

UNIVERSIDADE DA INTEGRAÇÃO INTERNACIONAL DA LUSOFONIA AFRO-BRASILEIRA PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENERGIA E AMBIENTE

MOISÉS DE OLIVEIRA MAGALHÃES

CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO E COMUTAÇÃO SUAVE BASEADO NA TOPOLOGIA *DUAL ACTIVE BRIDGE*

REDENÇÃO-CE 2023

MOISÉS DE OLIVEIRA MAGALHÃES

CONVERSOR CC-CC BIIRECIONAL DE ALTO GANHO E COMUTAÇÃO SUAVE BASEADO NA TOPOLOGIA *DUAL ACTIVE BRIDGE*

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Energia e Ambiente da Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira, para a obtenção do Grau de Mestre em Energia e Ambiente. Linha de pesquisa: Sistemas energéticos.

Orientador: Prof. Dr. Herminio Miguel de Oliveira Filho Co-Orientador: Prof. Dr. Gustavo Alves de Lima Henn

REDENÇÃO-CE 2023

Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira Sistema de Bibliotecas da UNILAB Catalogação de Publicação na Fonte.

Magalhaes, Moises de Oliveira.

M189c

Conversor CC-CC bidirecional de alto ganho e comutação suave baseado na topologia Dual Active Bridge / Moises de Oliveira Magalhaes. - Redenção, 2023. 106fl: il.

Dissertação - Curso de Mestrado Acadêmico em Energia e Ambiente, Programa de Pós-graduação em Energia e Ambiente, Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira, Redenção, 2023.

Orientador: Prof. Dr. Herminio Miguel de Oliveira Filho. Coorientador: Prof. Dr. Gustavo Alves de Lima Henn.

Comutação. 2. Conversores CC-CC. 3. Phase-shift. 4.
Conversores bidirecionais. I. Título

CE/UF/BSCA

CDD 621.3

MOISÉS DE OLIVEIRA MAGALHÃES

CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO E COMUTAÇÃO SUAVE BASEADO NA TOPOLOGIA *DUAL ACTIVE BRIDGE*

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Energia e Ambiente da Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira, para a obtenção do Grau de Mestre em Energia e Ambiente. Linha de pesquisa: Sistemas energéticos.

Aprovada em:

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Herminio Miguel de Oliveira Filho (Orientador) Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira (UNILAB)

Prof. Dr. Gustavo Alves de Lima Henn (Co-Orientador) Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira (UNILAB)

> Prof. Dr. Demercil de Sousa Oliveira Júnior Universidade Federal do Ceará (UFC)

Profa. Dra. Ranoyca Nayana Alencar Leão e Silva Aquino Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira (UNILAB)

A Deus, Aos meus pais, Luiz e Socorro, A todos os meus familiares e amigos.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, pelo dom da vida. Aos meus pais, Luiz Henrique Magalhães (*in memoriam*) e Maria do Socorro de Oliveira. As minhas irmãs Andréia e Adriana e irmãos Carlos e Daniel, por sempre me incentivarem a estudar, a nunca desistir dos meus sonhos e sempre buscar um futuro melhor.

Ao orientador e professor Dr. Herminio Miguel de Oliveira Filho e ao coorientador e professor Dr. Gustavo Alves de Lima Henn, pela presença constante e disponibilidade nos momentos de dificuldades, pela experiência e pelos conhecimentos transmitidos. E a todos membros da banca examinadora, por se fazerem presentes e contribuírem com seus conhecimentos.

Aos professores da UNILAB/PGEA responsáveis pela minha formação no programa de Mestrado.

A todos familiares e amigos.

Minha gratidão a todos que colaboraram na execução deste trabalho.

"A persistência é o menor caminho do êxito" (Charles Chaplin)

"Seja forte e corajoso! Não se apavore, nem se desanime, pois o Senhor, o seu Deus, estará com você por onde você andar"

(Josué 1:9)

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e desenvolvimento de um conversor CC-CC bidirecional não isolado de alto ganho baseado na topologia *Dual Active Bridge*. O mesmo é alimentado em corrente através de indutores acoplados, com seu lado primário conectado em uma ponte completa, na parte inferior do conversor, enquanto que seu lado secundário está conectado em um circuito meia ponte, na parte superior do conversor. A topologia original, da qual foi concebida esta versão em análise, utiliza modulação por largura de pulso como técnica de acionamento das chaves, porém neste trabalho é adotada a técnica de deslocamento de fase (do inglês, *phase-shift*). A mudança proposta tem a vantagem de tornar mais simples o controle do fluxo e de potência entre as portas, além de garantir, naturalmente, o funcionamento de parte das chaves com comutação suave do tipo ZVS. O princípio de funcionamento e análise matemática da característica de potência e de comutação do conversor, bem como seu modelo dinâmico são apresentados. Um exemplo de projeto com tensão de entrada, tensão de saída e potência, respectivamente, de 28V, 180V e 500W é proposto. Resultados de simulações são apresentados com o propósito de comprovar a análise teórica desenvolvida.

Palavras-chave: Comutação Suave. Conversores CC-CC. *Phase-shift*. Conversores bidirecionais.

ABSTRACT

This work presents the study and development of a high gain non-isolated bidirectional DC-DC converter based on the Dual Active Bridge topology. It is supplied with current through coupled inductors, with its primary side connected in a full bridge at the bottom of the converter, while its secondary side is connected in a half-bridge circuit at the top of the converter. The original topology, from which this version under analysis was conceived, uses pulse-width modulation as a technique for activating the switches, but in this work the phase-shift technique is adopted. The proposed change has the advantage of making the flow and power control between the ports simpler, in addition to guaranteeing, of course, the operation of part of the switches with soft switching of the ZVS type. The working principle and mathematical analysis of the power and switching characteristics of the converter, as well as its dynamic model are presented. A project example with input voltage, output voltage and power, respectively, of 28V, 180V and 500W is proposed. Simulation results are presented in order to prove the theoretical analysis developed.

Keywords: Soft Switching. DC-DC Converters. Phase-shift. Bidirectional power flow.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Matriz energética mundial.	24
Figura 2 - Matriz Elétrica Brasileira	24
Figura 3 - Aplicação do conversor CC-CC bidirecional	25
Figura 4 - Conversor CC-CC Dual Active Bridge (DAB) monofásico	28
Figura 5 - Conversor CC-CC bidirecional com comutação suave para aplicações em baixa tensões.	ı 29
Figura 6 - Conversor CC-CC bidirecional	30
Figura 7 - Conversor Dual Half-bridge	31
Figura 8 - Conversor <i>boost</i> bidirecional de alto ganho	32
Figura 9 - Conversor CC / CC monofásico bidirecional aplicado a redes domésticas	32
Figura 10 - Conversor PV baseado em CF-DAB.	33
Figura 11 - Conversor CC / CC monofásico bidirecional de três portas	34
Figura 12 - Conversor CC-CC DAB baseado na célula de comutação de três estados	34
Figura 13 – Conversor que deu origem ao proposto.	35
Figura 14 - Conversor proposto	36
Figura 15 - Primeira etapa de operação	39
Figura 16 - Segunda etapa de operação	40
Figura 17 - Terceira etapa de operação.	41
Figura 18 - Quarta etapa de operação	42
Figura 19 - Quinta etapa de operação	43
Figura 20 - Sexta etapa de operação	44
Figura 21 - Principais formas de onda teóricas.	45
Figura 22 - Modelo do conversor proposto	46
Figura 23 - Fluxo de potência em função do ângulo de defasagem	49
Figura 24 - Limite da comutação suave para d = 0,5	51
Figura 25 - Limite da comutação suave para d = 1,0.	51

Figura 26 - Limite da comutação suave para d = 1,5
Figura 27 - Simbologias dos dois tipos de <i>gyrator</i>
Figura 28 – Modelo elétrico equivalente do conversor utilizando o <i>gyrator</i>
Figura 29 - Diagrama de blocos da FTMA do conversor utilizando a teoria do gyrator56
Figura 30 - Circuito final do conversor proposto com <i>gyrator</i> e controle
Figura 31 - Diagrama de Bode para a planta <i>FTMAv(s)</i>
Figura 32 - Diagrama de blocos do sistema de controle contínuo
Figura 33 - Diagrama de Bode para planta compensada <i>FTMACv(s)</i> 65
Figura 34 -Resposta ao degrau para o compensador projetado
Figura 35- Diagrama de blocos do sistema de controle implementado
Figura 36 - Diagrama de Bode da FTMA discreta não compensada e compensada70
Figura 37 - Circuito de potência do conversor proposto71
Figura 38 - Circuito de comando com controle71
Figura 39 - Circuito de comando com controle72
Figura 40 – Tensões nas pontes inferior e superior, corrente no secundário I_d e correntes nos indutores L_{p1} e L_{p2} , respectivamente
Figura 41 - Tensão de saída e tensões nos capacitores de saída, respectivamente73
Figura 42 - Potência de saída, corrente de saída e entrada74
Figura 43 - Características de comutação das chaves S ₁ , S ₃ e S ₅ 75
Figura 44 - Tensões na ponte inferior e superior, corrente no secundário I_d e correntes nos indutores L_{p1} e L_{p2} , respectivamente
Figura 45 - Tensão de saída e tensões nos capacitores de saída, respectivamente76
Figura 46 - Potência de saída, corrente de saída e entrada77
Figura 47 - Características de comutação das chaves S_1 , S_3 e S_5
Figura 48 - Comparação entre os resultados de simulação e teórico
Figura 49 - Característica de comutação das pontes de entrada e saída para d = 0,5 e φ = 30°.
Figura 50 -Característica de comutação das pontes de entrada e saída para d =1,5 e φ = 30°. 79

Figura 51- Diagrama de Bode para a FT do modelo desenvolvido e do obtido a partir de simulações.	80
Figura 52 - Degrau de 50% para 100% para 50%	81
Figura 53 - Degrau de 100% para -100% para 100%	81
Figura 54 - Degrau de -50% para -100% para -50%	82
Figura 55 - Degrau de 50% para 100% para -100%	82
Figura 56 - Circuito do controle digital	83
Figura 57 - Degrau de 50% para 100% para -100%	83

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Principais parâmetros do projeto.	58
Tabela 2 - Resumo do projeto do indutor de entrada CC (Magmattec)	59
Tabela 3 - Resumo do projeto do indutor de saída CA (Magmattec).	59
Tabela 4 - Características do capacitor eletrolítico escolhido para a saída.	61
Tabela 5 - Características do capacitor de polipropileno escolhido para a saída.	61
Tabela 6 - Características do interruptor escolhido para ponte inferior.	63
Tabela 7 - Características do interruptor escolhido para ponte superior.	63
Tabela 8 - Características do sensor de tensão utilizado.	67
Tabela 9 Características do conversor A/D utilizado.	68
Tabela 10 - Valores obtidos das correntes nos indutores L_{p1} e L_{p2}	72
Tabela 11 – Valores obtidos das tensões máximas nos capacitores de saída C_1 , C_2 e C_3	73
Tabela 12 – Valores obtidos da potência de saída, corrente de saída e entrada.	74
Tabela 13 – Valores obtidos das correntes nos interruptores.	75
Tabela 14 – Valores obtidos da potência de saída, corrente de saída e entrada para fluxo	
inverso.	77
Tabela 15 - Comparação dos valores simulados neste trabalho com o proposto por (Henn,	
2008) para o modo boost	91
Tabela 16 - Comparação dos valores simulados neste trabalho com o proposto por (Henn,	
2008) para o modo buck	92
Tabela 15 - Algoritmo do controlador PI. 10	06

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- CA Corrente Alternada
- CC Corrente Continua
- CC-CC Corrente continua
- DAB Dual Active Bridge
- DIEESE Departamento Intersindical de Estatística e Estudos Socioeconômicos
- EPE Empresa de Pesquisa Energética
- IEDS Instituto De Engenharias E Desenvolvimento Sustentável
- MOSFET- Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
- MPPT Ponto de potência máximo
- PI Proporcional e integral
- PS Deslocamento de fase
- PROINFA Programa de Incentivo às Fontes Alternativas
- PV Painéis solares fotovoltaicos
- PWM Pulse Width Modulation
- UNILAB Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira
- V2G Vehicle-to-grid
- ZOH Zero Order Hold Segurador de Ordem Zero
- ZVS Zero Voltage Switching Comutação sob tensão nula

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Significado	Unidade (SI)
ω	Frequência angular de comutação do conversor	Radiano por segundo (rad/s)
Δi_i	Ondulação da corrente de entrada	Ampère (A)
Δi_{bat}	Ondulação da corrente da bateria	Ampère (A)
Δi_d	Variação da corrente no indutor de transferência de energia	Ampère (A)
Δt	Variação do tempo	Segundo (s)
η	Rendimento do conversor	-
arphi	Ângulo de deslocamento de fase	Radiano (rad)
heta	Ângulo de condução arbitrário	Radiano (rad)
$ heta_i$	Ângulo de condução arbitrário	Radiano (rad)
At _{A/D}	Atraso computacional	Segundo (s)
At(z)	Atraso computacional discretizado	-
$C_{1,} C_{2,} C_{3,} C_{4}$	Capacitâncias	Faraday (F)
C_C	Capacitor utilizados no compensador	Faraday (F)
C_{min}	Menor valor da capacitância calculada	Faraday (F)
C_{v}	Compensador de tensão de saída	-
$C_{\nu}(z)$	FT do compensador discreto de tensão de saída	-
D	Razão cíclica	-
$D_{1}, D_{2}, D_{3}, D_{4}, D_{5}, D_{6}$	Diodos semicondutores 1,2,3,4,5,6, respectivamente.	-
d	Ganho estático do conversor	-
<i>e</i> (<i>k</i>), <i>e</i> (<i>k</i> -1)	Sinal de erro do controlador	-

f	Frequência de comutação do conversor	Hertz (Hz)
$F_{a}(s)$	FT do filtro anti-aliasing	-
f_c	Frequência de cruzamento para FTLA	Hertz (Hz)
f_m	Ganho de modulação	-
f_{cf}	Frequência de corte do filtro anti-aliasing	Hertz (Hz)
f_P	Frequência do polo do compensador	Hertz (Hz)
f_z	Frequência do zero do compensador	Hertz (Hz)
FTLAv(s)	FTLA para tensão de saída	-
FTMAv(s)	FTMA para tensão de saída	-
FTMAC(s)	FTMAC(s) para tensão de saída	-
FTMFv(s)	FTMF para tensão de saída	-
g	Gyrator condutância	-
Gvolo	FT da tensão de saída pela corrente de saída	-
$G_{Io} \phi_0$	FT da corrente de saída pelo deslocamento de fase	-
$G_{Vo \phi \mathrm{o}}$	FT da tensão de saída pelo deslocamento de fase	-
H_{v}	Ganho de realimentação de tensão de saída	-
Ibat	Corrente na bateria	Ampère (A)
$i_{bat}(heta)$	Corrente instantânea na bateria	Ampère (A)
Ibase	Corrente base	Ampère (A)
I _{C1(ef)}	Corrente eficaz no capacitor C_1	Ampère (A)
I _{C2(ef)}	Corrente eficaz no capacitor C_2	Ampère (A)
IC3(ef)	Corrente eficaz no capacitor C_3	Ampère (A)

I _{d(ef)}	Corrente eficaz no indutor de transferência de energia	Ampère (A)
$i_d(heta)$	Corrente instantânea no indutor de transferência de energia	Ampère (A)
I_i	Corrente de entrada	Ampère (A)
Ii(med)	Corrente média de entrada do conversor	Ampère (A)
$i_{p1}(heta)$	Corrente instantânea no indutor L_{p1}	Ampère (A)
$i_{pl}(0)$	Valor da corrente na indutância no instante $\omega t=0$	Ampère (A)
$i_{Pl}(\varphi)$	Valor da corrente na indutância no instante $\omega t = \varphi$	Ampère (A)
$i_{p1}(\pi)$	Valor da corrente na indutância no instante $\omega t = \pi$	Ampère (A)
$i_{pl}(arphi{+}\pi)$	Valor da corrente na indutância no instante $\omega t = \varphi + \pi$	Ampère (A)
Ip1(ef)	Corrente eficaz no indutor L_{p1}	Ampère (A)
$I_{p1(med)}$	Corrente média no indutor L_{p1}	Ampère (A)
$I_{p1(I)}$	Valor da corrente na indutância no trecho I	Ampère (A)
$I_{p1(II)}$	Valor da corrente na indutância no trecho II	Ampère (A)
$i_{SI}(\theta)$	Corrente instantânea no interruptor Si	Ampère (A)
I _{S1(med)}	Corrente média no interruptor S ₁	Ampère (A)
I _{S1(ef)}	Corrente eficaz no interruptor S_1	Ampère (A)
Is2(med)	Corrente média no interruptor S2	Ampère (A)
IS2(ef)	Corrente eficaz no interruptor S ₂	Ampère (A)
I _{S3(med)}	Corrente média no interruptor S3	Ampère (A)
I _{S3(ef)}	Corrente eficaz no interruptor S3	Ampère (A)

$I_{S4(med)}$	Corrente média no interruptor S4	Ampère (A)
I _{S4(ef)}	Corrente eficaz no interruptor S4	Ampère (A)
$I_{S5(med)}$	Corrente média no interruptor S5	Ampère (A)
IS5(ef)	Corrente eficaz no interruptor Ss	Ampère (A)
$I_{S6(med)}$	Corrente média no interruptor S6	Ampère (A)
I _{S6(ef)}	Corrente eficaz no interruptor S6	Ampère (A)
K	Ganho do compensador	-
Ka/D	Ganho de quantização do conversor A/D	-
Kc	Ganho da portadora triangular	-
L_{S1}, L_{S2}	Valores das indutâncias secundárias	Henry (H)
L_d	Valor da indutância de transferência de energia	Henry (H)
L_{p1}	Valor da indutância primária	Henry (H)
L_{p2}	Valor da indutância secundária	Henry (H)
М	Valor da indutância mútua	Henry (H)
mf	Margem de fase do diagrama de Bode	-
mg	Margem de ganho do diagrama de Bode	-
п	Relação de transformação entre dois indutores acoplados	-
n_bits	Número de bits do conversor A/D	-
P _{bat}	Potência média na bateria	Watts (W)
Pbase	Potência base	Watts (W)
P_i	Potência média de entrada do conversor	Watts (W)
P_o	Potência média de saída do conversor	Watts (W)

