

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Pablo Fernando Soardi Costa

ANÁLISE DO CONVERSOR DAB UTILIZANDO  
MODULAÇÃO *TRIPLE PHASE SHIFT* COM ALGORITMO  
DE OTIMIZAÇÃO E CIRCUITO DE AUXÍLIO À  
COMUTAÇÃO

Santa Maria, RS  
2022



Pablo Fernando Soardi Costa

ANÁLISE DO CONVERSOR DAB UTILIZANDO MODULAÇÃO  
*TRIPLE PHASE SHIFT* COM ALGORITMO DE  
OTIMIZAÇÃO E CIRCUITO DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica**.

**Orientador: Prof. Dr. Luciano Schuch**  
**Coorientador: Prof. Dr. Leandro Roggia**

Santa Maria, RS  
2022

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Costa, Pablo Fernando Soardi

Análise do Conversor DAB Utilizando Modulação *Triple Phase Shift* com Algoritmo de Otimização e Circuito de Auxílio à Comutação / Pablo Fernando Soardi Costa - 2022  
218 p.; 30 cm

Orientador: Luciano Schuch

Coorientador: Leandro Roggia

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2022

Conversor DAB, sistema de armazenamento de energia, algoritmo de otimização FP, otimização do conversor DAB, circuito de auxílio à comutação.

---

© 2022

Todos os direitos autorais reservados à Pablo Fernando Soardi Costa. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Rua Prof<sup>ª</sup>. Geni Conny, n° 109, Bairro Mundstock, Ijuí, RS, Brasil, CEP:98700-000;

Fone: (55) 98148-2534;

Endereço Eletrônico: pablofscosta@gmail.com.

---

Pablo Fernando Soardi Costa

**ANÁLISE DO CONVERSOR DAB UTILIZANDO MODULAÇÃO  
*TRIPLE PHASE SHIFT* COM ALGORITMO DE OTIMIZAÇÃO E  
CIRCUITO DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO**

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica**.

**Aprovado em 18 de fevereiro de 2022:**

---

**Luciano Schuch, Dr. (UFSM)**  
(Presidente/Orientador)

---

**Leandro Roggia, Dr. (UFSM)**  
(Coorientador)

---

**André Luís Kirsten, Dr. (UFSC)**

---

**Tadeu Vargas, Dr. (URI-FW)**

---

**Fabio Ecke Bisogno, Dr. (UFSM)**

---

**José Eduardo Baggio, Dr. (UFSM)**

Santa Maria, RS  
2022



Dedico este trabalho aos meus pais, Olnei e Neidi, ao meu irmão  
Everton, meus sobrinhos Otávio, Marjorie, Anthony e João  
Gabriel, aos meus avós Lary, Willma, Eva e Augusto (*in  
memorian*) e em especial à minha namorada e parceira de vida  
Suelen Cristiane Freitag.



## AGRADECIMENTOS

À Deus por tudo que concerne minha formação e minha carreira.

Aos meus pais, Olnei e Neidi, pela educação a mim concedida e pelo apoio incondicional aos meus sonhos. Ao meu irmão Everton por ser meu melhor amigo, dedicando parte de seu tempo para ouvir assuntos que muitas vezes não eram de sua área.

Aos meus sobrinhos Otávio, Marjorie, Anthony e João Gabriel, que trouxeram alegria e descontração na etapa final de elaboração deste trabalho.

Aos meus avós por todo apoio, momentos de reflexão e por terem sido os pilares do meu crescimento com ser humano.

À minha namorada Suelen, por todo amor, carinho, paciência, compreensão, confiança e companheirismo, estando sempre ao meu lado, seu apoio foi muito importante para a concretização deste sonho.

Ao meu orientador, professor Luciano Schuch, pela excelente orientação e comprometimento. Seus ensinamentos e contribuições foram de fundamental importância para a realização deste trabalho.

Ao meu coorientador, professor Leandro Roggia, pelo apoio, comprometimento, conhecimento transmitido, sugestões e contribuições durante o desenvolvimento deste trabalho.

A todos os colegas do GEPOC pelo convívio, troca de experiências e momentos de descontração. Um agradecimento especial ao colega Ademir Toebe pelas contribuições técnicas na montagem e resolução de problemas do protótipo e também a todos os colegas que de uma forma ou de outra contribuíram para o desenvolvimento do trabalho.

À Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), em especial ao GEPOC, por fornecer o ambiente e recursos de trabalho essenciais para o desenvolvimento deste trabalho. Agradeço também à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo aporte financeiro.



## RESUMO

### ANÁLISE DO CONVERSOR DAB UTILIZANDO MODULAÇÃO *TRIPLE PHASE SHIFT* COM ALGORITMO DE OTIMIZAÇÃO E CIRCUITO DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO

AUTOR: PABLO FERNANDO SOARDI COSTA

ORIENTADOR: LUCIANO SCHUCH

COORIENTADOR: LEANDRO ROGGIA

Com o crescimento da utilização de fontes renováveis para a geração de energia elétrica, os sistemas de distribuição e transmissão de energia vêm passando por significativas mudanças. Como as fontes de geração renováveis fotovoltaica e eólica apresentam maior destaque atualmente, os sistemas devem passar a ser mais robustos no que diz respeito à intermitência destas fontes. Por este motivo, a inserção de sistemas de armazenamento de energia (*Energy Storage Systems* - ESS) para auxiliar na estabilidade do sistema têm sido muito difundido atualmente. Porém, para que os sistemas de armazenamento de energia possam ser utilizados há a necessidade de realizar o interfaceamento com o restante do sistema. Para que isso torne-se possível, a eletrônica de potência tem papel fundamental através dos conversores estáticos de potência. Nestas aplicações o conversor *Dual Active Bridge* (DAB) tem ganho muita atenção dos pesquisadores. Desta forma, esta Tese apresenta a análise do conversor DAB quando submetido às modulações *Phase-Shift* (PSM) e *Triple Phase Shift* (TPS). A modulação TPS adiciona novos graus de liberdade na operação do conversor DAB em comparação com a modulação PSM, introduzindo a razão cíclica do Full-Bridge do primário ( $D_1$ ) e do Full-Bridge do secundário ( $D_2$ ) além do ângulo de defasagem ( $\phi$ ) entre as tensões do primário e secundário do transformador. Assim, pode-se avaliar o comportamento do conversor para toda a faixa de potência para diferentes pontos de operação com TPS. Fazendo uso da TPS, pode-se definir a escolha mais eficiente dos pontos de operação, levando em consideração a potência aparente circulante do conversor, que pode proporcionar redução das perdas de comutação e condução. Para que se possa alcançar eficiências superiores, determinar um trio de controle otimizado ( $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$ ) para cada ponto de operação torna-se necessário. Para isso, é proposto um algoritmo de busca que utiliza como figura de mérito a relação entre a potência ativa de saída e a potência aparente total do conversor, denominada de Fator de Potência (FP). Além disso, analisam-se diversos circuitos de auxílio à comutação (CAC), devido o conversor DAB operar sem comutação suave para baixas cargas, além de possuir baixa eficiência nestes pontos de operação. Com isso, os circuitos de auxílio à comutação são utilizados para ampliar a faixa de comutação suave do conversor DAB. Apresenta-se assim, uma proposta de variação topológica do conversor DAB com a inserção de um CAC, o qual irá operar nos pontos de baixa carga de saída do conversor e onde o ganho  $d$  do conversor

seja maior que um ( $d > 1$ ). O comportamento do conversor DAB com a modulação TPS determinada pelo algoritmo proposto e com CAC proposto são validados através de um protótipo com potência nominal de 500 W.

**Palavras-chave:** Conversor DAB, sistema de armazenamento de energia, algoritmo de otimização FP, otimização do conversor DAB, circuito de auxílio à comutação.

## ABSTRACT

### ANALYSIS OF THE DAB CONVERTER USING TRIPLE PHASE SHIFT MODULATION WITH OPTIMIZATION ALGORITHM AND SWITCHING AID CIRCUIT

AUTHOR: PABLO FERNANDO SOARDI COSTA

ADVISOR: LUCIANO SCHUCH

COADVISOR: LEANDRO ROGGIA

With the growth of the use of renewable sources for the generation of electric energy, the systems of distribution and transmission of energy have been going through significant changes. As the photovoltaic and wind renewable generation sources are currently more prominent, the systems must become more robust with regard to the intermittence of these sources. For this reason, the insertion of energy storage systems (Energy Storage Systems - ESS) to assist in the stability of the system has been widespread nowadays. However, for energy storage systems to be used, there is a need to interface with the rest of the system. For this to become possible, power electronics have a fundamental role through static power converters. In these applications, the Dual Active Bridge (DAB) converter has gained a lot of attention from researchers. Thus, this Thesis presents the analysis of the DAB converter when subjected to Phase-Shift Modulation (PSM) and Triple Phase Shift (TPS) modulations. TPS modulation adds new degrees of freedom in DAB converter operation compared to PSM modulation by introducing the duty cycle on the primary Full-Bridge ( $D_1$ ) and secondary Full-Bridge ( $D_2$ ) in addition to the phase-shift angle ( $\phi$ ) between transformer primary and secondary voltages. Thus, the behavior of the converter can be evaluated for the entire power range for different operating points with TPS. Making use of TPS, the most efficient choice of operating points can be defined, taking into account the apparent circulating power of the converter, which can provide a reduction in commutation and conduction losses. In order to achieve higher efficiencies, determining an optimized control trio ( $D_1$ ,  $D_2$  and  $\phi$ ) for each operating point becomes necessary. For this, a search algorithm is proposed that uses as a figure of merit the relationship between the active output power and the total apparent power of the converter, called Power Factor (PF). In addition, several switching aid circuits (CAC) are analyzed, since the DAB converter operates without soft switching for low loads, in addition to having low efficiency at these operating points. As a result, switching aid circuitry is used to extend the soft-switching range of the DAB converter. Thus, a proposal for a topological variation of the DAB converter is presented with the insertion of a CAC, which will operate at the low output load points of the converter and where the gain  $d$  of the converter is greater than one ( $d > 1$ ). The behavior of the DAB converter with the TPS modulation determined by the proposed algorithm and with the proposed CAC are validated through a prototype with a nominal power of 500 W.

**Keywords:** DAB converter, energy storage system, FP optimization algorithm, DAB converter optimization, switching aid circuit.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Geração de energia elétrica mundial..	38
Figura 1.2 – Geração de energia elétrica brasileira.....	38
Figura 1.3 – Matriz energética mundial. ....	39
Figura 1.4 – Taxa de crescimento da emissão de CO <sub>2</sub> no mundo. ....	39
Figura 1.5 – Matriz energética brasileira. ....	40
Figura 1.6 – Capacidade de auxílio ao Sistema Elétrico de Potência das baterias. .	41
Figura 1.7 – Exemplo de uma Estrutura da GD.....	42
Figura 1.8 – Tecnologias e tipos de ESSs. ....	44
Figura 1.9 – Método de carga Corrente Constante/Tensão Constante (CC/CV)....	45
Figura 1.10 – Comportamento do ganho $d$ e da potência processada pelo conversor DAB durante o processo de carga de um banco de baterias: a) Variação do ganho $d$ e b) Variação da potência processada. ....	46
Figura 2.1 – Estrutura do conversor DAB convencional. ....	56
Figura 2.2 – Sinais de comando dos interruptores do conversor DAB para PSM. ....	57
Figura 2.3 – Tensões do primário $v_p$ e do secundário $v_s$ do transformador do conversor DAB com PSM. ....	58
Figura 2.4 – Potência ativa e aparente normalizadas no conversor DAB com PSM. ....	58
Figura 2.5 – Circuito simplificado do conversor DAB.....	59
Figura 2.6 – Início da primeira etapa (Etapa I) de operação do conversor DAB com PSM.....	59
Figura 2.7 – Final da primeira etapa (Etapa I) de operação do conversor DAB com PSM.....	60
Figura 2.8 – Segunda etapa (Etapa II) de operação do conversor DAB com PSM. .	61
Figura 2.9 – Início da terceira etapa (Etapa III) de operação do conversor DAB com PSM.....	61
Figura 2.10 – Final da terceira etapa (Etapa III) de operação do conversor DAB com PSM.....	61
Figura 2.11 – Quarta etapa (Etapa IV) de operação do conversor DAB com PSM... ..	62
Figura 2.12 – Comportamento da corrente $i_p(t)$ do conversor DAB com PSM para transmissão direta de energia. ....	63
Figura 2.13 – Tensões do primário e secundário do transformador do conversor DAB com TPS para uma situação específica de operação. ....	64
Figura 2.14 – Fronteira de operação de cada região para o conversor DAB operando com frequência de 100 kHz: a) $D_2 = 0, 5$ ; b) $D_2 = 0, 4$ ; c) $D_2 = 0, 3$ ; d) $D_2 = 0, 2$ . ....	66
Figura 2.15 – Tensão do primário $v_p$ , do secundário $v_s$ e corrente do primário $i_{pa}(t)$ do conversor DAB operando no padrão A com $D_1 = 0, 4$ , $D_2 = 0, 3$ , $\phi = 30^\circ$ , $f_s = 100$ kHz e $d = 1$ . ....	67
Figura 2.16 – Tensão do primário $v_p$ , do secundário $v_s$ e corrente do primário $i_{pb}(t)$ do conversor DAB operando no padrão B com $D_1 = 0, 2$ , $D_2 = 0, 3$ e $\phi = 30^\circ$ , $f_s = 100$ kHz e $d = 1$ . ....	71

Figura 2.17 – Tensão do primário $v_p$ , secundário $v_s$ e corrente do primário $i_{pc}(t)$ do conversor DAB operando no padrão C com $D_1 = 0,3$ e $D_2 = 0,4$ e $\phi = 75^\circ$ , $f_s = 100$ kHz e $d = 1$ . .....	74
Figura 2.18 – Tensão do primário $v_p$ , do secundário $v_s$ e corrente do primário $i_{pd}(t)$ do conversor DAB operando no padrão D com $D_1 = 0,2$ e $D_2 = 0,4$ e $\phi = 120^\circ$ , $f_s = 100$ kHz e $d = 1$ . .....	77
Figura 2.19 – Tensão do primário $v_p$ , do secundário $v_s$ e corrente do primário $i_{pe}(t)$ do conversor DAB operando no padrão E com $D_1 = 0,2$ e $D_2 = 0,4$ e $\phi = 90^\circ$ , $f_s = 100$ kHz e $d = 1$ . .....	80
Figura 2.20 – Tensão do primário $v_p$ , secundário $v_s$ e corrente do primário $i_{pf}(t)$ do conversor DAB operando no padrão F com $D_1 = 0,2$ e $D_2 = 0,2$ e $\phi = 90^\circ$ , $f_s = 100$ kHz e $d = 1$ . .....	83
Figura 2.21 – Potência ativa e aparente processadas pelo conversor DAB com transmissão direta de energia para $V_{in} = 400$ V, $V_o = 50$ V, $\phi_{np} = 20^\circ$ , $f_s = 100$ kHz e $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H. ....	88
Figura 2.22 – Potência ativa processada pelo conversor DAB com transmissão direta de energia para $V_{in} = 400$ V, $V_o = 50$ V, $\phi_{np} = 20^\circ$ , $f_s = 100$ kHz, $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H e $d = 1$ . .....	89
Figura 2.23 – Potência não ativa (aparente) processada pelo conversor DAB com transmissão direta de energia para $V_{in} = 400$ V, $V_o = 50$ V, $\phi_{np} = 20^\circ$ , $f_s = 100$ kHz, $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H e $d = 1$ . ....	91
Figura 2.24 – Potência ativa e aparente processada pelo conversor DAB e relação entre $P_o$ e $S_t$ para $V_{in} = 400$ V, $V_o = 50$ V, $\phi_{np} = 20^\circ$ , $f_s = 100$ kHz e $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H. ....	92
Figura 2.25 – Resultados de simulação do conversor DAB com $D_1 = 0,4$ , $D_2 = 0,3$ , $\phi = 30^\circ$ , $f_s = 100$ kHz, $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H e $d = 1$ para TPS operando no Padrão A e $P_o = 202,50$ W: a) Tensão do primário $v_p$ e do secundário ( $2 \cdot v_s$ ) e b) Corrente do primário $i_{pa}$ . ....	93
Figura 2.26 – Resultados de simulação do conversor DAB com $D_1 = 0,2$ , $D_2 = 0,3$ , $\phi = 30^\circ$ , $f_s = 100$ kHz, $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H e $d = 1$ para TPS operando no Padrão B e $P_o = 469$ W: a) Tensão do primário $v_p$ e do secundário ( $2 \cdot v_s$ ) e b) Corrente do primário $i_{pb}$ . ....	93
Figura 2.27 – Resultados de simulação do conversor DAB com $D_1 = 0,5$ , $D_2 = 0,5$ , $\phi = 20^\circ$ , $f_s = 100$ kHz, $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H e $d = 1$ para TPS operando no Padrão C e $P_o = 500$ W: a) Tensão do primário $v_p$ e do secundário ( $2 \cdot v_s$ ) e b) Corrente do primário $i_{pc}$ . ....	94
Figura 2.28 – Resultados de simulação do conversor DAB com $D_1 = 0,2$ , $D_2 = 0,2$ , $\phi = 90^\circ$ , $f_s = 100$ kHz, $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H e $d = 1$ para TPS operando no Padrão F e $P_o = 405$ W: a) Tensão do primário $v_p$ e do secundário ( $2 \cdot v_s$ ) e b) Corrente do primário $i_{pf}$ . ....	94
Figura 3.1 – Curvas de transferência de potência $P_o$ e curvas de potências limite $P_x$ e $P_y$ para operação com ZVS variando $d$ com PSM. ....	98
Figura 3.2 – Sinal de acionamento do interruptor do primário $S_{p1}$ com ZVS para $D_1 = 0,4$ e $D_2 = 0,3$ e $\phi = 30^\circ$ , $f_s = 100$ kHz e $d = 1$ . ....	100
Figura 3.3 – Corrente inicial do primário $I_x$ para transmissão direta de energia com $V_{in} = 400$ V, $V_o = 50$ V, $\phi = 20^\circ$ , $f_s = 100$ kHz e $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H. ....	101

Figura 3.4	– Potência ativa processada limitada às regiões de ZVS do primário considerando a corrente inicial do primário para transmissão direta de energia com $V_{in} = 400$ V, $V_o = 50$ V, $\phi_{np} = 20^\circ$ , $f_s = 100$ kHz e $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H.....	102
Figura 3.5	– Região de ZVS do primário com variação de $d$ para $D_1 = D_2 = 0,5$ , $V_{in} = 400$ V, $V_o = 50$ V, $\phi_{np} = 20^\circ$ , $f_s = 100$ kHz e $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H.	103
Figura 3.6	– Sinal de acionamento do interruptor do secundário $S_{s1}$ com ZVS para $D_1 = 0,4$ e $D_2 = 0,3$ e $\phi = 30^\circ$ , $f_s = 100$ kHz e $d = 1$ .	104
Figura 3.7	– Corrente inicial do secundário para transmissão direta de energia com $V_{in} = 400$ V, $V_o = 50$ V, $\phi_{np} = 20^\circ$ , $f_s = 100$ kHz e $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H.	104
Figura 3.8	– Região de ZVS do secundário com variação de $d$ para $D_1 = D_2 = 0,5$ , $V_{in} = 400$ V, $V_o = 50$ V, $\phi_{np} = 20^\circ$ , $f_s = 100$ kHz e $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H.	105
Figura 3.9	– Conversor DAB com capacitâncias intrínsecas dos interruptores.	106
Figura 3.10	– Etapas de operação para a comutação sob ZVS, considerando as capacitâncias intrínsecas dos interruptores: (a) Chave $S_{p1}$ abre; (b) Carga de $C_{p1}$ e descarga de $C_{p3}$ ; (c) Diodo $D_{p3}$ é polarizado diretamente; (d) Interruptor $S_{p3}$ entra em condução sob ZVS.....	107
Figura 3.11	– Circuito equivalente no domínio da frequência ( $s$ ) durante o período de transição dos interruptores $S_{p1}$ e $S_{p3}$ .	108
Figura 3.12	– Tensão do capacitor $C_{p3}$ durante o processo de descarga em um período de comutação para $V_{in} = 400$ V, $V_o = 50$ V, $f_s = 100$ kHz, $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H e $C_{p3} = 500$ pF.....	109
Figura 3.13	– Corrente inicial mínima para ZVS durante o processo de descarga em um período de comutação para $V_{in} = 400$ V, $V_o = 50$ V, $f_s = 100$ kHz, $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H.....	111
Figura 3.14	– Potência ativa processada limitada às regiões de ZVS do primário considerando as capacitâncias intrínsecas dos interruptores para $V_{in} = 400$ V, $V_o = 50$ V, $\phi_{np} = 20^\circ$ , $f_s = 100$ kHz, $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H e $C_p = 465$ pF.....	112
Figura 3.15	– Região para determinar as perdas de comutação de um MOSFET.	114
Figura 4.1	– Fluxograma do algoritmo para determinar o trio de controle otimizado para os pontos de operação do conversor DAB.....	119
Figura 4.2	– Comportamento das razões cíclicas $D_1$ , $D_2$ , ângulo de defasagem $\phi$ , potência ativa de saída $P_o$ e potência aparente total $S_t$ para $V_{in} = 400$ V, $V_o = 50$ V, $f_s = 100$ kHz, $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H, $d = 1$ e com FP: a) Razões cíclicas ideais $D_1$ e $D_2$ , b) Potência ativa de saída $P_o$ e c) Potência aparente total $S_t$ .	122
Figura 4.3	– Comportamento das razões cíclicas $D_1$ , $D_2$ , ângulo de defasagem $\phi$ , potência ativa de saída $P_o$ e potência aparente total $S_t$ para $V_{in} = 400$ V, $V_o = 62,50$ V, $f_s = 100$ kHz, $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H, $d = 1,25$ e com FP: a) Razões cíclicas ideais $D_1$ e $D_2$ , b) Potência ativa de saída $P_o$ e c) Potência aparente total $S_t$ .	123
Figura 4.4	– Comportamento das razões cíclicas $D_1$ , $D_2$ , ângulo de defasagem $\phi$ , potência ativa de saída $P_o$ e potência aparente total $S_t$ para $V_{in} = 400$ V, $V_o = 37,50$ V, $f_s = 100$ kHz, $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H, $d = 0,75$ e com FP: a) Razões cíclicas ideais $D_1$ e $D_2$ , b) Potência ativa de saída $P_o$ e c) Potência aparente total $S_t$ .	124

Figura 4.5	– Fator de Potência com TPS para $V_{in} = 400$ V, $f_s = 100$ kHz, $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H: a) $d = 0,75$ e $V_o = 37,50$ V, b) $d = 1$ e $V_o = 50$ V, c) $d = 1,25$ e $V_o = 62,50$ V e d) FP com variação de $d$ . . . . .	125
Figura 4.6	– Fator de Potência com PSM para $V_{in} = 400$ V, $f_s = 100$ kHz, $L_{DAB} = 158$ $\mu$ H: a) $d = 0,75$ e $V_o = 37,50$ V, b) $d = 1$ e $V_o = 50$ V, c) $d = 1,25$ e $V_o = 62,50$ V e d) FP com variação de $d$ . . . . .	126
Figura 4.7	– Processo de mesclagem dos vetores de razão cíclica do primário $D_1$ e do secundário $D_2$ para o vetor mesclado $D_1\_D_2$ . . . . .	128
Figura 4.8	– Processo de mesclagem dos vetores de razão cíclica do primário $D_1$ e do secundário $D_2$ para o vetor $D_1\_D_2$ : a) Vetor $D_1$ , b) Vetor $D_2$ e c) Vetor mesclado $D_1\_D_2$ . . . . .	129
Figura 4.9	– Processo de reconstrução dos vetores de razão cíclica do primário $D_1$ e do secundário $D_2$ a partir do vetor $D_1\_D_2$ : a) Vetor $D_2$ e b) Vetor $D_1$ . . . . .	129
Figura 4.10	– Conversor DAB simulado: a) Circuito elétrico e b) Circuito de controle e comando dos interruptores. . . . .	130
Figura 4.11	– Conversor DAB com modulação TPS e varredura dos vetores de razão cíclica $D_1$ e $D_2$ com $d = 1,25$ : a) Tensão do primário $v_p$ e do secundário $v_s$ , b) Corrente $I_o$ e tensão $V_o$ , c) Razões cíclicas $D_1$ e $D_2$ para 100 W e d) Razões cíclicas $D_1$ e $D_2$ para 500 W. . . . .	132
Figura 4.12	– Conversor DAB com modulação TPS e varredura dos vetores de razão cíclica $D_1$ e $D_2$ com $d = 1,25$ : a) Tensão do primário $v_p$ e do secundário $v_s$ , b) Corrente $I_o$ e tensão $V_o$ , c) Razões cíclicas $D_1$ e $D_2$ para 500 W e d) Razões cíclicas $D_1$ e $D_2$ para 100 W. . . . .	133
Figura 4.13	– Conversor DAB com modulação TPS e varredura dos vetores de razão cíclica $D_1$ e $D_2$ com $d = 1,25$ : a) Tensão do primário $v_p$ e do secundário $v_s$ , b) Corrente $I_o$ e tensão $V_o$ , c) Razões cíclicas $D_1$ e $D_2$ para 100 W e d) Razões cíclicas $D_1$ e $D_2$ para 125 W. . . . .	134
Figura 4.14	– Conversor DAB com modulação TPS e varredura dos vetores de razão cíclica $D_1$ e $D_2$ com $d = 1,25$ : a) Tensão do primário $v_p$ e do secundário $v_s$ , b) Corrente $I_o$ e tensão $V_o$ , c) Razões cíclicas $D_1$ e $D_2$ para 125 W e d) Razões cíclicas $D_1$ e $D_2$ para 100 W. . . . .	135
Figura 5.1	– Conversor DAB alimentado em tensão. . . . .	138
Figura 5.2	– Topologia proposta do conversor DAB baseado em CTT. . . . .	138
Figura 5.3	– Topologia do conversor DAB: a) Tradicional DABSRC e b) Tanque ressonante duplo DABSRC. . . . .	139
Figura 5.4	– Topologia proposta do DABSRC incorporando SCC. . . . .	140
Figura 5.5	– Topologia proposta do DABSRC baseado em SCI. . . . .	141
Figura 5.6	– Topologia do conversor DAB apresentada em Shen et al. (2019). . . . .	141
Figura 5.7	– Conversor CC-CC bidirecional FRS-DAB. . . . .	142
Figura 5.8	– Conversor CC-CC bidirecional DAB com relé SPDT. . . . .	143
Figura 5.9	– Conversor CC-CC bidirecional DAB com relé SPDT operando abaixo de 30 % da potência nominal. . . . .	143
Figura 5.10	– Conversor CC-CC bidirecional DAB com relé SPDT operando acima de 30 % da potência nominal. . . . .	144

Figura 5.11 – Características de potência do conversor DAB operando com indutores $L_{DAB1}$ e $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ .....	144
Figura 5.12 – Conversor CC-CC bidirecional DAB com circuito de auxílio à comutação proposto. ....	145
Figura 5.13 – Conversor CC-CC bidirecional DAB com circuito de auxílio à comutação proposto; a) relé $SPDT1$ e $SPDT2$ bloqueados, b) relé $SPDT1$ conduzindo e $SPDT2$ bloqueado e c) relé $SPDT1$ bloqueado e $SPDT2$ conduzindo. ....	146
Figura 5.14 – Características de potência do conversor DAB operando com indutores $L_{DAB1}$ , $L_{DAB2}$ e $L_{DAB1}+L_{DAB2}$ .....	147
Figura 5.15 – Região de comutação suave do conversor DAB em função do ganho de tensão $d$ e da potência de saída. ....	149
Figura 5.16 – Fluxograma para definição dos parâmetros de acionamento do CAC..	150
Figura 5.17 – Corrente de pico do primário ( $i_{Lp}$ ) com modulação PSM e CAC proposto para $f_s = 100$ kHz, $V_{in} = 400$ V, $V_o = 62,50$ V, $d = 1,25$ e potência de saída entre 25 e 225 W (5 - 45 %). ....	151
Figura 5.18 – Tensão do interruptor do primário $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário $V_{Ss1}$ e corrente do primário ( $i_p$ ), com modulação PSM, $L_{DAB1}$ , $\phi = 9,50^\circ$ , $f_s = 100$ kHz, $V_{in} = 400$ V, $V_o = 62,50$ V, $d = 1,25$ e $P_o = 100$ W (20 %). ....	152
Figura 5.19 – Tensão do interruptor do primário $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário $V_{Ss1}$ e corrente do primário ( $i_p$ ), com modulação PSM, $L_{DAB2}$ , $\phi = 24,30^\circ$ , $f_s = 100$ kHz, $V_{in} = 400$ V, $V_o = 62,50$ V, $d = 1,25$ e $P_o = 100$ W. ....	153
Figura 5.20 – Tensão do interruptor do primário $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário $V_{Ss1}$ e corrente do primário ( $i_p$ ), com modulação PSM, $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ , $\phi = 38,04^\circ$ , $f_s = 100$ kHz, $V_{in} = 400$ V, $V_o = 62,50$ V, $d = 1,25$ e $P_o = 100$ W. ....	153
Figura 5.21 – Tensão do interruptor do primário $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário $V_{Ss1}$ e corrente do primário $i_p$ , com modulação PSM, $f_s = 100$ kHz, $V_{in} = 400$ V, $V_o = 62,50$ V, $d = 1,25$ , $P_o = 100$ W com troca de $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ para $L_{DAB1}$ . ....	154
Figura 5.22 – Tensão do interruptor do primário $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário $V_{Ss1}$ e corrente do primário $i_p$ , com modulação PSM, $f_s = 100$ kHz, $V_{in} = 400$ V, $V_o = 62,50$ V, $d = 1,25$ , $P_o = 100$ W com troca de $L_{DAB1}$ para $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ . ....	154
Figura 5.23 – Tensão do interruptor do primário $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário $V_{Ss1}$ e corrente do primário $i_p$ , com modulação PSM, $L_{DAB1}$ , $\phi = 20,28^\circ$ , $f_s = 100$ kHz, $V_{in} = 400$ V, $V_o = 62,50$ V, $d = 1,25$ e $P_o = 200$ W. ....	155
Figura 5.24 – Tensão do interruptor do primário $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário $V_{Ss1}$ e corrente do primário ( $i_p$ ), com modulação PSM, $L_{DAB2}$ , $\phi = 66,98^\circ$ , $f_s = 100$ kHz, $V_{in} = 400$ V, $V_o = 62,50$ V, $d = 1,25$ e $P_o = 200$ W. ....	155

Figura 5.25 – Tensão do interruptor do primário $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário $V_{Ss1}$ e corrente do primário $i_p$ , com modulação PSM, $f_s = 100$ kHz, $V_{in} = 400$ V, $V_o = 62,50$ V, $d = 1,25$ , $P_o = 200$ W com troca de $L_{DAB1}$ para $L_{DAB2}$ .	156
Figura 5.26 – Tensão do interruptor do primário $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário $V_{Ss1}$ e corrente do primário $i_p$ , com modulação PSM, $L_{DAB1}$ , $\phi = 90^\circ$ , $f_s = 100$ kHz, $V_{in} = 400$ V, $V_o = 62,50$ V, $d = 1,25$ e $P_o = 500$ W.	156
Figura 5.27 – Tensão do interruptor do primário $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário $V_{Ss1}$ e corrente do primário $i_p$ , com modulação PSM, $f_s = 100$ kHz, $V_{in} = 400$ V, $V_o = 62,50$ V, $d = 1,25$ e degrau de carga de 150 W para 175 W.	157
Figura 6.1 – Foto do protótipo do conversor DAB desenvolvido: a) DAB para modulação TPS e algoritmo FP proposto e b) DAB para aplicação do CAC.	160
Figura 6.2 – Sinais de comando dos interruptores do lado primário ( $S_{p1}$ , $S_{p2}$ , $S_{p3}$ e $S_{p4}$ ) para a razão cíclica $D_1 = 0,3$ .	161
Figura 6.3 – Sinais de comando dos interruptores do lado primário ( $S_{p1}$ , $S_{p2}$ , $S_{p3}$ e $S_{p4}$ ) para a razão cíclica $D_1 = 0,4$ .	162
Figura 6.4 – Sinais de comando dos interruptores do lado secundário ( $S_{s1}$ , $S_{s2}$ , $S_{s3}$ e $S_{s4}$ ) para a razão cíclica $D_2 = 0,2$ .	162
Figura 6.5 – Defasagem angular entre os sinais de comando dos interruptores $S_{p1}$ do primário e $S_{s1}$ do secundário com $\phi = 45^\circ$ .	163
Figura 6.6 – Padrão A: Tensão do primário $v_p$ , tensão do secundário $v_s$ e corrente do primário $i_p$ para $D_1 = 0,4$ , $D_2 = 0,3$ e $\phi = 30^\circ$ .	164
Figura 6.7 – Padrão B: Tensão do primário $v_p$ , tensão do secundário $v_s$ e corrente do primário $i_p$ para $D_1 = 0,2$ , $D_2 = 0,3$ e $\phi = 30^\circ$ .	164
Figura 6.8 – Padrão C: Tensão do primário $v_p$ , tensão do secundário $v_s$ e corrente do primário $i_p$ para $D_1 = 0,5$ , $D_2 = 0,5$ e $\phi = 20^\circ$ .	165
Figura 6.9 – Padrão F: Tensão do primário $v_p$ , tensão do secundário $v_s$ e corrente do primário $i_p$ para $D_1 = 0,2$ , $D_2 = 0,2$ e $\phi = 75^\circ$ .	165
Figura 6.10 – Formas de onda da tensão do primário $v_p$ , tensão do secundário $v_s$ e corrente do primário $i_p$ para $D_1 = 0,4$ , $D_2 = 0,3$ e $\phi = 30^\circ$ com ZVS.	166
Figura 6.11 – Formas de onda da tensão do primário $v_p$ , tensão do secundário $v_s$ e corrente do primário $i_p$ para $D_1 = 0,2$ , $D_2 = 0,3$ e $\phi = 16^\circ$ sem ZVS.	167
Figura 6.12 – Formas de onda do conversor DAB com trio de controle ótimo obtido através da rotina FP ( $D_1 = 0,49$ , $D_2 = 0,49$ e $\phi = 3,70^\circ$ ) para $d = 1$ e $P_o = 100$ W: a) Tensão do primário $v_p$ , do secundário $v_s$ , corrente do primário $i_p$ e tensão de saída $V_o$ e b) Tensão do primário $v_p$ , do secundário $v_s$ , corrente de saída $I_o$ e tensão de saída $V_o$ .	168
Figura 6.13 – Formas de onda do conversor DAB com trio de controle ótimo obtido através da rotina FP ( $D_1 = 0,45$ , $D_2 = 0,45$ e $\phi = 21,20^\circ$ ) para $d = 1$ e $P_o = 500$ W: a) Tensão do primário $v_p$ , do secundário $v_s$ , corrente do primário $i_p$ e tensão de saída $V_o$ e b) Tensão do primário $v_p$ , do secundário $v_s$ , corrente de saída $I_o$ e tensão de saída $V_o$ .	168

- Figura 6.14 – Formas de onda do conversor DAB com trio de controle ótimo obtido através da rotina FP ( $D_1 = 0,15$ ,  $D_2 = 0,12$  e  $\phi = 19,40^\circ$ ) para  $d = 1,25$  e  $P_o = 100$  W: a) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente do primário  $i_p$  e tensão de saída  $V_o$  e b) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente de saída  $I_o$  e tensão de saída  $V_o$ . . . . . 169
- Figura 6.15 – Formas de onda do conversor DAB com trio de controle ótimo obtido através da rotina FP ( $D_1 = 0,25$ ,  $D_2 = 0,20$  e  $\phi = 27,40^\circ$ ) para  $d = 1,25$  e  $P_o = 250$  W: a) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente do primário  $i_p$  e tensão de saída  $V_o$  e b) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente de saída  $I_o$  e tensão de saída  $V_o$ . . . . . 170
- Figura 6.16 – Formas de onda do conversor DAB com trio de controle ótimo obtido através da rotina FP ( $D_1 = 0,35$ ,  $D_2 = 0,28$  e  $\phi = 39^\circ$ ) para  $d = 1,25$  e  $P_o = 500$  W: a) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente do primário  $i_p$  e tensão de saída  $V_o$  e b) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente de saída  $I_o$  e tensão de saída  $V_o$ . . . . . 170
- Figura 6.17 – Formas de onda do conversor DAB com trio de controle ótimo obtido através da rotina FP ( $D_1 = 0,15$ ,  $D_2 = 0,20$  e  $\phi = 7,34^\circ$ ) para  $d = 0,75$  e  $P_o = 100$  W: a) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente do primário  $i_p$  e tensão de saída  $V_o$  e b) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente de saída  $I_o$  e tensão de saída  $V_o$ . . . . . 171
- Figura 6.18 – Formas de onda do conversor DAB com trio de controle ótimo obtido através da rotina FP ( $D_1 = 0,34$ ,  $D_2 = 0,45$  e  $\phi = 16,15^\circ$ ) para  $d = 0,75$  e  $P_o = 500$  W: a) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente do primário  $i_p$  e tensão de saída  $V_o$  e b) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente de saída  $I_o$  e tensão de saída  $V_o$ . . . . . 171
- Figura 6.19 – Tempo total de processamento dos comandos dentro da interrupção do DSP e tempo de processamento da varredura dos vetores de razão cíclica. . . . . 172
- Figura 6.20 – Comportamento das tensões  $v_p$  e  $v_s$ , da corrente de saída  $I_o$  e da tensão de saída  $V_o$  para degrau de carga de 100 W para 500 W com varredura dos vetores de razão cíclica  $D_1$  e  $D_2$  para  $d = 1,25$ : a) Comportamento dinâmico; b) Detalhe de  $v_p$  e  $v_s$ ,  $I_o$  e  $V_o$  para 100 W; c) Detalhe de  $v_p$  e  $v_s$ ,  $I_o$  e  $V_o$  para 500 W. . . . . 173
- Figura 6.21 – Degrau positivo de carga de 100 W para 500 W com varredura dos vetores de  $D_1$  e  $D_2$  para  $d = 1,25$ : a)  $V_{Sp1}$ ,  $V_{Sp4}$ ,  $I_o$  e  $V_o$ ; b)  $V_{Ss1}$ ,  $V_{Ss4}$ ,  $I_o$  e  $V_o$ ; c) Detalhes das tensões  $V_{Sp1}$  e  $V_{Sp4}$ , da corrente  $I_o$  e da tensão  $V_o$  para 100 W; d) Detalhes das tensões  $V_{Ss1}$  e  $V_{Ss4}$ , da corrente  $I_o$  e da tensão  $V_o$  para 100 W; e) Detalhes das tensões  $V_{Sp1}$  e  $V_{Sp4}$ , da corrente  $I_o$  e da tensão  $V_o$  para 500 W; f) Detalhes das tensões  $V_{Ss1}$  e  $V_{Ss4}$ , da corrente  $I_o$  e da tensão  $V_o$  para 500 W. . . . . 175
- Figura 6.22 – Comportamento das tensões  $v_p$  e  $v_s$ , da corrente de saída  $I_o$  e da tensão de saída  $V_o$  para degrau de carga de 500 W para 100 W com varredura dos vetores de razão cíclica  $D_1$  e  $D_2$  para  $d = 1,25$ : a) Comportamento dinâmico; b) Detalhe de  $v_p$  e  $v_s$ ,  $I_o$  e  $V_o$  para 500 W; c) Detalhe de  $v_p$  e  $v_s$ ,  $I_o$  e  $V_o$  para 100 W. . . . . 176

