitor v_C .

É possível observar resultados coerentes entre a simulação e o experimento. Observa-se que as correntes i_1 e i_2 estão defasadas das tensões v_1 e v_2 com ângulos

próximos a 180° , o que resulta em uma potência ativa transmitida negativa. Este resultado é esperado, pois para o caso de $\alpha < 1$, na frequência fundamental a impedância do LC $Z(\omega)$ é mais capacitiva, o que significa que $Z(\omega)$ possui parte imaginária negativa (e de acordo com a equação (2.2), a parte imaginária de $Z(\omega)$ determina a potência transmitida entre os dois inversores). A análise quantitativa dos resultados é mostrada a seguir.

Figura 2.14 – Resultado experimental caso A – em cima: tensões nas saídas dos inversores v_1 e v_2 ; meio: correntes no primário e secundário do transformador i_1 e i_2 ; embaixo: tensões no indutor v_L e no capacitor v_C .

Fonte: produção do próprio autor.

A Tabela 2.3 mostra os valores eficazes de I_1 , V_L e V_C , a potência ativa e aparente e fator de potência. A tabela mostra que os valores obtidos por simulação e experimento corroboram o modelo teórico. Os erros encontrados ficaram abaixo de 5,18%. O maior erro é observado para o fator de potência. Vale ressaltar que tanto os erros de medida das pontas de tensão quanto das pontas de corrente são propagados para as potências e para o fator de potência. Observa-se pela tabela que o fator de potência

para o caso A ficou abaixo de 0.8, e conforme mostrado no Capítulo 2, para $\alpha < 1$ o fator de potência é pior. As tensões eficazes no indutor e capacitor ficaram abaixo das tensões eficazes das fontes v_1 e v_2 .

Tabela 2.3 – Caso A: Comparação de resultados teórico, simulado e experimental

Parâmetro	Teórico	Simulação	Experimental
I_{rms} [A]	3.68	3.65	3.68
P_{avg} [W]	-293.77	-279.31	-281.68
S [VA]	367.58	365.16	370.01
FP	0.80	0.76	0.76
V_L [V]	60.17	59.45	60.30
V_C [V]	54.70	54.34	55.54

2.7.2 Caso B

Os resultados de simulação e experimental para o caso B são mostrados na Figura 2.15 e na Figura 2.16.

Figura 2.15 – Resultado de simulação caso B – em cima: tensões nas saídas dos inversores v_1 e v_2 ; meio: correntes no primário e secundário do transformador i_1 e i_2 ; embaixo: tensões no indutor v_L e no capacitor v_C .

Fonte: produção do próprio autor.

Observa-se que a defasagem entre v_1 e i_1 e entre v_2 e i_2 é menor que 90° , o que implica em um fluxo de potência positivo. Conforme mostrado no Capítulo 2, para $\alpha > 1$ a potência transmitida é positiva. Houve ainda uma diminuição no valor de pico das correntes i_1 e i_2 , com relação ao caso A.

Figura 2.16 – Resultado experimental caso B – em cima: tensões nas saídas dos inversores v_1 e v_2 ; meio: correntes no primário e secundário do transformador i_1 e i_2 ; embaixo: tensão no indutor v_L e no capacitor v_C .

Fonte: Produção do próprio autor.

A Tabela 2.4 mostra os valores eficazes de tensões, correntes, potência e fatores de potência do conversor. Observa-se pela tabela que há concordância entre os valores teórico, de simulação e experimental. Os erros obtidos para o caso B ficaram abaixo de 3.1%. Observa-se pela tabela um aumento na potência ativa e uma diminuição na corrente eficaz. Portanto também se observa aumento sensível no fator de potência com relação ao caso A. A tensão eficaz no indutor aumentou com relação ao caso A, o que é esperado, conforme visto no Capítulo 2.

Tabela 2.4 – Caso B: Comparação de resultados teórico, simulado e experimental

Parâmetro	Teórico	Simulação	Experimental
I_{rms} [A]	3.59	3.59	3.56
P_{avg} [W]	331.83	328.65	323.29
S [VA]	358.55	358.57	356.23
FP	0.93	0.92	0.91
V_L [V]	77.07	78.29	79.51
V_C [V]	47.78	47.78	47.06

2.7.3 Caso C

As formas de onda de simulação e experimental são mostradas pela Figura 2.17 e pela Figura 2.18. Assim como para o caso B, o fluxo de potência é positivo (pois $\alpha > 1$). Observa-se que as amplitudes das tensões no indutor e no capacitor diminuíram com relação ao caso B.

Figura 2.17 – Resultado de simulação caso C – em cima: tensões nas saídas dos inversores v_1 e v_2 ; meio: correntes no primário e secundário do transformador i_1 e i_2 ; embaixo: tensões no indutor v_L e no capacitor v_C .

Fonte: produção do próprio autor.

Figura 2.18 – Resultado experimental caso C – em cima: tensões nas saídas dos inversores v_1 e v_2 ; meio: correntes no primário e secundário do transformador i_1 e i_2 ; embaixo: tensão no indutor v_L e no capacitor v_C .

Fonte: produção do próprio autor.

A Tabela 2.5 mostra os valores eficazes teórico, de simulação e experimental para o caso C. Novamente observa-se que os valores obtidos por simulação e experimental validam o modelo teórico. Os erros obtidos foram inferiores a 5.4%. Observa-se pela tabela que houve um ligeiro aumento do valor de fator de potência. Também se observa que a tensão eficaz no capacitor e no indutor caiu com relação ao caso B. Os resultados são coerentes com a análise realizada no capítulo 2, onde se observou que, para $\alpha > 1$, com o aumento de α ocorre aumento no fator de potência e diminuição das tensões eficazes no indutor e capacitor.

Tabela 2.5 – Caso C: Comparação de resultados teórico, simulado e experimental

Parâmetro	Teórico	Simulação	Experimental
I_{rms} [A]	3.82	3.82	3.66
P_{avg} [W]	356.27	361.24	342.89
S [VA]	382.48	382.42	366.09
FP	0.93	0.94	0.94
V_L [V]	59.56	60.66	59.33
V_C [V]	24.18	24.17	23.21

2.7.4 Caso D

Os resultados de simulação e experimental para o caso indutivo puro são mostrados na Figura 2.19 e na Figura 2.20.

Figura 2.19 – Resultado de simulação caso D – em cima: tensões nas saídas dos inversores v_1 e v_2 ; meio: correntes no primário e secundário do transformador i_1 e i_2 ; embaixo: tensões no indutor v_L e no capacitor v_C .