$P_{p.u}$	Potência ativa em p.u	Watts (W)
R_{C1} e R_{C2}	Resistores utilizado nos compensadores	$Ohm\left(\Omega\right)$
t	Tempo	-
T_S	Período de comutação dos interruptores	Segundo (s)
u(k),u(k -1)	Sinal de controle do compensador de tensão	-
VA/D	Tensão de amostragem do conversor A/D	Volt (V)
V _{base}	Tensão base	Volt (V)
V_{C1}	Tensão sobre o capacitor C_I	Volt (V)
V_{C2}	Tensão sobre o capacitor C_2	Volt (V)
V _C 3	Tensão sobre o capacitor C_3	Volt (V)
Voref	Valor de referência para a tensão de saída do compensador	Volt (V)
V _{GS1}	Tensão de gate-source da chave S1	Volt (V)
V _{GS2}	Tensão de gate-source da chave S2	Volt (V)
V _{GS3}	Tensão de gate-source da chave S3	Volt (V)
V_{GS4}	Tensão de gate-source da chave S4	Volt (V)
V_{GS5}	Tensão de gate-source da chave Ss	Volt (V)
V_{GS6}	Tensão de gate-source da chave S6	Volt (V)
V_i	Tensão de entrada	Volt (V)
V _{Ls1}	Tensão no indutor Lsi	Volt (V)
V_{Ls2}	Tensão no indutor Ls2	Volt (V)
V _{Lp1}	Tensão no indutor L_{P1}	Volt (V)

V_{Lp2}	Tensão no indutor L_{p2}	Volt (V)
V_o	Tensão de saída	Volt (V)
V_P	Tensão alternada na ponte inferior	Volt (V)
V_S	Tensão alternada na ponte superior	Volt (V)
V _{S1}	Tensão sobre o interruptor Si	Volt (V)
V _{S1(max)}	Tensão máxima sobre o interruptor Si	Volt (V)
V_{S2}	Tensão sobre o interruptor S ₂	Volt (V)
VS2(max)	Tensão máxima sobre o interruptor S2	Volt (V)
V _{S3}	Tensão sobre o interruptor S3	Volt (V)
V _{S3(max)}	Tensão máxima sobre o interruptor S3	Volt (V)
V_{S4}	Tensão sobre o interruptor S4	Volt (V)
VS4(max)	Tensão máxima sobre o interruptor S4	Volt (V)
V _{S5}	Tensão sobre o interruptor S5	Volt (V)
$V_{S5(max)}$	Tensão máxima sobre o interruptor S5	Volt (V)
V_{S6}	Tensão sobre o interruptor S6	Volt (V)
VS6(max)	Tensão máxima sobre o interruptor S6	Volt (V)
Vref	Tensão de referência do compensador	Volt (V)
Ζ	Zero do compensador	Radiano por segundo (rad/s)

-

SUMÁRIO
SUMANIO

1	INTRODUÇÃO24
1.1	Objetivos do Trabalho26
1.2	Metodologia26
1.3	Organização da dissertação26
2	CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS
2.1	Principais topologias dos conversores CC-CC bidirecionais
2.1.1	Conversor CC-CC monofásico bidirecional com comutação suave
2.1.2 tensão	Conversor CC-CC bidirecional com comutação suave para aplicações em baixa 29
2.1.3	Conversor CC-CC bidirecional para aplicações de baixa potência
2.1.4	Conversor Dual Half-bridge
2.1.5	Conversor boost bidirecional de alto ganho não isolado
2.1.6	Aplicação do conversor CC / CC DAB em redes domésticas
2.1.7	Conversor PV baseado em CF-DAB33
2.1.8	Conversor CC / CC monofásico bidirecional de três portas
2.1.9	Conversor CC-CC DAB baseado na célula de comutação de três estados34
2.2	Conversor proposto neste trabalho35
2.3	Considerações finais
3	ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR
PROPO	OSTO
3.1	Etapas de operação
3.1.1	Primeira etapa [θ ₀ , θ ₁]38
3.1.2	Segunda etapa [θ ₁ , θ ₂]40
3.1.3	Terceira etapa [θ ₂ , θ ₃]41
3.1.4	Quarta etapa [θ ₃ , θ ₄]41
3.1.5	Quinta etapa [θ4, θ5]43
3.1.6	Sexta etapa [θ ₅ , θ ₆]44

3.2	Formas de onda teóricas do conversor45
3.3	Fluxo de potência46
3.4	Análise de comutação suave49
3.5	Análise dos esforços no conversor proposto52
3.6	Análise dinâmica aplicando a teoria do gyrator54
3.7	Considerações Finais56
4	PARÂMETROS DE PROJETO
4.1	Especificações58
4.2	Dimensionamento do indutor58
4.3	Dimensionamento dos capacitores60
4.4	Dimensionamento dos interruptores61
4.5	Projeto do sistema de controle contínuo63
4.5.1	Função de transferência de malha aberta64
4.5.2	Projeto do compensador64
4.5.3	Planta compensada65
4.6	Projeto do sistema de controle discretizado66
4.6.1	Ganho do sensor de tensão67
4.6.2	Ganho da conversão A/D67
4.6.3	Filtro anti-aliasing
4.6.4	Discretização do sistema compensado68
4.7	Considerações finais70
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO71
5.1 boost)	Resultados em regime permanente: fluxo de potência no sentido direto (modo 72
5.2 buck)	Resultados em regime permanente: fluxo de potência no sentido inverso (modo 75
5.3	Comparação entre os resultados de simulação e teóricos78
5.4	Análise da comutação nos interruptores78

5.5	Resultados em regime dinâmico: Diagrama de Bode da Planta	80
5.6	Resultados de simulação: com controle digital	
5.7	Considerações finais	84
6	CONCLUSÃO GERAL	85
REF	ERÊNCIAS	86
APÊ	NDICE A - Cálculo de perdas dos semicondutores	
APÊ	NDICE B - Comparação dos valores simulados	91
APÊ	NDICE C - Projeto dos elementos magnéticos	
APÊ	NDICE D – Algoritmo do controlador PI	

1 INTRODUÇÃO

A matriz energética mundial é formada em sua maioria por recursos não renováveis, conforme mostra a Figura 1, como o carvão mineral (38%), gás natural (23%), nuclear (10,2%), petróleo e derivados (2,9%) que somadas representam 74,1% do total, gerando alta emissão de gases poluentes na atmosfera e trazendo diversas consequências para a vida no planeta (EPE, 2021).



O Brasil é um país que depende da maior parte do consumo de usinas hidrelétricas, conforme pode ser visto na Figura 2, uma vez que 64,9% da energia consumida é proveniente dessas usinas e devido à escassez de chuvas esse quadro vem se agravando. Uma das soluções para resolver esse problema seria investir mais em energias renováveis, como solar e eólica (EPE, 2021).



Fonte: EPE (2021).

No Brasil as usinas termoelétricas à base de carvão e de outros combustíveis fósseis são acionadas anualmente em períodos de estiagem para estabilizar a crise energética. Porém, causam grande impacto ambiental com a emissão de gás carbônico e por serem mais caras todos os consumidores têm que subsidiar seu custo adicional. De 70% a 80% da água captada pelas termelétricas não volta para a bacia hidrográfica em questão, pois evapora após o resfriamento do sistema. Além disso, a conta de luz fica em torno de 2,5% mais caras para que essas usinas térmicas sejam acionadas (DIEESE, 2021).

Com propósito de diversificar a matriz energética brasileira, foi criado o Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica (PROINFA) pelo governo federal em 2002, coordenado pelo Ministério de Minas e Energias e gerenciado pelas Centrais Elétricas Brasileiras, o qual busca atrair investimentos para fontes renováveis (ELETROBRAS, 2022). O PROINFA é um meio para estimular diversificação e descentralização da geração de energia do país já que a matriz energética brasileira depende diretamente das usinas hidrelétricas. Além disso, garantir segurança do abastecimento em períodos de crise hídrica.

Dessa forma, pesquisadores buscam melhores formas de aproveitar a energia proveniente dos recursos renováveis. Através de conversores de alto rendimento pode-se alcançar esse objetivo. Os conversores CC-CC bidirecionais têm a função de controlar o fluxo de potência de uma fonte de entrada para uma fonte de saída ou vice-versa. Como exemplo de aplicação dos conversores CC-CC, tem-se a geração de energia fotovoltaica em sistemas isolados, apresentada na Figura 3, em que é preciso armazenar a energia gerada dos painéis fotovoltaicos em baterias, caso tenha excesso de energia. Para que isso ocorra é necessário que um conversor CC-CC bidirecional controle o fluxo de potência.





Fonte: Elaborado pelo autor.

A topologia proposta por HENN (2008) pode ser conectada no lado de baixa tensão por um banco de baterias. Considerando casos nos quais os níveis de potência são próximos de 1kW, os bancos de baterias podem ter níveis de tensão variando entre 12V, 24V ou 48V devido ao alto ganho apresentado pela topologia, evitando assim grandes associações em série e arranjos de painéis fotovoltaicos. A característica bidirecional do conversor permite ainda que o arranjo de painéis fotovoltaicos (PV) carregue o banco de baterias ou alimente o barramento CC.

1.1 Objetivos do Trabalho

O objetivo do presente trabalho é o estudo e desenvolvimento do conversor CC-CC bidirecional de alto ganho e comutação suave baseado na topologia *dual active bridge*, tendo em vista que a proposta pode ser aplicada em sistemas de armazenamento de energia. De forma complementar, os objetivos específicos são:

- Obter o modelo matemático que relaciona o fluxo de potência do conversor com a técnica de *phase-shift*;
- Realizar a modelagem dinâmica do conversor através do gyrator;
- Projetar e dimensionar os componentes e sistema de controle do conversor;
- Verificar comutação suave nas chaves;

1.2 Metodologia

Para realização deste trabalho foram consideradas os seguintes procedimentos:

- Pesquisa bibliográfica;
- Estudo teórico do conversor;
- Análise das etapas de operação;
- Análise dos esforços do conversor;
- Elaboração do projeto do circuito de potência e controle do conversor;
- Coleta e análise dos resultados de simulação do conversor.

1.3 Organização da dissertação

O capítulo 1 consiste desta introdução e contextualização do tema abordado na dissertação. No capítulo 2, apresenta-se o estado da arte dos principais trabalhos desenvolvidos nessa área de conversão CC-CC bidirecional e, ao final, a topologia proposta neste trabalho. O

capítulo 3 trata-se da análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto, mostrando as etapas de operação, os circuitos equivalentes com suas respectivas equações, formas de ondas, fluxo de potência, análise de esforços e análise dinâmica do conversor a partir da utilização da teoria do *gyrator*. No capítulo 4 é elaborado o projeto do circuito de potência e controle do conversor. No capítulo 5 são apresentados os resultados de simulação em regime permanente. Por último é apresentada a conclusão geral com contribuições e sugestões de trabalhos futuros.

2 CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS

2.1 Principais topologias dos conversores CC-CC bidirecionais

A seguir são apresentadas algumas das principais topologias de conversores CC-CC bidirecionais encontradas na literatura em ordem cronológica e que formam a base para este trabalho.

2.1.1 Conversor CC-CC monofásico bidirecional com comutação suave

A mais relevante topologia CC-CC com isolamento em alta frequência e bidirecional desenvolvida, conhecida como *Dual Active Bridge* – DAB, foi publicada em 1991 por DE DONCKER et al. Esta topologia, apresentada na Figura 4, utiliza duas pontes H conectadas por um transformador de isolamento de alta frequência monofásico e usa a técnica de deslocamento de fase (PS) para controlar o fluxo de potência. A tensão de saída e, portanto, a potência de saída, podem ser controladas. Para conseguir isso, os dois braços da ponte de entrada são deslocados de fase um do outro por um ângulo (φ°). Os conversores DAB possuem uma grande vantagem em termos de poucos componentes, possibilita baixas perdas de comutação, possui baixa sensibilidade aos elementos parasitas do circuito e simples estabilidade dinâmica, além de poder operar com o fluxo de potência bidirecional.



Figura 4 - Conversor CC-CC Dual Active Bridge (DAB) monofásico.

Fonte: Adaptado de DE DONCKER et al., (1991).

2.1.2 Conversor CC-CC bidirecional com comutação suave para aplicações em baixa tensão

A topologia apresentada em CHEN et al., (2002) mostrada na Figura 5 é de um conversor CC-CC bidirecional com comutação suave e com deslocamento de fase. O fluxo de potência é controlado por deslocamento de fase entre as pontes de entrada e saída. Todos os interruptores podem atingir comutação sob tensão nula (ZVS) nos modos *buck* e *boost*. Comparados com conversores bidirecionais com deslocamento de fase e ponte completa, esses conversores são simples e particularmente atraentes em aplicações de baixa potência. Resultados experimentais do protótipo apresentam no modo *buck* eficiência de 90% e no modo *boost* eficiência de 92,5%.

Figura 5 - Conversor CC-CC bidirecional com comutação suave para aplicações em baixa tensões.



Fonte: Adaptado de CHEN et al., (2002).

2.1.3 Conversor CC-CC bidirecional para aplicações de baixa potência

Um conversor para aplicações em baixas densidades de potência, baixos níveis de tensão de entrada, e que utiliza controle PS é apresentado por JAIN et al., (2003). A topologia mostrada na Figura 6 é baseada em uma meia ponte no primário e um *push-pull* alimentado por corrente no lado secundário do transformador, com isolamento em alta frequência. Fornece o fluxo de potência bidirecional desejado para carregamento e descarregamento de baterias. Conta também com controle por mudança de fase PS e com comutação suave. O conversor pode atingir comutação por tensão nula (ZVS) no modo *buck* e *boost*. Resultados experimentais do protótipo apresentam no modo *buck* eficiência de 86,6% e no modo *boost* eficiência de 90,5%.

Figura 6 - Conversor CC-CC bidirecional.



Fonte: Adaptado de JAIN et al., (2003).

2.1.4 Conversor Dual Half-bridge

A topologia apresentada PENG et al., (2004) na Figura 7 utiliza um indutor no lado da bateria e duas meias-pontes, cada uma colocada em cada lado do transformador principal. Cada interruptor possui um pequeno capacitor em paralelo. O transformador é usado para fornecer isolamento e combinação de tensão. A indutância de fuga do transformador é utilizada como elemento de transferência de energia.

Em comparação com os tradicionais conversores CC-CC bidirecionais de ponte completa e meia ponte, este possui metade da contagem de componentes para a mesma classificação de potência e com a implementação de comutação suave sem dispositivos adicionais, de alta eficiência e simples ao controle. Essas vantagens tornam o conversor promissor para aplicações de baixa potência, especialmente para fornecimento de energia auxiliar em veículos com célula de combustível e geração de energia, onde são necessários conversores de alto ganho, baixo custo, leves e de alta confiabilidade. Os resultados experimentais para o protótipo de 1,6 kW e 20 kHz foram utilizados para verificar o princípio de operação, com eficiência aproximada de 92,5%.





Fonte: Adaptado de PENG et al., (2004).

2.1.5 Conversor boost bidirecional de alto ganho não isolado

A topologia apresentada HENN (2008) na Figura 8 é de um conversor boost de alto ganho alimentado por painéis fotovoltaicos ou por baterias. A estrutura consiste em quatro indutores acoplados magneticamente, três capacitores e seis interruptores. O circuito não possui isolação elétrica entre a entrada e a saída. O controle e acionamento são bastante simples, possui esforços de tensão reduzidos nos semicondutores e a presença de uma célula de acoplamento magnético que permite a obtenção de um ganho estático elevado. A frequência de ondulação de tensão e corrente na entrada e saída do conversor é duas vezes maior do que a frequência de comutação.

O conversor pode operar no modo boost ou buck. O modo boost consiste nos interruptores S_1 e S_2 comutando com razão cíclica D > 0,5, enquanto os demais interruptores permanecem em bloqueio. Já no modo buck, o conversor opera com razão cíclica D < 0,5 nos interruptores S_3 , S_4 , S_5 e S_6 , e os interruptores S_1 e S_2 ficam no estado bloqueado.



Figura 8 - Conversor *boost* bidirecional de alto ganho.

Fonte: Adaptado de HENN (2008).

2.1.6 Aplicação do conversor CC / CC DAB em redes domésticas

O conversor proposto por LO et al., (2011), apresentado na Figura 9 mostra um sistema de bateria com carga e descarga de alta eficiência e alto ganho, capaz de executar estratégias de economia de energia em rede inteligente. É utilizado um conversor CC-CC baseado em DAB isolado bidirecional e com razão cíclica de 50% para um sistema de bateria lítio-ferro com aplicação em rede doméstica. A energia da bateria é controlada pelo ângulo de fase entre a ponte primária e a ponte secundária do conversor.





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

2.1.7 Conversor PV baseado em CF-DAB

O conversor apresentado na Figura 10 por SHI et al., (2013) mostra um sistema fotovoltaico monofásico baseado no conversor CC-CC DAB alimentado por corrente (CF-DAB), com um pequeno capacitor de *link CC* que pode atingir o efeito de ondulação de baixa frequência minimizado no MPPT sem adicionar componentes extras. A topologia alimentada por corrente com características de comutação de tensão nula (ZVS) é particularmente adequada para aplicações fotovoltaicas. Na abordagem proposta, a tensão PV de entrada é controlada diretamente pela regulação do ciclo de trabalho. No lado secundário tem um inversor de ponte completa.



Figura 10 - Conversor PV baseado em CF-DAB.

Fonte: Adaptado de SHI et al., (2013).