Figura 6.23 – Degrau negativo de carga de 500 W para 100 W com varredura dos vetores de $D_1$ e $D_2$ para $d = 1, 25$ : a) $V_{Sp1}$ , $V_{Sp4}$ , $I_o$ e $V_o$ ; b) $V_{Ss1}$ , $V_{Ss4}$ , $I_o$ e $V_o$ ; c) Detalhes das tensões $V_{Sp1}$ e $V_{Sp4}$ , da corrente $I_o$ e da tensão $V_o$ para 500 W; d) Detalhes das tensões $V_{Ss1}$ e $V_{Ss4}$ , da corrente $I_o$ e da tensão $V_o$ para 500 W; e) Detalhes das tensões $V_{Sp1}$ e $V_{Sp4}$ , da corrente $I_o$ e da tensão $V_o$ para 100 W; f) Detalhes das tensões $V_{Ss1}$ e $V_{Ss4}$ , da corrente $I_o$ e da tensão $V_o$ para 100 W. ....	178
Figura 6.24 – Eficiência do conversor DAB operando com TPS utilizando algoritmo FP, TPS utilizando algoritmo FC, PSM e razões cíclicas fixas $D_1 = D_2 = 0, 3$ para $d = 1$ . ....	179
Figura 6.25 – Eficiência do conversor DAB operando com TPS utilizando algoritmo FP, TPS utilizando algoritmo FC, PSM e razões cíclicas fixas $D_1 = D_2 = 0, 3$ para $d = 1, 25$ . ....	180
Figura 6.26 – Eficiência do conversor DAB operando com TPS utilizando algoritmo FP, PSM e razões cíclicas fixas $D_1 = D_2 = 0, 3$ para $d = 0, 75$ . ....	181
Figura 6.27 – Tensão <i>dreno – fonte</i> $V_{Sp1}$ do interruptor $S_{p1}$ , <i>dreno – fonte</i> $V_{Ss1}$ do interruptor $S_{s1}$ e corrente do primário $i_p$ com $L_{DAB1}$ e potência de saída de 100 W com $d = 1, 25$ . ....	182
Figura 6.28 – Tensão <i>dreno – fonte</i> $V_{Sp1}$ do interruptor $S_{p1}$ , <i>dreno – fonte</i> $V_{Ss1}$ do interruptor $S_{s1}$ e corrente do primário $i_p$ com $L_{DAB2}$ e potência de saída de 100 W com $d = 1, 25$ . ....	182
Figura 6.29 – Tensão <i>dreno – fonte</i> $V_{Sp1}$ do interruptor $S_{p1}$ , <i>dreno – fonte</i> $V_{Ss1}$ do interruptor $S_{s1}$ e corrente do primário $i_p$ com $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ e potência de saída de 100 W com $d = 1, 25$ . ....	183
Figura 6.30 – Tensão <i>dreno – fonte</i> $V_{Sp1}$ do interruptor $S_{p1}$ , <i>dreno – fonte</i> $V_{Ss1}$ do interruptor $S_{s1}$ e corrente do primário $i_p$ com $L_{DAB1}$ e potência de saída de 200 W com $d = 1, 25$ . ....	184
Figura 6.31 – Tensão <i>dreno – fonte</i> $V_{Sp1}$ do interruptor $S_{p1}$ , <i>dreno – fonte</i> $V_{Ss1}$ do interruptor $S_{s1}$ e corrente do primário $i_p$ com $L_{DAB2}$ e potência de saída de 200 W com $d = 1, 25$ . ....	184
Figura 6.32 – Eficiência global do conversor DAB com circuito de auxílio à comutação proposto para $d = 1, 25$ . ....	185
Figura 6.33 – Tensão <i>dreno – fonte</i> $V_{Sp1}$ do interruptor $S_{p1}$ , <i>dreno – fonte</i> $V_{Ss1}$ do interruptor $S_{s1}$ e corrente do primário $i_p$ para comutação de indutâncias de $(L_{DAB1} + L_{DAB2})$ para $L_{DAB1}$ com potência de saída de 100 W: a) Dinâmica de $V_{Sp1}$ , $V_{Ss1}$ e $i_p$ e b) Detalhes de $V_{Sp1}$ , $V_{Ss1}$ e $i_p$ . ....	186
Figura 6.34 – Tensão <i>dreno – fonte</i> $V_{Sp1}$ do interruptor $S_{p1}$ , <i>dreno – fonte</i> $V_{Ss1}$ do interruptor $S_{s1}$ e corrente do primário $i_p$ para comutação de indutâncias de $(L_{DAB1} + L_{DAB2})$ para $L_{DAB2}$ com potência de saída de 100 W: a) Dinâmica de $V_{Sp1}$ , $V_{Ss1}$ e $i_p$ e b) Detalhes de $V_{Sp1}$ , $V_{Ss1}$ e $i_p$ . ....	187
Figura 6.35 – Tensão <i>dreno – fonte</i> $V_{Sp1}$ do interruptor $S_{p1}$ , <i>dreno – fonte</i> $V_{Ss1}$ do interruptor $S_{s1}$ e corrente do primário $i_p$ para comutação de indutâncias de $(L_{DAB1} + L_{DAB2})$ para $L_{DAB1}$ com potência de saída de 150 W: a) Dinâmica de $V_{Sp1}$ , $V_{Ss1}$ e $i_p$ e b) Detalhes de $V_{Sp1}$ , $V_{Ss1}$ e $i_p$ . ....	188
Figura 6.36 – Tensão <i>dreno – fonte</i> $V_{Sp1}$ do interruptor $S_{p1}$ , <i>dreno – fonte</i> $V_{Ss1}$ do interruptor $S_{s1}$ e corrente do primário $i_p$ para comutação de indutâncias de $(L_{DAB1} + L_{DAB2})$ para $L_{DAB2}$ com potência de saída de 150 W: a) Dinâmica de $V_{Sp1}$ , $V_{Ss1}$ e $i_p$ e b) Detalhes de $V_{Sp1}$ , $V_{Ss1}$ e $i_p$ . ....	188

Figura D.1 – Diagrama de blocos do controlador de tensão PI projetado. ....	217
Figura D.2 – Resposta em frequência da malha de controle no plano $w$ após a inserção do controlador. ....	218



## LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Trios de controle otimizados do conversor DAB com ganho $d = 1,25$ utilizando algoritmo proposto FP. ....	120
Tabela 4.2 – Parâmetros do conversor DAB. ....	131
Tabela 6.1 – Parâmetros do conversor DAB para o protótipo. ....	159
Tabela 6.2 – Resumo dos valores obtidos com CAC. ....	186
Tabela A.1 – Trios de controle otimizados do conversor DAB com ganho $d = 0,75$ utilizando algoritmo proposto FP. ....	205
Tabela A.2 – Trios de controle otimizados do conversor DAB com ganho $d = 0,75$ utilizando algoritmo FC. ....	205
Tabela A.3 – Trios de controle otimizados do conversor DAB com ganho $d = 1$ utilizando algoritmo proposto FP. ....	206
Tabela A.4 – Trios de controle otimizados do conversor DAB com ganho $d = 1$ utilizando algoritmo FC. ....	206
Tabela A.5 – Trios de controle otimizados do conversor DAB com ganho $d = 1,25$ utilizando algoritmo proposto FP. ....	207
Tabela A.6 – Trios de controle otimizados do conversor DAB com ganho $d = 1,25$ utilizando algoritmo FC. ....	207
Tabela B.1 – Parâmetros para o projeto do transformador do conversor DAB. ....	210
Tabela B.2 – Parâmetros físicos do transformador. ....	210
Tabela B.3 – Parâmetros físicos do indutor auxiliar. ....	211
Tabela B.4 – Parâmetros físicos do indutor $L_{DAB1}$ . ....	212
Tabela B.5 – Parâmetros físicos do indutor $L_{DAB2}$ . ....	212
Tabela B.6 – Dados dos semicondutores. ....	213



## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

AI-TPSM	Modulação TPS baseada em Artificial Intelligence <i>Inteligência Artificial</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CAC	Circuito de auxílio à comutação
CC	Corrente Contínua
CC/CV	Corrente Constante/Tensão Constante
CO <sub>2</sub>	Gás carbônico
CPF	<i>Circulation power flow</i> (Fluxo de potência circulante)
CTT	<i>Center-Tapped Transformer</i> (Transformador de derivação central)
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
DABSRC	<i>Dual-active-bridge series resonant converter</i>
DBSRC	<i>Dual-bridge series resonant converter</i>
DHB	<i>Dual Half-Bridge</i>
DMA	<i>Direct Memmory Aceso</i> (Acesso direto à memória)
DPS	<i>Dual Phase Shift</i> (Mudança de fase dupla)
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador digital de sinais)
EPS	<i>Extended-Phase-Shift</i> (Mudança de fase estendida)
ESS	<i>Energy Storage Systems</i> (Sistemas de armazenamento de energia)
FC	Fator de Corrente
FIS	<i>Fuzzy Interference System</i> (Sistema de interferência Fuzzy)
FP	Fator de Potência
FRS- DAB	<i>Front-Rear Switch DAB</i>
GD	Geração Distribuída
HPS	<i>Hybrid Phase-Shift</i> (Mudança de fase híbrida)
HV	<i>High Voltage</i> (Alta tensão)
Li-íon	Baterias a base de Lítio
LMM	<i>Lagrangian Multiplier Method</i> (Método do Multiplicador de Lagrange)
LV	<i>Low Voltage</i> (Baixa tensão)
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor)
NaS	Baterias de Enxofre de Sódio
NN	<i>Neural Network</i> (Rede Neural)

OPS	<i>Optimal Three-Level Phase-Shift</i>
PSM	<i>Phase-Shift</i>
PTRM	Modulação Triangular Modificada
PV	Geração de energia elétrica fotovoltaica
RMS	<i>Root-Mean Square</i> (Raiz Média Quadrática)
SCC	<i>Switch-Controlled Capacitor</i> (Capacitor Controlado por Chave)
SCI	<i>Switch-Controlled-Inductor</i> (Indutor Controlado por Chave)
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SPDT	<i>Single pole double-throw relay</i> (Relé de disparo único monopolar)
TAB	<i>Triple Active Bridge</i>
TPS	<i>Triple Phase Shift</i>
TRM	Modulação Triangular
TZM	Modulação Trapezoidal
UPS	<i>Uninterrupted power supply</i> (Fontes Ininterruptas de Energia)
ZCS	<i>Zero-Current Switching</i> (Comutação sob corrente nula)
ZVS	<i>Zero-Voltage Switching</i> (Comutação sob tensão nula)

## LISTA DE SÍMBOLOS

$A_w$	Fator de ocupação
$B$	Densidade de fluxo magnético do núcleo
$C$	Capacidade de corrente das baterias
$d$	Ganho do conversor DAB
$C_p$	Capacitor do primário
$C_s$	Capacitor do secundário
$D_p$	Diodo do primário
$D_s$	Diodo do secundário
$D_1$	Razão cíclica do primário
$D_2$	Razão cíclica do secundário
$E_t$	Energia nos instantes de tempo
$f_s$	Frequência de comutação
$I_D$	Corrente de dreno máxima
$I_g$	Corrente do <i>gate driver</i>
$I_{gape}$	Entreferro dos indutores
$I_{in}$	Corrente de entrada
$I_{LDAB1\_rms}$	Corrente eficaz através da indutância $L_{DAB1}$
$I_{LDAB2\_rms}$	Corrente eficaz através da indutância $L_{DAB2}$
$I_{min}$	Corrente mínima para que ocorra comutação sob ZVS
$I_o$	Corrente de saída
$I_{on}$	Corrente no instante de entrada de condução do interruptor
$I_{off}$	Corrente no instante de saída de condução do interruptor
$i_p$	Corrente do primário
$I_{Sp1\_med}$	Corrente média dos interruptores do primário
$I_{Sp1\_rms}$	Corrente eficaz dos interruptores do primário
$i_s$	Corrente do secundário
$I_{Ss1\_med}$	Corrente média dos interruptores do secundário
$I_{Ss1\_rms}$	Corrente eficaz dos interruptores do secundário
$I_X$	Valores iniciais das correntes no início de cada etapa de operação
$I_Y$	Valores finais das correntes no término de cada etapa de operação
$J_{máx}$	Máxima densidade de corrente

---

$K_u$	Fator de utilização do enrolamento primário
$K_w$	Fator de utilização da janela do núcleo
$L_{DAB}$	Indutância auxiliar
$L_{DAB1}$	Indutância auxiliar do CAC
$L_{DAB2}$	Indutância auxiliar do CAC
$L_{disp_{prim}}$	Indutância de dispersão do primário
$L_{disp_{sec}}$	Indutância de dispersão do secundário
$L_{DAB_{eff}}$	Indutância auxiliar efetiva do DAB
$L_{mag}$	Indutância de magnetização do transformador
$n$	Relação de espiras do transformador
$n_1$	Número de espiras do primário
$n_2$	Número de espiras do secundário
$P_{cal}$	Potência calculada com as variáveis do trio de controle
$P_{com}$	Perdas de comutação
$P_{máx}$	Potência máxima
$P_{medido}$	Potência medida
$P_{med-x10}$	Potência medida multiplicado por 10
$P_o$	Potência ativa de saída
$P_{oDSP}$	Potência de saída salva no vetor
$P_{on}$	Perdas do processo de entrada em comutação do semicondutor
$P_{off}$	Perdas durante a saída de condução
$P_{vetor}$	Potência inicial do vetor
$P_{Spt}$	Perdas totais das comutações do primário
$P_x$	Potência para operação com ZVS no interruptor do primário
$P_{xpu}$	Potência com perda de comutação suave no primário
$P_y$	Potência para operação com ZVS no interruptor do secundário
$P_{ypu}$	Potência com perda de comutação suave no secundário
$Q_{gd}$	Carga entre <i>gate-drain</i> do interruptor
$Q_{gs}$	Carga entre <i>gate-source</i> do interruptor
$R_{DS(on)}$	Resistência <i>dreno – source</i>
$R_g$	Resistor de <i>gate</i>
$R_{g,switch}$	Resistor de acionamento interno do interruptor
$S_p$	Interruptores do primário

$S_s$	Interruptores do secundário
$S_t$	Potência aparente total
$T_s$	Período de comutação do conversor
$t_{min}$	Tempo morto mínimo
$t_{máx}$	Tempo morto máximo
$T_{res}$	Período de comutação do conversor
$V_c$	Tensão sobre o capacitor
$v_C(t)$	Tensão instantânea no capacitor
$V_{DS}$	Tensão <i>dreno – source</i>
$vet_{index}$	Índice do vetor
$vet_{index_{ini}}$	Índice inicial do vetor
$vet_{find}$	Índice final do vetor
$vet_{index_{Po}}$	Índice do vetor de potência
$V_{eq}$	Tensão de equalização das baterias
$V_{flu}$	Tensão de flutuação das baterias
$V_{in}$	Tensão de entrada
$V_o$	Tensão de saída
$v_p$	Tensão do primário
$v_{PL}$	Tensão de platô do interruptor
$v_s$	Tensão do secundário
$\phi$	Ângulo de defasagem
$\phi_{np}$	Ângulo de defasagem nominal de projeto
$\phi_{PU}$	Defasagem angular com PSM normalizado
$\Delta B_{máx}$	Máxima variação de fluxo magnético
$\Delta P$	Passo de Potência
$\Delta t_1$	Período do pulso de tensão aplicado ao primário
$\Delta t_2$	Período do pulso de tensão aplicado ao secundário



## LISTA DE APÊNDICES

Apêndice A	– TRIOS DE CONTROLE OBTIDOS ATRAVÉS DOS ALGORIT- MOS FP E FC .....	205
Apêndice B	– PROJETO DO CONVERSOR DAB .....	209
Apêndice C	– CÓDIGOS PARA DETERMINAR O ÍNDICE DO VETOR DE RAZÃO CÍCLICA .....	215
Apêndice D	– PROJETO DO CONTROLADOR PI .....	217



## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	37
1.1 PANORAMA ENERGÉTICO MUNDIAL .....	37
1.2 GERAÇÃO DISTRIBUÍDA .....	41
1.3 ARMAZENAMENTO DE ENERGIA .....	43
<b>1.3.1 Método de carga corrente constante / tensão constante (CC/CV) para baterias</b> .....	45
1.4 INSERÇÃO DE FONTES RENOVÁVEIS NO SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA (SEP) .....	47
1.5 ALGORITMOS DE OTIMIZAÇÃO PARA O CONVERSOR DAB .....	49
1.6 OBJETIVOS PRINCIPAIS .....	51
1.7 ESTRUTURA DA TESE .....	52
<b>2 CONVERSOR <i>DUAL ACTIVE BRIDGE</i></b> .....	55
2.1 MODULAÇÕES APLICADAS AO CONVERSOR DAB .....	56
2.2 MODULAÇÃO <i>PHASE-SHIFT</i> .....	57
<b>2.2.1 Etapas de Operação</b> .....	58
2.3 MODULAÇÃO <i>TRIPLE PHASE SHIFT</i> .....	64
<b>2.3.1 Padrão A</b> .....	67
<b>2.3.2 Padrão B</b> .....	70
<b>2.3.3 Padrão C</b> .....	73
<b>2.3.4 Padrão D</b> .....	76
<b>2.3.5 Padrão E</b> .....	80
<b>2.3.6 Padrão F</b> .....	83
2.4 TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA DO CONVERSOR DAB .....	86
<b>2.4.1 Modulação PSM</b> .....	86
<b>2.4.2 Modulação TPS</b> .....	87
<b>2.4.3 Resultados de Simulação do Conversor DAB</b> .....	91
2.5 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO .....	95
<b>3 COMUTAÇÃO SOB ZERO DE TENSÃO</b> .....	97
3.1 ANÁLISE COM MODULAÇÃO PSM .....	97
3.2 ANÁLISE TRADICIONAL COM A MODULAÇÃO TPS .....	99
<b>3.2.1 Fronteiras de comutação com ZVS do Primário</b> .....	100
<b>3.2.2 Fronteiras de comutação com ZVS do secundário</b> .....	103
<b>3.2.3 Análise das capacitâncias intrínsecas aos interruptores</b> .....	105
<i>3.2.3.1 Cálculo da tensão da capacitância do interruptor</i> .....	106

3.2.4	Tempo morto mínimo entre os interruptores .....	110
3.2.5	Corrente inicial mínima para ZVS .....	111
3.2.6	Fronteiras de comutação com ZVS para o primário .....	112
3.3	PERDAS DE COMUTAÇÃO DA TOPOLOGIA .....	113
3.4	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO .....	115
<b>4</b>	<b>ALGORITMO DE OTIMIZAÇÃO DO CONVERSOR DAB .....</b>	<b>117</b>
4.1	FIGURA DE MÉRITO FATOR DE POTÊNCIA (FP) E ALGORITMO PARA A OTIMIZAÇÃO DO CONVERSOR DAB .....	117
4.2	ALGORITMO PARA A OBTENÇÃO DO TRIO DE CONTROLE ÓTIMO ATRAVÉS DO FATOR DE CORRENTE .....	120
4.3	TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA UTILIZANDO TRIOS DE CONTROLE OBTIDOS COM O ALGORITMO PROPOSTO FP .....	121
4.4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	126
4.4.1	Implementação dos vetores das razões cíclicas no DSP .....	127
4.5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR DAB COM MODULA- ÇÃO TPS E VARREDURA DO VETOR DE RAZÕES CÍCLICAS .....	130
4.6	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO .....	132
<b>5</b>	<b>CIRCUITOS DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO - CAC .....</b>	<b>137</b>
5.1	TIPOS DE CIRCUITO DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO .....	137
5.2	PROPOSTA DE CIRCUITO DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO .....	144
5.3	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA CAC OPERANDO COM PSM .....	152
5.4	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO .....	157
<b>6</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>159</b>
6.1	PROTÓTIPO .....	159
6.2	SINAIS DE COMANDO DOS INTERRUPTORES .....	160
6.3	TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA DO CONVERSOR DAB COM TPS .....	163
6.4	COMUTAÇÕES COM ZVS DO CONVERSOR DAB COM TPS .....	165
6.5	ALGORITMO DE OTIMIZAÇÃO DOS PARÂMETROS DO TRIO DE CON- TROLE .....	167
6.5.1	Transferência de potência com algoritmo de otimização base- ado no fator de potência .....	167
6.5.2	Transferência de potência com algoritmo FP de otimização e varredura de razões cíclicas vetorizadas $D_1$ e $D_2$ para $d = 1, 25$ .....	172
6.5.3	Eficiência da topologia DAB com modulação TPS e algoritmo FP de otimização das razões cíclicas e ângulo de defasagem .....	177
6.6	CIRCUITO DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO (CAC) .....	181
6.6.1	Comutação entre os indutores do circuito de auxílio à comu- tação .....	185

6.7 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO .....	188
<b>7 CONSIDERAÇÕES FINAIS</b> .....	191
7.1 ARTIGOS PUBLICADOS EM PERIÓDICOS INTERNACIONAIS E NACI- ONAIIS .....	193
7.2 ARTIGOS PUBLICADOS EM ANAIS DE CONGRESSOS .....	194
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	197
<b>APÊNDICES</b> .....	203



# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 PANORAMA ENERGÉTICO MUNDIAL

A energia elétrica possui papel importante no crescimento econômico de todas as nações, principalmente naquelas em desenvolvimento como o Brasil. Contudo, garantir o fornecimento de energia frente ao crescimento desordenado do consumo passa a ser o grande desafio do planejamento da infraestrutura de geração. Conforme EIA (2019) o consumo de energia tende a diminuir a medida que os equipamentos eletroeletrônicos mais antigos e menos eficientes, forem sendo substituídos por outros mais novos e mais eficientes, mesmo que a economia permaneça em constante crescimento. Apesar disso, as projeções mostram uma crescente aceleração no consumo de energia até o ano de 2050, sendo essa aceleração impulsionada principalmente por países emergentes. Neste contexto, faz-se necessário realizar o processamento de energia de forma mais eficiente.

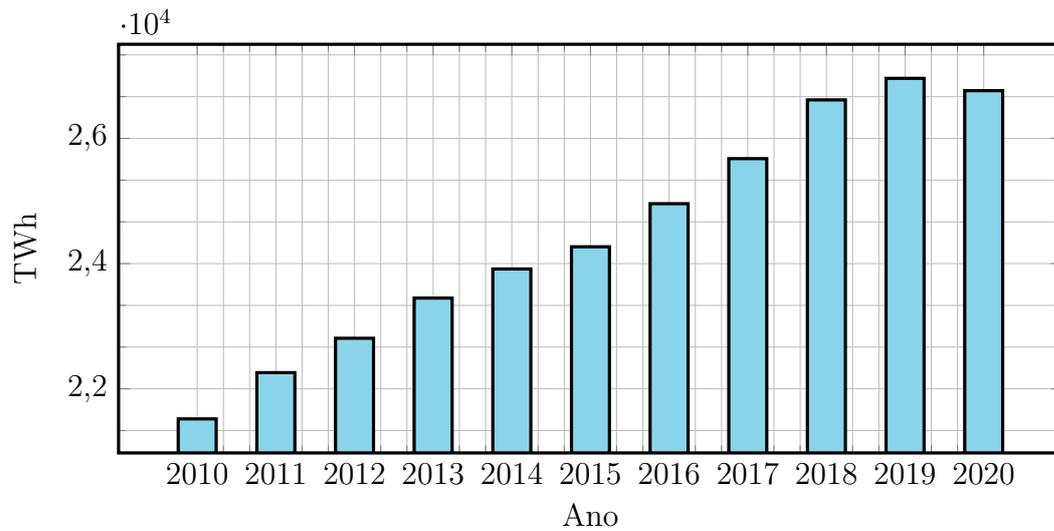
O forte crescimento econômico, combinado com invernos mais frios e verões mais quentes, impulsionaram a demanda global por energia elétrica em mais de 6 % – o maior aumento desde a recuperação da crise financeira em 2010. A rápida recuperação da demanda geral de energia prejudicaram as cadeias de fornecimento de carvão e gás natural, elevando os preços da energia elétrica. Apesar do crescimento da participação das energias renováveis, a geração de energia elétrica a partir de carvão e gás atingiram níveis recordes. Como resultado, as emissões anuais de dióxido de carbono do setor elétrico global atingiram um novo recorde histórico após terem diminuído nos dois anos anteriores.

O crescimento mundial da geração de energia elétrica apresentou um acréscimo percentual de 24,36 % no período de 2010 a 2020, de acordo com o relatório "*World Energy Outlook*" de 2021 (IEA, 2021) e apresentado na Figura 1.1.

O mesmo anuário apresenta o crescimento de geração de energia elétrica no Brasil, no período de 2010 a 2020 o qual mostra que houve um aumento de 17,25 % na geração de energia brasileira, como pode ser visto na Figura 1.2.

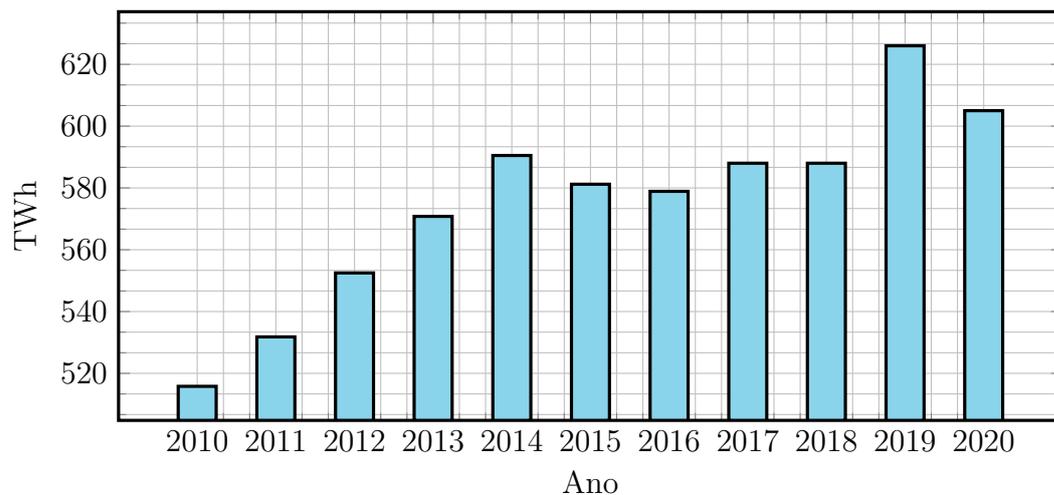
Em 2020, a matriz energética mundial continua a basear-se na geração de energia através de combustíveis fósseis como carvão, gás natural e petróleo, as quais representam um percentual de 63,10 % da energia gerada, conforme pode ser observado na Figura 1.3. Por outro lado, as novas fontes renováveis de energia (eólica, solar, entre outras.) representaram apenas 10,80 % da geração total (IEA, 2021). Devido ao uso intensivo de combustíveis fósseis para gerar energia, a taxa de emissão global de gás de carbônico ( $CO_2$ ) cresceu drasticamente em anos recentes. A Figura 1.4 contém informações sobre este crescimento conforme declarado no relatório de dados da *International Energy Agency* (IEA) (IEA, 2021).

Figura 1.1 – Geração de energia elétrica mundial..



Fonte: Adaptado de IEA (2021).

Figura 1.2 – Geração de energia elétrica brasileira

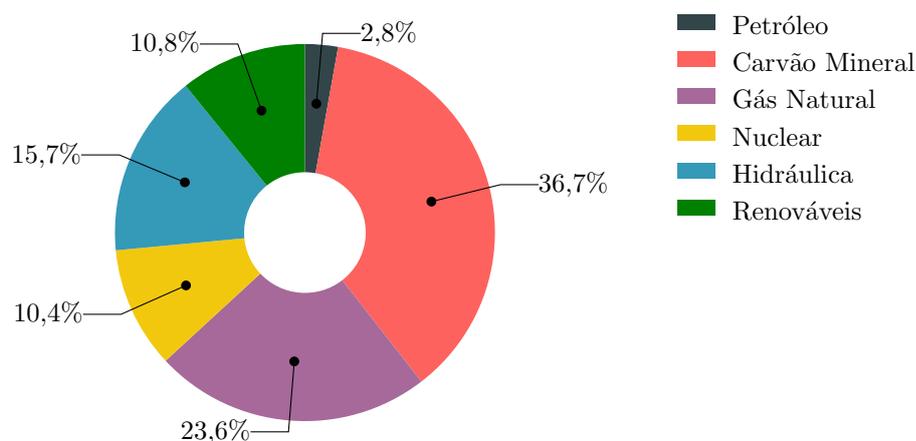


Fonte: Adaptado de IEA (2021).

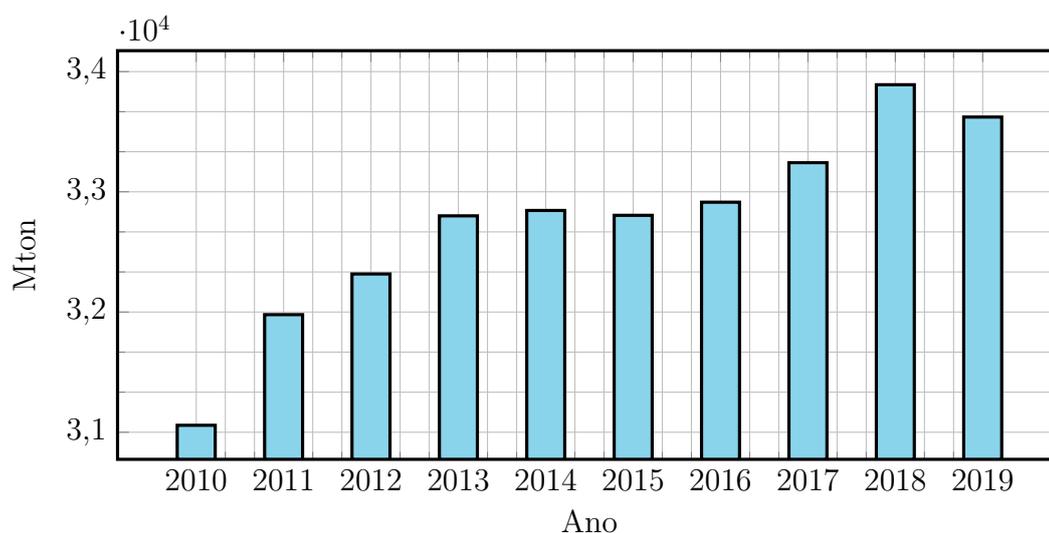
Depois do declínio da demanda por energia elétrica em 2020, espera-se um aumento de mais de 1.000 terawatts-hora (TWh) em 2021, elevando o consumo acima dos níveis pré-pandemia. Em 2020, ocorreu um crescimento recorde da participação das fontes de geração renováveis na geração de energia elétrica global, aumentando em 28 %. Com isso, as emissões globais de gás carbônico apresentaram uma redução de aproximadamente 3 % – o maior declínio relativo e absoluto já registrado (IEA, 2021).

Em sentido contrário ao que ocorre na matriz energética mundial, a matriz energética brasileira é baseada na geração de energia elétrica através das fontes primárias renováveis, onde se destaca a geração hídrica, através de suas usinas hidroelétricas, destacam-se ainda a geração a base de biomassa e a geração eólica. Todas essas fontes renováveis de

Figura 1.3 – Matriz energética mundial.



Fonte: Adaptado de IEA (2021).

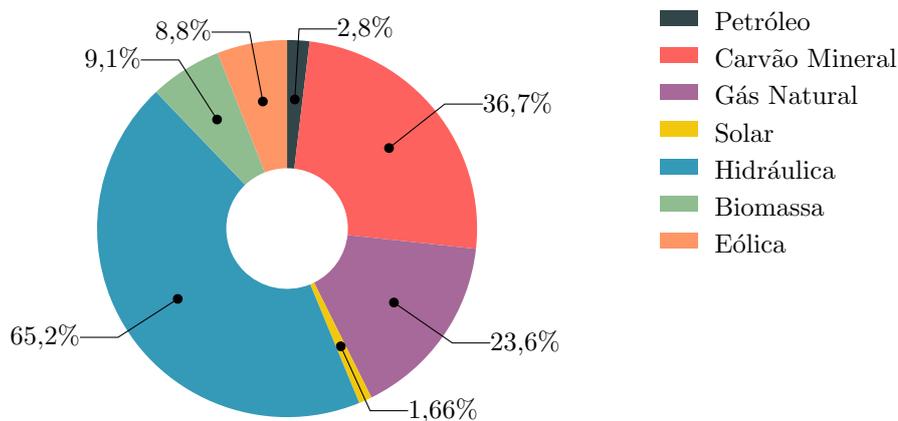
Figura 1.4 – Taxa de crescimento da emissão de CO<sub>2</sub> no mundo.

Fonte: Adaptado de IEA (2021).

geração correspondem a 84,76 % (hídrica - 65,20 %, biomassa - 9,10 %, eólica - 8,80 % e solar - 1,66 %) de toda energia gerada. Entretanto, a matriz energética brasileira também possui fontes de geração à base de combustíveis fósseis, como o gás natural (8,30 %), carvão mineral (3,10 %) e derivados de petróleo (1,60 %) (EPE, 2021), como pode ser observado na Figura 1.5.

Por outro lado, a tendência para o futuro é que a geração de energia elétrica através de combustíveis fósseis seja reduzida, pois sua matéria-prima começará a ficar escassa devido ao esgotamento de suas reservas. Com isso, espera-se que a geração mundial de energia através das fontes solar e eólica representem 48 % da capacidade instalada e 34 % de toda geração de eletricidade em todo o mundo até 2040. Em comparação com a geração solar atual que representa 12 % e a eólica que representa outros 5 %, ocorrerá

Figura 1.5 – Matriz energética brasileira.



Fonte: Adaptado de EPE (2021).

uma aumento de 14 % e de quatro vezes na capacidade instalada de cada fonte de geração até 2040, respectivamente (Bloomberg, 2017).

Segundo Bloomberg (2017) a geração de energia elétrica fotovoltaica (PV) direcionada por parte dos consumidores se tornará uma parcela significativa do setor energia. Até 2040, a energia fotovoltaica representará até 24 % da geração de eletricidade na Austrália, 20 % no Brasil, 15 % na Alemanha, 12 % no Japão e 5 % nos EUA e na Índia.

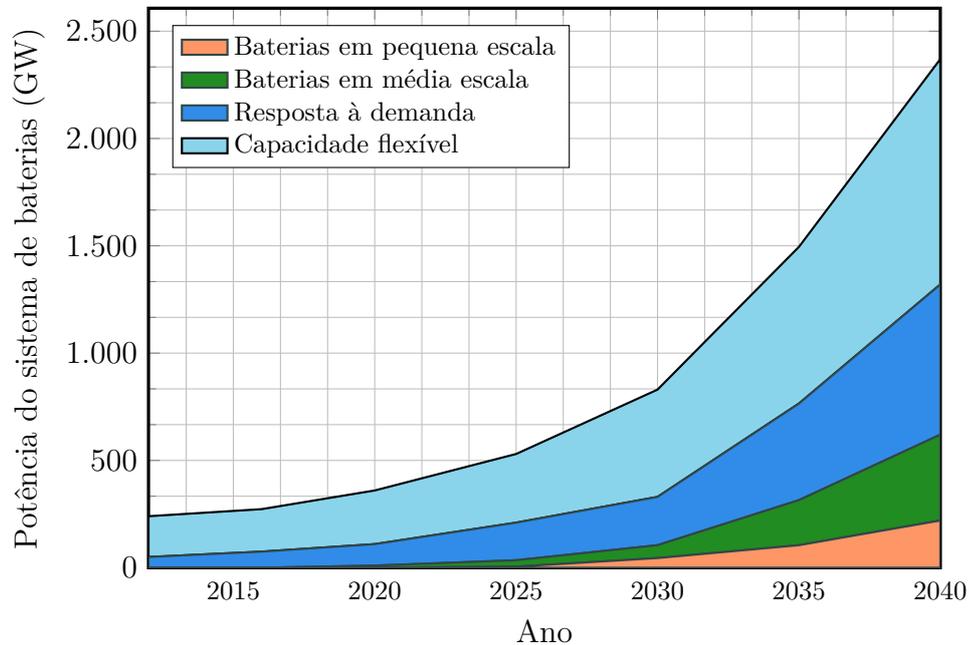
Em contraponto ao crescimento da oferta de energia elétrica através de fontes renováveis de geração estão os custos e o desempenho das tecnologias oferecidas comercialmente. Estas variáveis têm afetado de maneira significativa as projeções para novas aplicações, tornando necessária uma análise detalhada das regiões onde serão implementados os parques geradores, podendo ser constatado que há uma variação suficiente entre os projetos atuais em termos de localizações geográficas, tecnologias e marcos regulatórios que mesmo durante as estimativas mais cuidadosas oneram os custos reais para implementação de alguns projetos.

Para que o crescimento da geração de energia elétrica através de fontes renováveis se concretize, será necessário que haja a concepção de novas tecnologias, redução nos custos de aquisição e criação de políticas públicas mais eficientes.

Com a introdução de mais potencial gerador por meio de fontes renováveis como a energia eólica e a energia fotovoltaica as quais têm seu pico de produção em horários diferentes durante o dia em relação aos picos de consumo, a adaptação a estas fontes deve ser feita por meio de melhorias nas tecnologias de armazenamento de energia. Estudos como o desenvolvido em Houari et al. (2015) estão relacionados ao desenvolvimento destas novas tecnologias, onde a maior concentração das pesquisas estão focadas no desenvolvimento de containers de baterias a base de Lítio (Li-íon), nos sistemas *flywheel*, baterias de Enxofre de Sódio (NaS), containers de supercapacitores, entre outras. Logo, as baterias podem ser utilizadas para suprir o pico de demanda e para equilibrar a rede em termos

de níveis de tensão, potência e frequência. A Figura 1.6 apresenta uma projeção das aplicações onde a utilização de baterias ainda podem ser expandidas.

Figura 1.6 – Capacidade de auxílio ao Sistema Elétrico de Potência das baterias.



Fonte: Adaptado de Bloomberg (2017).

Através destas tecnologias outras vantagens serão alcançadas quanto a qualidade de energia elétrica entregue aos consumidores, bem como contribuirá para que as distribuidoras de energia possam gerenciar a injeção da energia armazenada nos horários de pico de consumo, injetando na rede a energia oriunda de fontes renováveis que são variáveis durante o dia, mas poderão ser armazenadas em sistemas de armazenamento mais eficientes. Com isto, todo o sistema de geração e transmissão passará a ter uma maior estabilidade com a inserção da geração de fontes renováveis.

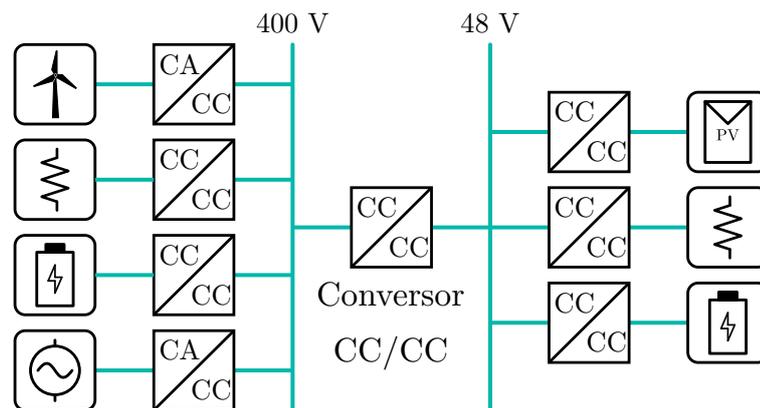
## 1.2 GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

A constante busca por geração de energia elétrica por meio das fontes renováveis a fim de reduzir a emissão de gases poluentes causados pela queima de combustíveis fósseis que, a longo prazo, podem causar danos irreversíveis ao meio ambiente, é um agente propulsor a novas pesquisas tecnológicas. Diante desse contexto, estudos estão sendo realizados em sistemas capazes de gerar energia através de recursos renováveis como hídrico, eólico, solar e biomassa. Através da existência de um ou mais sistemas de geração distribuída é possível reduzir a utilização da energia produzida através de recursos convencionais e descentralizar a distribuição dos grandes centros (COSTA et al., 2019).

Pode-se definir geração distribuída (GD) como uma fonte de geração de energia próximo ao centro de consumo ou dentro dele e as unidades de geração podem ou não estar conectadas diretamente à rede de distribuição, proporcionando diversos benefícios para o sistema elétrico. Dentre os quais se destacam adiar investimentos em expansão nos sistemas de distribuição e transmissão, baixo impacto ambiental, melhora no nível de tensão da rede no período de carga pesada, diversificação da matriz energética, entre outros (GOMES et al., 1999; ANEEL, 2016).

A energia distribuída refere-se a uma diversidade de pequenas unidades de geração de energia que podem ser combinadas com sistemas de gestão de carga e armazenamento de energia para melhorar a qualidade e confiabilidade do fornecimento de eletricidade. Pode fornecer energia onde é necessário e quando for necessário. Energia distribuída abrange uma ampla gama de tecnologias, incluindo as turbinas eólicas, energia solar, células de combustível e sistemas de armazenamento a base de baterias, como apresentado em (WANG, 2006) e mostrado na Figura 1.7.

Figura 1.7 – Exemplo de uma Estrutura da GD.



Fonte: Adaptado de Faistel, Lopes e Martins (2019).

De acordo com Farret e Simões (2006) a GD consiste no uso de geradores de energia com potências variando entre 10 kW e 10 MW distribuídos ao longo do sistema de energia interagindo com a rede ou provendo energia para cargas isoladas.

Com o objetivo de diminuir as barreiras para conexão de GD às redes de distribuição, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) em 2012 (ANEEL, 2016), por meio da resolução normativa N° 482, estabeleceu no país a modalidade de compensação de energia para unidades de microgeração (potência até 100 kW) e de minigeração (potências superiores a 100 kW e inferiores a 1 MW). Já em 2015, a regulamentação brasileira definiu que a micro e a minigeração distribuída consistem na produção de energia elétrica a partir de pequenas centrais geradoras que utilizem fontes com base em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa ou cogeração qualificada, conectadas à rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras. Para efeitos de diferenciação, a mi-

crogeração distribuída refere-se a uma central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 75 quilowatts (kW), enquanto que a minigeração distribuída diz respeito às centrais geradoras com potência instalada superior a 75 kW e menor ou igual a 3 megawatts (MW) (ANEEL, 2016).

