



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GILMAR NUNES DOS SANTOS COSTA

**CONVERSOR CC-CC TRIFÁSICO ISOLADO BIDIRECIONAL COM ENTRADA EM
CORRENTE, COMUTAÇÃO SUAVE E COMANDO ASSIMÉTRICO PARA
ARMAZENAMENTO DE ENERGIA**

FORTALEZA

2021

GILMAR NUNES DOS SANTOS COSTA

CONVERTOR CC-CC TRIFÁSICO ISOLADO BIDIRECIONAL COM ENTRADA EM
CORRENTE, COMUTAÇÃO SUAVE E COMANDO ASSIMÉTRICO PARA
ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Eletrônica de Potência e acionamentos

Orientador: Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça

Coorientador: Prof. Dr. Herminio Miguel de Oliveira Filho

FORTALEZA

2021

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- C872c Costa, Gilmar Nunes dos Santos.
Conversor CC-CC Trifásico Isolado Bidirecional com Entrada em Corrente, Comutação Suave e Comando Assimétrico Para Armazenamento de Energia / Gilmar Nunes dos Santos Costa. – 2021.
103 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2021.
Orientação: Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça.
Coorientação: Prof. Dr. Herminio Miguel de Oliveira Filho.
1. Conversores CC-CC. 2. Phase-Shift. 3. Comutação Suave. 4. Conversores Bidirecionais. 5. Armazenadores de Energia. I. Título.

CDD 621.3

GILMAR NUNES DOS SANTOS COSTA

CONVERTOR CC-CC TRIFÁSICO ISOLADO BIDIRECIONAL COM ENTRADA EM
CORRENTE, COMUTAÇÃO SUAVE E COMANDO ASSIMÉTRICO PARA
ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Eletrônica de Potência e acionamentos.

Aprovada em: 08 de Março de 2021

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

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

Prof. Dr. Demercil Souza Oliveira Júnior
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes
Universidade Federal do Ceará (UFC)

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

À todas as vítimas da covid-19 e seus familiares!

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a DEUS, pelo dom da vida.

À meu pai, Antonio Gilberto Torres da Costa, por ter me ensinado em vida, tudo que lhe era possível. Por todos os ensinamentos e valores que me fizeram uma pessoa melhor.

À minha mãe Maria Marlene Nunes dos Santos Costa, pelo apoio incondicional durante todas as minhas decisões, pelas conversas e conselhos... Tudo seria mais difícil sem você.

À minha irmã Gilmara, pelo companheirismo durante todos esses tempos difíceis.

À toda minha família, que de alguma forma, sempre contribuiu para minha formação pessoal.

Aos amigos e colegas de mestrado: Alef, Ally, Anderson, Carla, Délcio, Emerson, Jairo, Jefferson, Kaio, Mauro, Shakil, Wyara...pelas conversas, risadas e conhecimento compartilhado.

Aos bolsistas da UNILAB Simão Silva e Cícero Neto pelo suporte e parceria durante a confecção deste trabalho.

Ao Dr Kristian Pessoa que sempre contribuiu com o desenvolvimento deste trabalho assim como pelo apoio e disponibilidade nos momentos de dúvida. Obrigado pelo conhecimento repassado!

Ao Prof. Paulo Praça pela disponibilidade e confiança em assumir a orientação do meu trabalho. Pelas contribuições e todo suporte referente ao andamento da pesquisa.

Um agradecimento em especial ao professor e co-orientador, Hermínio Miguel de Oliveira Filho, pela dedicação durante os últimos 4 anos e por sempre se fazer presente nas minhas dúvidas. OBRIGADO!

À banca examinadora, Prof. Demercil, Prof. Fernando e Prof. Gustavo Henn pelas relevantes contribuições ao meu trabalho. Certamente elas serão levadas em consideração.

Ao Programa de Eficiência Energética (PEE – ANEEL), Programa de Pesquisa Desenvolvimento (PD - ANEEL) da Agência Nacional de Energia Elétrica e Enel Ceará pelo suporte financeiro do projeto do qual este trabalho faz parte.

Caso tenha esquecido alguém, perdoe-me, não foi esta a intenção.

Ao corpo docente do PPGEE, pelo conhecimento transmitido.

“Se você se atreve a fazer a coisa mais difícil,
pode conceituar que sua vida funcionará melhor
do que se você fizer qualquer outra coisa.”

(Jordan B. Peterson)

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e análise em ambiente de simulação, de um conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional alimentado em corrente com comutação suave. O conversor proposto utiliza a técnica do *phase-shift* (PS) e razão cíclica variável no lado primário, para realizar o controle do fluxo de potência. O *phase-shift* garante o controle da magnitude e a bidirecionalidade do fluxo de potência, o que é essencial para conexão de armazenadores de energia à barramentos de tensão, como baterias por exemplo. A razão cíclica variável permite o ajuste com maior flexibilidade da tensão no barramento capacitivo de baixa tensão. No primário, há três pontes H monofásicas, e no secundário, um inversor trifásico tradicional. Ambas as pontes estão conectadas por um transformador isolador de alta frequência, que garante a isolamento galvânica entre os lados de baixa e alta tensão. A configuração delta aberto-estrela garante o dobro de tensão, otimizando a funcionalidade do transformador e reduzindo as perdas no cobre. Realizou-se a modelagem matemática da potência ativa e aparente através de dois modelos: real e por análise das componentes fundamentais. É realizada a comparação dos dois modelos afim de validar a modelagem teórica realizada em conjuntos com os resultados de simulação. A modelagem e caracterização da comutação dos interruptores é realizada, onde, a partir desta, define-se as regiões de comutação suave do tipo ZVS e comutação dissipativa. Os resultados de simulação apresentaram erro máximo de 2,8% para potência ativa e 3,4% para potência aparente, quando comparado com os resultados teóricos. Verificou-se também o comportamento da comutação dos interruptores através das curvas de bordas, que para o conversor, através do ajuste da razão cíclica no lado primário, consegue estabelecer condições ótimas de ganho estático e, conseqüentemente, permite o conversor operar em comutação suave do tipo ZVS para todos os interruptores. Em malha fechada os resultados apresentaram-se satisfatórios quanto ao desempenho do conversor, onde observou-se máximo sobressinal de 11,75% para inversão brusca de fluxo de potência (degrau de 100% à -100%).

Palavras-chave: Conversores CC-CC. *Phase-shift*. Comutação Suave. Conversores Bidirecionais. Armazenadores de Energia

ABSTRACT

This work presents the simulation study and analysis of a bidirectional isolated current-fed DC-DC converter with soft switching. The proposed converter uses the phase-shift (PS) technique and variable cyclic ratio on the primary side, to perform power flow control. The phase-shift ensures the control of the magnitude and bidirectionality of the power flow, which is essential for connecting energy stores to voltage buses, such as batteries. The variable cyclic ratio allows for more flexible voltage adjustment on the low voltage capacitive bus. In the primary, there are three single-phase H bridges, and in the secondary, a traditional three-phase inverter. Both aspects are connected by a high frequency isolating transformer, which ensures galvanic isolation between the low and high voltage sides. The open-star delta configuration ensures double voltage, optimizing the functionality of the transformer and reducing copper losses. The mathematical modeling of the active and apparent power was carried out using two models: real and by analysis of the fundamental components. A comparison of the two models is carried out to validate the theoretical modeling performed in sets with the simulation results. The modeling and characterization of the switching of the switches are carried out, where, from this, the regions of soft switching of the type ZVS and dissipative switching are defined. . The simulation results showed a maximum error of 2.8% for active power and 3.4% for apparent power when compared with the theoretical results. The behavior of the switching of the switches through the boundary curves was also verified, which for the converter, through the adjustment of the cyclic ratio in the primary side, can establish optimal conditions of static gain and, consequently, allows the converter to operate in soft switching of the ZVS type for all switches. In closed loop, the results were satisfactory in terms of the performance of the converter, where a maximum overshoot of 11.75 % was observed for sudden reversal of power flow (100% step to -100%).

Keywords: DC-DC converters. Phase-Shift. Soft-Switching. Bidirectional Converters. Energy Storage

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Conversor DAB monofásico alimentado em tensão	22
Figura 2 – Conversor DAB monofásico half-bridge alimentado em corrente	22
Figura 3 – Conversor DAB monofásico alimentado em corrente com comutação suave .	23
Figura 4 – Conversor DAB monofásico alimentado em corrente naturalmente grampeado	24
Figura 5 – Conversor DAB trifásico alimentado em tensão	25
Figura 6 – Conversor DAB trifásico alimentado em corrente	26
Figura 7 – Conversor DAB trifásico alimentado em corrente com comutação suave . .	26
Figura 8 – Conversor DAB trifásico alimentado em tensão com modulação DPS	27
Figura 9 – Conversor DAB trifásico isolado bidirecional com três portas para aplicações em sistemas fotovoltaicos	28
Figura 10 – Conversor Proposto	29
Figura 11 – Esquemático do sistema proposto no projeto estratégico de P&D (Chamada Pública ANEEL nº 01/2016)	30
Figura 12 – Geração de um sinal PWM	31
Figura 13 – Estratégia de modulação para os interruptores do LVS	32
Figura 14 – Estratégia de modulação para os interruptores do HVS	33
Figura 15 – Conversor <i>boost</i> visto de um braço da topologia proposta	34
Figura 16 – Conversor proposto com indicação de ângulo de PS e variáveis de interesse .	36
Figura 17 – Modelo real simplificado por fase	36
Figura 18 – Regiões de operação do conversor	37
Figura 19 – Principais formas de onda analisadas para obtenção das equações de corrente da região II ($PS=30^\circ$ e $D=0,45$)	37
Figura 20 – Curva de potência em p.u para ganho d unitário	41
Figura 21 – Tensão eficaz no primário em p.u	43
Figura 22 – Corrente eficaz na indutância de dispersão em p.u	44
Figura 23 – Curvas de potência aparente para operação em ganho unitário e barramento CC constante	45
Figura 24 – Fator de Potência	46
Figura 25 – Modelo simplificado por fase	47
Figura 26 – Formas de onda analisadas para determinação da componente fundamental .	48

Figura 27 – Comparação das curvas de potência obtida entre o modelo real (curvas pontilhadas) e modelo das componentes fundamentais (curvas em linhas contínuas).	50
Figura 28 – Curvas de Potência Aparente em p.u	51
Figura 29 – Fator de potência no transformador	52
Figura 30 – Comutação dissipativa em dispositivos chaveados	52
Figura 31 – Comutação ZVS e ZCS em dispositivos chaveados	53
Figura 32 – Curvas de borda para o conversor proposto em p.u	56
Figura 33 – Modelo simplificado pela teoria do gyrator	59
Figura 34 – Circuito equivalente linearizado	59
Figura 35 – Diagrama do sistema de controle implementado	66
Figura 36 – Diagrama de blocos simplificado da malha de controle de balanceamento das correntes nos indutores intercalados	66
Figura 37 – Esquemático do circuito de sensoriamento	69
Figura 38 – Esquemático do circuito de sensoriamento	70
Figura 39 – Diagrama de bode da FTMA no domínio s e discretizada	73
Figura 40 – Diagrama de bode controlador de corrente discreto	74
Figura 41 – Diagrama de bode da planta compensada $FTLA_i(z)$ ($f_{ci}=504\text{Hz}$ e $M.F=50,8^\circ$)	75
Figura 42 – Malha de tensão no HVS	75
Figura 43 – Diagrama de bode da FTMA no domínio s e discretizada	76
Figura 44 – Diagrama de bode do Compensador de tensão	77
Figura 45 – Diagrama de bode da planta compensada $FTLA_v(z)$ ($f_{cv} = 49,7\text{Hz}$ e $M.F=89^\circ$)	78
Figura 46 – Tensão de fase no primário e de linha secundário secundário, Tensão de fase no Secundário e Corrente de fase no primário	79
Figura 47 – Corrente na indutância de dispersão nos três transformadores	80
Figura 48 – Correntes de Linha no secundário	81
Figura 49 – Corrente nos indutores CC e Tensão no Capacitor de grampeamento no LVS	81
Figura 50 – Potência Aparente, Potência Ativa e Corrente na saída	82
Figura 51 – Principais formas de onda para o conversor operando no modo <i>Buck</i> ($PS=-30^\circ$ e $D=0,5$)	82
Figura 52 – Formas de onda para $PS=45^\circ$ e $D=0,45$	83
Figura 53 – Formas de onda para $PS=45^\circ$ e $D=0,55$	84
Figura 54 – Curvas de borda e ponto nominal de operação do conversor	84

Figura 55 – Tensão e corrente (multiplicada por 4) chave superior (S_{A1}); Tensão e corrente na chave inferior (S_{C4}); (PS=30°, D=0,5 e d=1)	85
Figura 56 – Tensão e corrente (multiplicada por 20) na chave superior (S'_1) e corrente (multiplicada por 20) no diodo antiparalelo; Tensão e corrente (multiplicada por 20) na chave e inferior (S'_4) e corrente (multiplicada por 20) no diodo antiparalelo. (PS=30°, D=0,5 e d=1)	86
Figura 57 – Comparação entre os resultados de simulação e teóricos para a potência ativa do conversor em função do PS e D.	87
Figura 58 – Comparação entre os resultados de simulação e teóricos para a potência aparente do conversor em função do PS e D.	87
Figura 59 – Corrente nos indutores intercalados e referência da malha de controle; Tensão no barramento capacitivo V_g no LVS; Corrente nos transformadores.	88
Figura 60 – Corrente no indutor L_1 e no banco de baterias. (Degrau de 50%- 100%-50%).	89
Figura 61 – Correntes nos indutores CC, tensão no barramento no HVS, Potência processada pelo sistema ativo, corrente no transformador (Degrau 100%, -100%, 100%)	90
Figura 62 – Sinal de referência de corrente nos indutores CC e ângulo de PS	91
Figura 63 – Esquemático do circuito simulado no PSIM	97

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações para exemplo de projeto	61
Tabela 2 – Valores assumidos para exemplo de projeto	61
Tabela 3 – Especificações do sensor LEM (HO-25/SPN)	69
Tabela 4 – Valores dos componentes do <i>filtro-aliasing</i>	71

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D	Conversor Analógico Digital
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DAB	<i>Dual-Active-Bridge</i> (Ponte ativa dupla)
DPS	<i>Dual-Phase-Shift</i> (Duplo deslocamento de fase)
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
FP	Fator de potência
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
H	Ponte H
HB	<i>Half-Bridge</i> (Meia Ponte)
HVS	<i>High Voltage Side</i> (Lado de Alta Tensão)
LVS	<i>Low Voltage Side</i> (Lado de Baixa Tensão)
p.u	Por unidade
PS	<i>Phase-shift</i> (Deslocamento de fase)
PWM	Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)
STATCOM	<i>Static Synchronous Compensator</i> (Compensador síncrono estático)
Y	Configuração estrela do transformador
ZCS	<i>Zero Current Switching</i> (Comutação sob Corrente Nula)
ZOH	<i>Zero-Order Hold</i> (Segurador de Ordem Zero)
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> (Comutação sob Tensão Nula)
ZVZCS	<i>Zero Voltage Switching</i> (Comutação sob Tensão e Corrente Nula)

LISTA DE SÍMBOLOS

$A_i(s)$	Atraso computacional
C_g	Capacitor de grampeamento no LVS
C_o	Capacitor de filtro no HVS
$C_{iL}(z)$	Compensador (malha de corrente)
C_{1fa}, C_{2fa}	Capacitores do filtro <i>anti-aliasing</i> (malha de corrente)
$C_v(z)$	Compensador (malha de tensão)
d	Ganho estático do conversor
D	Razão cíclica
D_o	Razão cíclica nominal
f_s	Frequência de chaveamento
FP	Fator de potência
FP_f	Fator de potência (modelo fundamental)
$F_{ai}(s)$	Função de transferência do filtro <i>anti-aliasing</i> (malha de corrente)
f_{cfi}	Frequência de corte do filtro (malha de corrente)
$FTMA_i(s)$	Função de Transferência de Malha Aberta (malha de corrente)
$FTLA_i(s)$	Função de Transferência de Laço Aberto (malha de corrente)
$FTMA_v(s)$	Função de Transferência de Malha Aberta (malha de tensão)
$FTLA_v(s)$	Função de Transferência de Laço Aberto (malha de tensão)
G_{boost}	Ganho do conversor <i>boost</i>
G_o	Ganho de tensão entre o HVS e o LVS
$G_{iL}(z)$	Planta (malha de corrente)
$G_v(s)$	Planta (malha de tensão)
G_{LEM}	Ganho do sensor de corrente
$G_{gy}(s)$	Ganho do coeficiente girostático do gyrator
g	Ganho gisrostático
$H_i(s)$	Ganho de sensoriamento (malha de corrente)
$H_v(s)$	Ganho de sensoriamento (malha de tensão)
$i_{Ls}(\theta)$	Corrente na indutância de dispersão
$i_{Li}(\theta) \dots i_{Ll}(\theta)$	Corrente nos indutores CC

I_{Lef}	Corrente eficaz na indutância de dispersão
I_{cc}	Corrente média nos indutores CC
I_i	Corrente média no banco de baterias
I_o	Corrente média na saída (HVS)
$I_{Lref}^*(z)$	Referência de corrente digital
$K_T(z)$	Ganho da portadora digital
K_{AD}	Ganho do conversor A/D
$K_{iaj}(z)$	Ganho de ajuste digital (malha de corrente)
$K_{vaj}(z)$	Ganho de ajuste digital (malha de tensão)
$L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6$	Indutores CC
L_s	Indutância de dispersão
$m_{a1}, m_{a2}, m_{b1}, m_{b2},$ m_{c1}, m_{c2}	Moduladoras PWM (LVS)
m_s	Moduladoras PWM (HVS)
n	Relação de transformação
N_1, N_2	Número de espiras no primário e secundário
$P_{a1}, P_{a2}, P_{b1}, P_{b2},$ P_{c1}, P_{c2}	Portadoras PWM (LVS)
P_r, P_s, P_t	Portadoras PWM (HVS)
P_o	Potência ativa no conversor (Porta do HVS)
P_i	Potência ativa no banco de baterias
P_{of}	Potência ativa no conversor (modelo fundamental)
Q_{of}	Potência Reativa no conversor (modelo fundamental)
R_{1f}	Resistência do filtro (malha de corrente)
R_o	Resistência de carga do conversor
R_{1d}, R_{2d}, R_{3d}	Resistência do condicionador de sinal (malha de corrente)
$S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}$ $S_{b1}, S_{b2}, S_{b3}, S_{b4}$ $S_{c1}, S_{c2}, S_{c3}, S_{c4}$	Chaves de potência (LVS)
$S_{r1}, S_{r2}, S_{s1}, S_{s2}$	Chaves de potência (HVS)
S_{t1}, S_{t2}	
S	Potência Aparente
S_{of}	Potência Aparente (modelo fundamental)

T_{on}	Intervalo de tempo de chave ligada
T_{off}	Intervalo de tempo de chave fechada
T_s	Período de chaveamento
T_a	Período de Amostragem
V_g	Tensão no barramento (LVS)
V_i	Tensão no banco de baterias
V_o	Tensão no barramento (HVS)
$V_p(\theta)$	Tensão no primário
$V'_o(\theta)$	Tensão no secundário refletido ao primário
$V_{pf}(\theta)$	Tensão no primário (modelo fundamental)
$V'_{of}(\theta)$	Tensão no secundário refletido ao primário (modelo fundamental)
V_{pef}	Tensão eficaz no primário (modelo fundamental)
X_{Ls}	Reatância de dispersão
φ	Ângulo de <i>phase-shift</i>
δ	Fator de amortecimento
ΔI_{cc}	Ondulação de corrente nos indutores CC

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
2	REFERENCIAL TEÓRICO	21
2.1	Conversores CC-CC isolados bidirecionais	21
<i>2.1.1</i>	<i>Conversor DAB monofásico alimentado em tensão</i>	<i>21</i>
<i>2.1.2</i>	<i>Conversor DAB monofásico half-bridge alimentado em corrente</i>	<i>22</i>
<i>2.1.3</i>	<i>Conversor DAB monofásico alimentado em corrente com comutação suave</i>	<i>23</i>
<i>2.1.4</i>	<i>Conversor DAB monofásico alimentado em corrente naturalmente grampeado</i>	<i>24</i>
<i>2.1.5</i>	<i>Conversor DAB trifásico alimentado em tensão</i>	<i>24</i>
<i>2.1.6</i>	<i>Conversor DAB trifásico alimentado em corrente</i>	<i>25</i>
<i>2.1.7</i>	<i>Conversor DAB trifásico alimentado em corrente com comutação suave</i>	<i>26</i>
<i>2.1.8</i>	<i>Conversor DAB trifásico alimentado em tensão com modulação DPS</i>	<i>27</i>
<i>2.1.9</i>	<i>Conversor DAB trifásico isolado bidirecional com três portas</i>	<i>28</i>
2.2	Topologia Proposta	28
3	ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO	31
3.1	Estratégia de Modulação	31
3.2	Ganho estático	33
3.3	Análise do Modelo Real	35
<i>3.3.1</i>	<i>Fluxo de Potência ativa</i>	<i>39</i>
<i>3.3.2</i>	<i>Fluxo de Potência reativa</i>	<i>42</i>
3.4	Análise pelo Modelo de Componentes Fundamentais	46
<i>3.4.1</i>	<i>Modelo simplificado por fase</i>	<i>46</i>
<i>3.4.2</i>	<i>Fluxo de Potência</i>	<i>48</i>
3.5	Caracterização da comutação	51
3.6	Modelo dinâmico da topologia	57
<i>3.6.1</i>	<i>Planta da malha de corrente</i>	<i>57</i>
<i>3.6.2</i>	<i>Modelo da planta de tensão pela teoria do gyrator</i>	<i>58</i>
4	PROCEDIMENTO DE PROJETO	61
4.1	Especificações e Valores Assumidos	61
4.2	Cálculo dos Componentes do Conversor	62
<i>4.2.1</i>	<i>Indutores CC</i>	<i>62</i>

4.2.2	<i>Capacitores de filtragem</i>	64
4.2.3	<i>Relação de transformação do transformador</i>	64
4.2.4	<i>Cálculo da indutância de transferência de energia</i>	65
4.3	Sistema de Controle	65
4.3.1	<i>Malha de corrente nos indutores CC</i>	65
4.3.1.1	<i>Referência da malha de corrente</i>	67
4.3.1.2	<i>Atraso computacional</i>	67
4.3.1.3	<i>Portadora Digital</i>	68
4.3.1.4	<i>Sensoriamento</i>	68
4.3.1.5	<i>Filtro anti-aliasing</i>	70
4.3.1.6	<i>Conversão A/D</i>	71
4.3.1.7	<i>Ganho de ajuste de realimentação</i>	72
4.3.1.8	<i>Projeto do compensador</i>	72
4.3.2	<i>Malha de tensão no barramento CC de saída</i>	74
4.3.2.1	<i>Projeto do compensador</i>	75
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	79
5.1	Resultados de simulação em regime permanente	79
5.1.1	<i>Operação com carga nominal</i>	79
5.1.2	<i>Análise do conteúdo reativo</i>	83
5.1.3	<i>Análise de comutação</i>	84
5.1.4	<i>Análise comparativa entre resultados teóricos e simulados</i>	85
5.2	Resultados de simulação em regime dinâmico	88
6	CONCLUSÕES	93
	REFERÊNCIAS	95
	APÊNDICES	97
	APÊNDICE A – Esquemático do circuito simulado no PSIM	97
	APÊNDICE B – Rotina implementada no PSIM	98

1 INTRODUÇÃO

Vários trabalhos e pesquisas na comunidade científica sobre conversores CC-CC isolados bidirecionais foram realizados nos últimos anos com o objetivo de viabilizar tecnologias, como em aplicações com energias renováveis, *smartgrids*, *Uninterruptable Power Supply* (Fonte de Alimentação Ininterrupta) (UPS), veículos elétricos, sistemas de distribuição CC e armazenamento de energia (Amjadi; Williamson, 2010)(Zeng *et al.*, 2014).

A natureza intermitente da geração através de fontes renováveis de energia têm implicado em problemáticas relacionadas à qualidade da energia injetada nos barramentos de distribuição, e, nestes casos, aplicações com sistemas integrados de armazenamento de energia tem se apresentado como soluções que podem mitigar tais inconvenientes (Tabart *et al.*, 2018). No entanto, para garantir a compatibilidade de conexão entre os barramentos e os armazenadores, são necessários processadores de energia que permitam o correto ajuste de corrente e tensão em pontos críticos assim como possibilitar o fluxo de carga e descarga dos armazenadores.

Para conexão CC-CC, como por exemplo, de um banco de baterias a um barramento de distribuição CC, foram desenvolvidos nas últimas décadas diversas topologias de conversores capazes de realizar tal interface. Dentre estes, destacam-se as versões baseadas no conversor *Dual Active Bridge* (DAB) proposto por (DONCKER *et al.*, 1991). A versão monofásica do conversor DAB possibilita o fluxo de potência bidirecional ajustando apenas uma variável de controle, e, deste modo, apresenta-se como uma solução de fácil implementação e que atende as condições de operação das aplicações previamente citadas. Entretanto, para elevados níveis de processamento de energia, a estrutura apresenta consideráveis esforços nos interruptores de potência (de Souza Oliveira; Barbi, 2005).

Como via de contorno, a conversão CC-CC trifásica isolada foi introduzida como forma de mitigar as inconveniências das topologias monofásicas. Pontes retificadoras e inversoras, ambas trifásicas, são conectadas por transformadores trifásicos, e deste modo, ondulações de corrente e tensão podem ser filtradas por filtros de volume consideravelmente reduzidos, já que a frequência sobre estes tende a ser múltipla da frequência de chaveamento. Os esforços nas chaves podem ser reduzidos devido aos três estágios de processamento característicos do sistema trifásico, e desta forma, confere-se ao conversor maior eficiência de conversão (FILHO, 2015).

Neste sentido, considerando a demanda de conversores CC-CC trifásicos isolados com alto rendimento, aliado ao crescimento do número de aplicações ao qual este tipo de estrutura pode ser utilizada, o presente trabalho de mestrado propõe a análise e desenvolvimento

de um conversor CC-CC trifásico isolado alimentado em corrente com comutação suave. A topologia é uma versão alimentada em corrente do conversor DAB trifásico, onde utiliza-se da técnica do *phase-shift* (PS) para realizar o controle do fluxo de potência e a variação da razão cíclica para equalização das correntes nos indutores intercalados. Deste modo, enfatiza-se que a estrutura apresentada neste documento propõe-se como solução de alto rendimento para aplicações em sistemas de processamento de energia quando aplicadas a sistemas que necessitam de fluxo bidirecional de energia.

Salienta-se ainda que a estrutura analisada neste documento está incluída no escopo do projeto estratégico de P&D da chamada pública Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) nº 001/2016 em execução na Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira – UNILAB, em conjunto com a Enel Ceará, que trata do desenvolvimento de uma estrutura ativa bidirecional para conexão de armazenadores de energia à rede elétrica. Neste sentido, dentro projeto de P&D supracitado, a estrutura apresentada neste documento realiza a interface CC-CC do sistema ativo bidirecional citado. Destacam-se os artigos aprovados durante a execução da do programa de mestrado que tratam do sistema ativo bidirecional proposto no Congresso Brasileiro de Automática - CBA em 2020:

1. *Análise Dinâmica de um Conversor CC-CC Trifásico Bidirecional Alimentado em Corrente para Aplicação de Armazenadores de Energia na Mitigação de Oscilações em Redes de Distribuição de Baixa Tensão*: Trabalho que apresenta a análise dinâmica do estágio CC-CC do sistema ativo bidirecional.

2. *Estudo do Estágio STATCOM em um Sistema Ativo Bidirecional para Aplicação de Armazenadores de Energia na Mitigação de Oscilações em Redes de Distribuição Monofásicas de Baixa Tensão*: Trabalho que apresenta a análise do estágio CC-CA do sistema ativo bidirecional.

Neste sentido, o presente trabalho está organizado em seis capítulos, incluindo esta breve introdução, e a descrição de cada um é apresentada a seguir.

Capítulo 02: Apresenta uma revisão bibliográfica dos principais conversores apresentados pela literatura técnica que deram a base de estudo à estrutura proposta. Entre eles estão as estruturas de conversores CC-CC isolados bidirecionais desenvolvidos com comprovada contribuição científica através de publicações em revistas e periódicos de alto impacto. Destaca-se a topologia trifásica desenvolvida por (DONCKER *et al.*, 1991) que introduz a técnica do *phase-shift* e a topologia desenvolvida por (FILHO, 2015) que apresenta uma estrutura com três pontes H no lado de baixa tensão com o objetivo de reduzir as perdas nos semicondutores.

Capítulo 03: Neste tópico é realizado um aprofundamento da descrição feita no capítulo anterior sobre o conversor proposto. É apresentada a análise teórica e matemática do fluxo de potência e comutação de interruptores baseada no modelo real do conversor e no modelo de componentes fundamentais assim como uma comparação entre ambos. São apresentados gráficos quantitativos quanto ao comportamento do fluxo de potência ativa e reativa e quanto ao comportamento da comutação dos interruptores. Uma breve introdução à análise dinâmica do conversor também é realizada a partir da utilização da teoria do *gyrator*.

Capítulo 04: É apresentado um exemplo de projeto para validação da modelagem realizada baseado no modelo real. São apresentadas as especificações do conversor assim como as considerações realizadas para a escolha dos parâmetros assumidos (frequência de chaveamento, ângulo de *phase-shift*, razão cíclica, ondulação nos elementos armazenadores de energia), determinação dos componentes do sistema de potência, além das especificações dos semicondutores a partir de seus esforços. A modelagem e caracterização do sistema de controle é apresentada, assim como o com o projeto dos compensadores discretos e suas respectivas equações de diferenças.

Capítulo 05: São apresentados os resultados de simulação para validação do modelo de conversor proposto. Operação do conversor fora das condições nominais em regime permanente e testes com degrau de carga para avaliação da resposta dinâmica do sistema de controle são apresentados para validação do modelo teórico proposto.

Capítulo 06: Neste capítulo são destacadas as principais conclusões do autor em relação à viabilidade, importância, modelagem e validação do estudo desenvolvido. Também são sugeridas propostas para trabalhos futuros.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

Neste capítulo serão apresentadas as principais topologias de conversores CC-CC isolados bidirecionais que nortearam o escopo do objeto de estudo deste trabalho. Serão analisadas as topologias DAB monofásica e trifásica precursoras da técnica do *phase-shift* além das topologias alimentadas em corrente derivadas destas. Dentre as principais características avaliadas nas topologias apresentadas, destacam-se a estrutura topológica, modulação, controle, esforços nos semicondutores e fluxo de potência. Destacam-se entre conversores isolados bidirecionais apresentados, as estruturas alimentadas em corrente, já que apresentam-se como soluções otimizadas para aplicações em armazenadores de energia, tendo em vista que, neste tipo de aplicação, deseja-se baixa ondulação de corrente e controle dos barramentos para ampla faixa de variação de tensão na porta conectada a fonte de armazenamento. Por fim é apresentada de forma qualitativa a topologia proposta a ser desenvolvida.

2.1 Conversores CC-CC isolados bidirecionais

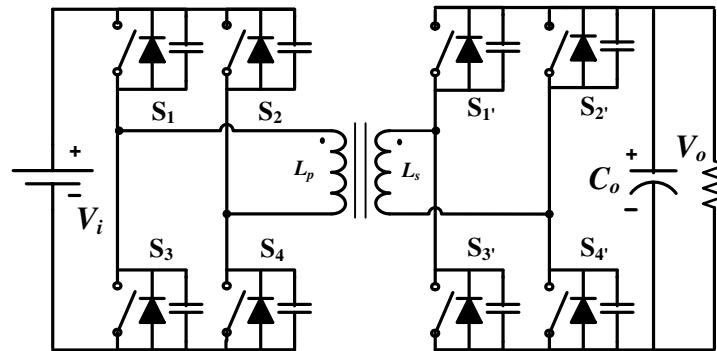
O referencial teórico utilizado como base para o desenvolvimento do presente trabalho é apresentado na seguinte seção. As topologias a seguir apresentadas foram analisadas quanto suas principais características estão em congruência com as características requeridas pelo conversor proposto: modulação, controle do fluxo de potência, eficiência, aplicabilidade em sistemas de armazenamento de energia e rendimento elevado.