Figura 2.20 – Resultado experimental caso D – em cima: tensões nas saídas dos inversores v_1 e v_2 ; meio: correntes no primário e secundário do transformador i_1 e i_2 ; embaixo: tensões no indutor v_L e no capacitor v_C .

Fonte: produção do próprio autor.

Os valores eficazes de simulação e experimentais são comparados com o caso teórico para α muito grande.

Tabela 2.6 – Caso D: Comparação de resultados teórico, simulado e experimental

Parâmetro	Teórico	Simulação	Experimental
I_{rms} [A]	3.98	3.98	3.88
P_{avg} [W]	377.64	384.63	372.35
S [VA]	397.76	397.86	387.02
FP	0.95	0.97	0.96
V_L [V]	46.52	46.67	48.3

Observa-se pela Tabela 2.6 que os erros obtidos foram menores que 3.69%. Nota-se que o fator de potência para o caso indutivo puro é maior em relação aos casos anteriores (validando o modelo proposto, conforme visto no capítulo 2, para $\alpha > 1$, o fator de potência cresce com o aumento de α). A tensão no indutor também é menor, conforme também no capítulo 2. É importante lembrar que na operação somente com

indutor se perde a propriedade de antissaturação do transformador com a presença do capacitor, levando à necessidade de implementação de estratégia ativa de controle de saturação do transformador [26].

Este estudo sobre as regiões de operação [23] foi apresentado em conferência nacional (COBEP – 2017).

3. CONTROLE DE POTÊNCIA COM CORREÇÃO DE TENSÕES PARA $V_{DC1} \neq V_{DC2}$ E COM TRANSFORMADOR $N_1 = N_2$

Os resultados do capítulo 2 foram realizados em malha aberta. Neste capítulo será apresentada uma estratégia de controle de potência transferida pelo DAB juntamente com um controle que compatibiliza as tensões v_1 e v_2 para a condição de $V_{DC1} \neq V_{DC2}$, de forma a minimizar as correntes eficazes circulantes nos lados AC do conversor.

Para o conversor trabalhar sob a condição $V_{DC1} \neq V_{DC2}$, em regime, deve-se ajustar a relação de transformação $N_1:N_2$ como mostrado na equação (3.1).

$$a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{V_{DC1}}{V_{DC2}} \quad (3.1)$$

Em aplicações práticas como sistemas de armazenamento de energia fotovoltaicos, é impossível garantir tensões iguais em ambos os lados DC. Sendo assim, é necessário adequar as tensões no lado AC para compatibilizar as tensões de v_1 e v_2' . Este ajuste pode ser obtido variando-se o ciclo de trabalho (*duty cycle*) D das tensões de três níveis $v_1(\omega t)$ ou $v_2'(\omega t)$ (Figura 3.1).

Figura 3.1 – Tensões $v_1(\omega t)$ ou $v_2'(\omega t)$ como tensões de três níveis, onde *duty cycle* $D = \beta/(2\pi)$

Fonte: produção do próprio autor.

A partir da equação exata da tensão eficaz e do *duty cycle* da Figura 3.1, obtém-se a determinação do *duty cycle*⁵ em função da tensão eficaz da onda quadrada e da amplitude da tensão, como mostrada em (3.2).

$$\begin{cases} D = \frac{\beta}{2\pi} \\ v_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} V^2 \cdot \beta} = V \cdot \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} \end{cases} \Rightarrow D = \frac{1}{2} \left(\frac{v_{RMS}}{V} \right)^2 \quad (3.2)$$

⁵ Devido a limitações durante a criação do código do DSP, o *duty cycle* D varia de 0 a 0.5. Desta forma para manter a mesma lógica utilizada no código fonte do DSP, optou-se por desenvolver as equações em (3.2) levando-se em consideração tal característica do código do DSP.

3.1 Ajuste ótimo de duty cycle

Para se investigar o ajuste ótimo de *duty cycle*, parte-se da premissa de que o ajuste ótimo é obtido igualando-se V_{1_RMS} e V_{2_RMS} . A partir disto, verifica-se analiticamente a veracidade desta premissa.

Considerando $k = 1.2$ (eq. (3.3)) e relação de transformação do transformador $a = 1$, analisando-se as correntes em função do *duty cycle* D e α , obtém-se a Figura 3.2. As correntes foram calculadas a partir da fórmula de corrente (2.11), adaptada para considerar até a 55ª harmônica de tensão. As defasagens entre tensões no primário e secundário (δ) foram ajustadas de forma a manter potência constante $P = 1$ pu.

$$k = \frac{V_{DC1}}{aV_{DC2}} \quad (3.3)$$

Figura 3.2 – Corrente eficaz em função do duty cycle D e α para $k = 1.2$ e potência P constante

Fonte: produção do próprio autor.

A Figura 3.2 mostra o comportamento das correntes eficazes no lado AC do conversor para diversos valores de α (definido previamente em (2.6)) e *duty cycles* D diferentes. Verifica-se que as correntes eficazes no lado AC podem ser minimizadas escolhendo-se adequadamente o valor do *duty cycle* D .

Analisando-se a corrente eficaz no lado AC em função de k e D (Figura 3.3), observa-se que quanto mais se afasta k do valor unitário, maiores são as correntes em seus respectivos mínimos locais. Verifica-se também que as regiões de mínimos indicam a presença de *duty cycle* ótimo que minimiza a corrente.

Figura 3.3 – Corrente eficaz em função do duty cycle para diferentes valores de k e $\alpha = 1.28$

Fonte: produção do próprio autor.

A Figura 3.4 mostra o comportamento das correntes eficazes no lado AC para dois valores de *duty cycle* diferentes. Verifica-se que o ajuste de *duty cycle* (caso com $D = 0.34$) reduz drasticamente as correntes eficazes, quando comparado com o caso sem ajuste de *duty cycle* ($D = 0.5$). O aumento de corrente é mais pronunciado quanto menor o δ .

Figura 3.4 – Para $k = 1.2$, comparação de correntes com duty cycle $D = 0.34$ e $D = 0.5$ para valores de α e δ

Fonte: produção do próprio autor.

O *duty cycle* ótimo foi obtido igualando-se as tensões v_{1_RMS} e v_{2_RMS} . A Figura 3.5 mostra o *duty cycle* em função da razão k (3.3). O *duty cycle* ótimo medido foi obtido variando-se manualmente o *duty cycle* de forma a minimizar a corrente eficaz no modelo simulado do PLECS [27] enquanto o *duty cycle* calculado foi obtido a partir da equação (3.4).

Figura 3.5 – Duty Cycle ótimo em função de k

Fonte: produção do próprio autor.