A utilização de geração distribuída possui os seguintes benefícios (Farret; Simões, 2006):

- **Eficiência:** tecnologias de GD geralmente usam suprimentos locais, elevando a eficiência global do sistema, reduzindo as perdas por transporte da matéria-prima. Elevada eficiência energética, reduz o custo da energia e as emissões de gases de efeito estufa;
- **Segurança:** esta característica considera questões de confiabilidade e qualidade de energia. Sistemas de GD proporcionam redundância inerente. Quando o gerador local falha, a capacidade reserva dos recursos remanescentes pode proporcionar energia instantaneamente;
- **Gerenciamento de carga:** esta característica implica em modificar o perfil da carga através das técnicas de grampeamento do pico da carga (*peak-load clipping*), preenchimento de vale (*valley filling*), deslocamento de carga (*load shifting*), redução de carga, entre outras.

Entre os usuários mais apropriados para o uso de GD estão aqueles que encontram-se em zonas rurais, isolados ou distantes das cidades e grandes centros de geração e distribuição de energia elétrica, fazendo com que o uso de GD reduza os excessivos investimentos necessários para conectar um local distante ao sistema público de energia, além de proporcionar redução das perdas de energia ao longo da transmissão e distribuição, resultando em uma maior eficiência do sistema.

### 1.3 ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

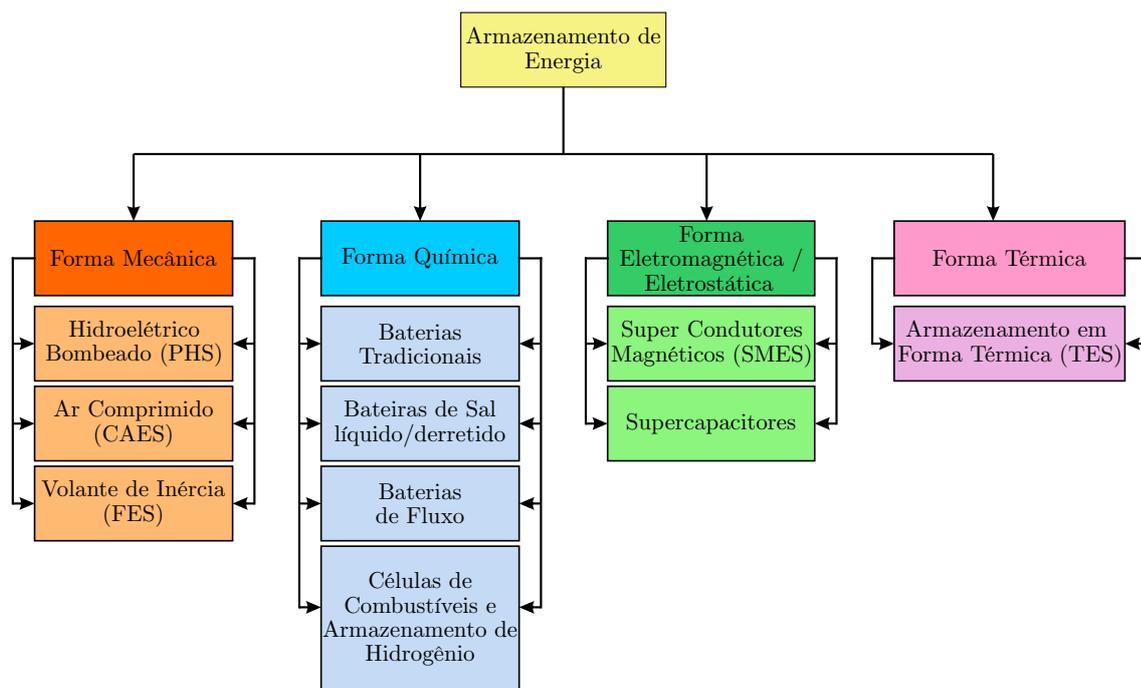
O crescimento do número de conexões de novas fontes de geração de energia elétrica baseadas em energias renováveis (PV, principalmente) tem trazido consigo problemas devido a sua característica intermitente. Logo, as incertezas produzidas pelas fontes renováveis têm afetado as decisões de diferentes atividades relacionadas com o funcionamento do Sistema Elétrico de Potência (SEP). Um dos problemas causados pela intermitência da geração é a necessidade de redução dos picos de demanda, evitando assim a necessidade de atualizações nas fontes geradoras, na transmissão e na distribuição de energia. Outros problemas causados pelo elevado número de conexões de gerações intermitentes estão em manter a estabilidade dinâmica, transitória, manutenção dos níveis de tensão e potência, regular a frequência do sistema, ampliar a capacidade de transmissão e melhorar a

qualidade de energia. Todas estas aplicações servem para aumentar a confiabilidade e a estabilidade da rede (COSTA et al., 2018).

Para mitigar estes problemas existem três formas: (1) utilização de centrais de geração flexíveis e de rápida entrada em operação; (2) aumento das conexões com regiões próxima, aumentando assim a potência de curto-circuito tornando a rede mais forte, e por fim; (3) uso de Sistemas de Armazenamento de Energia. Ressalte-se aqui que entre as soluções apresentadas, a utilização de ESS se credencia como a mais promissora devido a sua grande gama de opções e alta flexibilidade em aplicações ao sistema elétrico.

A tecnologia do sistema ESS converte energia elétrica em outra forma de energia (energia química, por exemplo), essa com a possibilidade de ser armazenada e, quando necessário, converter-se novamente a energia (de química para elétrica) (CHEN et al., 2009). A Figura 1.8 apresenta as formas e o formato de armazenamento para cada tipo de ESS.

Figura 1.8 – Tecnologias e tipos de ESSs.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando a Figura 1.8, pode-se perceber que a energia elétrica pode ser convertida e armazenada de forma mecânica, química, eletromagnética, eletrostática ou térmica, de acordo com seu tipo de tecnologia. Logo, os sistemas de armazenamento de energia podem desempenhar papel de elemento de apoio (*back-up*) devido a sua alta densidade de energia, fornecendo energia quando as demais fontes não estão disponíveis e ainda armazenando a energia gerada durante o pico de geração, a qual pode ser utilizada no pico de demanda.

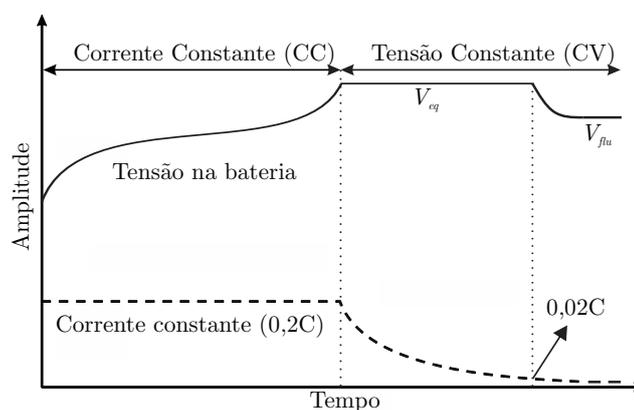
Além disso, os ESS podem exercer a suavização de saída das fontes de geração intermitentes, garantindo assim uma produção de energia de forma mais constante e eliminando a intermitência da fonte renovável.

Contudo, para que se possa prolongar a operação das baterias, principalmente as de Li-íon, precauções devem ser tomadas, pois a vida útil das baterias de Li-íon é comprometida por alguns fatores como, carregamento inadequado, exposição a altas temperaturas, sendo que as baterias operam de maneira satisfatória com temperaturas entre  $-30$  e  $75^{\circ}\text{C}$ , profundidade de descarga elevada, quanto maior a profundidade de descarga menor será o número de ciclos de carga / descarga executados pela bateria (BRUNARIE et al., 2011).

### 1.3.1 Método de carga corrente constante / tensão constante (CC/CV) para baterias

Para obter melhor rendimento das baterias o método de carga deve ser escolhido de modo a reduzir a degradação da vida útil e melhorar o rendimento do carregamento. Desta forma, o modo de funcionamento do carregador deve ser dependente da resistência interna da bateria, da temperatura durante o carregamento, da tensão e corrente no final da carga. A Figura 1.9 apresenta o modo de carga para baterias de Li-íon, o método de corrente constante/tensão constante (MITSUBISHI, 2012).

Figura 1.9 – Método de carga Corrente Constante/Tensão Constante (CC/CV).



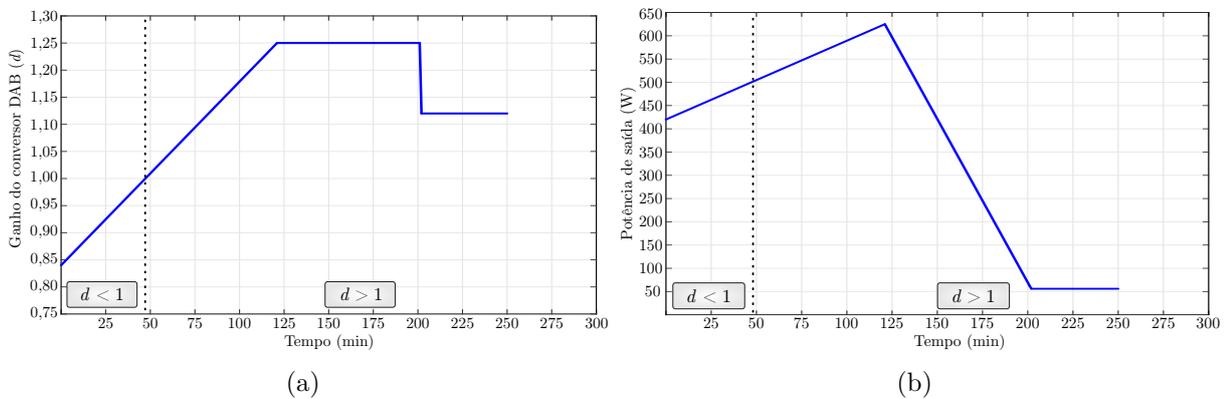
Fonte: Elaborado pelo autor.

Se o banco de baterias for descarregado abaixo da tensão de corte, deve-se utilizar o método de carga lenta, até que a tensão das baterias alcance a tensão de corte. A utilização deste método exige a utilização de um limitador de corrente entre as etapas de carga lenta e rápida, sendo que nas etapas de equalização e flutuação, há a necessidade do controle de tensão para garantir que o nível de tensão no estado de flutuação não ultrapasse o valor de tensão máxima da bateria, evitando assim uma sobretensão na célula.

Durante o processo de carga das baterias ocorrem variações no ganho de tensão  $d$  do conversor DAB. O ganho  $d$  inicia-se com valor menor que um quando o banco de baterias está totalmente descarregado e alcança valores maiores que um quando as baterias estão totalmente carregadas. O comportamento do ganho  $d$  pode ser visualizado na Figura 1.10 (a), onde o tempo de carga do banco de baterias foi estimado a partir dos resultados apresentados em (COSTA et al., 2022). Como pode ser observado na figura, o ganho  $d$  do conversor DAB assume valores acima de um por longos períodos durante o processo de carga das baterias.

Assim como o ganho  $d$  varia, a potência de saída também sofre variações no decorrer do carregamento das baterias, podendo ter valores compreendidos entre 420 W com as baterias totalmente descarregadas e 625 W no caso de totalmente carregadas, como mostra a Figura 1.10 (b). Durante o modo flutuação do método de carga CC/CV o conversor processa valores reduzidos de potência, neste caso específico um valor aproximado de 56 W, o que corresponde à aproximadamente 11,2 % da potência nominal do conversor que é de 500 W.

Figura 1.10 – Comportamento do ganho  $d$  e da potência processada pelo conversor DAB durante o processo de carga de um banco de baterias: a) Variação do ganho  $d$  e b) Variação da potência processada.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O conversor DAB enquanto realiza o carregamento de um banco de baterias opera com ganho de tensão  $d$  maior que um por longos períodos e com baixas cargas como pode ser visualizado na Figura 1.10 (a). Desta forma, otimizar o conversor DAB para aplicações onde o ganho de tensão é maior que um torna-se interessante, uma vez que nestas situações as comutações com ZVS são perdidas nos interruptores do primário e a eficiência é comprometida para baixas cargas utilizando a modulação PSM. A partir disso, utilizar outros tipos de modulação que podem ser aplicadas no conversor DAB nestas regiões de operação podem elevar a eficiência e melhorar o comportamento do conversor.

#### 1.4 INSERÇÃO DE FONTES RENOVÁVEIS NO SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA (SEP)

Historicamente, a estrutura do sistema elétrico de potência pode ser descrito por plantas de geração de energia convencionais, uma rede de transmissão e distribuição, e uma carga distribuída bem definida. A fim de reduzir os gases do efeito estufa provenientes da geração de energia convencional, a rede elétrica existente passou a incorporar recursos de energia renováveis, as quais são o complemento necessário para a geração de energia elétrica tradicional. Esta geração de energia é baseada em sistemas que podem ser classificados como (SECHILARIU; WANG; LOCMONT, 2013):

- Sistema conectado à rede, com injeção de potência total e permanente;
- Sistema isolado, visto como um substituto de ligação à rede de serviço público, mais usual para locais remotos;
- Sistema isolado/conectado e de segurança da rede.

Nas áreas urbanas há um crescimento significativo de instalações de pequenas centrais descentralizadas de energia elétrica, as quais são baseadas em geração fotovoltaica e eólica. Devido a possibilidade de venda ou compensação da energia gerada, as conexões com o sistema para a injeção da energia produzida tem crescido. Porém, o crescimento traz consigo algumas limitações técnicas, tais como flutuações de tensão e frequência da rede, fazendo com que as fontes de geração convencionais operem sobrecarregadas para assegurar o equilíbrio entre a geração e o consumo de energia. Isto ocorre devido ao fato de que a geração de energia renovável apresenta característica intermitente (SECHILARIU; WANG; LOCMONT, 2013).

Desta forma, as incertezas da energia produzida têm afetado as decisões de diferentes atividades relacionadas ao Sistemas de Potência. Os custos de infraestrutura dos serviços de energia estão sendo impulsionados pela necessidade de atender a carga durante os picos de demanda, o que torna necessário sua redução. Com isso, para evitar a necessidade de atualizações das fontes geradoras, da transmissão e da distribuição de energia, uma forma eficaz de alcançar a redução no pico de carga é a aplicação de ESSs, onde a energia elétrica possa ser armazenada durante o período fora de pico, e extraída durante o período de pico de carga ou demanda (KARANKI et al., 2013).

Por estes motivos, o dimensionamento ideal e alocação das baterias no sistema elétrico de distribuição torna-se um aspecto importante para maximizar os benefícios das baterias no sistema. A alocação e o dimensionamento inadequado das baterias podem causar variações nas tensões da rede de distribuição e ainda podem causar redução ou elevação das perdas do sistema devido à sua proximidade ou não dos centros de carga. Portanto, passa ser necessário considerar um local apropriado no sistema de distribuição

para instalar as baterias, de modo à se obter um efeito satisfatório. O ESS deve estar localizado em um barramento, onde possa fornecer redução das perdas sem qualquer violação do perfil de tensão.

Por outro lado, o aumento do consumo de energia envolve melhoria na qualidade e confiabilidade na regulação dos fluxos de energia elétrica, menor taxa de desacoplamento entre a geração e o consumo de energia elétrica, e maior integração de energias renováveis. Assim, o conceito de microrredes surgiu nos últimos anos. As microrredes podem ser definidas como um sistema de fornecimento de energia elétrica, que transporta, converte, e distribui a energia de forma eficiente, integrado com comunicação e tecnologia da informação. O principal objetivo da comunicação da rede inteligente é ajudar a equilibrar a geração e o consumo de energia principalmente com a grande inserção de fontes renováveis no sistema elétrico (SECHILARIU; WANG; LOCMONT, 2013).

A partir das análises anteriores, percebe-se que há a necessidade de realizar a conexão do sistema de armazenamento de energia à um barramento CC para aplicações nas microrredes ou sistemas de distribuição de energia. Por exemplo, necessita-se de um conversor CC-CC, o qual será o elemento responsável pelos processos de carga e descarga dos elementos de armazenamento de energia. Assim, os bancos de baterias utilizados nestas aplicações devem ter sua tensão de saída regulada, podendo atingir valores reduzidos em função do seu estado de carga. Exige-se então que o conversor CC-CC seja capaz de operar com uma larga faixa de valores de tensão de entrada, regulando adequadamente a tensão de saída e fornecer energia em uma larga faixa de potências de maneira bidirecional.

Em aplicações onde altos ganhos de tensão são necessários, diversos conversores bidirecionais com isolamento galvânica foram propostos na literatura, como o conversor *Dual Active Bridge* (DAB), *dual active half-bridge*, conversor ressonante série-paralelo, *full-bridge current source*, entre outras topologias derivadas do conversor DAB. Nestes conversores, o fluxo de potência pode ser controlado através da modulação *phase-shift*. Apesar de possuírem algumas desvantagens como serem mais volumosos e geralmente necessitarem maior número de componentes, proporcionam isolamento elétrica entre a entrada e saída e possibilitam a obtenção de elevada relação de conversão de tensão.

Dentre as topologias mais promissoras, o conversor DAB surge como a tecnologia mais emergente de conversores estáticos de potência. O conversor DAB pode ser utilizado nas mais variadas aplicações, tais como: interface com banco de baterias (KRISMER; BIELA; KOLAR, 2005; NGO; WON; NAM, 2012), ultracapacitores (ZHOU; KHAMBADKONE, 2009; NAAYAGI; FORSYTH; SHUTTLEWORTH, 2015), transformadores de estado sólido (ZHAO et al., 2013; ZHAO et al., 2017), veículos elétricos (KRISMER; KOLAR, 2010; GUIDI et al., 2010), entre outras.

## 1.5 ALGORITMOS DE OTIMIZAÇÃO PARA O CONVERSOR DAB

A busca por conversores que sejam capazes de processar elevados níveis de potência com menores perdas tem sido um dos principais focos dos pesquisadores. No caso do conversor DAB, diversas formas de otimização foram propostas na literatura. Dentre estas, se destacam as que buscam melhores eficiências através da modulação *Triple Phase Shift* e algumas derivações (KRISMER; KOLAR, 2012; SHI et al., 2017; SHAO et al., 2019; ZHOU et al., 2021; TANG et al., 2021; MOU et al., 2021; PISTOLLATO et al., 2021; LI et al., 2021; LI et al., 2022a; LI et al., 2022b).

Um dos primeiros trabalhos propostos na literatura de otimização utilizando uma modulação com três graus de liberdade foi Krismer e Kolar (2012). O trabalho propõe um esquema de modulação que permite reduzir as perdas de condução para o conversor CC-CC bidirecional DAB. O conversor considerado é empregado para uma aplicação automotiva e é composto por uma porta de alta tensão (HV) com tensão de entrada de  $240V \leq V_1 \leq 450V$  e uma porta de baixa tensão (LV) com tensão entre  $11V \leq V_2 \leq 16V$ , com uma potência de saída nominal de 2 kW. O artigo detalha ainda as propriedades do esquema de modulação, apresentado em relação às perdas de comutação. Resultados experimentais confirmam um aumento considerável da eficiência do conversor obtida com o esquema de modulação ótimo proposto, em comparação com a eficiência obtida com a modulação convencional por deslocamento de fase. O aumento de eficiência é mais distinto em  $V_1 = 450$  V e  $V_2 = 11$  V com aumento de 78,6 % para 90,6% para potência de saída de 1 kW e de 85,9 % para 90,7 % para a potência de saída nominal em comparação com a modulação PSM convencional. Os trios de controle obtidos são armazenados em tabelas na memória do *Digital Signal Processor* (DSP). Para implementação dos trios de controle o DSP realiza cálculos de interpolação linear para determinar os parâmetros aproximados de controle necessários ( $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$ ) para cada ponto de operação.

Em Li et al. (2021) são mencionadas algumas das dificuldades de se utilizar a modulação TPS no processo de análise e de aplicação para redução dos esforços de corrente dos semicondutores. Em primeiro lugar, os graus de liberdade impostos pela modulação TPS dificultam analisar os esforços de corrente em todos os modos de operação, acarretando na necessidade de grande esforço computacional. Em segundo lugar, para aplicação da modulação TPS faz-se necessário uso de tabelas após o processo de otimização, pois segundo os autores esse processo se torna discreto, o que pode acarretar erros durante a aplicação. Portanto, uma estratégia de modulação TPS baseada em *Artificial Intelligence* (AI-TPSM) é proposta. Rede neural (NN) e sistema de inferência *fuzzy* (FIS) são utilizados para contornar as duas dificuldades mencionadas. Com o AI-TPSM proposto, a otimização da modulação TPS para minimizar o estresse de corrente irá proporcionar alto grau de automação que pode melhorar a precisão da implementação das variáveis de controle. Porém, a técnica apresenta duas desvantagens, a necessidade de obtenção

das equações das correntes de pico e da corrente média do indutor do primário e, em segundo a precisão é prejudicada devido a superposição da componente sem perdas e da corrente de magnetização baixa. Outros problemas que podem ser constatados são tempo de treinamento do AI-TPSM que leva 3 dias e 21 horas para ocorrer. Para implementação do protótipo foi necessário utilizar uma *dSPACE* do modelo 1202 para otimização dos parâmetros.

No trabalho desenvolvido por Pistollato et al. (2021) é proposta a modulação TPS com uma técnica de otimização que visa maximizar a eficiência do conversor DAB. Esse conversor é frequentemente usado para realizar interface com sistemas de armazenamento de energia ou renováveis em sistemas de energia CC inteligentes, onde a minimização de perdas via TPS é crucial, especialmente em condições de carga leve. Os parâmetros de modulação favoráveis são encontrados inicialmente, visando reduzir as correntes rms e expandir a região de comutação com ZVS, considerando apenas alguns parâmetros fundamentais do conversor, a saber, as tensões de entrada e saída, a relação do transformador e a indutância auxiliar do primário. Em seguida, com base na descrição analítica do comportamento do conversor sobre os padrões de modulação determinados, são identificadas trajetórias nos planos de modulação que são capazes de melhorar a eficiência total. É mostrado que tais trajetórias levam a uma operação de eficiência próxima à ótima, que pode ser explorada para implementar métodos de perturbação e observação rápidos que requerem apenas um conhecimento mínimo dos parâmetros do conversor. Os resultados são verificados experimentalmente em um protótipo de 1,5 kW. Mostra-se que a abordagem proposta atinge uma operação de eficiência próxima da ótima sob diferentes tensões de entrada, sendo o erro em relação aos pontos ótimos medidos obtidos por uma abordagem de força bruta inferior a cerca de 0,2 %. Para aplicar a metodologia, faz-se necessário utilizar processamento externo (computador) para realizar a varredura e determinar os valores otimizados para implementação no conversor através de um DSP.

O trabalho Shi et al. (2017) propõe uma técnica de otimização das variáveis de controle para a modulação TPS a partir da redução da potência não ativa circulante. Esta otimização é realizada através da análise das harmônicas de ordem ímpar das potências ativa e reativa. Propõe uma nova técnica de otimização, chamada de *Optimal Three-Level Phase-Shift* (OPS). Comparando os resultados obtidos com outros tipos de modulação, como a EPS, a PSM e a DPS. Faz uso de uma Dspace modelo 1104 para obter as variáveis de controle e um DSP TMS320F28335 para implementação das variáveis no conversor. Alcança eficiências superiores com OPS proposta em comparação com as demais. São otimizadas as razões cíclicas  $D_1$  e  $D_2$  enquanto o ângulo  $\phi$  é controlado e utilizado para manter a tensão de saída constante.

Para estender a faixa de ZVS ao mesmo tempo em que garante um baixo nível de corrente em toda a faixa de potência, Li et al. (2022a) propõe um esquema de otimização de eficiência abrangente com TPS nos modos *Buck* e *Boost* do conversor DAB. Diferente

dos esquemas de modulação anteriores, o esquema proposto é uma otimização multi-objetivo baseada nas restrições de ZVS precisas e é implementado em combinação com o controle de tempo morto entre os interruptores. Através do método do multiplicador de Lagrange (LMM), uma solução ótima global é obtida para realizar o controle em tempo real em uma ampla faixa de carga e tensão. Enquanto isso, para garantir ainda mais um processo de comutação com ZVS completo e evitar perdas adicionais causadas pelo diodo reverso, o controle de zona morta também é proposto para realizar o ajuste dinâmico do tempo morto para diferentes condições. Além de garantir ZVS, busca-se ainda reduzir a corrente de pico e RMS no indutor do primário. Para isso, varia-se o tempo morto entre as comutações e ainda se determina as variáveis de  $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$  através de um controlador PI.

## 1.6 OBJETIVOS PRINCIPAIS

Considerando a grande gama de possíveis aplicações do conversor DAB, sendo em sistemas de carregamento de baterias, aplicações automotivas e no sistema elétrico de potência nas topologias de Transformador de Estado Sólido (do inglês, *Solid-State Transformer* – SST), este trabalho tem como objetivo principal desenvolver um conversor CC-CC utilizando TPS aplicado na interface com sistemas de armazenamento de energia. Busca-se principalmente analisar a influência das variáveis de controle sobre a transferência de potência do conversor, bem como nas correlações das comutações suaves dos interruptores.

Em seguida, um algoritmo capaz de determinar o trio de controle ( $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$ ) otimizado para cada ponto de operação do conversor DAB com TPS é proposto. Neste algoritmo, serão incorporadas as influências das comutações com ZVS fazendo uso da modulação TPS. A partir do algoritmo proposto, buscar-se-á elevar a eficiência do conversor, fazendo com que a partir do trio de controle otimizado todas as comutações dos interruptores ocorram sob ZVS, uma vez que o conversor DAB apresenta perda de comutações sob ZVS em baixas cargas e quando o ganho de tensão  $d$  é diferente de um. O algoritmo buscará trios de controle onde a potência ativa transferida ocorra com menor potência aparente circulando no conversor, o que teoricamente eleva a eficiência reduzindo as perdas.

Na sequência, será analisada a possibilidade de integração da topologia do conversor DAB com um circuito de auxílio à comutação (CAC), possibilitando transformar a estrutura tradicional em uma estrutura variável. O CAC será capaz de auxiliar durante o processo de comutação dos interruptores, ampliando assim a faixa de comutação suave quando o conversor estiver operando com baixas cargas, ponto onde a operação do conversor DAB torna-se crítica.

Neste algoritmo, serão incorporadas as influências das comutações com ZVS fazendo uso da modulação TPS. Desta forma, podem ser listadas as contribuições do trabalho:

- Desenvolvimento de um algoritmo capaz de determinar os trios de controle  $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$  otimizados para o conversor DAB fazendo uso da modulação TPS. Buscando reduzir a potência aparente circulante pelo conversor, através da figura de mérito Fator de Potência. Com isso, busca-se a elevação da eficiência da topologia quando  $d$  for igual ou maior que um, neste caso  $d = 1,25$ .
- Análise e desenvolvimento de um circuito de auxílio à comutação para melhora do desempenho do conversor DAB quando operando com baixas cargas e ganho de tensão maior que um ( $d > 1$ ). Com a expansão proposta, a faixa de eficiência é aumentada, o que é interessante uma vez que durante o processo de carga nas etapas de equalização e flutuação do banco de baterias as potências são reduzidas. Além disso, ocorre a expansão das regiões com comutação suave fazendo uso do CAC.

## 1.7 ESTRUTURA DA TESE

O trabalho de Tese está organizado em sete capítulos, sendo o primeiro deles dedicado à introdução do tema que será abordado e das contribuições do trabalho, os demais serão brevemente descritos a seguir.

O Capítulo 2 descreve a estrutura tradicional do conversor DAB, apresentando suas funcionalidades e suas aplicações. Neste capítulo, o comportamento do DAB é analisado fazendo uso da modulação PSM, a qual é a mais utilizada na topologia e, com a modulação TPS. Com isso, podem-se estabelecer relações e analisar o processamento de potência para ambas as modulações.

No Capítulo 3 são apresentadas as fronteiras de comutação suave (*Zero Voltage Switching* - ZVS) com o conversor operando com a modulação PSM e TPS. Além da análise do ZVS com TPS, também são avaliados os impactos das capacitâncias intrínsecas dos interruptores nas regiões de ZVS.

O algoritmo proposto no trabalho é abordado e descrito em detalhes no Capítulo 4, no qual são analisados as vantagens de se utilizar esta ferramenta, bem como o desempenho do algoritmo fazendo uso da figura de mérito do Fator de Potência.

No Capítulo 5 são abordados o princípio de funcionamento e as principais aplicações do circuito de auxílio à comutação. Ainda neste capítulo, analisa-se a possibilidade de integração do CAC a estrutura do conversor DAB operando com PSM. No final do capítulo resultados de simulação para as variações de configuração do CAC são apresentados.

Os resultados experimentais são apresentados no capítulo 6. Os quais demonstram a transferência de potência, as comutações com ZVS dos interruptores do DAB e o conversor operando com a modulação TPS. Além disso, resultados do conversor operando em pontos específicos de potência fazendo uso dos trios de controle obtidos pelo algoritmo proposto são apresentados. Variações de potência são realizadas para analisar o comportamento dos trios de controle e as dinâmicas do conversor durante os transitórios. Para implementação prática, as razões cíclicas  $D_1$  e  $D_2$  serão alocadas em um vetor e o ângulo de defasagem é controlado a partir de um compensador PI para que a tensão de saída se mantenha constante. Por fim, resultados do conversor DAB operando com o circuito de auxílio à comutação também são apresentados.

O Capítulo 7 apresenta as conclusões e considerações das análises realizadas e dos resultados obtidos, bem como as sugestões para continuidade do trabalho.



## 2 CONVERTOR *DUAL ACTIVE BRIDGE*

Atualmente os sistemas de geração e distribuição de energia elétrica vêm passando por inúmeras modificações em sua estruturas. Com a adição de fontes renováveis de produção de energia elétrica sendo conectadas à rede, assim como a crescente utilização de veículos elétricos e sistemas de armazenamento de energia, torna-se necessário adequar os níveis de tensão entre os diversos recursos, uma vez que estes operam com amplitudes diferentes. A partir desta premissa torna-se necessário agregar conversores estáticos aos sistemas, de modo que estes sejam capazes de processar diferentes níveis de energia.

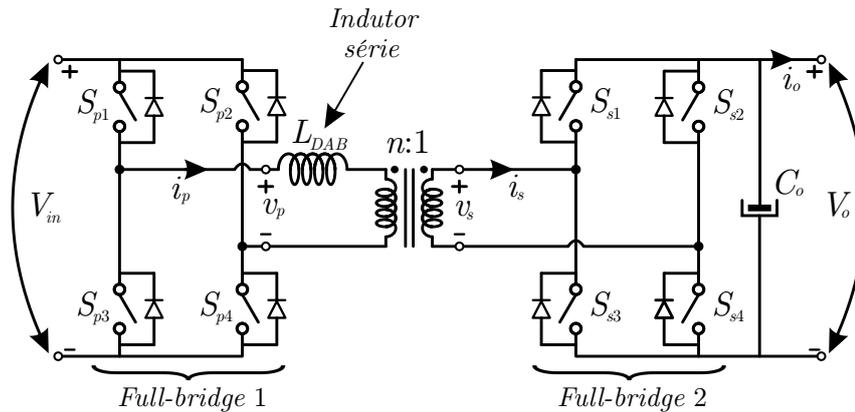
Devido às modificações citadas anteriormente, os sistemas elétricos têm apresentado uma grande complexidade, isto devido ao elevado número de componentes (sistemas de geração, cargas, veículos elétricos, ESSs, entre outros). Estes componentes são responsáveis por manter a estabilidade, confiabilidade e a qualidade da energia. Dentre todos estes dispositivos, destacam-se os que fazem isto de forma ativa utilizando eletrônica de potência. Para estas aplicações diversos conversores bidirecionais com isolamento galvânica foram propostos, como o conversor *Dual Active Bridge* (DAB) (LU et al., 2018; KRISMER; KOLAR, 2010), o *Dual Active Half-Bridge* (NGO; WON; NAM, 2012), conversores DAB ressonantes (GUO; LI, 2021), *Full-Bridge Current Source* (LO; WANG; PAI, 2008), entre outras topologias derivadas. Aplicações como sistemas que incluem armazenamento de energia, acionamento de motores com capacidade de regeneração de energia, entre outros, necessitam de conversores com topologias que garantam a reversibilidade.

De acordo com Kheraluwala et al. (1992), o conversor DAB pode ser amplamente utilizado em sistemas que necessitem de elevada transferência de potência, elevada eficiência, isolamento galvânica e principalmente bidirecionalidade no fluxo de potência. As primeiras aplicações para o conversor DAB foram aeroespaciais no final dos anos 80, onde a necessidade de redução de peso e volume em conversores na faixa de quilowatts e megawatts eram foco dos estudos (DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1988).

O conversor DAB proposto inicialmente em Doncker, Divan e Kheraluwala (1991) na configuração monofásica é constituído por dois conversores Full-Bridge conectados por um transformador de alta frequência e por uma indutância auxiliar  $L_{DAB}$  como mostra a Figura 2.1. As principais características do conversor DAB são robustez, isolamento galvânica entre entrada e saída devido a presença de um transformador de alta frequência, bidirecionalidade no fluxo de potência e capacidade de processar altas densidades de energia em comparação com outras topologias de conversores CC-CC bidirecionais.

Por outro lado, como uma das principais desvantagens está a necessidade de elevada quantidade de componentes semicondutores ativos, os quais devem suportar valores elevados de corrente dependendo dos níveis de potência e das tensões de entrada e saída. Ainda devido à elevada quantidade de interruptores ativos, o número de circuitos de acionamento e geração de sinais também é elevado. Além disso, as ondulações nas correntes

Figura 2.1 – Estrutura do conversor DAB convencional.



Fonte: Adaptado de Doncker, Divan e Kheraluwala (1991).

de entrada e saída são elevadas. Para reduzir as ondulações da corrente de saída e possibilitar maior vida útil às baterias, indutores conectados a saída do conversor são utilizados como em Costa et al. (2022).

Topologias com variações em relação ao conversor DAB também podem ser implementadas, tais como: o conversor *Dual Half-Bridge* (DHB) que pode ser utilizados em aplicações de baixa potência e complexidade (NGO; WON; NAM, 2012); o conversor *Triple Active Bridge* (TAB) que possui três pontes ativas (SANTOS, 2011); outra topologia que pode ser citada é a apresentada em (JANG et al., 2004) onde a ponte de alta tensão é composta por um conversor *Half-Bridge* e a ponte de baixa tensão por um conversor Full-Bridge.

Existem ainda os conversores DAB ressonantes, os quais fazem uso de elementos passivos ressonando entre si, aumentando assim a faixa de operação ZVS da topologia, porém não devem ser utilizados para aplicações de elevada potência, pois aumentam o volume e as perdas do conversor (KHERALUWALA et al., 1992).

## 2.1 MODULAÇÕES APLICADAS AO CONVERSOR DAB

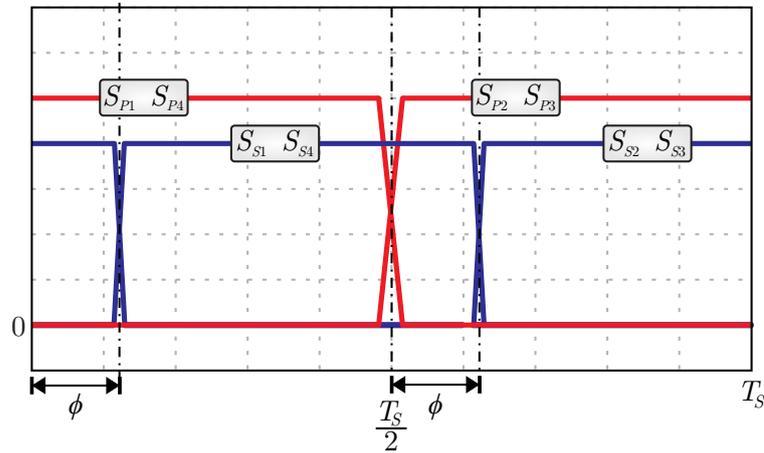
Para aumentar a faixa de tensões de entrada e saída permitindo a transferência bidirecional de energia, melhorar a eficiência da topologia e elevar a faixa de operação com ZVS dos interruptores, alguns métodos de modulação são investigados, como a Modulação Triangular (TRM), Modulação Trapezoidal (TZM), Modulação Triangular Modificada (PTRM), *Dual Phase Shift* (DPS) e modulação *Triple Phase Shift* (TPS), sendo analisadas em (ZHOU; KHAMBADKONE, 2009; KRISMER; ROUND; KOLAR, 2006; KRISMER; KOLAR, 2012; OGGIER et al., 2006; OGGIER; GARCÍA; OLIVA, 2011;

JAIN; AYYANAR, 2011; BAI; MI, 2008; KRISMER; KOLAR, 2010; LU et al., 2018), as quais adicionam a razão cíclica como um parâmetro na modulação.

## 2.2 MODULAÇÃO *PHASE-SHIFT*

A modulação *Phase-Shift* foi empregada inicialmente em (DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991), onde as razões cíclicas de ambas as pontes completas são fixadas em 50 % e a variável de controle é o ângulo de defasagem  $\phi$  entre as tensões do lado primário e secundário do transformador. Nesta modulação, os braços do conversor operam de forma complementar entre si. Os sinais de acionamento dos interruptores do primário ( $S_{p1}, S_{p2}, S_{p3}, S_{p4}$ ) e do secundário ( $S_{s1}, S_{s2}, S_{s3}, S_{s4}$ ) são apresentados na Figura 2.2.

Figura 2.2 – Sinais de comando dos interruptores do conversor DAB para PSM.



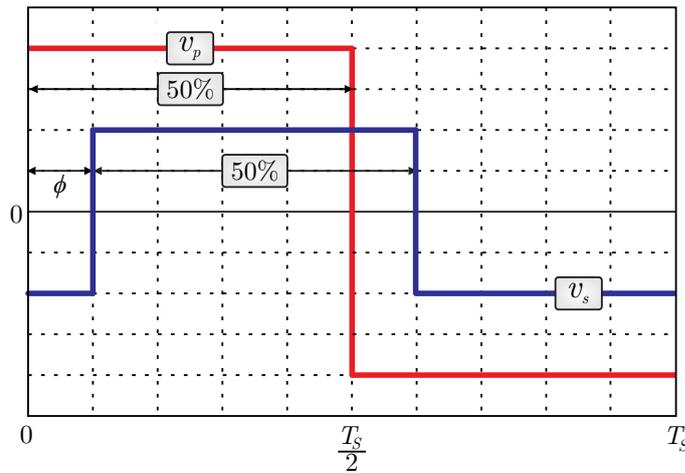
Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 2.3 apresenta as formas de onda das tensões do lado primário e secundário do transformador, nota-se que há simetria de 50 % durante um período de comutação e pode-se ainda perceber a defasagem angular ( $\phi$ ) entre elas.

Por possuir apenas um grau de liberdade, esta modulação torna-se simples e de fácil implementação. Porém, esta modulação apresenta limitações quando submetida às variações de tensões e de carga em sua faixa de operação, tais como (ROGGIA, 2013):

- O ângulo máximo de defasagem com PSM deve ser igual a  $45^\circ$ , pois valores superiores a este fazem com que a relação entre a potência ativa e a potência aparente aumente consideravelmente, como pode ser observado na Figura 2.4 (GITAU; EBERSOHN; KETTLEBOROUGH, 2007), fazendo com que a potência entregue à carga seja reduzida e o rendimento do conversor reduza;
- Com modulação PSM comutações com ZVS não são permitidas em toda a faixa de operação do conversor, principalmente quando o ganho  $d$  for diferente de um. Desta

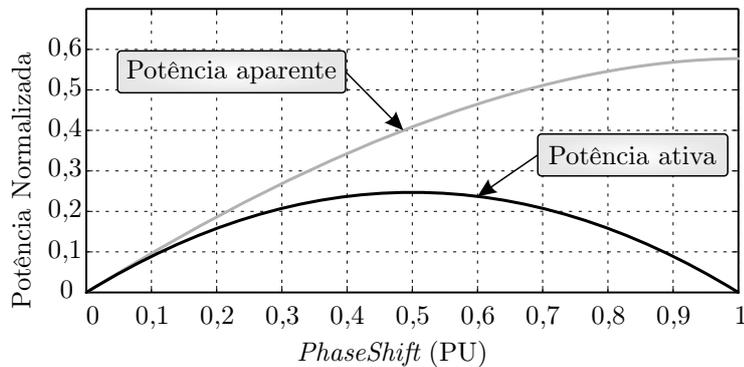
Figura 2.3 – Tensões do primário  $v_p$  e do secundário  $v_s$  do transformador do conversor DAB com PSM.



Fonte: Elaborado pelo autor.

forma, alguns métodos de modulação conseguem aumentar a faixa de operação com ZVS. Porém, podem apresentar limitações na transferência de potência e ainda podem prejudicar a eficiência do conversor devido a correntes elevadas dentre outros fatores (GITAU; EBERSOHN; KETTLEBOROUGH, 2007).

Figura 2.4 – Potência ativa e aparente normalizadas no conversor DAB com PSM.



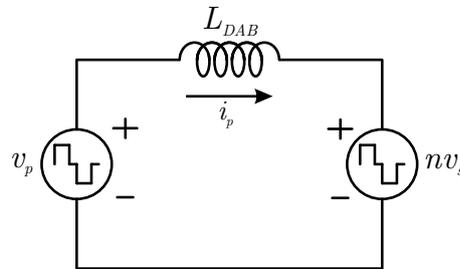
Fonte: Adaptado de Gitau, Ebersohn e Kettleborough (2007).