2.1.8 Conversor CC / CC monofásico bidirecional de três portas

O conversor apresentado SUN et al., (2014) na Figura 11 pode ser aplicado ao sistema de energia híbrido fotovoltaico e em baterias, com pequenas ondulações de corrente na porta de integração. Emprega o deslocamento de fase mais o controle por *Pulse Width Modulation* (PWM), transmite a energia entre a porta de entrada e a porta de saída pelo controle de deslocamento de fase, atinge o rastreamento do ponto de potência máximo (MPPT) pelo ajuste do ciclo de trabalho e pode atingir a comutação suave de todos os interruptores.



Figura 11 - Conversor CC / CC monofásico bidirecional de três portas.

Fonte: Adaptada de SUN et al., (2014).

2.1.9 Conversor CC-CC DAB baseado na célula de comutação de três estados

A topologia apresentada na Figura 12 por MAZZA (2014) é de um conversor CC-CC ZVS isolado bidirecional *dual active bridge* (DAB) monofásico, baseado na célula de comutação de três estados. A estrutura apresenta oito interruptores ativos, dois indutores, um transformador de quatro enrolamentos e dois capacitores. O controle do conversor consiste na razão cíclica (*D*) dos interruptores e o *phase-shift* (φ^{o}) entre as componentes fundamentais das tensões entre as pontes, para aplicações com sistemas de geração fotovoltaica em sistemas de distribuição CC.



Figura 12 - Conversor CC-CC DAB baseado na célula de comutação de três estados.

Fonte: Adaptado de MAZZA (2014).

2.2 Conversor proposto neste trabalho

A topologia original, da qual foi concebida esta versão em análise, utiliza modulação por largura de pulso como técnica de acionamento das chaves. Porém neste trabalho é adotada a técnica de deslocamento de fase (do inglês, *phase-shift*). A mudança proposta tem a vantagem de tornar mais simples o controle do fluxo de potência, além de garantir, naturalmente, o funcionamento de parte das chaves com comutação suave do tipo ZVS.

O conversor proposto neste trabalho é basicamente composto pela união do bidirecional de HENN (2008) com o DAB de SUN et al., (2014). A Figura 13 apresenta o circuito que deu origem ao conversor proposto, sem *phase-shift* e com tensão de saída sendo apenas a tensão da ponte superior.

Já a Figura 14 apresenta o circuito proposto com *phase-shift* e a tensão de saída sendo a soma da tensão da ponte inferior com a tensão da ponte superior. O conversor apresenta seis interruptores S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 e S_6 , quatro indutores magneticamente acoplados L_{p1} , L_{p2} , L_{s1} e L_{s2} , um indutor de dispersão L_d e três capacitores C_1 , C_2 e C_3 . O braço 1 (B1) é deslocado de φ graus em relação ao braço 3 (B3). Os braços B1 e B2 são defasados 180° entre si, isto é válido também para os interruptores do braço 3.



Figura 13 – Conversor que deu origem ao proposto.

Fonte: Adaptado de SUN et al., (2014).



Fonte: Elaborado pelo autor.

A indutância de dispersão, elemento muitas vezes inconveniente nos conversores isolados por causar sobretensões nas chaves, serve no DAB como meio de transferência de energia entre as fontes. Dependendo do valor das indutâncias de dispersão dos enrolamentos, às vezes, torna-se necessário colocar em série, indutâncias externas para que a indutância resultante (indutância de transmissão) aumente e possibilite a transferência de potência. (SANTOS, 2011).
2.3 Considerações finais

Neste Capítulo, foram apresentados os estudos de topologias de conversores CC-CC bidirecionais, com foco nas características similares ao do presente trabalho. Nas topologias revisadas, pode-se notar que os conversores com muitas chaves tendem a ter eficiência menor devido às perdas por chaveamento e as dificuldades de realização do controle. Já os conversores com muitos elementos magnéticos tendem a ter elevado volume e peso, como também dispersão.

O conversor proposto tem uma estrutura promissora, por ser bidirecional e possuir comutação suave em parte das chaves, tornando-o assim atrativo para diversas aplicações.

No próximo capítulo é realizada uma abordagem sobre a análise do funcionamento do conversor proposto e será apresentado a análise qualitativa e quantitativa.

3 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR PROPOSTO

Neste capítulo serão feitas as análises qualitativa e quantitativa do conversor proposto. A análise qualitativa mostra as etapas de funcionamento, formas de ondas e detalhes de comutação. Na análise quantitativa é apresentada o equacionamento.

Para facilitar a análise do conversor considera-se que são ideais a fonte de alimentação, os semicondutores e os componentes indutivos, além disso a operação ocorre em regime permanente e as tensões nos capacitores são consideradas livres de ondulação.

Como característica de operação do conversor, considera-se também que as chaves S_1 e S_4 , assim como S_2 e S_3 são comandadas ao mesmo tempo. Já para as chaves de um mesmo braço são defasadas de 180° entre si. Além disso, o braço 1 é deslocado de φ graus em relação ao braço 3, conforme pode ser visto na Figura 14.

3.1 Etapas de operação

O conversor possui seis etapas de operação descritas a seguir. Em cada etapa, um determinado conjunto de semicondutores (chaves e/ou diodos) irá conduzir por ângulo θ_i (ângulo de condução) onde "*i*" representa os instantes de tempo que podem serem vistos na Figura 21. Para a análise supracitada, o fluxo de potência adotado será do lado de baixa tensão para o lado de alta tensão, ou seja, o conversor operará no modo elevador de tensão. A tensão de saída da ponte inferior é representada por V_p e da ponte superior por V_s , estão apresentadas na Figura 14. O ganho estático *d* será adotado como sendo igual a 1,107, para que os valores dos parâmetros fiquem aproximadamente iguais aos do conversor de HENN (2008), e com isso fazer uma posterior comparação.

3.1.1 Primeira etapa $[\theta_0, \theta_1]$

Essa etapa de operação tem início quando as chaves S_1 e S_4 são ligadas, com S_5 já previamente ligada. Os diodos D_1 e D_5 em antiparalelos às chaves S_1 e S_5 , respectivamente, passam a conduzir, conforme é apresentado na Figura 15.

As chaves S_2 e S_3 estão desligadas e as tensões sobre elas serão a mesma tensão no capacitor C_3 , conforme é fornecido em (3.1):

$$V_{s2} = V_{s3} = V_{c3} \tag{3.1}$$

A chave S_6 está desligada e a tensão sobre ela será a soma das tensões dos capacitores C_1 e C_2 , conforme é fornecido em (3.2):

$$V_{s6} = V_{c1} + V_{c2} \tag{3.2}$$

As correntes nos indutores L_{p1} e L_{p2} são defasadas de 180° entre si e podem ser descritas utilizando as tensões sobre eles, conforme apresentadas em (3.3):

$$i_{p1}(\theta) = -i_{p2}(\theta) = \begin{bmatrix} i_{p1}(0) + \frac{V_i(1+d)}{\omega \cdot L_{p1}} \theta \to se(0 \le \theta < \varphi) \\ i_{p1}(\varphi) + \frac{V_i(1-d)}{\omega \cdot L_{p1}} (\theta - \varphi) \to se(\varphi \le \theta < \pi) \end{bmatrix}$$
(3.3)

Em que ω é dado por $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$, f é a frequência de comutação dos interruptores, L_d é a indutância de magnetização e d é o ganho estático.



Figura 15 - Primeira etapa de operação.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A corrente de dispersão i_d através do indutor de transferência de energia L_d inicia em $i_d(0)$ e possui formato decrescente. Já a taxa de variação da corrente na indutância L_d para esta etapa de operação é apresentado em (3.4):

$$\Delta i_d = -\left(\frac{V_p + V_s}{\omega \cdot L_d}\right) \cdot \theta \tag{3.4}$$

A corrente na ponte superior continua fluindo através do diodo antiparalelo da chave S_5 até que a corrente através da indutância de dispersão se torne nula. Depois disso, a corrente na ponte superior começa a fluir através de S_5 , dando início à segunda etapa de operação.

3.1.2 Segunda etapa $[\theta_1, \theta_2]$

Essa etapa de operação tem início com o bloqueio do diodo em antiparalelo com a chave S_5 e a mesma entra em condução, conforme é apresentado na Figura 16. Como a chave S_5 já tinha sido ligada na etapa anterior, assegurasse para a mesma a comutação sob tensão nula (*Zero Voltage Switching* - ZVS). As tensões sobre as chaves S_1 , S_4 e S_5 são nulas. As chaves S_2 e S_3 ficam desligadas e as tensões sobre ambas será a mesma tensão do capacitor C_3 . A chave S_6 permanece desligada e sua tensão será a soma das tensões nos capacitores C_1 e C_2 .

Figura 16 - Segunda etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As correntes nos indutores L_{p1} e L_{p2} podem ser calculadas por (3.5):

$$i_{p1}(\theta) = -i_{p2}(\theta) = \frac{\left(V_i + V_p\right)}{\omega \cdot L_{p1}} \cdot \theta + i_{p1}(0)$$
(3.5)

A corrente de dispersão i_d inicia em $i_d(\varphi)$ e possui formato decrescente e sua taxa de variação é apresentado em (3.6):

$$\Delta i_d = -\left(\frac{V_p + V_s}{\omega \cdot L_d}\right) \cdot \theta \tag{3.6}$$

O final desta etapa ocorre com o comando de bloqueio de S_5 e habilitação de condução de S_6 , conforme o ângulo de *phase-shift* imposto, observado na Figura 21. Contudo, S_6 não entra em condução devido ao sentido da corrente na indutância, que força o diodo D_6 a entrar em condução.

3.1.3 Terceira etapa $[\theta_2, \theta_3]$

A chave S_5 deixa de conduzir e o diodo D_6 em antiparalelo a chave S_6 entra em condução, conforme é apresentado na Figura 17. As tensões sobre as chaves S_1 e S_4 são nulas. As chaves S_2 e S_3 permanecem desligadas, portanto, suas tensões serão a mesma tensão no capacitor C_3 , enquanto a chave S_6 apresenta tensão nula. As correntes nos indutores L_{p1} e L_{p2} são calculadas em (3.7):

$$i_{p1}(\theta) = -i_{p2}(\theta) = \frac{\left(V_i + V_p\right)}{\omega \cdot L_{p1}} \cdot (\theta - \varphi) + i_{p1}(\varphi)$$
(3.7)

A corrente de dispersão i_d inicia em i_d (φ) e a taxa de variação é apresentada em (3.8):

$$\Delta i_d = \left(\frac{V_p - V_s}{\omega \cdot L_d}\right) \cdot \theta \tag{3.8}$$

O ângulo de condução é igual ao ângulo de defasagem entre as tensões, $\theta = \varphi$. O final desta etapa ocorre com o comando de ligamento das chaves S_2 e S_3 , e, respectivamente, desligamento de S_4 e S_1 .

Figura 17 - Terceira etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.1.4 Quarta etapa $[\theta_3, \theta_4]$

Nessa etapa de operação as chaves S_1 e S_4 deixam de conduzir e os dois diodos em antiparalelos às chaves S_2 e S_6 passam a conduzir, conforme apresentado na Figura 18. As

chaves S_1 e S_4 estão desligadas, portanto suas tensões serão a mesma observada no capacitor C_3 , conforme apresentado em (3.9):

$$V_{S1} = V_{S4} = V_{C3} \tag{3.9}$$

A chave S_5 está desligada, logo sua tensão será a soma das tensões dos capacitores C_1 e C_2 , conforme é mostrado em (3.10):

$$V_{s5} = V_{c1} + V_{c2} \tag{3.10}$$

As correntes nos indutores L_{p1} e L_{p2} são dadas por (3.11):

$$i_{p1}(\theta) = -i_{p2}(\theta) = \frac{(V_i + V_p)}{\omega \cdot L_{p1}} \cdot (\theta - \pi) + i_{p1}(\pi)$$
(3.11)

A corrente de dispersão i_d inicia em $i_d(\pi)$ e possui formato crescente, a taxa de variação para esta etapa de operação é apresentado em (3.12):

$$\Delta i_d = \left(\frac{V_p + V_s}{\omega \cdot L_d}\right) \cdot \theta \tag{3.12}$$

A corrente na ponte superior continua fluindo através do diodo antiparalelo da chave S_6 até que a corrente através da indutância de dispersão se torne nula. Depois disso, a corrente na ponte superior passa a fluir através de S_6 , garantindo seu ligamento ZVS e dando início à quinta etapa de operação.

Figura 18 - Quarta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.1.5 Quinta etapa $[\theta_4, \theta_5]$

Essa etapa de operação tem início com o bloqueio do diodo em antiparalelo com a chave S_6 , fazendo com que a mesma entre em condução sob tensão nula, conforme é mostrado na Figura 19. As tensões sobre as chaves S_2 , S_3 e S_6 são nulas. As chaves S_1 e S_4 permanecem desligadas e suas tensões são a mesma observada no capacitor C_3 . A chave S_5 fica desligada, logo sua tensão será a soma das tensões dos capacitores C_1 e C_2 . As correntes nos indutores L_{p1} e L_{p2} podem ser descritas em (3.13):

$$i_{p1}(\theta) = -i_{p2}(\theta) = \frac{\left(V_i + V_p\right)}{\omega \cdot L_{p1}} \cdot \left(\theta - \pi\right) + i_{p1}(\pi)$$
(3.13)

A corrente de dispersão i_d inicia em $i_d(\varphi + \pi)$ e possui formato crescente. A taxa de variação para esta etapa de operação é apresentada em (3.14):

$$\Delta i_d = \left(\frac{V_p + V_s}{\omega \cdot L_d}\right) \cdot \theta \tag{3.14}$$

Figura 19 - Quinta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A corrente i_d no final da 2° etapa é igual no final da 5° etapa, conforme é mostrado em (3.15):

$$i_d(\varphi + \pi) = -i_d(\varphi) \tag{3.15}$$

O final desta etapa ocorre com o comando de bloqueio de S_6 e habilitação de condução de S_5 . Contudo, S_5 não entra em condução devido ao sentido da corrente na indutância, que força o diodo D_5 a entrar em condução.

3.1.6 Sexta etapa [θ₅, θ₆]

A chave S_6 deixa de conduzir e o diodo D_5 em antiparalelo a chave S_5 entra em condução, conforme apresentado na Figura 20. As tensões sobre as chaves S_2 e S_3 são nulas. As chaves S_1 e S_4 permanecem desligadas e suas tensões são a mesma observada no capacitor C_3 . A chave S_6 fica desligada, logo sua tensão será a soma das tensões dos capacitores C_1 e C_2 . As correntes nos indutores L_{p1} e L_{p2} podem ser descritas por (3.16):

$$i_{p1}(\theta) = -i_{p2}(\theta) = \frac{\left(V_i + V_p\right)}{\omega \cdot L_{p1}} \cdot \left[\theta - (\varphi + \pi)\right] + i_{p1}(\varphi + \pi)$$
(3.16)

A corrente de dispersão i_d inicia em $i_d(2\pi)$ e a taxa de variação é apresentado em (3.17):

$$\Delta i_d = \left(\frac{-V_p + V_s}{\omega \cdot L_d}\right) \cdot \theta \tag{3.17}$$

Figura 20 - Sexta etapa de operação.





A corrente i_d no início da 1° etapa é igual no fim da 3° etapa e também igual no fim da 6° etapa de operação. Conforme é apresentado em (3.18):

$$i_d(2\pi) = i_d(\pi) = i_d(0)$$
 (3.18)

O final desta etapa ocorre com o comando de ligamento das chaves S_1 e S_4 e, consequentemente, desligamento de S_3 e S_2 . E, então, as etapas anteriores repetem-se.

3.2 Formas de onda teóricas do conversor

A Figura 21 apresenta as principais formas de ondas teóricas do conversor operando em modo de condução contínua e de acordo com o comando de *phase-shift*. Estão aqui representadas: tensão *gate-source* das chaves S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , $S_5 e S_6$, tensão de saída da ponte inferior V_p e da ponte superior V_s , corrente de dispersão i_d e corrente nos indutores L_{p1} e L_{p2} .



Figura 21 - Principais formas de onda teóricas.

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3 Fluxo de potência

A topologia proposta pode ser observada como duas pontes, uma primária e outra secundária, ambas conectadas por um elemento magnético constituído por uma indutância de dispersão (SANTOS, 2011). A Figura 22 apresenta a simplicidade do modelo.





Fonte: Elaborado pelo autor.