Para valores de k baixo, o valor ótimo simulado e o analítico são bem próximos, por este motivo a equação (3.4) se mostra eficaz. Para valores elevados de k a corrente eficaz se eleva, conforme visto na Figura 3.3, e recomenda-se o ajuste adequado do transformador.

As equações (3.4) foram obtidas a partir de (3.2), de forma que sempre se ajusta o *duty cycle* do lado de maior tensão de pico (reduzindo-se a tensão eficaz) e se mantém tensão quadrada (sem modulação) no lado de menor tensão.

$$\begin{aligned}
 k \geq 1 &\Rightarrow \begin{cases} D_1 = \frac{1}{2k^2} \\ D_2 = 0.5 \end{cases} \\
 k < 1 &\Rightarrow \begin{cases} D_1 = 0.5 \\ D_2 = \frac{k^2}{2} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

3.2 Estratégia de controle proposta

O sistema de controle proposto é composto por um algoritmo de ajuste de tensão e um controlador. O algoritmo de ajuste de tensão é utilizado para se minimizar a corrente eficaz e um controlador PI em malha fechada de potência, enquanto que o controlador é utilizado para se controlar o fluxo de potência. A Figura 3.6 mostra um diagrama de blocos com o princípio de funcionamento do sistema de controle.

Figura 3.6 – Diagrama de blocos do sistema de controle proposto

Fonte: produção do próprio autor.

O controle de tensão em malha aberta ajusta o *duty cycle* com base nas tensões do barramento DC do primário e do secundário conforme mostra a equação (3.4). Para este controle ser em malha fechada, deve-se medir as tensões v_1 e v_2 nos lados AC dos inversores, porém esta medição não foi feita no experimento devido à frequência de corte baixa dos medidores de tensão do laboratório (LEM LV-25)⁶, sendo necessário uma largura de banda algumas vezes maior que a frequência de chaveamento (10kHz), de forma que se possa medir a sua tensão eficaz com uma precisão arbitrariamente boa. A Figura 3.5 mostra que a equação (3.4) apresenta resultados próximos aos valores de *duty cycle* com corrente mínima encontrados no modelo simulado, para a região em torno de $k = 1.2$.

O algoritmo de ajuste de *duty cycle* responde instantaneamente a quaisquer valores de tensão medidos, tornando-o suscetível a *spikes* de alta frequência e transitórios. Para resolver estes problemas, um filtro de média móvel com *buffer* de 60 amostras foi aplicado nas tensões V_{DC1} e V_{DC2} . A frequência de amostragem utilizada foi de $f_s = 200kHz$, de forma a super-amostrar a corrente que possui componentes de alta frequência, possibilitando-se medir as correntes com mais precisão. Observa-se que o *buffer* do filtro tem uma janela de $300\mu s$, o que corresponde a 3 ciclos completos de chaveamento a $10kHz$ (frequência utilizada na simulação e experimento).

O controlador PI controla a potência no primário do conversor. A potência é calculada a partir da tensão do barramento DC primário e da corrente média do primário medida na entrada (lado DC) da planta. Esta corrente média é obtida filtrando-se a corrente medida com um filtro Butterworth de segunda ordem ($f_{corte} = 500Hz$), como mostrado

⁶ Segundo o *datasheet* do componente, o tempo de resposta ao degrau (90%) é de $40\mu s$.

em (3.5). O filtro foi discretizado utilizando-se o método de Tustin com frequência de amostragem $f_s = 200kHz$.

$$G_{BW}(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + \sqrt{2} \cdot \omega \cdot s + \omega^2} \quad (3.5)$$

O filtro Butterworth discretizado no Matlab é mostrado em (3.6).

$$BW = \frac{bw_a \cdot z^{-2} + bw_b \cdot z^{-1} + bw_c \cdot z - bw_d \cdot BW^{-2} - bw_e \cdot BW^{-1}}{bw_f} \quad (3.6)$$

Onde:

$$bw_a = 6.10037851190355e-05$$

$$bw_b = 0.000122007570238071$$

$$bw_c = 6.10037851190355e-05$$

$$bw_d = 0.978034236345760$$

$$bw_e = -1.97779022120528$$

$$bw_f = 1$$

O controlador PI (Figura 3.7) discretizado utilizando-se o método de Tustin é mostrado em (3.7)

Fonte: Produção do próprio autor

$$\begin{aligned} C_p(s) &= k_p \cdot E(s) \xrightarrow{\text{Tustin}} P(z) = k_p \cdot E(z) \\ C_i(s) &= \frac{k_i}{s} \cdot E(s) \xrightarrow{\text{Tustin}} I(z) = \left(\frac{k_i \cdot Ts}{2} \right) \cdot E(z) + \left(\frac{k_i \cdot Ts}{2} \right) \cdot E(z) \cdot z^{-1} + I(z) \cdot z^{-1} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Os parâmetros da equação (3.7) são descritos abaixo, com a indicação dos valores adotados. Como o sistema não é linear, estes valores foram encontrados por tentativa e erro via simulação.

$$k_p \rightarrow \text{ganho proporcional } (1.5 \cdot 10^{-9})$$

$$k_i \rightarrow \text{ganho integral } (5.5 \cdot 10^{-6})$$

$$e \rightarrow \text{erro}$$

$$Ts \rightarrow \text{período de amostragem } (1/200000) [s]$$

Com estes parâmetros, obtiveram-se $T_{90\%} = 1.7ms$, $M_p = 8.9\%$ e $T_{acom} = 3.34ms$.

Figura 3.8 – Resposta ao degrau do controlador (resultado de simulação)

Fonte: produção do próprio autor.

Além disto, existe um *anti-wind up* [28], limitado em $AWL = 1.1111112E-5$, saturando as saídas de cada parcela individual do controlador. Primeiramente, este limite AWL é aplicado na parcela proporcional. Em seguida, o resíduo do anti-wind up ($RAWL$) é aplicado à parcela integral conforme Figura 3.9(a), fazendo com que a soma das saídas proporcionais e integrais não ultrapassem AWL , conforme Figura 3.9(b). Desta forma garante-se que o integrador não fique acumulando erro.

Figura 3.9 – Princípio de funcionamento do Anti-wind up

Fonte: Produção do próprio autor

O arquivo de simulação do PLECS está disponível na internet⁷.

⁷ https://www.dropbox.com/s/msp36gkz50ydept/Conversor_DC-DC%20%28Completo%29.plecs?dl=0

3.3 Simulação e resultados experimentais

Os resultados de simulação foram obtidos usando o PLECS [27] e dados dos resultados experimentais foram adquiridos usando osciloscópios Agilent DSO6014 e Tektronix MDO3000, pontas de tensão diferenciais Tektronix P5200 e pontas de corrente Agilent N2782B. Os dados, coletados em formato csv, foram processados usando MATLAB.