### 2.2.1 Etapas de Operação

Durante um período completo de operação o conversor DAB possui quatro etapas de operação. As análises de cada etapa de operação consideram que o circuito esteja em regime permanente e com transferência direta de potência. Contudo, a análise da transferência de potência em sentido contrário é análoga a apresentada. O modelo simpli-

ficado do conversor DAB é apresentado na Figura 2.5, considerando que os elementos do secundário estão refletidos para o primário com uma relação  $n$ , que representa a relação de espiras do transformador.

Figura 2.5 – Circuito simplificado do conversor DAB.

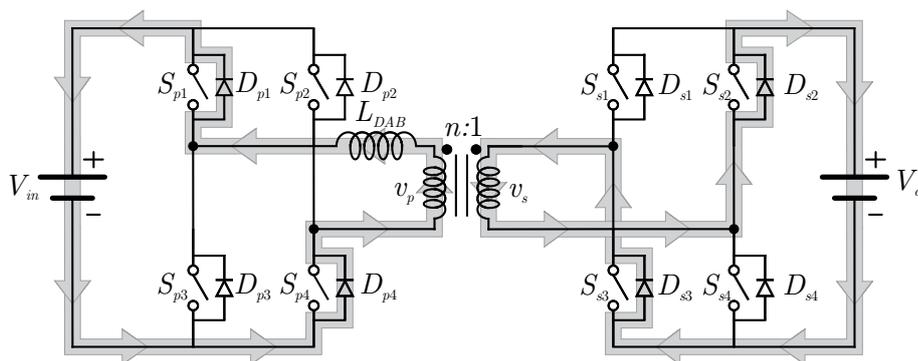


Fonte: Elaborado pelo autor.

Etapa I - ( $0 \leq t < \phi$ )

No início desta etapa de operação a corrente do primário  $i_p(t)$  não circula pelos interruptores e sim pelos diodos  $D_{p1}$ ,  $D_{p4}$ ,  $D_{s2}$  e  $D_{s3}$  no sentido indicado na Figura 2.6. Entretanto, nesta etapa ainda ocorre a inversão do sentido da corrente no lado primário do transformador, o que resulta na inversão da corrente do secundário, como mostra a Figura 2.7. Neste instante ocorre o bloqueio dos diodos e a entrada em condução dos interruptores do primário  $S_{p1}$  e  $S_{p4}$  e do secundário  $S_{s2}$  e  $S_{s3}$ .

Figura 2.6 – Início da primeira etapa (Etapa I) de operação do conversor DAB com PSM.

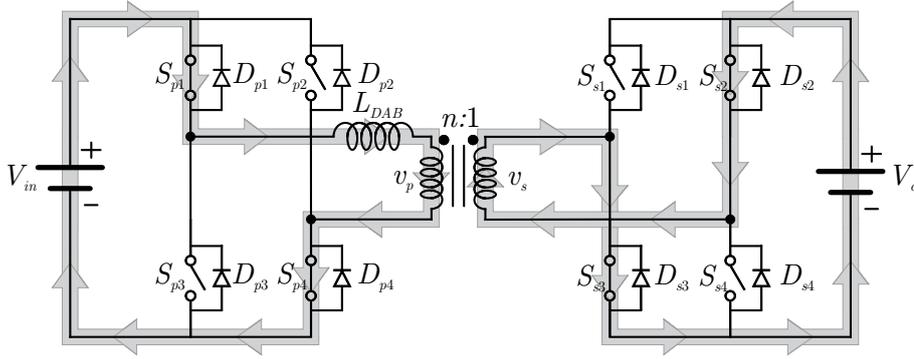


Fonte: Elaborado pelo autor.

Durante esta etapa, a tensão aplicada sobre a indutância  $L_{DAB}$  será o somatório da tensão de entrada  $V_{in}$  e a tensão de saída  $V_o$  refletida. A corrente do primário  $i_p(t)$  pode ser descrita pela equação (2.1), onde a corrente  $i_p(t)$  parte de um valor inicial negativo definido como  $I_X$ .

$$i_p(t) = -I_X + \frac{V_{in}(1+d)t}{2\pi f_s L_{DAB}}. \quad (2.1)$$

Figura 2.7 – Final da primeira etapa (Etapa I) de operação do conversor DAB com PSM.



Fonte: Elaborado pelo autor.

onde:

$$d = \frac{n \cdot V_o}{V_{in}}. \quad (2.2)$$

*Etapa II* -  $(\phi \leq t < \frac{T_s}{2})$

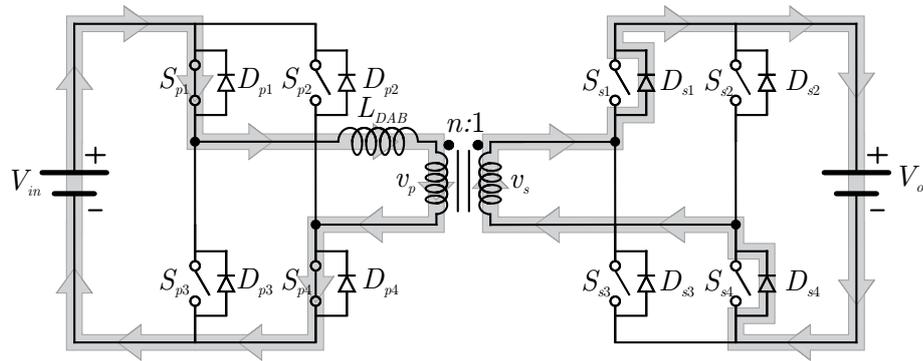
A segunda etapa tem início quando os interruptores  $S_{s2}$  e  $S_{s3}$  passam ao estado de bloqueio e os interruptores  $S_{s1}$  e  $S_{s4}$  ao estado de condução. A corrente através da indutância  $L_{DAB}$  mantém-se positiva e ainda circula através de  $S_{p1}$  e  $S_{p4}$ . Já no lado secundário, circula pelos diodos  $D_{s1}$  e  $D_{s4}$ . Contudo, a inclinação da reta da corrente é alterada, uma vez que a polaridade da tensão do lado secundário em relação à  $V_o$  é invertida, aplicando sobre  $L_{DAB}$  a diferença entre  $V_{in}$  e  $V_o$ . A expressão (2.3) determina a corrente nesta etapa, onde  $I_Y$  representa o valor da corrente inicial desta etapa e a Figura 2.8 apresenta os sentidos das correntes durante a etapa. O final desta etapa representa a metade do ciclo de operação do conversor.

$$i_p(t) = I_Y + \frac{V_{in}(1-d)}{2\pi f_s L_{DAB}}(t - \phi). \quad (2.3)$$

*Etapa III* -  $(\frac{T_s}{2} \leq t < \frac{T_s}{2} + \phi)$

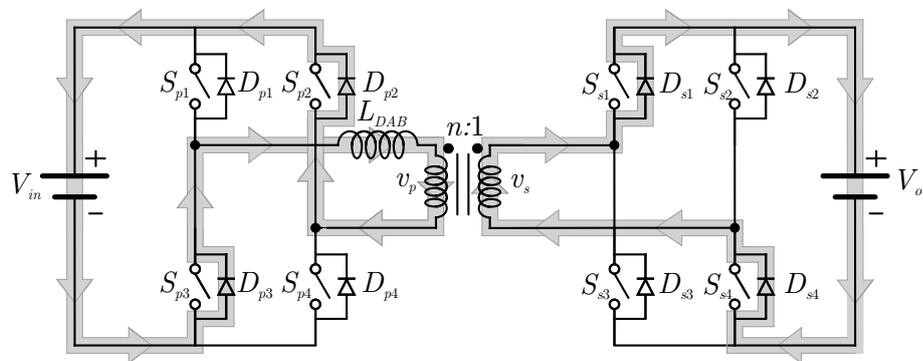
Esta etapa tem início quando os interruptores do lado primário,  $S_{p1}$  e  $S_{p4}$  passam para o estado de bloqueio e os interruptores  $S_{p2}$  e  $S_{p3}$  para o estado de condução. Como a corrente permanece positiva, passa a circular pelos diodos  $D_{p2}$  e  $D_{p3}$ , no lado primário, e por  $D_{s1}$  e  $D_{s4}$  no lado secundário. Logo, a corrente  $i_p(t)$  é definida pela equação (2.4) e a Figura 2.9 mostra o sentido das correntes do lado primário e secundário.

Figura 2.8 – Segunda etapa (Etapa II) de operação do conversor DAB com PSM.



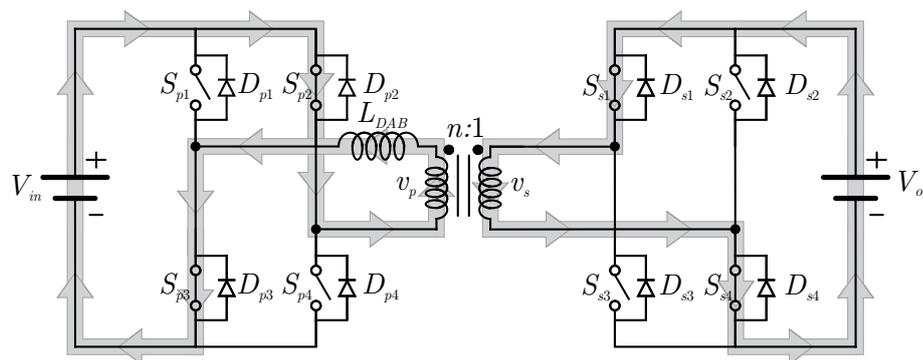
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 2.9 – Início da terceira etapa (Etapa III) de operação do conversor DAB com PSM.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 2.10 – Final da terceira etapa (Etapa III) de operação do conversor DAB com PSM.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na segunda parte desta etapa de operação a corrente passa a circular por  $S_{p2}$ ,  $S_{p3}$  e no secundário deixa de circular pelos diodos e passa a circular pelos interruptores  $S_{s1}$  e  $S_{s4}$ . Esta etapa é finalizada quando ocorre a comutação dos interruptores do lado

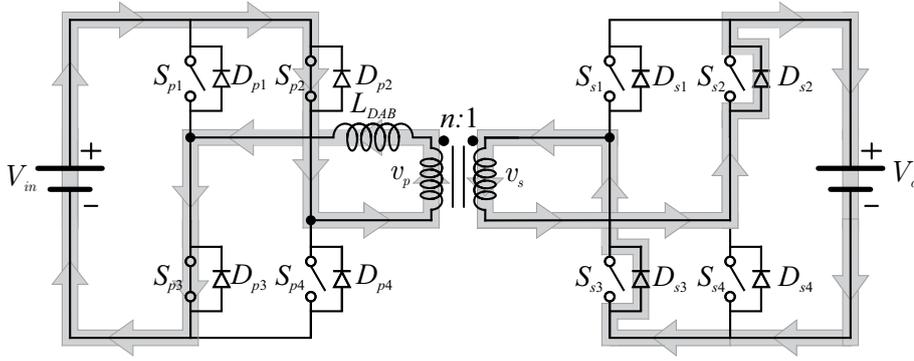
secundário. O sentido das correntes pode ser observado na Figura 2.10.

$$i_p(t) = I_X - \frac{V_{in}(1+d)}{2\pi f_s L_{DAB}} \left( t - \frac{T_s}{2} \right). \quad (2.4)$$

Etapa IV -  $(\frac{T_s}{2} + \phi \leq t < T_s)$

Esta etapa tem início no instante em que os interruptores do primário  $S_{s1}$  e  $S_{s4}$  passam para o estado de bloqueio e  $S_{s2}$  e  $S_{s3}$  ao estado de condução. A corrente no lado primário circula por  $S_{p2}$  e  $S_{p3}$ , já no lado secundário circula através dos diodos  $D_{s2}$  e  $D_{s3}$ . A corrente do primário nesta etapa é expressa pela equação (2.5). A Figura 2.11 apresenta o sentido das correntes durante a etapa de operação do conversor.

Figura 2.11 – Quarta etapa (Etapa IV) de operação do conversor DAB com PSM.



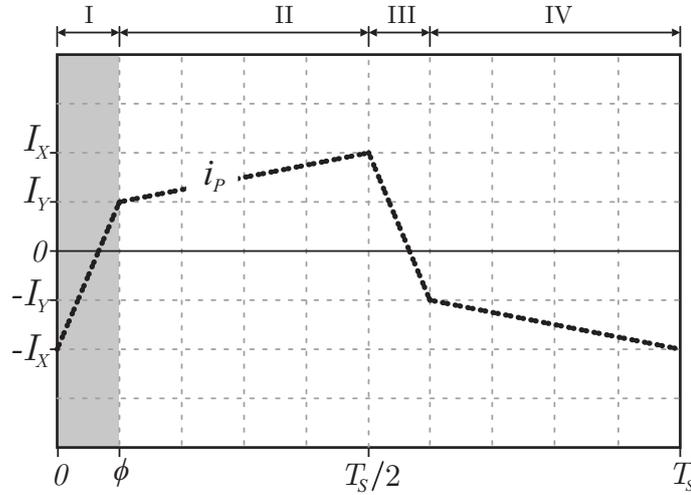
Fonte: Elaborado pelo autor.

$$i_p(t) = -I_Y - \frac{V_{in}(1-d)}{2\pi f_s L_{DAB}} \left( t - \frac{T_s}{2} - \phi \right). \quad (2.5)$$

Após analisar as etapas de operação, pode-se definir a corrente da indutância auxiliar com o agrupamento das equações de todas as etapas apresentadas anteriormente. Logo, a corrente do primário, que serve de base para o cálculo de todas as outras correntes, conforme é mostrado na Figura 2.12 e definida pela equação (2.6).

$$i_p(t) = \begin{cases} -I_X + \frac{V_{in}(1+d)t}{2\pi f_s L_{DAB}}, & 0 \leq t < \phi \\ I_Y + \frac{V_{in}(1-d)}{2\pi f_s L_{DAB}} (t - \phi), & \phi \leq t < T_s/2 \\ I_X - \frac{V_{in}(1+d)}{2\pi f_s L_{DAB}} \left( t - \frac{T_s}{2} \right), & T_s/2 \leq t < T_s/2 + \phi \\ -I_Y - \frac{V_{in}(1-d)}{2\pi f_s L_{DAB}} \left( t - \frac{T_s}{2} - \phi \right), & T_s/2 + \phi \leq t < T_s \end{cases}. \quad (2.6)$$

Figura 2.12 – Comportamento da corrente  $i_p(t)$  do conversor DAB com PSM para transmissão direta de energia.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A variáveis  $I_X$  e  $I_Y$  correspondem aos valores iniciais e finais das correntes no início e término de cada etapa de operação, sendo estas dependentes das tensões de entrada e saída do conversor (KIRSTEN, 2014). Essas correntes podem ser obtidas através da manipulação matemática das equações que definem a corrente do primário durante o período de comutação, sendo expressas conforme (2.7) e (2.8).

$$I_X = \frac{V_{in}}{2\pi f_s L_{DAB}} \left[ \frac{2\phi d - \pi(d-1)}{2} \right]. \quad (2.7)$$

$$I_Y = \frac{V_{in}}{2\pi f_s L_{DAB}} \left[ \frac{2\phi + \pi(d-1)}{2} \right]. \quad (2.8)$$

A corrente de entrada do conversor  $i_{in}(t)$  DAB pode ser representada através da equação (2.9).

$$i_{in}(t) = \begin{cases} i_p(t), & 0 \leq t < T_s/2 \\ -i_p(t), & T_s/2 \leq t < T_s \end{cases}. \quad (2.9)$$

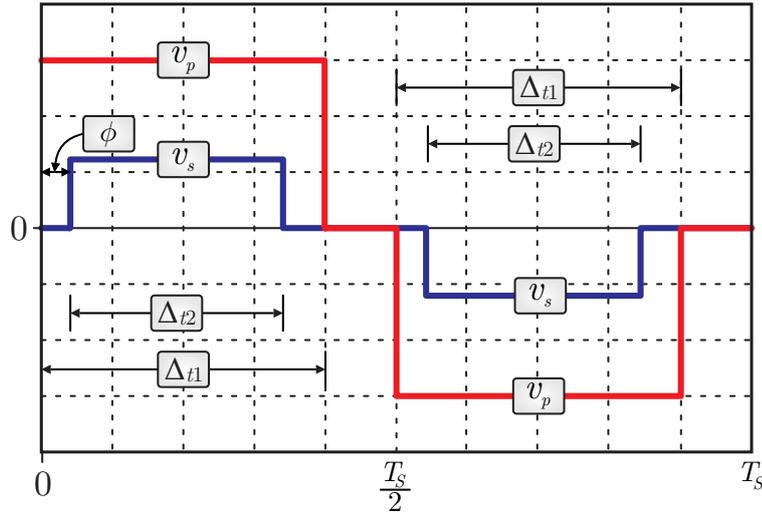
Já a corrente de saída  $i_o(t)$  pode ser definida por (2.10).

$$i_o(t) = \begin{cases} -\frac{i_p(t)}{n}, & 0 \leq t < \phi + T_s/2 \\ \frac{i_p(t)}{n}, & \phi + T_s/2 \leq t < T_s \end{cases}. \quad (2.10)$$

### 2.3 MODULAÇÃO TRIPLE PHASE SHIFT

A operação do conversor DAB pode ser analisada fazendo uso de vários tipos de modulação, e não apenas utilizando PSM. Outros tipos de modulação podem inserir novas variáveis de controle, determinando novos pontos e etapas de operação do conversor. Nesta seção será tratada a Modulação denominada *Triple Phase Shift*, a qual será analisada em detalhes de acordo com (FRAYTAG, 2020), seguindo a organização e a metodologia, para posteriormente empregá-la no algoritmo de otimização do trio de controle da modulação. A Figura 2.13 demonstra que a modulação TPS adiciona duas novas variáveis  $D_1$  e  $D_2$  às análises, sendo essas as razões cíclicas do primário e secundário do transformador, respectivamente, aumentando assim o grau de liberdade que anteriormente era de um para três ( $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$ ) (MUTHURAJ et al., 2017).

Figura 2.13 – Tensões do primário e secundário do transformador do conversor DAB com TPS para uma situação específica de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Através da comutação dos interruptores do conversor Full-Bridge do lado primário controla-se a largura de pulso da tensão  $v_p$  aplicada ao transformador. O mesmo ocorre no secundário do transformador com  $v_s$ . Logo, as razões cíclicas  $D_1$  e  $D_2$  podem ser descritas pelas equações (2.11) e (2.12).

$$D_1 = \frac{\Delta t_1}{T_s}. \quad (2.11)$$

$$D_2 = \frac{\Delta t_2}{T_s}. \quad (2.12)$$

Onde  $T_s$  corresponde ao período de comutação do conversor,  $\Delta t_1$  representa o período do pulso de tensão aplicado ao primário e  $\Delta t_2$  o período do pulso de tensão

aplicado ao secundário do transformador. Além disso,  $\phi$  representa o ângulo de defasagem entre as tensões do primário e secundário do transformador.

Como na modulação PSM, onde o ângulo de defasagem entre a tensão do primário e secundário do transformador poderia variar durante a operação do conversor, na modulação TPS a largura dos pulsos de tensão em ambos os lados do transformador e a defasagem angular também podem variar durante a operação do conversor. Desta forma, irão surgir diversas combinações que farão surgir diferentes pontos de operação do conversor, os quais devem ser analisados. Com base no conversor DAB analisado, é possível determinar seis padrões de modulação base para o fluxo direto de potência como apresentado por Fraytag (2020), sendo eles:

$$P_o = \begin{cases} \text{Padrão A } (P_A) \rightarrow T_{D2} < T_{D1} \text{ e } T_{D2} < \frac{T_s}{2} \\ \text{Padrão B } (P_B) \rightarrow T_{D2} > T_{D1} > \phi_{T_s} \text{ e } T_{D2} < \frac{T_s}{2} \\ \text{Padrão C } (P_C) \rightarrow T_{D1} > \phi_{T_s} \text{ e } T_{D2} > \frac{T_s}{2} \\ \text{Padrão D } (P_D) \rightarrow \phi_{T_s} < \frac{T_s}{2} \text{ e } T_1 > T_{D1} \\ \text{Padrão E } (P_E) \rightarrow T_1 < T_{D1} \text{ e } \phi_{T_s} > T_{D1} \text{ e } T_{D2} > \frac{T_s}{2} \\ \text{Padrão F } (P_F) \rightarrow T_{D2} < \frac{T_s}{2} \text{ e } \phi_{T_s} > T_{D1} \end{cases} \quad (2.13)$$

onde:

$$T_{D1} = D_1 T_s. \quad (2.14)$$

$$T_{D2} = D_2 T_s + \phi_{T_s}. \quad (2.15)$$

$$T_1 = T_{D2} - \frac{T_s}{2}. \quad (2.16)$$

$$\phi_{T_s} = \phi \left( \frac{T_s}{2\pi} \right). \quad (2.17)$$

$$T_2 = T_{D1} + \frac{T_s}{2}. \quad (2.18)$$

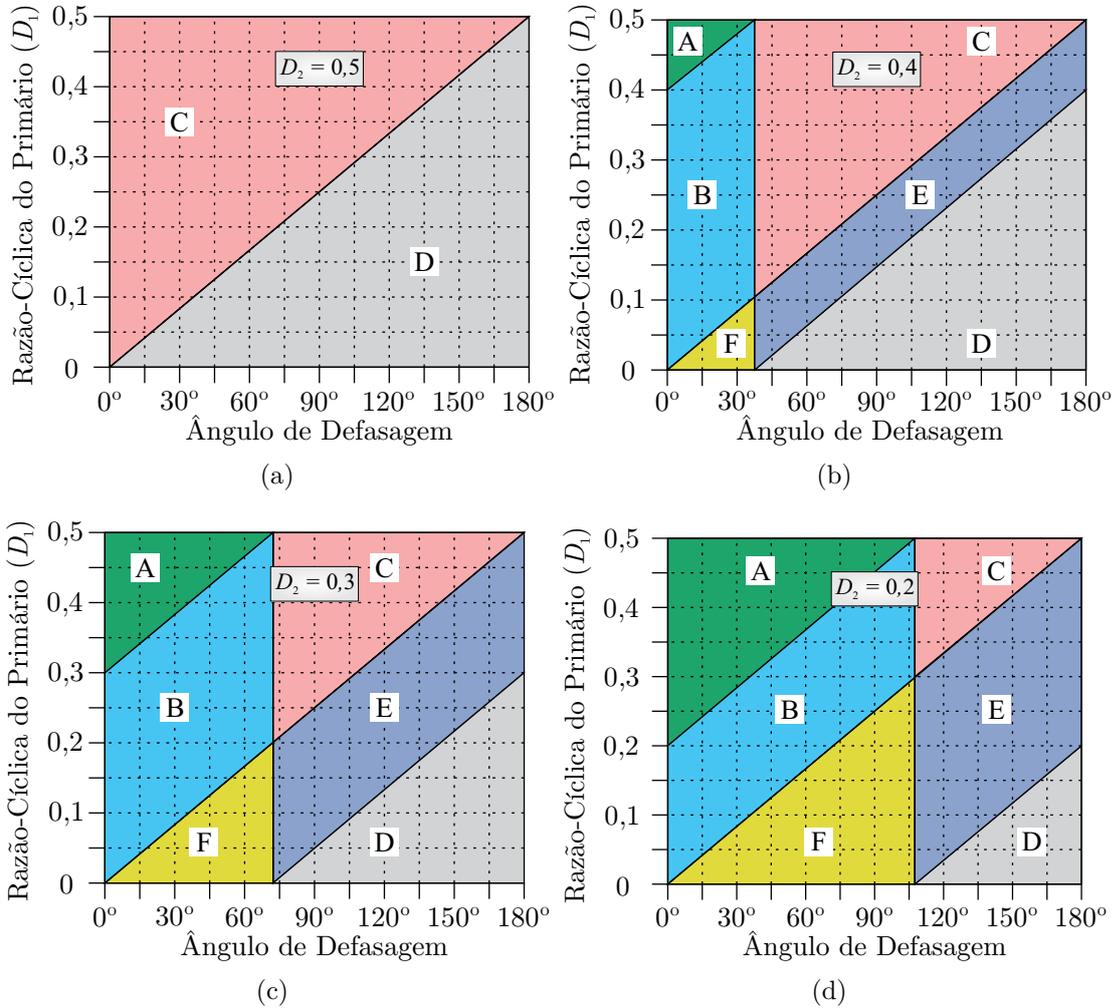
$$T_3 = \phi_{T_s} + \frac{T_s}{2}. \quad (2.19)$$

$$T_4 = \phi_{T_s} + \frac{T_s}{2} + D_2 T_s. \quad (2.20)$$

O trio de controle será determinado através da combinação das variáveis  $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$  do conversor DAB, bem como em qual dos seis padrões (A, B, C, D, E, F) o conversor irá operar, sendo que os mesmos podem variar dentro de faixas, as quais são:  $0 \leq D_1 \leq 0,5$ ,  $0 \leq D_2 \leq 0,5$  e  $-180^\circ \leq \phi \leq 180^\circ$ . Salienta-se ainda que cada um destes padrões são dependentes da variáveis  $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$  e do período de comutação  $T_s$ . Conhecendo então

estes valores, pode-se determinar os limites entre os padrões de operação do conversor, como mostra a Figura 2.14.

Figura 2.14 – Fronteira de operação de cada região para o conversor DAB operando com frequência de 100 kHz: a)  $D_2 = 0,5$ ; b)  $D_2 = 0,4$ ; c)  $D_2 = 0,3$ ; d)  $D_2 = 0,2$ .



Fonte: Adaptado de Fraytag (2020).

Analisando a Figura 2.14, observa-se que para uma combinação com  $D_1 = 0,5$  e  $D_2 = 0,5$  o conversor poderá operar em apenas dois padrões, o padrão C e padrão D. Ainda pode-se observar que quanto menor for o valor das razões cíclicas  $D_1$  e  $D_2$  maior será o leque de padrões que o conversor poderá operar. As análises dos pontos de operação para cada padrão foram realizadas considerando apenas ângulos positivos para a transferência de potência.

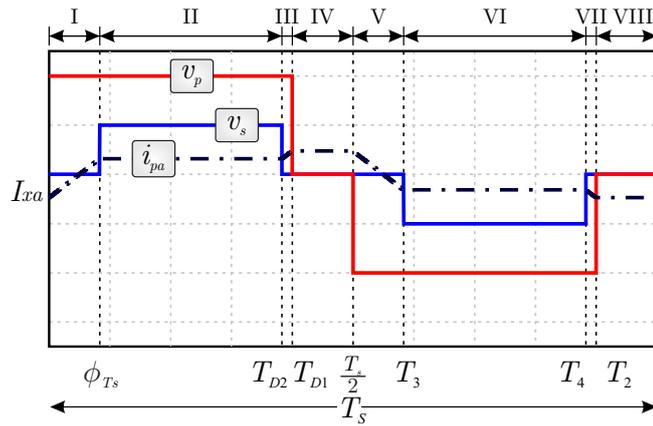
Em comparação com a modulação PSM a modulação TPS apresenta um número maior de etapas de operação para cada um dos padrões, alterando assim o comportamento da corrente do primário do transformador  $i_p(t)$ . Sendo assim, torna-se necessário analisar cada padrão de forma independente para que se possa demonstrar o comportamento da corrente  $i_p(t)$ . A seguir serão apresentados o comportamento e as etapas de operação

para cada um dos seis padrões. As equações e as etapas de operação foram obtidas de (FRAYTAG, 2020) e (KRISMER; KOLAR, 2012).

### 2.3.1 Padrão A

O conversor DAB estará operando neste padrão se as inequações que determinam os limites de operação forem satisfeitas ( $T_{D2} < T_{D1}$  e  $T_{D2} < \frac{T_s}{2}$ ). O comportamento da corrente  $i_{pa}(t)$  pode ser visualizada na Figura 2.15, onde torna-se possível observar que diferente da modulação PSM que possui quatro etapas de operação a modulação TPS apresenta oito etapas de operação.

Figura 2.15 – Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$  e corrente do primário  $i_{pa}(t)$  do conversor DAB operando no padrão A com  $D_1 = 0,4$ ,  $D_2 = 0,3$ ,  $\phi = 30^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz e  $d = 1$ .



Fonte: Adaptado de Fraytag (2020).

*Etapa I* - ( $0 \leq t < \phi_{T_s}$ )

Esta etapa se inicia quando os interruptores  $S_{p1}$  e  $S_{p4}$  entram em condução e os interruptores  $S_{s3}$  e  $S_{s4}$  do secundário estão em roda livre, aplicando a tensão de entrada  $V_{in}$  sobre a indutância do primário  $L_{DAB}$ . Com isso, a corrente  $i_{pa\_I}(t)$  parte de um valor inicial  $I_{xa}$  e cresce linearmente. Este comportamento pode ser representado através da equação (2.21).

$$i_{pa\_I}(t) = I_{xa} + \left( \frac{V_{in}}{L_{DAB}} \right) t \quad (2.21)$$

sendo,  $d$  expresso por 2.2 e  $I_{xa}$  por 2.22

$$I_{xa} = \frac{V_{in}}{2L_{DAB}f_s} (D_1 - dD_2). \quad (2.22)$$

*Etapa II* - ( $\phi_{Ts} \leq t < T_{D2}$ )

Esta etapa tem início com a entrada em condução dos interruptores do secundário  $S_{s1}$  e  $S_{s4}$ . Aplicando assim, a tensão de entrada  $V_{in}$  somada a tensão de saída  $V_o$  sobre  $L_{DAB}$ . A corrente  $i_{pa\_II}(t)$  incia com o valor final da etapa anterior e cresce até o tempo  $T_{D2}$ , de acordo com (2.23).

$$i_{pa\_II}(t) = i_{pa\_I}(\phi_{Ts}) - \left[ \frac{V_{in}(1-d)(t - \phi_{Ts})}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.23)$$

*Etapa III* - ( $T_{D2} \leq t < T_{D1}$ )

No instante  $T_{D2}$  os interruptores do lado secundário são bloqueados (saem de condução), levando a tensão do secundário do transformador à zero. Desta forma, a corrente  $i_{pa\_III}(t)$  irá novamente depender apenas da tensão de entrada  $V_{in}$  e sua taxa de variação pode ser representada pela equação (2.24).

$$i_{pa\_III}(t) = i_{pa\_II}(T_{D2}) + \left[ \frac{V_{in}(t - T_{D2})}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.24)$$

*Etapa IV* - ( $T_{D1} \leq t < \frac{T_s}{2}$ )

Nesta etapa de operação não há tensão aplicada a indutância  $L_{DAB}$ . Sendo assim, a corrente  $i_{pa\_IV}(t)$  não sofrerá variação, mantendo-se constante durante toda a etapa, este comportamento pode ser representado pela equação (2.25).

$$i_{pa\_IV}(t) = i_{pa\_III}(T_{D1}). \quad (2.25)$$

*Etapa V* - ( $\frac{T_s}{2} \leq t < T_3$ )

O início desta etapa de operação se dá quando os interruptores  $S_{p2}$  e  $S_{p3}$  do primário entram em condução, os interruptores  $S_{s1}$  e  $S_{s2}$  do secundário estão em roda livre, mantendo a tensão do secundário nula. A corrente do primário  $i_{pa\_V}(t)$  será dependente então da tensão de entrada  $V_{in}$ , porém com polaridade invertida. O valor inicial da corrente nesta etapa será o valor final da etapa anterior, ou seja,  $i_{pa\_IV}(t)$ . A expressão (2.26), representa o comportamento da corrente  $i_{pa\_V}(t)$ .

$$i_{pa\_V}(t) = i_{pa\_IV}(T_s/2) - \left[ \frac{V_{in}(t - \frac{T_s}{2})}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.26)$$

*Etapa VI - ( $T_3 \leq t < T_s + T_1$ )*

Neste instante, os interruptores  $S_{s2}$  e  $S_{s3}$  do secundário entram e condução, aplicando assim, o somatório das tensões  $-V_{in}$  e  $-V_o$  sobre a indutância  $L_{DAB}$ . A corrente  $i_{pa\_VI}(t)$  nesta etapa pode ser expressa pela equação (2.27).

$$i_{pa\_VI}(t) = i_{pa\_V}(T_3) + \left[ \frac{V_{in}(1-d)(t-T_3)}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.27)$$

*Etapa VII - ( $T_s + T_1 \leq t < T_2$ )*

Nesta etapa de operação a tensão do secundário do transformador retorna a zero. Porém, a tensão do primário continua negativa. O comportamento da corrente  $i_{pa\_VII}(t)$  pode ser descrita pela equação(2.28).

$$i_{pa\_VII}(t) = i_{pa\_VI}(T_s + T_1) + \left[ \frac{V_{in}(t-T_1+T_s)}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.28)$$

*Etapa VIII - ( $T_2 \leq t < T_s$ )*

Na última etapa de operação deste padrão, as tensões do primário e secundário do transformador são nulas. Desta forma, pode-se dizer que a etapa VIII é equivalente a etapa IV. Assim, a corrente  $i_{pa\_VIII}(t)$  será igual ao valor final da corrente  $i_{pa\_VII}(t)$ , como demonstra a equação (2.29).

$$i_{pa\_VIII}(t) = i_{pa\_VII}(T_2). \quad (2.29)$$

O comportamento da corrente do primário do conversor DAB pode ser representado pela equação (2.30). A qual apresenta um resumo das equações da corrente do primário para o Padrão A.

$$i_{pa}(t) = \begin{cases} I_{xa} + \left(\frac{V_{in}}{L_{DAB}}\right)t, & 0 \leq t < \phi_{Ts} \\ i_{pa\_I}(\phi_{Ts}) - \left[\frac{V_{in}(1-d)(t-\phi_{Ts})}{L_{DAB}}\right], & \phi_{Ts} \leq t < T_{D2} \\ i_{pa\_II}(T_{D2}) + \left[\frac{V_{in}(t-T_{D2})}{L_{DAB}}\right], & T_{D2} \leq t < T_{D1} \\ i_{pa\_III}(T_{D1}), & T_{D1} \leq t < \frac{T_s}{2} \\ i_{pa\_IV}(T_s/2) - \left[\frac{V_{in}\left(t-\frac{T_s}{2}\right)}{L_{DAB}}\right], & \frac{T_s}{2} \leq t < T_3 \\ i_{pa\_V}(T_3) + \left[\frac{V_{in}(1-d)(t-T_3)}{L_{DAB}}\right], & T_3 \leq t < T_s + T_1 \\ i_{pa\_VI}(T_s + T_1) + \left[\frac{V_{in}(t-T_1-T_s)}{L_{DAB}}\right], & T_s + T_1 \leq t < T_2 \\ i_{pa\_VII}(T_2) & T_2 \leq t < T_s \end{cases} \quad (2.30)$$

### 2.3.2 Padrão B

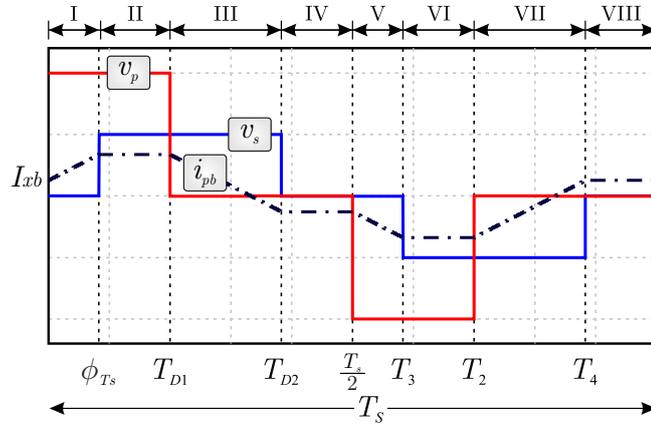
Para que o conversor possa operar neste padrão as condições  $T_{D2} \geq T_{D1}$  e  $T_{D1} \geq \phi_{Ts}$  e  $T_{D2} \leq \frac{T_s}{2}$  devem ser satisfeitas. O comportamento da corrente do primário do transformador neste padrão pode ser visualizada na Figura 2.16. Este padrão também possui oito etapas de operação.

*Etapa I - ( $0 \leq t < \phi_{Ts}$ )*

Esta etapa é caracterizada pela entrada em condução dos interruptores do primário  $S_{p1}$  e  $S_{p4}$ , o secundário está em roda livre através de  $S_{s3}$  e do diodo intrínseco de  $S_{s4}$ . Como no padrão anterior, a corrente do primário  $i_{pb\_I}(t)$  parte de um valor inicial definido como  $I_{xb}$ , cabe salientar que a corrente do primário depende da inclinação gerada pela tensão do primário sobre a indutância  $L_{DAB}$ , de acordo com a equação (2.31).

$$i_{pb\_I}(t) = I_{xb} + \left(\frac{V_{in}}{L_{DAB}}\right)t. \quad (2.31)$$

Figura 2.16 – Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$  e corrente do primário  $i_{pb}(t)$  do conversor DAB operando no padrão B com  $D_1 = 0,2$ ,  $D_2 = 0,3$  e  $\phi = 30^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz e  $d = 1$ .



Fonte: Adaptado de Fraytag (2020).

Onde:

$$I_{xb} = \frac{V_{in}}{2L_{DAB}f_s} (D_1 - dD_2). \quad (2.32)$$

*Etapa II* - ( $\phi_{T_s} \leq t < T_{D1}$ )

Quando os interruptores do secundário  $S_{s1}$  e  $S_{s4}$  são comutados, tem-se início esta etapa de operação. Com isso, a tensão de saída passa a ser aplicada em conjunto com a tensão de entrada na indutância  $L_{DAB}$ . A equação (2.33) pode ser utilizada para representar o comportamento da corrente  $i_{pb\_II}(t)$ .

$$i_{pb\_II}(t) = i_{pb\_I}(\phi_{T_s}) - \left[ \frac{V_{in}(1-d)(t - \phi_{T_s})}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.33)$$

*Etapa III* - ( $T_{D1} \leq t < T_{D2}$ )

Nesta etapa de operação, os interruptores  $S_{p1}$  e  $S_{p2}$  colocam o primário em roda livre, fazendo com que a tensão do primário vá à zero no instante  $T_{D1}$  enquanto a tensão do secundário se mantém positiva. O comportamento da corrente neste período pode ser determinada por (2.34).

$$i_{pb\_III}(t) = i_{pb\_II}(T_{D1}) - \left[ \frac{V_{in}d(t - T_{D1})}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.34)$$

*Etapa IV* - ( $T_{D2} \leq t < \frac{T_s}{2}$ )

Nesta etapa os interruptores do secundário  $S_{s1}$  e  $S_{s4}$  saem de condução, levando a tensão do secundário a zero. Logo, neste instante as tensões do primário e secundário são nulas. A corrente  $i_{pb\_IV}(t)$  pode ser descrita através da equação (2.35). Ao final desta etapa chega-se a metade do período de comutação do conversor.

$$i_{pb\_IV}(t) = i_{pb\_III}(T_{D2}). \quad (2.35)$$

*Etapa V* - ( $\frac{T_s}{2} \leq t < T_3$ )

O início desta etapa da-se-à com a entrada em condução dos interruptores do primário  $S_{p2}$  e  $S_{p3}$ , enquanto isso no secundário a tensão é nula. Com isso, o indutor  $L_{DAB}$  é submetido a tensão de entrada com amplitude negativa. A expressão (2.36) representa o comportamento da corrente do primário.

$$i_{pb\_V}(t) = i_{pb\_IV}\left(\frac{T_s}{2}\right) - \left[ \frac{V_{in}d\left(t - \frac{T_s}{2}\right)}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.36)$$

*Etapa VI* - ( $T_3 \leq t < T_2$ )

Nesta etapa os interruptores do secundário  $S_{s2}$  e  $S_{s3}$  entram em condução, gerando assim uma tensão negativa no secundário. Como a tensão do primário continua negativa, a indutância  $L_{DAB}$  é submetida a tensões com amplitudes negativas do primário e secundário do transformado. Sendo assim, a equação (2.37) pode demonstrar o comportamento da corrente do primário.

$$i_{pb\_VI}(t) = i_{pb\_V}(T_3) + \left[ \frac{V_{in}(1-d)(t - T_3)}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.37)$$

*Etapa VII* - ( $T_2 \leq t < T_s + T_1$ )

Esta etapa tem início com quando a tensão do primário vai a zero, porém a tensão do secundário se mantém negativa. A corrente nesta etapa pode ser determinada pela equação (2.38).

$$i_{pb\_VII}(t) = i_{pb\_VI}(T_2) + \left[ \frac{V_{in}d(t - T_2)}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.38)$$

*Etapa VIII - ( $T_s + T_1 \leq t < T_s$ )*

Nesta etapa novamente ambas as tensões são nulas (primário e secundário), o que equivale a etapa V. Como ambas as tensões são nulas, a corrente do primário será igual a corrente da etapa anterior, sendo definida pela equação (2.39).

$$i_{pb\_VIII}(t) = i_{pb\_VII}(T_s + T_1). \quad (2.39)$$

O comportamento da corrente do primário do conversor DAB pode ser representado pela equação (2.40). A qual apresenta um resumo das equações da corrente do primário para o Padrão B.

$$i_{pb}(t) = \begin{cases} I_{xb} + \left(\frac{V_{in}}{L_{DAB}}\right)t, & 0 \leq t < \phi_{T_s} \\ i_{pb\_I}(\phi_{T_s}) - \left[\frac{V_{in}(1-d)(t-\phi_{T_s})}{L_{DAB}}\right], & \phi_{T_s} \leq t < T_{D1} \\ i_{pb\_III}(T_{D1}), & T_{D1} \leq t < T_{D2} \\ i_{pb\_II}(T_{D2}) - \left[\frac{V_{in}d(t-T_{D2})}{L_{DAB}}\right], & T_{D2} \leq t < \frac{T_s}{2} \\ i_{pb\_IV}\left(\frac{T_s}{2}\right) - \left[\frac{V_{in}d\left(t-\frac{T_s}{2}\right)}{L_{DAB}}\right], & \frac{T_s}{2} \leq t < T_3 \\ i_{pb\_V}(T_3) + \left[\frac{V_{in}(1-d)(t-T_3)}{L_{DAB}}\right], & T_3 \leq t < T_2 \\ i_{pb\_VI}(T_2) + \left[\frac{V_{in}d(t-T_2)}{L_{DAB}}\right], & T_2 \leq t < T_s + T_1 \\ i_{pb\_VII}(T_s + T_1), & T_s + T_1 \leq t < T_s \end{cases}. \quad (2.40)$$

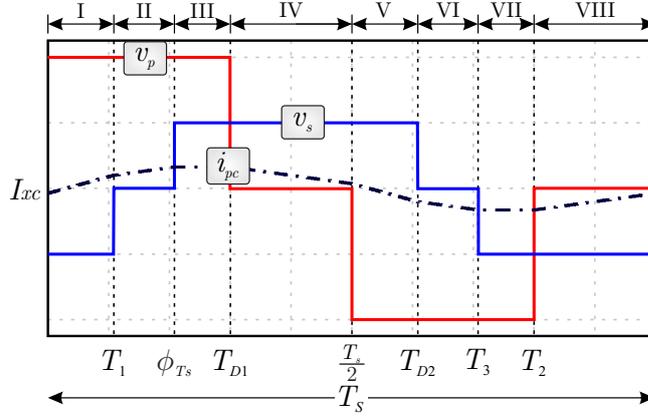
### 2.3.3 Padrão C

Este padrão é definido pelo intervalo ( $T_{D1} > \phi_{T_s}$ ) e ( $T_{D2} > \frac{T_s}{2}$ ). Através da Figura 2.17, pode-se analisar o comportamento da corrente do primário e das tensões do primário e secundário do transformador do conversor DAB. Dentro deste padrão estão compreendidas também as características da modulação *Phase-Shift*.