O fluxo de potência do conversor DAB pode ser determinado a partir da forma de onda para a corrente no indutor de dispersão i_d apresentada na Figura 21. Destacam-se dois trechos: *I*, formado pelas etapas 1 e 2, e *II*, formado pela etapa 3. Somando-se os dois trechos supracitados, observa-se que o somatório é equivalente à metade do período de chaveamento, com cada um possuindo derivadas de corrente na indutância de dispersão distintas, e, portanto, equações diferentes, conforme definidas através de (3.19):

$$\begin{cases} i_{d(I)}(\theta) = \left(\frac{V_p + V_s}{\omega \cdot L_d}\right) \cdot \theta + i_d(0) \\ i_{d(II)}(\theta) = \left(\frac{V_p - V_s}{\omega \cdot L_d}\right) \cdot (\theta - \varphi) + i_d(\varphi) \end{cases}$$
(3.19)

Pode-se notar que a corrente de dispersão i_d é alternada e simétrica, com isso chega à equivalência mostrada em (3.20):

$$\begin{cases} i_d(0) = -i_d(\pi) \\ i_d(\varphi) = -i_d(\pi + \varphi) \end{cases}$$
(3.20)

Para determinar o valor médio da corrente de entrada conforme a Figura 21, sabese que a corrente de magnetização é simétrica a cada meio período, logo deve-se primeiro encontrar o valor médio em meio período e então multiplicar esse valor por dois, resultando no valor médio da corrente em todo o período de chaveamento. Logo, a corrente média i_d pode ser calculada em (3.21):

$$I_{d(med)} = \frac{2}{\omega \cdot T_s} \left[\int_{0}^{\varphi} i_{d(I)}(\theta) d\theta + \int_{\varphi}^{\pi} i_{d(II)}(\theta) d\theta \right]$$
(3.21)

É necessário primeiramente encontrar a corrente nos pontos apresentados em (3.22):

$$\begin{cases} \omega \cdot t = 0\\ \omega \cdot t = \varphi\\ \omega \cdot t = \pi \end{cases}$$
(3.22)

Aplicando as condições de (3.22) em (3.19), resulta em (3.23) e (3.24):

$$i_{d}\left(\varphi\right) = \left(\frac{V_{p} + V_{s}}{\omega \cdot L_{d}}\right) \cdot \varphi + i_{d}\left(0\right)$$
(3.23)

$$i_{d}(\pi) = \left(\frac{V_{p} - V_{s}}{\omega \cdot L_{d}}\right) \cdot (\pi - \varphi) + i_{d}(\varphi)$$
(3.24)

Aplicando as condições de simetria (3.20) em (3.23) e substituindo em seguida em (3.24), resolvendo para $i_d(\varphi)$, chega-se à (3.25):

$$i_{d}(\varphi) = \left(\frac{V_{p}}{2 \cdot \omega \cdot L_{d}}\right) \cdot \left(2 \cdot \varphi - \pi\right) + \left(\frac{V_{s}}{2 \cdot \omega \cdot L_{d}}\right) \cdot \pi$$
(3.25)

Aplicando as condições de simetria (3.20) e (3.25) em (3.23) e resolvendo para $i_d(0)$, resulta em (3.26).

$$i_{d}(0) = -\left[\left(\frac{V_{p}}{2 \cdot \omega \cdot L_{d}}\right) \cdot \pi - \left(\frac{V_{s}}{2 \cdot \omega \cdot L_{d}}\right) \cdot \left(\pi - 2 \cdot \varphi\right)\right]$$
(3.26)

Substituindo (3.25) e (3.26) em (3.19), chega-se à (3.27):

$$\begin{cases} i_{d(I)}(\theta) = -\left(\frac{V_p}{\omega \cdot L_d}\right) \left[\varphi \cdot d + \frac{\pi(1-d)}{2}\right] + \left(\frac{V_p + V_s}{\omega \cdot L_d}\right) \cdot \theta \\ i_{d(II)}(\theta) = -\left(\frac{V_p}{\omega \cdot L_d}\right) \left[-\varphi + \frac{\pi(1-d)}{2}\right] + \left(\frac{V_p - V_s}{\omega \cdot L_d}\right) \cdot (\theta - \varphi) \end{cases}$$
(3.27)

Substituindo (3.27) em (3.21), obtêm-se (3.28) e (3.29).

$$\int_{0}^{\varphi} i_{d(I)}(\theta) d\theta = \int_{0}^{\varphi} \left(\frac{V_{p} + V_{s}}{\omega \cdot L_{d}} \right) \cdot \theta d\theta + \int_{0}^{\varphi} i_{d}(0) d\theta$$
(3.28)

$$\int_{0}^{\varphi} i_{d(I)}(\theta) d\theta = \frac{1}{2 \cdot \omega \cdot L_{d}} \cdot (V_{p} \cdot \varphi^{2} - V_{p} \cdot \varphi \cdot \pi - V_{s} \cdot \varphi^{2} + V_{s} \cdot \varphi \cdot \pi)$$
(3.29)

Da mesma forma será feito para o cálculo da segunda integral de (3.21), substituindo (3.27) em (3.21), resulta em (3.30) e (3.31).

$$\int_{\varphi}^{\pi} i_{d(II)}(\theta) d\theta = \int_{\varphi}^{\pi} \left(\frac{V_p - V_s}{\omega \cdot L_d} \right) (\theta - \varphi) d\theta + \int_{\varphi}^{\pi} i_d(\varphi) d\theta$$
(3.30)

$$\int_{0}^{\varphi} i_{d(II)}(\theta) d\theta = \frac{1}{2 \cdot \omega \cdot L_{d}} \cdot (-V_{p} \cdot \varphi^{2} + V_{p} \cdot \varphi \cdot \pi - V_{s} \cdot \varphi^{2} + V_{s} \cdot \varphi \cdot \pi)$$
(3.31)

Substituindo (3.29) e (3.31) em (3.21), encontra-se a corrente média I_d em ampères (A), que é dado por (3.32):

$$I_{d(med)} = \frac{V_o \cdot \varphi(\pi - |\varphi|)}{\pi \cdot \omega \cdot L_d}$$
(3.32)

Logo a potência média transmitida pode ser determinada multiplicando (3.32) por *Vi*, resulta em (3.33):

$$P_{(med)} = V_i \cdot I_{d(med)} \Longrightarrow P_{(med)} = \frac{V_i \cdot V_o \cdot \varphi(\pi - |\varphi|)}{\pi \cdot \omega \cdot L_d}$$
(3.33)

Colocando (3.33) em função do ganho estático d, logo:

$$P_{(med)} = \frac{V_i^2 \cdot d \cdot \varphi(\pi - |\varphi|)}{\pi \cdot \omega \cdot L_d}$$
(3.34)

Onde:

 $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ – Frequência de operação do conversor em rad/s.

f – Frequência de operação do conversor em Hz.

d – Ganho estático do conversor.

Normatizando as grandezas em função de grandezas bases definidas em (3.35), (3.36) e (3.37):

$$V_{base} = V_i \tag{3.35}$$

$$I_{base} = \frac{V_i}{\omega \cdot L} \tag{3.36}$$

$$P_{base} = V_{base} \cdot I_{base} \tag{3.37}$$

Logo, a potência ativa dada em p.u. transmitida pelo sistema é dada por (3.38):

$$P_{p,u} = \frac{d \cdot \varphi(\pi - |\varphi|)}{\pi}$$
(3.38)

O gráfico da potência ativa dada em p.u, obtido a partir de (3.38) em função do ângulo de defasagem φ° é apresentado na Figura 23, para o ganho estático foram usados os valores 0,5; 1,0; 1,5; 2,0 e 2,5. Percebe-se claramente que o máximo de potência transmitida é para $\varphi = \pm 90^{\circ}$. Considerando que a fonte está fornecendo potência quando o ângulo de defasagem $+\varphi^{\circ}$ é positivo, já no caso de o ângulo de defasagem $-\varphi^{\circ}$ ser negativo a mesma está consumindo potência.



Figura 23 - Fluxo de potência em função do ângulo de defasagem.

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.4 Análise de comutação suave

A caracterização da comutação dos interruptores é obtida a partir da análise da corrente variando no tempo (OLIVEIRA FILHO, 2015).

Em seguida analisa-se a corrente nos interruptores superiores da ponte inferior. Para estes a comutação suave ZVS ocorre quando a condição limite apresentada em (3.39) é satisfeita. Fazendo a substituição de (3.39) em (3.26) obtêm-se o ganho estático de borda apresentado em (3.40)

$$i_d(0) - i_p(0) < 0$$
 (3.39)

$$d_{i1,2} = \frac{\pi^2}{2 \cdot \varphi^2 - 4 \cdot \pi \cdot \varphi + \pi^2}$$
(3.40)

A potência ativa para a curva de fronteira entre as regiões de comutação suave e dissipativa para os interruptores superior da ponte inferior é encontrada aplicando (3.40) em (3.38), obtêm-se (3.41):

$$P_{i1,2(p,u)} = \frac{d_{i1,2} \cdot \varphi(\pi - |\varphi|)}{\pi}$$
(3.41)

Já para os interruptores inferiores da ponte inferior a condição limite para que ocorra comutação ZVS é:

$$i_p(\pi) - i_d(\pi) > 0 \tag{3.42}$$

$$d_{i3,4} = -\frac{\pi^2}{2 \cdot \varphi^2 - \pi^2} \tag{3.43}$$

A potência ativa para a curva de fronteira entre as regiões de comutação suave e dissipativa para os interruptores inferiores da ponte inferior é encontrada aplicando (3.43) em (3.38), obtêm-se (3.44):

$$P_{i3,4(p,u)} = \frac{d_{i3,4} \cdot \varphi(\pi - |\varphi|)}{\pi}$$
(3.44)

Em seguida, analisa-se a corrente nos interruptores da ponte superior, cuja comutação ZVS ocorre quando a condição limite apresentada em (3.45) é satisfeita. Fazendo a substituição de (3.45) em (3.25) obtêm-se o ganho estático de borda para os interruptores da ponte superior em (3.46).

$$i_d(\varphi) > 0 \tag{3.45}$$

$$d_s = \frac{2\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right)}{\pi} \tag{3.46}$$

A potência ativa para a curva de fronteira entre as regiões de comutação suave e dissipativa para os interruptores da ponte superior é encontrada aplicando (3.46) em (3.38), obtêm-se (3.47):

$$P_{\sup(p,u)} = \frac{d_s \cdot \varphi(\pi - |\varphi|)}{\pi}$$
(3.47)

Na Figuras 24, 25 e 26 são apresentados os limites de comutação suave das pontes inferior e superior para D = 0.5.



Figura 24 - Limite da comutação suave para d = 0.5.





Figura 25 - Limite da comutação suave para d = 1,0.

Fonte: Elaborado pelo autor.



Figura 26 - Limite da comutação suave para d = 1,5.



3.5 Análise dos esforços no conversor proposto

O detalhamento dos cálculos desenvolvidos que levam às equações a seguir, serão suprimidos devido à sua complexidade. A solução das equações foi desenvolvida através da utilização do *software Mathcad*, e os detalhes podem ser observados no Apêndice A.

A potência de entrada, potência de saída e rendimento, podem ser calculados através de (3.48), (3.49) e (3.50), respectivamente.

$$P_i = V_i \cdot I_i \tag{3.48}$$

$$P_o = V_o \cdot I_o \tag{3.49}$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \tag{3.50}$$

Isolando V_i na equação (3.33) e substituindo no ganho *d*, chega-se ao resultado do ganho estático do conversor dado por (3.51):

$$d = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2 \cdot \pi^2 \cdot f \cdot L_d \cdot I_i}{\varphi \cdot (\pi - \varphi) \cdot V_o}$$
(3.51)

O cálculo da corrente média e da corrente eficaz no indutor L_{p1} está representado em (3.52) e (3.53). Mas será suprimido o cálculo para L_{p2} , visto que é similar ao cálculo de L_{p1} .

$$I_{p1(med)} = I_{p1(med)} = \frac{I_{i(med)}}{2}$$
(3.52)

$$I_{p1(ef)} = I_{p2(ef)} = I_{p(ef)} = \sqrt{\frac{1}{\omega \cdot T_s}} \left[\int_{0}^{\varphi} i_{p}^{2} (\theta) d\theta + \int_{\varphi}^{\pi} i_{p}^{2} (\theta) d\theta + \int_{\pi}^{\pi+\varphi} i_{p}^{2} (\theta) d\theta + \int_{\pi+\varphi}^{2\pi} i_{p}^{2} (\theta) d\theta \right]$$
(3.53)

As correntes média e eficaz nas chaves S_1 e S_2 , são mostradas em (3.54) e (3.55), respectivamente. A tensão máxima sobre as chaves supracitadas é dada por (3.56).

$$I_{S1(med)} = I_{S2(med)} = I_{p1(med)} - I_{S3(med)}$$
(3.54)

$$I_{S1(ef)} = I_{S2(ef)} = I_{S(ef)} = \frac{\sqrt{\frac{1}{\omega \cdot T_s} \left[\int_{0}^{\varphi} i_p^{-2}(\theta) d\theta + \int_{\varphi}^{\pi} i_p^{-2}(\theta) d\theta \right]}}{2}$$
(3.55)

$$V_{S1(\text{max})} = V_{S2(\text{max})} = V_{C3(\text{max})} = V_{C3} + \frac{\Delta V_{C3}}{2}$$
(3.56)

As correntes média e eficaz nas chaves S_3 e S_4 , são mostradas em (3.57) e (3.58), respectivamente. A tensão máxima sobre as chaves supracitadas é dada por (3.59).

$$I_{S3(med)} = I_{S4(med)} = \frac{2}{\omega \cdot T_s} \left[\int_0^{\varphi} i_p^{-2} (\theta) d\theta + \int_{\varphi}^{\pi} i_p^{-2} (\theta) d\theta \right]$$
(3.57)

$$I_{S3(ef)} = I_{S4(ef)} = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot T_s}} \left[2 \int_{0}^{\varphi} i_p^{-2} (\theta) d\theta + \int_{\varphi}^{\pi} i_p^{-2} (\theta) d\theta \right]$$
(3.58)

$$V_{S3(\text{max})} = V_{S4(\text{max})} = V_{C3(\text{max})} = V_{C3} + \frac{\Delta V_{C3}}{2}$$
(3.59)

A corrente eficaz no indutor de dispersão da ponte superior é mostrada em (3.60):

$$I_{d(ef)} = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot T_s}} \left[\int_{0}^{\varphi} i_d^{-2} (\theta) d\theta + \int_{\varphi}^{\pi} i_d^{-2} (\theta) d\theta \right]$$
(3.60)

Para que as tensões nos capacitores de saída C_1 , C_2 e C_3 sejam mantidas constantes, é necessário que a corrente média nas chaves S_5 e S_6 sejam iguais à corrente média de saída, como mostrado em (3.61). Em (3.62) e (3.63) definem-se, respectivamente, as correntes eficazes e a máxima tensão nas chaves S_5 e S_6 .

$$I_{S5(med)} = I_{S6(med)} = I_o$$
(3.61)

$$I_{S5(ef)} = I_{S6(ef)} = \sqrt{\frac{1}{\omega \cdot T_s} \left[\int_{0}^{\varphi} i_d^2 (\theta) d\theta + \int_{\varphi}^{\pi} i_d^2 (\theta) d\theta \right]}$$
(3.61)

$$V_{S5(\text{max})} = V_{S6(\text{max})} = 2 \cdot \left(V_{C1} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} \right)$$
(3.63)

A corrente no capacitor C_3 se comporta segundo a relação apresentada em (3.64) durante a primeira etapa de operação. Já durante as outras etapas, a corrente no capacitor C_3 tem o mesmo módulo e sentido inverso da corrente de saída, como mostrado em (3.65). Assim, o valor da corrente eficaz no capacitor C_3 é calculado através de (3.66).

$$I_{C3ef} = i_{p1}(\theta) - I_o \tag{3.64}$$

$$I_{C3ef} = -I_o \tag{3.65}$$

$$I_{C3ef} = \sqrt{\frac{1}{\omega \cdot T_s} \left[\int_{0}^{\varphi} (i_{p1}(\theta) - I_o)^2 d\theta + 2 \cdot \int_{\varphi}^{\pi} (-I_o)^2 d\theta + \int_{\pi}^{\varphi + \pi} (i_{p1}(\theta) - I_o)^2 d\theta \right]}$$
(3.66)

Para os capacitores C_1 e C_2 , o cálculo é semelhante ao apresentado em (3.64), (3.65) e (3.66), como será mostrado em (3.67). Visto que há semelhança entre os dois capacitores, o cálculo para C_2 será suprimido.

$$I_{C1ef} = \sqrt{\frac{1}{\omega \cdot T_s}} \left[\int_0^{\varphi} (i_d(\theta) - I_o)^2 d\theta + 2 \cdot \int_{\varphi}^{\pi} (-I_o)^2 d\theta + \int_{\pi}^{\varphi + \pi} (i_d(\theta) - I_o)^2 d\theta \right]$$
(3.67)

O cálculo das indutâncias L_{p1} e L_{p2} é obtido através da equação (3.68), enquanto a relação (3.69) define as indutâncias dos indutores da ponte superior L_{s1} e L_{s2} .

$$L_{p1} = L_{p2} = \frac{V_i \cdot D}{2 \cdot \Delta I_{in} \cdot f}$$
(3.68)

$$L_{s1} = L_{s2} = n \cdot L_B \tag{3.69}$$

3.6 Análise dinâmica aplicando a teoria do gyrator

A modelagem por *gyrator* introduzida por TELLEGEN (1948) consegue converter um elemento, quando refletido de uma porta a outra, em seu dual de acordo com o coeficiente de acoplamento entre portas conhecido por coeficiente girostático g, torna-se o circuito elétrico mais simples de ser representado. O conversor DAB possui naturalmente um comportamento de *gyrator*. O modelo dinâmico a ser desenvolvido analisará o comportamento da tensão de saída em relação ao deslocamento de fase φ (SANTOS, 2011). Neste trabalho será utilizado o modelo *gyrator* condutância. A Figura 27 mostra a simbologia do *gyrator* utilizada em circuitos e são dois tipos básicos de *gyrators*: condutância (g), com dimensão $1/\Omega$, e *gyrator* resistência (r), com dimensão Ω .



Fonte: Adaptado de (OLIVEIRA FILHO, 2015).

A corrente média de saída I_o é apresentada em (3.32) e transcrita em (3.70). Através da Figura 28 verifica-se que a corrente I_o também pode ser determinada por (3.71), que representa o produto do *gyrator* condutância pela tensão da porta de entrada, então calcula-se o coeficiente girostático através de (3.72).

$$I_o = \frac{V_i \cdot \varphi(\pi - |\varphi|)}{\pi \cdot \omega \cdot L_d}$$
(3.70)

$$I_o = g \cdot V_i \tag{3.71}$$

$$g = \frac{\varphi(\pi - |\varphi|)}{\pi \cdot \omega \cdot L_d}$$
(3.71)

A potência no circuito, mostrada na Figura 28, pode ser determinada pelo produto entre o *gyrator* e a sua tensão, resultando em (3.73).

$$P = g \cdot V_i \cdot V_o \tag{3.73}$$

Portanto, a função de transferência (FT) que fornece o comportamento da tensão de saída V_o da porta em função de uma variação de corrente I_o é encontrada em (3.74). Linearizando (3.70) para um ponto de operação quiescente (φ_o), encontra-se o comportamento característico de corrente I_o para uma dada excitação φ_o . Esta FT é fornecida em (3.75).

$$G_{V_o I_o}\left(s\right) = \frac{V_o\left(s\right)}{i_o\left(s\right)} = \frac{V_o\left(s\right)}{I_o\left(s\right)} = \frac{R_o}{R_o \cdot C_o \cdot s + 1}$$
(3.74)

$$G_{I_o\varphi_o}(s) = \frac{\partial I_o(\varphi_o)}{\partial \varphi_o} = \frac{i_o(s)}{\varphi(s)} = \frac{V_i(\pi - 2|\varphi_o|)}{\pi \cdot \omega \cdot L_d}$$
(3.75)

A representação por *gyrator* da saída do conversor é mostrado na Figura 28. Colocando-se (3.71) e (3.72) em forma de diagrama de blocos, encontra-se a Figura 29, que é o caminho direto do fluxo de sinal para controle da tensão na saída.