A montagem experimental utilizada neste trabalho inclui um *digital signal processor* (DSP) da Texas TMS320F28335, um conversor DAB, o tanque LC e um transformador 1:1 (Anexo A). O DAB é composto por um par de pontes completas com chaves IRFP250N.

A Figura 3.10 apresenta a simulação para o caso de $v_1 \neq v_2'$, onde $k = 1.2$ e sem compensação de *duty cycle* ($D=50\%$). A potência DC medida no primário é de 350W.

Figura 3.10 – Resultados simulados para $k = 1.2$, sem ajuste de *duty cycle*

Fonte: produção do próprio autor.

A Figura 3.11 apresenta a simulação para o caso de $v_1 \neq v_2'$, onde $k = 1.2$, com compensação de *duty cycle* ($D=35\%$). Para este caso, a potência média medida é também de 350W.

Figura 3.11 – Resultados simulados para $k = 1.2$ e com ajuste de *duty cycle* ($D = 35\%$)

Fonte: produção do próprio autor.

Na Tabela 3.1 são apresentadas as correntes e tensões eficazes no lado AC do conversor para $k = 1.2$ com e sem ajuste de *duty cycle*. Observa-se que o ajuste de *duty cycle* implica em menores correntes eficazes no lado AC para a mesma potência transferida.

Tabela 3.1 – Comparação entre *duty cycle* compensado e não compensado

	$D = 35\%$	$D = 50\%$
i_1	4.02A _{RMS}	5.00A _{RMS}
i_2	3.96A _{RMS}	4.96A _{RMS}
v_1	99.97V _{RMS}	120V _{RMS}
v_2	100V _{RMS}	100V _{RMS}

A Figura 3.12 mostra o resultado experimental para o caso de $V_{DC1} \neq V_{DC2}$ ($k = 1.2$) com ajuste de *duty cycle*. Verifica-se que os resultados experimentais corroboram os resultados simulados (Figura 3.11), conforme mostra a Tabela 3.2.

Figura 3.12 – Resultados experimentais para $k = 1.2$ com ajuste de *duty cycle* ($D = 34.67\%$)

Fonte: produção do próprio autor.

Tabela 3.2 – Comparação entre simulado e experimental com compensação de *duty cycle* ($D = 35\%$)

	Simulado	Experimental
i_1	4.02A _{RMS}	4.18A _{RMS}
i_2	3.96A _{RMS}	4.13A _{RMS}
v_1	99.97V _{RMS}	98.35V _{RMS}
v_2	100V _{RMS}	104.39V _{RMS}

Para verificar o desempenho de rastreamento do controlador de potência (Tabela 3.3), foram verificados experimentalmente para várias situações de k diferentes, $k = 1.2$

($V_{DC1} = 120V$ e $V_{DC2} = 100V$), $k = 1.1$ ($V_{DC1} = 110V$ e $V_{DC2} = 100V$), $k = 0.91$ ($V_{DC1} = 100V$ e $V_{DC2} = 110V$) e $k = 0.83$ ($V_{DC1} = 100V$ e $V_{DC2} = 120V$). Para $k = 1.2$ variou-se a referência de P , obtendo-se os resultados apresentados na (Tabela 3.3). Para o caso de $k = 0.83$ as tensões V_{DC1} e V_{DC2} foram permutadas entre si com relação ao primeiro caso, resultando em tensão no secundário maior que o primário. Para ambos os casos, verifica-se que o controlador rastreia a referência com erros inferiores a 5.48%. Para casos intermediários ($k = 1.1$ e $k = 0.91$) verifica-se que o controlador funciona adequadamente com baixos erros.

Tabela 3.3 – Rastreamento do controlador de potência para outras potências

Relação $k = V_1/V_2$	Referência de P	P medido	Erro
1.20	300W	293W	2.33%
1.20	350W	369W	5.48%
1.20	400W	400W	0.00%
1.10	350W	359W	2.57%
0.91	350W	359W	2.57%
0.83	350W	356W	1.71%

O estudo apresentado neste capítulo sobre controle de potência com correção de tensões [29] foi apresentado no 2018 *International Power Electronics Conference* (IPEC) em Niigata – Japão.

O código fonte juntamente com o projeto do Code Composer Studio (compilador do DSP) foi disponibilizado na internet pelo autor⁸.

⁸https://www.dropbox.com/s/hsmr8lq2omud6th/IPEC_PhaseShift_Deadtime_Controlled_V_Control20171128.zip?dl=0

4. CONCLUSÃO

Apresenta-se uma metodologia para cálculo de transferência de potência em conversores DC-DC para o caso com indutor série e LC série. Esta metodologia foi validada com simulações e experimentos.

Como parte integrante de um conversor DC-DC isolado, o transformador é de fundamental importância no papel de isolamento galvânico, além de adequar níveis de tensão incompatíveis. Este é um ponto muito importante, pois constatou-se que níveis de tensão não compatíveis apresentavam resultados ruins, como por exemplo, correntes elevadas e redução do fator de potência, diminuindo drasticamente o rendimento do conversor.

Foram estudadas regiões de operação para o tanque LC, levando-se em consideração parâmetros de projeto do conversor, como potência transferida desejada, máxima defasagem entre tensões dos geradores no lado AC e tensões nos capacitores e indutores. Este estudo foi feito para diversas defasagens ($\delta_{\max}$) e frequências de ressonância (que têm associação direta com α) diferentes. A partir deste estudo, foi possível criar um mapa contendo regiões de operação desejáveis e indesejáveis. Em geral pode-se dizer que uma boa configuração de tanque LC deve estar compreendida em $\alpha > 1.1$ e $\delta_{\max} < 25^\circ$.

Sabendo-se que o conversor opera com melhor rendimento sob a condição de tensões compatíveis ($V_{DC1} = a.V_{DC2}$) nos barramentos DC, foi proposta uma metodologia de controle para melhorar o rendimento do conversor para o caso de tensões incompatíveis. Esta metodologia baseia-se em compatibilizar as tensões eficazes entre as tensões AC dos conversores através do ajuste de *duty cycle*. Também foi implementada uma malha fechada de controle de potência. Esta malha controlou a potência ativa enviada pelo barramento DC primário.

A modelagem teórica do conversor mostrada no Capítulo 2 foi comprovada por meio de simulação e experimentos. O controle de potência com minimização da corrente eficaz mostrado no capítulo 3 foi implementado em simulação e experimentalmente, obtendo-se resultados satisfatórios.