2.1.1 Conversor DAB monofásico alimentado em tensão

O conversor apresentado na Figura 1 trata-se da primeira estrutura a controlar o fluxo de potência através do defasamento entre as pontes H do secundário em relação ao primário, e, pelo fato das duas pontes possuírem elementos ativos, a topologia é conhecida na literatura como conversor DAB. A topologia foi proposta por (DONCKER *et al.*, 1991) no contexto possibilitar bidirecionalidade do fluxo de potência apenas com uma estrutura, e para tal, o autor introduz a técnica do *phase-shift*.

As duas pontes ativas do conversor DAB são conectadas através de um transformador isolador de alta frequência e utiliza a indutância de dispersão para realizar a transferência de energia entre fonte e a carga. A técnica do *Phase-Shift* citada anteriormente baseia-se em controlar o defasamento do ângulo do sinal PWM de acionamento entre as pontes (primário e

Figura 1 – Conversor DAB monofásico alimentado em tensão



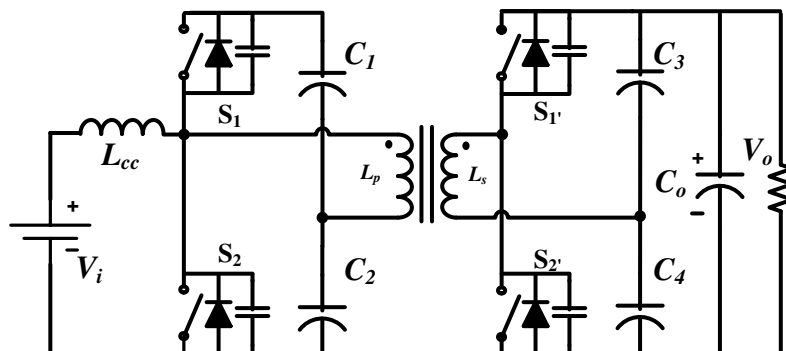
Fonte: Adaptada de (DONCKER *et al.*, 1991)

secundário), e a partir deste, controlar a corrente na reatância de dispersão do transformador. Os comandos dos interruptores do mesmo braço são complementares e a razão cíclica empregada é de 50%, o que garante simetria na forma de onda de tensão e corrente no transformador.

2.1.2 Conversor DAB monofásico half-bridge alimentado em corrente

Derivado do conversor DAB, a topologia proposta por (Peng *et al.*, 2004) apresentada na Figura 2 é do tipo meia ponte (HB, do inglês *half-bridge*). O conversor, que inicialmente foi desenvolvido para aplicações em células combustíveis, possui como principal vantagem em comparação às topologias *full-bridge* a redução do número de elementos semicondutores, e, portanto, a simplificação da estratégia de controle. A modulação da estrutura baseia-se em operar os interruptores com razão cíclica fixa de 50% e ajuste do ângulo de PS para controlar o fluxo de potência.

Figura 2 – Conversor DAB monofásico half-bridge alimentado em corrente



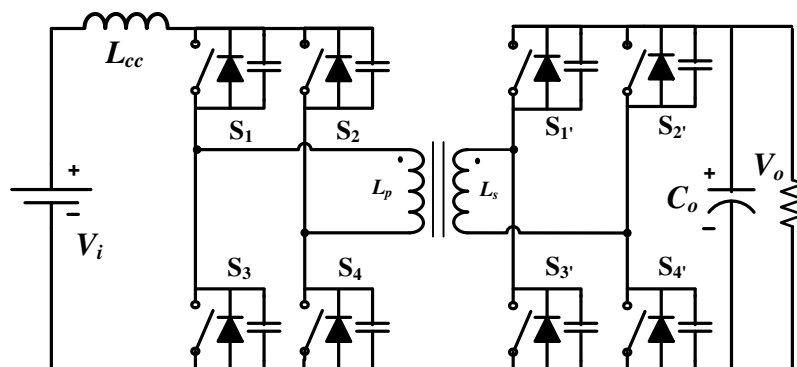
Fonte: Adaptada de (Peng *et al.*, 2004)

A utilização do indutor conectado a uma das portas do conversor permite-o operar no modo elevador (*boost*) quando o fluxo de potência dá-se do LVS (do inglês, *Low Voltage Side*) para o HVS (do inglês, *High Voltage Side*). Considerando o fluxo de potência no sentido contrário, o conversor passa a ter característica abaixadora (*buck*). Segundo o autor, em condições nominais, um protótipo de 1,6 kW da topologia apresentou rendimento de 94%.

2.1.3 Conversor DAB monofásico alimentado em corrente com comutação suave

O conversor apresentado na Figura 3 é uma versão alimentada em corrente do conversor DAB, tendo em vista que a conexão de um indutor à fonte de tensão no LVS confere à estrutura característica de fonte de corrente. A topologia proposta por (Xuewei; Rathore, 2013), desenvolvida para aplicações em veículos elétricos, utiliza a mesma modulação apresentada na versão do conversor DAB, ou seja, razão cíclica fixa em 50% nos interruptores de ambas as pontes e controle do fluxo de potência pela modulação PS.

Figura 3 – Conversor DAB monofásico alimentado em corrente com comutação suave



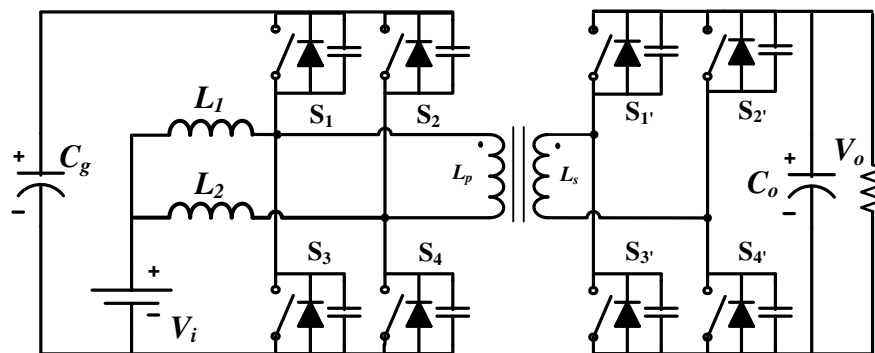
Fonte: Adaptada de (Xuewei; Rathore, 2013)

Assim como no conversor apresentado por (Peng *et al.*, 2004), a topologia pode operar no modo abaixador ou elevador, dependendo da direção do fluxo de potência. No modo abaixador, ou seja, o fluxo de energia do HVS para o LVS, o indutor atua como filtro indutivo de saída. A eficiência do conversor é otimizada pela característica de comutação sob corrente nula (ZCS, do inglês *Zero Current Switching*) nos interruptores do LVS e comutação sob tensão nula (ZVS, do inglês *Zero Voltage Switching*) nos interruptores no HVS. Resultados experimentais apresentaram 93% de rendimento para protótipo de 250 W.

2.1.4 Conversor DAB monofásico alimentado em corrente naturalmente grampeado

A Figura 4 apresenta a topologia proposta por (Shi *et al.*, 2013) que trata de um conversor DAB alimentado em corrente naturalmente grampeado. A topologia, que é responsável pelo estágio CC-CC para conexão de painéis fotovoltaicos à um barramento CA, utiliza dois indutores intercalados conectados na porta do LVS que garante baixa ondulação de corrente na entrada. A modulação do conversor é baseada em ajustar a razão cíclica (0 - 100%) e o ângulo de PS para controle do fluxo de potência.

Figura 4 – Conversor DAB monofásico alimentado em corrente naturalmente grampeado



Fonte: Adaptada de (Shi *et al.*, 2013)

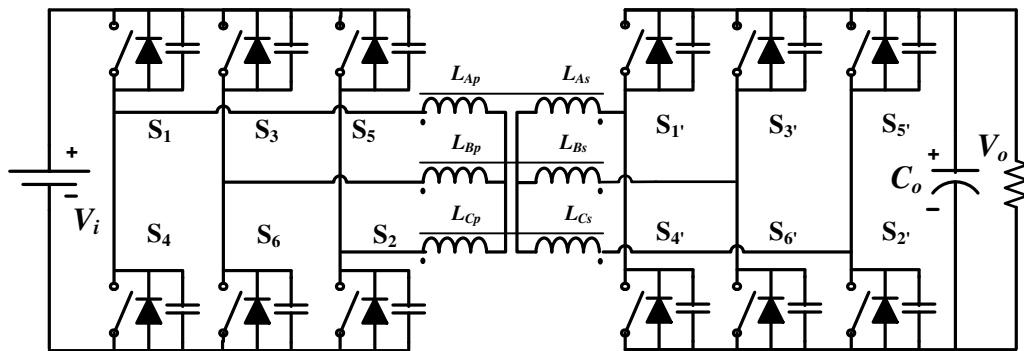
O capacitor utilizado no LVS do conversor, em paralelo às chaves, grampeia a tensão no barramento, operando assim como *snubber* em caso de comutação *hard* nas chaves. A característica elevadora do conversor operando no modo *boost* possibilita ampla faixa de tensão de entrada sem comprometer as condições de comutação suave do tipo ZVS nas chaves.

2.1.5 Conversor DAB trifásico alimentado em tensão

Com o objetivo de incrementar capacidade de processamento, (DONCKER *et al.*, 1991) propõe a versão trifásica do conversor DAB alimentado em tensão, como pode ser visto na Figura 5. O conversor, composto por duas pontes inversoras trifásicas tradicionais, possui modulação baseada em manter a razão cíclica fixa em 50% e os braços defasado de 120° . Assim como na estrutura monofásica, este utiliza a técnica do deslocamento de fase para controlar o fluxo de potência do conversor.

O autor insere em ambas as estruturas propostas, monofásica e trifásica, o conceito

Figura 5 – Conversor DAB trifásico alimentado em tensão



Fonte: Adaptada de (DONCKER *et al.*, 1991)

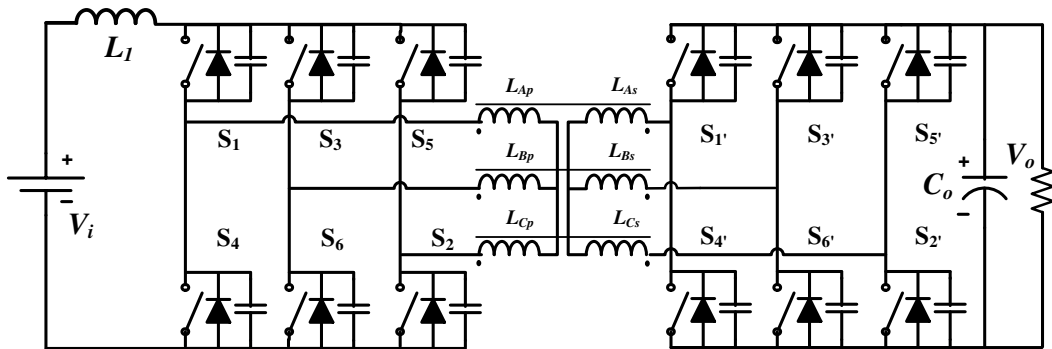
de que a comutação suave dos interruptores possa ser alcançada de forma natural, fazendo-se o ajuste apropriado do ganho estático do conversor. Essa característica contribui de forma significativa para redução de perdas por comutação e por conseqüente, aumentar a eficiência e densidade de potência do conversor. Embora com maior capacidade de processamento em relação ao seu dual monofásico, os esforços de corrente para potências relativamente elevadas tornam-o limitado, tendo em vista que os barramentos de entrada necessitam de fontes de tensão elevadas para que a corrente drenada pelos interruptores seja reduzida.

2.1.6 Conversor DAB trifásico alimentado em corrente

O conversor DAB trifásico alimentado em corrente proposto em Bal, Rathore e Srinivasan (2015) é apresentado na Figura 6. Uma característica indesejada em topologias que são alimentadas em corrente é a transição de estado nas chaves, já que devido a efeito de interrupção do fluxo de corrente pode implicar em sobretensão nas mesmas. Na maioria das topologias, circuitos *snubbers* são projetados para suprimir tal inconveniente, entretanto aumenta o volume e complexidade do circuito de potência do conversor. Como via de contorno, o autor da topologia apresentada neste tópico, propõe uma nova estratégia de modulação para mitigar os efeitos destas tensões.

A modulação consiste em forçar a sobreposição de chaveamento nos interruptores de um mesmo braço no LVS do conversor resultando em uma razão cíclica efetiva. Esta razão cíclica efetiva é adotada para os interruptores no HVS. O objetivo é que os diodos que estão em paralelo com os interruptores conduzam no momento de transição dos estados das chaves garantindo a

Figura 6 – Conversor DAB trifásico alimentado em corrente



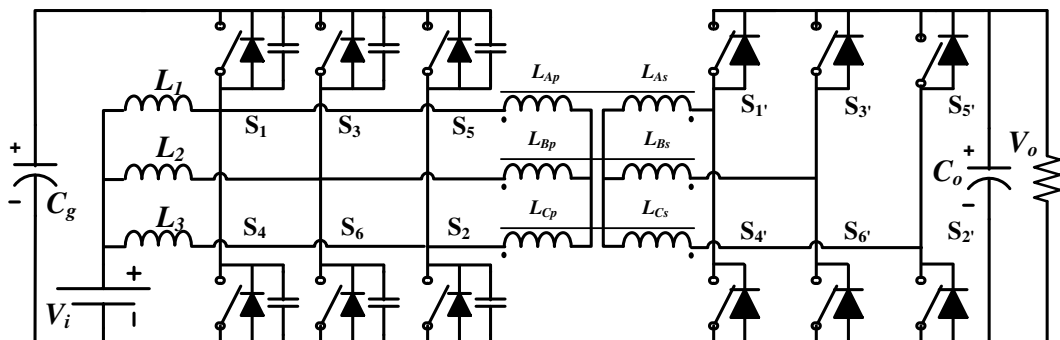
Fonte: Adaptada de (Bal *et al.*, 2015)

comutação suave. As ondulações da corrente no indutor (*boost*) e, conseqüentemente na fonte de alimentação do LVS, possuem frequência equivalente a três vezes a frequência de chaveamento.

2.1.7 Conversor DAB trifásico alimentado em corrente com comutação suave

O conversor apresentado na Figura 7 é uma estrutura trifásica baseada na versão trifásica do conversor DAB alimentado em tensão. Três transformadores de alta frequência, configurados na conexão Y-Y, fazem a interface entre duas pontes trifásicas tradicionais. Diferente da topologia DAB alimentado em tensão, a modulação baseia-se em ajustar a razão cíclica para regular o barramento de baixa tensão e o PS para controle do fluxo de potência. O correto ajuste do ganho estático do conversor permite a topologia operar com comutação ZVS nos interruptores do LVS e HVS, conferindo otimização de rendimento ao conversor (Wang; Li, 2012).

Figura 7 – Conversor DAB trifásico alimentado em corrente com comutação suave



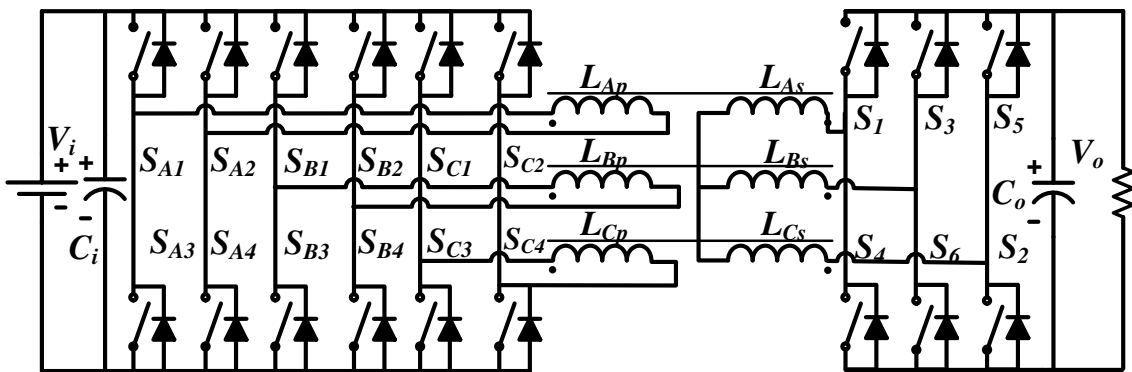
Fonte: Adaptada de (Wang; Li, 2012)

Os indutores intercalados no LVS juntamente com a fonte de tensão conferem ao conversor características de fonte de corrente na entrada, o que permite a circulação de corrente com baixa ondulação, interessante para aplicações com armazenadores de energia. Resultados experimentais mostram rendimento de 96,4% para protótipo de 6 kW.

2.1.8 Conversor DAB trifásico alimentado em tensão com modulação DPS

O conversor apresentado na Figura 8 foi proposto por Oliveira Filho (2015). Este utiliza um transformador de alta frequência, que possui a função de fazer o isolamento galvânico entre o primário e o secundário, realizar a elevação/redução da tensão e transferir a energia de uma ponte para a outra através de sua indutância de dispersão. A topologia possui no primário, três pontes H (*Full-bridge*), e no secundário um inversor trifásico. A conexão entre estas estruturas dá-se por um transformador na configuração delta aberto-estrela, o que garante o dobro de ganho de tensão, diminuindo as perdas no cobre e, assim, garantindo um aumento na densidade potência do conversor.

Figura 8 – Conversor DAB trifásico alimentado em tensão com modulação DPS



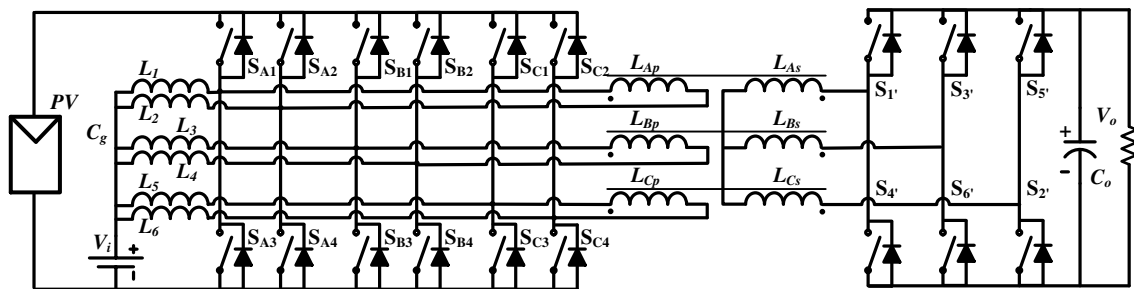
Fonte: Adaptada de (FILHO, 2015)

O controle do fluxo de potência da topologia é realizado pela técnica de duplo deslocamento de fases (*dual-phase-shift - DPS*), ou seja, há um deslocamento de fases entre os braços das pontes monofásicas no primário e outro deslocamento entre as pontes do LVS e HVS. O barramento pode ser regulado tanto pelo do deslocamento de fases, como pelo controle da razão cíclica. Assim como em De Donker (1991) e Wang e Li (2012), esta topologia pode operar nas condições ZVS através da manutenção dinâmica do ganho do conversor.

2.1.9 Conversor DAB trifásico isolado bidirecional com três portas

Neste novo arranjo topológico, apresentado na Figura 9, os indutores intercalados funcionam como conversores *boosts* e propiciam o controle da tensão no barramento do LVS, enquanto o controle do fluxo de potência é realizado de acordo com a modulação PS, de forma análoga aos conversores DAB alimentados em tensão (OLIVEIRA, 2018). A estrutura proposta por Oliveira (2018) confere alta densidade de potência propiciada pelo paralelismo de fases; isolamento galvânica em alta frequência; fluxo bidirecional de processamento de energia; larga faixa de variação de tensão no lado de baixa tensão e permite baixa ondulação de corrente nas baterias através dos indutores intercalados.

Figura 9 – Conversor DAB trifásico isolado bidirecional com três portas para aplicações em sistemas fotovoltaicos



Fonte: Adaptada de (FILHO, 2015)

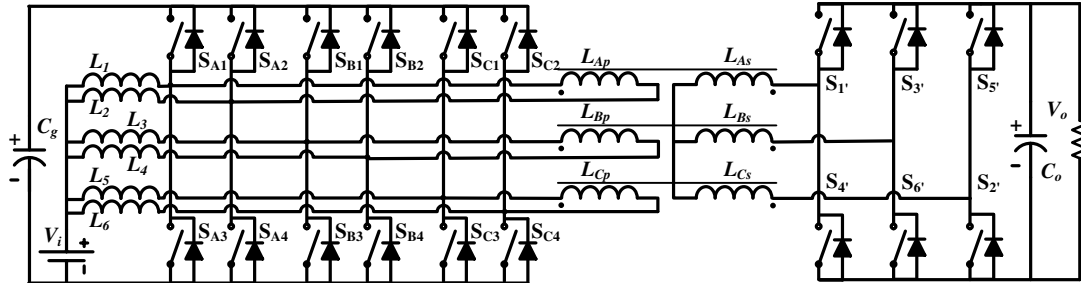
O conversor proposto, por ser multiportas, possibilita a interconexão de diversas fontes de energias e/ou cargas. Para o estudo realizado pelo autor, foi proposta a conexão entre um banco de baterias e um arranjo fotovoltaico no lado de baixa tensão além de uma carga (ou barramento CC) no lado de alta tensão.

2.2 Topologia Proposta

Na Figura 10, é apresentado o conversor CC-CC isolado trifásico com comutação suave proposto. A topologia é uma versão alimentada em corrente do conversor proposto por Oliveira Filho (2015). No lado primário há três pontes H enquanto que no secundário há um inversor trifásico. As duas pontes são conectadas através de um transformador isolador de alta frequência em uma configuração delta aberto/estrela. Essa configuração possui naturalmente o dobro do ganho de tensão (FILHO, 2015), e dessa forma, maximiza-se o ganho estático do

conversor, além de reduzir as perdas no cobre do transformador devido à redução da quantidade de espiras.

Figura 10 – Conversor Proposto



Fonte: Próprio autor

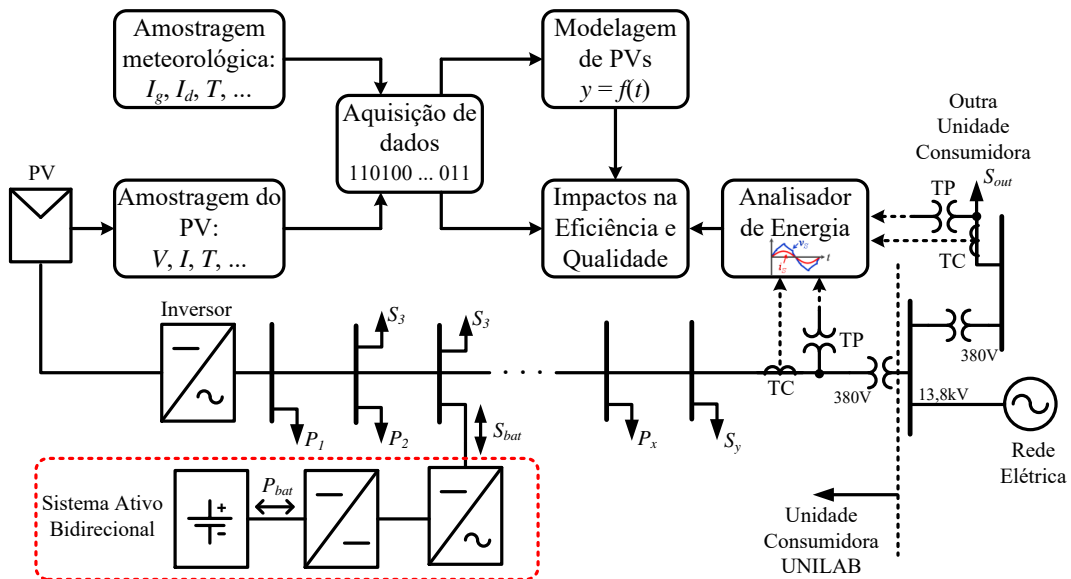
Os indutores intercalados ($L_1 - L_6$) em série com a fonte de entrada, no caso um banco de baterias) conferem ao conversor característica de fonte de corrente quando operado no modo *boost*, enquanto que no modo *buck* os indutores operam como filtros de corrente. O capacitor de grampeamento C_g é responsável por grampear a corrente dos interruptores, evitando assim sobretensões nos mesmos (Wang; Li, 2012) e assim reduzindo os esforços nos semicondutores. De outro modo, o capacitor de grampeamento pode ser visto como um barramento capacitivo, referido neste trabalho como barramento do lado de baixa tensão ou LVS.

O fluxo de potência do conversor se dá pela indutância de dispersão do transformador, utilizada como elemento de transferência de energia. O fluxo de potência bidirecional é controlado pela técnica do PS enquanto a razão cíclica das chaves no LVS é ajustada de modo a garantir a equalização das correntes nos indutores intercalados. No HVS as chaves encontram-se na configuração de uma ponte trifásica tradicional e possuem razão cíclica fixa em 50%. Este tipo de modulação para as chaves no secundário é sugerida em (Wang; Li, 2012) e (DONCKER *et al.*, 1991) como sendo interessante para melhor simetria na forma de onda de corrente nos transformadores.

Outra característica deste conversor trata-se da utilização das técnicas de modelagem para comutação suave nas chaves do conversor comuns aos conversores da família DAB apresentados no referencial teórico deste trabalho. Basicamente, as técnicas de modelagem baseiam-se em verificar através de modelagem matemática as regiões de operação em gráficos de potência em que o ajuste do ganho estático do conversor permite que o mesmo possa operar em comutação suave.

É salutar mencionar, conforme já mencionado na introdução, e de acordo com a Figura 11, que a topologia desenvolvida nesta pesquisa faz parte de um estágio CC-CC de um sistema ativo bidirecional. O sistema é fruto de parceria entre UNILAB, P&D ANEEL e Enel Ceará e tem como propósito mitigar oscilações de tensão em instalações elétricas de baixa tensão. Devido ao uso de armazenadores de energia, o mesmo ainda pode contribuir para ações de *peak shaving*, caso ajustes de controle e operacionais sejam realizados da estrutura.

Figura 11 – Esquemático do sistema proposto no projeto estratégico de P&D (Chamada Pública ANEEL nº 01/2016)



Fonte: Próprio autor

3 ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO

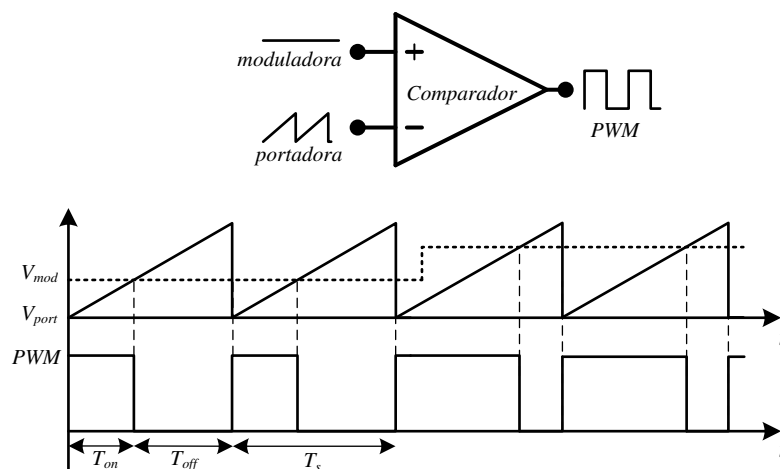
Nesta seção será realizada a análise detalhada do funcionamento do conversor. É apresentada a estratégia de modulação adotada, as principais formas de onda do conversor, a modelagem do fluxo de potência através de dois modelos matemáticos: o modelo real, que é caracterizado pela análise das formas de onda de tensão e corrente nos transformadores; e o modelo baseado nas componentes fundamentais. Por fim, é apresentada a caracterização da comutação dos interruptores de potência.

3.1 Estratégia de Modulação

A modulação do conversor, ou seja, a estratégia de acionamento das chaves de potência é realizada através da técnica de modulação por largura de pulso ou simplesmente PWM (*Pulse Width Modulation*). A modulação baseia-se em produzir uma onda de tensão quadrada, onde apenas parte do período (T_{on} , tempo de condução da chave) desta, é projetada para acionar o interruptor (BARBI, 2007).

O sinal PWM geralmente é gerado pela comparação entre dois sinais: o sinal de referência e o sinal da portadora. O sinal de referência é o nível de tensão responsável em ajustar, aumentar ou diminuir, a razão cíclica. A portadora é geralmente um sinal na forma triangular, e é a frequência desta onda que define a frequência de chaveamento do conversor. A Figura 12 apresenta e ilustra o esquemático de geração de um sinal PWM.

Figura 12 – Geração de um sinal PWM

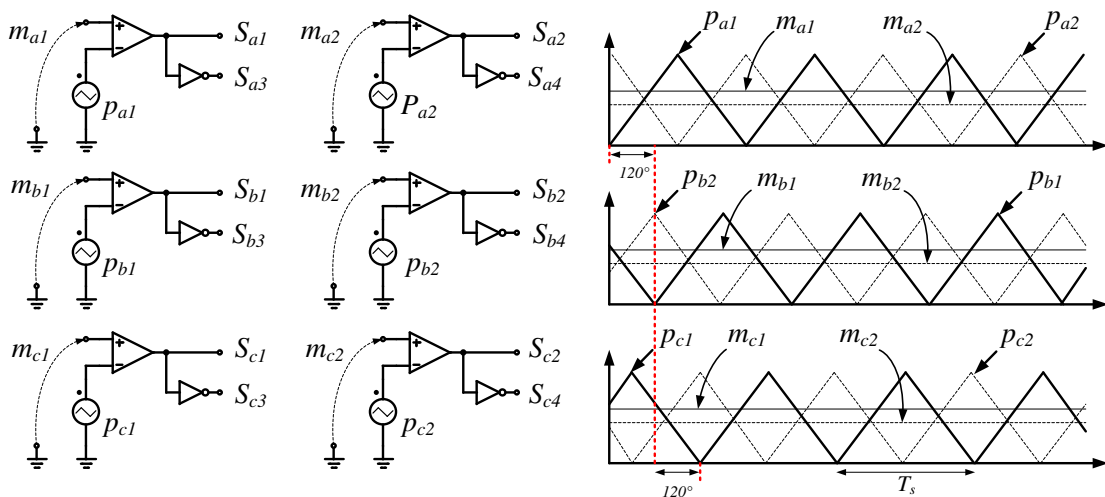


Fonte: Adaptada de (MOHAN, 2000)

O período de chaveamento T_s é determinado através da frequência de chaveamento do conversor. Esse é um parâmetro de grande consideração em projetos de sistemas chaveados em alta frequência, tendo em vista que para frequências elevadas de chaveamento, o volume dos elementos armazenadores de energia (indutores e capacitores) reduz-se consideravelmente, mas que ao mesmo tempo, podem elevar as perdas por comutação dos interruptores (BARBI, 2007).

A Figura 13 ilustra a estratégia de acionamento das chaves do conversor no lado de baixa tensão ou LVS. Em um mesmo braço a chave inferior opera de forma complementar e os braços de uma ponte estão defasados em 180° entre si. O defasamento entre as pontes H no LVS é alcançado pelo defasamento de 120° nas portadoras (P_{a1} , P_{b1} e P_{c1}). Como observa-se, cada braço do conversor é controlado de forma isolada, tendo em vista que há uma moduladora (sinal de referência) responsável por ajustar a razão cíclica em cada braço.