Figura 28 – Modelo elétrico equivalente do conversor utilizando o gyrator.

Fonte: Adaptado de (Santos, 2011).

Figura 29 - Diagrama de blocos da FTMA do conversor utilizando a teoria do gyrator.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 30, vê-se que o controle da tensão de saída é realizado controlando a fonte de corrente formada pelo produto do *gyrator* e a tensão de entrada, através do ajuste do ângulo de defasagem.

Figura 30 - Circuito final do conversor proposto com gyrator e controle.



Fonte: Adaptado de (Santos, 2011).

3.7 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentadas as etapas de operação, formas de onda e equacionamento do fluxo de potência do conversor DAB de alto ganho bidirecional. Verificouse que a potência média fornecida pela fonte de entrada para fonte de saída, além de ser variável com o ângulo de defasagem (φ°) (técnica de controle *phase-shift*), também é variável com a tensão de entrada e com a frequência de operação do conversor. Desenvolveu-se também a análise de esforços do conversor DAB de alto ganho bidirecional. Foi apresentado o equacionamento das correntes média e eficaz, tensão máxima nas chaves, ganho estático, eficiência, indutância e capacitância do conversor proposto. Por último, foi feito a análise dinâmica aplicando a teoria do gyrator.

4 PARÂMETROS DE PROJETO

4.1 Especificações

Os parâmetros utilizados no projeto estão apresentados na tabela 1, sendo estes calculados segundo as equações apresentadas no decorrer deste trabalho. Será adotado o ângulo de deslocamento de fase de 30° que resultou na potência de saída de 500W. Foram utilizados os mesmos valores de tensão de entrada 28V e saída 180V que o conversor desenvolvido por HENN (2008), para posterior comparação.

	······································	
Tensão de entrada (V_i)	28V	-
Tensão de saída (V_o)	180V	
Potência de saída (P_o)	500W	
Ângulo de deslocamento de fase (φ)	30°	
Frequência de comutação (f)	50kHz	
Razão cíclica (D)	0,5	
Ondulação de tensão de saída	1%	
Ondulação da corrente de entrada	10%	
Relação de transformação	1	

Tabela 1 - Principais parâmetros do projeto.

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.2 Dimensionamento do indutor

De acordo com as equações já apresentadas, calcula-se o valor das indutâncias L_{p1} , L_{p2} , L_{s1} , L_{s2} e L_d em (4.1) e (4.2).

$$L_{p1} = L_{p2} = L_{s1} = L_{s1} = \frac{V_i \cdot D}{2 \cdot \Delta I_{in} \cdot f} = 78,41 \mu H$$
(4.1)

$$L_{d} = \frac{V_{i}^{2} \cdot d \cdot \varphi(\pi - |\varphi|)}{\pi \cdot \omega \cdot P_{(med)}} = 14 \mu H$$
(4.2)

De (3.65) pode-se determinar a corrente eficaz e o valor máximo é acrescido 10% de ondulação na corrente eficaz resultando, respectivamente, em 11,36 A e 12,5 A. Com esses resultados pode-se determinar o dimensionamento dos indutores acoplados.

Para os indutores de entrada, utilizam-se núcleos toroidais de pó de ferro fornecidos pelo fabricante Magmattec. O material escolhido é do tipo 034, visto que se trata de um material com perdas reduzidas. Na Tabela 2 e 3, tem-se o resumo do projeto dos indutores. Os indutores acoplados foram enrolados no mesmo núcleo. No Apêndice C encontram-se os cálculos com maiores detalhes.

1 5	$\langle \mathcal{D}$,
Tipo de Núcleo/Modelo	Pó de Ferro / MN	1T034T7713
Parâmetro	Valor	Unidade
Permeabilidade relativa	33	-
Densidade de fluxo magnético (Bmax)	1.1	Т
A_L	34,5	nH/esp ²
Massa	207,08	g
Indutância	80	μΗ
Frequência de comutação	50	kHz
Densidade de corrente	450	A/cm ²
Condutor / Número de fios em paralelo	AWG 23/10 fios	-
Número de espiras	53	-

 Tabela 2 - Resumo do projeto do indutor de entrada CC (Magmattec).

Fonte: Elaborado pelo autor.

1 5	ς θ	<i>'</i>
Tipo de Núcleo/Modelo	Pó de Ferro / M	MT034T3311
Parâmetro	Valor	Unidade
Permeabilidade relativa	33	-
Densidade de fluxo magnético (Bmax)	1.1	Т
A_L	33,5	nH/esp ²
Massa	35,8	g
Indutância	14	μΗ
Frequência de comutação	50	kHz
Densidade de corrente	450	A/cm ²
Condutor / Número de fios em paralelo	AWG 23/6 fios	-
Número de espiras	25	-

Tabela 3 - Resumo do projeto do indutor de saída CA (Magmattec).

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.3 Dimensionamento dos capacitores

A tensão máxima, a corrente eficaz e a capacitância mínima dos capacitores C_1 , C_2 , C_3 do lado de alta tensão são calculados em (4.3), (4.4), (4.5), (4.6) e (4.7).

$$V_{C1\max} = V_{C2\max} = V_{C1} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} = 62,31V$$
(4.3)

$$I_{C1ef} = I_{C2ef} = \sqrt{\frac{1}{\omega \cdot T_s}} \left[\int_{0}^{\varphi} (i_d(\theta) - I_o)^2 d\theta + 2 \int_{\varphi}^{\pi} (-I_o)^2 d\theta + \int_{\pi}^{\varphi + \pi} (i_d(\theta) - I_o)^2 d\theta \right] = 3,71A$$
(4.4)

$$V_{C3\max} = V_{C3} + \frac{\Delta V_{C3}}{2} = 56,28V \tag{4.5}$$

$$I_{C3ef} = \sqrt{\frac{1}{\omega \cdot T_s}} \left[\int_{0}^{\varphi} (i_{p1}(\theta) - I_o)^2 d\theta + 2 \cdot \int_{\varphi}^{\pi} (-I_o)^2 d\theta + \int_{\pi}^{\varphi + \pi} (i_{p1}(\theta) - I_o)^2 d\theta \right] = 2,60A$$
(4.6)

$$C_{AT.\min} = \frac{I_o \cdot D}{\Delta V_c \cdot f} = 44,8\mu F \tag{4.7}$$

Em (4.8) é calculado a capacitância mínima do lado de baixa tensão.

$$C_{BT.min} = \frac{I_o \cdot D}{\Delta V_c \cdot f} = 637,7\,\mu F \tag{4.8}$$

A resistência em série equivalente máxima permitida é:

$$R_{SE} < \frac{\Delta V_{C1}}{\Delta I_i} < 0,694\Omega \tag{4.9}$$

A capacitância mínima calculada para o modo boost é 44,8 μ F. Foi adotado na simulação o valor de 400 μ F. Por conta que a corrente eficaz que o capacitor suporta é menor que a corrente eficaz calculada, sendo assim será adotado 2 capacitores eletrolíticos em paralelos juntamente com um capacitor de polipropileno.

Já para o modo buck foi adotado o valor de 940 µF,

Nas Tabela 4 e Tabela 5 são apresentadas as características dos capacitores escolhidos, inclusive a quantidade de cada um deles.

Fabricante	Epcos	
Tipo	Eletrolítico	
Modelo	B43845-A2477	
Capacitância	470µF	
Corrente eficaz	1,4A	
Tensão máxima	200V	
Resistência série equivalente	0,346Ω	
Quantidade	2 em paralelos	

 Tabela 4 - Características do capacitor eletrolítico escolhido para a saída.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 5 - Características do capacitor de polipropileno escolhido para a saída.

Epcos
Polipropileno
T594-L030
470nF
630V
1 unidade

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.4 Dimensionamento dos interruptores

As correntes média, eficaz e máxima nas chaves S_1 e S_2 , são mostradas em (4.10), (4.11) e (4.12) respectivamente. A tensão máxima sobre as chaves supracitadas é dada por (4.13).

$$I_{S1(med)} = I_{S2(med)} = I_{p1(med)} - I_{S3(med)} = 1,531A$$
(4.10)

$$I_{S1(ef)} = I_{S2(ef)} = I_{S(ef)} = \frac{\sqrt{\frac{1}{\omega \cdot T_s} \left[\int_{0}^{\varphi} i_p^{-2}(\theta) d\theta + \int_{\varphi}^{\pi} i_p^{-2}(\theta) d\theta \right]}}{2} = 2,93A$$
(4.11)

$$I_{S1(\max)} = I_{S2(\max)} = I_i + \frac{\Delta I_i}{2} = 18,75A$$
(4.12)

$$V_{S1(\text{max})} = V_{S2(\text{max})} = V_{C3(\text{max})} = V_{C3} + \frac{\Delta V_{C3}}{2} = 56.28V$$
(4.13)

As correntes média, eficaz e máxima nas chaves S_3 e S_4 , são mostradas em (4.14), (4.15) e (4.16), respectivamente. A tensão máxima sobre as chaves supracitadas é dada por (4.17).

$$I_{S3(med)} = I_{S4(med)} = \frac{2}{\omega \cdot T_s} \left[\int_0^{\varphi} i_p^{-2} (\theta) d\theta + \int_{\varphi}^{\pi} i_p^{-2} (\theta) d\theta \right] = 7,397A$$

$$(4.14)$$

$$I_{S3(ef)} = I_{S4(ef)} = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot T_s}} \left[2 \int_{0}^{\varphi} i_{p}^{2} (\theta) d\theta + \int_{\varphi}^{\pi} i_{p}^{2} (\theta) d\theta \right] = 10,99A$$
(4.15)

$$I_{S3(\max)} = I_{S4(\max)} = I_{S(\max)} = I_i + \frac{\Delta I_i}{2} = 18,75A$$
(4.16)

$$V_{S3(\text{max})} = V_{S4(\text{max})} = V_{C3(\text{max})} = V_{C3} + \frac{\Delta V_{C3}}{2} = 56.28V$$
(4.17)

Em (4.18), (4.19), (4.20) e (4.21) definem-se, respectivamente, as correntes médias, eficazes e máxima e a máxima tensão nas chaves S_5 e S_6 .

$$I_{S5(med)} = I_{S6(med)} = I_o = 2,778A$$
(4.18)

$$I_{S5(ef)} = I_{S6(ef)} = \sqrt{\frac{1}{\omega \cdot T_s}} \left[\int_{0}^{\varphi} i_d^{2} (\theta) d\theta + \int_{\varphi}^{\pi} i_d^{2} (\theta) d\theta \right] = 4,641A$$
(4.19)

$$I_{S5(\text{max})} = I_{S6(\text{max})} = I_i + \frac{\Delta I_i}{2} = 18,75A$$
(4.20)

$$V_{S5(\text{max})} = V_{S6(\text{max})} = 2 \cdot \left(V_{C1} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} \right) = 124,62V$$
(4.21)

Com os valores de esforços calculados, escolhe-se como interruptores da ponte inferior o MOSFET IRFP 4321 e para ponte superior o MOSFET IXFH52N30Q. Os principais dados do interruptor MOSFET são apresentados nas tabelas 6 e 7.

Fabricante	International Rectifier
Tipo	MOSFET
Modelo	IRFP4321 PbF
Máxima tensão dreno-fonte	150V
Máxima corrente de dreno	78A
Resistência de condução	12mΩ
Tempo de subida	60ns
Tempo de descida	35ns

 Tabela 6 - Características do interruptor escolhido para ponte inferior.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 7 - Características do interruptor escolhido para ponte superior.

Fabricante	International Rectifier
Tipo	MOSFET
Modelo	IXFH 52N30Q
Máxima tensão dreno-fonte	300V
Máxima corrente de dreno	52A
Resistência de condução	$60\mathrm{m}\Omega$
Tempo de subida	60ns
Tempo de descida	25ns

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.5 Projeto do sistema de controle contínuo

O sistema de controle é projetado por análise da frequência. De acordo com critérios pré-definidos de alocação de polos e zeros, são calculados os parâmetros do compensador. A função de transferência (FT) que fornece o comportamento da tensão de saída V_o em função de uma variação de corrente I_o é encontrada em (3.74). O ganho de tensão em função da corrente é dado por (4.22), o ganho de tensão em função do ângulo é dado por (4.23) e a função de transferência completa é apresentada em (4.24).

$$G_{V_o I_o}\left(s\right) = \frac{R_o}{R_o \cdot C_o \cdot s + 1} \tag{4.22}$$

$$G_{I_o \varphi_o}(s) = \frac{V_i \cdot (\pi - 2|\varphi_o|)}{\pi \cdot \omega \cdot L_d}$$
(4.23)

$$G_{V_o\varphi_o}(s) = G_{V_oI_o}(s) \cdot G_{I_o\varphi_o}(s)$$
(4.24)

Função de transferência de malha aberta 4.5.1

É calculada segundo a expressão (4.25), que leva ainda em consideração o ganho de realimentação de tensão (H_v) detalhado em (4.26), bem como o ganho de modulação (F_m) detalhado em (4.27).

$$FTMAv(s) = G_{V_o \varphi_o} \cdot H_v \cdot F_m \tag{4.25}$$

$$H_V = \frac{1}{V_0} = 0,0056 \tag{4.26}$$

$$F_m = \frac{1}{5} = 0,2 \tag{4.27}$$

O diagrama de Bode de malha aberta está representado na Figura 31.

Figura 31 - Diagrama de Bode para a planta FTMAv(s).



Fonte: Elaborado pelo autor.

4.5.2 Projeto do compensador

A frequência de cruzamento da função de transferência em laço aberto FTLA(s) compensada f_c é mostrada em (4.28). A frequência do zero do compensador f_z , é mostrada em (4.29). Desse modo, foi escolhido o compensador proporcional e integral (PI), mostrado na expressão (4.30).

$$f_c = 617Hz \tag{4.28}$$

$$f_z = 313Hz \tag{4.29}$$

$$C_{\nu}(s) = K \frac{(Z+s)}{s}$$
(4.30)

Com o valor de frequência f_z obtido em (4.29) é possível encontrar o zero Z do compensador que será apresentado em (4.31). Para alcançar a frequência de cruzamento adotada, o compensador deve possuir um ganho *K*, determinado por (4.32).

$$Z = 2 \cdot \pi \cdot f_z = 1965, 4rad / s \tag{4.31}$$

$$K = 10^{\frac{\left|20\log(G_{V_o\phi_o}(2\pi f_c))\right|}{20}} = 60$$
(4.32)

Apresenta-se na Figura 32 o diagrama de blocos do sistema de controle contínuo.

Figura 32 - Diagrama de blocos do sistema de controle contínuo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

4.5.3 Planta compensada

A FTMAC(s) do sistema é obtida a partir da expressão (4.33). O diagrama de Bode do sistema compensado é apresentado na Figura 33.

$$FTMACv(s) = Cv(s) \cdot FTMAv(s)$$

Figura 33 - Diagrama de Bode para planta compensada FTMACv(s).



Fonte: Elaborado pelo autor.

A curva de ganho possui um declive de -20 dB/década. A margem de fase do sistema compensado tem seu valor calculado pela equação (4.34), com margem de fase 64,8° e com margem de ganho infinita.

(4.33)

$$MF = 180 + \frac{180}{\pi} \cdot \arg\left[FTMACv(2 \cdot \pi \cdot f_c)\right]$$
(4.34)

A Figura 34 apresenta a resposta ao degrau para o compensador projetado. Observase que o sobressinal máximo encontrado é 25,18%, enquanto que o tempo de resposta é de 4 ms. Portanto, verifica-se que o compensador possui boa resposta entre atenuação da amplitude em relação ao tempo de estabilização do sinal.



Figura 34 - Resposta ao degrau para o compensador projetado.

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.6 Projeto do sistema de controle discretizado

Apresenta-se na Figura 35 o diagrama de blocos completo do sistema de controle discreto, com a função de transferência da planta a ser controlada.

Figura 35- Diagrama de blocos do sistema de controle implementado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Onde:

 $C_v(z)$ é a FT do compensador discreto de tensão de saída;

At(z) é a FT do atraso de transporte ou computacional, referente à conversão A/D, processamento do controlador e atualização do sinal de controle;

K_c é o ganho da portadora triangular;

ZOH é o segurador de ordem zero;

 $H_v(s)$ é o ganho do sensor de tensão;

 $F_a(s)$ é a FT do filtro anti-aliasing;

K_{A/D} é o ganho de quantização do conversor analógico-digital;

T_s é a taxa de amostragem do conversor analógico-digital.

4.6.1 Ganho do sensor de tensão

A tensão de realimentação é calculada a partir do sensor de tensão mostrado na Tabela 8. Este deverá ser ajustado para apresentar o ganho estabelecido em (4.35), que por sua vez é obtido a partir da tensão nominal de projeto e de acordo com a referência (4.36).

Fabricante	LEM
Modelo	LV 20-P
Valores máximos	10mA/500V
Ganho (Kn)	2500/1000

Tabela 8 - Características do sensor de tensão utilizado.