*Etapa I - ( $0 \leq t < T_1$ )*

Esta etapa de operação inicia-se com a entrada em condução dos interruptores  $S_{p1}$  e  $S_{p4}$  do primário tornando a tensão positiva, por outro lado, a tensão do secundário é

Figura 2.17 – Tensão do primário  $v_p$ , secundário  $v_s$  e corrente do primário  $i_{pc}(t)$  do conversor DAB operando no padrão C com  $D_1 = 0,3$  e  $D_2 = 0,4$  e  $\phi = 75^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz e  $d = 1$ .



Fonte: Adaptado de Fraytag (2020).

negativa. A corrente  $i_{pc\_I}(t)$  inicia-se com um valor conhecido  $I_{xc}$ , e cresce linearmente. A equação (2.41) pode ser utilizada para representar este comportamento.

$$i_{pc\_I}(t) = I_{xc} + \left[ \frac{V_{in}(1+d)}{L_{DAB}} t \right]. \quad (2.41)$$

onde:

$$I_{xc} = \frac{V_i n}{2L_{DAB} f_s} (d - D_1 - dD_2 - \phi). \quad (2.42)$$

*Etapa II* - ( $T_1 \leq t < \phi_{Ts}$ )

Nesta etapa, a tensão do primário continua positiva enquanto a tensão do secundário vai a zero, isto ocorre quando o interruptor  $S_{s2}$  sai de condução, colocando o secundário em roda livre. O comportamento da corrente nesta etapa pode ser descrita pela equação (2.43).

$$i_{pc\_II}(t) = i_{pc\_I}(T_1) + \left[ \frac{V_{in}(t - T_1)}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.43)$$

*Etapa III* - ( $\phi_{Ts} \leq t < T_{D1}$ )

Esta etapa tem início quando os interruptores  $S_{s1}$  e  $S_{s4}$  entram em condução e a tensão do secundário torna-se positiva, enquanto a tensão do primário mantém-se positiva. Assim, a indutância  $L_{DAB}$  é submetida a tensão  $V_{in}$  e  $V_o$ , sendo seu comportamento

descrito por (2.44).

$$i_{pc\_III}(t) = i_{pc\_II}(\phi_{Ts}) - \left[ \frac{V_{in}(1-d)(t - \phi_{Ts})}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.44)$$

*Etapa IV* - ( $T_{D1} \leq t < \frac{T_s}{2}$ )

Nesta etapa de operação o interruptor do primário  $S_{p4}$  sai de condução, fazendo com que o primário entre em roda livre e a tensão vá a zero. Por outro lado, a tensão do secundário se mantém positiva, logo, a corrente do primário pode ser descrita pela equação (2.45).

$$i_{pc\_IV}(t) = i_{pc\_III}(T_{D1}) - \left[ \frac{V_{in}(t - T_{D1})}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.45)$$

*Etapa V* - ( $\frac{T_s}{2} \leq t < T_{D2}$ )

Esta etapa caracteriza-se pela entrada em condução dos interruptores  $S_{p2}$  e  $S_{p3}$ , gerando assim uma tensão negativa no primário do transformador. Por outro lado, a tensão do secundário mantém-se positiva. A expressão (2.46) pode ser utilizada para representar o comportamento da corrente do primário durante esta etapa de operação.

$$i_{pc\_V}(t) = i_{pc\_IV}\left(\frac{T_s}{2}\right) - \left[ \frac{V_{in}(1+d)\left(t - \frac{T_s}{2}\right)}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.46)$$

*Etapa VI* - ( $T_{D2} \leq t < T_3$ )

Nesta etapa a tensão do primário mantém-se negativa enquanto a tensão do secundário passa a ser zero, devido a saída de condução do interruptor  $S_{s4}$ . Com isso, a corrente do primário depende somente da tensão de entrada e pode ser representada pela equação (2.47).

$$i_{pc\_VI}(t) = i_{pc\_V}(T_{D2}) - \left[ \frac{V_{in}(t - T_{D2})}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.47)$$

*Etapa VII* - ( $T_3 \leq t < T_2$ )

O início desta etapa ocorre quando os interruptores  $S_{p2}$  e  $S_{p3}$  entram em condução, fazendo com que a tensão do primário passe de zero para um valor negativo. A tensão do secundário se mantém negativa. Logo, a corrente do primário pode ser descrita pela

equação (2.48).

$$i_{pc\_VII}(t) = i_{pc\_VI}(T_3) - \left[ \frac{V_{in}(1-d)(t-T_3)}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.48)$$

*Etapa VIII - ( $T_2 \leq t < T_s$ )*

Durante a última etapa de operação a tensão do primário vai à zero enquanto a tensão do secundário se mantém negativa. O comportamento da corrente do primário é dada por (2.49).

$$i_{pc\_VIII}(t) = i_{pc\_VII}(T_2) + \left[ \frac{V_{in}(t-T_2)}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.49)$$

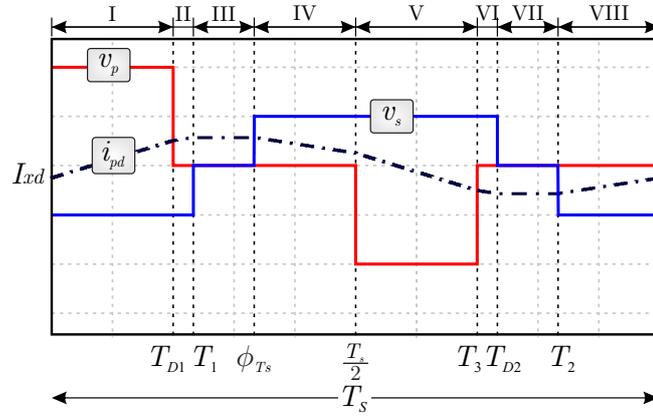
O comportamento da corrente do primário do conversor DAB pode ser representado pela equação (2.50). A qual apresenta um resumo das equações da corrente do primário para o Padrão C.

$$i_{pa}(t) = \begin{cases} I_{xc} + \left[ \frac{V_{in}(1+d)t}{L_{DAB}} \right], & 0 \leq t < T_1 \\ i_{pc\_I}(T_1) + \left[ \frac{V_{in}(t-T_1)}{L_{DAB}} \right], & T_1 \leq t < \phi_{Ts} \\ i_{pc\_II}(\phi_{Ts}) - \left[ \frac{V_{in}(1-d)(t-\phi_{Ts})}{L_{DAB}} \right], & \phi_{Ts} \leq t < T_{D1} \\ i_{pc\_III}(T_{D1}) - \left[ \frac{V_{in}(t-T_{D1})}{L_{DAB}} \right], & T_{D1} \leq t < \frac{T_s}{2} \\ i_{pc\_IV}\left(\frac{T_s}{2}\right) - \left[ \frac{V_{in}(1+d)(t-\frac{T_s}{2})}{L_{DAB}} \right], & \frac{T_s}{2} \leq t < T_{D2} \\ i_{pc\_V}(T_{D2}) - \left[ \frac{V_{in}(t-T_{D2})}{L_{DAB}} \right], & T_{D2} \leq t < T_3 \\ i_{pc\_VI}(T_3) - \left[ \frac{V_{in}(1-d)(t-T_3)}{L_{DAB}} \right], & T_3 \leq t < T_2 \\ i_{pc\_VII}(T_2) + \left[ \frac{V_{in}(t-T_2)}{L_{DAB}} \right], & T_2 \leq t < T_s \end{cases}. \quad (2.50)$$

### 2.3.4 Padrão D

Este padrão está estabelecido dentre os limites ( $\phi_{Ts} < \frac{T_s}{2}$ ) e ( $T_1 > T_{D1}$ ). A Figura 2.18 demonstra o comportamento das variáveis de interesse do conversor, ou seja, a corrente e a tensão do primário e a tensão do secundário do transformador.

Figura 2.18 – Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$  e corrente do primário  $i_{pd}(t)$  do conversor DAB operando no padrão D com  $D_1 = 0,2$  e  $D_2 = 0,4$  e  $\phi = 120^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz e  $d = 1$ .



Fonte: Adaptado de Fraytag (2020).

*Etapa I* - ( $0 \leq t < T_{D1}$ )

Com o acionamento dos interruptores  $S_{p1}$  e  $S_{p4}$  tem início a primeira etapa de operação. Nesta etapa, a tensão do primário é positiva enquanto a tensão do secundário é negativa. A corrente do primário parte de um valor conhecido  $I_{xd}$  e cresce linearmente em função das tensões aplicadas à indutância  $L_{DAB}$ , como descreve a equação (2.51).

$$i_{pc\_I}(t) = I_{xd} + \left[ \frac{V_{in}(1+d)}{L_{DAB}} t \right]. \quad (2.51)$$

onde:

$$I_{xd} = \frac{V_{in}}{2L_{DAB}f_s} (d - D_1 - dD_2 - \phi). \quad (2.52)$$

*Etapa II* - ( $T_{D1} \leq t < T_1$ )

Nesta etapa a tensão do secundário mantém-se negativa enquanto a tensão do primário torna-se zero com a saída de condução do interruptor  $S_{p4}$ . Desta forma, pode-se descrever a corrente do primário através da equação (2.53).

$$i_{pd\_II}(t) = i_{pd\_I}(T_{D1}) + \left[ \frac{V_{in}(t - T_{D1})}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.53)$$

*Etapa III - ( $T_1 \leq t < \phi_{T_s}$ )*

A etapa III caracteriza-se por ambas as tensões se tornarem zero, ou seja, tanto a tensão do primário quanto a do secundário são zero. Por este motivo, pode-se dizer que a corrente do primário nesta etapa de operação não sofre alterações, como descreve a equação (2.54).

$$i_{pd\_III}(t) = i_{pd\_II}(T_1). \quad (2.54)$$

*Etapa IV - ( $\phi_{T_s} \leq t < \frac{T_s}{2}$ )*

Nesta etapa de operação a tensão do primário se mantém em zero, enquanto a tensão do secundário passar a ser positiva. Sendo assim, a corrente  $i_{d\_IV}(t)$  pode ser descrita por (2.55).

$$i_{pd\_IV}(t) = i_{pd\_III}(\phi_{T_s}) - \left[ \frac{V_{in}d(t - \phi_{T_s})}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.55)$$

*Etapa V - ( $\frac{T_s}{2} \leq t < T_3$ )*

A etapa tem início a indutância  $L_{DAB}$  é submetida a tensão negativa do primário do transformador, enquanto isso a tensão do secundário se mantém positiva. O comportamento da corrente do primário pode ser representado pela equação (2.56).

$$i_{pd\_V}(t) = i_{pd\_IV}\left(\frac{T_s}{2}\right) - \left[ \frac{V_{in}(1+d)\left(t - \frac{T_s}{2}\right)}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.56)$$

*Etapa VI - ( $T_2 \leq t < T_{D2}$ )*

Nesta etapa a tensão do primário do transformador retorna à zero. Desta forma, a indutância  $L_{DAB}$  é submetida apenas a tensão do secundário do transformador refletida para o primário e pode ser determinada através de (2.57).

$$i_{pd\_VI}(t) = i_{pd\_V}(T_2) - \left[ \frac{V_{in}d(t - T_2)}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.57)$$

*Etapa VII - ( $T_{D2} \leq t < T_3$ )*

Esta etapa de operação é caracterizada por ambas as tensões se tornarem zero, fazendo com que o comportamento da corrente do primário possui o valor final da etapa anterior, mesmo com o tempo variando, como mostra a equação (2.58).

$$i_{pd\_VII}(t) = i_{pd\_VI}(T_{D2}). \quad (2.58)$$

*Etapa VIII - ( $T_3 \leq t < T_s$ )*

Nesta etapa conclui-se um período completo de comutação do conversor DAB para o Padrão D. A tensão do primário se mantém zero, enquanto a tensão do secundário torna-se negativa com a entrada em condução dos interruptores  $S_{s2}$  e  $S_{s3}$ . A corrente durante esta etapa pode ser descrita por (2.59).

$$i_{pd\_VIII}(t) = i_{pd\_VII}(T_3) + \left[ \frac{V_{in}d(t - T_3)}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.59)$$

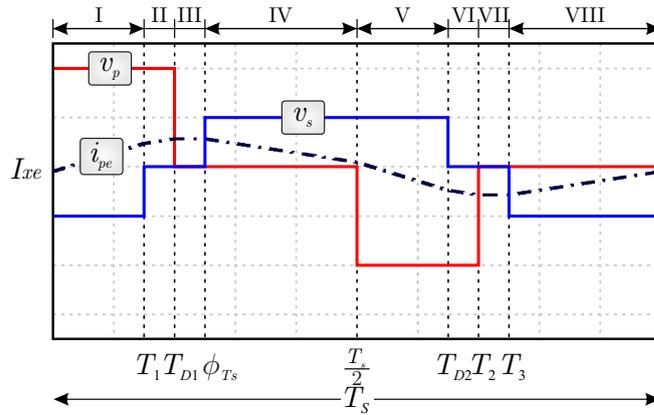
O comportamento da corrente do primário do conversor DAB pode ser representado pela equação (2.60). A qual apresenta um resumo das equações da corrente do primário para o Padrão D.

$$i_{pd}(t) = \begin{cases} I_{xd} + \left[ \frac{V_{in}(1+d)t}{L_{DAB}} \right], & 0 \leq t < T_{D1} \\ i_{pd\_I}(T_{D1}) + \left[ \frac{V_{in}(t-T_{D1})}{L_{DAB}} \right], & T_{D1} \leq t < T_1 \\ i_{pd\_II}(T_1), & T_1 \leq t < \phi T_s \\ i_{pd\_III}(\phi T_s) - \left[ \frac{V_{in}d(t-\phi T_s)}{L_{DAB}} \right], & \phi T_s \leq t < \frac{T_s}{2} \\ i_{pd\_IV}\left(\frac{T_s}{2}\right) - \left[ \frac{V_{in}d\left(t-\frac{T_s}{2}\right)}{L_{DAB}} \right], & \frac{T_s}{2} \leq t < T_2 \\ i_{pd\_V}(T_2) - \left[ \frac{V_{in}(1+d)(t-T_2)}{L_{DAB}} \right], & T_2 \leq t < T_{D2} \\ i_{pd\_VI}(T_{D2}), & T_{D2} \leq t < T_3 \\ i_{pd\_VII}(T_3) + \left[ \frac{V_{in}d(t-T_3)}{L_{DAB}} \right], & T_3 \leq t < T_s \end{cases}. \quad (2.60)$$

### 2.3.5 Padrão E

O conversor irá operar neste padrão se os limites ( $T_1 < T_{D1}$ ), ( $\phi_{T_s} > T_{D1}$ ) e ( $T_{D2} > \frac{T_s}{2}$ ) forem satisfeitos. O comportamento das tensões do primário e secundário e ainda da corrente do primário podem ser visualizadas na Figura 2.19. Pode-se observar que como nos padrões anteriores a operação do conversor é composta por oito etapas de operação.

Figura 2.19 – Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$  e corrente do primário  $i_{pe}(t)$  do conversor DAB operando no padrão E com  $D_1 = 0,2$  e  $D_2 = 0,4$  e  $\phi = 90^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz e  $d = 1$ .



Fonte: Adaptado de Fraytag (2020).

#### Etapa I - ( $0 \leq t < T_1$ )

No instante de tempo  $t = 0$ , a corrente do primário  $i_{pe\_I}(t)$  terá valor inicial  $I_{xe}$ . Durante esta etapa a tensão do primário assume valor positivo enquanto a tensão do secundário é negativa, proporcionando assim um crescimento da corrente do primário como descrito pela equação (2.61).

$$i_{pe\_I}(t) = I_{xe} + \left[ \frac{V_{in}(1+d)}{L_{DAB}} t \right] \quad (2.61)$$

onde:

$$I_{xe} = \frac{V_{in}}{2L_{DAB}f_s} (d - D_1 - dD_2 - d\phi). \quad (2.62)$$

#### Etapa II - ( $T_1 \leq t < T_{D1}$ )

Nesta etapa de operação a tensão do primário mantém-se positiva enquanto a tensão do secundário vai à zero. Desta forma, a indutância  $L_{DAB}$  é submetida apenas a

$V_{in}$ , fazendo com que a corrente  $i_{pe\_II}(t)$  possa ser descrita pela equação (2.63).

$$i_{pe\_II}(t) = i_{pe\_I}(T_1) + \left[ \frac{V_{in}(t - T_1)}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.63)$$

*Etapa III* - ( $T_{D1} \leq t < \phi_{Ts}$ )

Durante esta etapa, a tensão do primário vai à zero enquanto a tensão do secundário se mantém em zero. Como não há tensão sobre  $L_{DAB}$  (isto é válido se  $d = 1$ ) a corrente do primário não sofre alteração, mantendo-se constante, como descreve (2.64).

$$i_{pe\_III}(t) = i_{pe\_II}(T_{D1}). \quad (2.64)$$

*Etapa IV* - ( $\phi_{Ts} \leq t < \frac{T_s}{2}$ )

A quarta etapa de operação é caracterizada por apresentar tensão zero no primário e tensão positiva no secundário do transformador. O comportamento da corrente do primário pode ser descrito pela equação (2.65).

$$i_{pe\_IV}(t) = i_{pe\_III}(\phi_{Ts}) - \left[ \frac{V_{in}d(t - \phi_{Ts})}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.65)$$

*Etapa V* - ( $\frac{T_s}{2} \leq t < T_{D2}$ )

Com a entrada em condução dos interruptores  $S_{p2}$  e  $S_{p3}$  a tensão do primário do transformador torna-se negativa, enquanto a tensão do secundário mantém-se positiva. Com isso, a corrente do primário pode ser descrita através da equação (2.66).

$$i_{pe\_V}(t) = i_{pe\_IV}\left(\frac{T_s}{2}\right) - \left[ \frac{V_{in}(1+d)\left(t - \frac{T_s}{2}\right)}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.66)$$

*Etapa VI* - ( $T_{D2} \leq t < T_2$ )

Nesta etapa o interruptor  $S_{s4}$  do secundário sai de condução, fazendo com que a tensão do secundário vá à zero. Já a tensão do primário mantém-se negativa. Logo, o comportamento da corrente do primário pode ser definida por (2.67).

$$i_{pe\_VI}(t) = i_{pe\_V}(T_{D2}) - \left[ \frac{V_{in}(t - T_{D2})}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.67)$$

*Etapa VII - ( $T_2 \leq t < T_3$ )*

Nesta etapa a tensão do primário é levada a zero enquanto a do secundário mantém-se igual a zero. Sendo assim, a corrente do primário pode ser escrita por (2.68).

$$i_{pe\_VII}(t) = i_{pe\_VI}(T_2). \quad (2.68)$$

*Etapa VIII - ( $T_3 \leq t < T_s$ )*

A última etapa de operação do padrão E, tem como característica a tensão do primário mantendo-se em zero, enquanto a tensão do secundário assume valores negativos, isto ocorre com a entrada em condução dos interruptores  $S_{s2}$  e  $S_{s3}$ . A corrente do primário nesta etapa é dada por (2.69).

$$i_{pe\_VIII}(t) = i_{pe\_VII}(T_3) + \left[ \frac{V_{in}d(t - T_3)}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.69)$$

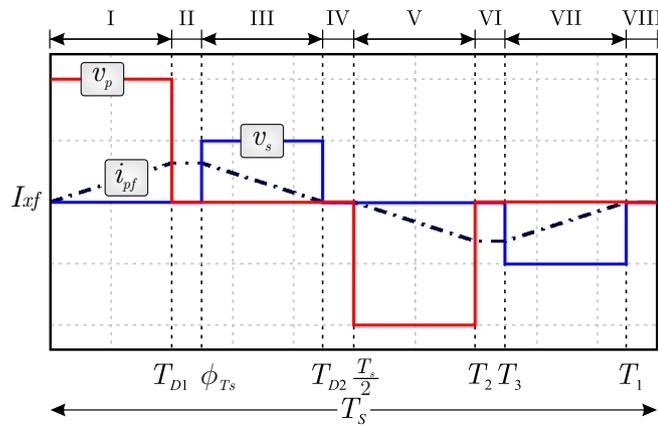
O comportamento da corrente do primário do conversor DAB pode ser representado pela equação (2.70). A qual apresenta um resumo das equações da corrente do primário para o Padrão E.

$$i_{pa}(t) = \begin{cases} I_{xe} + \left[ \frac{V_{in}(1+d)}{L_{DAB}} t \right], & 0 \leq t < T_1 \\ i_{pe\_I}(T_1) + \left[ \frac{V_{in}(t-T_1)}{L_{DAB}} \right], & T_1 \leq t < T_{D1} \\ i_{pe\_II}(T_{D1}), & T_{D1} \leq t < \phi T_s \\ i_{pe\_III}(\phi T_s) - \left[ \frac{V_{in}d(t-\phi T_s)}{L_{DAB}} \right], & \phi T_s \leq t < \frac{T_s}{2} \\ i_{pe\_IV}\left(\frac{T_s}{2}\right) - \left[ \frac{V_{in}(1+d)(t-\frac{T_s}{2})}{L_{DAB}} \right], & \frac{T_s}{2} \leq t < T_{D2} \\ i_{pe\_V}(T_{D2}) - \left[ \frac{V_{in}(t-T_{D2})}{L_{DAB}} \right], & T_{D2} \leq t < T_2 \\ i_{pe\_VI}(T_2), & T_2 \leq t < T_3 \\ i_{pe\_VII}(T_3) + \left[ \frac{V_{in}d(t-T_3)}{L_{DAB}} \right], & T_3 \leq t < T_s \end{cases} \quad (2.70)$$

### 2.3.6 Padrão F

O padrão F caracteriza-se por estar compreendido entre os limites ( $T_{D2} < \frac{T_s}{2}$ ) e ( $\phi_{T_s} > T_{D1}$ ). A Figura 2.20 apresenta a tensão do primário, a tensão do secundário e a corrente do primário. Como pode ser observado na figura, este padrão também possui oito etapas de operação, as quais serão descritas a seguir.

Figura 2.20 – Tensão do primário  $v_p$ , secundário  $v_s$  e corrente do primário  $i_{pf}(t)$  do conversor DAB operando no padrão F com  $D_1 = 0,2$  e  $D_2 = 0,2$  e  $\phi = 90^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz e  $d = 1$ .



Fonte: Adaptado de Fraytag (2020).

*Etapa I* - ( $0 \leq t < T_{D1}$ )

Esta etapa tem início com a entrada em condução dos interruptores  $S_{p1}$  e  $S_{p4}$  do primário, fazendo com que a tensão torne-se positiva. A tensão do secundário neste momento é zero e a corrente do primário parte de um valor inicial definido como  $I_{xf}$ . A equação (2.71) define o comportamento da corrente do primário.

$$i_{pf\_I}(t) = I_{xf} + \left[ \frac{V_{in}}{L_{DAB}} t \right] \quad (2.71)$$

onde:

$$I_{xf} = \frac{V_{in}}{2L_{DAB}f_s} (D_1 - dD_2). \quad (2.72)$$

*Etapa II* - ( $T_{D1} \leq t < \phi_{T_s}$ )

Nesta etapa a tensão do primário vai à zero com a saída de condução do interruptor  $S_{p4}$ , enquanto a tensão do secundário se mantém nula. Logo, a corrente do primário

pode ser descrita por (2.73).

$$i_{pf\_II}(t) = i_{pf\_I}(T_{D1}). \quad (2.73)$$

*Etapa III - ( $\phi_{Ts} \leq t < T_{D2}$ )*

Esta etapa tem início com a entrada em condução dos interruptores  $S_{s1}$  e  $S_{s4}$  do secundário, fazendo com que a tensão assuma valores positivos. Por outro lado, a tensão do primário mantém-se em zero. Desta forma, a corrente do primário pode ser descrita pela equação (2.74).

$$i_{pf\_III}(t) = i_{pf\_II}(\phi_{Ts}) - \left[ \frac{V_{ind}(t - \phi_{Ts})}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.74)$$

*Etapa IV - ( $T_{D2} \leq t < \frac{T_s}{2}$ )*

Nesta etapa o conversor sintetiza tensão zero no primário e no secundário, mantendo a corrente em roda livre. Sendo assim, a corrente do primário é dada por (2.75).

$$i_{pf\_IV}(t) = i_{pf\_III}(T_{D2}). \quad (2.75)$$

*Etapa V - ( $\frac{T_s}{2} \leq t < T_2$ )*

Nesta etapa os interruptores  $S_{p2}$  e  $S_{p3}$  do primário entram em condução, submetendo a indutância do primário há um valor negativo, enquanto isso, a tensão do secundário permanece zero. A corrente do primário pode ser descrita por (2.76).

$$i_{pf\_V}(t) = i_{pf\_IV}\left(\frac{T_s}{2}\right) - \left[ \frac{V_{in}\left(t - \frac{T_s}{2}\right)}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.76)$$

*Etapa VI - ( $T_2 \leq t < T_3$ )*

Novamente as tensão do primário e secundário possuem valor zero. Desta forma, a corrente do primário se mantém constante, com o mesmo valor final da etapa anterior, conforme (2.77).

$$i_{pf\_VI}(t) = i_{pf\_V}(T_2). \quad (2.77)$$

*Etapa VII - ( $T_3 \leq t < T_1 + T_s$ )*

Nesta etapa os interruptores  $S_{s2}$  e  $S_{s3}$  do secundário entram em condução, gerando uma tensão negativa no secundário do transformador. A tensão do primário mantém-se zero, desta forma a corrente do primário pode ser descrita por (2.78).

$$i_{pf\_VII}(t) = i_{pf\_VI}(T_3) + \left[ \frac{V_{in}d(t - T_3)}{L_{DAB}} \right]. \quad (2.78)$$

*Etapa VIII - ( $T_s + T_1 \leq t < T_s$ )*

Por fim, na última etapa do padrão F as tensões de ambos os lados do transformador voltam a ser zero. Desta forma, a corrente do primário será igual a corrente final da etapa anterior, como descreve (2.79).

$$i_{pf\_VIII}(t) = i_{pf\_VII}(T_1 + T_s). \quad (2.79)$$

O comportamento da corrente do primário do conversor DAB pode ser representado pela equação (2.80). A qual apresenta um resumo das equações da corrente do primário para o Padrão F.

$$i_{pf}(t) = \begin{cases} I_{xf} + \left[ \frac{V_{in}}{L_{DAB}}t \right], & 0 \leq t < T_{D1} \\ i_{pf\_I}(T_{D1}), & T_{D1} \leq t < \phi_{T_s} \\ i_{pf\_II}(\phi_{T_s}) - \left[ \frac{V_{in}d(t - \phi_{T_s})}{L_{DAB}} \right], & \phi_{T_s} \leq t < T_{D2} \\ i_{pf\_III}(T_{D2}), & T_{D2} \leq t < \frac{T_s}{2} \\ i_{pf\_IV}\left(\frac{T_s}{2}\right) - \left[ \frac{V_{in}\left(t - \frac{T_s}{2}\right)}{L_{DAB}} \right], & \frac{T_s}{2} \leq t < T_2 \\ i_{pf\_V}(T_2), & T_2 \leq t < T_3 \\ i_{pf\_VI}(T_3) + \left[ \frac{V_{in}d(t - T_3)}{L_{DAB}} \right], & T_3 \leq t < T_1 + T_s \\ i_{pf\_VII}(T_1 + T_s), & T_1 + T_s \leq t < T_s \end{cases}. \quad (2.80)$$

## 2.4 TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA DO CONVERTOR DAB

A taxa de transferência de potência entre a entrada e a saída do conversor DAB pode ser definida através do conjunto de variáveis envolvidas em cada etapa de operação. Essas variáveis devem ser analisadas criteriosamente, pois impactam diretamente no funcionamento da topologia (estabilidade, robustez e eficiência). Dito isto, nesta seção serão analisadas duas formas de transferência de potência para o DAB: 1) Conversor DAB operando com modulação *Phase-Shift* e, 2) conversor DAB operando com modulação *Triple Phase Shift*, ou seja, onde são inseridos as variáveis  $D_1$  (razão cíclica do primário),  $D_2$  (razão cíclica do secundário) em comparação com a modulação convencional PSM.

### 2.4.1 Modulação PSM

Através da modulação de dois níveis *Phase-Shift* torna-se possível controlar o fluxo de potência utilizando a defasagem angular ( $\phi$ ) entre as tensões do primário e secundário nos terminais do transformador. Mantém-se uma razão cíclica constante de 50 % do período para cada par de interruptores gerando assim uma onda quadrada no primário alternando entre  $\pm v_p$  e no secundário  $\pm v_s n$  onde  $n$  é a relação entre o número de espiras do secundário e o primário do transformador. Desde os primeiros estudos do conversor DAB em (DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991) a modulação *Phase-Shift* foi explorada por ser de simples implementação, facilitar o controle da variável de interesse, atingir rápida resposta dinâmica e proporcionar grande alcance na transferência de potência (KRISMER; KOLAR, 2010).

Considerando um sistema sem perdas, a transferência de potência é alcançada através da relação entre a tensão média do barramento e a sua respectiva corrente média, como apresentam as equações (2.81) e (2.82).

$$P_o = V_o \cdot I_o. \quad (2.81)$$

$$P_o(\phi, d) = \frac{V_{in}^2 \phi d}{2\pi f_s L_{DAB}} \left( 1 - \frac{|\phi_{np}|}{\pi} \right). \quad (2.82)$$

Na equação 2.82 faz-se uso do módulo do ângulo de defasagem para que se possa garantir que a equação seja válida para operação direta ( $\phi$  entre  $0^\circ$  e  $180^\circ$ ) e para a operação reversa ( $\phi$  entre  $-180^\circ$  e  $0^\circ$ ) do DAB. Para garantir o fluxo bidirecional, o ângulo pode operar em uma ampla faixa de defasagem, onde a faixa de operação pode ser definida entre  $-180^\circ \leq \phi \leq 180^\circ$ , sendo que a máxima transferência de potência para ambos os modos ocorre para  $|\phi|=90^\circ$ .

Por outro lado, a potência aparente ( $S_t$ ) circulante do conversor DAB também deve ser analisada, pois está diretamente relacionada com a eficiência global da topologia, além de influenciar no volume dos elementos magnéticos. A potência aparente pode ser descrita como o produto entre a corrente RMS (*Root Mean Square*) ou eficaz e a tensão eficaz do primário do transformador. Desta forma, a potência aparente do conversor DAB pode ser determinada através da equação (2.83).

$$S_t(\phi, d) = v_{in} (1 + d) \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_p(t)^2 dt}. \quad (2.83)$$

O comportamento da potência ativa de saída do conversor DAB para um certo ponto de operação pode ser visualizado na Figura 2.21 (a). Pode-se perceber que o conversor alcança a máxima potência em  $\phi = 90^\circ$ . A potência nominal de projeto considerada foi de 500 W com ângulo de  $20^\circ$  ( $\phi_{np} = 20^\circ$ ). Também torna-se visível que para  $\phi = 0^\circ$  e  $\phi = 180^\circ$  têm-se potência ativa nula.

A Figura 2.21 (b) apresenta a potência aparente (não ativa) para o conversor operando na mesma faixa de valores utilizados para potência ativa. Através da imagem pode ser observado que a potência aparente alcança seu valor máximo com  $\phi = 180^\circ$ .

#### 2.4.2 Modulação TPS

A potência processada pelo conversor DAB operando com modulação TPS deve ser analisada individualmente para cada um dos padrões descritos anteriormente (A, B, C, D, E e F). Outro fator que influencia no processamento de potência é o trio de controle, o qual é composto por  $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$ . Para demonstrar a dependência do trio de controle durante este processo, as equações (2.84)-(2.89) podem ser utilizadas (FRAYTAG, 2020).

$$P_A(D_1, D_2, \phi, d) = \frac{V_{in}^2 d}{L_{DAB} f_s} \left[ \left( \frac{D_2}{\pi} \right) (\pi D_2 - \pi D_1 + \phi) \right]. \quad (2.84)$$

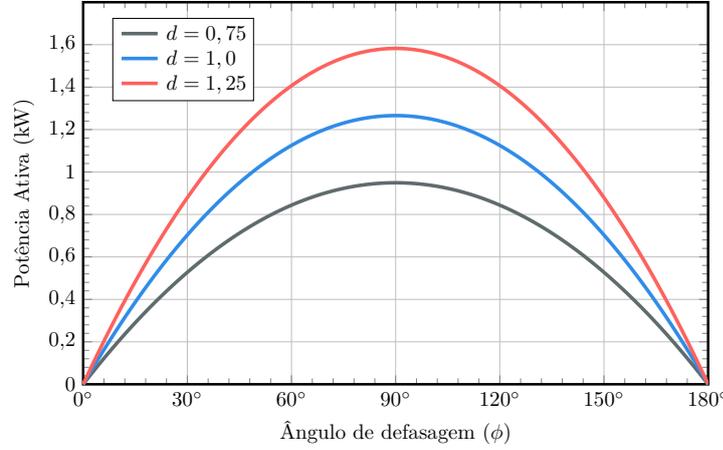
$$P_B(D_1, D_2, \phi, d) = \frac{V_{in}^2 d}{L_{DAB} f_s} \left[ \frac{4\pi\phi D_1 + 4\pi^2 D_1 D_2 - 4\pi^2 D_1^2 - \phi^2}{4\pi^2} \right]. \quad (2.85)$$

$$P_C(D_1, D_2, \phi, d) = \frac{V_{in}^2 d}{L_{DAB} f_s} \left( \frac{4\pi\phi + 8\pi\phi D_1 - 8\pi\phi D_2 - 4\phi^2 - 2\pi^2}{8\pi^2} \right) \quad (2.86)$$

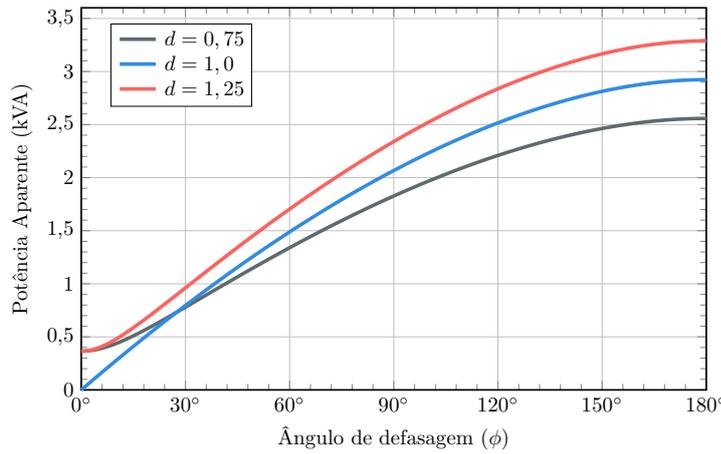
$$+ \frac{V_{in}^2 d}{L_{DAB} f_s} (D_1 D_2 - D_1^2 + D_2 - D_2^2).$$

$$P_D(D_1, D_2, \phi, d) = \frac{V_{in}^2 d}{L_{DAB} f_s} \left[ \left( \frac{D_1}{\pi} \right) (-\pi D_2 + \pi D_1 - \phi + \pi) \right]. \quad (2.87)$$

Figura 2.21 – Potência ativa e aparente processadas pelo conversor DAB com transmissão direta de energia para  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 50$  V,  $\phi_{np} = 20^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz e  $L_{DAB} = 158$   $\mu$ H.



(a)



(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

$$P_E(D_1, D_2, \phi, d) = \frac{V_{in}^2 d}{L_{DAB} f_s} \left[ \left( \frac{2\pi\phi - 4\pi\phi D_2 - \phi^2 - \pi^2}{4\pi^2} \right) + (D_2 + D_1 D_2 - D_2^2) \right]. \quad (2.88)$$

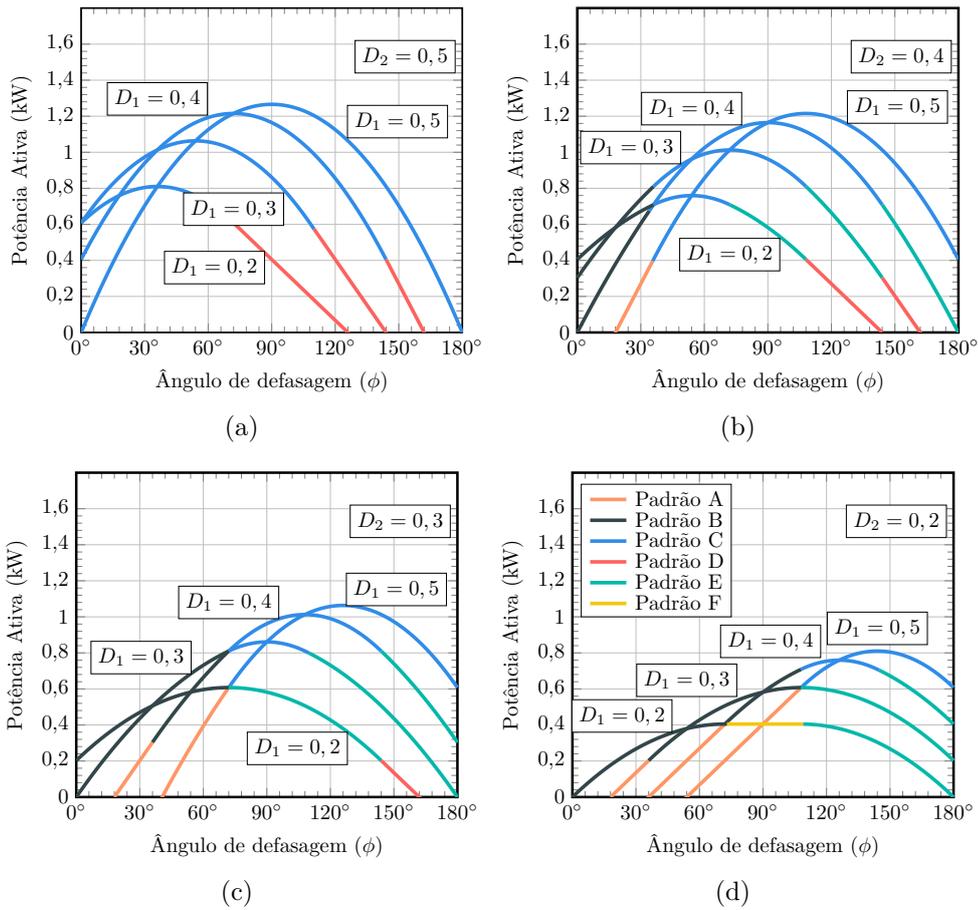
$$P_F(D_1, D_2, \phi, d) = \frac{V_{in}^2 d}{L_{DAB} f_s} \left[ \left( D_1 D_2 \frac{\phi}{\phi} \right) \right]. \quad (2.89)$$

Para que essas expressões sejam válidas o conversor deve estar operando no padrão específico, a equação 2.90 demonstra os limites e as equações de potência para cada um dos padrões. Após determinar as equações de potência e relembrar os limites entre os

padrões pode-se analisar o comportamento da potência ativa de saída ( $P_o$ ) com variações dos parâmetros do trio de controle.

$$P_o(D_1, D_2, \phi, d) = \begin{cases} P_A(D_1, D_2, \phi, d), & T_{D2} < T_{D1}, \phi < T_{D1} \\ P_B(D_1, D_2, \phi, d), & T_{D2} > T_{D1}, T_{D2} < T_s/2 \\ P_C(D_1, D_2, \phi, d), & T_{D1} > \phi, T_{D2} > T_s/2 \\ P_D(D_1, D_2, \phi, d), & \phi < T_s/2, T_1 > T_{D1} \\ P_E(D_1, D_2, \phi, d), & T_1 < T_{D1}, \phi > T_{D1}, T_{D2} > T_s/2 \\ P_F(D_1, D_2, \phi, d), & T_{D2} < T_s/2, \phi > T_{D1} \end{cases} \quad (2.90)$$

Figura 2.22 – Potência ativa processada pelo conversor DAB com transmissão direta de energia para  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 50$  V,  $\phi_{np} = 20^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz,  $L_{DAB} = 158 \mu\text{H}$  e  $d = 1$ .