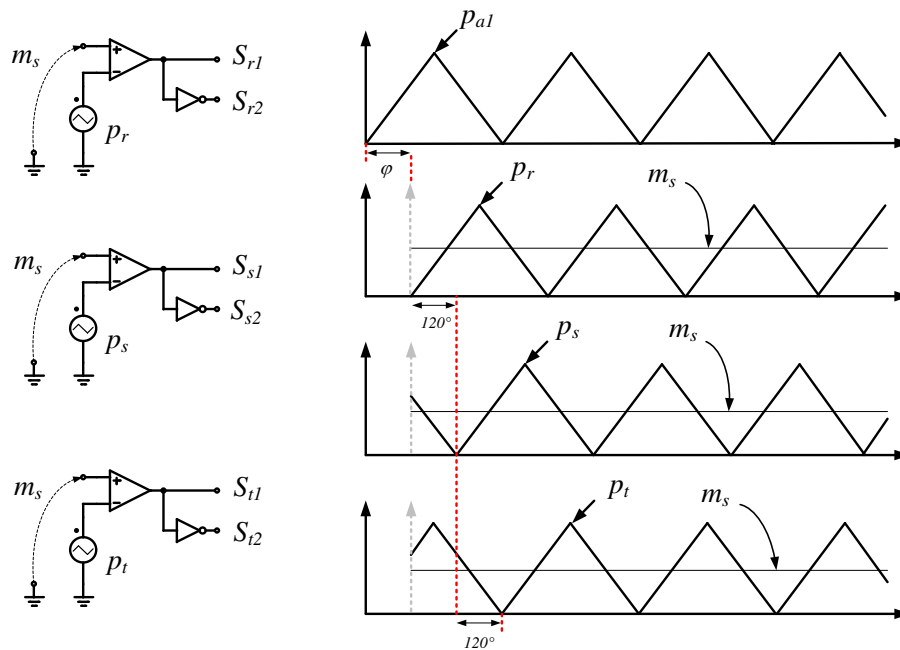
Figura 13 – Estratégia de modulação para os interruptores do LVS



Fonte: Próprio autor

No lado de alta tensão ou HVS, as portadoras são defasadas 120° entre si e pelo ângulo de PS em relação às portadoras do LVS. O controle do fluxo de potência e sua bidirecionalidade são garantidos variando o ângulo de PS. A razão cíclica empregada nos interruptores no HVS é constante e igual a 50%, e, deste modo, a moduladora é fixa e a mesma utilizada em cada comparador PWM. A Figura 14 apresenta o esquemático referente a modulação no HVS do conversor proposto.

Figura 14 – Estratégia de modulação para os interruptores do HVS



Fonte: Próprio autor

3.2 Ganho estático

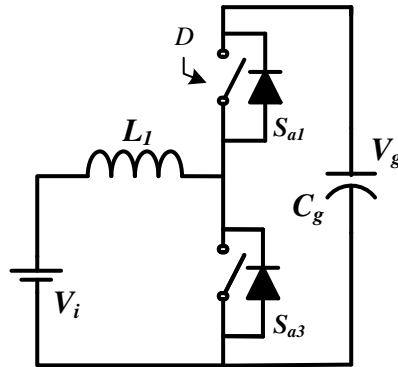
Para a estrutura do conversor proposto, duas etapas de ganho são estudadas preliminarmente para, então, determinar o ganho estático a ser considerado para análises futuras. A primeira delas refere-se à análise do ganho de tensão entre a tensão do banco de baterias V_i e a tensão V_g no capacitor de grampeamento. A segunda refere-se ao ganho entre a tensão no capacitor de grampeamento e a tensão de saída do conversor.

Para a análise da primeira etapa de ganho, é necessário realizar algumas considerações a respeito da funcionalidade do capacitor C_g . Na entrada do conversor, como citado em tópicos anteriores, os indutores conferem à topologia característica de fonte de corrente, devido à resistência que esses componentes apresentam em variar o campo magnético armazenado (MOHAN, 2000). Neste sentido, considerando que essa estrutura na entrada comporta-se como fonte de corrente, durante o desligamento dos interruptores, a corrente não teria um caminho possível para fluir. Nessas situações, na prática, ocorreriam elevadas tensões nos interruptores, o que poderia danificar o componente (SANTOS *et al.*, 2011).

Com o objetivo de eliminar essa problemática, [5] (CHA *et al.*, 2009) e (Wang; Li, 2012), utilizam-se de um capacitor que permite armazenar a energia que seria dissipada nos interruptores ao produzir um caminho alternativo para a corrente da entrada. A estrutura supracitada é conhecida por capacitor de grampeamento, e, além de apresentar este comportamento de

amortecimento elétrico (*snubber*), possui a funcionalidade de assegurar um barramento de tensão. Ao analisar a topologia, pode-se inferir que as 3 pontes H no primário, associadas aos indutores CC, podem ser vistas como 6 conversores *boost* em paralelo. Assim, através do ajuste da razão cíclica nas chaves do primário, pode-se manipular a tensão V_g no capacitor de grameamento. A Figura 15 apresenta o circuito de um conversor *boost* visto de um braço do conversor.

Figura 15 – Conversor *boost* visto de um braço da topologia proposta



Fonte: Próprio autor

Da literatura, como pode ser verificado em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007), sabe-se que o ganho estático do conversor *boost* é dado pela equação a seguir:

$$G_{boost} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (3.1)$$

Na estrutura de um conversor *boost* tradicional, a variável D representa a fração do período de chaveamento que a chave está ligada. No entanto, na estrutura proposta, a fração de tempo que a chave inferior está ligada é o complemento da razão cíclica empregada na chave superior. Dessa forma, quando substitui-se o complemento $(1-D)$ em D na equação (3.1), obtém-se a expressão que representa o ganho de tensão entre a fonte V_i e a tensão barramento de baixa tensão V_g .

$$G_i = \frac{V_g}{V_i} = \frac{1}{1-(1-D)} \rightarrow G_i = \frac{V_g}{V_i} = \frac{1}{D} \quad (3.2)$$

O segundo estágio de ganho do conversor (V_o/V_g) é caracterizado pela influência do ganho dado pela relação de espiras do transformador e pelo tipo de conexão entre os três transformadores monofásicos. Sabe-se que o ganho dado pela relação de transformação n do transformador é dado pela razão entre número de espiras do secundário N_2 e primário N_1 .

$$n = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.3)$$

A conexão dos transformadores é do tipo delta aberto-estrela. Essa conexão possui naturalmente o dobro do ganho de tensão, o que representa uma vantagem quanto à utilização dos enrolamentos para ajuste de tensão (FILHO, 2015). Dessa forma, reduz-se o conteúdo de cobre nos enrolamentos, e conseqüentemente, reduzem-se as perdas por condução. Assim, o segundo estágio de ganho do conversor é representado pela equação (3.4).

$$G_o = \frac{V_o}{V_g} = 2nd \quad (3.4)$$

Onde:

d : ganho estático do conversor

Substituindo a equação (3.2) em (3.4), tem-se a expressão do ganho estático do conversor:

$$d = \frac{DV_o}{2nV_i} \quad (3.5)$$

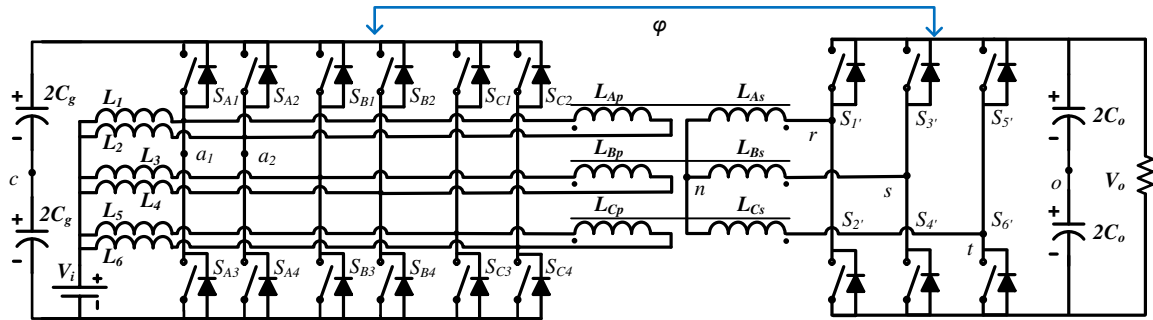
O ganho estático unitário pode ser entendido como a condição em que o conversor opera com as tensões, V_o e V_g , constantes, e com razão igual ao ganho produzido pela conexão e relação de espiras dos transformadores, ou seja, igual a $2n$. Quando G_o apresenta variação, pela alteração na tensão em algum dos barramentos, o ganho estático d também é alterado.

3.3 Análise do Modelo Real

A partir da análise da bibliografia deste trabalho, observa-se que uma das metodologias mais usuais no que se refere à análise do fluxo de potência em conversores isolados bidirecionais consiste em modelar matematicamente a equação da corrente na indutância de dispersão do transformador para cada etapa de operação do conversor. Dessa forma, a partir da análise das formas de onda, pode-se realizar a modelagem do fluxo de potência do conversor apresentado na Figura 16 em função das variáveis de controles adotadas, no caso, D e PS .

O modelo real, como é comumente denominado na literatura, é baseado em analisar o circuito equivalente por fase do conversor, como apresentado na Figura 17. O modelo apresenta

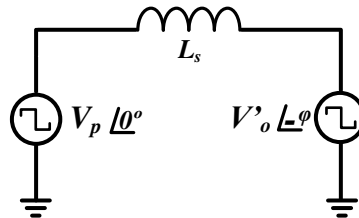
Figura 16 – Conversor proposto com indicação de ângulo de PS e variáveis de interesse



Fonte: Próprio autor

duas fontes de tensão quadradas, representando as formas de onda nos terminais do elemento de transferência de energia, no caso, a indutância de dispersão do transformador L_s . A tensão V_p representa a tensão entre os terminais $a1$ e $a2$ na primeira ponte H do LVS, enquanto V'_o é a tensão nos terminais do transformador conectado a ponte visto do lado primário. Portanto, a corrente elétrica que circula através do circuito pode ser determinada pela queda de tensão na indutância de dispersão.

Figura 17 – Modelo real simplificado por fase

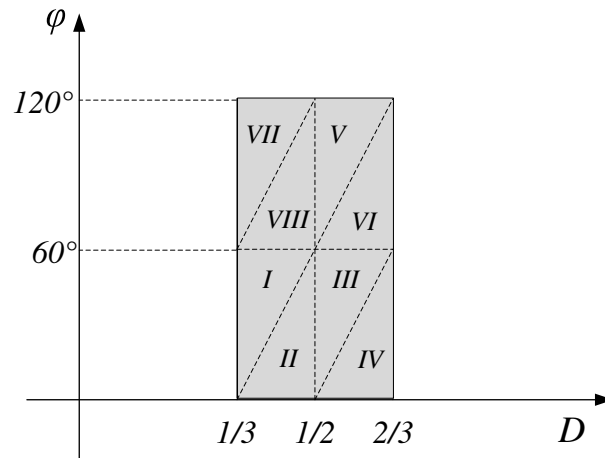


Fonte: Próprio autor

Para o conversor proposto, a forma de onda da corrente $i_{L_s}(\theta)$ na indutância de dispersão varia dependendo das condições de controle PS e D . Matematicamente, essas formas de onda divergem em modelagem, e, assim, deve-se determinar isoladamente o comportamento da corrente dentro das condições de controle submetidas. Para o conversor em estudo, a forma de onda pode assumir 8 formatos diferentes, que podem ser identificadas em um plano PS- D . A Figura 18 apresenta as regiões de operação do conversor.

Os limites de operação do conversor, $[0,33; 0,66]$ para D e $[-120^\circ; 120^\circ]$ para PS, são definidos a partir das conclusões do trabalho de (Wang; Li, 2012), onde, segundo os autores, o rendimento do conversor fica comprometido para operações fora da região destacada na Figura

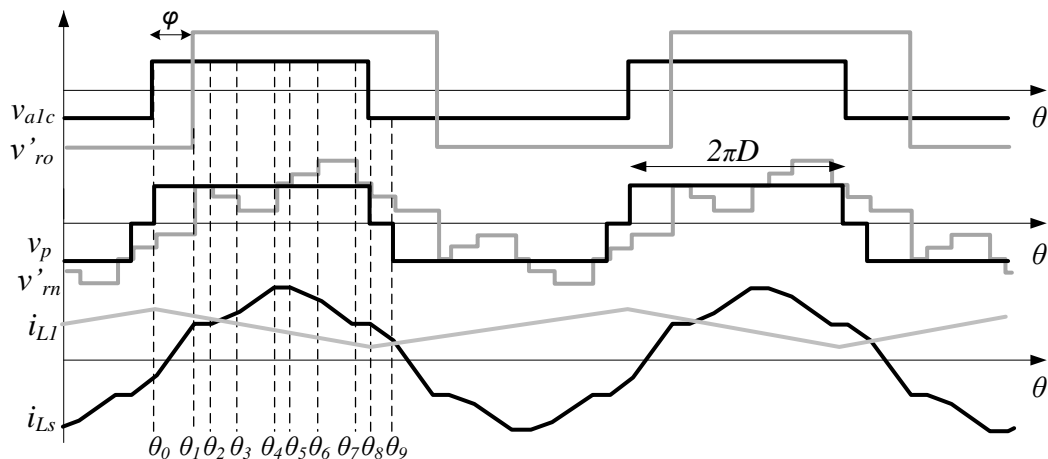
Figura 18 – Regiões de operação do conversor



Fonte: Adaptada de (FILHO *et al.*, 2017)

18. Cabe salientar que, para a operação no modo *buck*, ou seja, no sentido de fluxo de energia direcionado para o primário, as regiões são refletidas para o semi-plano negativo do eixo do PS. Para a região II, por exemplo, a Figura 19 apresenta as principais formas de onda utilizadas para a determinação das equações de corrente $i_{Ls}(\theta)$.

Figura 19 – Principais formas de onda analisadas para obtenção das equações de corrente da região II ($PS=30^\circ$ e $D=0,45$)



Fonte: Próprio autor

A modelagem da corrente através da indutância de dispersão é realizada a partir da obtenção das equações de retas em cada intervalo de operação (FILHO *et al.*, 2017). Assim, aplicando a equação da reta (3.6) em cada trecho linear da forma de onda de $i_{Ls}(\theta)$, e, utilizando a condição de simetria da forma de onda, representada matematicamente pela equação (3.7),

pode-se determinar as equações de corrente para cada região de operação do conversor. Os intervalos de operação são apresentados em (3.8) e as equações de corrente em (3.9).

$$i_{L_s}(\theta) = \left(\frac{v_p - v'_o}{X_{L_s}} \right) (\theta - \theta_i) + i_{L_s}(\theta_i) \quad (3.6)$$

$$i_{L_s}(0) = -i_{L_s}(\pi) \quad (3.7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_0 = 0, \theta_1 = \varphi, \theta_2 = 2D\pi - \frac{2\pi}{3}, \theta_3 = \frac{\pi}{3} \\ \theta_4 = \varphi + \frac{\pi}{3}, \theta_5 = 2D\pi - \frac{\pi}{3}, \theta_6 = \frac{2\pi}{3} \\ \theta_7 = \varphi + \frac{2\pi}{3}, \theta_8 = 2D\pi, \theta_9 = \pi \end{array} \right. \quad (3.8)$$

Onde:

X_{L_s} : Reatância da indutância de dispersão;

V'_o : Tensão no secundário do transformador refletida para o primário;

As equações (3.10) representam as condições iniciais de cada etapa de operação do conversor, e que juntamente com (3.9), descrevem matematicamente o comportamento de $i_{L_s}(\theta)$ em função de D , PS e d . Realizou-se o mesmo procedimento para as outras 7 regiões.

$$i_{L_s}(\theta) = \left\{ \begin{array}{l} i_{L_s}(\theta_0) + \frac{1}{3} \frac{V_g(3+d)}{\omega L_s} (\theta - \theta_0), \theta_0 \leq \theta \leq \theta_1 \\ i_{L_s}(\theta_1) + \frac{V_g(1-d)}{\omega L_s} (\theta - \theta_1), \theta_1 \leq \theta \leq \theta_2 \\ i_{L_s}(\theta_2) + \frac{1}{3} \frac{V_g(3-2d)}{\omega L_s} (\theta - \theta_2), \theta_2 \leq \theta \leq \theta_3 \\ i_{L_s}(\theta_3) + \frac{1}{3} \frac{V_g(3-d)}{\omega L_s} (\theta - \theta_3), \theta_3 \leq \theta \leq \theta_4 \\ i_{L_s}(\theta_4) + \frac{V_g(1-d)}{\omega L_s} (\theta - \theta_4), \theta_4 \leq \theta \leq \theta_5 \\ i_{L_s}(\theta_5) + \frac{1}{3} \frac{V_g(3-4d)}{\omega L_s} (\theta - \theta_5), \theta_5 \leq \theta \leq \theta_6 \\ i_{L_s}(\theta_6) + \frac{1}{3} \frac{V_g(3-5d)}{\omega L_s} (\theta - \theta_6), \theta_6 \leq \theta \leq \theta_7 \\ i_{L_s}(\theta_7) + \frac{V_g(1-d)}{\omega L_s} (\theta - \theta_7), \theta_7 \leq \theta \leq \theta_8 \\ i_{L_s}(\theta_8) + \frac{2}{3} \frac{V_g(-d)}{\omega L_s} (\theta - \theta_8), \theta_8 \leq \theta \leq \theta_9 \end{array} \right. \quad (3.9)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{L_s}(\theta_0) = \frac{V_g}{3\omega L_s}(\pi d - 3\pi D - 2\varphi d + \pi D d) \\ i_{L_s}(\theta_1) = \frac{V_g}{3\omega L_s}(3\varphi - 3\pi D + \pi d + \varphi d + \pi D d) \\ i_{L_s}(\theta_2) = \frac{V_g}{3\omega L_s}(3\pi D - 2\pi + 3\pi d + 2\varphi d - 5\pi D d) \\ i_{L_s}(\theta_3) = \frac{V_g}{3\omega L_s}(\pi - 3\pi D + \pi d + 2\varphi d - \pi D d) \\ i_{L_s}(\theta_4) = \frac{V_g}{3\omega L_s}(\pi - 3\varphi D - 3\pi D + \pi d + \varphi d - \pi D d) \\ i_{L_s}(\theta_5) = \frac{V_g}{3\omega L_s}(3\pi D - \pi + 3\pi d + 4\varphi d - 7\pi D d) \\ i_{L_s}(\theta_6) = \frac{V_g}{3\omega L_s}(2\pi - 3\pi D - \pi d + 4\varphi d + \pi D d) \\ i_{L_s}(\theta_7) = \frac{V_g}{3\omega L_s}(2\pi + 3\varphi - 3\pi D - \pi d - \varphi d + \pi D d) \\ i_{L_s}(\theta_8) = \frac{V_g}{3\omega L_s}(3\pi D + \pi d + 2\varphi d - 5\pi D d) \end{array} \right. \quad (3.10)$$

Ainda na Figura 19, pode-se fazer inferências também a respeito da corrente nos indutores CC (L_1 - L_6) e na forma-de-onda da corrente na indutância de dispersão. Como pode-se verificar, a corrente no indutor CC não possui descontinuidade, caracterizando-o como fonte de corrente no LVS. Outra consideração a ser realizada é a identificação do nível máximo e mínimo da corrente nos indutores CC. Observa-se que a corrente i_{L_1} decresce linearmente para o intervalo $[0; 2D\pi]$, o que caracteriza o descarregamento do indutor, e cresce no intervalo complementar, representando seu carregamento. Assim, possui valores máximo e mínimo para $i_{L_1}(0)$ e $i_{L_1}(2D\pi)$ respectivamente. Na corrente na indutância de dispersão $i_{L_s}(\theta)$, observa-se o formato alternado e simétrico da forma de onda.

3.3.1 Fluxo de Potência ativa

A potência média P_o processada pelo conversor em regime permanente é obtida através da integração da potência instantânea $p(\theta)$ em um período de chaveamento. Como o transformador trifásico possui três indutâncias de dispersão, a potência total média do conversor será o triplo da energia processada por uma ramificação monofásica.

$$P_o = \frac{3}{2\pi} \int_0^{2\pi} p(\theta) d\theta \quad (3.11)$$

$$P_o = \frac{3}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{L_s}(\theta) i_{L_s}(\theta) d\theta \quad (3.12)$$

Considerando o caráter simétrico das formas de onda da corrente e da tensão, uma análise pode ser realizada a partir de apenas metade do período de comutação.

$$P_o = \frac{3}{\pi} \int_0^\pi v_{L_s}(\theta) i_{L_s}(\theta) d\theta \quad (3.13)$$

Aplicando as equações de corrente e tensão na indutância L_s , tem-se em (3.14), a representação matemática da potência média processada pelo conversor operando em regime permanente para cada região de operação do conversor.

$$P_o(\varphi, D, d) = \begin{cases} \frac{2V_g^2 d}{\omega L_s} (4D\varphi - 4\pi D^2 + 2\pi D - \frac{3\varphi^2}{2\pi} - \frac{\varphi}{3} - \frac{\pi}{18}), (I) \\ \frac{2V_g^2 d}{\omega L_s} (2D\varphi - 2\pi D^2 + \frac{2\pi D}{3} - \frac{\varphi^2}{\pi} + \frac{\varphi}{3} + \frac{\pi}{6}), (II) \\ \frac{2V_g^2 d}{\omega L_s} (2D\varphi - 2\pi D^2 + \frac{2\pi D}{3} - \frac{\varphi^2}{\pi} + \frac{\varphi}{3} + \frac{\pi}{6}), (III) \\ \frac{2V_g^2 d}{\omega L_s} (2\pi D^2 - 2D\varphi - \frac{10\pi D}{3} + \frac{7\varphi}{3} + \frac{7\pi}{6}), (IV) \\ \frac{2V_g^2 d}{\omega L_s} (4D\varphi - 4\pi D^2 + 2\pi D - \frac{2\varphi^2}{\pi} - \frac{\pi}{9}), (V) \\ \frac{2V_g^2 d}{\omega L_s} (2D\varphi - 2\pi D^2 + \frac{2\pi D}{3} - \frac{3\varphi^2}{2\pi} - \frac{2\varphi}{3} + \frac{\pi}{9}), (VI) \\ \frac{2V_g^2 d}{\omega L_s} (2D\varphi - 2\pi D^2 + \frac{4\pi D}{3} - \frac{3\varphi^2}{2\pi} + \frac{\varphi}{3} - \frac{\pi}{18}), (VII) \\ \frac{2V_g^2 d}{\omega L_s} (4D\varphi - 4\pi D^2 + 2\pi D - \frac{2\varphi^2}{\pi} - \frac{\pi}{9}), (VIII) \end{cases} \quad (3.14)$$

A partir das equações de potência apresentadas em (3.14), nota-se que o comportamento do fluxo de potência está definido em função do ângulo de PS e da razão cíclica. A potência de base utilizada é definida para $P_o(90^\circ, 0.5, 1)$.

$$P_o(90^\circ, 0.5, 1) = \frac{28\pi V_i^2}{9\omega L_s} \quad (3.15)$$

Fazendo a divisão de cada equação de potência pela expressão representada em (3.15) tem-se as equações que modelam a potência do conversor em p.u. Logo tem-se:

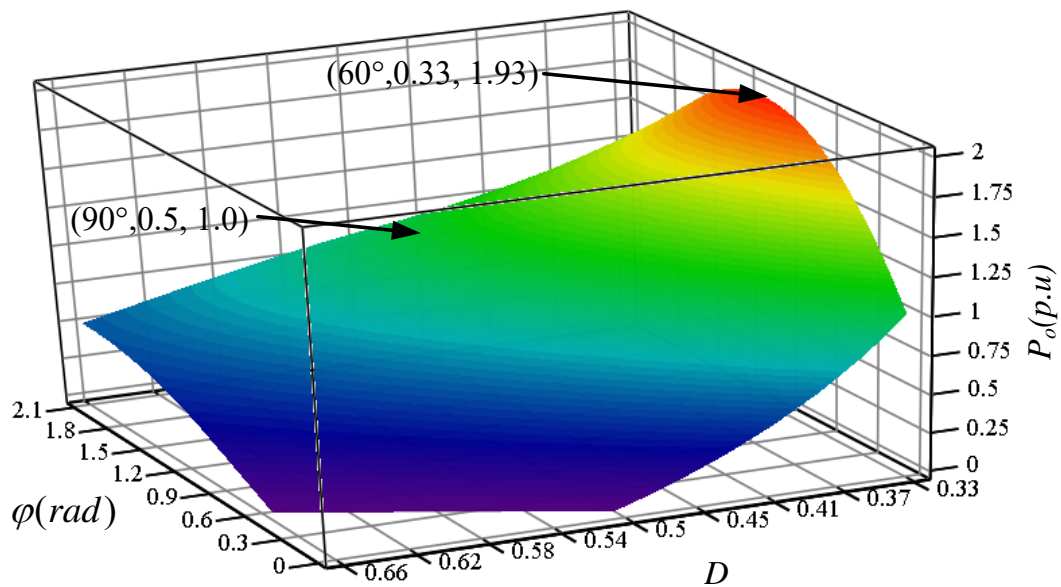
$$P_o(\varphi, D, d)_{p.u} = \frac{P_o(\varphi, D, 1)}{P_o(90^\circ, 0.5, 1)} \quad (3.16)$$

Substituindo (3.14) e (3.15) em (3.16), obtém-se as equações de potência, na equação (3.17), em p.u para o conversor proposto em cada região de operação.

$$P_o(\varphi, D, d)_{p.u} = \begin{cases} \frac{9d}{14\pi D^2} (4D\varphi - 4\pi D^2 + 2\pi D - \frac{3\varphi^2}{2\pi} - \frac{\varphi}{3} - \frac{\pi}{18}), (I) \\ \frac{9d}{14\pi D^2} (2D\varphi - 2\pi D^2 + \frac{2\pi D}{3} - \frac{\varphi^2}{\pi} + \frac{\varphi}{3} + \frac{\pi}{6}), (II) \\ \frac{9d}{14\pi D^2} (2D\varphi - 2\pi D^2 + \frac{2\pi D}{3} - \frac{\varphi^2}{\pi} + \frac{\varphi}{3} + \frac{\pi}{6}), (III) \\ \frac{9d}{14\pi D^2} (2\pi D^2 - 2D\varphi - \frac{10\pi D}{3} + \frac{7\varphi}{3} + \frac{7\pi}{6}), (IV) \\ \frac{9d}{14\pi D^2} (4D\varphi - 4\pi D^2 + 2\pi D - \frac{2\varphi^2}{\pi} - \frac{\pi}{9}), (V) \\ \frac{9d}{14\pi D^2} (2D\varphi - 2\pi D^2 + \frac{2\pi D}{3} - \frac{3\varphi^2}{2\pi} - \frac{2\varphi}{3} + \frac{\pi}{9}), (VI) \\ \frac{9d}{14\pi D^2} (2D\varphi - 2\pi D^2 + \frac{4\pi D}{3} - \frac{3\varphi^2}{2\pi} + \frac{\varphi}{3} - \frac{\pi}{18}), (VII) \\ \frac{9d}{14\pi D^2} \omega L_s (4D\varphi - 4\pi D^2 + 2\pi D - \frac{2\varphi^2}{\pi} - \frac{\pi}{9}), (VIII) \end{cases} \quad (3.17)$$

A partir das expressões obtidas em (3.17), pode-se plotar o gráfico de potência do conversor em três eixos, que apresenta-se como ferramenta de análise, podendo de forma visual, estabelecer os pontos de máxima transferência de potência. A Figura 20 apresenta a curva tridimensional de potência do conversor em função de D e PS para um ganho d unitário.

Figura 20 – Curva de potência em p.u para ganho d unitário



Fonte: Adaptada de (FILHO *et al.*, 2017)

Observa-se pela análise da Figura 20, que o conversor, quando operando com ganho unitário, possui a potência máxima processada para $P(60^\circ, 0.33, 1)_{p.u}$. Observa-se também que os maiores valores de potência processada ocorrem para valores menores de D .

3.3.2 Fluxo de Potência reativa

No item anterior, o comportamento da potência ativa processada pelo conversor foi analisado. Entretanto, para tirar conclusões a respeito da eficiência do conversor, deve-se realizar a análise do conteúdo reativo que flui pelos transformadores. Esta análise é importante para identificar pontos ótimos de operação do conversor em regime permanente e dessa forma fazê-lo trabalhar em regiões com alto fator de potência (FP).

A modelagem dos reativos baseia-se em encontrar os valores eficazes da tensão e corrente na indutância de dispersão do transformador. Em itens anteriores, determinou-se o comportamento matemático da tensão no e corrente em L_s . Para efeito de modelagem adotou-se que a indutância de dispersão (representada idealmente como a indutância de transferência de energia) está localizada no primário, assim os valores de tensão eficaz e corrente também deveram ser modelados para esta condição. Dessa forma, sabe-se que a equação (3.18) é utilizada para determinação do valor eficaz.

$$F_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [f(\theta)]^2 d\theta} \quad (3.18)$$

Assim, aplica-se a equação (3.18) para a determinação da tensão eficaz V_{pef} nos terminais de uma ponte H e corrente eficaz I_{Lsef} na indutância de dispersão. Para a tensão eficaz tem-se:

$$V_{pef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [v_p(\theta)]^2 d\theta} \quad (3.19)$$

$$I_{Lsef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [i_{Ls}(\theta)]^2 d\theta} \quad (3.20)$$

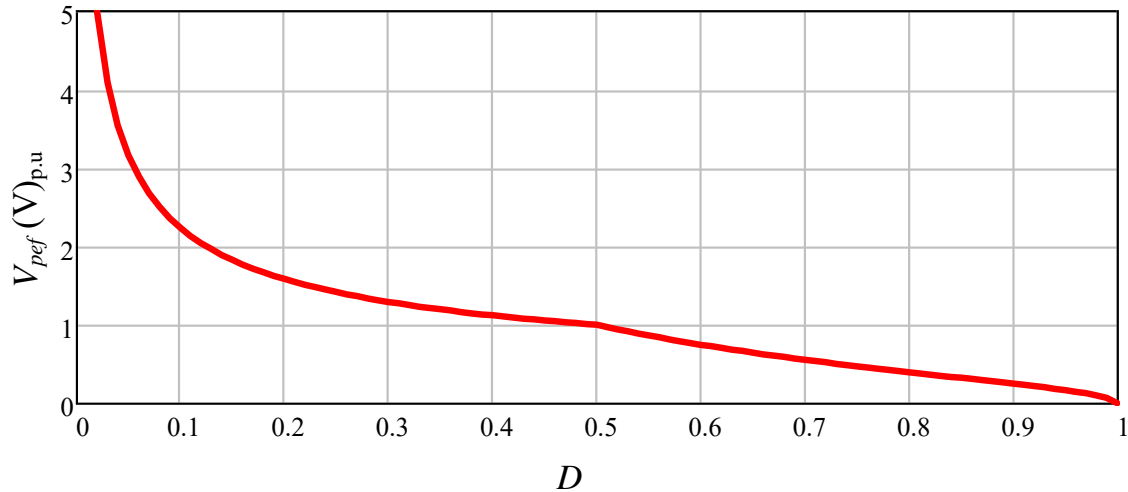
Aplicando a equação (3.19) no sinal observado na Figura 19, tem a equação que modela a tensão eficaz non primário:

$$V_{pef} = \begin{cases} V_i \sqrt{\frac{2}{D}}, & D \leq 0,5 \\ \frac{V_i}{D} \sqrt{2(1-D)}, & D > 0,5 \end{cases} \quad (3.21)$$

A tensão eficaz no primário é ajustada basicamente pela razão cíclica nos interruptores no LVS, tendo em vista o estágio elevador na entrada (ganho de tensão entre banco de

baterias e o barramento capacitivo no LVS). Como pode-se observar na Figura 21, a tensão eficaz no primário tende ao infinito quando D tende a zero enquanto que para D próximo da unidade, a tensão eficaz tende a zero.