Fonte: Elaborado pelo autor.

$$V_{o_{ref}} = 1,0V$$
 (4.35)

$$H_V(s) = \frac{V_{o_{ref}}}{V_{dc}} \to H_V(s) = \frac{1.0}{180} = 5,56 \cdot 10^{-3}$$
(4.36)

4.6.2 Ganho da conversão A/D

Na Tabela 9 é apresentado o conversor A/D adotado para realizar a captura digital do sinal amostrado pelo sensor de tensão. Adotou-se uma frequência de amostragem indicada em (4.37), ou seja, na mesma frequência da comutação do conversor. E a partir dos dados de resolução e da tensão de amostragem é possível obter o ganho de quantização em (4.38) do sistema de realimentação.

$$f_a = f_s = 50kHz \tag{4.37}$$

$$K_{A/D} = \frac{2^{n_{-}bits} - 1}{V_{A/D}} \to K_{A/D} = \frac{2^{12} - 1}{3,3} = 1240,91$$
(4.38)

Fabricante	Texas Instruments	
Modelo	TMS320F28379D	
Número de bits (<i>n_bits</i>)	12 bits	
Clock de conversão	200 MHz	
Tensão de amostragem (VAD)	3,3 V	
Número de canais	24 canais	

Tabela 9 Características do conversor A/D utilizado.

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.6.3 Filtro anti-aliasing

Para evitar ruídos indesejáveis, foi adotado um filtro ativo com valor de corte f_{cf} equivalente a uma década abaixo da frequência de amostragem, como apresentado em (4.39).

$$F_a = \frac{1}{\frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_c} + 1} \tag{4.39}$$

4.6.4 Discretização do sistema compensado

Como o sistema compensado está parametrizado, agora faz-se necessário discretizar a função de transferência do compensador a fim de implementar o controle digital do sistema. A FTMA não compensada é dada pela expressão (4.40 e 4.41).

$$FTMA(s) = G_{I_0\alpha_0}(s) \cdot G_{V_0I_0}(s) \cdot H_V(s) \cdot F_a(s) \cdot K_{A/D}(s) \cdot Att_{tt}(s) \cdot K_c(s)$$

$$(4.40)$$

$$FTMA(s) = \frac{3723}{0,00864 \cdot s^2 + 272, 4 \cdot s + 3,142 \cdot 10^4}$$
(4.41)

Na Figura 36 é mostrado o diagrama de Bode do sistema não compensado. Observase que não existe frequência de cruzamento, possui declive de -20dB/década e com margem de fase infinita, caracterizando, portanto, um sistema não estável. Logo, a adição de um compensador é útil para melhorar a velocidade de resposta e o desempenho do sistema quando este é submetido a perturbações externas. Deste modo, de acordo com as características do diagrama de Bode e com a frequência de cruzamento especificada em projeto, foi escolhido o compensador do tipo proporcional e integral (PI). Dessa forma, a equação (4.41) será reescrita em sua forma discreta, como apresentado na equação (4.42). O método de Discretização foi realizado com o auxílio do comando "c2d" da ferramenta MatlabTM, com o uso do método ZOH. Como este procedimento já insere naturalmente o atraso de fase proveniente da conversão A/D e portadora digital, a função de atraso (Att_{tt}) deve ser retirada. Além disso, o dimensionamento do compensador foi realizado através do método de alocação de polos, em MatlabTM via Sisotool.

$$FTMA_d(z) = \frac{7,058 \cdot 10^{-5} \cdot z + 5,724 \cdot 10^{-5}}{z^2 - 1,531 \cdot z + 0,5323}$$
(4.42)

Ainda na Figura 36 é apresentado o diagrama de Bode do sistema compensado. Observa-se que a frequência de cruzamento obtida, com declive de -20dB/década, é de 100Hz para uma margem de fase de 92,5°, caracterizando, portanto, um sistema estável com elevação do ganho em baixa frequência e aumento da velocidade de resposta. Na Figura 37 é mostrado a Resposta ao degrau para o compensador projetado.

Reescrevendo o controlador no formato de zero, polo e ganho:

$$C_{\nu}(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = 48 \cdot \frac{(z - 0.99874)}{z - 1}$$
(4.43)

Para a obtenção da equação a diferença é realizada as manipulações matemáticas em (4.44)

$$U(z) \cdot z - U(z) = 48 \cdot z \cdot E(z) - 47,93952 \cdot E(z) [z^{-1}]$$

$$U(z) - U(z) \cdot z^{-1} = 48 \cdot E(z) - 47,93952 \cdot E(z) \cdot z^{-1}$$

$$U(z) = U(z) \cdot z^{-1} + 48 \cdot E(z) - 47,93952 \cdot E(z) \cdot z^{-1}$$
(4.44)

Transformando em equações a diferença é definido o controlador PI em (4.45):

$$u(k) = u(k-1) + 48 \cdot e(k) - 47,93952 \cdot e(k-1)$$
(4.45)



Figura 36 - Diagrama de Bode da FTMA discreta não compensada e compensada.

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.7 Considerações finais

Neste capítulo foram feitos os cálculos teóricos para o correto dimensionamento dos componentes. E a partir dos esforços de tensão e corrente encontrou-se os semicondutores utilizados no conversor proposto. A quantidade de capacitores foi dimensionada para suportar a corrente eficaz calculada e assim garantir o nível CC desejado. Em seguida foi feito o projeto de controle do conversor juntamente com o diagrama de bode para deixar o sistema estável. Então, obteve-se um controlador de alto ganho e ótimo tempo de resposta a partir da observação da frequência de cruzamento e margem de fase. O cálculo de perdas dos semicondutores é detalhado no apêndice A.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulação referente ao conversor proposto. Os resultados de simulação foram obtidos através da utilização do software PSIM, versão 9.1. Os parâmetros utilizados na simulação foram mostrados na Tabela 1. Primeiramente, serão apresentados os resultados em regime permanente, contemplando o fluxo de potência para os modos boost e buck, além do comportamento de comutação. Posteriormente, os resultados em regime dinâmico serão abordados.

Na Figura 37 apresenta-se o esquemático montado no PSIM do circuito de potência. Na Figura 38 e 39 mostra o circuito de comando com controle.



Figura 37 - Circuito de potência do conversor proposto.

Fonte: Elaborado pelo autor.





Fonte: Elaborado pelo autor.

72



Figura 39 - Circuito de comando com controle

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.1 Resultados em regime permanente: fluxo de potência no sentido direto (modo boost)

Na Figura 40 serão apresentadas algumas das principais formas de onda do conversor para os valores nominais com o objetivo de validar o modelo proposto. Ainda na Figura supracitada são apresentadas as tensões das pontes inferior e superior. Pode-se observar que existe uma defasagem entre as tensões V_p e V_s que é proveniente do ângulo de *phase-shift* (φ), observa-se que as referidas tensões possuem valores máximos igual a 56V e 62V, conforme os valores do barramento capacitivo. A Tabela 10 apresenta a comparação dos valores médios e eficazes das correntes nos indutores L_{p1} e L_{p2} .

Tabela 10 - Valores obtidos das correntes nos indutores $L_{p1} e L_{p2}$.			
	Simulada	Calculada	Erro percentual
I Lp1,2(Méd.)	8,94A	8,92A	0,224%
I _{Lp1,2(ef.)}	11,10A	11,36A	2,29%

Fonte: Elaborado pelo autor.


Figura 40 – Tensões nas pontes inferior e superior, corrente no secundário I_d e correntes nos indutores L_{p1} e L_{p2} , respectivamente.

Fonte: Elaborado pelo autor.

De forma análoga, observa-se na Figura 41 as formas de onda das tensões nos capacitores de saída C_1 , C_2 e C_3 e tensão de saída V_o . Ao somar as tensões dos três capacitores do barramento de saída obtém-se o valor da tensão de saída Vo igual a 180V. A Tabela 11 apresenta a comparação das tensões máximas nos capacitores.



Figura 41 - Tensão de saída e tensões nos capacitores de saída, respectivamente.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela <u>1</u> – Valores obtidos das tensões máximas nos capacitores de saída C_1 , $C_2 \in C_3$.

	Simulada	Calculada	Erro percentual	
V _{C1} , C2(máx.)	62,02V	62V	0,027%	
V _{C3(máx.)}	55,97V	56V	0,05%	

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 42 apresenta a potência de saída, corrente de saída e entrada. Conforme pode ser visto na forma de onda da corrente de entrada, sua ondulação é praticamente nula. Isso ocorre devido anulação da componente CA das correntes nos indutores L_{p1} e L_{p2} ao serem somados. As formas de onda das correntes mencionadas podem ser vistas na Figura 41. A Tabela 12 apresenta os valores obtidos da potência de saída, corrente de saída e entrada.



Figura 42 - Potência de saída, corrente de saída e entrada.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Dela 12 – Valores obtidos da potencia de saída, corrente de saída e ent				
	Simulada	Calculada	Erro percentual	
Po	500,05W	500W	0,01%	
Io	2,778A	2,78A	0,079%	

Fabela 12 – Valores obtidos d	potência de saída,	corrente de saída e	entrada
--------------------------------------	--------------------	---------------------	---------

Fonte: Elaborado pelo autor.

17,85A

0,17%

 I_i

17,88A

A Figura 43 mostra as características de comutação das chaves S_1 , S_3 e S_5 . As formas de ondas das chaves S2, S4 e S6 serão omitidas pois são idênticas e defasadas de 180° das formas de ondas das chaves S1, S3 e S5, respectivamente. Os esforços nos interruptores também apresentaram semelhanças com os valores obtidos teoricamente. A Tabela 13 apresenta os valores obtidos das correntes nos interruptores.

Continuando a análise da Figura 43 pode-se observar que ocorre comutação suave nos interruptores superior S_1 e S_2 da ponte inferior, visto que a corrente conduz inicialmente através dos diodos. Nos interruptores inferiores da ponte inferior S3 e S4, está na região limiar de comutação dissipativa, pois a corrente conduz diretamente através dos interruptores. E nos

interruptores da ponte superior S_5 e S_6 ocorre comutação suave, já que a corrente conduz de início através dos diodos.



Figura 43 - Características de comutação das chaves S1, S3 e S5.

Fonte: Elaborado pelo autor.

	Simulada	Calculada	Erro percentual
I 51,2(méd.)	1,45A	1,53A	5,22%
I 53,4(méd.)	7,49A	7,39A	1,35%
I 55,6(med.)	2,75A	2.778A	1,0%
I 51,2(ef.)	3,17A	2,62A	20,99%
I S3,4(ef.)	10,75A	10,99A	2,18%
I S5,6(ef.)	4,75A	4,758A	0,17%

Tabela 13 – Valores obtidos das correntes nos interruptores.

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2 Resultados em regime permanente: fluxo de potência no sentido inverso (modo buck)

Na Figura 44 são apresentadas algumas das principais formas de onda do conversor operando no modo *buck*. Vê-se que os valores em módulo continuam os mesmos que o modo boost. Porém, como o fluxo de potência inverteu-se, as correntes nos indutores acoplados, também ficam com valores invertidos. A tensão na ponte inferior está atrasada de φ graus em relação a ponte superior ao contrário do modo boost que era adiantada de φ graus. Devido a idealização do software os valores em módulo dos resultados se mantêm o mesmo do modo boost.



Figura 44 - Tensões na ponte inferior e superior, corrente no secundário I_d e correntes nos indutores L_{pl} e L_{p2} , respectivamente.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 45 ao somar as tensões dos três capacitores do barramento de entrada obtém-se o valor da tensão de entrada igual a 180V. Agora a tensão de saída passa a ser de 28V, neste caso o conversor funciona como abaixador de tensão.



Figura 45 - Tensão de saída e tensões nos capacitores de saída, respectivamente.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Verifica-se na Figura 46 que a potência de saída, a corrente de saída e entrada estão com valores negativos devido a inversão do fluxo de potência. Nota-se que a corrente de entrada possui picos elevados, isso é ocasionado pela ondulação no capacitor C_3 da ponte inferior, que pode ser visto na Figura 46. Conforme se repete, a forma de onda da corrente de entrada, sua ondulação é praticamente nula. Isso ocorre devido anulação da componente CA das correntes nos indutores L_{p1} e L_{p2} ao serem somados. As formas de onda das correntes mencionadas podem ser vistas na Figura 45. Tabela 14 apresenta os valores obtidos da potência de saída, corrente de saída e entrada.



Figura 46 - Potência de saída, corrente de saída e entrada.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 14 - Valores obtidos da potência de saída, corrente de saída e entrada para fluxo inverso.

	Simulada	Calculada	Erro percentual
Po	500,59W	500W	0,12%
Io	2,75A	2,78A	1,079%
I_i	17,86A	17,85A	0,056%

Fonte: Elaborado pelo autor.

Verifica-se na Figura 47 que correntes que antes passavam pelo transistor agora passam pelos diodos e vice-versa. As formas de ondas das chaves S_2 , S_4 e S_6 serão omitidas pois são idênticas e defasadas de 180° das formas de ondas das chaves S_1 , S_3 e S_5 respectivamente.

Figura 47 - Características de comutação das chaves S₁, S₃ e S₅.



Fonte: Elaborado pelo autor.

5.3 Comparação entre os resultados de simulação e teóricos

Uma comparação entre os resultados de simulação e teóricos é realizada com o propósito de validar o equacionamento matemático proposto neste trabalho. A Figura 48 apresenta o gráfico comparativo para o modo de operação bidirecional. As curvas de traçado contínuo representam a potência de ganho estáticos teóricos de 1,5, 1,0, 0,5, respectivamente. Já os pontos representam os valores de simulação para os respectivos ganhos. Pode-se concluir que os valores de potência obtidos na simulação estão condizentes com os valores teóricos calculados.





Fonte: Elaborado pelo autor.

5.4 Análise da comutação nos interruptores

As próximas simulações foram realizadas para verificar o comportamento da comutação dos interruptores da topologia em estudo. Para os próximos dois exemplos serão utilizados ganhos estáticos de 0,5 e 1,5, para o deslocamento de fase igual a 30°.

Na curva com ganho estático igual a $0,5 e \varphi$ igual a 30° mantém-se comutação suave para as chaves superiores da ponte inferior e para as chaves da ponte superior. Pode-se observar essas características na Figura 49. Estando de acordo com os valores teóricos do gráfico apresentado na Figura 24.



Figura 49- Característica de comutação das pontes de entrada e saída para d = 0,5 e φ = 30°.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Já para o mesmo ângulo, porém com ganho igual a 1,5, mantém-se comutação suave para todas as chaves da ponte inferior e no limiar de comutação suave para as chaves da ponte superior. Pode-se observar essas características na Figura 50. Estando de acordo com os valores teóricos do gráfico apresentado na Figura 26.





Fonte: Elaborado pelo autor.

5.5 Resultados em regime dinâmico: Diagrama de Bode da Planta

Na Figura 51 é mostrada a comparação do modelo dinâmico obtido em ambiente de simulação da planta a ser controlada, ou seja, a relação da variação da tensão V_o de saída a partir da variação do ângulo de deslocamento de fase φ , com a função de transferência encontrada nas equações (3.74 e 3.75). O modelo simulado apresenta um ligeiro avanço de fase.



Figura 51- Diagrama de Bode para a FT do modelo desenvolvido e do obtido a partir de simulações.



As Figuras 52,53,54 e 55 apresentam as principais formas de onda para validação da modelagem referente ao projeto do modelo da planta e controlador da malha de tensão em regime transitório. Em ambas as mudanças de estado de carga, observa-se que a tensão V_o é controlada no barramento de alta tensão e apresenta-se próximo de 180V. Observa-se que o *phase-shift* busca acompanhar a variação de potência para garantir que a tensão de saída se mantenha em 180V.

Os degraus de carga ao qual o conversor é submetido na Figura 52 referem-se ao conversor variar inicialmente de 50% a 100% da potência processada e posteriormente de 100% a 50%. O máximo sobressinal observado na tensão de saída foi de 1,4% com tempo de resposta de 12,65 ms.





Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 53 refere-se aos degraus de carga ao qual o conversor é submetido e varia inicialmente de 100% a -100% da potência processada e posteriormente de -100% a 100%. O máximo sobressinal observado na tensão de saída foi de 5,62% com tempo de resposta de 11,09 ms.





A Figura 54 refere-se aos degraus de carga ao qual o conversor é submetido e varia inicialmente de -50% a -100% da potência processada e posteriormente de -100% a -50%. O máximo sobressinal observado na tensão de saída foi de 1,38% com tempo de resposta de 9,16 ms.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 55 refere-se aos degraus de carga ao qual o conversor é submetido e varia inicialmente de 50% a 100% da potência processada e posteriormente de 100% a -100%. O máximo sobressinal observado na tensão de saída foi de 5,74% com tempo de resposta de 10,19 ms.



Fonte: Elaborado pelo autor.

5.6 Resultados de simulação: com controle digital

Para a implementação do controlador digital Figura 56 na simulação no PSIM os ganhos são tratados matematicamente para evitar o processamento de variáveis do tipo float. O tratamento matemático realizado é apresentado no Tabela 17 do apêndice D.

Figura 56 - Circuito do controle digital.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 57 refere-se aos degraus de carga ao qual o conversor é submetido e varia inicialmente de 50% a 100% da potência processada e posteriormente de 100% a -100%. O máximo sobressinal observado na tensão de saída foi de 8,33% com tempo de resposta de 30 ms.

Ao comparar os resultados apresentados no controle digital da Figura 57 com o analógico da Figura 55, pode-se observar uma redução no sobressinal da corrente dos indutores no momento do degrau de carga, o que pode provocar uma melhoria no desempenho do conversor. Além disso, foi observado um pequeno aumento no sobressinal de tensão e tempo de resposta, devido a redução da frequência de cruzamento.

Figura 57 - Degrau de 50% para 100% para -100%.