Trabalhos futuros neste tema poderiam abordar:

- Estudo de *soft-switching* considerando regiões de operação;
- Implementação de controle de minimização das correntes eficazes em malha fechada. Para isso deve-se desenvolver hardware capaz de medir as tensões

e correntes eficazes na frequências de trabalho do conversor (centenas de volts e dezenas de quilohertz);

- Estudo do dimensionamento do capacitor no que se refere a correntes e seus custos;
- Análise detalhada das perdas do conversor em cada etapa de potência (conversores, tanque LC e transformador);

5. BIBLIOGRAFIA

- [1] G. Ortiz, J. Biela, D. Bortis, and J. W. Kolar, "1 Megawatt, 20 kHz, isolated, bidirectional 12kV to 1.2kV DC-DC converter for renewable energy applications," in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA* -, 2010, pp. 3212–3219.
- [2] N. M. L. Tan, T. Abe, and H. Akagi, "A 6-kW, 2-kWh Lithium-Ion battery energy storage system using a bidirectional isolated DC-DC converter," in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA* -, 2010, pp. 46–52.
- [3] S. Park and Y. Song, "An interleaved half-bridge bidirectional dc-dc converter for energy storage system applications," in *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, 2011, pp. 2029–2034.
- [4] S. Inoue and H. Akagi, "A Bi-Directional DC/DC Converter for an Energy Storage System," in *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2007, pp. 761–767.
- [5] A. A. Khan, H. Cha, and H. F. Ahmed, "A family of high efficiency bidirectional DC-DC converters using switching cell structure," in *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, 2016, pp. 1177–1183.
- [6] P. Jose and N. Mohan, "A novel ZVS bidirectional Cuk converter for dual voltage systems in automobiles," 2003, pp. 117–122.
- [7] M. K. Kazimierczuk, D. Q. Vuong, B. T. Nguyen, and J. A. Weimer, "Topologies of bidirectional PWM dc-dc power converters," 1993, pp. 435–441.
- [8] S. Li, K. Xiangli, and K. M. Smedley, "A Control Map for a Bidirectional PWM Plus Phase-Shift-Modulated Push-Pull DC-DC Converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 1–1, 2017.
- [9] H. Keyhani and H. A. Toliyat, "Partial-Resonant Buck-Boost and Flyback DC-DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4357–4365, Aug. 2014.
- [10] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and Y. Sun, "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4091–4106, Aug. 2014.
- [11] F. M. Ibanez, J. M. Echeverria, J. Vadiello, and L. Fontan, "A Step-Up Bidirectional Series Resonant DC/DC Converter Using a Continuous Current Mode," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 3, pp. 1393–1402, Mar. 2015.
- [12] M. M. U. Rehman, F. Zhang, R. Zane, and D. Maksimovic, "Design and control of an integrated BMS/DC-DC system for electric vehicles," in *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2016, pp. 1–7.
- [13] L. Corradini, D. Seltzer, D. Bloomquist, R. Zane, D. Maksimović, and B. Jacobson, "Minimum Current Operation of Bidirectional Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 7, pp. 3266–3276, Jul. 2012.
- [14] R. W. A. A. D. Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, Jan. 1991.
- [15] J. Everts, J. V. den Keybus, F. Krismer, J. Driesen, and J. W. Kolar, "Switching control strategy for full ZVS soft-switching operation of a Dual Active Bridge AC/DC converter," in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012, pp. 1048–1055.

- [16] H. M. d O. Filho and D. d S. Oliveira, "Dynamic analysis of a ZVS bidirectional isolated three-phase dc-dc converter using phase-shift control," in *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 2015, pp. 1–6.
- [17] W. Han, R. Ma, Q. Liu, and L. Corradini, "A conduction losses optimization strategy for DAB converters in wide voltage range," in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, pp. 2445–2451.
- [18] W. Choi, K. M. Rho, and B. H. Cho, "Fundamental Duty Modulation of Dual-Active-Bridge Converter for Wide-Range Operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 6, pp. 4048–4064, Jun. 2016.
- [19] H. Chen and A. K. S. Bhat, "A bidirectional dual-bridge LCL-type series resonant converter controlled with modified gating scheme," in *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, 2016, pp. 3036–3042.
- [20] S. S. Muthuraj, V. K. Kanakesh, P. Das, and S. K. Panda, "Triple Phase Shift Control of an LLL Tank Based Bidirectional Dual Active Bridge Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 10, pp. 8035–8053, Oct. 2017.
- [21] T. C. Monteiro, F. O. Martinz, L. Matakas, and W. Komatsu, "Transformer Operation at Deep Saturation: Model and Parameter Determination," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 3, pp. 1054–1063, May 2012.
- [22] N. M. L. Tan, T. Abe, and H. Akagi, "Design and Performance of a Bidirectional Isolated DC-DC Converter for a Battery Energy Storage System," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1237–1248, Mar. 2012.
- [23] B. Y. Enomoto, K. C. M. Carvalho, L. Matakas, and W. Komatsu, "Analysis of operation regions of an isolated bidirectional dual active bridge DC-DC converter with LC coupling," in *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2017, pp. 1–6.
- [24] G. Ortiz, L. Fassler, J. W. Kolar, and O. Apeldoorn, "Flux Balancing of Isolation Transformers and Application of The Magnetic Ear for Closed-Loop Volt Second Compensation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4078–4090, Aug. 2014.
- [25] H. Bai and C. Mi, "Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 6, pp. 2905–2914, Nov. 2008.
- [26] T. C. Monteiro, "Proposta de modelo e método para determinação dos parâmetros de transformadores operando em saturação.," Dissertação (Mestrado em Sistemas de Potência), Universidade de São Paulo, 2011.
- [27] "Plexim GmbH, Swiss." [Online]. Available: www.plexim.com.
- [28] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*. Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [29] B. Y. Enomoto, K. C. M. Carvalho, L. Matakas Jr., and W. Komatsu, "Analysis of Closed Loop Operation of an Isolated Bidirectional DAB DC-DC Converter with LC Coupling," in *2018 International Power Electronics Conference(IPEC)*, Niigata - Japan, 2018.
- [30] "Thornton, Brasil." [Online]. Available: <http://www.thornton.com.br>. [Accessed: 25-Jun-2017].
- [31] José Roberto Cardoso, *Engenharia Eletromagnética*. Elsevier, 2011.

- [32] “Tabela de condutores - Wikipedia.” [Online]. Available: https://pt.wikipedia.org/wiki/Escala_americana_de_bitolas_de_fios. [Accessed: 25-Jun-2017].