Figura 21 – Tensão eficaz no primário em p.u



Fonte: Próprio autor

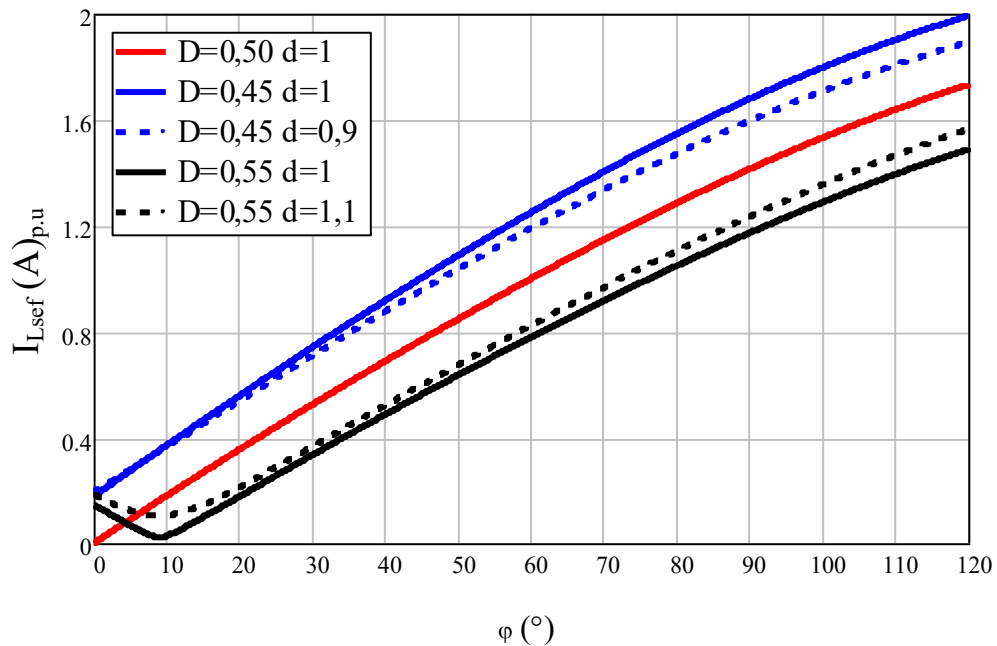
Para a corrente eficaz I_{Lsef} , não serão apresentadas as equações que modelam seu comportamento devido suas extensões, e que, para efeitos de formatação do texto, preferiu-se omiti-las. Sua modelagem baseia-se em determinar, a partir de (3.20) e da forma de onda da corrente no transformador em cada região de operação do conversor. Desta forma, em cada região de operação do conversor há uma equação de corrente eficaz associada.

Na Figura 22, é apresentada algumas curvas que correspondem aos valores eficazes de corrente na indutância de dispersão para alguns valores de D , d e PS. Verifica-se portanto que, para ângulos de PS maiores, mais elevada são observadas as correntes eficazes nas indutâncias de dispersão dos transformadores e assim maiores serão os esforços nos semicondutores de potência. A razão cíclica, como também pode ser observada, pode ser ajustada de modo a controlar o valor eficaz da corrente.

Com a modelagem da tensão e corrente eficaz, pode-se determinar matematicamente o comportamento da potência aparente drenada pelo conversor. A equação (3.22) apresenta a expressão utilizada para sua determinação.

$$S = 3.V_{puf}(\theta).I_{Lsef}(\theta) \quad (3.22)$$

Figura 22 – Corrente eficaz na indutância de dispersão em p.u



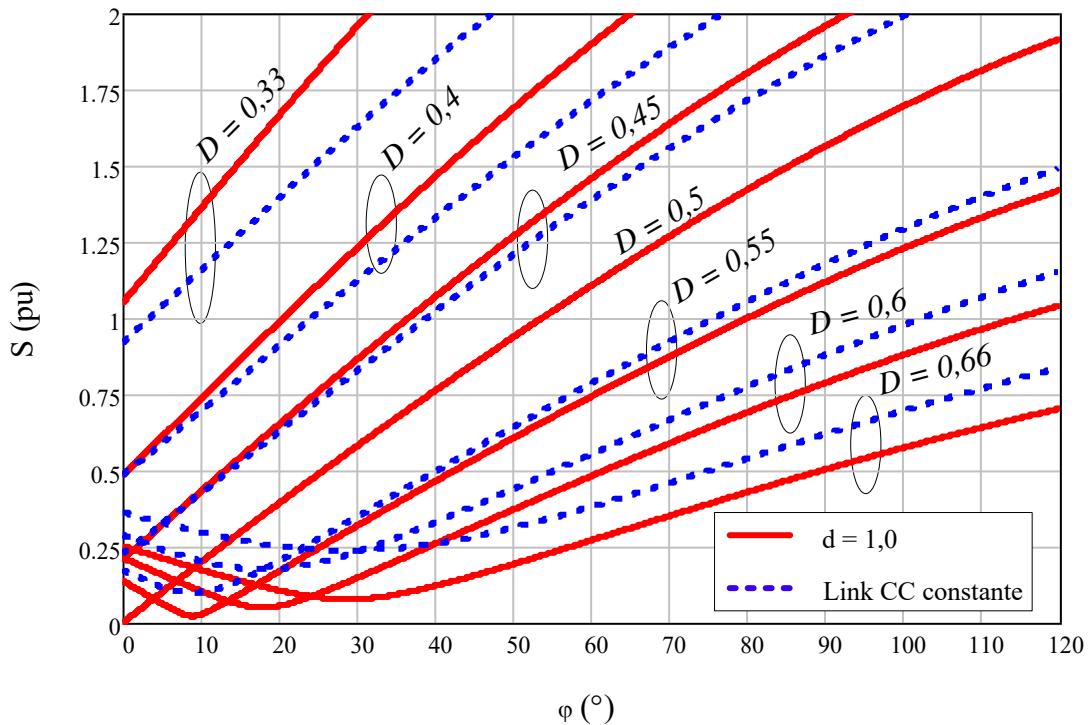
Fonte: Próprio autor

A quantidade de energia reativa processada pelo conversor é uma variável importante de ser analisada. Quando o conversor possui uma quantidade relativamente alta de conteúdo reativo, significa que esta energia não possui a finalidade de entregar potência elétrica na carga. Para o conversor, essa situação traduz-se em aumento da corrente eficaz nos condutores e semicondutores. Dessa forma, o transformador poderá apresentar volume maior devido ao aumento da seção dos condutores, e conseqüentemente aumento de massa e volume; os semicondutores apresentarão aumento de perdas por condução, o que na prática levaria a definir estratégias de resfriamento. Esses conseqüentes efeitos levariam ao conversor redução de eficiência de conversão elétrica, redução da densidade de potência e menor de rendimento.

Como ferramenta de análise de potência processada pelo conversor, plotou-se na Figura 23, o comportamento da potência aparente para diferentes valores de D e PS. Observa-se que quanto menor o valor de D , maior é o valor da potência aparente drenada pelo conversor. Como foi analisado em tópicos anteriores, esse efeito deve-se ao crescimento exponencial da tensão no barramento de baixa tensão.

Entretanto, para aplicações em que o conversor opera conectado a um barramento de tensão no HVS, variações na tensão de entrada influenciará no ganho d do conversor e conseqüentemente na dinâmica de processamento. A estratégia de controle a ser implementada deverá alterar as variáveis de controle de modo a ajustar o ganho estático do conversor e

Figura 23 – Curvas de potência aparente para operação em ganho unitário e barramento CC constante

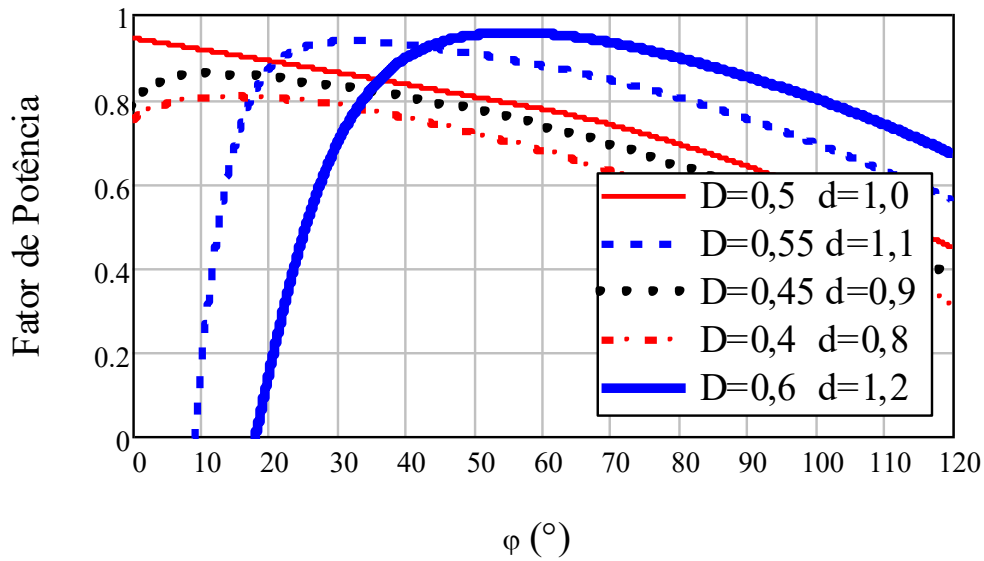


Fonte: Próprio autor

manter a tensão do barramento regulada. Assim, as curvas pontilhadas na Figura 23, mostram o comportamento da potência aparente quando o conversor é ajustado de modo a apresentar a condição de tensão constante na saída e assim reproduz as condições de processamento de energia em regime permanente após esse ajuste.

Observa-se pela Figura 24, que, para valores elevados de PS, há uma queda considerável do fator de potência do conversor. Verifica-se que quando operando com $D=0,5$ e ganho unitário, o conversor possui elevado fator de potência apenas para ângulos de PS próximos a zero. Para $D=0,55$ e $D=0,6$ o conversor apresenta boas condições de operação quanto ao FP para ângulos entre 20° e 60° . Para a razão cíclica menor que 0,5 verifica-se que há um FP abaixo de 0,9 para toda a faixa de operação do conversor. Para ângulos acima de 50° , verifica-se que o FP, em ambos os casos, já opera abaixo de 0,8 e que esse efeito infere que há um considerável conteúdo reativo fluindo pelo transformador.

Figura 24 – Fator de Potência



Fonte: Próprio autor

3.4 Análise pelo Modelo de Componentes Fundamentais

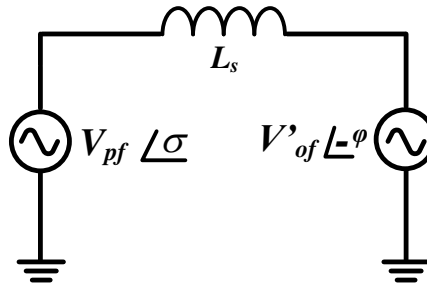
No item anterior foi apresentada uma metodologia de caracterização do fluxo de potência em função dos parâmetros de controle do conversor e a modelagem de suas formas de onda. No entanto, esta metodologia apresenta-se demasiadamente cansativa, tendo em vista a complexidade das formas de onda e elevadas etapas de operação por período de chaveamento. Uma segunda metodologia é apresentada nos trabalhos de (SANTOS *et al.*, 2011) (DONCKER *et al.*, 1991) (FILHO, 2015), que trata-se de modelar a componente fundamental da tensão e corrente na indutância de dispersão L_s .

3.4.1 Modelo simplificado por fase

Assim como no modelo real, a modelagem por componentes fundamentais é realizada considerando um modelo simplificado por fases. A Figura 25 apresenta o modelo referido:

A duas fontes vistas no modelo simplificado por fase podem ser entendidas como a tensão fundamental no primário e do secundário refletido ao primário. No primário, a onda de tensão está defasada de um ângulo σ que representa o atraso da componente fundamental em relação à forma de onda original. No secundário o ângulo de defasagem representa o ângulo de PS. A magnitude da tensão e corrente eficaz no modelo apresentado pode ser determinadas com o auxílio das Séries de Fourier .

Figura 25 – Modelo simplificado por fase



Fonte: Próprio autor

$$v_f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)] \quad (3.23)$$

Onde:

$$a_0 = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} v_f(t) dt \quad (3.24)$$

$$a_1 = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} v_f(t) \cos(n\omega_0 t) dt, n = 1, 2, \dots, \infty. \quad (3.25)$$

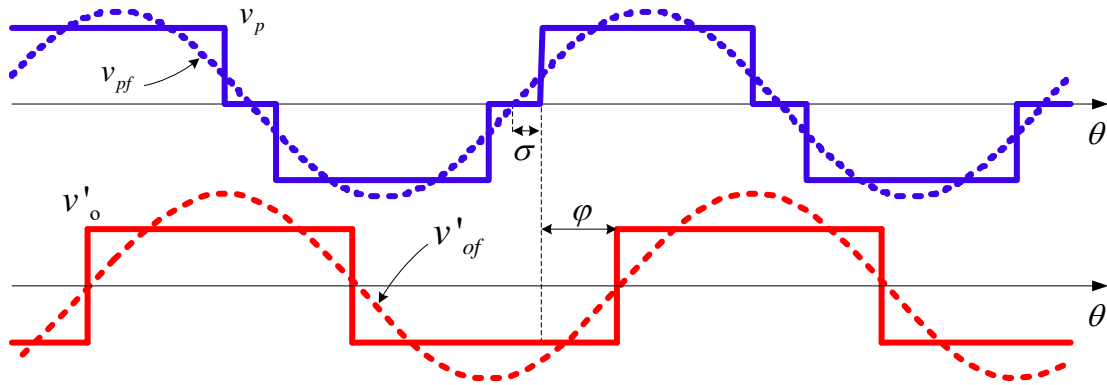
$$b_1 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_f(t) \sin(n\omega_0 t) dt, n = 1, 2, \dots, \infty. \quad (3.26)$$

Para a situação particular da componente fundamental do sinal, objetivo da modelagem, considera-se apenas o termo da série referente à componente fundamental ($n=1$). Em outras palavras, o objetivo da modelagem baseia-se em desconsiderar todas as harmônicas que compõem a forma de onda em análise. Deste modo, realizando tal procedimento para a determinação da componente fundamental dos sinais de tensão representados pelas fontes de tensão na Figura 25, que no caso, são os fasores de tensão no primário e secundário (refletido para o primário). A Figura 26 apresenta as formas de onda do conversor utilizadas para a aplicação da série de Fourier.

Desta forma, a partir das considerações apresentadas, o valor instantâneo da tensão no lado primário é dada por 3.27.

$$v_{pf}(\theta) = \frac{2V_i [\sin(\theta - 2D\pi) - \sin(\theta)]}{D\pi} \quad (3.27)$$

Figura 26 – Formas de onda analisadas para determinação da componente fundamental



Fonte: Próprio autor

O valor eficaz da tensão no lado primário V_{pf} é dado por:

$$V_{pf} = \frac{\sqrt{8} \cdot V_i \cdot \text{sen}(D\pi)}{D\pi} \quad (3.28)$$

A tensão no lado secundário pode ser entendida como um caso particular da modelagem da tensão no lado primário, realizando apenas a consideração que no secundário a razão cíclica é fixa em 0,5. Deste modo, tem-se:

$$V_{of} = \frac{2\sqrt{2} \cdot V_o}{\pi} \quad (3.29)$$

Assim, a tensão de saída fundamental refletida para o primário é dada por (3.30):

$$V'_{of} = \frac{2d\sqrt{2} \cdot V_i}{\pi D} \quad (3.30)$$

3.4.2 Fluxo de Potência

A análise do fluxo de potência pelo modelo fundamental baseia-se semelhantemente a apresentada no modelo real, ou seja, determinar a tensão e corrente eficaz na primário de cada transformador. A partir das tensões fasoriais no primário e secundário (refletido para o primário) determinadas no item anterior, pode-se determinar a corrente fasorial que flui por L_s , e, conseqüentemente, o conteúdo energético processado pelo conversor. A expressão que representa a potência total elétrica processada por cada transformador é dada por (3.31):

$$\vec{S}_{of}(D, \varphi, d) = \vec{V}_{pf} \cdot \vec{I}_{Lsf}^* \quad (3.31)$$

Onde:

\vec{V}_{pf} : Tensão fasorial no primário do transformador;

\vec{I}_{Lsf}^* : Corrente fasorial na indutância de dispersão.

Assim, a componente fundamental da corrente na indutância de dispersão pode ser determinada a partir da equação (3.32):

$$\vec{I}_{Lsf} = \frac{\vec{V}_{pf} \cdot e^{\sigma} - \vec{V}'_{of} \cdot e^{-\varphi}}{j\omega_0 L_s} \quad (3.32)$$

Onde:

$$\sigma = \pi(0,5 - D) \quad (3.33)$$

Substituindo os valores das tensões eficazes (3.28) e (3.30) em (3.32), tem-se:

$$\vec{I}_{Lsf}^* = \frac{2V_n \text{sen}(\sigma) + V_{no} \cdot d \cdot \text{sen}(\varphi)}{\omega_0 L_s} - j \frac{V_{no} \cdot d \cdot \text{cos}(\varphi) - 2V_n \text{cos}(\sigma)}{\omega_0 L_s} \quad (3.34)$$

Onde:

$$V_n = \frac{\sqrt{2}V_i \text{sen}(D\pi)}{D\pi} \quad (3.35)$$

$$V_{no} = \frac{2\sqrt{2} \cdot V_i}{\pi} \quad (3.36)$$

Assim, a potência ativa e reativa do conversor é determinada por (3.37) e (3.38) respectivamente:

$$P_{of}(D, \varphi, d) = 3\text{Re}[(\vec{V}_{pf}) \cdot (\vec{I}_{Lsf}^*)] \quad (3.37)$$

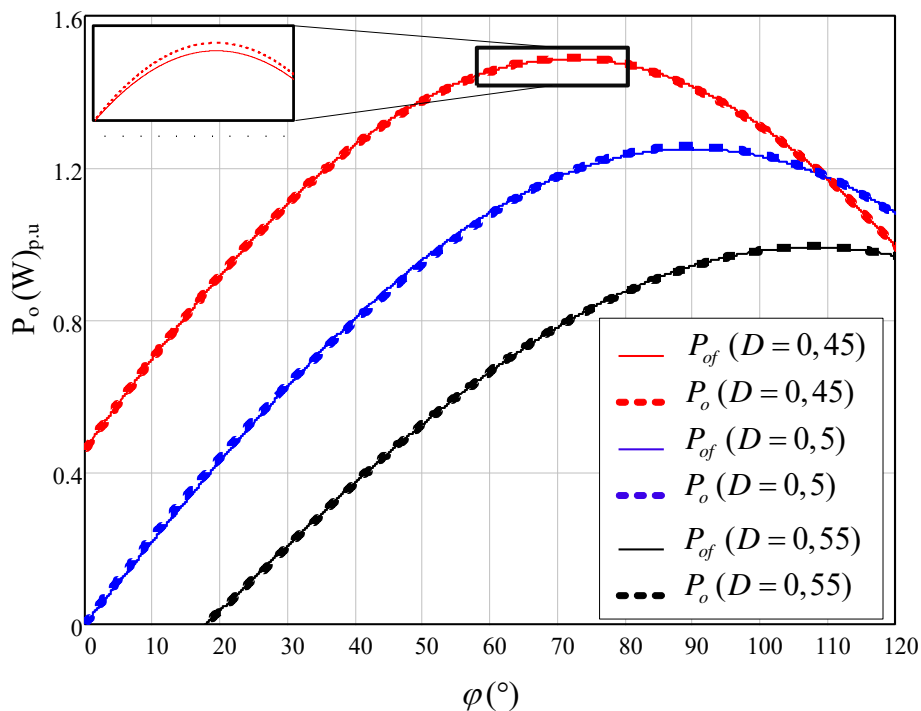
$$Q_{of}(D, \varphi, d) = 3\text{Im}[(\vec{V}_{pf}) \cdot (\vec{I}_{Lsf}^*)] \quad (3.38)$$

O fator de potência pode então ser calculado a partir da razão entre a potência ativa e potência aparente, assim como apresentado em (3.39). Logo:

$$FP_f(D, \varphi, d) = \frac{P_{of}(D, \varphi, d)}{S_{of}(D, \varphi, d)} \quad (3.39)$$

Como forma de validar a modelagem realizada, a Figura 27 apresenta a comparação entre as curvas de potência ativa para a modelagem realizada pelo modelo real e pelo modelo de componentes fundamentais. Como pode-se observar, o comportamento das curvas são equivalentes e pode-se considerar para efeito de projeto ambas as modelagens como válidas. Para a determinação das curvas em p.u considerou-se como potência de base a potência no ponto de operação $P(0.5, 90^\circ, 1)$, ou seja, razão cíclica igual a 0,5, ângulo de PS de 90° e ganho estático unitário ($d = 1$).

Figura 27 – Comparação das curvas de potência obtida entre o modelo real (curvas pontilhadas) e modelo das componentes fundamentais (curvas em linhas contínuas).

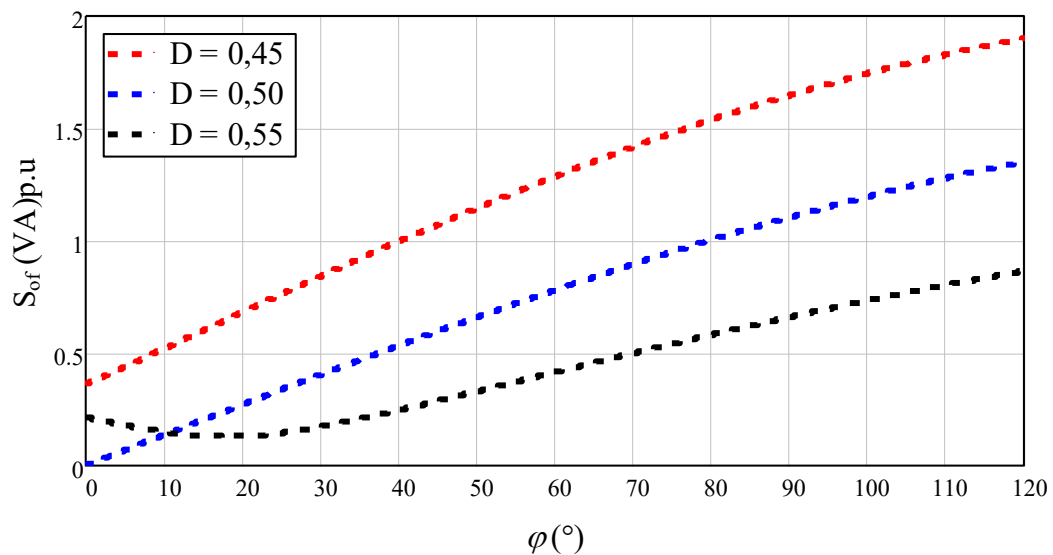


Fonte: Próprio autor

Validada a modelagem pela comparação das curvas de potência apresentadas na Figura 27 pode-se realizar a modelagem de outras variáveis de interesse pela modelagem discutida neste tópico. Neste sentido, a Figura 28 e Figura 29 apresentam o comportamento da

potência aparente e fator de potência obtido através do modelo de componentes fundamentais. Como pode-se observar que a quantidade de conteúdo reativo circulante pelo conversor aumenta consideravelmente com elevados ângulos de PS. Outra observação importante é que para ângulos de PS negativos, ou seja, quando o fluxo de potência dá-se do HVS para o LVS, as curvas de potência apresentam-se simétricas, e portanto, apresenta a mesma magnitude. Deste modo, a determinação destas apresenta-se como ferramenta de análise para definição do ponto ótimo de operação do conversor, onde o mesmo possa operar com menor conteúdo reativo, menores esforços nas chaves e no transformador.

Figura 28 – Curvas de Potência Aparente em p.u



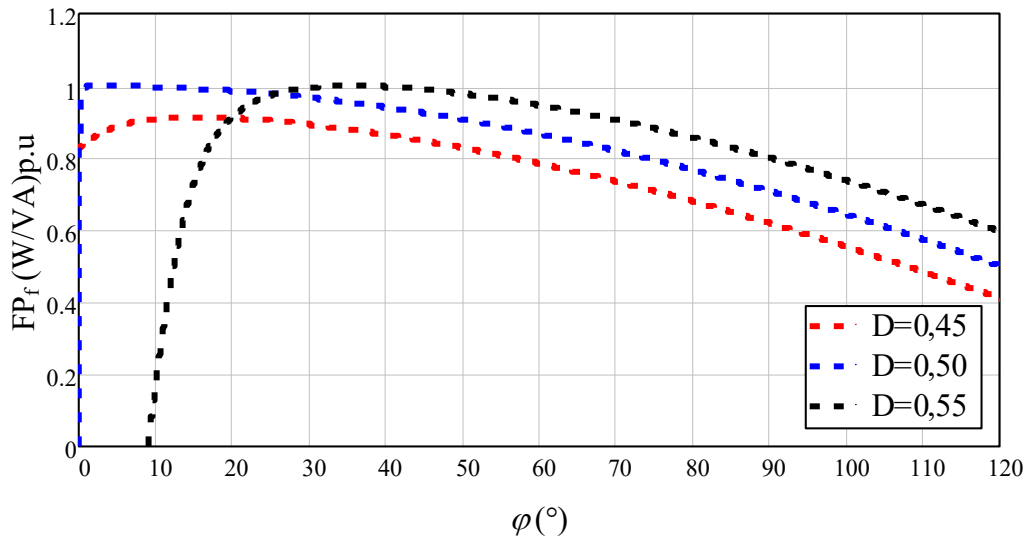
Fonte: Próprio autor

3.5 Caracterização da comutação

A caracterização da comutação dos interruptores é uma importante ferramenta quando trata-se da eficiência das topologias de conversores CC-CC isolados bidirecionais em alta frequência. A busca da comunidade científica em desenvolver conversores com maior potência e melhor eficiência fez com que estudos voltados para a redução das perdas energéticas ganhassem destaque (Peng *et al.*, 2004). Um dos pontos a levar-se em consideração em relação às perdas energéticas em conversores CC-CC é associado à comutação dos interruptores.

Neste sentido, pode-se caracterizar a comutação dos interruptores como dissipativa, ou seja, aquela que por questões da natureza do chaveamento, dissipa energia. Ou ainda, como

Figura 29 – Fator de potência no transformador

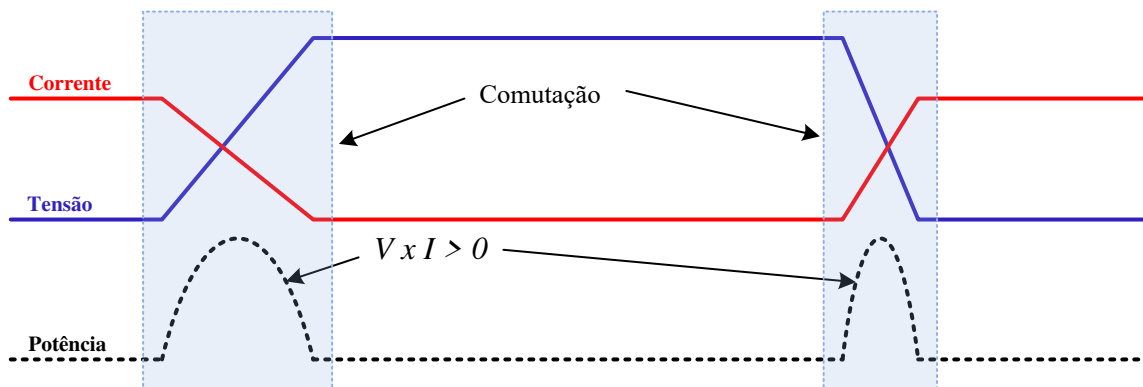


Fonte: Próprio autor

suave ou *soft-switching*, esta que por sua vez, não dissipa energia. Em termos técnicos, pode-se dizer que a comutação suave ocorre quando, durante o período de chaveamento, o produto entre tensão e corrente é nulo (RASHID *et al.*, 1999).

Na Figura 30, pode-se observar que, durante a comutação de um interruptor de potência, há na corrente e tensão um transiente entre um estado e outro, o que na prática produz perda de potência no componente.

Figura 30 – Comutação dissipativa em dispositivos chaveados

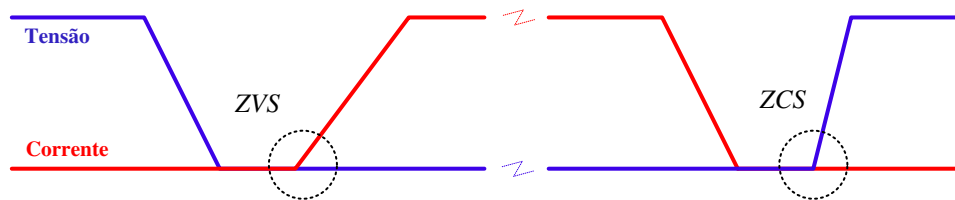


Fonte: Adaptada de (RASHID *et al.*, 1999)

Para que ocorra a comutação suave, o conversor deve funcionar de tal forma a garantir que o transiente de tensão e corrente nos semicondutores durante o ligamento e desligamento não ocorram simultaneamente. Assim, a comutação suave pode caracterizar-se principalmente de

duas formas: Comutação sob tensão nula (do inglês, *zero voltage switching - ZVS*) e comutação sob corrente nula (do inglês, *zero current switching - ZCS*). A comutação ZVS ocorre quando o interruptor conduz somente após o seu completo ligamento, ou seja, após o transiente de tensão. Neste caso, a corrente estaria sendo drenada pelos diodos antiparalelos antes do ligamento. Outra condição que pode ser atendida é a comutação ZCS, em que antes do desligamento integral da chave, a corrente novamente inverte de sentido para que os diodos possam drenar a corrente (MOHAN, 2000). As duas condições podem ocorrer simultaneamente em um período, como pode ser visto na Figura 31, neste caso caracterizando a comutação por tensão e corrente nula (*Zero Voltage Zero Current Switching – ZVZCS*).

Figura 31 – Comutação ZVS e ZCS em dispositivos chaveados



Fonte: Próprio autor

Segundo (DONCKER *et al.*, 1991), o ganho estático do conversor pode ser ajustado através das técnicas de controle para que o conversor possa operar com comutação suave. A mesma técnica é abordada nos trabalhos de (SANTOS *et al.*, 2011), (Wang; Li, 2012) e (Peng *et al.*, 2004), e trata-se, através de modelagem matemática, de definir as regiões em um gráfico de potência, em que o conversor opera com comutação ZVS.