Fonte: Adaptado de Fraytag (2020).

Pode-se observar na Figura 2.22, que conforme a razão cíclica do secundário  $D_2$  reduz a potência ativa de saída processada pelo conversor DAB também reduz. Mantendo-

se  $D_2$  fixo e variando  $D_1$  (reduzindo), desloca-se o ponto de máxima potência em direção aos ângulos menores e reduz-se também a potência ativa processada. Analisando a curva composta pelo trio de controle  $D_1 = 0,5$ ,  $D_2 = 0,4$  percebe-se que a potência máxima do conversor está situada em aproximadamente  $105^\circ$  (Figura 2.22 (b)). Mudando o trio de controle para um valor inferior de  $D_1$ , como por exemplo,  $D_1 = 0,4$  e  $D_2 = 0,4$  a potência máxima ocorre em aproximadamente  $90^\circ$ .

Da mesma forma, a potência aparente ( $S_t$ ) deve ser avaliada para o conversor DAB operando com a modulação TPS, fazendo uso da mesma análise apresentada na equação (2.83). Porém, na modulação TPS a tensão eficaz do lado primário do transformador  $v_p$  varia, sendo dependente da razão cíclica  $D_1$  e da tensão de entrada. Desta forma, a potência  $S_t$  pode ser definida através da equação (2.91). Os limites que definem  $S_t$  para os padrões A, B, C, D, E e F são os mesmos utilizados para a potência ativa, como mostra a equação (2.92).

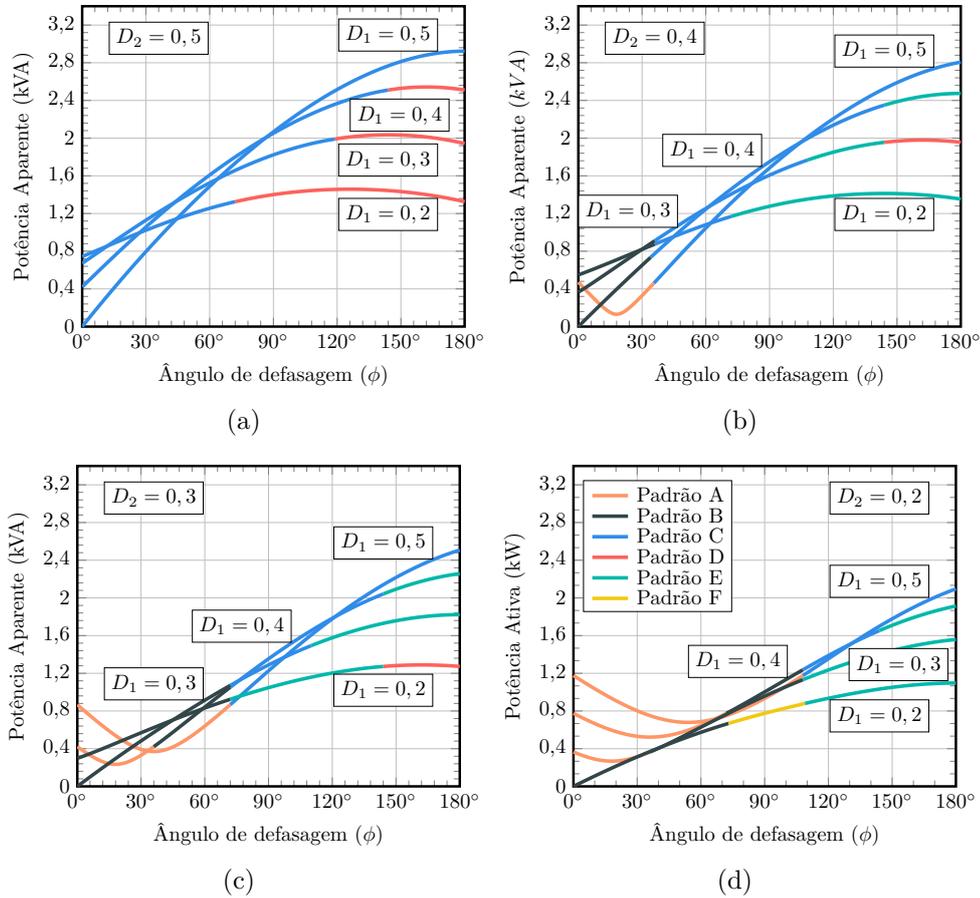
$$S_t(D_1, D_2, \phi, d) = \left( V_{in} \sqrt{2D_1} \right) \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_p(t)^2 dt}. \quad (2.91)$$

$$S_t(D_1, D_2, \phi, d) = \begin{cases} S_{ta}(D_1, D_2, \phi, d), & T_{D2} < T_{D1}, \phi < T_{D1} \\ S_{tb}(D_1, D_2, \phi, d), & T_{D2} > T_{D1}, T_{D2} < T_s/2 \\ S_{tc}(D_1, D_2, \phi, d), & T_{D1} > \phi, T_{D2} > T_s/2 \\ S_{td}(D_1, D_2, \phi, d), & \phi < T_s/2, T_1 > T_{D1} \\ S_{te}(D_1, D_2, \phi, d), & T_1 < T_{D1}, \phi > T_{D1}, T_{D2} > T_s/2 \\ S_{tf}(D_1, D_2, \phi, d), & T_{D2} < T_s/2, \phi > T_{D1} \end{cases}. \quad (2.92)$$

O comportamento da potência aparente total para modulação TPS pode ser visualizado na Figura 2.23. Com o incremento do ângulo de defasagem entre as tensões do primário e do secundário do transformador aumenta-se a potência aparente, isto ocorre até um determinado ângulo. Ainda, pode-se perceber que dependendo do trio de controle escolhido o conversor pode operar com fluxo reverso de potência, isso é caracterizado pelos vales presentes nas curvas de potência aparente.

Além de analisar separadamente a potência ativa e a potência aparente, pode-se analisar a relação entre estas potências. Assim, podem ser traçadas as curvas que relacionam as potências, como mostra a Figura 2.24. Através das curvas percebe-se que a potência aparente com menor amplitude não está atrelada a apenas um ponto de operação. Logo, a definição de um trio de controle ideal para cada ponto de operação pode reduzir a quantidade de potência aparente processada pelo conversor, esta análise será realizada no Capítulo 4.

Figura 2.23 – Potência não ativa (aparente) processada pelo conversor DAB com transmissão direta de energia para  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 50$  V,  $\phi_{np} = 20^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz,  $L_{DAB} = 158$   $\mu$ H e  $d = 1$ .



Fonte: Adaptado de Fraytag (2020).

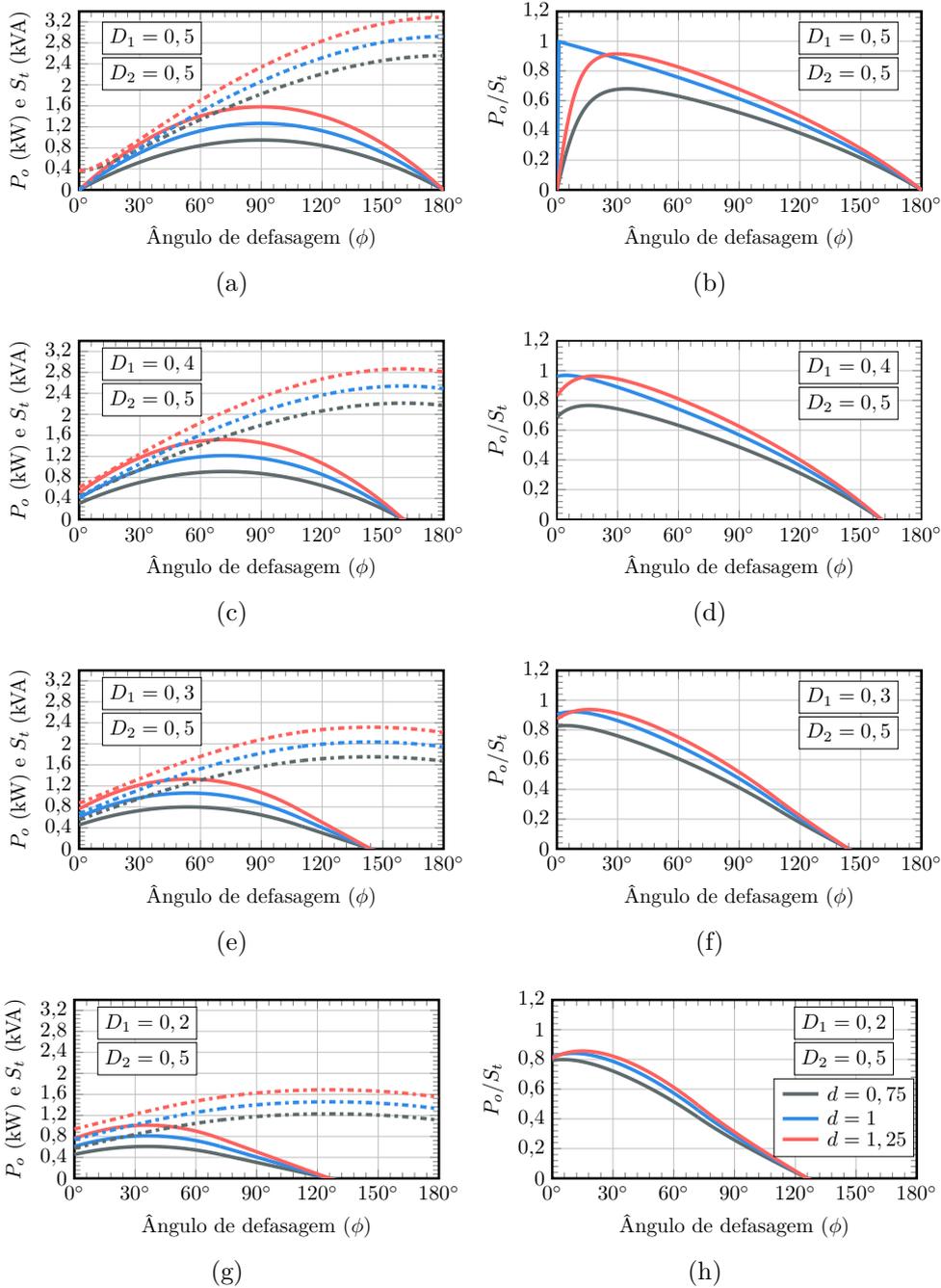
### 2.4.3 Resultados de Simulação do Conversor DAB

Para validar as análises teóricas estudadas até o momento, o desenvolvimento de simulações são importantes, pois apresentam de forma rápida e eficiente o comportamento da topologia em estudo. Desta forma, desenvolveu-se uma simulação do conversor DAB operando com modulação *Phase-Shift* e com modulação por *Triple Phase Shift*.

Neste sentido, a seguir serão apresentadas as principais formas de onda para o conversor DAB em alguns dos possíveis pontos de operação. Para esta análise o *software* utilizado foi o PSim 9.1, salienta-se que para as simulações todos os componentes são considerados ideais.

Na Figura 2.25 são apresentadas a tensão do primário  $v_p$ , tensão do secundário  $v_s$  e a corrente do primário  $i_{pa}$  do conversor DAB operando com modulação TPS para um ponto específico que se encaixa no Padrão A, utilizando  $D_1 = 0,4$ ,  $D_2 = 0,3$  e  $\phi = 30^\circ$ .

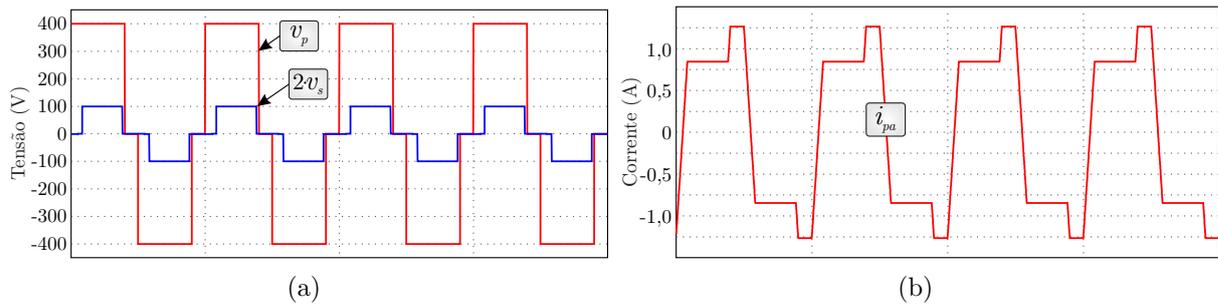
Figura 2.24 – Potência ativa e aparente processada pelo conversor DAB e relação entre  $P_o$  e  $S_t$  para  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 50$  V,  $\phi_{np} = 20^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz e  $L_{DAB} = 158$   $\mu$ H.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Pode-se perceber através das formas de onda que os limites ( $T_{D2} < T_{D1}$ ) e ( $T_{D2} < \frac{T_s}{2}$ ) são satisfeitos e são compatíveis com as formas de onda apresentadas na Figura 2.15.

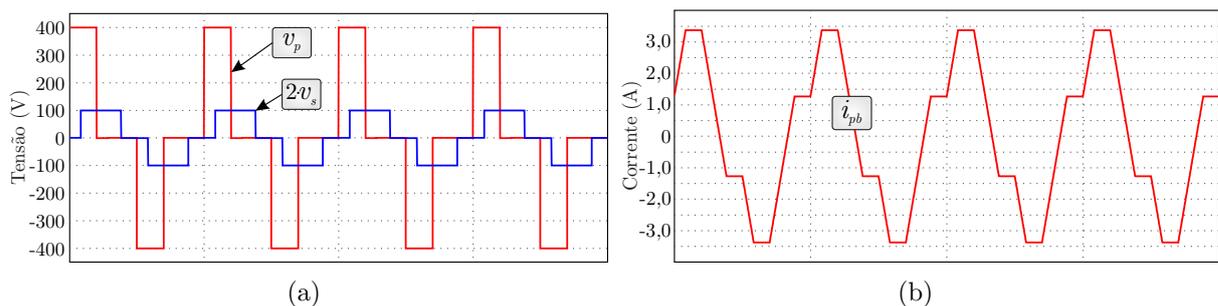
Figura 2.25 – Resultados de simulação do conversor DAB com  $D_1 = 0,4$ ,  $D_2 = 0,3$ ,  $\phi = 30^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz,  $L_{DAB} = 158$   $\mu$ H e  $d = 1$  para TPS operando no Padrão A e  $P_o = 202,50$  W: a) Tensão do primário  $v_p$  e do secundário ( $2 \cdot v_s$ ) e b) Corrente do primário  $i_{pa}$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 2.26 demonstra o comportamento do conversor DAB operando no Padrão B, nesta figura também são apresentadas as formas de onda da tensão  $v_p$ , da tensão  $v_s$  e da corrente  $i_{pb}$ . A condição que descreve este padrão são  $D_1 = 0,2$ ,  $D_2 = 0,3$  e  $\phi = 30^\circ$ .

Figura 2.26 – Resultados de simulação do conversor DAB com  $D_1 = 0,2$ ,  $D_2 = 0,3$ ,  $\phi = 30^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz,  $L_{DAB} = 158$   $\mu$ H e  $d = 1$  para TPS operando no Padrão B e  $P_o = 469$  W: a) Tensão do primário  $v_p$  e do secundário ( $2 \cdot v_s$ ) e b) Corrente do primário  $i_{pb}$ .

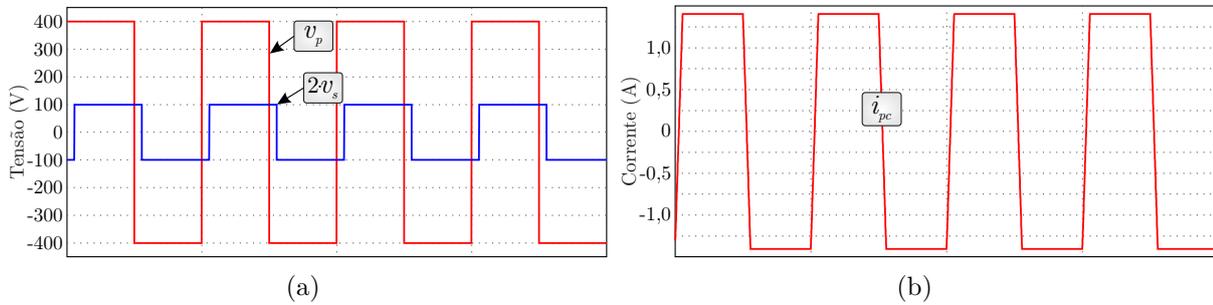


Fonte: Elaborado pelo autor.

O padrão C é ilustrado na Figura 2.27, pode-se observar que o comportamento das formas de onda da tensão do primário, tensão do secundário e da corrente do primário estão semelhantes as apresentadas na Figura 2.17 para  $D_1 = 0,3$ ,  $D_2 = 0,4$  e  $\phi = 75^\circ$ , respeitando ainda os limites estipulados anteriormente.

Por fim, a Figura 2.28 mostra o comportamento das formas de onda das tensões do primário e secundário e da corrente do primário do transformador para o pa-

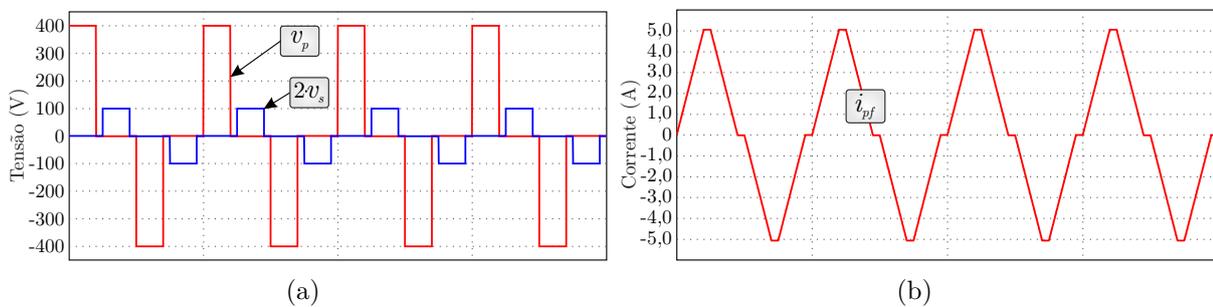
Figura 2.27 – Resultados de simulação do conversor DAB com  $D_1 = 0,5$ ,  $D_2 = 0,5$ ,  $\phi = 20^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz,  $L_{DAB} = 158$   $\mu$ H e  $d = 1$  para TPS operando no Padrão C e  $P_o = 500$  W: a) Tensão do primário  $v_p$  e do secundário ( $2 \cdot v_s$ ) e b) Corrente do primário  $i_{pc}$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

drão F, demonstrado desta forma, a operação do conversor DAB no último padrão estabelecido neste trabalho.

Figura 2.28 – Resultados de simulação do conversor DAB com  $D_1 = 0,2$ ,  $D_2 = 0,2$ ,  $\phi = 90^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz,  $L_{DAB} = 158$   $\mu$ H e  $d = 1$  para TPS operando no Padrão F e  $P_o = 405$  W: a) Tensão do primário  $v_p$  e do secundário ( $2 \cdot v_s$ ) e b) Corrente do primário  $i_{pf}$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Os resultados apresentados nesta seção representam alguns pontos específicos de operação do conversor DAB com a modulação TPS. Estes resultados de simulação demonstram a coerência entre a análise matemática e a operação do conversor a partir das modulações analisadas. Os padrões abordados foram o A, B, C e F, os quais poderão ser analisados na sequência (capítulo dos resultados experimentais), uma vez que possuem potência inferior a potência nominal de projeto. Os demais padrões não contemplados apresentam valores de potência superior à projetada.

## 2.5 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram abordados a estrutura do conversor DAB, bem como suas características e aplicações. Foram realizadas análises a respeito de dois tipos de modulação aplicadas ao DAB, sendo elas a *phase-shift*, a qual é a mais aplicada a topologia, devido a sua simplicidade de implementação e desempenho satisfatório. Além da modulação PSM, a modulação *Triple Phase Shift* foi analisada, a qual aumenta o número de graus de liberdade da topologia, inserindo a razão cíclica do lado primário  $D_1$  e do lado secundário  $D_2$  do transformador. Ao adicionar estas variáveis de controle o conversor DAB passa a possuir seis padrões de operação (A, B, C, D, E, F). Estes padrões foram analisados separadamente, avaliando o processamento e a transmissão de potência, tanto ativa quanto aparente. Com estas análises, pode-se perceber que o conversor DAB pode processar o mesmo valor de potência ativa em situações distintas, isso ocorre com a variação das razões cíclicas e do ângulo de defasagem. Com isso, pode-se optar por pontos onde se possa processar a maior potência ativa com a menor potência aparente, resultando na elevação da eficiência.

As análises teóricas foram comprovadas a partir das simulações realizadas. Observa-se que com a variação dos trios de controle alteram-se os limites de operação do conversor fazendo com que o mesmo modifique o padrão no qual está operando. Além de alterar o padrão de operação, o trio de controle é responsável pela redução ou pelo aumento dos níveis de potência aparente e corrente RMS que circulam através dos elementos, o que acarreta a redução da eficiência do conversor DAB.



### 3 COMUTAÇÃO SOB ZERO DE TENSÃO

A operação do conversor DAB com *Zero Voltage Switching* (Comutação com tensão nula - ZVS) ocorre quando existe uma corrente capaz de polarizar os diodos em antiparalelo com os interruptores antes da comutação dos mesmos. A análise convencional sobre a operação com ZVS foi realizada inicialmente em (DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991) e (KHERALUWALA et al., 1992), as quais fazem referência aos valores das correntes na indutância auxiliar no ponto de comutação dos interruptores. Desta forma, a tensão entre Dreno e Fonte (MOSFET) ou entre Coletor e Emissor (IGBT), será próxima a zero no momento da comutação dos interruptores, o que caracteriza o ZVS na entrada em condução dos interruptores (KIRSTEN, 2014).

Com isso, neste capítulo será analisada a operação do conversor DAB com ZVS fazendo uso da modulação *Phase-Shift* e da modulação *Triple Phase Shift*. Tem-se como objetivo estabelecer as fronteiras de comutação sob ZVS para todas as possibilidades de operação. Para isso, as análises serão divididas em dois grupos: 1) análise tradicional, a qual considera apenas o sentido da corrente na indutância  $L_{DAB}$  no momento da comutação (para PSM e TPS); e 2) análise geral, a qual engloba a influência dos capacitores intrínsecos dos interruptores (TPS).

#### 3.1 ANÁLISE COM MODULAÇÃO PSM

A operação com ZVS ocorre quando existe corrente para polarizar os diodos em antiparalelo com os interruptores antes da comutação dos mesmos. A análise convencional sobre a operação com ZVS realizada inicialmente em (DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991) e (KHERALUWALA et al., 1992) faz referência aos valores das correntes na indutância auxiliar no ponto de comutação dos interruptores. As correntes  $I_X$  e  $I_Y$  são utilizadas para determinar os limites de operação sob ZVS para o conversor DAB operando com modulação PSM.

Levando em conta as etapas de operação do conversor DAB apresentadas na subseção 2.2.1, percebe-se que a entrada em condução dos interruptores do lado primário ocorre durante as etapas IV - I e II - III, nestes momentos a corrente na indutância é igual a  $I_X$ , conforme pode ser visualizado na Figura 2.12. Para o lado secundário, os interruptores entram em condução nas transições das etapas I - II e III - IV, nestes instantes a corrente na indutância auxiliar é igual a  $I_Y$ . Logo, os limites de operação com ZVS para as pontes primária e secundária do conversor são satisfeitos quando  $I_X > 0$  e  $I_Y > 0$ , respectivamente (KHERALUWALA et al., 1992).

De acordo com Kirsten (2014), para que seja possível definir os valores de limite de potência para condução com ZVS, deve-se isolar  $I_X$  na equação (2.1) e substituir na

equação (2.3), reorganizando as variáveis chega-se aos valores de  $I_X$  e  $I_Y$ , as quais são definidas nas equações (2.7) e (2.8), respectivamente.

$$I_X = \frac{V_{in}}{2\pi f_s L_{DAB} \phi_{np}} \frac{[2\phi d - \pi(d-1)]}{2}. \quad (3.1)$$

$$I_Y = \frac{V_{in}}{2\pi f_s L_{DAB} \phi_{np}} \frac{[2\phi d + \pi(d-1)]}{2}. \quad (3.2)$$

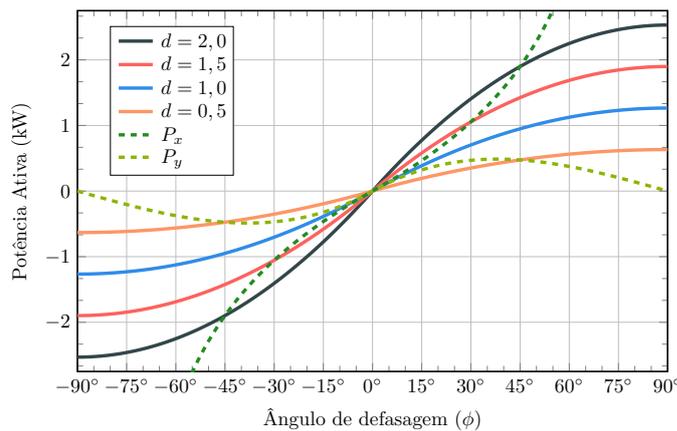
Para que se possa encontrar os limites de potência para as comutações suaves deve-se isolar  $d$  nas equações (3.1) e (3.2) e após substituir em (2.82). Desta forma, os limites de potência para operação com ZVS podem ser determinados por (3.3) e (3.4), para os interruptores do primário ( $P_x$ ) e do secundário ( $P_y$ ), respectivamente.

$$P_x(\phi) = \frac{V_{in}^2 \phi}{2\pi f_s L_{DAB}} \left[ \frac{\pi - |\phi|}{\pi - 2|\phi|} \right]. \quad (3.3)$$

$$P_y(\phi) = \frac{V_{in}^2 \phi}{2\pi f_s L_{DAB}} \left[ \frac{\pi - |\phi|}{\pi} \right] \left[ \frac{\pi - 2|\phi|}{\pi} \right]. \quad (3.4)$$

As curvas de transferência de potência para toda a faixa de operação considerando variações em  $d$  são apresentadas na Figura 3.1. A Figura 3.1 apresenta ainda as curvas que limitam a operação sob ZVS, as quais são dependentes de  $d$ . O cruzamento das curvas de transferência de potência ( $P_o$ ) e do limite de ZVS ( $P_x$  e  $P_y$ ) representam os pontos limitantes para operação com ZVS.

Figura 3.1 – Curvas de transferência de potência  $P_o$  e curvas de potências limite  $P_x$  e  $P_y$  para operação com ZVS variando  $d$  com PSM.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A partir da Figura 3.1, pode-se observar que a faixa de operação próxima ao ângulo de defasagem de 90° apresenta a maior região de operação sob ZVS, mesmo com uma ampla faixa de variação das tensões de entrada e saída, ou seja, variando  $d$ . Por outro

lado, neste ponto de operação a potência aparente é elevada, o que ocasiona o aumento das perdas por condução.

Com a redução do ângulo de operação  $\phi$ , a região de operação com ZVS é reduzida, até que o conversor perde ZVS no lado primário ou secundário. A exceção ocorre quando a relação  $d$  é unitária, na qual não há cruzamento das curvas de potência. Logo, a comutação ocorrerá sob ZVS para toda a faixa de deslocamento de  $\phi$ . Desta forma, o projeto do transformador do conversor DAB deve-se dar de tal forma que  $d$  seja unitário se o objetivo for operar sempre com ZVS (ALONSO et al., 2010).

As restrições que definem as condições de comutação sob ZVS podem ser determinadas para o lado primário e secundário. Para isto, deve-se igualar as equações (2.82) e (3.3) e também (2.82) e (3.4). Resultando nas equações (3.5) e (3.6), as quais apresentam os limites de  $\phi$  para manter ZVS tanto no primário quanto no secundário (KIRSTEN, 2014).

$$\phi_x(d) = \frac{\pi(d-1)}{2d}. \quad (3.5)$$

$$\phi_y(d) = \frac{\pi(1-d)}{2}. \quad (3.6)$$

Para determinar as potências onde ocorre perda de comutação suave para o primário  $P_{xpu}$  e secundário  $P_{y pu}$  deve-se substituir (3.5) e (3.6) em (2.82) como propõe Kirsten (2014). Salienta-se que estas potências estão em função do ângulo de defasagem nominal de projeto  $\phi_{np}$  e de  $d$ .

$$P_{xpu}(\phi_{np}, d) = \frac{V_{in}^2}{2\pi f_s L_{DAB}} \frac{\pi^2(d^2-1)}{4d^2\phi_{np}(\pi-\phi_{np})}. \quad (3.7)$$

$$P_{y pu}(\phi_{np}, d) = \frac{V_{in}^2}{2\pi f_s L_{DAB}} \frac{\pi^2(d^2-1)}{4\phi_{np}(\phi_{np}-\pi)}. \quad (3.8)$$

Para que o conversor obtenha comutações sob ZVS torna-se importante que os valores de  $d$  mantenham-se próximo da unidade, pois desta maneira tanto  $P_{xpu}$  quanto  $P_{y pu}$  resultam em valores nulos. Por outro lado, se  $d$  for distante da unidade a potência na qual ocorre a perda de ZVS será maior. Caso o conversor DAB opere com  $d > 1$ , haverá apenas perda de ZVS nos interruptores do primário. Porém, quando operar com  $d < 1$ , os interruptores do secundário perderão o ZVS (KIRSTEN, 2014). Esta análise compreende somente à transferência de potência do primário para o secundário.

### 3.2 ANÁLISE TRADICIONAL COM A MODULAÇÃO TPS

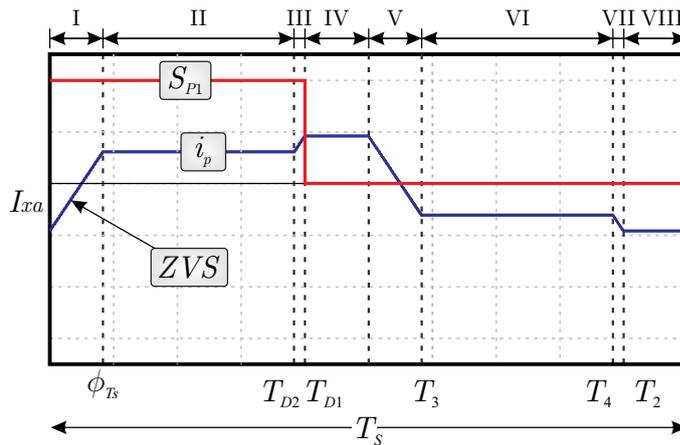
Nesta análise, considera-se apenas o sentido da corrente que circula através de  $L_{DAB}$  e por consequência pelos interruptores. Desta forma, pode-se definir as frontei-

ras da comutação sob ZVS (DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991) e (KHERALUWALA et al., 1992). Assim, serão analisados os interruptores do lado primário. Para os do lado secundário as análises são análogas as do primário do conversor DAB.

### 3.2.1 Fronteiras de comutação com ZVS do Primário

O momento de entrada em condução com ZVS dos interruptores do primário dá-se a partir do sentido da corrente do primário  $i_p$ . Para que ocorra ZVS a corrente  $i_p$  deve estar circulando pelo diodo em antiparalelo do interruptor no momento da comutação, de tal forma que  $i_p < 0$  em  $t = 0$ . Para exemplificar o momento de comutação com ZVS do primário as formas de onda da corrente do primário e do sinal de acionamento do interruptor  $S_{p1}$  são apresentadas na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Sinal de acionamento do interruptor do primário  $S_{p1}$  com ZVS para  $D_1 = 0,4$  e  $D_2 = 0,3$  e  $\phi = 30^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz e  $d = 1$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

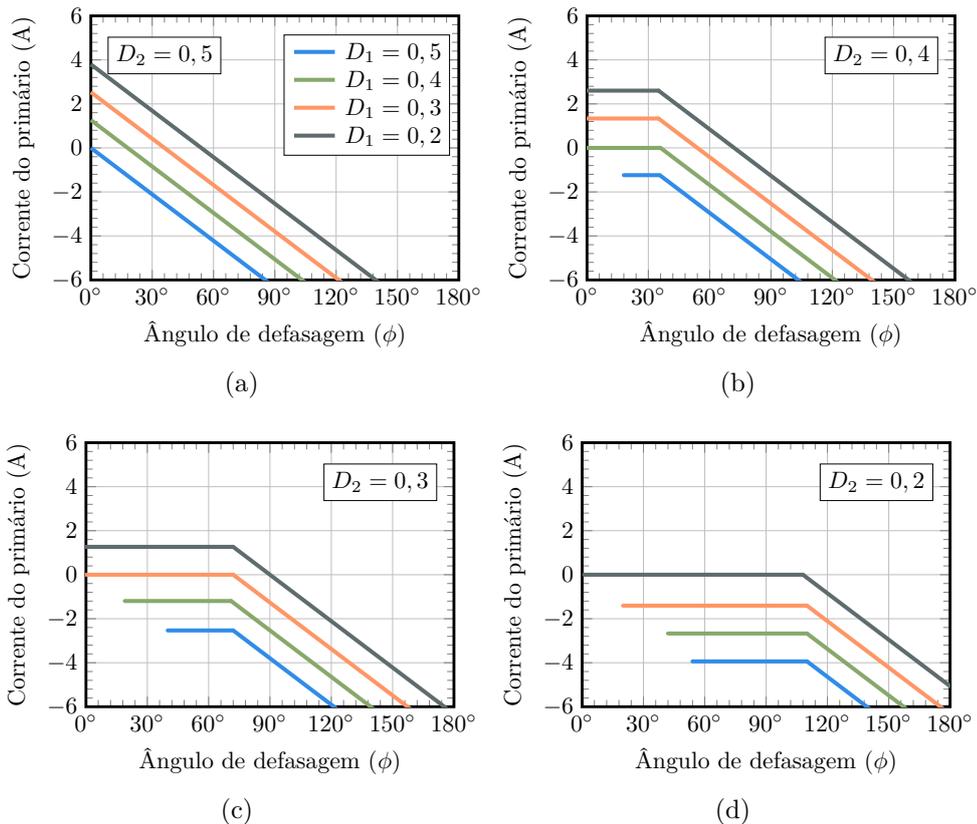
As fronteiras de comutação com ZVS podem ser determinadas através da corrente do primário no instante de tempo  $t = 0$ . Dessa forma, o valor inicial da corrente do primário determina a comutação com ZVS ou não em cada etapa de operação. Salienta-se que na modulação TPS a corrente assume valores distintos em cada um dos padrões

de comutação. Logo, os valores da corrente  $I_x$  bem como seus limites de operação podem ser descritos na equação (3.9).

$$I_x(D_1, D_2, \phi_{Ts}, d) = \begin{cases} I_{xa}(D_1, D_2, \phi_{Ts}, d), & T_{D2} < T_{D1}, \phi_{Ts} < T_{D1} \\ I_{xb}(D_1, D_2, \phi_{Ts}, d), & T_{D2} > T_{D1}, T_{D2} < \frac{T_s}{2} \\ I_{xc}(D_1, D_2, \phi_{Ts}, d), & T_{D1} > \phi_{Ts}, T_{D2} > \frac{T_s}{2} \\ I_{xd}(D_1, D_2, \phi_{Ts}, d), & \phi_{Ts} < \frac{T_s}{2}, T_1 > T_{D1} \\ I_{xe}(D_1, D_2, \phi_{Ts}, d), & T_1 < T_{D1}, \phi_{Ts} > T_{D1}, T_{D2} > \frac{T_s}{2} \\ I_{xf}(D_1, D_2, \phi_{Ts}, d), & T_{D2} < \frac{T_s}{2}, \phi_{Ts} > T_{D1} \end{cases} \quad (3.9)$$

Com isso, diz-se que a fronteira para comutação suave dos interruptores do primário da-se quando  $I_x = 0$ . A Figura 3.3 apresenta as curvas de corrente para o conversor, sendo que para operar sob ZVS a corrente do primário  $I_x$  deve ser menor ou igual a zero.

Figura 3.3 – Corrente inicial do primário  $I_x$  para transmissão direta de energia com  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 50$  V,  $\phi = 20^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz e  $L_{DAB} = 158$   $\mu$ H.



Fonte: Adaptado de Fraytag (2020).

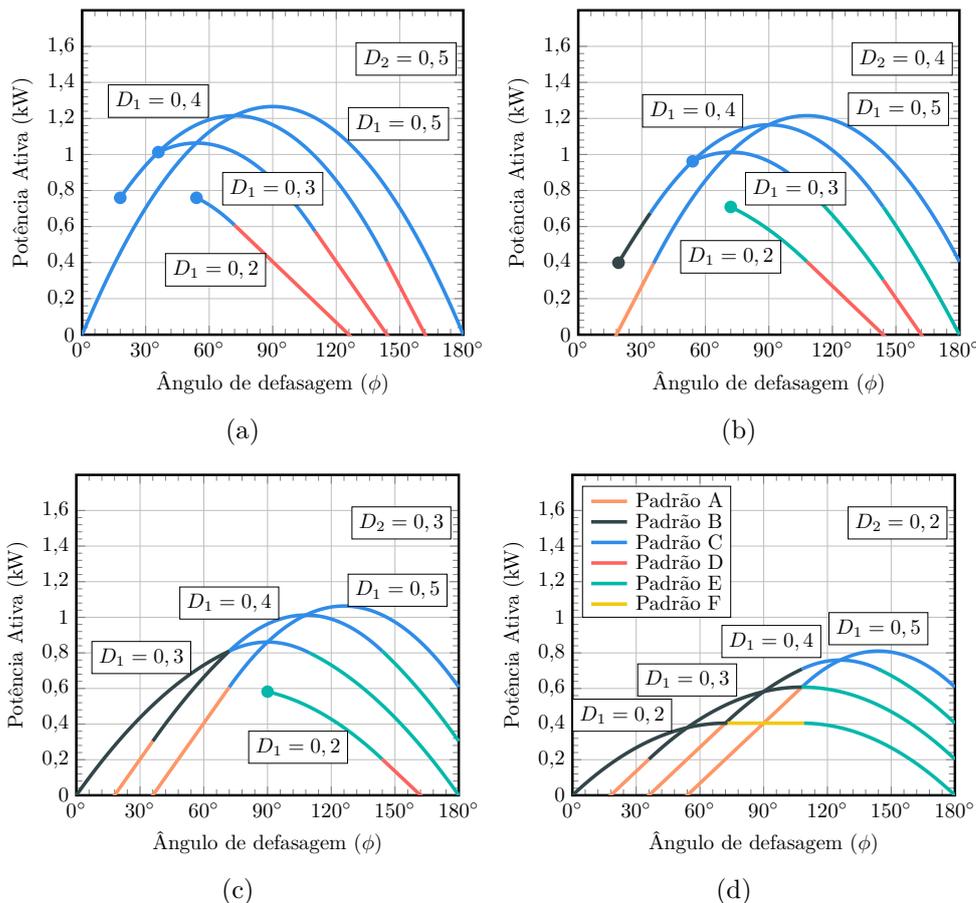
A partir da variação dos valores do trio de controle  $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$  pode-se modificar o ponto de cruzamento da corrente  $I_x$  por zero, com isso, a região de comutação com ZVS pode ser ampliada ou reduzida. Para as razões cíclicas  $D_1 = 0,5$  e  $D_2 = 0,5$ , a qual

corresponde também a modulação PSM, as comutações com ZVS ocorrem em toda faixa de operação do conversor, desde que  $d = 1$ . Já para o ponto de operação estabelecido por  $D_1 = 0,4$  e  $D_2 = 0,5$  as comutações com ZVS ocorrem apenas a partir de  $\phi = 18^\circ$ .