6. ANEXO A – CÁLCULO DO TRANSFORMADOR

Os requisitos do transformador do transformador são apresentados abaixo:

- Frequência de trabalho = 10kHz;
- Corrente nominal = 6A;
- Tensão nominal = 150V;

6.1 Escolha do núcleo do transformador

A determinação do núcleo do transformador a ser utilizado foi feita dentre as possibilidades disponíveis no laboratório, ou seja, núcleo de ferro-silício com grão orientado ou núcleo de ferrite. Um rápido teste montando-se dois transformadores, um de cada tipo, permitiu concluir que houve um aquecimento excessivo do transformador com núcleo de ferro-silício com grão orientado, causado pelas altas frequências de trabalho, se tornando a opção a ser descartada. Por não apresentar este problema, o núcleo de ferrite foi escolhido (EI Thornton NEE-65/33/26-7200-IP6) dentre as opções disponíveis no laboratório.

6.2 Número de espiras

A partir das especificações da Thornton [30], fabricante do núcleo de ferrite, determinou-se um valor de campo magnético máximo $B_{\max} = 0.3T$ de forma a se manter longe da saturação do núcleo. Ainda de acordo com o fabricante, a determinação do número de espiras é obtido a partir de um fluxo magnético máximo escolhido, conforme mostra a equação (5.1).

$$V = 4 \cdot f \cdot S \cdot B \cdot N \Rightarrow N_{\min} = \frac{V}{4 \cdot f \cdot S \cdot B_{\max}} \quad (5.1)'$$

$$N_{\min} = \frac{150}{4 \cdot 10000 \cdot 1136.4 \cdot 10^{-6} \cdot 0.3} = 11 \text{ esp}$$

Onde:

- V é a tensão nominal do transformador [V];
- f é a frequência da tensão quadrada [Hz];
- S é a área do núcleo [m²];
- $B_{\max}$ é o fluxo magnético máximo projetado [T];
- $N_{\min}$ é o número mínimo de espiras do transformador.

6.3 Escolha do condutor

A escolha do condutor leva em conta a profundidade de penetração (Cap. 5, p. 280 de [31]) da corrente dada por (5.2)

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot \omega}} \quad (5.2)$$

Onde:

- ρ é a resistividade elétrica [$\Omega \cdot m$] (para o cobre, $\rho = 1.68 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$);
- μ_r é a permeabilidade magnética relativa (para o cobre, $\mu_r = 1$);
- μ_0 é a permeabilidade magnética do espaço ($\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H/m$)
- ω é a frequência [rad/s].

Utilizando a equação (5.2), obtém-se para o cobre, uma profundidade de penetração de 652 μm a 10kHz. Respeitando a profundidade de penetração do cobre e a capacidade de corrente dos condutores [32], escolheu-se o fio AWG14. Apesar do fio AWG14 ter um raio maior que a capacidade de penetração calculado, a área perdida (onde não passará corrente) representa 3.5% da área total do condutor. Portanto, considerando o pior caso onde a corrente é igualmente distribuída pela seção do condutor, a capacidade de corrente do condutor cai de 6.27A nominais para 6.05A, estando assim, dentro da corrente suportada pelo condutor e dentro dos parâmetros de projeto.

6.4 Ensaios do transformador

O modelo de transformador utilizado nas simulações foi o modelo π (Figura 6.1). Seus parâmetros foram obtidos utilizando o método apresentado em [21], como mostrado a seguir.

- Resistência do primário (R_P) = 0.0236 Ω
- Indutância do primário (L_P) = 0.4475 $\cdot 10^{-6} H$
- Resistência do secundário (R_S) = 0.0236 Ω
- Indutância do secundário (L_S) = 0.4475 $\cdot 10^{-6} H$
- Resistência de magnetização (R_m) = 1600 Ω
- Indutância de magnetização (L_m) = 1.333H

Figura 6.1 – Modelo π do transformador

Fonte: Produção do próprio autor.

7. ANEXO B – INDUTOR SÉRIE – DETERMINAÇÃO DO FLUXO DE POTÊNCIA (MODELO IDEAL)

Para a determinação do fluxo de potência, considere o circuito simplificado apresentado na Figura 7.1.

Figura 7.1 – Circuito simplificado

Fonte: produção do próprio autor

A Figura 7.2 mostra as tensões quadradas $v_1(t)$ e $v_2(t)$ com suas respectivas amplitudes e defasagem ϕ entre elas. Para o cálculo da potência média (P_{med}), as correntes serão analisadas em duas partes (os intervalos T_1 e T_2). Como as tensões e correntes são periódicas, a potência também é periódica, justificando a análise de apenas meio ciclo das formas de onda mostrada abaixo. Esta análise leva em consideração apenas o fluxo de potência de $v_1(t)$ para $v_2(t)$. Portanto a defasagem ϕ varia de 0 a π .

Figura 7.2 – Tensões e correntes que fluem pelo conversor

Fonte: produção do próprio autor

A equação da corrente no indutor é obtida em função do ângulo de defasagem. Para as condições de tensão $v_1(t)$ e $v_2(t)$ mostrada na Figura 7.2, encontra-se abaixo, onde f é a frequência do PWM e L a indutância do indutor.

$$v_{indutor}(t) = L \frac{di}{dt}$$

$$i_{indutor}(t) = \frac{1}{L} \int v_{indutor} dt$$

$$i_{indutor}(\theta) = \frac{1}{L} \int \frac{v_1(t) - v_2(t)}{2\pi \cdot f \cdot L} d\theta$$

Para o cálculo da corrente no indutor no intervalo T_1 , é considerada condição inicial quiescente, ou seja, a corrente inicial no indutor é nula. No intervalo T_1 , a tensão no indutor será a soma de $V_1 + V_2$. Resolvendo a equação integral do indutor, chegamos na seguinte expressão:

$$i_{T_1}(\theta) = \frac{(V_1 + V_2) \cdot \theta}{2\pi \cdot f \cdot L}$$

$$\text{fazendo } k_1 = \frac{(V_1 + V_2)}{2\pi \cdot f \cdot L} \text{ temos:}$$

$$i_{T_1}(\theta) = k_1 \cdot \theta$$

No intervalo T_2 , a tensão no indutor será $V_1 - V_2$, como pode ser visto na Figura 7.2. A corrente em T_2 já possui uma corrente inicial provinda da corrente do trecho T_1 , por isso a necessidade de se somar o termo $i_{T_1}(\phi)$ à corrente $i_{T_2}(\theta)$. Atente que ϕ é o ângulo de defasagem entre a tensão $v_1(t)$ e $v_2(t)$.

$$i_{T_2}(\theta) = \frac{1}{L} \int_{\phi}^{\theta} \frac{v_{indutor}}{2\pi \cdot f} d\theta + i_{T_1}(\phi)$$

$$i_{T_2}(\theta) = \frac{(V_1 - V_2) \cdot (\theta - \phi)}{2\pi \cdot f \cdot L} + k_1 \cdot \phi$$

$$\text{fazendo } k_2 = \frac{(V_1 - V_2)}{2\pi \cdot f \cdot L} \text{ temos:}$$

$$i_{T_2}(\theta) = k_2 \cdot (\theta - \phi) + k_1 \cdot \phi$$

Todos os cálculos feitos até agora desconsideravam o *offset* de corrente (I_{medio}), igualando-o a zero. Para calcular o *offset* de corrente, podemos considerar a média entre I_{max} e I_{min} para encontrar I_{medio} . Geometricamente falando, I_{medio} representa a reta central destacada em vermelho na Figura 7.3 e Figura 7.4.