A técnica baseia-se em analisar pontos nas formas de onda da corrente do transformador e nos indutores CC de forma a garantir as condições de comutação suave. Através do auxílio de *softwares* de simulação, pode-se fazer inferências a respeito dessas formas-de-onda e verificar em que condições a comutação suave ocorre. Para o conversor em estudo, observou-se que para os interruptores superiores no primário, a condição para que ocorra comutação ZVS é:

$$i_{Ls}(0) - i_{CC}(0) < 0 \quad (3.40)$$

Ainda no lado primário, a condição para que ocorra comutação ZVS nos interruptores inferiores é dada pela equação (3.41).

$$i_{CC}(2D\pi) - i_{Ls}(2D\pi) < 0 \quad (3.41)$$

Já no lado secundário, devido a razão cíclica ser fixa e igual a 0,5, a condição de comutação ZVS, conforme apresentado (3.42), é a mesma para os interruptores superiores e inferiores.

$$i_{L_s}(\varphi) < 0 \quad (3.42)$$

Com as condições de comutação definidas, pode-se estabelecer os valores de d em que a comutação suave nos interruptores são obedecidas. Assim, substitui-se na equação de potência (3.17), os valores correspondentes de ganho estático que o conversor opera em comutação ZVS. As equações (3.43), (3.44), (3.45), apresentam as expressões que representam os ganhos para que ocorra comutação suave nos interruptores superiores primários, inferiores primários e interruptores no secundário, respectivamente.

$$d_{sup} = \begin{cases} \frac{D[6\pi V_i^2(1-D)L_s + L_{cc}] + \omega L_s L_{cc} P_o(\varphi, d)}{2L_{cc} V_i^2(\pi - 2\varphi + \pi D)}, I \\ \frac{D[6\pi V_i^2(1-D)L_s + L_{cc}] + \omega L_s L_{cc} P_o(\varphi, d)}{2L_{cc} V_i^2(\pi - 2\varphi + \pi D)}, II \\ \frac{6\pi V_i^2(D-1)(L_{cc} + DL_s) - \omega DL_s L_{cc} P_o(\varphi, d)}{2L_{cc} V_i^2(2\varphi - 2\pi + \pi D)}, III \\ \frac{6\pi V_i^2(D-1)(L_{cc} + DL_s) - \omega DL_s L_{cc} P_o(\varphi, d)}{2L_{cc} V_i^2(2\varphi - 2\pi + \pi D)}, IV \\ \frac{18\pi V_i^2(D-1)(L_{cc} + DL_s) - 3\omega DL_s L_{cc} P_o(\varphi, d)}{2L_{cc} V_i^2(12\varphi - 8\pi + 3\pi D)}, V \\ \frac{18\pi V_i^2(D-1)(L_{cc} + DL_s) - 3\omega DL_s L_{cc} P_o(\varphi, d)}{2L_{cc} V_i^2(12\varphi - 8\pi + 3\pi D)}, VI \\ \frac{3D[6\pi V_i^2(1-D)L_s + L_{cc}] + \omega L_s L_{cc} P_o(\varphi, d)}{2L_{cc} V_i^2(5\pi - 12\varphi + 3\pi D)}, VII \\ \frac{3D[6\pi V_i^2(1-D)L_s + L_{cc}] + \omega L_s L_{cc} P_o(\varphi, d)}{2L_{cc} V_i^2(5\pi - 12\varphi + 3\pi D)}, VIII \end{cases} \quad (3.43)$$

$$d_{inf} = \begin{cases} \frac{3D[6\pi V_i^2[(1-D)L_s] + L_{cc} - \omega L_s L_{cc} P_o(\varphi, d)]}{2L_{cc} V_i^2(7\pi + 12\varphi - 27\pi D)}, I \\ \frac{D[6\pi V_i^2[(1-D)L_s - L_{cc}] + \omega L_s L_{cc} P_o(\varphi, d)]}{2L_{cc} V_i^2(\pi + 2\varphi - 5\pi D)}, II \\ \frac{6\pi V_i^2(1-D)(L_{cc} + DL_s) - \omega DL_s L_{cc} P_o(\varphi, d)}{2L_{cc} V_i^2(2\varphi - 3\pi D)}, III \\ \frac{6\pi V_i^2(1-D)(L_{cc} + DL_s) - \omega DL_s L_{cc} P_o(\varphi, d)}{2L_{cc} V_i^2(2\varphi + 4\pi - 5\pi D)}, IV \\ \frac{3[6\pi V_i^2(D-1)(L_{cc} + DL_s) + \omega DL_s L_{cc} P_o(\varphi, d)]}{2L_{cc} V_i^2(12\varphi + 4\pi - 21\pi D)}, V \\ \frac{6\pi V_i^2(1-D)(L_{cc} + DL_s) - \omega DL_s L_{cc} P_o(\varphi, d)}{2L_{cc} V_i^2(2\varphi - 3\pi D)}, VI \\ \frac{3D[6\pi V_i^2[(1-D)L_s + L_{cc}] + \omega L_s L_{cc} P_o(\varphi, d)]}{2L_{cc} V_i^2(5\pi + 6\varphi - 15\pi D)}, VII \\ \frac{3D[6\pi V_i^2[(1-D)L_s + L_{cc}] + \omega L_s L_{cc} P_o(\varphi, d)]}{2L_{cc} V_i^2(7\pi + 12\varphi - 27\pi D)}, VIII \end{cases} \quad (3.44)$$

$$d_{sec} = \begin{cases} -\frac{9\varphi-9\pi D}{5\pi-3\pi D}, I & -\frac{3\varphi-3\pi D}{\pi-\varphi+\pi D}, II \\ -\frac{3\varphi-3\pi D}{\pi-\varphi+\pi D}, III & \frac{3D-3}{D-2}, IV \\ -\frac{9\varphi-9\pi D}{4\pi+3\varphi-3\pi D}, V & -\frac{9\varphi-9\pi D}{2\pi+3\pi D}, VI \\ -\frac{3\varphi-3\pi D}{\pi+\pi D}, VII & -\frac{9\varphi-9\pi D}{4\pi+3\varphi-3\pi D}, VIII \end{cases} \quad (3.45)$$

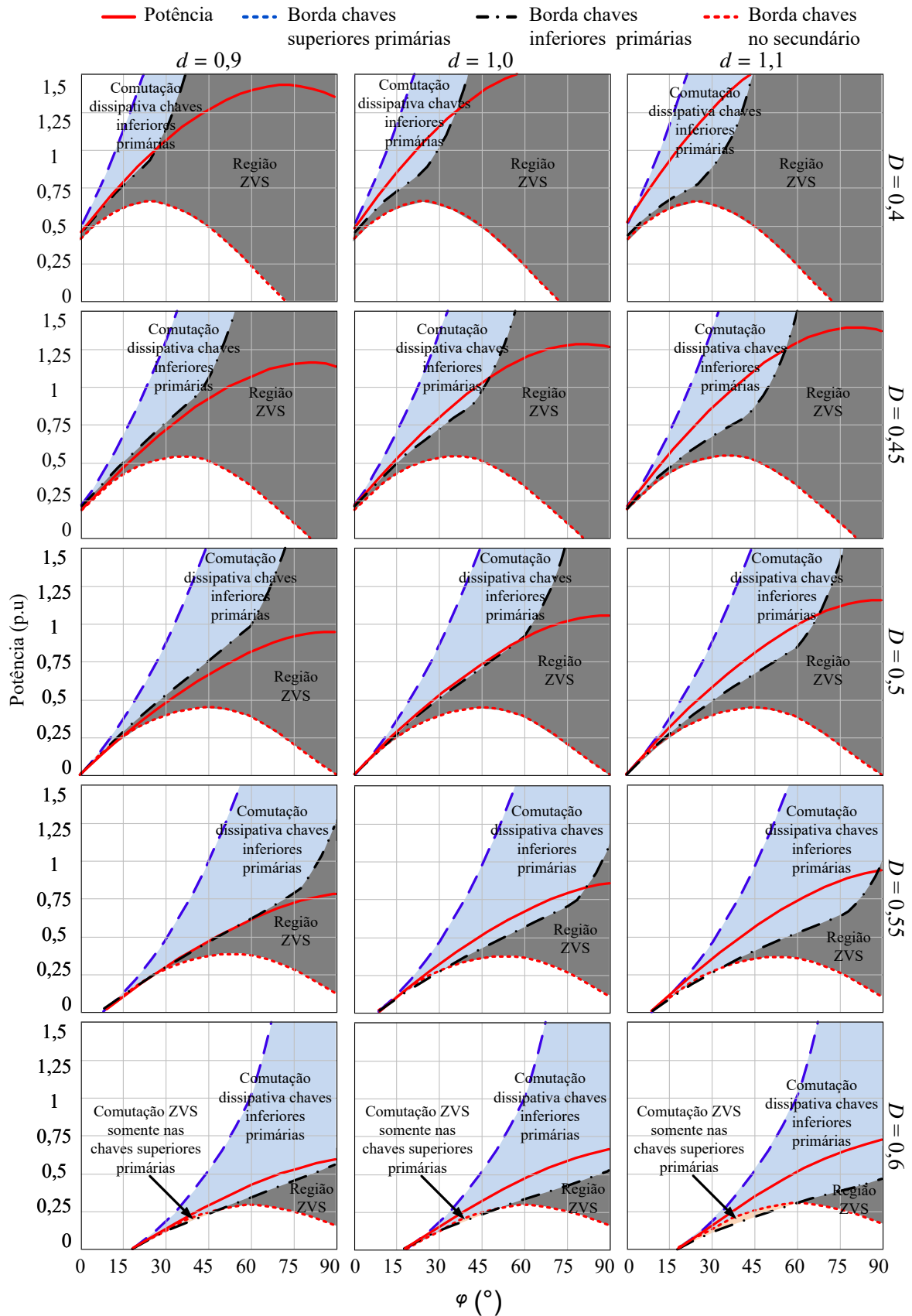
Com isso, constroem-se as denominadas curvas de bordas, ou seja, curvas que delimitam em um gráfico de potência as regiões entre a comutação dissipativa e a comutação suave. Dessa forma, pela análise gráfica dessas curvas, definem-se as regiões ideais de operação do conversor para o mesmo operar com comutação ZVS. A análise é realizada considerando condições de operação diferentes, e assim, observar a tendência de comutação suave para diferentes valores de PS, D e d . Neste sentido é apresentado na Figura 32 as curvas de borda para o conversor operando em condições distintas de operação.

Como pode-se observar, as curvas apresentadas possuem bem definidas as regiões de operação do conversor onde ocorre a comutação ZVS. Pode-se então, a partir destas curvas, observar o comportamento da comutação dos interruptores quando variam-se os parâmetros de controle do conversor. Deste modo, para fazer inferências sobre tal comportamento, realizou-se a modelagem matemática gráfica destas curvas para 15 estados de operação distintos, de modo que a partir destas, o projetista pode realizar inferências sobre as tendências de comutação ZVS quando varia-se os parâmetros de controle. Assim, de modo a compreender de forma genérica todas as regiões de operação do conversor, definiu-se variar o ganho estático d (0,9; 1,0; 1,1) e a razão cíclica (0,4; 0,45; 0,5; 0,55; 0,6).

A análise dos gráficos é realizada da seguinte forma: Quando a curva de potência (curva contínua em vermelho) está dentro da região ZVS (região em cinza), infere-se que todos os interruptores do conversor estão operando com comutação do tipo ZVS. Quando a curva de potência está na região entre as curvas de borda das chaves superiores e inferiores primárias (região em azul), os interruptores inferiores no primário estão em comutação dissipativa. Já a região em amarelo, representa a condição de operação em que caracteriza-se comutação ZVS apenas nas chaves superiores no primário. A análise deste trabalho das curvas de borda será dividida em relação à posição das chaves do conversor, ou seja, será avaliado a condição de comutação para as chaves superiores primárias inicialmente, e, em sequência, as chaves inferiores primárias e chaves no secundário.

Para as chaves superiores no primário, observa-se que em todos os estados de

Figura 32 – Curvas de borda para o conversor proposto em p.u



Fonte: Próprio autor

operação apresentados possui a comutação do tipo ZVS. Isso pode ser verificado tendo em vista que, para todos os estados de operação, a curva de potência para toda a faixa de PS apresenta-se abaixo da curva de borda das chaves superiores primárias. Também observa-se que, para ângulos de PS menores, maior a proximidade da curva de potência da região de borda, o que implica que para garantir a comutação ZVS neste grupo de chaves, é interessante que o conversor opere com ângulos de PS maiores, ou seja, acima de 30° para $D < 0,55$ e acima de 45° para D entre 0,55 e 0,66.

Já para as chaves inferiores no primário as condições de comutação ZVS são mais restritas quando comparadas com as chaves superiores. Para que ocorra comutação ZVS para toda a faixa de PS verifica-se que apenas na condição de $d=0,9$ e razão cíclica entre 0,45 e 0,5 toda a curva de potência apresenta-se abaixo da curva de borda das chaves inferiores primárias. Outra observação trata-se do fato que para $D > 0,55$ praticamente em toda a faixa de PS a curva de potência apresenta-se acima da curva de borda, e, portanto, apresenta-se em comutação dissipativa. Já para outros estados de operação, como para $(D=0,45; d=1)$ e $(D=0,45; d=1,1)$, verifica-se que a região de comutação suave é atendida apenas para valores de PS mais elevados.

Finalmente, para as chaves no lado secundário, não existe uma distinção de chaves superiores e inferiores tendo em vista que no lado secundário a modulação é realizada de modo a que todas as chaves possuam a razão cíclica fixa em 0,5. Analisando as curvas de borda, observa-se que em praticamente todos os estados de operação apresentados e para toda a faixa de PS, a curva de potência apresenta-se acima da curva de borda associada e portanto, as chaves operam em comutação ZVS. Salienta-se que, assim como para as chaves superiores primárias, verifica-se que para ângulos pequenos de PS observa-se uma proximidade da curva de potência com a curva de borda, e portanto, o conversor opera em condições limiares entre comutação suave e dissipativa.

3.6 Modelo dinâmico da topologia

3.6.1 *Planta da malha de corrente*

O LVS do conversor pode ser entendido como a associação de seis conversores *boost* em paralelo. Deste modo o controle da corrente em cada indutor pode ser equivalente ao controle convencional de uma planta do conversor *boost*. Considerando que a planta do conversor *boost* é amplamente difundida da literatura, como apresentada em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007),

tem-se a função de transferência que relaciona a corrente em um indutor e a razão cíclica:

$$G_{iL} = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_i}{D_0} \cdot \frac{1}{sL_1} \quad (3.46)$$

Onde:

V_i : Tensão no banco de baterias

D_0 : Razão cíclica nominal

3.6.2 Modelo da planta de tensão pela teoria do gyrator

A modelagem da planta da malha de tensão do barramento CC é realizada pelo modelo de *gyrator*. A modelagem por *gyrator* consiste em representar o conversor por um circuito elétrico simples, refletindo todos os elementos para um dos lados do conversor e relacionando-os com o seu dual (fonte de tensão em fonte de corrente, resistência em condutância, capacitância em indutância e etc.) através do coeficiente girostático (SANTOS *et al.*, 2011). Portanto, para o controle da tensão do barramento, a corrente deste foi relacionada com a tensão do LVS, como mostra (3.47), onde g é o coeficiente girostático.

$$I_o = g \cdot V_g \quad (3.47)$$

A corrente na saída do conversor CC-CC, ou seja, a corrente do barramento de alta tensão, pode ser obtida através das equações de potência obtidas e apresentadas no Capítulo 3. Assim, através da equação de potência referentes a região II de operação (região de operação nominal) pode-se através de algumas manipulações matemáticas, relacionar a tensão no barramento no LVS com a corrente na saída do conversor. Como apresentado a seguir:

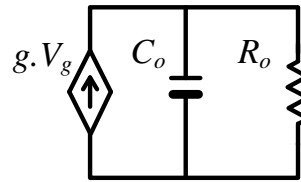
$$I_o = \left[\frac{1}{2d\omega L_s n} (2D\varphi - 2\pi D^2 + 2\pi D - \frac{\varphi^2}{\pi} + \frac{\varphi}{3} + \frac{\pi}{6}) \right] \cdot V_g \quad (3.48)$$

Assim, relacionando as equações (3.47) e (3.48) pode-se determinar o ganho girostático g .

$$g = \frac{1}{2d\omega L_s n} (2D\varphi - 2\pi D^2 + 2\pi D - \frac{\varphi^2}{\pi} + \frac{\varphi}{3} + \frac{\pi}{6}) \quad (3.49)$$

Portanto, o circuito equivalente do conversor com relação ao controle de tensão da V_o é mostrado na Figura 33. Analisando-se o circuito, verifica-se que o controle de tensão é realizado através da fonte de corrente formada pelo produto do coeficiente girostático g e a tensão sobre o LVS. Nota-se também, a partir de (3.49), que o coeficiente girostático depende da razão cíclica do LVS e do ângulo de PS.

Figura 33 – Modelo simplificado pela teoria do gyrator



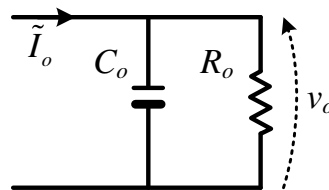
Fonte: Próprio autor

Para metodologia apresentada pela teoria de *gyrator*, considerando o caráter não-linear da fonte de corrente, é necessário linearizá-la no ponto de operação do conversor ($\varphi = \varphi_0$ e $D = D_0$). Assim tem-se o ganho do coeficiente girostático linearizado:

$$\frac{\partial I_o}{\partial \varphi_o} = G_{gy}(s) = \frac{1}{2d\omega L_s n} \left(2D_o - \frac{2\varphi_o}{\pi} + \frac{1}{3} \right) \quad (3.50)$$

Deste modo, após a linearização, pode-se determinar o circuito equivalente linearizado. Assim tem-se:

Figura 34 – Circuito equivalente linearizado



Fonte: Próprio autor

A equação diferencial que determina o comportamento dinâmico do circuito apresentado é dada por:

$$\tilde{I}_o = C_o \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R_o} \quad (3.51)$$

Aplicando a transformada de Laplace em 3.51 tem-se a função de transferência da planta de tensão, que representa a impedância vista pela corrente linearizada.

$$\frac{V_o(s)}{I_o(s)} = G_v(s) = \frac{R_o}{R_o \cdot C_o s + 1} \quad (3.52)$$

4 PROCEDIMENTO DE PROJETO

Neste capítulo serão apresentados as especificações de projeto assim como os valores nominais assumidos para o projeto e validação do conversor. Em um segundo momento serão apresentados os cálculos para determinação das principais variáveis e componentes do circuito de potência. Por fim, será apresentado a modelagem e dimensionamento do sistema de controle, apresentando portanto, a estratégia de controle implementada, a modelagem das malhas de controle e o projeto dos compensadores discretos.

4.1 Especificações e Valores Assumidos

As especificações e valores assumidos, Tabela 1 e Tabela 2, para validação do modelo, são realizados de modo que o conversor possua a funcionalidade de conectar um banco de baterias a um barramento de tensão CC.

Tabela 1 – Especificações para exemplo de projeto

Tensão de entrada (V_i)	42V - 56V
Tensão de saída (V_o)	400V
Potência de saída (P_o)	3,5kW

Tabela 2 – Valores assumidos para exemplo de projeto

Frequência de chaveamento (f_s)	20 kHz
Ondulação de corrente nos indutores CC	20%
Razão cíclica nominal (D)	0,5
Ganho estático (d)	1
<i>Phase-Shift</i> (φ)	30°

A tensão de entrada é baseada em um banco de baterias configurado a apresentar uma faixa de tensão entre 42V e 56V (4 baterias em série). Esta faixa de tensão é delimitada pelas condições de estado de carga (descarregada e tensão de flutuação) de baterias estacionárias comerciais com tensão nominal de 12V. Assim, considera-se configurar para a razão cíclica nominal de operação ($D=0,5$) a tensão nominal do banco de baterias, de modo a possibilitar, em caso de variação de tensão, que o conversor ajuste a razão cíclica de modo a permiti-lo operar nas faixas delimitadas na modelagem (1/3;2/3) apresentada no capítulo anterior. Na saída, a tensão escolhida é justificada pela utilização de 400V como sendo a tensão mais comum e utilizada na conexão CC de inversores em aplicações conectadas à rede elétrica (ZHAO *et al.*, 2011).

A razão cíclica de 0,5, juntamente com o ganho d unitário, é utilizada tendo em vista que estes permitem ao conversor operar em uma ampla faixa de comutação suave para as pontes de entrada e saída (embora no primário as chaves inferiores operem perto da região limite de comutação dissipativa).

O ângulo de PS utilizado é baseado na análise do capítulo anterior. Como discutido, o ângulo PS não pode assumir valores baixos tendo em vista que o conversor opera em regiões próximas ao limite de comutação dissipativa e, por outro lado, quando para valores altos, o conversor perde eficiência devido à redução do FP. Dessa forma, assume-se o compromisso de valores de PS compreendidos entre $15^\circ < \varphi < 45^\circ$.

4.2 Cálculo dos Componentes do Conversor

4.2.1 Indutores CC

O dimensionamento dos indutores CC está intimamente ligado a que tipo de fonte de energia usa-se em série com estes na entrada do conversor. Dependendo da aplicação, os esforços relacionados aos picos de corrente na fonte podem ser uma grande desvantagem, tendo em vista que estas diminuem a vida útil do componente (CHA *et al.*, 2009).

Um dos parâmetros que devem ser analisados para o dimensionamento desses indutores é a corrente média. Como apresentado na Figura 10, a fonte de tensão de entrada está conectada a seis indutores CC. Dessa forma, a corrente média em cada indutor CC I_{cc} é 1/6 da corrente média I_i drenada pelo banco de baterias de tensão V_i . Assim tem-se:

$$I_{cc} = \frac{1}{6} I_i \quad (4.1)$$

Pela teoria dos circuitos, sabe-se que a corrente na fonte I_i pode ser representada pela razão entre a potência P_i e a tensão V_i da fonte. Logo, tem-se:

$$I_{cc} = \frac{1}{6} \frac{P_i}{V_i} \quad (4.2)$$

Uma das características do conversor proposto é que este, devido ao acoplamento de indutores em série com a entrada, evita picos elevados de corrente. Dessa forma, a partir do valor da corrente na indutância CC, pode-se determinar a partir de (4.3), a ondulação de corrente

ΔI_{cc} (amplitude entre a mínima e a máxima corrente) no indutor. A ondulação é um número adimensional que geralmente é apresentado como a porcentagem do valor médio de projeto.

Assim:

$$\Delta I_{cc} = 20\% \cdot I_{cc} \quad (4.3)$$

Assim, em um indutor CC, durante o período de carregamento tem-se a seguinte expressão:

$$V_{L_{cc}} = V_i = L_{cc} \frac{\Delta I_{cc}}{\Delta T_{cc}} \quad (4.4)$$

A variável ΔI_{cc} representa a amplitude da ondulação na corrente do indutor CC. O ΔT_{cc} representa o intervalo de tempo de carregamento da indutância. Logo, pela observação da Figura 19, nota-se que a indutância CC carrega-se em um intervalo $(1 - D)T_s$. Logo tem-se:

$$\Delta T_{cc} = (1 - D) T_s \rightarrow \Delta T_{cc} = \frac{(1 - D)}{f_s} \quad (4.5)$$

Substituindo a equação (4.5) em (4.4), tem-se a equação (4.6), que representa expressão que determina o valor da indutância nos indutores CC:

$$L_{cc} = \frac{V_i(1 - D)}{\Delta I_{cc} \cdot f_s} \quad (4.6)$$

Logo, substituindo as considerações e especificações de projeto em (4.6) tem-se o valor mínimo das indutâncias CC.

$$L_{cc} = \frac{V_i(1 - D)}{\Delta I_{cc} \cdot f_s} \rightarrow L_{cc} = \frac{48(1 - 0,5)}{(0,61)(20 \cdot 10^3)} \rightarrow L_{cc} = 500 \mu H \quad (4.7)$$

A corrente média que circula através de cada indutor e no banco de baterias é dado nas equações (4.8) e (4.9) respectivamente:

$$I_{cc} = \frac{P_i}{6V_i} \rightarrow I_{cc} = \frac{3500}{(6)(48)} \rightarrow I_{cc} = 12,15A \quad (4.8)$$

$$I_i = 6 \cdot I_{cc} \rightarrow I_i = 6 \cdot (12,15) \rightarrow I_i = 72,92A \quad (4.9)$$

4.2.2 Capacitores de filtragem

O dimensionamento dos capacitores de grampeamento e de filtro de saída é determinado pelo fluxo de energia circulante no capacitor durante sua carga e descarga (VELA *et al.*, 2017). Deste modo, pode-se determinar as capacitâncias pela seguinte equação:

$$C = \frac{2P\Delta t}{V_{max}^2 - V_{min}^2} \quad (4.10)$$

Onde:

$$\Delta t = \frac{1}{6}T_s \quad (4.11)$$

Logo, considerando a tensão mínima como 95% da máxima, em ambas as capacitâncias C_g e C_o têm-se:

$$C_{g,min} = \frac{2(3500) \left(\frac{50\mu}{6} \right)}{(96)^2 - (96.0,95)^2} \rightarrow C_{g,min} = 65\mu F \quad (4.12)$$

$$C_g = 600\mu F \quad (4.13)$$

$$C_{o,min} = \frac{2(3500) \left(\frac{50\mu}{6} \right)}{(400)^2 - (400.0,95)^2} \rightarrow C_{g,min} = 3,7\mu F \quad (4.14)$$

$$C_o = 470\mu F \quad (4.15)$$

4.2.3 Relação de transformação do transformador

A relação de transformação do transformador é determinada através da tensão nos barramentos no LVS e HVS e do ganho estático d . Deste modo, tem-se:

$$d = \frac{DV_o}{2nV_i} \rightarrow n = \frac{DV_o}{2dV_i} \rightarrow n = \frac{(0,5)(400)}{2(1)(48)} \rightarrow n = 2,08 \quad (4.16)$$

4.2.4 Cálculo da indutância de transferência de energia

Com a modelagem realizada para os parâmetros de projeto assumidos, o conversor irá operar em regime permanente no limite entre a região II e III. Assim, a partir da equação de potência (3.14), representada pela equação referente à região II, determinou-se a indutância de transferência de energia de cada transformador monofásico:

$$P_o(\varphi, D, d) = \frac{2V_g^2 d}{\omega L_s} \left(2D\varphi - 2\pi D^2 + \frac{2\pi D}{3} - \frac{\varphi^2}{\pi} + \frac{\varphi}{3} + \frac{\pi}{6} \right) \quad (4.17)$$

$$L_s = \frac{2V_g^2 d}{\omega P_o(\varphi, D, d)} \left(2D\varphi - 2\pi D^2 + \frac{2\pi D}{3} - \frac{\varphi^2}{\pi} + \frac{\varphi}{3} + \frac{\pi}{6} \right) \quad (4.18)$$

$$L_s = \frac{2(96)^2 1}{(2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^3)(3500)} \left(0,524 - 2\pi(0,5)^2 + \frac{2\pi(0,5)}{3} - \frac{0,524^2}{\pi} + \frac{0,524}{3} + \frac{\pi}{6} \right) \quad (4.19)$$

$$L_s = 25,6 \mu H \quad (4.20)$$

4.3 Sistema de Controle

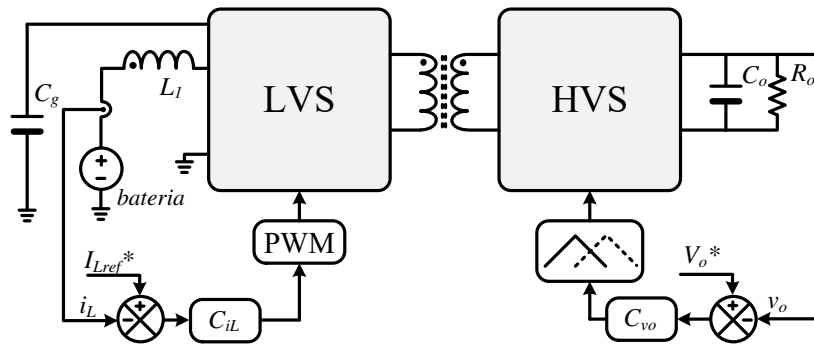
Nesta seção, será realizada a análise detalhada do sistema de controle implementado no conversor proposto. Será apresentada a modelagem da malha de corrente nos indutores CC do conversor assim como a malha de controle da tensão de saída no barramento CC de alta tensão. Em ambas as malhas de controle são apresentadas o diagrama de blocos assim como a descrição e modelagem de cada bloco de controle.

A Figura 49 apresenta o diagrama de controle do conversor CC-CC, como pode-se observar, o sistema apresenta basicamente duas malhas de controle: uma malha para balanceamento das correntes nos indutores CC através do ajuste da razão cíclica nos interruptores localizados no lado de baixa tensão ou LVS e outra responsável em regular a tensão do barramento no capacitor C_g através do ajuste do ângulo do PS na ponte no HVS.

4.3.1 Malha de corrente nos indutores CC

A malha de corrente dos indutores CC intercalados é representada pelo diagrama de blocos apresentado na Figura 36. A estrutura da malha é composta pelos blocos referentes ao

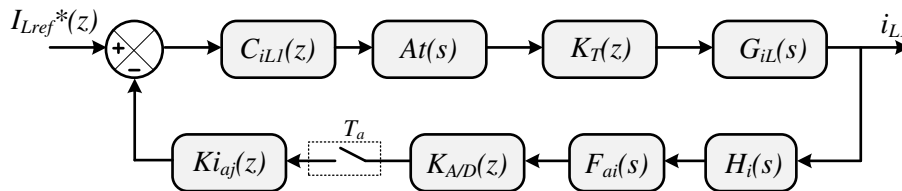
Figura 35 – Diagrama do sistema de controle implementado



Fonte: Próprio autor

controlador, planta, filtro e ganhos da malha de realimentação. Como já comentado, esta malha realiza o balanceamento da corrente nos indutores intercalados através do ajuste da razão cíclica nos interruptores no LVS. Tal estratégia de controle para a malha de corrente é importante tendo em vista que, em caso de desequilíbrio nas correntes dos indutores intercalados pode induzir o aparecimento de componente CC na corrente nos transformadores de alta frequência, e, assim, levá-los à perda de rendimento ou saturação magnética.

Figura 36 – Diagrama de blocos simplificado da malha de controle de balanceamento das correntes nos indutores intercalados



Fonte: Próprio autor

Onde:

$C_{il1}(z)$: Compensador da malha de corrente;

$A_t(s)$: Atraso computacional;

$K_T(z)$: Ganho da portadora digital;

$G_{iL}(s)$: Planta de corrente;

$H_i(s)$: Ganho de sensoriamento da malha de corrente;

$F_{ai}(s)$: Filtro anti-aliasing;

$K_{A/D}(z)$: Ganho do conversor A/D;

$K_{iaj}(z)$: Ganho de ajuste.

A estratégia de controle baseia-se em realizar a medição da corrente dos seis indutores intercalados e aplicá-las em seis malhas independentes, gerando assim os sinais PWM para cada braço do conversor no LVS de forma independente. Assim, serão realizadas seis leituras de corrente, em seis malhas de realimentação distintas. A malha de realimentação é projetada de modo a possuir ganho unitário a partir do ajuste de ganho digital realizado dentro do microprocessador.

4.3.1.1 Referência da malha de corrente

Como já apresentado em seções anteriores, o conversor possui característica de fonte de corrente devido ao acoplamento dos indutores em série com as baterias no LVS. Deste modo, pode-se entender que a potência processada pelo conversor pode ser controlada pelo controle da corrente em cada indutor. Entretanto, devido às características dinâmicas dos elementos passivos do conversor, estas podem apresentar-se desbalanceadas e conseqüentemente podem comprometer o equilíbrio da corrente nos transformadores.

Apesar de cada malha controlar apenas a corrente de um indutor, a referência empregada em todas as malhas citadas é a mesma. Considerando que a corrente média nos indutores varia de acordo com a potência processada pelo conversor, a referência da malha de controle deve ser variável, e responsável apenas pelo balanceamento das mesmas quando houver variação de potência processada através da variação da razão cíclica nos interruptores no LVS. Deste modo, a referência I_{Lref}^* adotada é a média da corrente drenada pelos seis indutores. Logo, tem-se:

$$I_{Lref}^* = \frac{I_{L1} + I_{L2} + I_{L3} + I_{L4} + I_{L5} + I_{L6}}{6} \quad (4.21)$$

4.3.1.2 Atraso computacional

Considerando que é empregado um microcontrolador para realização da rotina de controle, no caso um DSP (*Digital Signal Processor*), um atraso deve ser considerado no projeto da malha de controle. Em sistemas digitais em que o processamento é realizado em comandos de código sequenciais, o período de amostragem dos sinais processados representa um atraso dinâmico na malha de controle. Deste modo, considerando que a frequência de amostragem adotada é igual à frequência de chaveamento, pode-se através da aproximação de primeira ordem

de Padé (FILHO, 2015), representar o atraso computacional para a malha em estudo:

$$A_t(s) = \frac{1}{1 + sT_a} \quad (4.22)$$

Onde:

T_a : Período de amostragem.