5.7 Considerações finais

Nesta seção foram apresentados os resultados obtidos na simulação do modelo de conversor proposto, a fim de validar os resultados teóricos esperados. Através dos resultados de simulação, obtidos do software PSIM versão 9,1, foi possível comparar de forma sucinta os resultados teóricos e de simulação, tendo como implicação erros praticamente desprezíveis. Os resultados em regime dinâmico apresentaram um ligeiro avanço de fase. Com os degraus de carga ao qual o conversor é submetido mostrou-se que a tensão V_o é controlada no barramento de alta tensão. Portanto, o compensador foi eficiente quanto ao tempo de reposta devido a mudança de carga, mantendo a tensão de saída em 180V. No apêndice B, mostra a comparação dos valores da simulação desta proposta com os de (Henn, 2008) e pode-se constatar que ficaram próximos.

6 CONCLUSÃO GERAL

Inicialmente, fez-se a revisão bibliográfica através de estudos das topologias dos conversores CC-CC bidirecionais, com foco nas características similares do presente trabalho.

A topologia original, da qual foi concebida esta versão em análise, utiliza modulação por largura de pulso como técnica de acionamento das chaves. Porém neste trabalho é adotada a técnica de deslocamento de fase (do inglês, *phase-shift*). A mudança proposta tem a vantagem de tornar mais simples o controle do fluxo de potência.

Fez-se o estudo sobre o funcionamento do conversor proposto e posteriormente foi apresentado a análise qualitativa e quantitativa. E então foram apresentadas as etapas de operação, formas de onda e equacionamento do fluxo de potência do conversor. Com os valores de esforços calculados, escolheu-se como interruptores para ponte inferior o MOSFET IRFP 4321 e para a ponte superior o MOSFET IXFH 52N30Q e então, foi feito a análise dinâmica aplicando a teoria do gyrator.

Foi projetado o sistema de controle por análise da frequência. De acordo com critérios pré-definidos de alocação de polos e zeros, foram calculados os parâmetros do compensador. Verificou-se que o compensador possui boa resposta entre atenuação da amplitude em relação ao tempo de estabilização do sinal.

Fez-se a comparação de forma sucinta dos resultados teóricos e de simulação, tendo como implicação erros praticamente desprezíveis. Os resultados em regime dinâmico apresentaram um ligeiro avanço de fase. Com os degraus de carga ao qual o conversor é submetido mostrou-se que a tensão V_o é controlada no barramento de alta tensão. Portanto, o compensador foi eficiente quanto ao tempo de reposta devido a mudança de carga, mantendo a tensão de saída próximo de 180V.

Conclui-se que o conversor proposto tem uma estrutura promissora, por ser bidirecional além de garantir, naturalmente, o funcionamento de parte das chaves com comutação suave do tipo ZVS, tornando-o assim atrativo para diversas aplicações.

Como sugestões de futuros trabalhos, propõem-se o estudo desse conversor para diferentes valores de razão cíclica e *phase-shift*. Além disso, propõe-se a inclusão de uma terceira porta, para implementar em fontes renováveis de energia, como sistemas fotovoltaicos. Como também a montagem de um protótipo e ensaios experimentais.

REFERÊNCIAS

BRASIL. Ministério das Minas e Energia. **Atlas do Potencial Eólico Brasileiro**. Brasília, 2013.

CARVALHO, Leonardo Lima. **Modelagem e controle do conversor Dual Active Bridge** (**DAB**) **envolvido ao gerenciamento da entrega de energia de um banco de baterias**. 2019. 124 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro de Tecnologia Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, RS, 2019. Disponivel em: https://repositorio.ufsm.br/handle/1/18492. Acesso em: 01 dez.2021.

CHEN, Gang; XU, Dehong; LEE, Yim-Shu. **A family of soft-switching phase-shift bidirectional DC-DC converters**: synthesis, analysis, and experiment. Power Conversion Conference. Osaka, 2002, vol. 1, p. 122-127. Disponível em: https://ieeexplore.ieee.org/document/998534. Acesso em: 02 dez.2021.

DE DONCKER, Rik; DIVAN, Deepak; KHERALUWALA, Mustansir. A three-phase softswitched high-power-density dc/dc converter for high-power application. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S. 1.], v. 27, n. 1, p. 63-73, 1991. Disponível em: https://ieeexplore-ieee-org.ez11.periodicos.capes.gov.br/document/67533. Acesso em: 23 nov.2021.

DEPARTAMENTO INTERSINDICAL DE ESTATÍSTICA E ESTUDOS SOCIOECONÔMICOS. **Crise de energia e transição justa**. São Paulo, 2021. (Nota Técnica, 263). Disponível em: https://www.dieese.org.br/notatecnica/2021/notaTec263transicaoJusta.pdf. Acesso em: 18 mar. 2022.

ELETROBRAS. **Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica**. Disponível em: https://eletrobras.com/pt/Paginas/Proinfa.aspx. Acesso em: 02 abr. 2022.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. Balanço Energético Nacional 2021. Disponível em: https://www.epe.gov.br/pt/abcdenergia/matriz-energetica-e-eletrica. Acesso em: 03 dez.2021.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Matriz energética e elétrica**. Disponível em: https://www.epe.gov.br/pt/abcdenergia/matriz-energetica-e-eletrica. Acesso em: 03 dez.2021.

HENN, Gustavo Alves de Lima. **Conversor Boost bidirecional de alto ganho aplicado a um sistema fotovoltaico**. 2008. 83 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)-Universidade Federal do Ceará. Departamento de Engenharia Elétrica, Fortaleza- CE, 2008. Disponível em: http://www.repositorio.ufc.br/handle/riufc/66741. Acesso em: 24 mar.2021.

JAIN, Manu; DANIELE, Matteo; JAIN, Praveen K. A bidirectional DC-DC converter topology for low power application. IEEE Transactions on power electronics, [S. l.], v. 15,

n. 4, p. 595-606, 2000. Disponível em: https://ieeexplore.ieee.org/document/849029. Acesso em: 02 dez.2021.

KEMPTON, Willett; TOMIĆ, Jasna. Vehicle-to-grid power fundamentals: Calculating capacity and net revenue. **Journal of power sources**, v. 144, n. 1, p. 268-279, 2005. Disponível em: https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2004.12.025. Acesso em: 03 dez.2021.

LO, Sheng-Chieh; WU, Yen-Chun; LEE, Tzung-Lin. **Design and implementation of a bidirectional isolated DAB-based dc/dc converter in home area networks**. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. [S.l.], p. 3256-3261. 2011. DOI: 10.1109/ECCE.2011.6064208. Disponível em: https://ieeexplore.ieee.org/document/6064208. Acesso em: 02 dez.2021.

MAZZA, L. C. S. **Conversor CC-CC bidirecional DAB monofásico baseado na célula de comutação de três estados**. 2014. 213 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)-Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2014. Disponível em: http://www.repositorio.ufc.br/handle/riufc/12740. Acesso em: 24 set.2020.

OLIVEIRA FILHO, Hermínio Miguel. Conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional com comutação suave utilizando dual phase-shift e razão cíclica variável. 159 f. 2015. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)- Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2015. Disponível em: http://www.repositorio.ufc.br/handle/riufc/15496. Acesso em: 04 nov.2021.

OLIVEIRA, Luciana de Sousa de. **Regras e boas práticas para instalação de torres anemométricas voltadas para estudo de potencial eólico.** Dissertação (Metrado em Planejamento Energético)-Universidade Federal do Rio de Janeiro/COPPE, 2011. Disponível em:

http://www.ppe.ufrj.br/images/publica%C3%A7%C3%B5es/mestrado/Luciana_de_Sousa_de_Oliveira.pdf. Acesso em: 25 fev.2022.

PENG, Fang Z. et al. A new ZVS bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application. IEEE Transactions on Power Electronics. [S. 1.], v. 19, n. 1, p. 54-65, 2004. DOI: 10.1109 / TPEL.2003.820550. Disponível em:

https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/1262053. Acesso em: 03 dez.2021.

SANTOS, Walbermark Marques dos. **Estudo e implementação do conversor TAB (Triple Active Bridge) aplicado a sistemas renováveis solares fotovoltaicos**. 2011. 316f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)-Universidade Federal de Santa Catarina, 2011. Disponível em: http://repositorio.ufsc.br/xmlui/handle/123456789/95275. 10 ago.2021.

SHI, Yuxiang et al. A single-phase grid-connected PV converter with minimal dc-link capacitor and low-frequency ripple-free maximum power point tracking. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. [S. l.], 2013. p. 2385-2390. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2411858. Disponível em: https://ieeexplore.ieee.org/document/7058411. Acesso em: 02 dez.2021.

SUN, Xiaofeng; LIU, Feilong; XIONG, Liangliang; WANG, Baocheng. **Research on dual Buck/Boost integrated three-port bidirectional DC/DC converter.** IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific. [S. 1.], 2014. p. 1-6. Disponível em: https://ieeexplore.ieee.org/document/6941114. Acesso em: 22 nov.2021.

TELLEGEN, B. D. H. The gyrator, a new eletric network element. **Philips Research. Rept**. n. 3, p. 81-101, abr. 1948. Disponível em:

https://www.buizenradioclub.nl/media/kunena/attachments/878/article-tellegen-gyrator.pdf. Acesso em: 25 fev.2022.

APÊNDICE A - Cálculo de perdas dos semicondutores

A.1 Conversor no modo boost

A seguir, são calculadas as perdas para cada um dos tipos de semicondutores utilizados no conversor operando no modo boost. Para o modo buck serão omitidos os cálculos pois as perdas totais é a mesma do modo boost.

A.1.1 Semicondutores da ponte inferior

São adotados como esforços os valores calculados na seção 4.4. As perdas por condução nos interruptores S_1 e S_2 são obtidas a partir da expressão (A.1).

$$P_{condS1} = P_{condS2} = R_{DS} \cdot I^{2}_{S1(ef)} = 0,082W$$
(A.1)

As perdas por comutação nos interruptores S_1 e S_2 são obtidas a partir da expressão (A.2).

$$P_{comS1} = P_{comS2} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_s - t_f) I_{S1(ef)} \cdot V_{S1(max)} = 0,349W$$
(A.2)

Então, a perda por interruptor é dada por (A.3).

$$P_{S1} = P_{S2} = P_{condS1} + P_{comS1} = 0,432W$$
(A.3)

As perdas por condução nos interruptores S_3 e S_4 são obtidas a partir da expressão (A.4).

$$P_{condS3} = P_{condS4} = R_{DS} \cdot I^2_{S3(ef)} = 1,449W$$
(A.4)

As perdas por comutação nos interruptores S_3 e S_4 são obtidas a partir da expressão (A.5).

$$P_{comS3} = P_{comS4} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_s - t_f) I_{S3(ef)} \cdot V_{S3(max)} = 1,469W$$
(A.5)

Então, a perda por interruptor é dada por (A.6).

$$P_{S3} = P_{S4} = P_{condS3} + P_{comS4} = 2,918W$$
(A.6)

Logo, a perda total da ponte inferior é encontrada a partir de (A.7).

$$P_{T_{Spi}} = P_{S1} + P_{S2} + P_{S3} + P_{S4} = 6,7W$$
(A.7)

A.1.2 Semicondutores da ponte superior

São adotados como esforços os valores calculados na seção 4.4. As perdas por condução nos interruptores S_5 e S_6 são obtidas a partir da expressão (A.8).

$$P_{condS5} = P_{condS6} = R_{DS} \cdot I^2_{S5(ef)} = 0,258W$$
(A.8)

As perdas por comutação nos interruptores S_5 e S_6 são obtidas a partir da expressão (A.9).

$$P_{comS5} = P_{comS6} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_s - t_f) I_{S5(ef)} \cdot V_{S5(max)} = 1,373W$$
(A.9)

Então, a perda por interruptor é dada por (A.10).

$$P_{S5} = P_{S6} = P_{condS5} + P_{comS5} = 1,632W$$
(A.10)

Logo, a perda total da ponte superior é encontrada a partir de (A.11).

$$P_{T_{Sps}} = P_{S5} + P_{S6} = 3,264W \tag{A.11}$$

Por fim, a partir da soma dos resultados obtidos em (A.7) e (A.11), obtém, em (A.12) as perdas totais dos semicondutores do conversor em estudo operando no modo boost.

$$P_{boost_T} = P_{T_{Spi}} + P_{T_{Sps}} = 9,964W$$
(A.12)

APÊNDICE B - Comparação dos valores simulados

Parâmetro	Conversor proposto neste trabalho	Conversor de (Henn, 2008)	Diferença (%)
Tensão de entrada (V_i)	28 V	28 V	0,00
Tensão de saída (V _o)	180,01 V	180,03 V	0,01
Potência de saída (P_o)	500,05 W	501,70 W	0,33
Corrente média no indutor (L_{p1} e L_{p2})	8,94 A	9,01 A	0,78
Corrente eficaz no indutor ($L_{p1} e L_{p2}$)	11,10 A	10,77 A	2,97
Corrente eficaz nos capacitores ($C_1 \in C_2$)	3,89 A	3,035 A	21,97
Corrente eficaz no capacitor (C_3)	3,40 A	0,9 A	73,52
Corrente média nos interruptores primário superior (S_1 e S_2)	1,45 A	1,39 A	4,14
Corrente eficaz nos interruptores primário superior ($S_1 e S_2$)	3,17 A	2,21 A	30,28
Corrente média nos interruptores inferiores da ponte inferior (S_3 e S_4)	7,49 A	7,64 A	2,00
Corrente eficaz nos interruptores superiores da ponte inferior (S_3 e S_4)	10,75 A	10,55 A	1,86
Corrente média nos interruptores da ponte superior ($S_5 \in S_6$)	2,75 A	2,77 A	0,72
Corrente eficaz nos interruptores da ponte superior ($S_5 \in S_6$)	4,75 A	4,42 A	6,95
Tensão máxima nos capacitores ($C_1 \in C_2$)	62,02 V	59,98 V	3,29
Tensão máxima no capacitor (C_3)	55,97 V	60,03 V	8,33
Tensão máxima nos interruptores (S_1 , S_2 , S_3 e S_4)	55,97 V	60,63 V	8,33
Tensão máxima nos interruptores (S_5 e S_6)	124,04 V	119,78 V	3,43
Corrente eficaz nos indutores acoplados da ponte superior (I_d)	6,74 A	5,83 A	13,50

 Tabela 15 - Comparação dos valores simulados neste trabalho com o proposto por (Henn, 2008) para o modo boost

Fonte: Elaborado pelo autor.

Parâmetro	Conversor proposto neste trabalho	Conversor de (Henn, 2008)	Diferença (%)
Tensão de entrada (Vi)	28 V	28,18 V	0,00
Tensão de saída (V _o)	180,01 V	180 V	0,01
Potência de saída (P _o)	500,59 W	501,70 W	0,22
Corrente média no indutor (L_{p1} e L_{p2})	8,93 A	8,82 A	1,23
Corrente eficaz no indutor (L_{p1} e L_{p2})	11,67 A	10,80 A	7,45
Corrente eficaz nos capacitores ($C_1 \in C_2$)	4,16 A	3,033 A	27,09
Corrente eficaz no capacitor (C_3)	3,89 A	0,287 A	92,62
Corrente média nos interruptores primário superior (S_1 e S_2)	1,32 A	1,5 A	13,63
Corrente eficaz nos interruptores primário superior (S_1 e S_2)	3,44 A	2,12 A	30,28
Corrente média nos interruptores inferiores da ponte inferior (S_3 e S_4)	7,61 A	7,49 A	1,58
Corrente eficaz nos interruptores superiores da ponte inferior (S_3 e S_4)	11,14 A	10,59 A	4,94
Corrente média nos interruptores da ponte superior (S_5 e S_6)	2,75 A	2,98 A	8,36
Corrente eficaz nos interruptores da ponte superior (S_5 e S_6)	5,19 A	4,29 A	17,34
Tensão máxima nos capacitores ($C_1 \in C_2$)	62,57V	58,88 V	5,90
Tensão máxima no capacitor (C_3)	56,03 V	60,51 V	7,99
Tensão máxima nos interruptores (S_1 , S_2 , S_3 e S_4)	56,03 V	58,88 V	5,09
Tensão máxima nos interruptores (S_5 e S_6)	123,96 V	121,11 V	2,30
Corrente eficaz nos indutores acoplados da ponte superior (I_d)	7,34 A	6,06 A	17,43

Tabela 16 - Comparação dos valores simulados neste trabalho com o proposto por (Henn, 2008) para o modobuck.