Figura 7.3 – Determinação da corrente média ($V_1 > V_2$)

Fonte: produção do próprio autor.

Para o caso da Figura 7.3, onde $V_1 > V_2$, o cálculo de I_{medio} é dado por:

$$I_{medio} = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} = \frac{i_{T_2}(\pi) + 0}{2} = \frac{i_{T_2}(\pi)}{2}$$

Figura 7.4 – determinação da corrente média ($V_1 < V_2$)

Fonte: produção do próprio autor.

Para o caso da Figura 7.4, onde $V_1 < V_2$, o cálculo de I_{medio} é dado por:

$$I_{medio} = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2}$$

como $I_{\min} = i_{T_2}(\pi) - i_{T_1}(\phi)$, temos :

$$I_{medio} = \frac{i_{T_1}(\phi) + i_{T_2}(\pi) - i_{T_1}(\phi)}{2} = \frac{i_{T_2}(\pi)}{2}$$

Já para o caso onde $V_1 = V_2$, observa-se que $I_{\max} = i_{T_1}(\phi) = i_{T_2}(\pi)$ e $I_{\min} = 0$ resultando

$$\text{em } I_{medio} = \frac{i_{T_2}(\pi)}{2} = \frac{k_2 \cdot (\pi - \phi) + k_1 \cdot \phi}{2}.$$

Para se remover o *offset* de corrente de $i_{T_1}(\theta)$ e $i_{T_2}(\theta)$, basta subtrair I_{medio} obtendo-se as novas equações de corrente com as devidas correções de *offset*.

$$i_{T_1-SemOffset}(\theta) = k_1 \cdot \theta - I_{medio}$$

$$i_{T_2-SemOffset}(\theta) = k_2 \cdot \theta + k_1 \cdot \phi - I_{medio}$$

A partir das equações de corrente descritas acima, podemos calcular o fluxo de potência passante do lado primário para o secundário a partir do equacionamento abaixo:

$$P_{med}(\theta) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{fonte} \cdot i_{indutor} d\theta$$

Como há simetria da potência, podemos considerar apenas meio período.

$$P_{med}(\phi) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_{fonte} \cdot i_{indutor} d\theta$$

$$P_{med}(\phi) = \frac{1}{\pi} \left(\int_0^{\phi} V_1 \cdot i_{T_1-SemOffset}(\theta) d\theta + \int_{\phi}^{\pi} V_1 \cdot i_{T_2-SemOffset}(\theta) d\theta \right)$$

$$P_{med}(\phi) = \frac{V_1}{\pi} \left(\frac{(k_2 - k_1) \cdot \phi^2}{2} + (k_1 - k_2) \cdot \phi \cdot \pi + \frac{k_2 \cdot \pi^2}{2} - \pi \cdot i_{med} \right)$$

Sendo:

$$k_{1,2} = \frac{(V_1 \pm V_2)}{2\pi \cdot f \cdot L}$$

$$i_{med} = \frac{k_2 \cdot (\pi - \phi) + k_1 \cdot \phi}{2}$$

Substituindo k_1 , k_2 e i_{med} , finalmente obtém-se o valor da potência transferida:

$$P_{med}(\phi) = \frac{V_1 \cdot V_2 \cdot \phi}{2\pi \cdot f \cdot L} \left(1 - \frac{\phi}{\pi} \right)$$

8. ANEXO C – LC SÉRIE – DETERMINAÇÃO DO FLUXO DE POTÊNCIA (MODELO IDEAL)

Figura 8.1 – Circuito simplificado

Fonte: produção do próprio autor

Para o cálculo da transferência de potência para o caso LC série, foi utilizado a análise no domínio da frequência, utilizando 2ª Lei de Kirchhoff no circuito da Figura 8.1 resultando no equacionamento abaixo.

$$L \cdot (s \cdot I(s) - I_0) + \frac{1}{s \cdot C} \cdot I(s) + \frac{V_0}{s} = V(s)$$

Define-se que I_0 é a corrente inicial do indutor e V_0 é a tensão inicial no capacitor.

Isolando $I(s)$ temos a equação a seguir. Para o cálculo realizado abaixo, foi considerado que a tensão que cai sobre o LC é um degrau de amplitude V (portanto sua transformada é igual a V/s):

$$I(s) = \frac{L \cdot I_0 + \frac{V - V_0}{s}}{s \cdot L + \frac{1}{s \cdot C}} = \frac{\frac{I_0}{s} + \frac{V - V_0}{s}}{s^2 + \frac{1}{L \cdot C}}$$

Os polos da equação acima são mostrados a seguir.

$$r_{1,2} = \pm j \cdot \omega, \text{ sendo } \omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

Com os polos definidos, podemos reescrever $I(s)$ na forma de frações parciais, como mostrado abaixo.

$$I(s) = \frac{\frac{I_0}{s} + \frac{V - V_0}{s}}{(s - j \cdot \omega) \cdot (s + j \cdot \omega)} = \frac{A}{(s - j \cdot \omega)} + \frac{A^*}{(s + j \cdot \omega)}$$

Podemos determinar o valor de A da seguinte maneira:

$$A = (s - j \cdot \omega) \cdot \frac{\frac{I_0}{s} + \frac{V - V_0}{L}}{(s - j \cdot \omega) \cdot (s + j \cdot \omega)} \Big|_{s=j \cdot \omega}$$

$$A = \frac{I_0}{2} - j \cdot \frac{2 \cdot (V - V_0)}{4} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Resultando na seguinte resolução para A :

$$|A| = \sqrt{\frac{I_0^2}{4} + \frac{(-2 \cdot (V - V_0))^2}{16} \cdot \frac{C}{L}} = \frac{\sqrt{I_0^2 + \frac{(-2 \cdot (V - V_0))^2}{4} \cdot \frac{C}{L}}}{2}$$

$$\theta = \angle A = \arctan 2 \left(\frac{-2 \cdot (V - V_0) / 4}{I_0 / 2} \right)$$