4.3.1.3 Portadora Digital

Como citado no item anterior, o processamento da rotina de controle dá-se por meio de um DSP (*Digital Signal Processor*). Consultando o *datasheet* do dispositivo (TMS320F2837xD Dual-Core Delfino C2000) pode-se determinar a amplitude do sinal da portadora e portanto, o ganho associado. Considerando a frequência de chaveamento $f_s = 20\text{kHz}$ e a frequência do *clock* do contador digital do DSP ($f_{TBPRD}=100\text{MHz}$) pode-se determinar a amplitude do sinal da portadora:

$$pico,tri = \frac{1}{2} \cdot \frac{f_{TBPRD}}{f_s} \rightarrow pico,tri = 2500 \quad (4.23)$$

Logo o ganho da portadora digital é dado por:

$$K_T = \frac{1}{pico,tri} \rightarrow K_T = \frac{1}{2500} \quad (4.24)$$

4.3.1.4 Sensoriamento

O sensoriamento da malha de corrente pode ser analisado em duas etapas: o sensor e o condicionamento de sinal. O sensor é entendido como o transdutor que realiza a amostragem de uma grandeza (no caso, corrente elétrica) e apresenta em sua saída um sinal geralmente proporcional em relação à medida (ou com alguma relação matemática). Para o sistema em estudo, o sensor da LEM (HO-25/SPN) é utilizado para realizar o sensoriamento da corrente nos indutores. As especificações técnicas do sensor são apresentadas na Tabela 3.

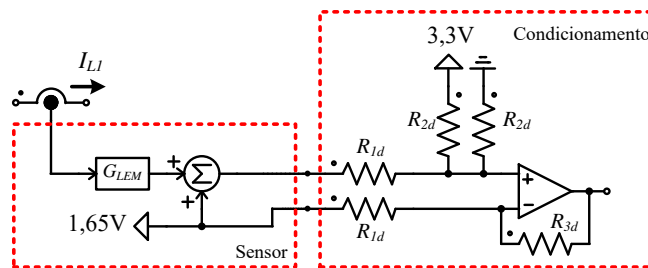
O condicionamento de sinal é utilizado para garantir que o A/D faça apenas leitura de sinal com nível de tensão positiva e proporcionar ganho ao sinal na saída do sensor. Tendo em vista que o fundo de escala do sensor (62,5 A) é consideravelmente maior que a corrente máxima

Tabela 3 – Especificações do sensor LEM (HO-25/SPN)

Tensão de alimentação	3,3 V
Corrente Eficaz	25 A
Corrente de pico (Ip)	62,5 A
Variação da tensão de saída para (Ip)	1,15 V
Corrente de pico mínima (-Ip)	-62,5 A
Variação da tensão de saída para (-Ip)	-1,15 V
Ganho do sensor	0,0184

nos indutores (em torno de 150% da nominal, 20,05 A) um amplificador diferencial ajusta os valores máximo e mínimo de leitura de corrente ao fundo de escala do conversor A/D. Assim para o máximo valor de corrente lida, o A/D terá em sua entrada o valor de 3,3V e o mínimo valor de corrente lida será lido pelo A/D tensão de 0V. Deste modo, a Figura 37 apresenta o esquemático do circuito de sensoriamento (sensor e condicionamento).

Figura 37 – Esquemático do circuito de sensoriamento



Fonte: Próprio autor

Assim o ganho do circuito diferencial, para atender aos critérios e especificações da leitura correta do A/D, como já descrita anteriormente deve ser de:

$$G_{cond} = \frac{(3,3 - 1,65)}{G_{LEM} \cdot 1,5(i_{Lmax})} \rightarrow G_{cond} = 4,48 \quad (4.25)$$

Considerando que o ganho do diferencial é dado razão entre o valor da resistência $R_{3d}=10k\Omega$ e $R_{1d}=2,2k\Omega$, tem-se:

$$G_{cond} = \frac{R_{3d}}{R_{1d}} \rightarrow G_{cond} = 4,54 \quad (4.26)$$

Assim o ganho de sensoriamento é dado pelo produto do ganho do sensor e do ganho do circuito de condicionamento. Logo:

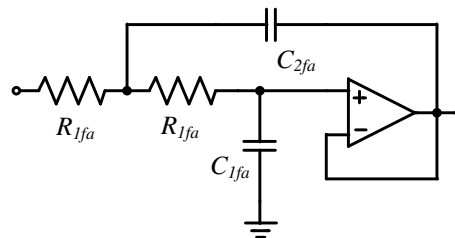
$$H_i(s) = G_{cond} \cdot G_{LEM} \rightarrow H_i(s) = 8,35 \cdot 10^{-2} \quad (4.27)$$

4.3.1.5 Filtro anti-aliasing

A leitura do sensor pode ser considerada uma amostra de baixa amplitude do sinal lido, entretanto, dependendo da aplicação é possível que harmônicos do sinal de leitura e possíveis ruídos interfiram no correto processamento do sinal. Em aplicações como em eletrônica de potência, são característicos harmônicos nos sinais lidos pelos sensores na frequência de chaveamento e seus múltiplos, além de ruídos. Deste modo, para o correto processamento de sinal, faz-se necessária a utilização de filtros passa-baixa para eliminar tais inconvenientes. Tais filtros, nestas aplicações são conhecidos também como filtros *anti-aliasing*.

No caso da malha em estudo, o controle de corrente dá-se pela corrente média lida em cada indutor. Logo, como apresentado nas formas de onda em itens anteriores, a corrente nos indutores possui componentes harmônicas em torno da frequência de chaveamento (20kHz). Assim, o projeto do filtro é realizado de modo a deixar passar apenas a componente de baixa frequência do sinal lido, ou seja, o seu valor médio. Assim, considera-se a frequência de corte do filtro de segunda ordem (ver Figura 38) em torno de uma década abaixo da frequência de chaveamento ($f_{cfi}=2\text{kHz}$) e fator de amortecimento de 0,7.

Figura 38 – Esquemático do circuito de sensoriamento



Fonte: Próprio autor

A frequência de corte do filtro e o fator de amortecimento são determinados em (4.29) e respectivas equações:

$$f_{cfi} = \frac{1}{2\pi R_{1fa} \sqrt{C_{1fa} \cdot C_{2fa}}} \quad (4.28)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{C_{1fa}}{C_{2fa}}} \quad (4.29)$$

Logo, a partir das considerações apresentadas, os componentes do filtro *anti-aliasing* utilizado é dado pela tabela abaixo:

Tabela 4 – Valores dos componentes do *filtro-aliasing*

R_{1fa}	56k
C_{1fa}	1 nF
C_{2fa}	2,2 nF
Frequência de Corte do filtro (f_{cfi})	1916 Hz

A partir dos valores determinados, pode-se então determinar a função de transferência do referente filtro:

$$F_{ai}(s) = \frac{1}{(C_{1fa} \cdot C_{2fa} \cdot R_{1fa}^2) s^2 + (2R_{1fa} \cdot C_{2fa}) s + 1} \quad (4.30)$$

4.3.1.6 Conversão A/D

A manipulação das variáveis de controle é realizada por iterações entre grandezas de natureza digital. Entretanto, os sensores que realizam leitura de grandezas como corrente e tensão, a fazem de forma analógica. Deste modo, é necessário realizar a conversão do sinal analógico para o seu equivalente discreto, de forma que o microprocessador possa realizar sua leitura e conseqüentemente manipulá-lo. Assim, dispositivos como os DSPs, já citados anteriormente, já possuem integrados em sua estrutura de hardware um conversor analógico digital (conversor A/D).

A conversão A/D é realizada de forma a armazenar e “segurar” o valor do sinal até o próximo *clock* de leitura, tal comportamento é denominado *ZOH (Zero-Order Hold)* ou segurador de ordem zero. Além desta característica de velocidade de leitura do A/D outra característica importante é a resolução do sinal convertido.

Neste tipo de conversão, o A/D é capaz de realizar a leitura de uma faixa de tensão (0-3,3V, no DSP) e a converte de forma proporcional em função da quantidade de bits de resolução do sinal convertido (12-16bits, no DSP). Deste modo, quanto maior a quantidade de bits, maior é a resolução do sinal digitalizado. Entretanto aumentar a resolução do conversor A/D implica na redução da frequência de *clock* de leitura, e, portanto, o compromisso entre velocidade e resolução está em função da aplicação desejada e da sensibilidade do projetista (WANG *et al.*, 2017).

Assim, o ganho do conversor A/D é dado pela seguinte expressão:

$$K_{A/D} = \frac{2^n - 1}{V_{amost}} \quad (4.31)$$

Onde:

n : Número de *bits* do conversor A/D (12 *bits*)

V_{amost} : Amplitude do sinal lido pelo A/D (3,3 V)

4.3.1.7 Ganho de ajuste de realimentação

Este ganho é realizado para garantir a realimentação unitária, sendo este adicionado internamente no microcontrolador. Esse tipo de ajuste permite o DSP manipular a variável como sendo a leitura real da grandeza e otimiza o trabalho projetista quanto ao projeto do compensador da malha, já que qualquer alteração de ganho na malha de realimentação pode ser facilmente ajustada em linha de código.

Assim, o ganho de ajuste é simplesmente o inverso do produto dos blocos de ganho na malha de realimentação, no caso, o ganho do conversor A/D e o ganho de sensoriamento. Logo:

$$K_{iaj}(s) = \frac{1}{K_{A/D} \cdot H_i(s)} \rightarrow K_{iaj}(s) = \frac{1}{103,62} \quad (4.32)$$

4.3.1.8 Projeto do compensador

O projeto do compensador de uma determinada planta é usualmente baseado nas características dinâmicas da função de transferência em malha aberta ou FTMA. Essa função de transferência em um sistema com a estrutura de uma malha de realimentação é dada pelo produto das funções de transferência de cada bloco do ramo direto e do ramo de realimentação. Assim, a expressão abaixo representa a $FTMA_i(s)$ para a malha em estudo.

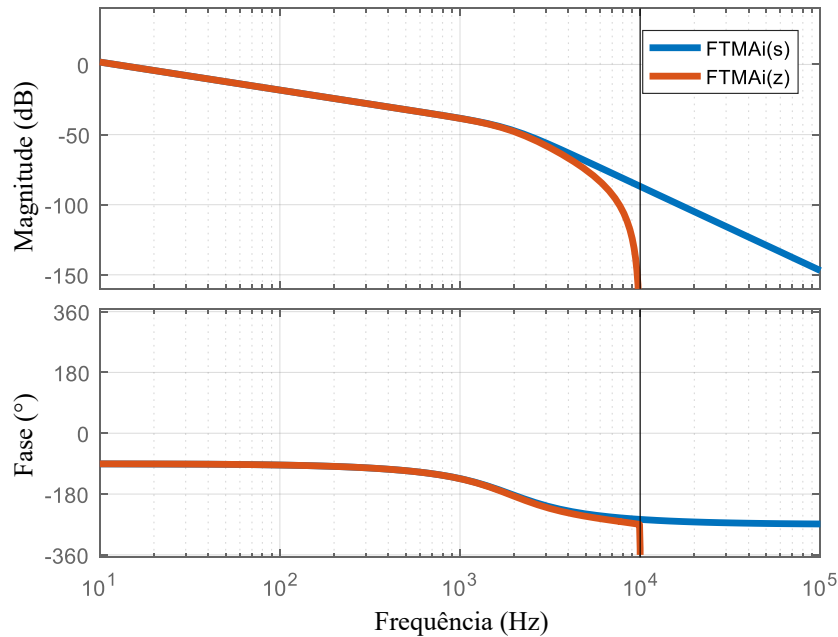
$$FTMA_i(s) = A_t \cdot K_T \cdot G_{iL}(s) \cdot H_i(s) \cdot F_{ai}(s) \cdot K_{A/D} \cdot K_{iaj} \quad (4.33)$$

Substituindo os valores tem-se:

$$FTMA_i(s) = \frac{5,56 \cdot 10^6}{5 \cdot 10^{-4} s^3 + 8,117 s^2 + 7,247 \cdot 10^4 s} \quad (4.34)$$

A seguir é apresentado na Figura 2.6 o diagrama de bode da função de transferência em malha aberta no domínio da frequência e discretizada. O processo de discretização é realizado utilizando a aproximação de *Tustin* e período de amostragem igual ao período de chaveamento.

Figura 39 – Diagrama de bode da FTMA no domínio s e discretizada



Fonte: Próprio autor

O projeto do controlador é realizado a partir do modelo da planta discreta com o auxílio do *software MATLAB* com a ferramenta *sisotool*. O controlador deve garantir, portanto:

1. Alto ganho em baixas frequências: para possuir erro nulo em regime permanente;
2. Frequência de cruzamento em torno de $\frac{1}{4}$ da frequência de corte do filtro *anti-aliasing* ($f_{ci}=500\text{Hz}$);
3. Margem de fase entre 45° e 90° , para garantir boa resposta transitória, evitando oscilações e elevado sobressinal.

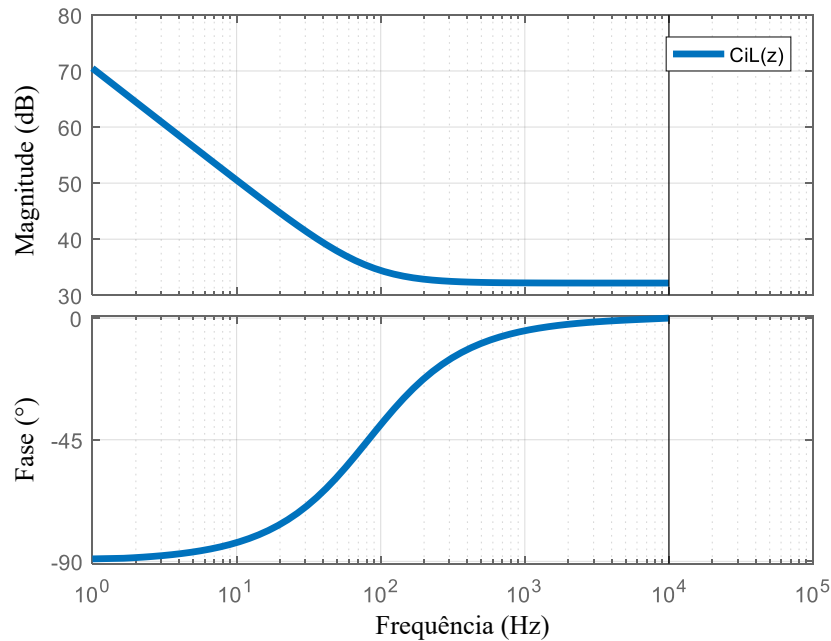
Com estas considerações, o controlador deve possuir:

1. Um pólo na origem: Para garantir erro nulo em regime permanente aferindo alto ganho a planta em baixas frequências;
2. Zero real: Utilizado a para garantir inclinação de -20dB/déc na curva de ganho na frequência de cruzamento desejada;
3. Ganho para ajustar a frequência de cruzamento em torno de 500Hz .

Assim, na Figura 40 e Figura 41 são apresentados os diagramas de bode do controlador e da planta compensada. A planta compensada, ou seja, a função de transferência de laço aberto $F_{TLA}_i(z)$, é produto da $FTMA_i(z)$ e o controlador $C_{iL}(z)$.

Deste modo, o controlador discreto projetado $C_{iL}(z)$ é dado pela seguinte expressão:

Figura 40 – Diagrama de bode controlador de corrente discreto



Fonte: Próprio autor

$$C_{iL}(z) = \frac{41,176(z - 0,9745)}{z - 1} \quad (4.35)$$

4.3.2 Malha de tensão no barramento CC de saída

O controle da malha de tensão do barramento CC no HVS é realizado pela técnica de PS. Esta técnica consiste em defasar as portadoras dos interruptores no HVS em relação aos do LVS, e, deste modo, alterar o fluxo de potência processada. O ajuste do ângulo de PS permite controlar a corrente de saída de modo a regular a tensão no barramento. Assim, a Figura 42 apresenta o diagrama de blocos da malha de tensão no barramento cc no HVS.

Onde:

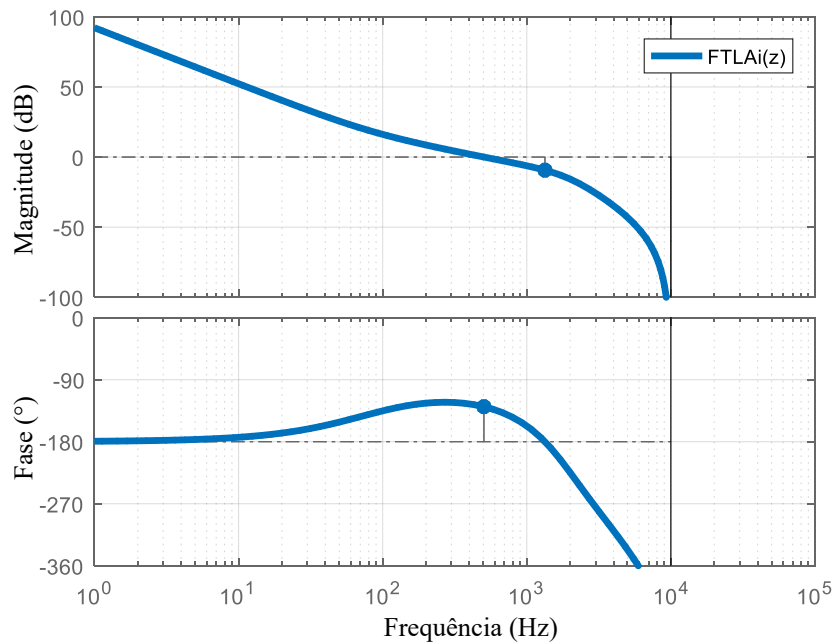
$C_v(z)$: Compensador da malha de tensão no barramento CC no HVS;

$G_{gy}(s)$: Ganho do coeficiente girostático do *gyrator*;

$G_v(s)$: Planta de tensão.

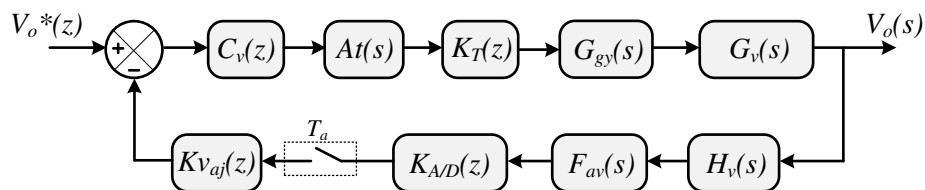
Assim como a malha de corrente, a malha de tensão possui realimentação unitária, o que representa que os ganhos presentes no ramo de realimentação (sensores, condicionamento e A/D) são compensados internamente no controlador digital através de um ganho de ajuste. Deste modo, para efeitos didáticos, serão omitidos da modelagem os ganhos do ramo de realimentação, mas que, no entanto, os mesmo são obtidos utilizando a mesma metodologia apresentada na

Figura 41 – Diagrama de bode da planta compensada $FTLA_i(z)$ ($f_{ci}=504\text{Hz}$ e $M.F=50,8^\circ$)



Fonte: Próprio autor

Figura 42 – Malha de tensão no HVS



Fonte: Próprio autor

malha de corrente nos indutores. Considera-se então, para a modelagem da presente malha, apenas os blocos referentes ao modelo da planta, filtro e compensador, já que os blocos de atraso e ganho da portadora são os mesmos modelados na malha de corrente.

4.3.2.1 Projeto do compensador

O projeto do compensador de tensão é baseado na mesma metodologia apresentada no projeto da malha de controle de corrente, ou seja, nas características dinâmicas da função de transferência em malha aberta ou FTMA. Enfatiza-se que considerou-se que a malha de realimentação possui ganho unitário. Assim, a expressão abaixo representa a $FTMA_v(s)$ para a malha em estudo.

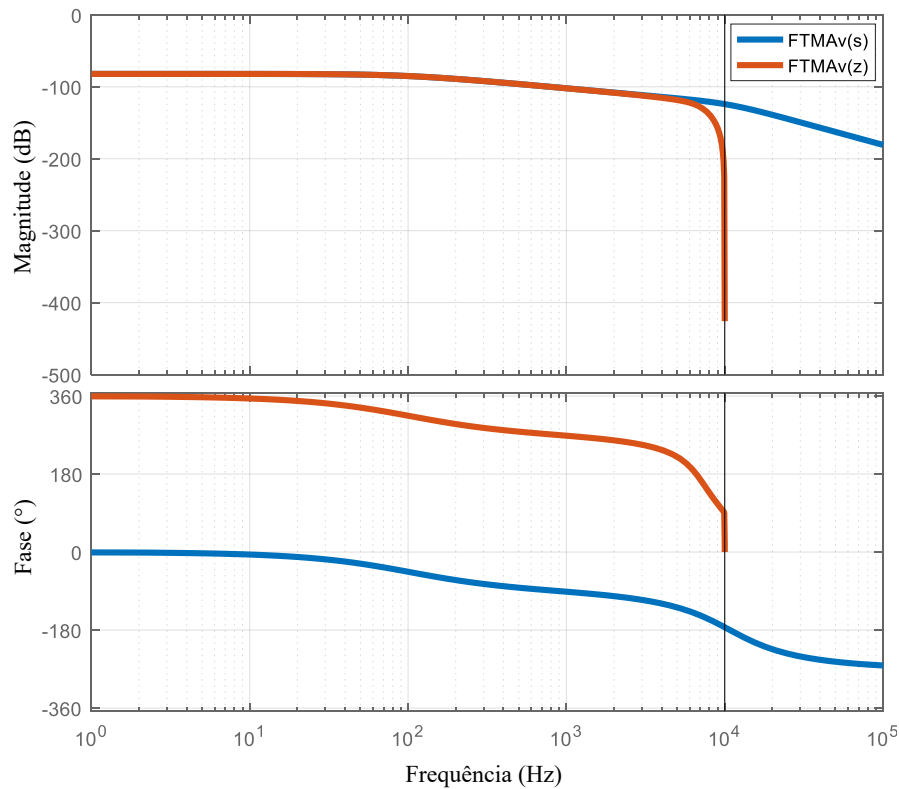
$$FTMA_v(s) = A_f(s) \cdot K_T \cdot G_{gy} \cdot G_v(s) \quad (4.36)$$

Substituindo os valores tem-se:

$$FTMA_v(s) = \frac{2,261 \cdot 10^8}{s^3 + 9,154 \cdot 10^4 s^2 + 4,603 s + 2,881 \cdot 10^{12}} \quad (4.37)$$

A seguir é apresentado na Figura 45 o diagrama de bode da função de transferência em malha aberta no domínio da frequência e discretizada. O processo de discretização é realizado utilizando a aproximação de *Tustin* e período de amostragem igual ao período de chaveamento.

Figura 43 – Diagrama de bode da FTMA no domínio s e discretizada



Fonte: Próprio autor

O projeto do controlador é realizado a partir do modelo da planta discreta com o auxílio do software MATLAB com a ferramenta sisotool. O controlador deve garantir, portanto:

1. Alto ganho em baixas frequências: para possuir erro nulo em regime permanente;
2. Frequência de cruzamento em torno de uma década abaixo da frequência de cruzamento da malha de corrente (50Hz);

3. Margem de fase entre 45° e 90° , para garantir boa resposta transitória, evitando oscilações e sobressinal em demasia.

Com estas considerações, o controlador deve possuir:

1. Um pólo na origem: Para garantir erro nulo em regime permanente aferindo alto ganho a planta em baixas frequências;

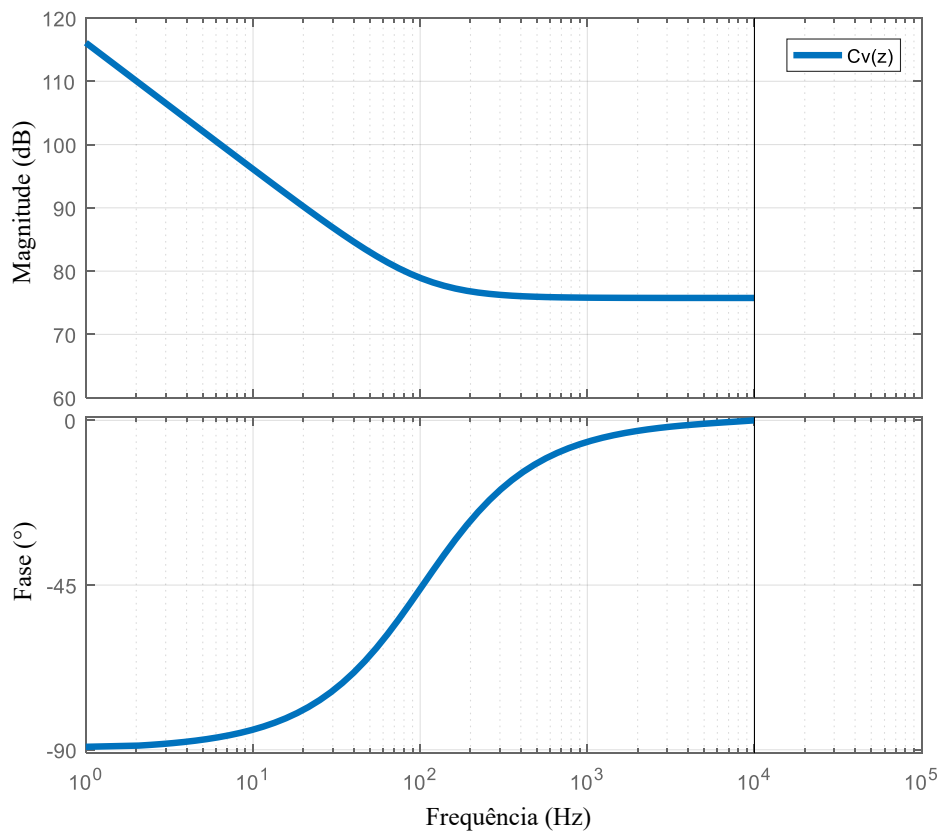
2. Zero real: Utilizado a para garantir inclinação de -20dB/déc na curva de ganho na frequência de cruzamento desejada;

3. Ganho para ajustar a frequência de cruzamento em torno de 50Hz .

Assim, nas Figuras 44 e 45 são apresentados os diagramas de bode do controlador $C_v(z)$ e da planta compensada $FTLA_v(z)$. A planta compensada, ou seja, a função de transferência de laço aberto, é produto da $FTMA_v(z)$ e o controlador $C_v(z)$.

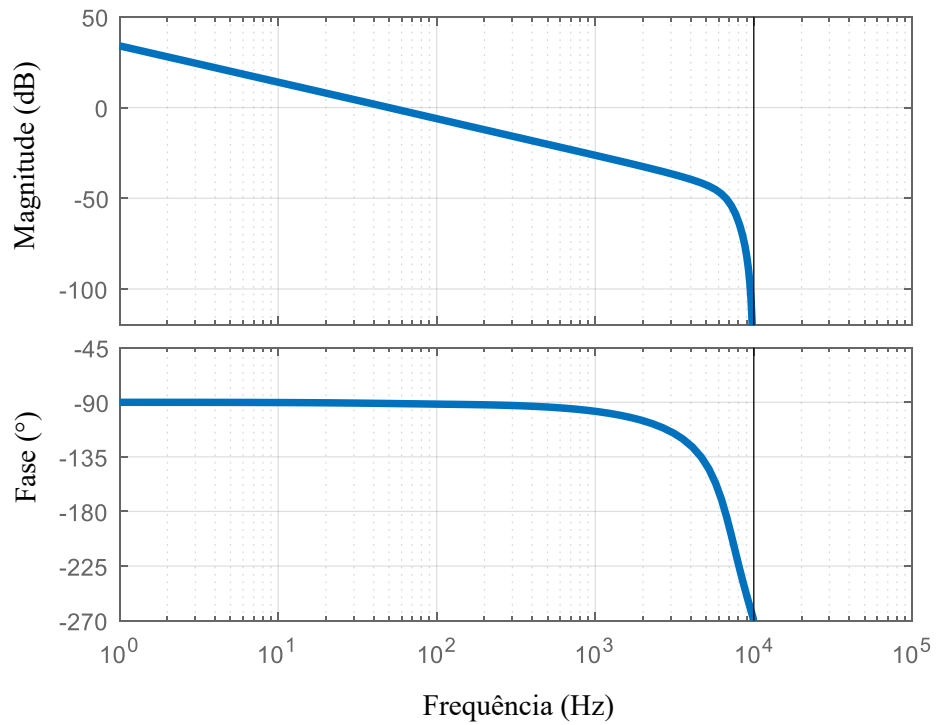
$$FTLA_v(z) = FTMA_v(z) \cdot C_v(z) \quad (4.38)$$

Figura 44 – Diagrama de bode do Compensador de tensão



Fonte: Próprio autor

Figura 45 – Diagrama de bode da planta compensada $FTLA_v(z)$ ($f_{cv} = 49,7Hz$ e M.F= 89°)



Fonte: Próprio autor

Deste modo, o controlador discreto projetado $C_v(z)$ é dado pela seguinte expressão:

$$C_v(z) = \frac{6236(z - 0,9679)}{z - 1} \quad (4.39)$$

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

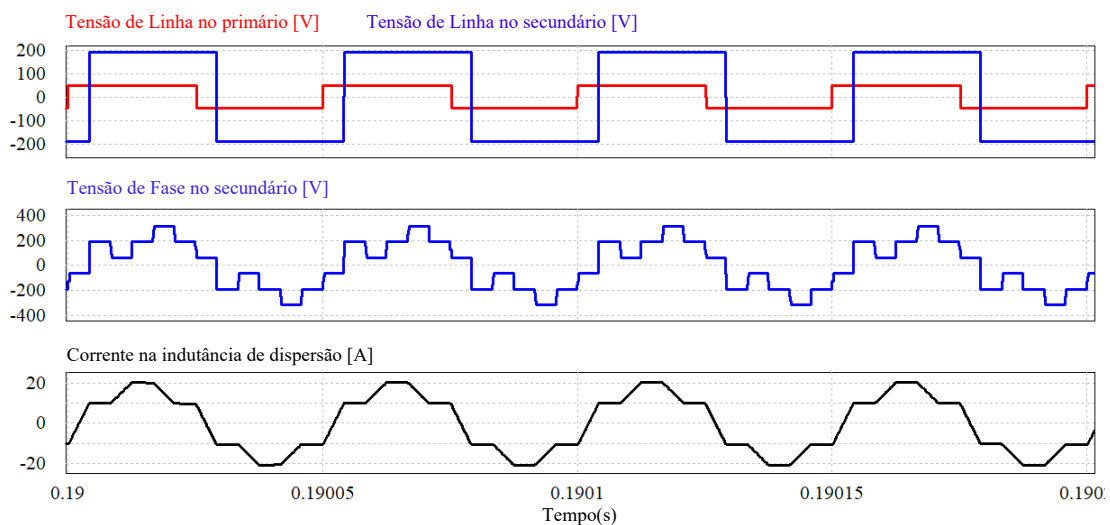
Neste tópico, serão apresentados os resultados de simulação para o conversor operando em condições nominais (regime permanente) e sobre variação de carga para análise de desempenho dinâmico. O estudo em ambiente de simulação deu-se através do *software PSIM 9.1.1*. O diagrama esquemático do circuito simulado no *software* é apresentado na Figura 63 no APÊNDICE A.

5.1 Resultados de simulação em regime permanente

5.1.1 Operação com carga nominal

A Figura 46 apresenta algumas das principais formas-de-onda obtidas na simulação do conversor para os valores nominais de projeto. Nesta apresenta-se as tensões de linha, que são as medições de tensão do primeiro braço de cada ponte (primária e secundária) ao ponto central do barramento capacitivo. Observa-se que o valor máximo é de metade (48V e 200V respectivamente) do valor das tensões nos barramentos de baixa (96V) e alta tensão (400V), e observa-se que há um defasamento entre as duas formas-de-onda, o que representa o ângulo de PS utilizado, no caso de 30° .