APÊNDICE C - Projeto dos elementos magnéticos

Indutor CA de saída

Indutância: $L = 14 \times 10^{-6}$ (H) Nucleo escolhido: MMT034T3311 (D_ext 33) Fabricante: MAGMATTEC Número de espiras: 25 Número de fios em paralelo: 6 / AWG 23 Comprimento do fio: 1.104 metros Comprimento total utilizado no núcleo: 6x1.104= 6.624 metros

Especificações de Projeto:

$\mathbf{L} := 14 \times 10^{-6}$	[H]	(Indutância)
I ₀ := 16.71	[A]	(Corrente cc)
$\Delta I := 100\% \cdot I_0 = 16.71$	[A]	(Corrente ca)
$f_{s} := 50 \cdot 10^{3}$	[Hz]	(frequência de ondulação)
B _m := 0.7	[T]	(Densidade de corrente)
$T_{rise} := 25$	[°C]	(Elevação de Temperatura)
I := 674		

 $I_{ef} := 6.74$

Passo 1: Cálculo da energia

I :=
$$I_0 + \frac{\Delta I}{2} = 25.065$$
 [A]

Energy:=
$$\frac{L \cdot I^2}{2} = 4.398 \times 10^{-3}$$
 [W-s]

Passo 2: Cálculo do produto das áreas Ap

Fator de utilização da janela: $K_u := 0.4$

Constante do núcleo do tipo pó de ferro: $K_j := 403$ Tabela 3.1, da página 106 do livro de referência

$$A_{p} := \left(\frac{2 \cdot \text{Energy10}^{4}}{B_{m} \cdot K_{u} \cdot K_{j}}\right)^{1.14} = 0.753$$

Passo 3: Seleção do núcleo

Fabricante MAGMATTEC

Núcleo escolhido: MMT034T3311

$$A_{e} := 0.698 \qquad [cm^{2}]$$

$$\phi_{int} := 19.8 \cdot 10^{-1} = 1.98 \qquad [cm]$$

$$W_{a} := \pi \frac{\phi_{int}^{2}}{4} = 3.079 \qquad [cm^{2}]$$

$$A_{pv} := A_{e} \cdot W_{a} = 2.149 \qquad [cm^{4}]$$

$$A_{t} := 42.2 \qquad [cm^{2}]$$

$$W_{tfe} := 35.8 \qquad [g]$$

$$MPL := 8.28 \qquad [cm]$$

 $\phi_{\text{ext}} := 33 \cdot 10^{-1} = 3.3$ [cm]

 $\mathbf{H} := 11.1 \cdot 10^{-1} = 1.11 \quad [cm]$

MLT := $0.8(\phi_{ext} + 2H) = 4.416$ [cm]

Passo 4: Cálculo da densidade de corrente:

$$y := -0.12$$
 Tabela 3.1, da página 106 do livro de referência

 $J_{m}:=K_{j}\cdot A_{p}^{y} = 367.648$ [Densidade de corrente adotada. Recomenda-se entre 350-450] $J_{m}:= 450$

Passo 5: Cálculo da área do condutor:

$$A_{\rm wB} := \frac{l_{\rm ef}}{J} = 14.978 \times 10^{-3}$$
 [cm²]

Valor A no datasheet do fabricante

Valor Massa no datasheet do fabricante

Valor As no datasheet do fabricante

Valor L no datasheet do fabricante

Passo 6: Seleção do condutor :

Profundidade de penetração: $\delta_{\text{NN}} := \frac{6.61}{\sqrt{f_s}} = 0.03$

Para evitar o efeito skin, o diâmetro do condutor deverá ser no máximo: $d_{max} := 2\delta$

 $d_{max} = 0.059$ [cm]

AWG No. 23

$$\begin{array}{ll} A_{cup} \coloneqq 0.002582 & [cm^2] \\ A_{fiop} \coloneqq 0.003221 & [cm^2] \\ D_{cup} \coloneqq 0.057 & [cm] \\ D_{fiop} \coloneqq 0.064 & [cm] \\ d_{Rp} \coloneqq 892 & [\mu \,\Omega \,/cm - 100^{\circ}C] \\ n_{cond} \coloneqq ceil \left(\frac{A_{wB}}{A_{cup}} \right) = 6 & [condutores em paralelo] \\ n_{cond} \cdot A_{fiop} = 0.019 & [cm^2] \\ n_{cond} \cdot A_{cup} = 0.015 & \end{array}$$

Passo 7: Cálculo da área efetiva da janela:

$$S_3 := 0.75$$
 Valor típico
 $W_{aeff} := W_a \cdot S_3 = 2.309$ [cm²]

Passo 8: Cálculo do número máximo de espiras:

$$S_2 := 0.6$$
 Valor típico
 $M_{aeff} S_2$
 $n_{cond} A_{fiop} = 72$

Passo 09: Cálculo do número de espiras requerido:

AL := 33.5
$$[nH/esp^2]$$
Valor AL no datasheet do fabricante, sendo
que este é dado em nH/esp² e no livro de
referência é dado em mH/1000 N_{min} := ceil $\left(\sqrt{\frac{L \cdot 10^9}{AL}}\right)$ = 21[voltas]As unidades de L e AL devem ser as
mesmas.

Passo 10: Cálculo da força magnetizante CC:

[valores obtidos traçando a curva no excel e obtendo uma equação de 2º grau]

$$a2 := -6 \times .05 \cdot 10^{-5} a1 := -0.3399$$
 $a0 := 101.62$

μ_r := 33

[Permeabilidade relativa - Datasheet]

$$\underset{\text{MPL}}{\text{HI}} := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot I}{\text{MPL}} = 79.885 \quad [Oe]$$

$$%_{\text{H1}} := (a2 \cdot H1^2 + a1 \cdot H1 + a0) \cdot \frac{1}{100} = 0.744$$

$$\mu_{H1} := \%_{H1} \cdot \mu_r = 24.568$$



Passo 11: Reajuste do número de espiras:

Número de espiras anterior: N = 21

N1 := cei
$$\left(\sqrt{\frac{L \cdot 10^9}{\%_{H1} \cdot AL}}\right)$$
 = 24
H2 := $\frac{0.4 \cdot \pi \cdot N1 \cdot I}{MPL}$ = 91.297
%_{H2} := $\left(a2 \cdot H2^2 + a1 \cdot H2 + a0\right) \cdot \frac{1}{100}$ = 0.706
N2 := cei $\left(\sqrt{\frac{L \cdot 10^9}{\%_{H2} \cdot AL}}\right)$ = 25
H3 := $\frac{0.4 \cdot \pi \cdot N2 \cdot I}{MPL}$ = 95.101 [Oe]

$$%_{\text{H3}} := (a2 \cdot \text{H3}^2 + a1 \cdot \text{H3} + a0) \cdot \frac{1}{100} = 0.693$$

N3 := ceil $\left(\sqrt{\frac{L \cdot 10^9}{\%_{\text{H3}} \cdot \text{AL}}}\right) = 25$

Finalizam-se as iterações e tem-se:

$$M_{:}= N3 = 25$$

Convertendo H3 [Oe] para H3 [A/m]:

$$10e = \frac{1000}{4 \cdot \pi} \frac{A}{m}$$

H3_{Am} := $\frac{1000}{4 \cdot \pi} \cdot$ H3 = 7.568 × 10³ [A/m]

Passo 12: Cálculo da resistência de enrolamento:

$$\underset{\text{max}}{\text{R}} := \text{MLT} \cdot \frac{\text{N}}{\text{n}_{\text{cond}}} \cdot \text{d}_{\text{Rp}} \cdot 10^{-6} = 0.016 \quad [\Omega]$$

Passo 13: Cálculo das perdas no cobre:

$$P_{cu} := I_{ef}^{2} \cdot R = 0.746$$
 [W]

Passo 14: Cálculo do fluxo CA:

$$B_{ca} := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot \left(\frac{\Delta I}{2}\right) \cdot \mu_r \cdot 10^{-4}}{MPL} = 104.612 \times 10^{-3}$$
[T]

$$G_{ca} := B_{ca} \cdot 10^4 = 1.046 \times 10^3$$
 [G]

Passo 15: Perdas no núcleo:

$$k := 0.551 \text{ m} := 1.23 \text{ n} := 2.12$$
 Figura 5.4, da página 206 do livro de referência

$$mW_g := k \cdot f_s^m \cdot B_{ca}^n \cdot 10^{-2} = 27.695$$

$$P_{fe} := mW_g \cdot W_{tfe} \cdot 10^{-3} = 0.991$$
 [W]

Passo 16: Perdas totais:

$$P_{\Sigma} := P_{cu} + P_{fe} = 1.737$$
 [W]
 $P_{\Sigma} \cdot 1 = 1.737$

Passo 17: Cálculo da densidade de perdas de energia (W por unidade de área):

$$\psi := \frac{P_{cu}}{A_t} = 0.018$$

Passo 18: Comprimento do fio:

MLT = 4.416 [cm]

$$L_{\text{WV}} := \frac{\text{MLT}}{100} \cdot \text{N} = 1.104$$
 [m]

Passo 20: Verificando ocupação:

 $W_{a} = 3.079 \quad [cm^{2}]$ $A_{fiop} = 3.221 \times 10^{-3} \quad [cm^{2}]$ $A_{fiop} \cdot n_{cond} \cdot N = 0.483$ $\frac{A_{fiop} \cdot n_{cond} \cdot N}{W_{a}} = 0.157$

Indutores acoplados CC de entrada

Indutância: $L = 80 \times 10^{-6}$ (H) Nucleo escolhido: MMT034T7713 (D_ext 77.2mm) Fabricante: MAGMATTEC Número de espiras: 53 Número de fios em paralelo: 10 / AWG 23 Comprimento do fio: 4.35 metros Comprimento total utilizado para cada núcleo: 2x4.35x10 = 87 metros

Especificações de Projeto:

$\mathbf{L} := 80 \times 10^{-6}$	[H]
I := 15.20	ГАЛ

$$\Delta I := 10\% \cdot I_0 = 1.53$$
 [A]

$$f_{s} := 50 \cdot 10^{3}$$
 [Hz]

$$B_{m} := 0.7$$
 [T]

$$T_{\text{rise}} := 25 \qquad [^{\circ}\text{C}]$$
$$I_{\text{ef}} := 11.3$$

Passo 1: Cálculo da energia

$$I := I_0 + \frac{\Delta I}{2} = 16.065$$
 [A]

Energy:=
$$\frac{\mathbf{L} \cdot \mathbf{I}^2}{2} = 0.01$$
 [W-s]

Passo 2: Cálculo do produto das áreas Ap

Fator de utilização da janela: $K_u := 0.4$ Constante do núcleo do tipo pó de ferro:

(Indutância)
(Corrente cc) pico a pico
(Corrente ca)
(frequência de ondulação)
(Densidade de fluxo)
(Elevação de Temperatura)

.

$$A_{p} := \left(\frac{2 \cdot \text{Energy10}^{4}}{B_{m} \cdot K_{u} \cdot K_{j}}\right)^{1.14} = 1.991 \quad [\text{cm}^{4}]$$

Passo 3: Seleção do núcleo

Fabricante MAGMATTEC Núcleo escolhido;MMT034T7713

$$A_e := 1.68$$
 [cm²]

$$\phi_{\text{int}} := 49 \cdot 10^{-1} = 4.9$$
 [cm]

$$W_a := \pi \frac{\phi_{int}}{4} = 18.857$$
 [cm²]

$$A_{e} := A_{e} \cdot W_{a} = 31.68 \qquad [cm^{4}]$$

$$A_t := 173 \qquad [cm^2]$$

$$W_{tfe} := 207.1$$
 [g]

$$\phi_{\text{ext}} := 77.2 \cdot 10^{-1} = 7.72$$
 [cm]

$$\mathbf{H} := 12.7 \cdot 10^{-1} = 1.27 \qquad [cm]$$

MLT := $0.8(\phi_{ext} + 2H) = 8.208$ [cm]

Passo 4: Cálculo da densidade de corrente:

$$y := -0.12$$
 Tabela 3.1, da página 106 do livro de referência

$$J_{x} := K_j \cdot A_p^y = 266.201$$

[Densidade de corrente adotada. Recomenda-se entre 350-450]

Valor As no datasheet do fabricante

Valor Massa no datasheet do fabricante

Valor A no datasheet do fabricante

$$A_{\rm wB} := \frac{I_{\rm ef}}{J} = 25.111 \times 10^{-3}$$
 [cm²]

Passo 6: Seleção do condutor :

Profundidade de penetração: $\delta_{\text{MM}} := \frac{6.61}{\sqrt{f_s}} = 0.03$

Para evitar o efeito skin, o diâmetro do condutor deverá ser no máximo: $d_{max} := 2\delta$

AWG No. 23

$$A_{cup} := 0.002582$$
 [cm²]
 $A_{fiop} := 0.003221$ [cm²]
 $D_{cup} := 0.057$ [cm]
 $D_{fiop} := 0.064$ [cm]
 $d_{Rp} := 892$ [$\mu \Omega / cm - 100^{\circ}C$]
 $n_{cond} := ceil \left(\frac{A_{wB}}{A_{cup}}\right) = 10$ [condutores em paralelo]
 $n_{cond} \cdot A_{fiop} = 0.032$ [cm²]
 $n_{cond} \cdot A_{cup} = 0.026$

Passo 7: Cálculo da área efetiva da janela:

$$S_3 := 0.75$$
 Valor típico
 $W_{aeff} := W_a \cdot S_3 = 14.143$ [cm²]

Passo 8: Cálculo do número máximo de espiras:

 $S_2 := 0.6$ Valor típico

 $d_{max} = 0.059$

[cm]

$$\underbrace{\mathbf{N}}_{\text{NVV}} := \operatorname{ceil}\left(\frac{\mathbf{W}_{\operatorname{aeff}} \cdot \mathbf{S}_{2}}{\mathbf{n}_{\operatorname{cond}} \cdot \mathbf{A}_{\operatorname{fiop}}}\right) = 264 \quad [\operatorname{voltas}]$$

Passo 09: Cálculo do número de espiras requerido:

AL := 34.5	[nH/esp ²]	Valor AL no datasheet do fabricante, sendo que este é dado em nH/esp ² e no livro de referência é dado em mH/1000
$\underset{\text{NM}}{\text{NM}} := \operatorname{ceil}\left(\sqrt{\frac{L \cdot 10^{\circ}}{\text{AL}}}\right) = 49$	[voltas]	As unidades de L e AL devem ser as mesmas.

Passo 10: Cálculo da força magnetizante CC:

[valores obtidos traçando a curva no excel e obtendo uma equação de 2º grau]

$$a2 := -6.05 \cdot 10^{-5}$$
 $a1 := -0.3399$ $a0 := 101.62$

 $\mu_{r} := 33$ [Permeabilidade relativa - Datasheet]

$$\underset{\text{MPL}}{\text{H1}} := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot I}{\text{MPL}} = 49.96 \qquad [Oe]$$

$$%_{\text{H1}} := (a2 \cdot \text{H1}^2 + a1 \cdot \text{H1} + a0) \cdot \frac{1}{100} = 0.845$$

 $\mu_{H1} := \%_{H1} \cdot \mu_r = 27.881$

Passo 11: Reajuste do número de espiras:

Número de espiras anterior:

N = 49
N1 := ceil
$$\left(\sqrt{\frac{L \cdot 10^9}{\%_{H1} \cdot AL}}\right)$$
 = 53

$$\frac{H2}{MPL} := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot M^{1/4}}{MPL} = 54.038$$

$$%_{H2} := \left(a2 \cdot H2^{2} + a1 \cdot H2 + a0\right) \cdot \frac{1}{100} = 0.831$$

$$N2 := ceil\left(\sqrt{\frac{L \cdot 10^{9}}{\%_{H2} \cdot AL}}\right) = 53$$

Finalizam-se as iterações e tem-se:

$$N_{\rm M} := N2 = 53$$

Convertendo H2 [Oe] para H2 [A/m]:

$$1Oe = \frac{1000}{4 \cdot \pi} \frac{A}{m}$$

$$H2_{Am} := \frac{1000}{4 \cdot \pi} \cdot H2 = 4.3 \times 10^3 \quad [A/m]$$

Passo 12: Cálculo da resistência de enrolamento:

$$\underset{\text{cond}}{\text{R}} := \text{MLT} \cdot \frac{\text{N}}{\text{n}_{\text{cond}}} \cdot \text{d}_{\text{Rp}} \cdot 10^{-6} = 0.039 \quad [\Omega]$$

Passo 13: Cálculo das perdas no cobre:

$$P_{cu} := I_{ef}^{2} \cdot R = 4.955$$
 [W]

Passo 14: Cálculo do fluxo CA:

$$B_{ca} := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot \left(\frac{\Delta I}{2}\right) \cdot \mu_r \cdot 10^{-4}}{MPL} = 8.492 \times 10^{-3}$$
[T]

$$G_{ca} := B_{ca} \cdot 10^4 = 84.917$$
 [G]

Passo 15: Perdas no núcleo:

$$k := 0.551 \text{ m} := 1.23 \text{ n} := 2.12$$

$$mW_g := k \cdot f_s^m \cdot B_{ca}^n \cdot 10^{-2} = 0.135$$

$$P_{fe} := mW_g \cdot W_{tfe} \cdot 10^{-3} = 0.028$$
 [W]

Passo 16: Perdas totais:

$$P_{\Sigma} := P_{cu} + P_{fe} = 4.983$$
 [W]

$$P_{\Sigma} \cdot 2 = 9.966$$

Passo 17: Cálculo da densidade de perdas de energia (W por unidade de área):

$$\psi := \frac{P_{cu}}{A_t} = 0.029 \qquad [W/cm^2]$$

Passo 18: Comprimento do fio:

$$MLT = 8.208 \qquad [cm]$$
$$L_{w} := \frac{MLT}{100} \cdot N = 4.35 \qquad [m]$$

Passo 20: Verificando ocupação:

$$W_{a} = 18.857 \quad [cm^{2}]$$

$$A_{fiop} = 3.221 \times 10^{-3} \quad [cm^{2}]$$

$$A_{fiop} \cdot n_{cond} \cdot N = 1.707$$

$$\frac{2A_{fiop} \cdot n_{cond} \cdot N}{W_{a}} = 0.181$$

APÊNDICE D - Algoritmo do controlador PI

Tabela 17 - Algoritmo do controlador PI. static double A,B,ek,e1k,uk,u1k,ek_aux,e1k_aux; // Variaveis do controlador $//(2^{12-1})*Vrefv/Vf =>(2^{12-1})*1/3.3$ // valor de static double Vref=1240.91; referencia da malha de tensão (5V analógico) ek= (Vref-x1);//(Vref-x1*3.3/4095); // cálculo do erro atual //-----Controlador PI-----// A=48; B=-47.93952; // tratamento dos ganhos do controlador /*ek aux=ek*479.82; $ek = ek_aux/1;$ e1k_aux= e1k*473.82; e1k= e1k_aux/1;*/ //uk=u1k+(ek)-(e1k); // equação a diferença do controlador PI uk=u1k+A*ek+B*e1k; // equação a diferença do controlador PI e1k=ek; // erro anterior: e(k-1) u1k=uk; // saida anterior: u(k-1) // limitador do sinal de controle if(uk>8000) uk=8000; //Amplitude da triangular digital Vtdigital=(fosc.pll*2)/fs =>(50M*8*2)/50K if(uk<-8000) uk=-8000; // saída do controlador y1=uk; //y1=2666.67; y2=Vref; y3=x1; y4=ek;