Ainda analisando a Figura 3.3, percebe-se que a perda de ZVS nos interruptores do primário ocorre para ângulos baixos, e por consequência baixas potências, com exceção para a condição de  $D_1 = 0,5$ . Quando a razão cíclica do secundário vai sendo reduzida a faixa de operação com ZVS no primário cresce, desta forma, quando  $D_2 = 0,2$  todas as configurações de  $D_1$  estarão compreendidas dentro da faixa de operação com ZVS.

A potência ativa transferida pelo conversor fazendo uso da TPS também sofre influência das comutações com ZVS, sendo assim, a partir da Figura 3.4 pode-se visualizar os limites de ZVS em relação a potência ativa.

Figura 3.4 – Potência ativa processada limitada às regiões de ZVS do primário considerando a corrente inicial do primário para transmissão direta de energia com  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 50$  V,  $\phi_{np} = 20^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz e  $L_{DAB} = 158$   $\mu$ H.

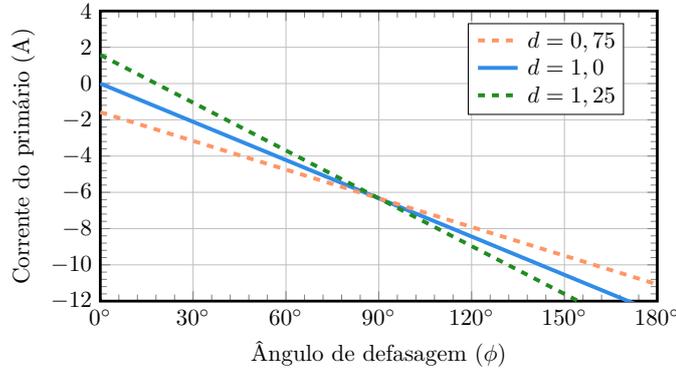


Fonte: Adaptado de Fraytag (2020).

Além da razão cíclica outro fator que influencia nas fronteiras de comutação com ZVS é o ganho  $d$ , pois variando este parâmetro varia-se a corrente inicial  $I_x$ . Como o conversor DAB em estudo será aplicado a carga e descarga de um banco de baterias o

valor de  $d$  irá se alterar durante este processo. Desta forma, a Figura 3.5 representa o comportamento da corrente do primário para a variação de  $d$  em 25 %.

Figura 3.5 – Região de ZVS do primário com variação de  $d$  para  $D_1 = D_2 = 0,5$ ,  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 50$  V,  $\phi_{np} = 20^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz e  $L_{DAB} = 158$   $\mu$ H.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando a Figura 3.5, percebe-se que o ganho  $d$  influencia diretamente na região de comutação suave, podendo aumentar ou reduzir seus limites. Quando o ganho  $d$  é reduzido a região de comutação suave é ampliada e, caso o ganho aumente a região de ZVS do primário é reduzida.

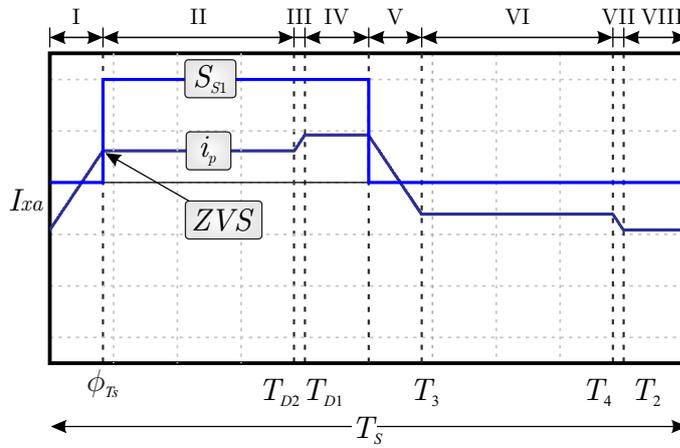
### 3.2.2 Fronteiras de comutação com ZVS do secundário

As comutações suaves dos interruptores do secundário do conversor DAB também podem ser analisadas através da corrente do primário  $i_p$ , porém, ela deve ser refletida para o secundário, fazendo uso da relação de transformação  $n$ . Como os interruptores do secundário estão defasados em relação aos do primário por  $\phi$ , para que se possa obter comutações com ZVS deve-se satisfazer a condição de  $ni_p > 0$  no instante de tempo  $t = \phi_{TS}$ . O instante em que ocorre a comutação suave no secundário pode ser visualizada na Figura 3.6.

Como a corrente  $ni_p$  determina as regiões com comutação suave, seu comportamento pode ser visualizado na Figura 3.7. A partir desta figura, pode-se perceber que a corrente  $nI_x$  em  $t = \phi_{TS}$  cresce de acordo com o aumento do ângulo de defasagem. Ainda pode-se perceber que para  $d = 1$ , as comutações dos interruptores do secundário terão ZVS em toda faixa de operação fazendo uso da modulação TPS.

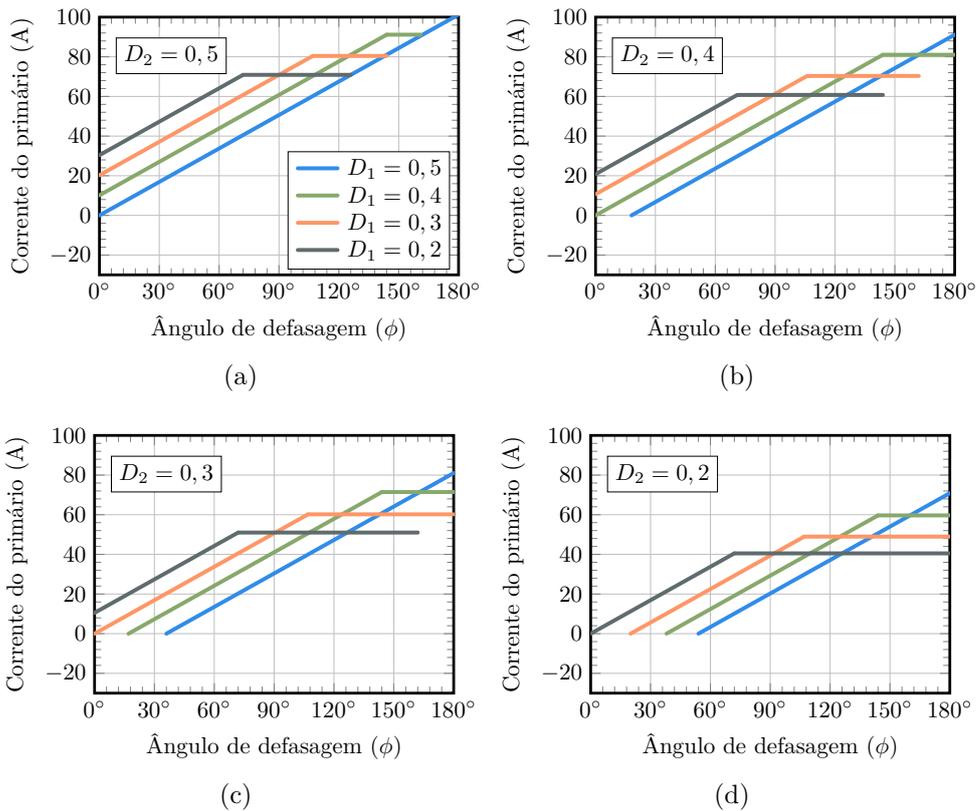
Como realizado para os interruptores do primário, as fronteiras para comutação suave dos interruptores do secundário para a variação de  $d$  também devem ser analisadas. O comportamento das correntes instantâneas são apresentadas na Figura 3.8, a variação realizada em  $d$  foi de 25 %.

Figura 3.6 – Sinal de acionamento do interruptor do secundário  $S_{s1}$  com ZVS para  $D_1 = 0,4$  e  $D_2 = 0,3$  e  $\phi = 30^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz e  $d = 1$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

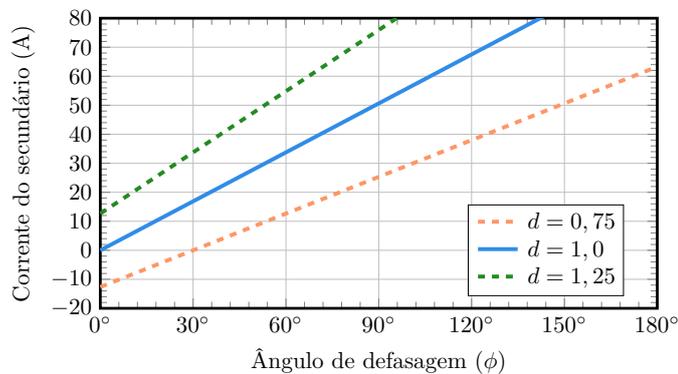
Figura 3.7 – Corrente inicial do secundário para transmissão direta de energia com  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 50$  V,  $\phi_{np} = 20^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz e  $L_{DAB} = 158$   $\mu$ H.



Fonte: Adaptado de Fraytag (2020).

Ainda através da Figura 3.8, percebe-se que com a redução do ganho  $d$  a região de comutação suave também é reduzida para os interruptores do secundário. Contudo, ao

Figura 3.8 – Região de ZVS do secundário com variação de  $d$  para  $D_1 = D_2 = 0,5$ ,  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 50$  V,  $\phi_{np} = 20^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz e  $L_{DAB} = 158$   $\mu$ H.



Fonte: Elaborado pelo autor.

aumentar o ganho  $d$ , a região de operação do conversor com comutação suave é ampliada, isto é possível pois as correntes instantâneas tornam-se ainda mais positivas.

As fronteiras para comutação suave analisadas para  $d = 1$  para os interruptores do secundário, comprovam através da Figura 3.8 que não há perda de ZVS para estes interruptores. Ao aplicar esta análise na transferência de potência do conversor, considerando a modulação por *Triple Phase Shift* e valores diferentes de trio de controle ( $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$ ), as curvas podem ser visualizadas na Figura 2.22.

Com as análises realizadas até o momento sobre os limites de comutação suave para o primário e secundário do conversor DAB, torna possível concluir que com o aumento do ganho  $d$  amplia-se a faixa de operação com ZVS para os interruptores do secundário, ao mesmo tempo que reduz-se a região de operação com ZVS dos interruptores do primário.

### 3.2.3 Análise das capacitâncias intrínsecas aos interruptores

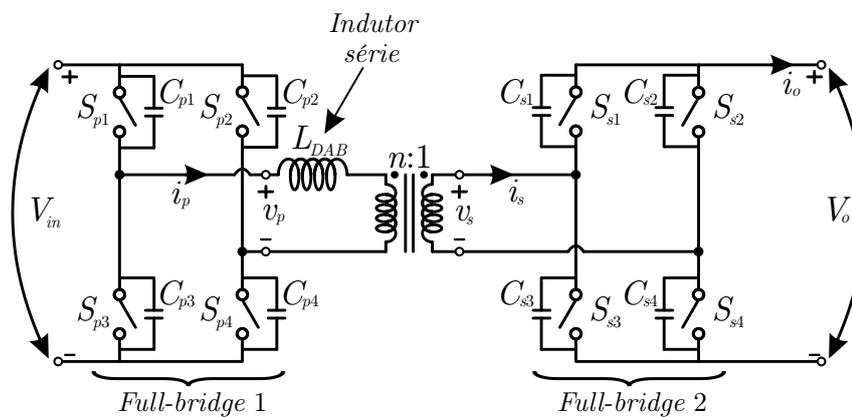
Anteriormente foram realizadas análises das condições para comutação suave dos interruptores levando em conta apenas o sentido da corrente do primário e do secundário. Porém, para que ocorram as comutação com ZVS há necessidade de um valor mínimo de corrente durante um período de tempo. Isto é necessário para que as capacitâncias intrínsecas dos semicondutores possam ser carregadas e descarregadas durante o período de comutação. Assim, o objetivo desta seção é apresentar a influência das capacitâncias e do tempo morto entre as comutações nas fronteiras de comutação suave.

### 3.2.3.1 Cálculo da tensão da capacitância do interruptor

A análise das tensões nas capacitâncias deve ser realizada durante uma transição entre a entrada e saída de condução dos interruptores. Nesta análise será considerada a transição entre os interruptores  $S_{p1}$  e  $S_{p3}$ .

A configuração dos interruptores com as capacitâncias intrínsecas instantes antes da transição pode ser visualizada na Figura 3.9. Nesta configuração, os interruptores estão sendo submetidos a tensão de entrada  $V_{in}$  e estão bloqueados.

Figura 3.9 – Conversor DAB com capacitâncias intrínsecas dos interruptores.



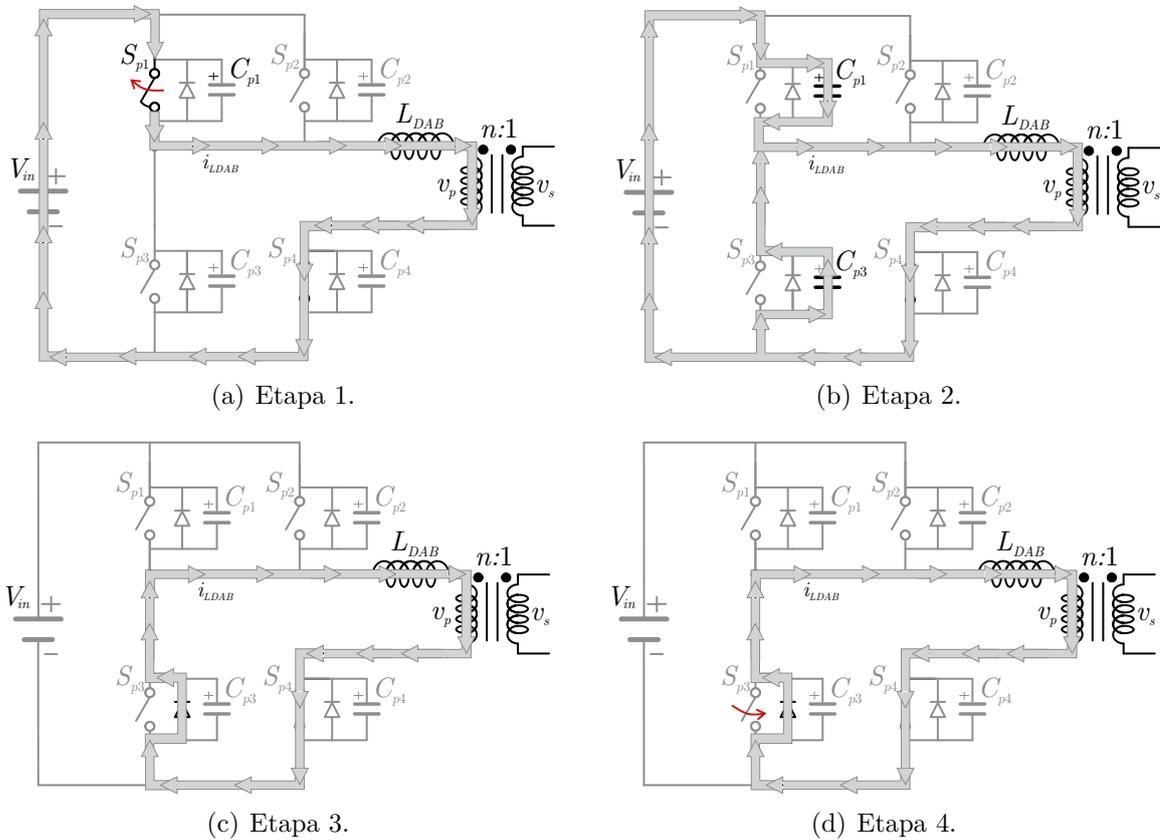
Fonte: Elaborado pelo autor.

As etapas de operação para a entrada em condução do interruptor  $S_{p3}$  durante o tempo de comutação de um mesmo braço são apresentadas na Figura 3.10. Com isso, observa-se que a entrada em condução do interruptor possui quatro etapas de operação. O processo de entrada em condução do interruptor  $S_{p3}$  inicia quando  $S_{p1}$  recebe o sinal de comando para entrar em bloqueio. Em seguida,  $S_{p1}$  sai de condução e ocorre a carga do capacitor  $C_{p1}$  e a descarga do capacitor  $C_{p3}$ . Na terceira etapa o diodo  $D_{p3}$  é polarizado diretamente e a corrente circula através dele. Na última etapa, como o diodo  $D_{p3}$  conduzindo o interruptor  $S_{p3}$  entra em condução com ZVS. Salienta-se que durante a segunda etapa de operação há a necessidade da corrente  $i_p$  ser positiva e de que haja um valor mínimo de corrente circulando através do indutor para que a comutação ocorra com ZVS.

Entre as transições deve-se considerar ainda o tempo morto, o qual é utilizado para que não ocorra curto-circuito de braço. Dentro deste espaço de tempo, os capacitores  $C_{p1}$  e  $C_{p3}$  devem ser carregados e descarregados, respectivamente.

Logo, baseado na etapa dois da Figura 3.10 (b), pode-se redesenhar o circuito elétrico do conversor, agora na forma de um circuito equivalente no domínio da frequência como mostra a Figura 3.11. Para que se possa analisar o comportamento do conversor durante o período de transição dos interruptores (tempo morto), a tensão do capacitor

Figura 3.10 – Etapas de operação para a comutação sob ZVS, considerando as capacitâncias intrínsecas dos interruptores: (a) Chave  $S_{p1}$  abre; (b) Carga de  $C_{p1}$  e descarga de  $C_{p3}$ ; (c) Diodo  $D_{p3}$  é polarizado diretamente; (d) Interruptor  $S_{p3}$  entra em condução sob ZVS.



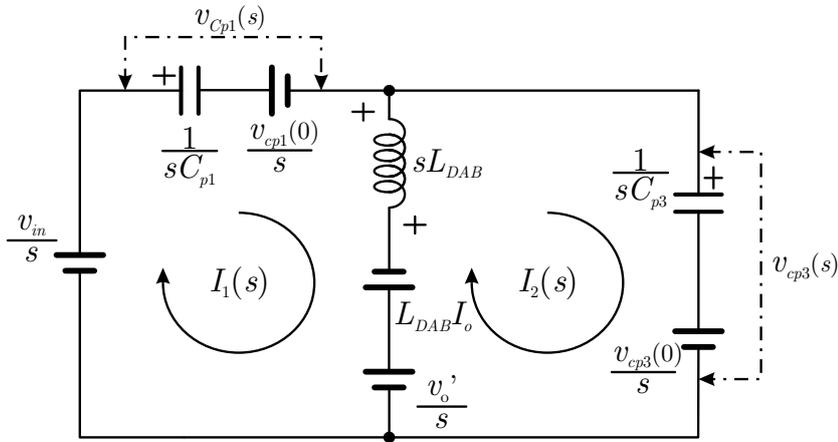
Fonte: Elaborado pelo autor.

$C_{p3}$  deve ser analisada. Com isso, através da lei de *Kirchhoff* das tensões as equações de malha (3.10) e (3.11) podem ser obtidas.

$$-\frac{v_{in}}{s} + \frac{1}{sC_{p1}} \cdot I_1(s) + \frac{v_{Cp1}(0)}{s} + sL_{DAB} [I_1(s) - I_2(s)] - L_{DAB}I_o + \frac{v_o'}{s} = 0. \quad (3.10)$$

$$\frac{1}{sC_{p3}} \cdot I_2(s) + \frac{v_{Cp3}(0)}{s} - \frac{v_o'}{s} + L_{DAB}I_o + sL_{DAB} [I_2(s) - I_1(s)] = 0. \quad (3.11)$$

Figura 3.11 – Circuito equivalente no domínio da frequência ( $s$ ) durante o período de transição dos interruptores  $S_{p1}$  e  $S_{p3}$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Rearranjando as equações (3.10) e (3.11), torna-se possível determinar as equações que representam o comportamento das correntes de cada uma das malhas ( $I_1(s)$  e  $I_2(s)$ ), de acordo com (3.12) e (3.13).

$$I_1(s) = \frac{\left[ s^2 C_p L_{DAB} \left( v_{in} - v_{C_{p1}}(0) - v_{C_{p3}}(0) \right) + v_{in} - v_o' - v_{C_{p1}}(0) + s L_{DAB} I_o \right] C_p}{2s^2 C_p L_{DAB} + 1} \quad (3.12)$$

$$I_2(s) = \frac{\left[ s^2 C_p L_{DAB} \left( v_{in} - v_{C_{p1}}(0) - v_{C_{p3}}(0) \right) + v_o' - v_{C_{p3}}(0) - s L_{DAB} I_o \right] C_p}{2s^2 C_p L_{DAB} + 1} \quad (3.13)$$

Onde:

$C_{p1} = C_{p3} = C_p$ ;

$L_{DAB}$  - Indutância auxiliar;

$v_o'$  - Tensão do secundário refletida ao primário;

$v_{in}$  - Tensão do primário;

$v_{C_{p1}}$  - Tensão do capacitor intrínseco do interruptor  $S_{p1}$ ;

$v_{C_{p3}}$  - Tensão do capacitor intrínseco do interruptor  $S_{p3}$ ;

$I_o$  - Corrente de saída.

A partir da equação (3.13), pode-se encontrar a equação que representa o comportamento da tensão sobre o capacitor  $C_{p3}$ , a qual é descrita pela equação (3.14). Salienta-

se, que as condições iniciais devem ser substituídas de tal forma que  $v_{C_{p3}}(0) = +V_{in}$ ,  $v_{C_{p1}} = 0 V$  e  $v_o = d \cdot V_i$ .

$$v_{C_{p3}}(s) = \frac{[v_{in}(1 + 2s^2C_pL_{DAB} + d) - sL_{DAB}I_o]}{s(2s^2C_pL_{DAB} + 1)}. \quad (3.14)$$

Aplicando a transformada inversa de *Laplace* na equação (3.14), pode-se obter o comportamento da tensão sobre o capacitor  $C_{p3}$ , agora em função do tempo, e não mais no domínio da frequência, como expressa a equação (3.15).

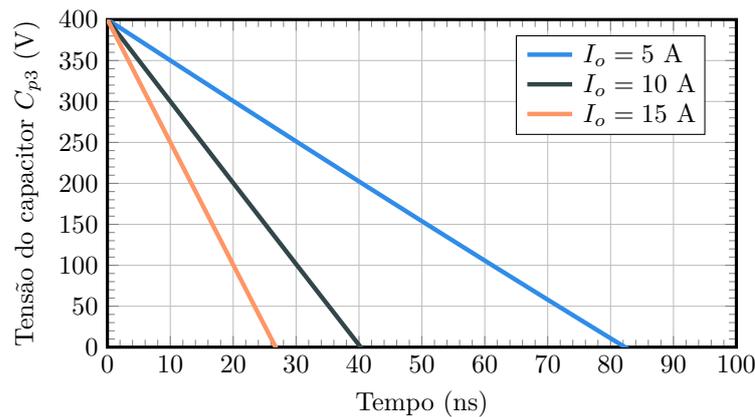
$$v_{C_{p3}}(t) = V_{in} + 2dV_{in} \operatorname{sen}\left(\frac{\sqrt{2}\omega_{C_p} \cdot t}{4}\right)^2 - \frac{\sqrt{2}I_o \operatorname{sen}\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\omega_{C_p} \cdot t\right)}{2\omega_{C_p}C_p}. \quad (3.15)$$

Onde:

$$\omega_{C_p} = \sqrt{\frac{1}{L_{DAB}C_p}}. \quad (3.16)$$

Um exemplo do comportamento da tensão sobre o capacitor  $v_{C_{p3}}$  é apresentado na Figura 3.12, considerando que em  $t = 0$  o interruptor  $S_{p1}$  passa para o estado de bloqueio, neste instante o capacitor  $C_{p3}$  inicia o processo de descarga. No momento em que a tensão  $v_{C_{p3}}$  chega a zero, o diodo em antiparalelo do semiconductor entra em condução, se a chave for fechada a partir desse momento, caracteriza-se a comutação sob ZVS.

Figura 3.12 – Tensão do capacitor  $C_{p3}$  durante o processo de descarga em um período de comutação para  $V_{in} = 400 V$ ,  $V_o = 50 V$ ,  $f_s = 100 \text{ kHz}$ ,  $L_{DAB} = 158 \mu\text{H}$  e  $C_{p3} = 500 \text{ pF}$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Ao analisar a Figura 3.12, pode-se perceber que quanto maior for a intensidade da corrente de saída  $I_o$ , mais rápida ocorrerá a descarga das capacitâncias intrínsecas dos interruptores, acarretando na necessidade de um tempo morto reduzido.

### 3.2.4 Tempo morto mínimo entre os interruptores

Na configuração topológica clássica do conversor DAB, os interruptores de um mesmo braço não podem entrar em condução ao mesmo tempo, ou seja, se o interruptor  $S_{p1}$  estiver conduzindo o interruptor  $S_{p3}$  não pode entrar em condução. Se ambos os interruptores do braço estiverem em condução, a fonte de tensão de entrada será colocada em curto-circuito. Com isso, pode-se dizer que os interruptores  $S_{p1}$  e  $S_{p3}$  são complementares, o mesmo ocorre com os interruptores  $S_{p2}$  e  $S_{p4}$ . Para que os interruptores de um mesmo braço não entrem em condução ao mesmo tempo, utiliza-se um tempo entre as comutações, há este tempo dá-se o nome de "tempo morto" (*Dead Time*).

Considerando as capacitâncias intrínsecas de cada um dos interruptores, deve-se determinar o tempo morto ideal para que os interruptores não causem curto-circuito de braço. Para que a tensão da capacitância seja nula, um tempo morto mínimo deve ser determinado. Para isso, conforme Fraytag (2020), a partir de  $v_{cp3} = 0$  V, torna-se possível obter o instante de tempo mínimo para que ocorra a descarga completa do capacitor, conforme (3.17).

$$t_{min} = \frac{4}{\sqrt{2}\omega_{cp}} \tan \left[ \frac{\frac{\sqrt{2}}{2}I_o - K}{v_{in}C_p\omega_{cp}(1+2d)} \right]^{-1}. \quad (3.17)$$

Onde:

$$K = \sqrt{I_o^2 \left( \frac{\sqrt{2}}{2} \right)^2 - V_{in}^2 C_p^2 \omega_{cp}^2 (1+2d)}. \quad (3.18)$$

Para determinar o tempo morto máximo, deve-se partir do pressuposto que as tensões das capacitâncias intrínsecas possuem um comportamento ressonante em relação a indutância  $L_{DAB}$ . O período desta ressonância é determinado pelo inverso da frequência natural do sistema, esta ressonância pode ser definida por (3.19).

$$T_{res} = \frac{4\pi}{\sqrt{2}\sqrt{\frac{1}{L_{DAB}C_p}}}. \quad (3.19)$$

De acordo com Kirsten (2014), o tempo morto máximo deve ser igual a um quarto do período de ressonância natural do sistema, como define (3.20). Salienta-se, que se o tempo morto for maior do que o definido pela equação anterior, a tensão sobre as capacitâncias irá oscilar e voltar a aumentar.

$$t_{max} = \frac{\pi}{\sqrt{2}\sqrt{\frac{1}{L_{DAB}C_p}}}. \quad (3.20)$$

O tempo morto mínimo deve ser sempre menor ou igual ao tempo morto máximo, a partir disto garante-se que haverá tempo suficiente para a tensão da capacitância chegue a zero, conforme (3.21), evitando que ocorra a ressonância entre  $C_p$  e  $L_{DAB}$ .

$$t_{min} \leq t_{max}. \quad (3.21)$$

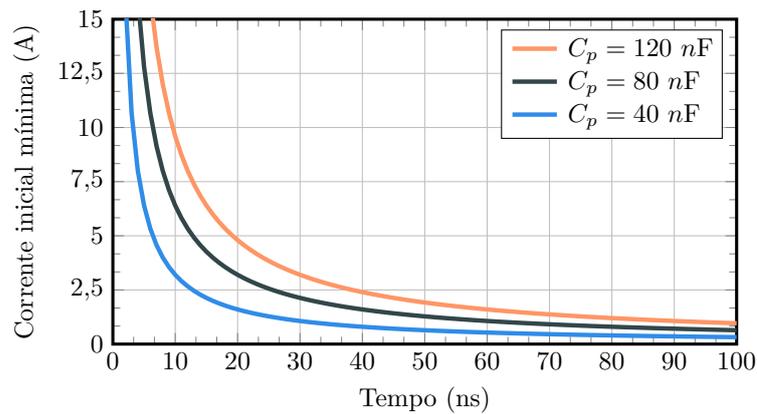
### 3.2.5 Corrente inicial mínima para ZVS

Para que torne-se possível determinar a corrente mínima para que ocorram comutações sob ZVS durante o tempo morto, Fraytag (2020) afirma que deve-se utilizar o mesmo princípio adotado para encontrar o tempo morto mínimo, igualando a equação (3.15) a zero. Com isso, isola-se a variável de interesse e obtém-se a equação (3.22), a qual determina a corrente mínima  $I_{min}$  para que ocorra a comutação sob ZVS.

$$I_{min}(t_m) = \frac{2v_{in}\omega_{Cp}C_p}{\sqrt{2}\text{sen}\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\omega_{Cp}\cdot t_m\right)} \left[ 2d\text{sen}\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\omega_{Cp}\cdot t_m\right)^2 + 1 \right]. \quad (3.22)$$

Com o intuito de exemplificar o comportamento da corrente inicial mínima, as curvas de corrente para três valores de capacitância e com variação do tempo morto são apresentadas na Figura 3.13.

Figura 3.13 – Corrente inicial mínima para ZVS durante o processo de descarga em um período de comutação para  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 50$  V,  $f_s = 100$  kHz,  $L_{DAB} = 158$   $\mu$ H.



Fonte: Elaborado pelo autor.

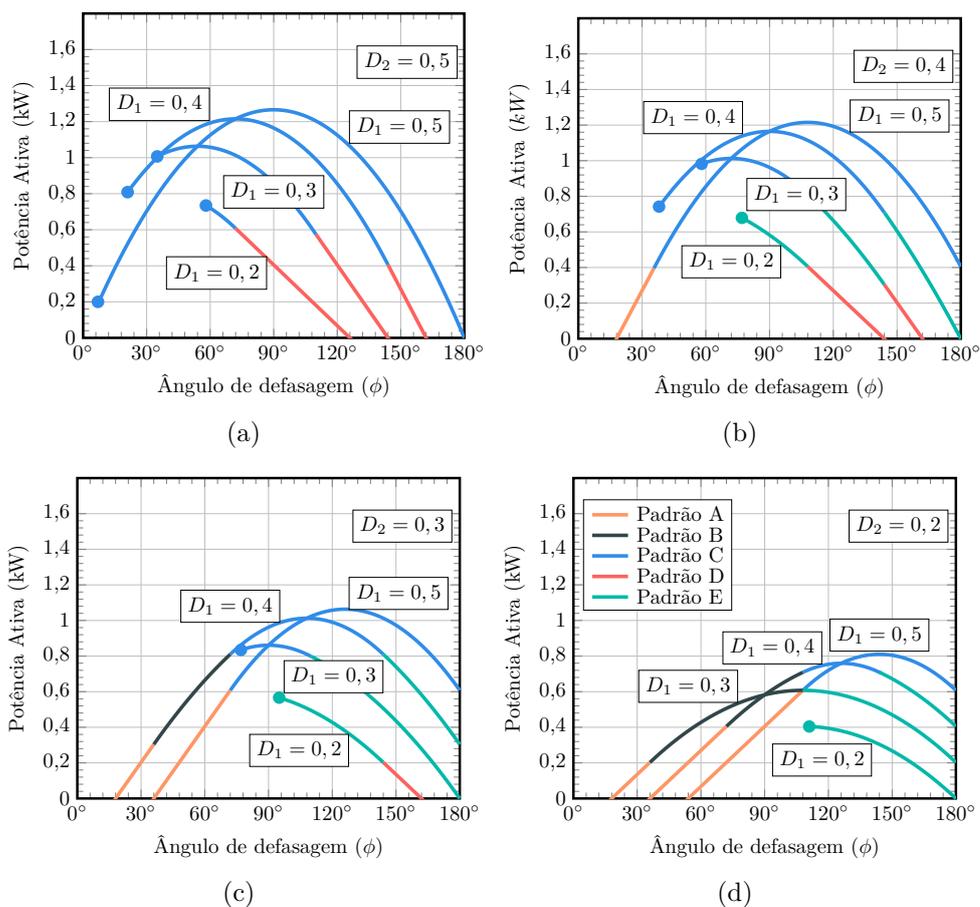
A partir da Figura 3.13, também pode-se perceber que quanto maior for o valor da capacitância intrínseca do interruptor, maior deve ser a corrente inicial para que a tensão da capacitância seja nula durante o fim do tempo morto. Caso o conversor apresente uma corrente inicial fixa, o tempo morto deve ser ampliado, para que desta forma a tensão da

capacitância anule-se antes do interruptor entrar em condução, para que seja garantida a comutação sob ZVS.

### 3.2.6 Fronteiras de comutação com ZVS para o primário

Após as análises desenvolvidas levando em consideração as capacitâncias intrínsecas dos interruptores nas regiões de operação com ZVS, torna-se interessante analisar também o comportamento da transferência de potência do conversor DAB sob estas condições. Para isso, foram considerados os valores de capacitância intrínsecas de  $465 \text{ pF}$ , valor obtido através do *datasheet* do mosfet FDB20N50F da fabricante *Fairchild*, para os interruptores do primário do conversor. As curvas de potência podem ser visualizadas na Figura 3.14.

Figura 3.14 – Potência ativa processada limitada às regiões de ZVS do primário considerando as capacitâncias intrínsecas dos interruptores para  $V_{in} = 400 \text{ V}$ ,  $V_o = 50 \text{ V}$ ,  $\phi_{np} = 20^\circ$ ,  $f_s = 100 \text{ kHz}$ ,  $L_{DAB} = 158 \mu\text{H}$  e  $C_p = 465 \text{ pF}$ .



Fonte: Adaptador de Fraytag (2020).

A partir da Figura 3.14 (a), pode-se perceber que os ângulos de fronteira para comutações com ZVS sofreram acréscimo de  $7^\circ$  ao considerar as capacitâncias intrínsecas dos interruptores do primário para  $D_1 = 0,5$  e  $D_2 = 0,5$  em comparação com as curvas da Figura 3.4(a). Com isso, torna-se possível concluir que as capacitâncias intrínsecas influenciam diretamente na região de comutação com ZVS, isto ocorre devido a ressonância criada entre estes capacitores e a indutância auxiliar do primário. Logo, quanto maior for a capacitância intrínseca dos semicondutores menor será a faixa de operação com ZVS do conversor.

Analisando ainda a Figura 3.14, observa-se que para a situação onde  $D_1 = 0,5$  e  $D_2 = 0,5$  considerando apenas a corrente inicial as fronteiras de comutação com ZVS não sofrem estreitamento, enquanto que ao considerar as capacitâncias intrínsecas dos interruptores essa região passa a ser válida apenas para potências que estejam acima de  $7^\circ$  de ângulo de defasagem. Salienta-se, que os ângulos limites para as regiões de comutação suave do primário foram obtidos de forma iterativa através do *software PSim 9.1*. Para a análise da influência das capacitâncias intrínsecas dos interruptores do secundário, o processo deve ser o mesmo utilizado para os interruptores do primário, porém levando em consideração a relação de transformação do transformador.

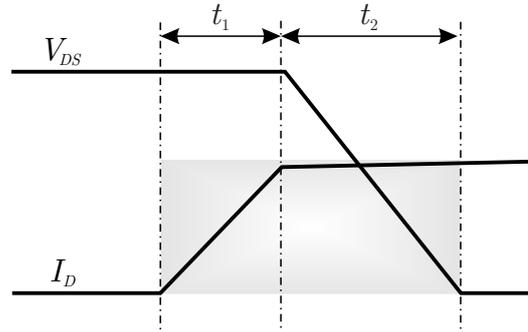
### 3.3 PERDAS DE COMUTAÇÃO DA TOPOLOGIA

Todo dispositivo semicondutor apresenta perdas de energia durante as comutações e durante o tempo em que estão conduzindo. Se considerar um interruptor não ideal, para que este passe do estado de bloqueio para o estado de condução, um pequeno intervalo de tempo é necessário para que esta transição ocorra. Devido ao atraso para a entrada em condução, ocorrem as perdas em comutação dos interruptores e ainda este atraso pode limitar a frequência de operação do semicondutor (KRISMER; KOLAR, 2010). As perdas em condução podem ser divididas em duas parcelas: as perdas durante o processo de entrada em condução do semicondutor  $P_{on}$  e as perdas durante a saída de condução  $P_{off}$ .

Com isso, torna-se possível realizar uma estimativa das perdas de comutação durante a operação do conversor DAB, considerando as perdas provenientes da entrada em condução e da saída de condução dos semicondutores. A energia consumida para comutar os interruptores pode ser obtida através de informações disponibilizadas pelo fabricante do dispositivo semicondutor.

Desta forma, as perdas durante a entrada e a saída de condução de um MOSFET podem ser determinadas como definido em (LAKKAS, 2016). A equação para determinar as perdas serão obtidas através da análise das formas de onda apresentadas na Figura 3.15. Assim, a equação (3.23) pode ser utilizada para determinar as perdas de comutação.

Figura 3.15 – Região para determinar as perdas de comutação de um MOSFET.



Fonte: Adaptado de Lakkas (2016).

$$P_{com} = 2f_s (E_{t1} + E_{t2}). \quad (3.23)$$

As energias  $E_{t1}$  e  $E_{t2}$  nos instantes de tempo  $t_1$  e  $t_2$  podem ser definidos pelas equações (3.24) e (3.25), respectivamente.

$$E_{t1} = \left( V_{DS} \frac{I_D}{2} \right) t_1. \quad (3.24)$$

$$E_{t2} = \left( I_D \frac{V_{DS}}{2} \right) t_2. \quad (3.25)$$

Os instantes de tempo  $t_1$  e  $t_2$  são definidos por (3.26) e (3.27).

$$t_1 = \frac{Q_{gs}}{I_g}. \quad (3.26)$$

$$t_2 = \frac{Q_{gd}}{I_g}. \quad (3.27)$$

A corrente do *gate driver*  $I_g$  pode ser definida por (3.28):

$$I_g = \frac{V_{DR} - V_{PL}}{R_g + R_{g,switch}}. \quad (3.28)$$

Logo, substituindo (3.26) e (3.27) em (3.23) obtém-se a equação (3.29), a qual deve ser utilizada para determinar as perdas de comutação para cada um dos interruptores do primário.

$$P_{com} = V_{in} f_s \left( \frac{Q_{gs} I_{on} + Q_{gd} I_{off}}{I_g} \right). \quad (3.29)$$

onde:

$V_{DR}$  - tensão sob o interruptor;

$V_{PL}$  - tensão de platô do interruptor;

$I_{on}$  - Corrente no instante de entrada de condução do interruptor;

$I_{off}$  - Corrente no instante de saída de condução do interruptor;

$Q_{gs}$  - Carga entre *Gate-Source* do interruptor;

$Q_{gd}$  - Carga entre *Gate-Drain* do interruptor;

$R_g$  - resistor de *gate*;

$R_{g,switch}$  - resistor de acionamento interno do interruptor.

Por fim, a potência total  $P_{Spt}$  que representa as perdas totais das comutações do primário, pode ser definida por (3.30).

$$P_{Spt} = P_{Sp1} + P_{Sp2} + P_{Sp3} + P_{Sp4}. \quad (3.30)$$

Para determinar as perdas em condução dos interruptores do secundário pode-se utilizar as mesmas equações utilizadas para o primário. Porém, deve-se substituir os parâmetros dos interruptores do primário pelos fornecidos pelo fabricante dos interruptores do secundário.

### 3.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Na topologia do conversor DAB com modulação por defasagem angular (PSM), os sinais de comando dos interruptores são fixos em 50 % do período de comutação. Com esta modulação e com o ganho  $d = 1$  são garantidas comutações com ZVS para todos os interruptores. Já quando faz-se uso da modulação TPS, as regiões de ZVS se alteram, isto ocorre devido ao surgimento de padrões distintos de operação para esta modulação.

Com isso, análises das fronteiras de comutação com ZVS para o conversor DAB foram realizadas, levando em conta inicialmente apenas o sentido da corrente instantânea no momento das comutações, também foram apresentados os ângulo limite para obtenção de ZVS durante este processo. Em seguida, uma análise levando em consideração as capacitâncias intrínsecas dos interruptores e o tempo morto entre as comutações foram realizadas, através destas análises pode-se constatar que as faixas de comutação com ZVS foram reduzidas.

A partir das análises realizadas, torna-se possível perceber que deve-se buscar utilizar semicondutores com capacitâncias intrínsecas baixas, com isso, as regiões com comutação suave podem ser estendidas e, ainda o tempo morto necessário para as comutações pode ser reduzido, o que pode elevar a eficiência da topologia.

Mesmo que exista a possibilidade de se realizar comutações com ZVS, salienta-se que outras perdas atreladas a característica dos semicondutores podem ocorrer durante as comutações. Outros fatores como, comutações *quazi-ZVS*, a qual se caracteriza por ocorrer quando os níveis de corrente e tensão estão próximos de zero, porém não são zero e, também por situações onde ocorram ressonâncias entre as capacitâncias intrínsecas e o indutor  $L_{DAB}$  podem causar perdas na topologia.