Figura 46 – Tensão de fase no primário e de linha secundário secundário, Tensão de fase no Secundário e Corrente de fase no primário



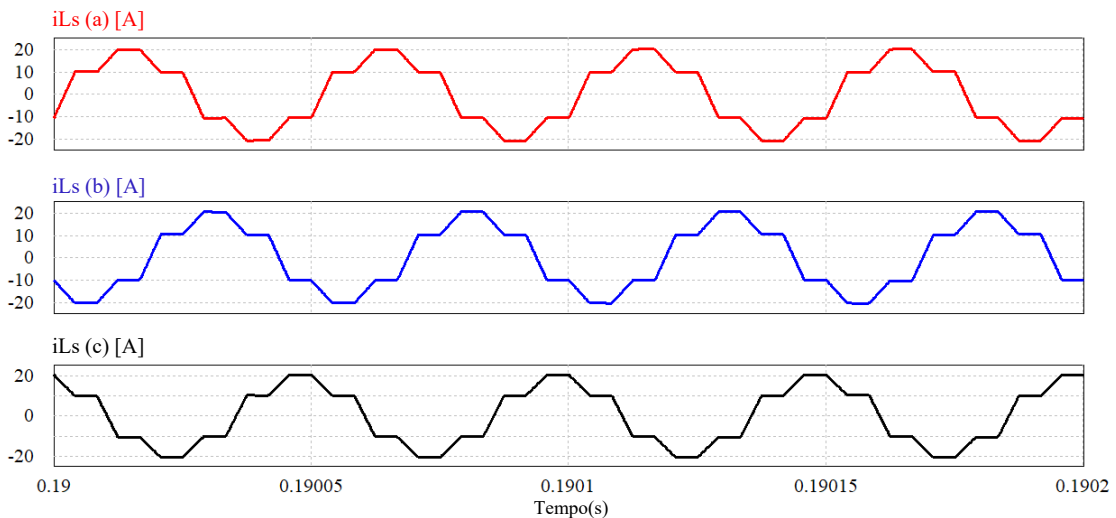
Fonte: Próprio autor

Na mesma figura, observa-se ainda a tensão no enrolamento secundário de cada transformador, onde verifica-se que seu formato possui diversos níveis, caracterizado pela

conexão comum da configuração estrela do secundário e o chaveamento dos interruptores.

A corrente na indutância de dispersão possui o formato simétrico, como apresentado na Figura 19. O valor de corrente eficaz verificada foi de 13,81A, valor bem próximo dos 14,10A teórico. A Figura 47 apresenta a forma de onda da corrente na indutância de dispersão em cada transformador monofásico. Verifica-se que estas apresentam defasamento de 120° , como previsto pelo funcionamento das três pontes H no primário.

Figura 47 – Corrente na indutância de dispersão nos três transformadores



Fonte: Próprio autor

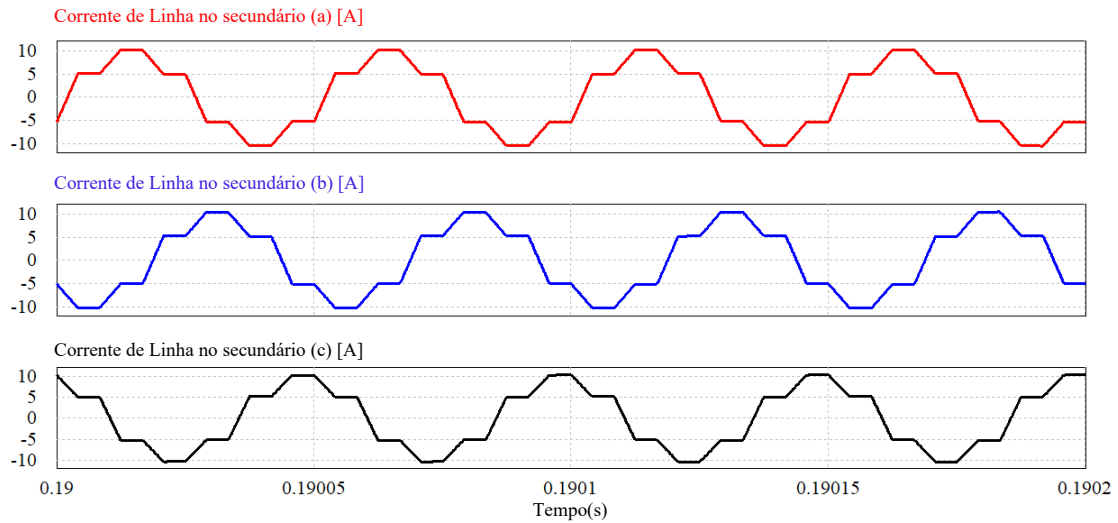
Verifica-se o mesmo comportamento para as correntes de linha do secundário, como pode-se observar na Figura 48. A corrente eficaz de simulação verificada, 6,98A, apresentou-se próximo do valor teórico de 7,12A.

Nos indutores CC, a corrente média verificada na simulação é de 12,10A, o que é bem próximo do seu valor nominal. Esses indutores podem ser entendidos como filtros de corrente, e estes têm por característica, determinar a ondulação admitida para o projeto. Para a simulação, observou-se uma ondulação de 0,55A, o que representa 4,5% do valor da corrente média. A tensão média V_g apresentou-se aproximadamente a nominal, 96,04V.

Para garantir uma baixa ondulação na tensão no capacitor de grampeamento C_g faz-se necessário a utilização de uma malha de controle de corrente para garantir o equilíbrio das correntes nos indutores CC. Outra justificativa para a utilização da malha seria o aparecimento de componente CC no transformador caso as correntes nos indutores apresentem desequilibradas, o que os levariam a saturação magnética ou redução de rendimento na conversão elétrica.

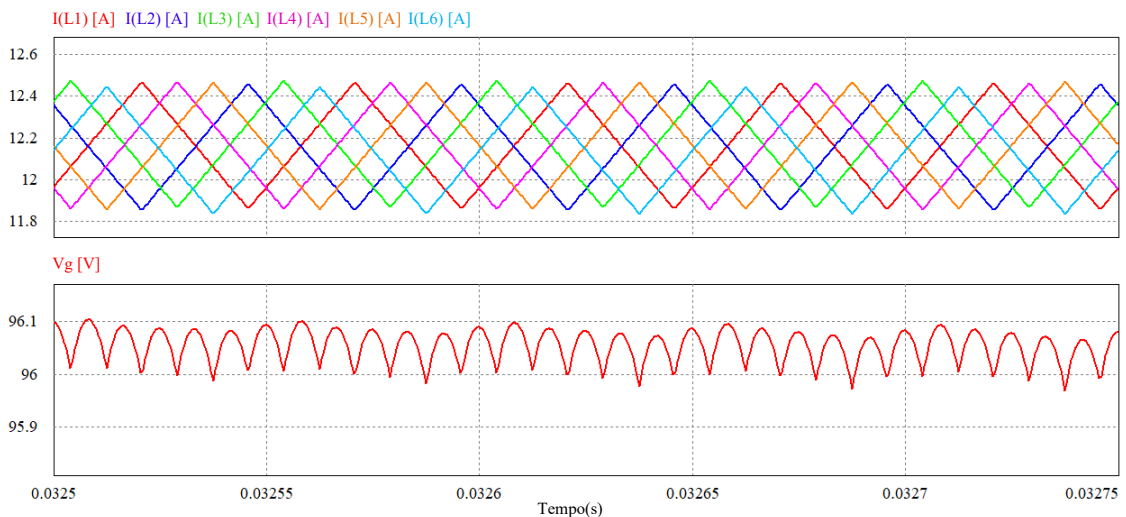
A Figura 50 apresenta os valores de potência encontrados para o conversor operando

Figura 48 – Correntes de Linha no secundário



Fonte: Próprio autor

Figura 49 – Corrente nos indutores CC e Tensão no Capacitor de grampeamento no LVS

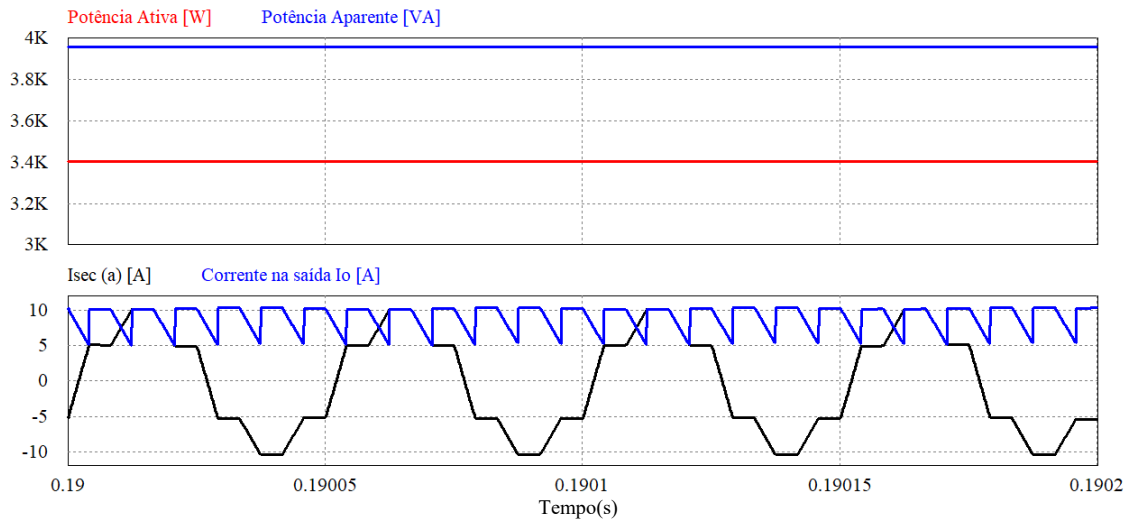


Fonte: Próprio autor

em condições nominais. A potência ativa nominal de projeto de 3,5kW foi bem próxima a 3,402 kW verificado em simulação, aproximadamente 2,8% de erro. A potência aparente verificada apresentou apenas 2,5% de erro comparada ao resultado teórico. Assim como pode-se verificar, o fator de potência de 0,859 encontrado na simulação apresentou-se praticamente o mesmo da modelagem teórica. A corrente de saída apresenta valor médio de 9,04A, diferindo-se ligeiramente abaixo do valor nominal determinado.

A Figura 51 apresenta a simulação do conversor operando no modo *buck*, ou seja, quando o fluxo de potência é direcionado para o primário do conversor. Utilizaram-se as mesmas especificações realizadas, exceto pelo ajuste de PS para -30° . Como mencionado durante o texto,

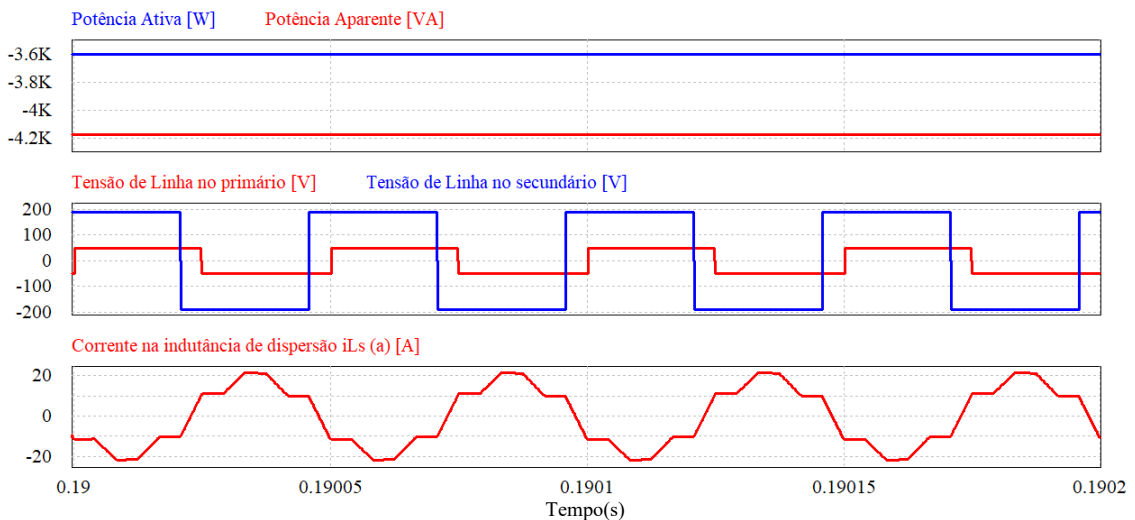
Figura 50 – Potência Aparente, Potência Ativa e Corrente na saída



Fonte: Próprio autor

esse ajuste, além de condicionar os níveis de potência do conversor, possibilita que este seja invertido e redirecionado para o lado de baixa tensão.

Figura 51 – Principais formas de onda para o conversor operando no modo *Buck* ($PS=-30^\circ$ e $D=0,5$)



Fonte: Próprio autor

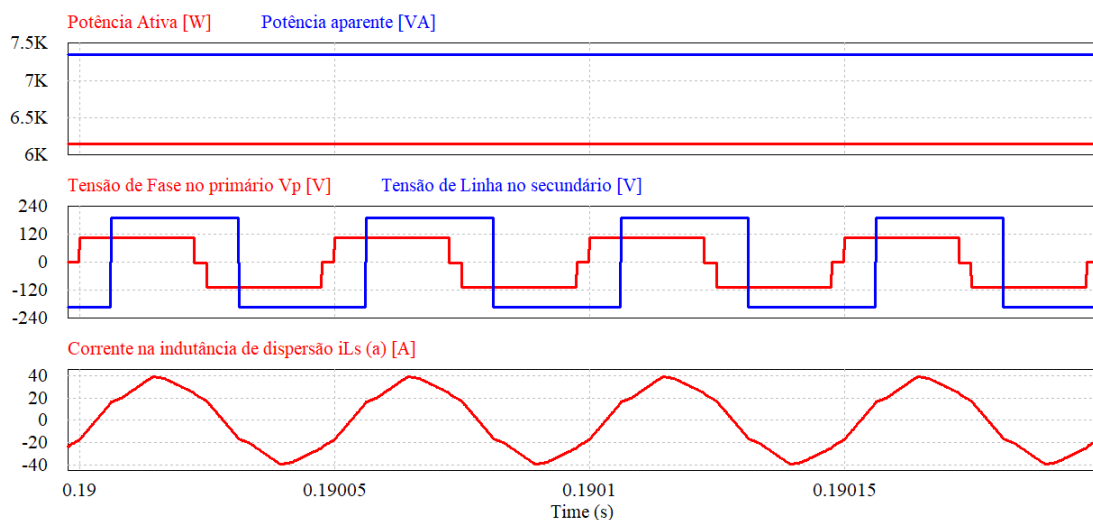
Observa-se que as potências, tanto a aparente quanto ativa, apresentam-se de forma negativa, o que infere que o fluxo de potência no medidor do simulador está no sentido inverso, ou seja, a potência que antes era direcionada para o secundário do conversor, agora está no outro sentido. Outro ponto também mencionado infere que as regiões de operação do conversor são simétricas, ou seja, para que se obtenha o mesmo nível de potência processada no sentido inverso, basta obter o ponto simétrico do valor de ângulo de PS.

5.1.2 Análise do conteúdo reativo

Com o objetivo de verificar a validade da metodologia realizada para modelagem do comportamento de potência do conversor proposto, nesta seção serão realizadas duas simulações: para o conversor operando com razão cíclica menor e maior que 0,5 respectivamente.

A Figura 52 apresenta as formas de onda para $PS = 45^\circ$ e $D = 0,45$. Verifica-se pela imagem que a onda V_p apresenta intervalo com nível nulo, característico de razão cíclica diferente de 0,5. A potência ativa verificada na simulação apresentou-se praticamente a mesma da teórica (6,05 kW). Verificou-se na simulação a potência aparente de 7426VA, o que quando comparado com o valor teórico de 7811VA, apresenta um erro de 4,9%. Observa-se também que o formato da corrente na indutância de dispersão do transformador é diferente das ondas verificadas anteriormente. Esse comportamento é esperado, tendo em vista que os intervalos são derivados da razão cíclica e PS, e como estes são alterados, seus formatos também sofrerão alterações.

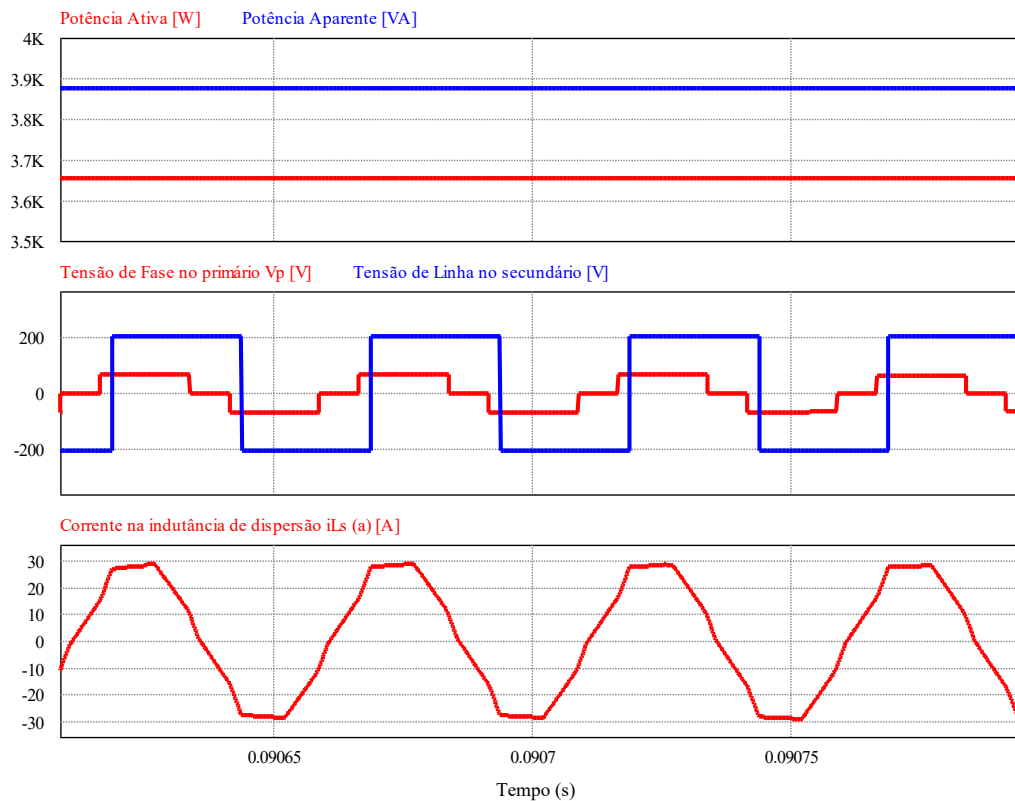
Figura 52 – Formas de onda para $PS=45^\circ$ e $D=0,45$



Fonte: Próprio autor

Quando há um acréscimo na razão cíclica em relação a 0,5, a forma de onda da tensão de fase no primário apresenta intervalos de nível zero (assim como quando $D < 0,5$). Esse comportamento pode ser observado na Figura 53. Outra observação importante é que a amplitude desta onda é menor quando comparada a da Figura 46, tendo em vista que, com o aumento da razão cíclica, o ganho de tensão do estágio *boost* é menor. Verificou-se que o valor da potência ativa e aparente simulada são de 3656W e 3878VA respectivamente.

Figura 53 – Formas de onda para $PS=45^\circ$ e $D=0,55$

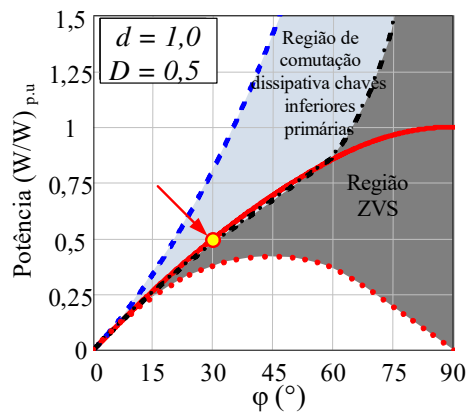


Fonte: Próprio autor

5.1.3 Análise de comutação

Neste item, serão apresentados os resultados de simulação referentes à comutação dos interruptores do conversor proposto. A análise dos resultados está baseada na comparação dos resultados de simulação com as curvas de bordas apresentadas no capítulo 3. O ponto de operação nominal do conversor está localizado como indicado na Figura 54.

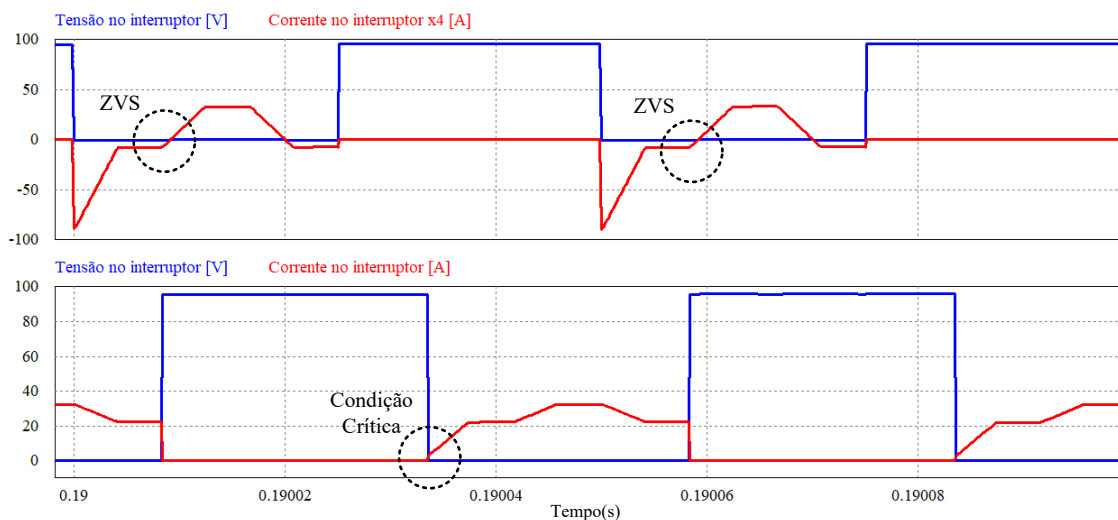
Figura 54 – Curvas de borda e ponto nominal de operação do conversor



Fonte: Próprio autor

Na Figura 55, pode-se observar que há comutação do tipo ZVZCS no interruptor superior primário. Essa condição é satisfeita tendo em vista que há, ao mesmo tempo, a comutação ZVS, como previsto pela modelagem referente à comutação ZVS, e pelo fato de que, antes do interruptor ser desligado, a corrente inverte de sentido. Nesse caso o diodo antiparalelo é encarregado de drenar a corrente. Para a chave inferior, observa-se que esta opera no limite entre a comutação dissipativa e suave. Essa situação pode ser ilustrada pela 54, onde observa-se que o ponto de operação do conversor está bem próximo da curva de borda.

Figura 55 – Tensão e corrente (multiplicada por 4) chave superior (S_{A1}); Tensão e corrente na chave inferior (S_{C4}); ($PS=30^\circ$, $D=0,5$ e $d=1$)



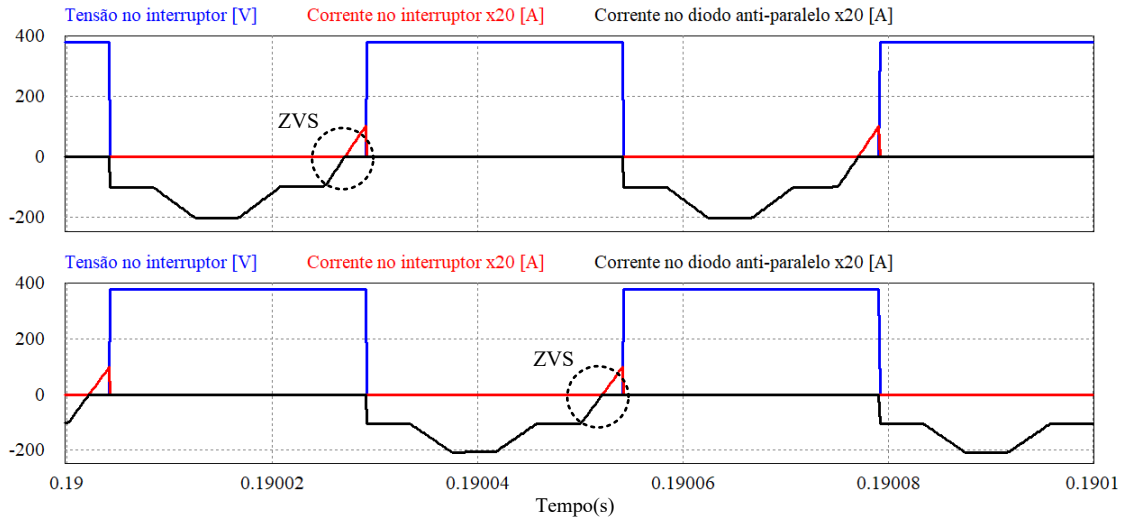
Fonte: Próprio autor

Na Figura 56, observa-se que há comutação do tipo ZVS em ambas as chaves (superior e inferior) do secundário. Verifica-se que a corrente só começa a fluir pelo interruptor depois que a chave já está integralmente acionada, após a rampa de tensão de ligamento. Assim, como observa-se pela Figura 54, a comutação desses interruptores estão comportando-se como previsto pela modelagem realizada.

5.1.4 Análise comparativa entre resultados teóricos e simulados

Como verificado no exemplo de projeto, a metodologia utilizada permitiu realizar a modelagem do conversor proposto para o comportamento do fluxo de potência e da comutação dos interruptores. Para ter-se uma visão geral da validade do modelo matemático realizado, realizou-se uma série de simulações para com o objetivo de comparar os resultados teóricos e os obtidos através de ambiente de simulação.

Figura 56 – Tensão e corrente (multiplicada por 20) na chave superior (S'_1) e corrente (multiplicada por 20) no diodo antiparalelo; Tensão e corrente (multiplicada por 20) na chave e inferior (S'_4) e corrente (multiplicada por 20) no diodo antiparalelo. (PS=30°, D=0,5 e d=1)



Fonte: Próprio autor

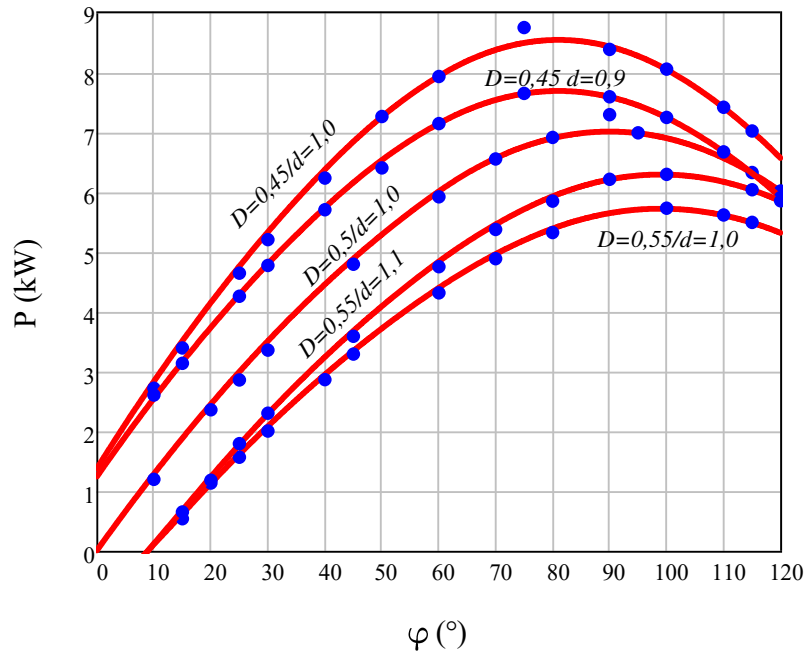
A Figura 57 apresenta os resultados obtidos de potência ativa através da modelagem teórica (modelo real), e através da simulação do conversor operando em diversas condições de operação. Observa-se o formato parabólico das curvas de potência ativa. Verifica-se que o ganho estático normalizado, assim como a razão cíclica, influencia diretamente o comportamento do fluxo de potência do conversor.

Para $D=0,45$, e ganho d unitário, verificam-se os maiores valores de potência processada para toda a faixa de PS. No entanto, quando mantém-se o barramento de saída constante ($d=0,9$), verifica-se uma de amplitude menor quando comparada à primeira.

Com a redução da razão cíclica, observa-se que os valores de potência processada diminuem. Para o caso de $D=0,5$ e $d=1$, observa-se que a curva mantém-se em uma zona intermediária entre as curvas com razão cíclica diferente. Uma característica específica desta curva, é que, esta, parte da origem do plano (φ, P). Os menores valores de potência processada pelo conversor são encontrados para $D=0,55$ e $d=1$. Entretanto, em todas as curvas, o valor máximo de potência ativa encontrada é para ângulos de PS entre 70° e 100° . O maior erro verificado entre os resultados teóricos e simulado foi de 2,8%.

Realizou-se o mesmo procedimento anterior, para análise comparativa, entre os resultados teóricos (modelo real) e simulados, de potência aparente processada pelo conversor. A Figura 58 apresenta os resultados obtidos com a modelagem teórica do conversor, assim como, os resultados obtidos em simulação. Assim como observado nas curvas de potência

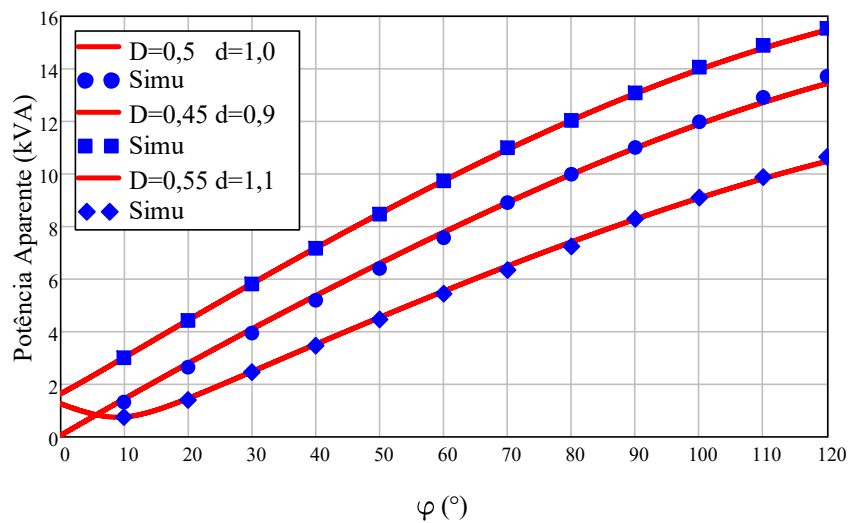
Figura 57 – Comparação entre os resultados de simulação e teóricos para a potência ativa do conversor em função do PS e D.



Fonte: Próprio autor

ativa, o comportamento de potência aparente processada apresenta os maiores valores para menores valores de D . Entretanto, para ângulos a partir de 20° , as curvas apresentam-se de forma aproximadamente linear, diferentemente das observadas para potência ativa. O maior erro verificado foi de 3,4%.

Figura 58 – Comparação entre os resultados de simulação e teóricos para a potência aparente do conversor em função do PS e D.