A partir da equação de frações parciais, a equação da corrente é anti-transformada afim de obter a corrente no domínio do tempo.

$$I(s) = \frac{A}{(s - j \cdot \omega)} + \frac{A^*}{(s + j \cdot \omega)}$$

Anti-transformada:

$$i(t) = |A| \cdot e^{j\theta} \cdot e^{(+j \cdot \omega) \cdot t} + |A^*| \cdot e^{-j\theta} \cdot e^{(-j \cdot \omega) \cdot t}$$

$$i(t) = |A| \cdot (\cos(\omega \cdot t + \theta) + j \sin(\omega \cdot t + \theta) + \cos(-\omega \cdot t - \theta) + j \sin(-\omega \cdot t - \theta))$$

$$i(t) = |A| \cdot (\cos(\omega \cdot t + \theta) + j \sin(\omega \cdot t + \theta) + \cos(\omega \cdot t + \theta) - j \sin(\omega \cdot t + \theta))$$

$$i(t) = 2 \cdot |A| \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta)$$

A resolução do fluxo de potência para o caso LC não é trivial. Para cada trecho onde $V_1 - V_2$ muda de valor, uma nova corrente deve ser calculada em função dos valores de V_1 e V_2 e das novas condições iniciais. A corrente total é composta por quatro trechos de senos, que possuem a mesma frequência, mas possuem amplitudes e fases diferentes, conforme mostra a figura abaixo.

$$i_{1_ciclo}(t) = i_{Tr1}(t) \Big|_{t=0}^{t_1} + i_{Tr2}(t) \Big|_{t=t_1}^{t_2} + i_{Tr3}(t) \Big|_{t=t_2}^{t_3} + i_{Tr4}(t) \Big|_{t=t_3}^{t_4}$$

Supondo que a corrente $i(t)$ e a tensão no capacitor $v_C(t)$ possuem simetria ímpar para a situação de regime permanente, verifica-se que:

$$i(t + T/2) = -i(t)$$

$$v_C(t + T/2) = -v_C(t)$$

A corrente $i(t)$ e a tensão no capacitor $v_C(t)$ para $t=t_1$ é calculada abaixo. Observa-se que para calcular esta corrente e a tensão no capacitor é necessário conhecer o valor de corrente inicial e tensão inicial no capacitor (pois A depende de I_0 e V_0 , que são dados pela corrente e tensão no capacitor no instante t_0).

$$i(t_1) = 2 \cdot |A(t_0)| \cdot \cos(\omega \cdot t_1 - \theta(t_0))$$

$$v_c(t_1) = \frac{1}{C} \cdot \int_{t_0}^{t_1} 2 \cdot |A(t_0)| \cdot \cos(\omega \cdot t_1 - \theta(t_0)) = \frac{1}{\omega \cdot C} \cdot 2 \cdot |A(t_0)| \sin(\omega \cdot t_1 - \theta(t_0))$$

A corrente e a tensão no capacitor no instante t_2 são calculadas pela expressão abaixo:

$$i(t_2) = 2 \cdot |A(t_1)| \cdot \cos(\omega \cdot t_2 - \theta(t_1))$$

$$v_c(t_2) = \frac{1}{C} \cdot \int_{t_1}^{t_2} 2 \cdot |A(t_1)| \cdot \cos(\omega \cdot t_2 - \theta(t_1)) = \frac{1}{\omega \cdot C} \cdot 2 \cdot |A(t_1)| \sin(\omega \cdot t_2 - \theta(t_1))$$

Observa-se pela equação acima que a corrente e a tensão no capacitor dependem dos valores de $i(t_1)$ e de $v_c(t_1)$, que são as condições iniciais para o trecho t_1 - t_2 . A partir da suposição de simetria ímpar da corrente e da tensão no capacitor observa-se que a corrente e tensão no capacitor para o instante t_2 são iguais a corrente e tensão no capacitor para o instante t_0 com o sinal trocado, conforme mostra a equação abaixo.

$$i(t_2) = 2 \cdot |A(t_1)| \cdot \cos(\omega \cdot t_2 - \theta(t_1)) = -i(t_0) = -I_0$$

$$v_c(t_2) = \frac{1}{C} \cdot \int_{t_1}^{t_2} 2 \cdot |A(t_1)| \cdot \cos(\omega \cdot t_2 - \theta(t_1)) = \frac{2}{\omega \cdot C} \cdot |A(t_1)| \sin(\omega \cdot t_2 - \theta(t_1)) = -v_c(t_0) = -V_0$$

Portanto, considerando que os valores de L , C , ω , V , t_0 , e t_1 são conhecidos, chega-se a um sistema de quatro equações e quatro incógnitas. As quatro incógnitas são dadas pelas correntes nos instantes t_0 e t_1 e pelas tensões no capacitor nos instantes t_0 e t_1 . O sistema é mostrado abaixo:

$$\begin{cases} i(t_1) = 2 \cdot |A(t_0)| \cdot \cos(\omega \cdot t_1 - \theta(t_0)) \\ v_c(t_1) = \frac{1}{\omega \cdot C} \cdot 2 \cdot |A(t_0)| \sin(\omega \cdot t_1 - \theta(t_0)) \\ -i(t_0) = 2 \cdot |A(t_1)| \cdot \cos(\omega \cdot t_2 - \theta(t_1)) \\ -v_c(t_0) = \frac{1}{\omega \cdot C} \cdot 2 \cdot |A(t_1)| \sin(\omega \cdot t_2 - \theta(t_1)) \end{cases}$$

A partir do sistema acima são encontradas as condições iniciais de corrente e tensão no capacitor, portanto, é encontrada a corrente $i(t)$ para todos os trechos.

O valor de potência média transmitida é obtido a partir da expressão abaixo:

$$\begin{aligned}
P &= \frac{1}{T} \left(\int_{t_0}^{t_4} v(t) \cdot i(t) dt \right) \\
&= \frac{1}{T} \left(\int_{t_0}^{t_1} (V_1 + V_2) \cdot i_{Tr1}(t) \Big|_{t=t_0}^{t_1} dt + \int_{t_2}^{t_2} 0 \cdot i_{Tr2}(t) \Big|_{t=t_1}^{t_2} dt \right. \\
&\quad \left. + \int_{t_2}^{t_3} (-V_1 - V_2) \cdot i_{Tr3}(t) \Big|_{t=t_2}^{t_3} dt + \int_{t_3}^{t_4} 0 \cdot i_{Tr4}(t) \Big|_{t=t_3}^{t_4} dt \right)
\end{aligned}$$