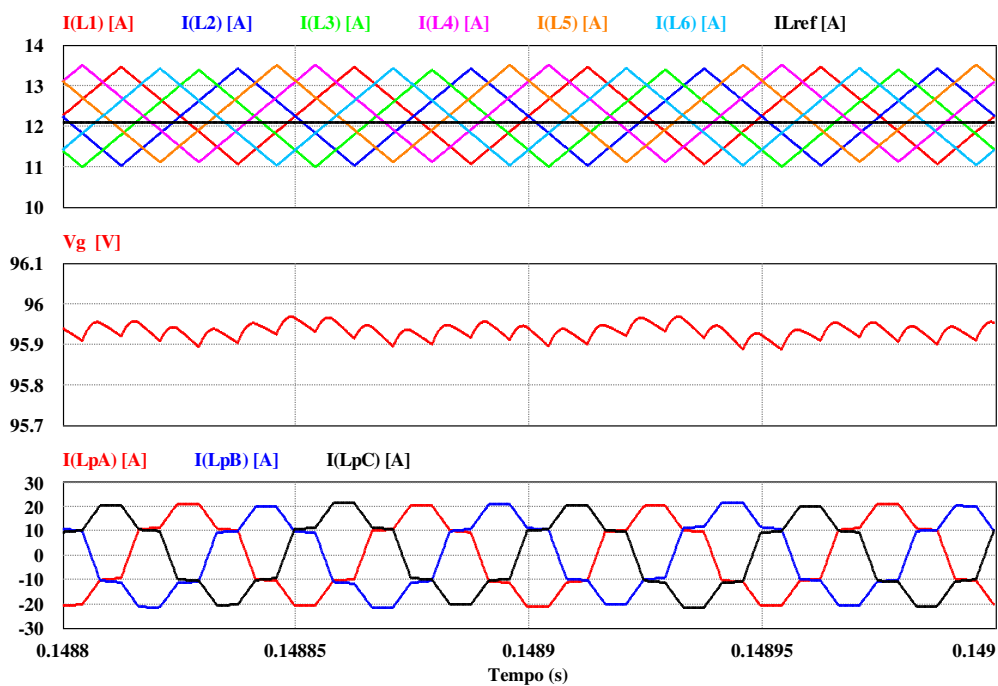


Fonte: Próprio autor

5.2 Resultados de simulação em regime dinâmico

A Figura 59 apresenta as formas de onda referente ao comportamento dinâmico da malha de corrente quando o conversor está operando com potência nominal. Como pode-se observar, as correntes nos 6 indutores intercalados apresentam-se equilibradas, ou seja, possuem mesmo formato e possuem, conseqüentemente, mesmo valor médio (12,09A). A tensão no barramento do LVS, especificamente nos capacitores de grampeamento C_g , apresenta-se praticamente constante, onde observou-se valor médio de 94,27V, próximo dos 96V teórico. As correntes através dos transformadores apresentaram-se praticamente sem componente CC, o que valida a estratégia de controle empregada na malha de corrente.

Figura 59 – Corrente nos indutores intercalados e referência da malha de controle; Tensão no barramento capacitivo V_g no LVS; Corrente nos transformadores.

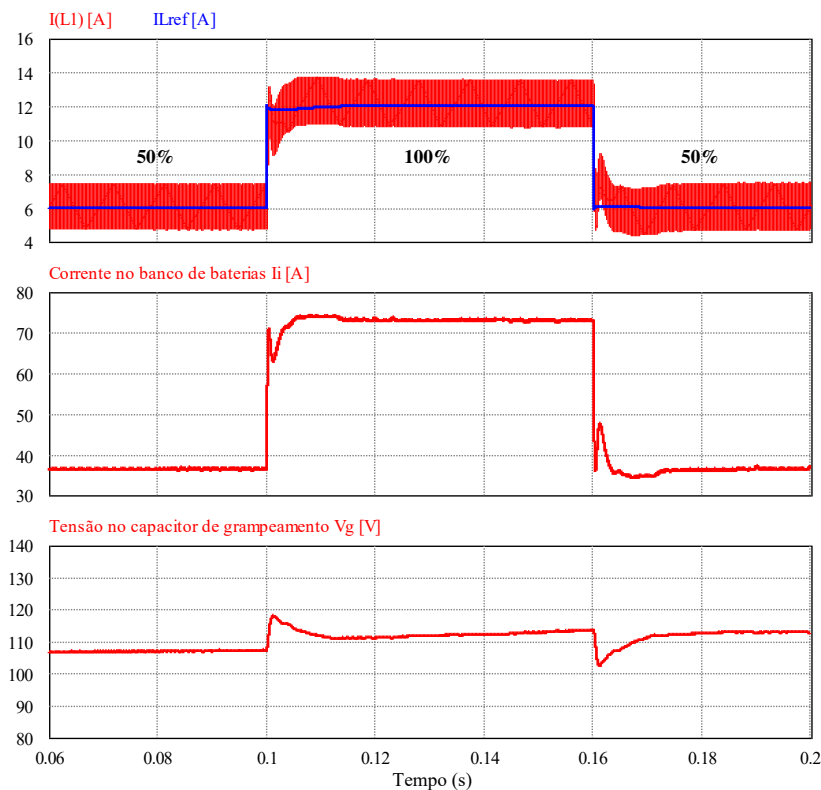


Fonte: Próprio autor

A Figura 60 apresenta as forma de onda para resposta a um degrau de carga (50%-100%-50%) da corrente no indutor intercalado L_1 e a corrente no banco de baterias. Como pode-se observar, o valor médio da corrente no indutor L_1 segue a referência da malha de controle associada em cada variação de carga, validando, assim, o modelo dinâmico e projeto do controlador implementado. Considerando que o controlador projetado é idêntico para os 6 indutores, o efeito dinâmico nos remanescentes também é o mesmo. Como esperado, o comportamento

dinâmico da corrente na bateria é idêntico ao observado nos indutores intercalados, onde, no mesmo foi verificada corrente com valor médio 6 vezes maior que no indutor L_1 , assim como ondulação em torno de 17% da ondulação dos indutores intercalados. Por fim, é observado a tensão no barramento no lado de baixa tensão. Verifica-se baixa ondulação de tensão e desempenho satisfatório quanto ao sobressinal nos instantes dos degraus de carga aplicados.

Figura 60 – Corrente no indutor L_1 e no banco de baterias. (Degrau de 50%- 100%-50%).

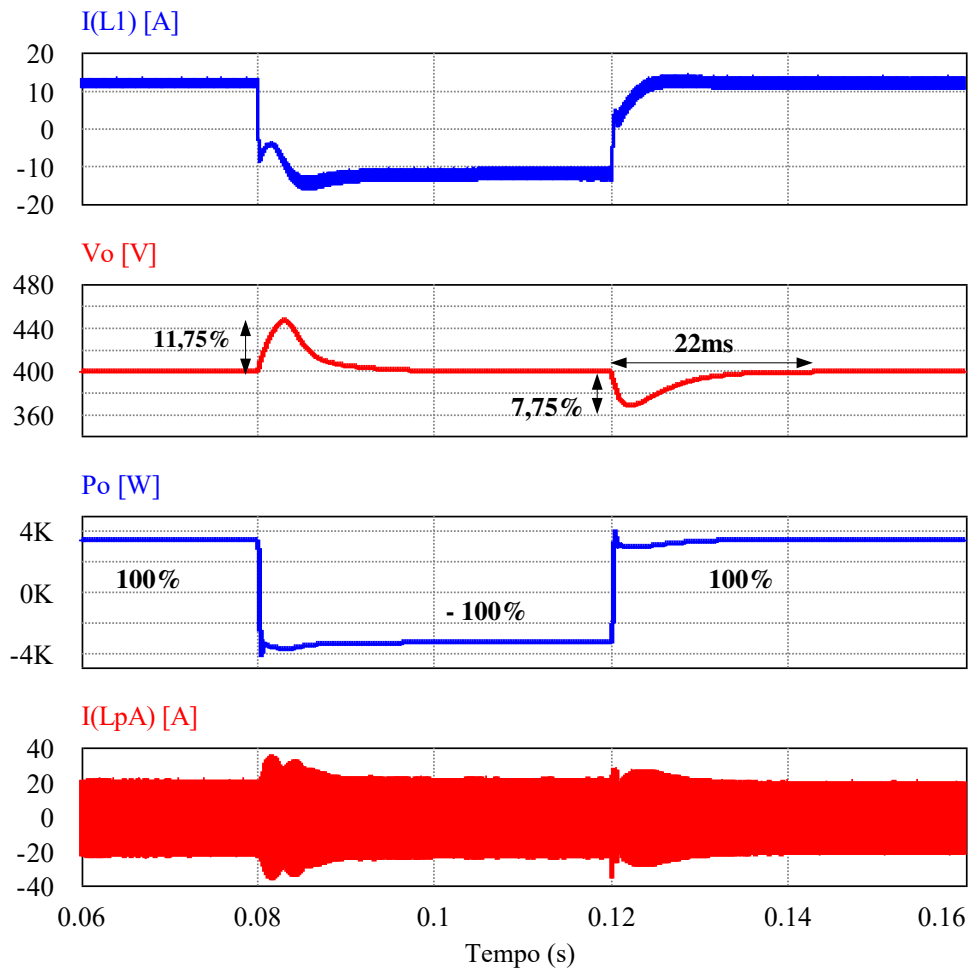


Fonte: Próprio autor

A fim de observar a variação do fluxo de potência do conversor é apresentada na Figura 61 a resposta dinâmica para variação brusca de potência, ou seja, quando o conversor é forçado a operar com degrau de 100% para -100%. Em resumo, esta variação implica no conversor processando a potência nominal provida pelas baterias no LVS e sendo durante um intervalo (no caso, 40ms na simulação) forçado a drenar a mesma potência (3,5kW) no sentido inversor, do barramento CC no HVS para as baterias. Esta condição de variação de carga brusca, na prática, é praticamente impossível de ocorrer, e é utilizada apenas para efeitos de validação do projeto dos controladores.

Como pode-se observar, a corrente nos 6 indutores intercalados continuam mantendo-se equilibradas, e deste modo, com a inversão do fluxo de potência, a malha de controle

Figura 61 – Correntes nos indutores CC, tensão no barramento no HVS, Potência processada pelo sistema ativo, corrente no transformador (Degrau 100%, -100%, 100%)



Fonte: Próprio autor

permanece atuando de forma a garantir tal condição de operação. Também pode-se observar que a atuação da malha de corrente ocorre em velocidade superior a malha de tensão, isso deve-se ao fato de tal malha operar com frequência de cruzamento mais elevada. Deste modo, considera-se satisfatória a resposta dinâmica da malha de corrente implementada.

Ainda na Figura 61, pode-se observar que durante os degraus de carga impostos ao sistema ativo, que a tensão no barramento estabiliza-se no valor nominal do barramento (400V). Observa-se que a resposta e sobressinal da tensão no barramento são diferentes da malha de corrente, já que pra que ambas as malhas atuem sem interferência (malha de corrente e malha de tensão), projetou-se a referida malha com menor frequência de cruzamento (40Hz) e conseqüentemente maior período de estabilização.

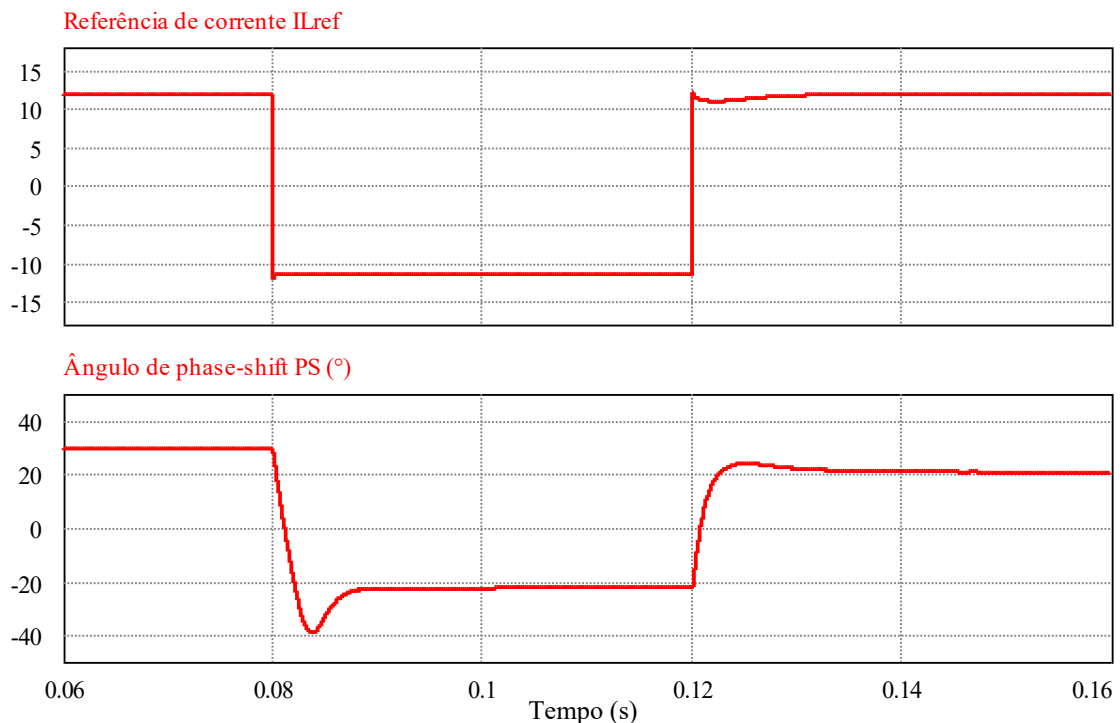
O sobressinal da tensão no barramento no HVS apresentado durante a variação brusca de carga apresentou valor máximo de 11,75% do seu valor nominal. Como já mencionado, tal

ensaio não reproduz um evento real, e que considerando a excepcionalidade de tal comportamento para variação brusca de carga, os autores consideram satisfatórios os resultados dinâmicos observados.

Outra observação realizada trata-se das correntes nos transformadores de alta frequência, onde observou-se ausência de ondulação de baixa frequência, provida principalmente pelo efeito da malha de corrente nos indutores intercalados, e conseqüente mente nível CC nulo. Tal resposta é fundamental para a correta operação da estrutura, já que, com o aparecimento de componente CC na corrente destes, superaquecimento ou saturação magnética dos núcleos dos mesmos podem ocorrer, e, assim, comprometer o rendimento e operacionalidade da estrutura.

Na Figura 62 são apresentados os sinais de controle associados ao degrau de carga bidirecional apresentado na Figura 61. Os sinais apresentados referem-se ao sinal de referência de corrente para a malha de equalização de corrente nos indutores CC e ângulo de PS associado à malha de tensão. Como pode-se verificar, a referência de corrente é seguida pelo nível de corrente nos indutores CC em ambos estados de carga (modo *boost* e *buck*).

Figura 62 – Sinal de referência de corrente nos indutores CC e ângulo de PS



Fonte: Próprio autor

Para o sinal de PS verifica-se que a polaridade do sinal (positivo ou negativo) confere o sentido do fluxo de potência do conversor. Observa-se que para o modo *boost*, ou seja, fluxo de

potência do LVS para o HVS, o ângulo de PS é ajustado de modo a direcionar o fluxo de potência para o HVS assim como garantir a estabilidade do barramento HVS. Também observa-se que, para o fluxo de potência direcionado para o LVS (corrente nos indutores CC negativa), o ângulo de PS apresenta-se negativo, assim como apresentado na modelagem teórica.

6 CONCLUSÕES

O trabalho apresentou a análise de um conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional alimentado em corrente com comutação suave. As topologias que vêm sendo desenvolvidas nos últimos anos que buscam o melhoramento de sistemas CC-CC foram importantes na avaliação e escolha das técnicas a serem utilizadas.

A utilização da técnica de *phase-shift* garante ao conversor a capacidade de processamento bidirecional de energia. Essa característica é essencial à difusão de tecnologias que possuem armazenadores de energia. A utilização dos indutores na entrada dá ao conversor um ganho de tensão entre a fonte ao barramento de baixa tensão, o que permite, com o seu ajuste, o controle do ganho estático do conversor com mais flexibilidade. Outra vantagem desta conexão de entrada é a baixa ondulação da corrente na fonte, o que para a utilização de baterias, apresenta-se como uma característica importante para ampliação da vida útil desses componentes.

A utilização das três pontes H, juntamente com a conexão delta aberto-estrela, permite ao conversor elevar o nível de potência processada pelo paralelismo de fases, tendo em vista que essa condição distribui melhor a corrente nos interruptores, diminuindo as perdas por condução. O dobro de ganho de tensão obtido com a conexão dos transformadores monofásicos otimizam sua funcionalidade, reduzindo as perdas no cobre. Por outro lado, o elevado número de chaves aumentam a complexidade do circuito de controle e os 6 indutores CC conferem maior volume e peso ao conversor quando comparado com as versões alimentadas em tensão.

Observou-se que ambas as modelagens realizadas, modelo real e modelo por componentes fundamentais, apresentaram resultados equivalentes, e que, para efeito de projeto, ambas podem ser utilizadas para avaliação do fluxo de potência do conversor. Em relação ao fluxo de potência, observou-se que o nível de potência processada está em função do ângulo de PS e da razão cíclica nos interruptores no LVS. A direção do fluxo de potência é definida pelo ângulo de PS, onde em caso de ângulo negativo, o fluxo de potência dá-se do HVS para LVS (carregamento das baterias) e, em caso de ângulo positivo, os armazenadores de energia descarregam-se e direciona o conteúdo energético para o barramento de alta tensão.

A modelagem realizada para caracterização da comutação mostrou-se uma ferramenta importante quanto à determinação do ponto nominal de operação do conversor. Através das curvas de borda obtidas, juntamente com a flexibilidade da manipulação da tensão do barramento de entrada, pode-se estabelecer estratégias de controle de ganho do conversor, para que as

perdas por comutação sejam mitigadas, aumentando a densidade de potência e a eficiência na conversão elétrica. Observou-se que para ganho d unitário o conversor consegue operar com comutação suave para todos os interruptores (LVS e HVS). Quanto a variação dos parâmetros de controle, verificou-se que para razão cíclica entre 0,4 e 0,6 e d entre 0,9 e 1,0, as chaves superiores primárias e as chaves no lado secundário apresentam-se em comutação suave. Já as chaves inferiores no lado primário apresentaram-se com menores regiões de comutação suave, sendo observado em apenas duas condições de operação [$d=0,9$; $D=0,45$] e [$d=0,9$; $D=0,5$] para todo o intervalo de PS.

Os resultados de simulação mostraram-se satisfatórios quanto à validade da modelagem matemática realizada. Verificou-se que a metodologia utilizada pela literatura, que baseia-se em modelar matematicamente a corrente na indutância de dispersão do transformador, mostrou-se confiável quanto à aproximação dos resultados para o exemplo de projeto realizado. O erro máximo verificado para a modelagem da potência ativa em relação às simulações foi de 2,8%, enquanto que para a potência aparente foi de 3,4%. Em relação à resposta dinâmica do conversor considerou-se os resultados satisfatórios, onde observou-se a equalização das correntes nos indutores intercalados, validando a malha de corrente implementada. Quando submetido à degrau [100% ; -100%], definido este como sendo uma variação brusca do fluxo de potência, o conversor apresentou maior sobressinal de 11,75%.

Como proposta para trabalhos futuros, sugere-se:

- Realizar a análise de comutação suave através do modelo de componentes fundamentais de modo a validar através de comparação com o modelo real apresentado neste trabalho.
- Implementar técnica de *dual-phase-shift* de modo a flexibilizar a modulação do conversor e ampliar a faixa de comutação suave para as chaves inferiores primárias.
- Realizar a montagem experimental do protótipo do conversor para validação da modelagem teórica realizada.

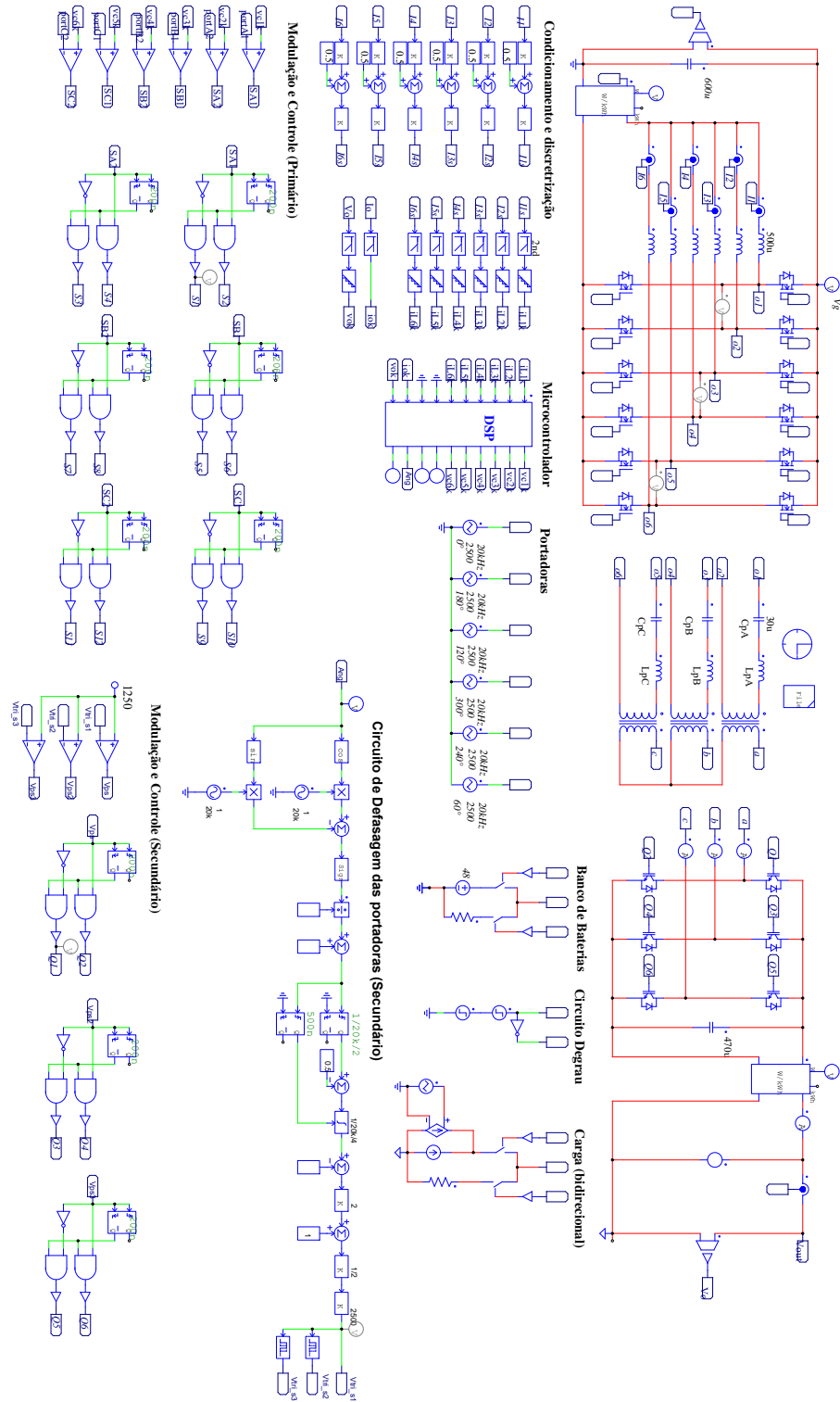
REFERÊNCIAS

- Amjadi, Z.; Williamson, S. S. Power-electronics-based solutions for plug-in hybrid electric vehicle energy storage and management systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 2, p. 608–616, 2010.
- Bal, S.; Rathore, A. K.; Srinivasan, D. Naturally commutated current-fed three-phase bidirectional soft-switching dc-dc converter with new modulation technique. In: **2015 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–8.
- BARBI, I. **Eletrônica de potência: Projeto de fontes chaveadas**. [S.l.]: Edição do autor, 2007.
- CHA, H.; CHOI, J.; KIM, W.; BLASKO, V. A new bi-directional three-phase interleaved isolated converter with active clamp. In: **IEEE. 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**. [S.l.], 2009. p. 1766–1772.
- de Souza Oliveira, D.; Barbi, I. A three-phase zvs pwm dc/dc converter with asymmetrical duty cycle for high power applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 2, p. 370–377, 2005.
- DONCKER, R. W. D.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H. A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications. **IEEE transactions on industry applications**, IEEE, v. 27, n. 1, p. 63–73, 1991.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.
- FILHO, H. M. d. O. Conversor cc-cc trifásico isolado bidirecional com comutação suave utilizando dual phase-shift e razão cíclica variável. 2015.
- FILHO, H. M. O.; COSTA, G. N.; SANTOS, A. D.; OLIVEIRA, D. S. A soft switching current fed bidirectional isolated three-phase dc-dc converter. In: **IEEE. 2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**. [S.l.], 2017. p. 1–6.
- MOHAN, N. **Eletrônica de potência: curso introdutório**. [S.l.]: Grupo Gen-LTC, 2000.
- OLIVEIRA, R. N. M. d. Conversor cc-cc pwm bidirecional trifásico com três portas e isolado em alta frequência para aplicação em sistemas fotovoltaicos. 2018.
- Peng, F. Z.; Hui Li; Gui-Jia Su; Lawler, J. S. A new zvs bidirectional dc-dc converter for fuel cell and battery application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 1, p. 54–65, 2004.
- RASHID, M. H. *et al.* **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. [S.l.]: Makron, 1999.
- SANTOS, W. M. d. *et al.* Estudo e implementação do conversor tab (triple active bridge) aplicado a sistemas renováveis solares fotovoltaicos. Florianópolis, SC, 2011.
- Shi, Y.; Liu, L.; Li, H.; Xue, Y. A single-phase grid-connected pv converter with minimal dc-link capacitor and low-frequency ripple-free maximum power point tracking. In: **2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2385–2390.

- Tabart, Q.; Vechiu, I.; Etxeberria, A.; Bacha, S. Hybrid energy storage system microgrids integration for power quality improvement using four-leg three-level npc inverter and second-order sliding mode control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 1, p. 424–435, 2018.
- VELA, P.; VALENZUELA, C.; ESPINOZA, J. Using the dc-link capacitor as a rotating inertia in a three phase pv system. In: IEEE. **2017 IEEE XXIV International Conference on Electronics, Electrical Engineering and Computing (INTERCON)**. [S.l.], 2017. p. 1–4.
- WANG, J.; ZHANG, D.; LIU, J.; LV, Z.; LI, Y. Digital zvs bcm current controlled single-phase full-bridge inverter using dsp tms320f28035. In: IEEE. **2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017-ECCE Asia)**. [S.l.], 2017. p. 857–860.
- Wang, Z.; Li, H. A soft switching three-phase current-fed bidirectional dc-dc converter with high efficiency over a wide input voltage range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 2, p. 669–684, 2012.
- Xuwei, P.; Rathore, A. K. Novel bidirectional snubberless soft-switching naturally clamped zero current commutated current-fed dual active bridge (cfdab) converter for fuel cell vehicles. In: **2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1894–1901.
- Zeng, B.; Zhang, J.; Yang, X.; Wang, J.; Dong, J.; Zhang, Y. Integrated planning for transition to low-carbon distribution system with renewable energy generation and demand response. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 29, n. 3, p. 1153–1165, 2014.
- ZHAO, B.; YU, Q.; SUN, W. Extended-phase-shift control of isolated bidirectional dc–dc converter for power distribution in microgrid. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 27, n. 11, p. 4667–4680, 2011.

APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO SIMULADO NO PSIM

Figura 63 – Esquemático do circuito simulado no PSIM



Fonte: Próprio autor

APÊNDICE B – ROTINA IMPLEMENTADA NO PSIM

//Conversor CC-CC trifásico Isolado Bidirecional Alimentado em Corrente

//Mestrando: Gilmar Nunes dos Santos Costa

//Orientador: Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça

//Coorientador: Prof. Dr. Herminio Miguel de Oliveira Filho

//VARIÁVEIS AUXILIARES

static double n1=0;

static double D=0; //razão cíclica inicial

static double Ibat=0;

static double Io=0;

static double Vo=0;

static double ILref=0.2*2500; //Corrente Icc de inicialização

static double IL1=0; static double IL2=0; static double IL3=0;

static double IL4=0; static double IL5=0; static double IL6=0;

static double ekL1=0; static double ekL2=0; static double ekL3=0;

static double ekL4=0; static double ekL5=0; static double ekL6=0;

static double ek1L1=0; static double ek1L2=0; static double ek1L3=0;

static double ek1L4=0; static double ek1L5=0; static double ek1L6=0;

static double ukL1=0; static double ukL2=0; static double ukL3=0;

static double ukL4=0; static double ukL5=0; static double ukL6=0;

static double uk1L1=0; static double uk1L2=0; static double uk1L3=0;

static double uk1L4=0; static double uk1L5=0; static double uk1L6=0;

```

static double ekvo=0; static double ek1vo=0; static double ek2vo=0;
static double ukvo=0; static double uk1vo=0; static double uk2vo=0;

/--Ganhos dos compensadores de corrente
static double a=41.176;
static double b=-a*0.9745;

/--Ganhos do compensador de tensão
static double c=6236;
static double d=-c*0.9679;

/**Rotina***/
if( t >= (n1)/20000){ // interrupção setada na frequência de amostragem

//LEITURAS*****
//Valores digitais das correntes (com ganho de realimentação unitário)
IL1=((x1)-2048)/(103.7851);
IL2=((x2)-2048)/(103.7851);
IL3=((x3)-2048)/(103.7851);
IL4=((x4)-2048)/(103.7851);
IL5=((x5)-2048)/(103.7851);
IL6=((x6)-2048)/(103.7851);

//Corrente na Bateria
Ibat=(IL1+IL2+IL3+IL4+IL5+IL6);

//Corrente na saída
Io=(x9);

//Tensão na saída
Vo=(x10)/7.694;

```

```

//Referência de corrente nos compensadores dos indutores
if( n1 <= 400){
  ILref=2;
}
if( n1 > 400){
  Lref=(IL1+IL2+IL3+IL4+IL5+IL6)/6;
}

if( ILref >=200){          //máxima leitura dos sensores de corrente
  ILref=20;
}

if( ILref < -20){        //mínima leitura nos sensores de corrente
  ILref=-20;
}

//Erros dos controladores de corrente
ekL1=ILref-IL1;
ekL2=ILref-IL2;
ekL3=ILref-IL3;
ekL4=ILref-IL4;
ekL5=ILref-IL5;
ekL6=ILref-IL6;

//Controlador iL1
ukL1=uk1L1+a*ekL1+b*ek1L1;

if( ukL1 >=0.9*2500){
  ukL1=0.9*2500;
}
if( ukL1 <=0.35*2500){
  ukL1=0.35*2500;
}

```

```
uk1L1=ukL1;
ek1L1=ekL1

//Controlador iL2
ukL2=uk1L2+a*ekL2+b*ek1L2;

if( ukL2 >=0.9*2500){
ukL2=0.9*2500;
}

if( ukL2 <=0.35*2500){
ukL2=0.35*2500;
}

uk1L2=ukL2;
ek1L2=ekL2;

//Controlador iL3
ukL3=uk1L3+a*ekL3+b*ek1L3;

if( ukL3 >=0.9*2500){
ukL3=0.9*2500;
}

if( ukL3 <=0.35*2500){
ukL3=0.35*2500;
}

uk1L3=ukL3;
ek1L3=ekL3;

//Controlador iL4
ukL4=uk1L4+a*ekL4+b*ek1L4;

if( ukL4 >=0.9*2500){
```

```
ukL4=0.9*2500;  
}
```

```
if( ukL4 <=0.35*2500){  
ukL4=0.35*2500;  
}
```

```
uk1L4=ukL4;  
ek1L4=ekL4;
```

```
//Controlador iL5  
ukL5=uk1L5+a*ekL5+b*ek1L5;
```

```
if( ukL5 >=0.9*2500){  
ukL5=0.9*2500;  
}
```

```
if( ukL5 <=0.35*2500){  
ukL5=0.35*2500;  
}
```

```
uk1L5=ukL5;  
ek1L5=ekL5;
```

```
//Controlador iL6  
ukL6=uk1L6+a*ekL6+b*ek1L6;
```

```
if( ukL6 >=0.9*2500){  
ukL6=0.9*2500;  
}
```

```
if( ukL6 <=0.35*2500){
```



```
ukL6=0.35*2500;  
}
```

```
uk1L6=ukL6;  
ek1L6=ekL6;
```

```
//Controlador da tensão de saída  
ekvo=400-Vo;  
ukvo=uk1vo+c*ekvo+d*ek1vo;
```

```
if( ukvo >=120){  
ukvo=120;  
}
```

```
if( ukvo <=-120){  
ukvo=-120;  
}
```

```
uk1vo=ukvo;  
ek1vo=ekvo;
```

```
n1=n1+1;  
}
```

```
y1=ukL1;  
y2=ukL2;  
y3=ukL3;  
y4=ukL4;  
y5=ukL5;  
y6=ukL6;  
y7=ILref;  
y8=Ibat;  
y9=ukvo;  
y10=Vo;
```