## 4 ALGORITMO DE OTIMIZAÇÃO DO CONVERSOR DAB

Ao analisar os trabalhos mencionados no Subcapítulo 1.5, pode-se perceber que a otimização do conversor DAB vem despertando interesse dos pesquisadores. Métodos complexos e que necessitam maior esforço matemático e computacional têm sido propostos. Assim, a fim de buscar uma solução com grau de complexidade reduzido e que não necessite grandes esforços computacionais, propõe-se neste capítulo um algoritmo de otimização do conversor DAB que faz uso da figura de mérito chamada de Fator de Potência (FP), a qual será analisada em detalhes no decorrer do capítulo.

### 4.1 FIGURA DE MÉRITO FATOR DE POTÊNCIA (FP) E ALGORITMO PARA A OTIMIZAÇÃO DO CONVERSOR DAB

Este capítulo propõe e apresenta uma metodologia de projeto para auxiliar na tarefa de definição dos parâmetros do trio de controle aplicados ao conversor DAB para que se alcance maiores eficiências com o conversor.

Como pode-se observar anteriormente, o processamento e a transferência de potência ativa do conversor DAB com TPS é diretamente dependente do trio de controle composto por  $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$ . Também pode ser constatado que o mesmo valor de potência ativa pode ser alcançado para diferentes configurações do trio de controle. Desta forma, desenvolver um processo que realize a análise entre os pontos de operação de melhor desempenho torna-se interessante. Logo, o trio de controle otimizado a ser adotado para cada ponto de potência e tensão é aquele que minimiza a energia circulante.

Para a obtenção deste trio de controle otimizado, definiu-se uma figura de mérito através de um fator entre potências, o qual expressa a relação entre a energia entregue à carga e a energia circulante pelo conversor. Admitindo que as tensões do lado de alta e baixa tensão sejam constantes, escolheu-se a potência ativa de saída  $P_o$  e a potência aparente total  $S_t$  como fatores ponderantes para o algoritmo.

A figura de mérito definida FP é apresentada na equação 4.1 em que é calculada a razão entre a potência ativa de saída  $P_o$  e a potência aparente total  $S_t$ . Quanto mais próximo do valor unitário este fator se aproximar, menor será a energia circulante e, conseqüentemente, menores serão as perdas do conversor.

$$FP = \left| \frac{P_o}{S_t} \right|. \quad (4.1)$$

Sendo que  $P_o$  e  $S_t$  da equação (4.1) são calculados através das equações dos padrões obtidos com a modulação TPS apresentadas no Capítulo 2. A partir do padrão

definido também são determinados os valores das correntes utilizadas para determinar se os interruptores estão ou não comutando com ZVS.

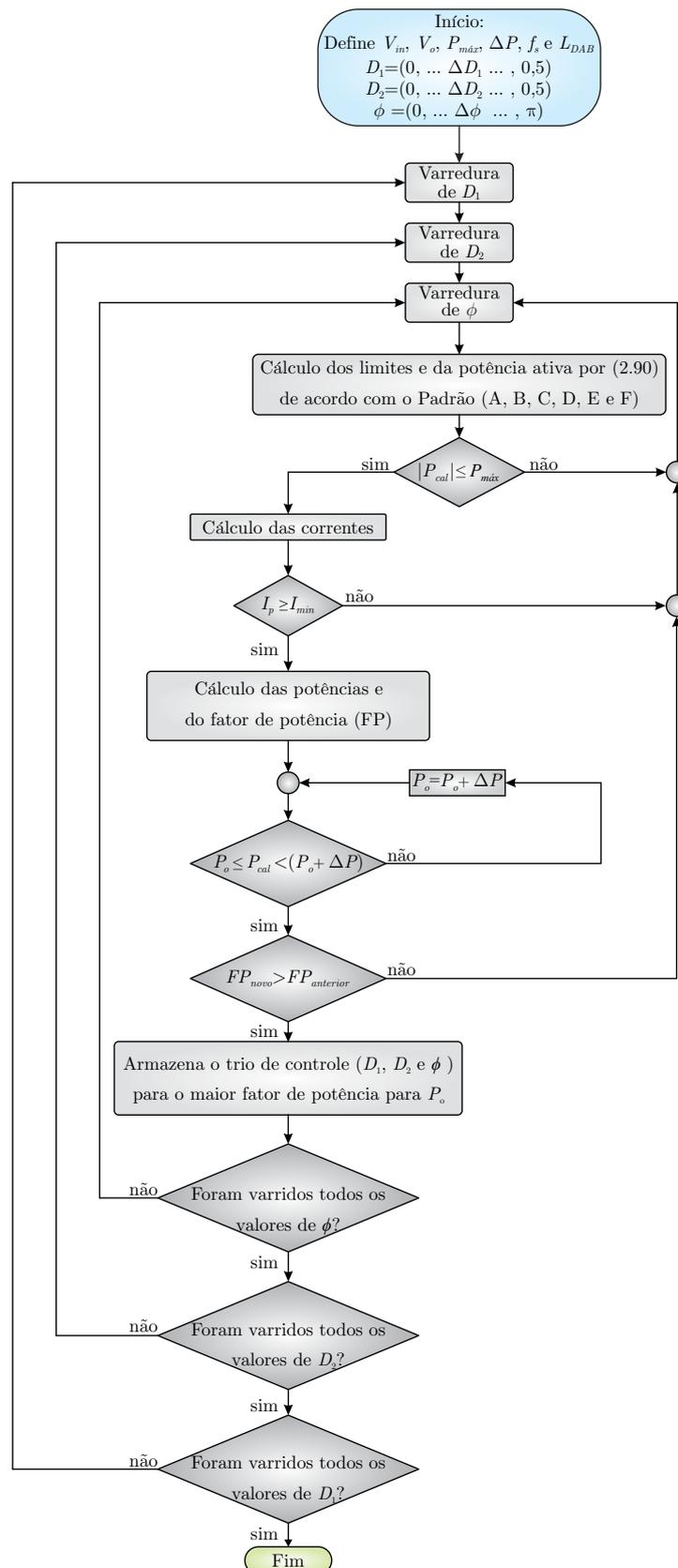
O algoritmo proposto também é capaz de determinar o trio de controle otimizado considerando apenas aos padrões de operação (ver Capítulo 2) que apresentem somente comutações com ZVS dos interruptores. Desta forma, pode-se garantir a operação do conversor somente nas regiões de comutação com ZVS, reduzindo ou eliminando as perdas de comutação. Com a redução da energia circulante, busca-se também reduzir a corrente RMS que circula pelo conversor. A partir disso, buscar-se-á melhorar a eficiência do conversor DAB para ganhos de tensão  $d$  maior que um, menor que um e igual a um. Porém, o foco principal será melhorar a eficiência do conversor para ganhos de tensão  $d$  maiores que um ( $d > 1$ ).

Outro fator inserido pela modulação TPS em comparação com a modulação PSM é o número de graus de liberdade. Com PSM existe apenas um grau de liberdade, enquanto que com a modulação TPS esse número passa para três. Desta forma, uma rotina baseada em um processo iterativo foi desenvolvida, a qual verifica e determina a melhor combinação do trio de controle para o ponto de operação escolhido. O processo executado pela rotina pode ser visualizado através do fluxograma da Figura 4.1. Salienta-se que o ângulo máximo considerado no processo foi de  $90^\circ$ .

O processo inicia-se como a definição dos parâmetros de projeto, como: tensão de entrada  $V_{in}$ , tensão de saída  $V_o$ , frequência de comutação  $f_s$ , indutância auxiliar  $L_{DAB}$ , vetores de razão cíclica do primário e do secundário  $D_1$  e  $D_2$ , do passo de razão cíclica  $\Delta D_1$  e  $\Delta D_2$ , do passo de potência  $\Delta P$ , e da potência máxima ( $P_{m\acute{a}x}$ ) para o qual se deseja determinar o trio de controle. A potência ativa, a potência aparente, a corrente média do primário e a corrente RMS do primário são calculadas conforme o padrão de modulação que o trio de controle se enquadre (depende dos limites entre os padrões). Quando todas as restrições são atendidas, inicia-se o laço de varredura interno de potência que parte de zero watt e finaliza em  $P_{m\acute{a}x}$  com um passo  $\Delta P$ , sendo que cada valor obtido durante cada execução do laço é atribuído à variável  $P_o$ . Dentro do mesmo laço onde calcula-se a potência ativa realiza-se o cálculo da potência aparente, a qual é atribuída à variável  $S_t$ .

Assim que a potência calculada com as variáveis do trio de controle  $P_{cal}$  fica compreendida em uma faixa de potência ativa válida dentro dos limites ( $0 + P_o \leq P_{cal} < -P_{m\acute{a}x} + \Delta P + P_o$ ), realiza-se o cálculo do fator de potência (FP). O fator de potência consiste no resultado da divisão do valor de potência ativa  $P_o$  pela potência aparente  $S_t$ . Em seguida ocorre a comparação entre o fator de potência encontrado com os valores de FP armazenados anteriormente (para cada valor do trio de controle passado). Se o novo valor do fator de potência for maior do que os encontrados anteriormente, armazena-se o novo trio de controle para esta faixa de potência. Caso contrário, descarta-se o ponto e prossegue-se o processo. Este laço de varredura só se finalizará quando todos os elementos dos vetores do trio de controle forem combinados e testados.

Figura 4.1 – Fluxograma do algoritmo para determinar o trio de controle otimizado para os pontos de operação do conversor DAB.



Ao final do algoritmo do fator de potência proposto, obtêm-se os trios de controle otimizados que mitigam a energia circulante em toda a faixa de potência de operação do conversor DAB. A Tabela 4.1 apresenta alguns dos pontos de trio de controle obtidos ao executar o algoritmo para  $d = 1,25$ , estes pontos compreendem somente padrões onde ocorrem comutações com ZVS em todos os interruptores. As demais tabelas obtidas através do algoritmo FP e FC são apresentadas no Apêndice A.1. Após determinar o conjunto dos trios de controle fazendo uso do algoritmo, armazenam-se estes trios de controle em tabelas na memória do processador digital, como realizado por (KRISMER; KOLAR, 2012). Este algoritmo proposto deve ser executado para o maior número possível de combinações de  $d$ , a fim de obter um número elevado de tabelas para que seja possível minimizar os erros no momento da implementação prática.

Tabela 4.1 – Trios de controle otimizados do conversor DAB com ganho  $d = 1,25$  utilizando algoritmo proposto FP.

Potência de Saída ( $P_o$ ) (W)	$D_1$	$D_2$	$\phi$
100	0,15	0,12	17,93°
125	0,19	0,15	19,36°
150	0,20	0,16	20,90°
175	0,20	0,16	23,50°
200	0,23	0,18	25,23°
225	0,24	0,19	26,41°
250	0,25	0,20	27,40°
300	0,28	0,22	30,72°
350	0,30	0,24	32,21°
400	0,33	0,26	35,04°
450	0,34	0,27	37,03°
500	0,35	0,28	38,97°

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para facilitar o entendimento do algoritmo, no subcapítulo 4.3 serão apresentados os comportamentos da potência de saída  $P_o$ , da potência aparente total  $S_t$  e das variáveis do trio de controle  $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$ .

## 4.2 ALGORITMO PARA A OBTENÇÃO DO TRIO DE CONTROLE ÓTIMO ATRAVÉS DO FATOR DE CORRENTE

Para ampliar as possibilidades de análise do conversor DAB com TPS, um segundo algoritmo de otimização será abordado. Este algoritmo é denominado de fator de corrente (FC) e também pode ser utilizado para obtenção dos valores do trio de controle otimizados para o conversor DAB. Inicialmente foi proposto em Piveta et al. (2015) para atuar em conjunto com um algoritmo de otimização da frequência de comutação, dos magnéticos e

dos semicondutores do conversor DAB. Desta forma, busca-se elevar o rendimento médio ponderado da topologia DAB.

O Fator de Corrente é baseado na relação entre a corrente média de saída refletida para o primário e a corrente RMS do primário do conversor DAB de acordo com a equação (4.2). Com isso, busca-se reduzir a quantidade de energia circulante do conversor.

$$FC = \left| \frac{aI_{LV}}{I_{LRSM}} \right|. \quad (4.2)$$

A partir desta ferramenta, busca-se ampliar as regiões de comutação suave do DAB fazendo uso da modulação TPS. O algoritmo FC é desenvolvido com base na proposta de Krismer e Kolar (2012). Os padrões de operação do conversor utilizados para limitar os pontos de operação, bem como as análises das correntes e tensões nos pontos de comutação dos interruptores são baseados no mesmo trabalho. A partir do FC proposto pode-se verificar a ampliação das regiões de ZVS, contudo, a falta de resultados experimentais para comprovação do algoritmo dificulta a comprovação do que foi proposto. A partir disso, nos capítulos posteriores, resultados experimentais com FC serão apresentados em comparação com o algoritmo FP e a modulação PSM.

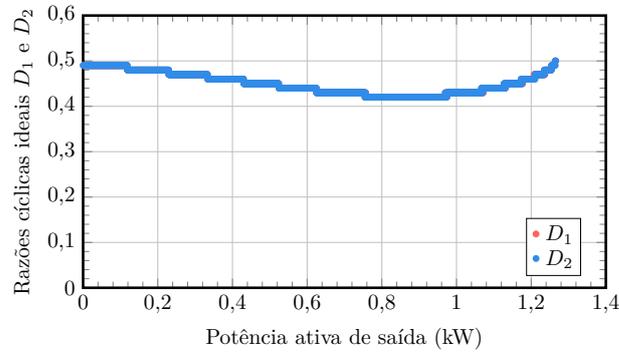
#### 4.3 TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA UTILIZANDO TRIOS DE CONTROLE OBTIDOS COM O ALGORITMO PROPOSTO FP

O conjunto de variáveis do trio de controle determinam o padrão em que o conversor estará operando para cada ponto de operação de potência ativa de saída. A partir dos parâmetros definidos inicialmente no início do algoritmo, pode-se obter as curvas da potência ativa de saída, potência aparente total, o comportamento das razões cíclicas e do ângulo de defasagem.

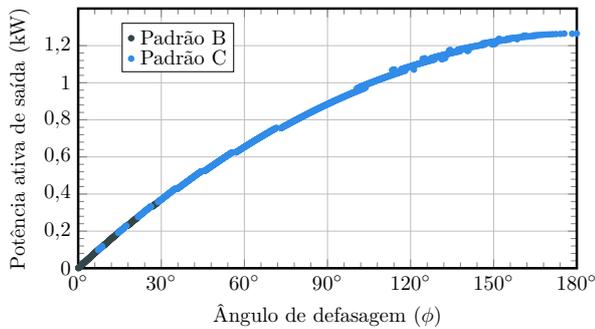
Para que se possa compreender o funcionamento do algoritmo proposto, as curvas da potência ativa  $P_o$ , da potência aparente total  $S_t$  e da trajetória das razões cíclicas do primário  $D_1$  e do secundário  $D_2$  são apresentadas na Figura 4.2. Inicialmente são demonstradas a trajetória das razões cíclicas  $D_1$  e  $D_2$  na Figura 4.2 (a). Na Figura 4.2 (b) é exibida a curva de potência ativa  $P_o$  e, por fim, a Figura 4.2 (c) demonstra o comportamento da potência aparente total que circula pelo conversor. As curvas apresentadas são obtidas para o ganho de tensão do conversor DAB igual a um ( $d = 1$ ) considerando apenas os Padrões em que as comutações ocorrem com ZVS. Neste caso toda faixa de potência ficou compreendida nos Padrões B e C da modulação TPS.

Como ganho  $d$  influencia diretamente na transferência de potência do conversor DAB, por este motivo, torna-se interessante realizar uma varredura na potência de saída com valores de  $d \neq 1$ . Com isso, os parâmetros do trio de controle irão sofrer variações durante a transferência de potência, isto ocorre devido à busca por valores ideais para

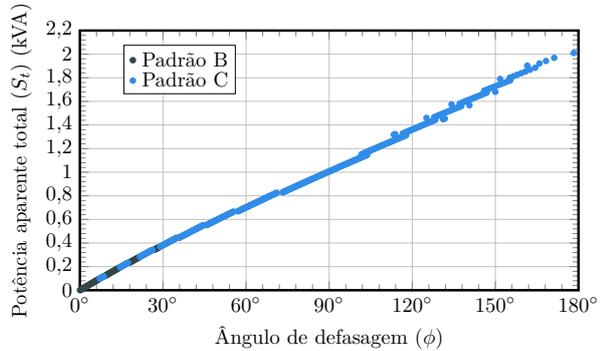
Figura 4.2 – Comportamento das razões cíclicas  $D_1$ ,  $D_2$ , ângulo de defasagem  $\phi$ , potência ativa de saída  $P_o$  e potência aparente total  $S_t$  para  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 50$  V,  $f_s = 100$  kHz,  $L_{DAB} = 158$   $\mu$ H,  $d = 1$  e com FP: a) Razões cíclicas ideais  $D_1$  e  $D_2$ , b) Potência ativa de saída  $P_o$  e c) Potência aparente total  $S_t$ .



(a)



(b)



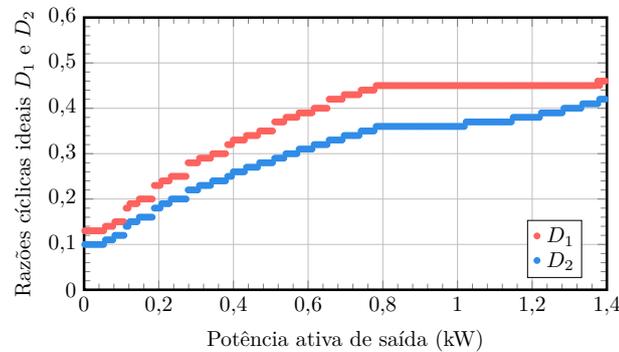
(c)

Fonte: Elaborado pelo autor.

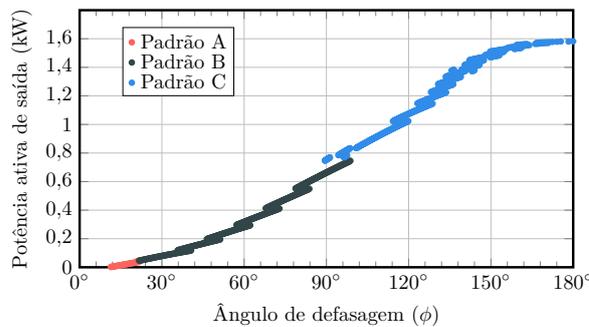
atender as restrições impostas para a transferência de potência. Um exemplo de trio de controle e das faixas de potências alcançadas com  $d = 1,25$  podem ser visualizados na Figura 4.3. A Figura 4.3 (a) apresenta o comportamento das razões cíclicas do primário  $D_1$  e do secundário  $D_2$  durante a variação da carga de saída ( $P_o$  - eixo horizontal da figura). Na Figura 4.3 (b) é exibida a curva de potência de saída  $P_o$  obtida pelo algoritmo, como pode-se perceber, durante toda a varredura, apenas nos padrões A, B e C foram encontrados trios de controle otimizados para transferência de potência com comutações suaves (ZVS). Os demais padrões não retornaram valores de potência e de razão cíclica pois não possuem comutações suaves para todos os interruptores. A Figura 4.3 (c) mostra a curva da potência aparente total  $S_t$  que circula pelo conversor durante a transferência de potência.

Por fim, uma análise para valores de  $d < 1$  foi realizada. A curva de potência e as variações do trio de controle podem ser visualizadas na Figura 4.4, nesta figura o valor de  $d$  utilizado foi de  $d = 0,75$ . Percebe-se que a faixa de transferência de potência é reduzida

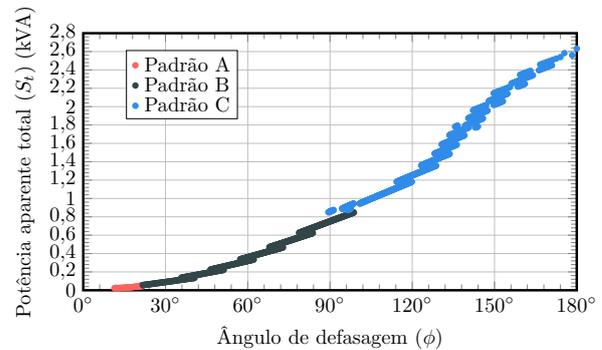
Figura 4.3 – Comportamento das razões cíclicas  $D_1$ ,  $D_2$ , ângulo de defasagem  $\phi$ , potência ativa de saída  $P_o$  e potência aparente total  $S_t$  para  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 62, 50$  V,  $f_s = 100$  kHz,  $L_{DAB} = 158$   $\mu$ H,  $d = 1, 25$  e com FP: a) Razões cíclicas ideais  $D_1$  e  $D_2$ , b) Potência ativa de saída  $P_o$  e c) Potência aparente total  $S_t$ .



(a)



(b)



(c)

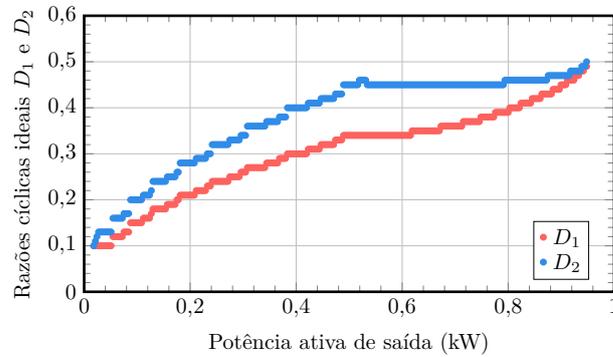
Fonte: Elaborado pelo autor.

em comparação as análises anteriores. Com isso, as variáveis do trio de controle também sofrem variações. A curva de potência ficou compreendida dentro dos limites dos Padrões A, B e C. A Figura está organizada da mesma forma que as anteriores, onde na Figura 4.4 (a) são apresentadas as razões cíclicas do primário  $D_1$  e do secundário  $D_2$ , na Figura 4.4 (b) a curva de potência ativa de saída  $P_o$  e na Figura 4.4 (c) a curva da potência aparente total  $S_t$ .

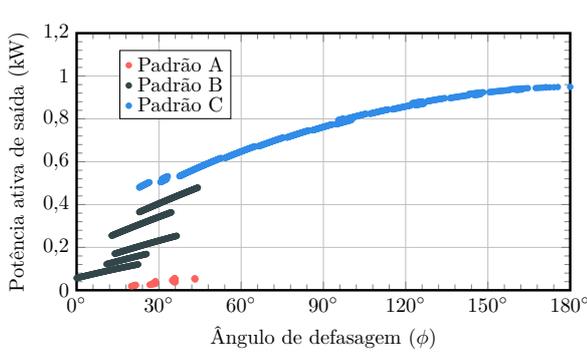
Na Figura 4.4 (b) pode-se perceber o surgimento de descontinuidades durante o processo de determinação dos trios de controle e da obtenção dos valores de potência ativa de saída. Tais descontinuidades não representam pontos de potência de saída  $P_o$  sem trios de controle otimizados, mas sim, pontos onde ocorrem mudanças de ângulos de defasagem  $\phi$  para transferir valores menores ou maiores devido a combinação de razões cíclicas  $D_1$  e  $D_2$  obtidas. Isso ocorre para que se possa alcançar comutações com ZVS em todos os interruptores para cada ponto de operação do conversor.

Para elucidar e exemplificar o comportamento do fator de potência, torna-se importante apresentar o comportamento da relação entre a potência ativa de saída  $P_o$  e

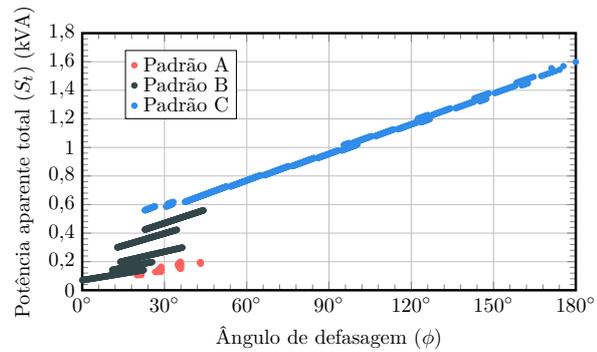
Figura 4.4 – Comportamento das razões cíclicas  $D_1$ ,  $D_2$ , ângulo de defasagem  $\phi$ , potência ativa de saída  $P_o$  e potência aparente total  $S_t$  para  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 37,50$  V,  $f_s = 100$  kHz,  $L_{DAB} = 158$   $\mu$ H,  $d = 0,75$  e com FP: a) Razões cíclicas ideais  $D_1$  e  $D_2$ , b) Potência ativa de saída  $P_o$  e c) Potência aparente total  $S_t$ .



(a)



(b)



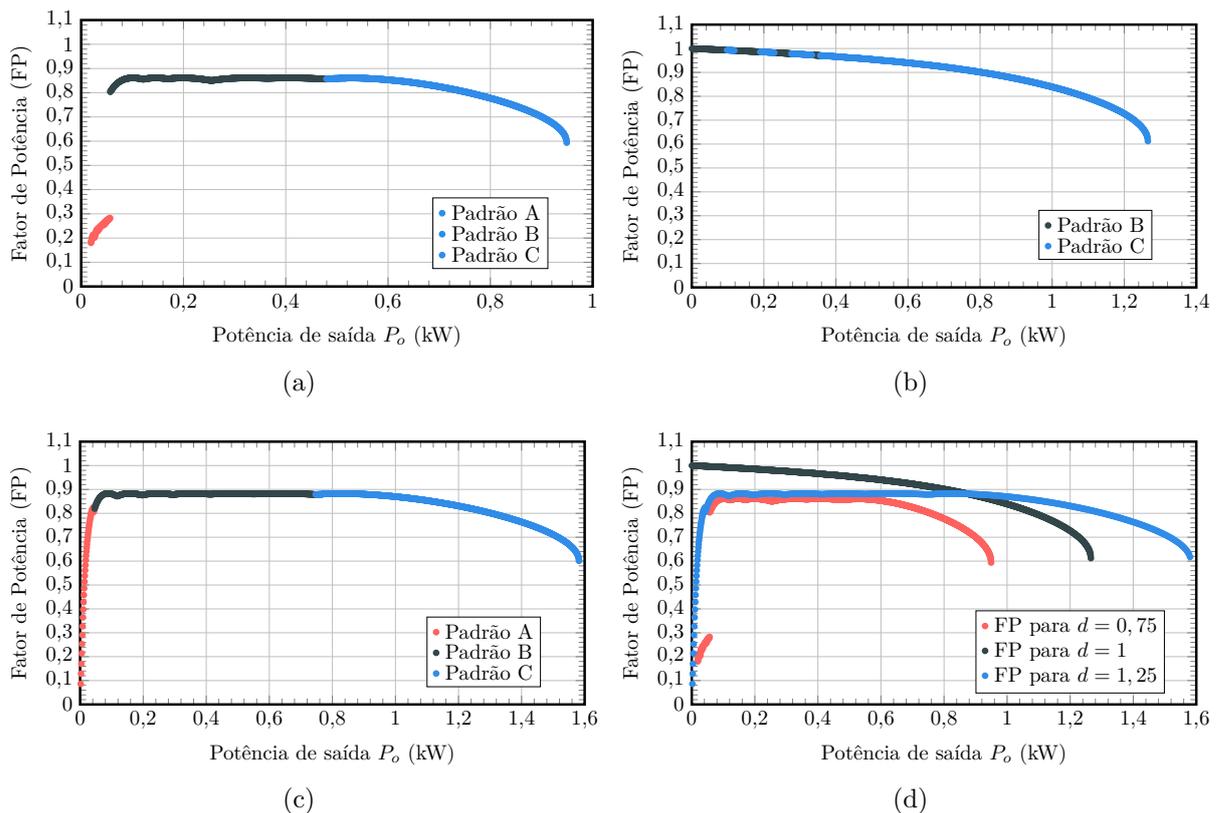
(c)

Fonte: Elaborado pelo autor.

a potência aparente total  $S_t$  que circula no conversor durante o funcionamento. A Figura 4.5 apresenta o comportamento do FP para o conversor DAB com ganho  $d = 0,75$ ,  $d = 1$  e  $d = 1,25$ . A Figura 4.5 (a) apresenta o fator de potência obtido para  $d = 0,75$ . O fator de potência inicia com valor baixo para cargas de até aproximadamente 56 W, tendo em vista, a elevada potência aparente que circula pelo conversor nestes pontos de operação em relação aos níveis de potência ativa. Porém, após este ponto o valor de FP passa para valores próximos de 0,9, uma vez que nestes pontos os níveis de potência aparente apresentam valores próximos aos de potência ativa de saída  $P_o$ . Na Figura 4.5 (b) é mostrado o fator de potência para  $d = 1$ , o qual inicia com valor unitário e vai reduzindo conforme a potência de saída aumenta. A Figura 4.5 (c) exibe o fator de potência para  $d = 1,25$ , onde o FP assume valores pequenos para potências até a faixa de 50 W. Porém, para valores acima de 50 W assume valores próximos a 0,9. Lembrando que quanto mais próximo da unidade for o FP há uma tendência de que a eficiência seja melhorada. Por fim, a Figura 4.5 (d) apresenta os fatores de potência para as três possibilidades de ganho  $d$  analisados (0,75, 1,0 e 1,25). Ao analisar a Figura 4.5 (d), pode-se perceber que o al-

goritmo sempre busca valores de trio de controle otimizados que reduzam a circulação de potência aparente no conversor, obtendo valores de FP elevados, o que indica um possível aumento da eficiência do conversor DAB.

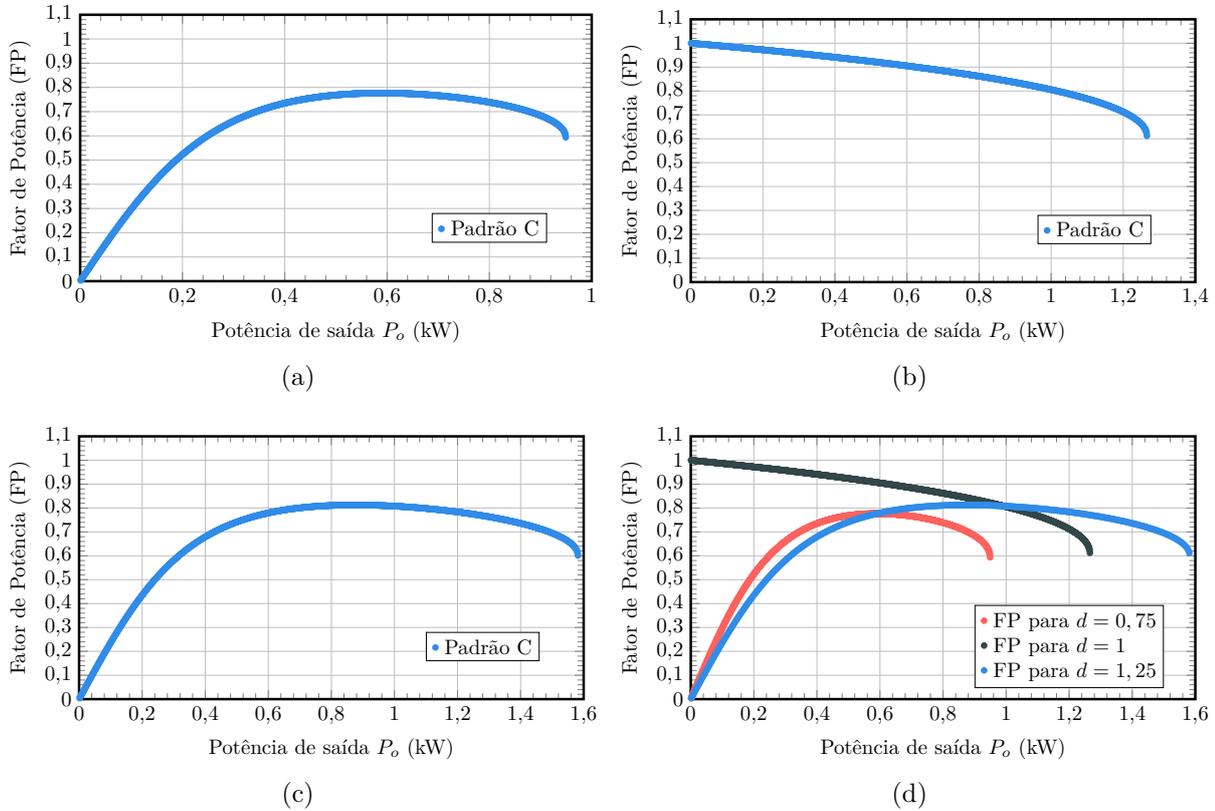
Figura 4.5 – Fator de Potência com TPS para  $V_{in} = 400$  V,  $f_s = 100$  kHz,  $L_{DAB} = 158$   $\mu$ H: a)  $d = 0,75$  e  $V_o = 37,50$  V, b)  $d = 1$  e  $V_o = 50$  V, c)  $d = 1,25$  e  $V_o = 62,50$  V e d) FP com variação de  $d$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Contudo, uma análise comparativa pode ser realizada entre o fator de potência obtido pelo algoritmo proposto e o encontrado para a modulação PSM. Para isso, a Figura 4.6 exibe o fator de potência para PSM com variações de  $d$ . A Figura 4.6 (a) apresenta o FP para  $d = 0,75$  com PSM, o qual possui amplitudes inferiores aos alcançados com a modulação TPS. Ao comparar o FP da Figura 4.6(b) com o da Figura 4.5 (b), onde  $d = 1$ , percebe-se que o fator de potência para PSM apresenta valores semelhantes aos encontrados pelo algoritmo proposto para TPS. Por outro lado, ao comparar o FP da Figura 4.5 (c) com o da Figura 4.6 (c), onde o conversor apresenta ganho  $d = 1,25$ , pode-se perceber que ao variar o trio de controle o algoritmo obtém valores para o fator de potência superior aos encontrados para PSM, o que pode indicar uma eficiência superior para o conversor DAB com TPS em relação a PSM.

Figura 4.6 – Fator de Potência com PSM para  $V_{in} = 400$  V,  $f_s = 100$  kHz,  $L_{DAB} = 158$   $\mu$ H:  
 a)  $d = 0,75$  e  $V_o = 37,50$  V, b)  $d = 1$  e  $V_o = 50$  V, c)  $d = 1,25$  e  $V_o = 62,50$  V  
 e d) FP com variação de  $d$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para validar as aplicabilidades do algoritmo desenvolvido, realizar simulações torna-se importante, pois apresentam de forma rápida e eficiente o comportamento do conversor DAB fazendo uso dos trios de controle obtidos. Desta forma, desenvolveu-se uma simulação do conversor operando com modulação *Triple Phase Shift*.

Neste sentido, a seguir serão apresentadas as principais formas de onda para o conversor DAB em alguns dos possíveis pontos de operação. Para esta análise o *software* utilizado foi o PSim 9.1. Salienta-se que para as simulações todos os componentes são considerados ideais.

Para implementação, buscar-se-á uma forma simplificada, que não dependa de elementos auxiliares complexos ou de elevado custo, como aplicado em trabalhos recentes (SHI et al., 2017; PISTOLLATO et al., 2021; LI et al., 2021). Desta forma, para realizar uma simulação mais realista e com poucos elementos auxiliares, serão utilizados apenas circuitos de medição e de um DSP do modelo TMSF28335. Neste caso, deve-se pensar em

otimizar a utilização da memória do DSP a ser utilizado. Uma vez que esse elemento possui certa limitação de memória, com espaço para 32 mil palavras de 16 bits cada. Ao salvar vetores com grande número de pontos a memória do DSP acaba por ser insuficiente. Para solucionar este problema foi necessário unificar os vetores de razão cíclica  $D_1$  e  $D_2$  em um único vetor. Além do vetor de razões cíclicas fez-se uso de um vetor das potências ativas de saída  $P_o$ , o qual será responsável por indicar o índice no qual estão salvas as razões cíclicas. O ângulo de defasagem  $\phi$  não foi tabelado em conjunto com as razões cíclicas do trio de controle, pois é utilizado para manter a tensão de saída e por consequência a potência ativa de saída fixas, isto será possível através de um controlador PI.

#### 4.4.1 Implementação dos vetores das razões cíclicas no DSP

A memória RAM do DSP é organizada em 8 blocos (L0, L1,...,L7) de 4.000 palavras de 16 bits, totalizando 32 mil palavras de 16 bits. Embora num primeiro momento seja comum presumir que seja possível armazenar 32 mil variáveis de 16 bits, na prática, a memória útil é bem menor. Inicialmente deve-se destacar que diversas rotinas de alto nível em C possuem variáveis definidas no escopo da função, transparentes ao programador, contudo, as mesmas ocupam espaço na memória. Além disso, alguns blocos de memória são duplicados em bancos idênticos, permitindo que alguns periféricos com acesso direto a memória (DMA – *Direct Memory Access*) acessem determinado endereço sem a necessidade do processador. Outros blocos ainda são reservados para funções protegidas e exclusivas de periféricos. Dessa forma, é muito importante que o programador utilize tipos de variáveis adequadas a fim de reduzir o uso da memória RAM que é um recurso limitado.

Conforme exposto acima, cada endereço de memória possui um tamanho de 16 bits. Caso uma variável seja definida como inteira de 32 bits (int32), a mesma ocupará dois espaços de memória. Do mesmo modo, variáveis com ponto flutuante de precisão simples (*float*) no padrão IEE 754 também ocupam 32 bits, onde 1 bit representa o sinal do número, 8 bits representam o expoente polarizado e 23 bits são reservados para a mantissa. De um modo geral, para otimizar o uso da memória, os tipos de variáveis com mais de 16 bits devem ser evitadas.

Em algumas situações o uso de variáveis com ponto flutuante não é opcional, contudo, é possível converter os valores em equivalentes de ponto fixo utilizando-se um multiplicador comum em todas as variáveis envolvidas. Dessa forma, realiza-se uma normalização, contudo, esse processo pode resultar em um aumento no tempo de processamento. Durante a programação do DSP, no momento da inserção dos vetores de razão cíclica ( $D_1$  e  $D_2$ ) e de potência, foi constatado que a memória seria insuficiente. Num primeiro momento, as variáveis fracionárias foram convertidas em valores de ponto fixo

multiplicando-se os valores de potência por 10 e os valores de razões cíclicas por 100. Este processo permitiu uma redução significativa do uso de memória, contudo, não foi suficiente.

Verificando-se os valores de razão cíclica após a multiplicação pelo fator 100, constatou-se que um tamanho de 6 bits seria suficiente para seu armazenamento. Contudo, independente do valor armazenado, cada ponto do vetor continua consumindo 16 bits. Para otimizar o uso da memória realizou-se uma mesclagem dos vetores  $D_1$  e  $D_2$ , em um único vetor  $D_1\_D_2$ , onde  $D_1$  ocupa 8 bits mais significativos da variável de 16 bits e o vetor  $D_2$  os 8 bits menos significativos. As equações e figuras a seguir descrevem o processo de obtenção do vetor composto. A seguir também são descritas as operações para decomposição do vetor  $D_1\_D_2$  e restauração dos valores de razão cíclica  $D_1$  e  $D_2$ .

O processo de mesclagem dos vetores  $D_1$  e  $D_2$  para o vetor  $D_1\_D_2$  pode ser visualizada na Figura 4.7. Para deslocar os valores de  $D_1$  do lado dos bits menos significativos para os lado dos bits mais significativos, varre-se todo o vetor  $D_1$  e deslocam-se as variáveis deste vetor em 8 bits, este processo pode ser representado pela equação (4.3). Para alocar os valores do vetor de  $D_2$  no vetor mesclado  $D_1\_D_2$  faz-se uso da equação (4.4), onde somam-se os valores de  $D_2$  ao zeros deixados pelo deslocamento do vetor  $D_1$ .

$$D_1\_D_2[n] = D_1[n] \ll 8. \quad (4.3)$$

$$D_1\_D_2[n] = (D_1[n] \ll 8) + D_2[n]. \quad (4.4)$$

Figura 4.7 – Processo de mesclagem dos vetores de razão cíclica do primário  $D_1$  e do secundário  $D_2$  para o vetor mesclado  $D_1\_D_2$ .

$$\begin{array}{l}
 D_1[n] \boxed{00000000000000} \boxed{001101} \quad D_2[n] \boxed{00000000000000} \boxed{101011} \\
 \\
 D_1\_D_2[n] = D_1[n] \ll 8 \\
 D_1\_D_2[n] \boxed{00000011010000000000} \\
 \\
 D_1\_D_2[n] = (D_1[n] \ll 8) + D_2[n] \\
 D_1\_D_2[n] \boxed{00000110100100101011}
 \end{array}$$

Fonte: Elaborado pelo autor.

O novo formato do vetor para as razões cíclicas pode ser visualizado na Figura 4.8. Os valores da razão cíclica do primário  $D_1$  são apresentadas na Figura 4.8 (a), os da razão cíclica do secundário  $D_2$  são exibidos na Figura 4.8 (b) e o vetor mesclado completo contemplando os dois vetores de razões cíclicas é mostrado na Figura 4.8 (c).

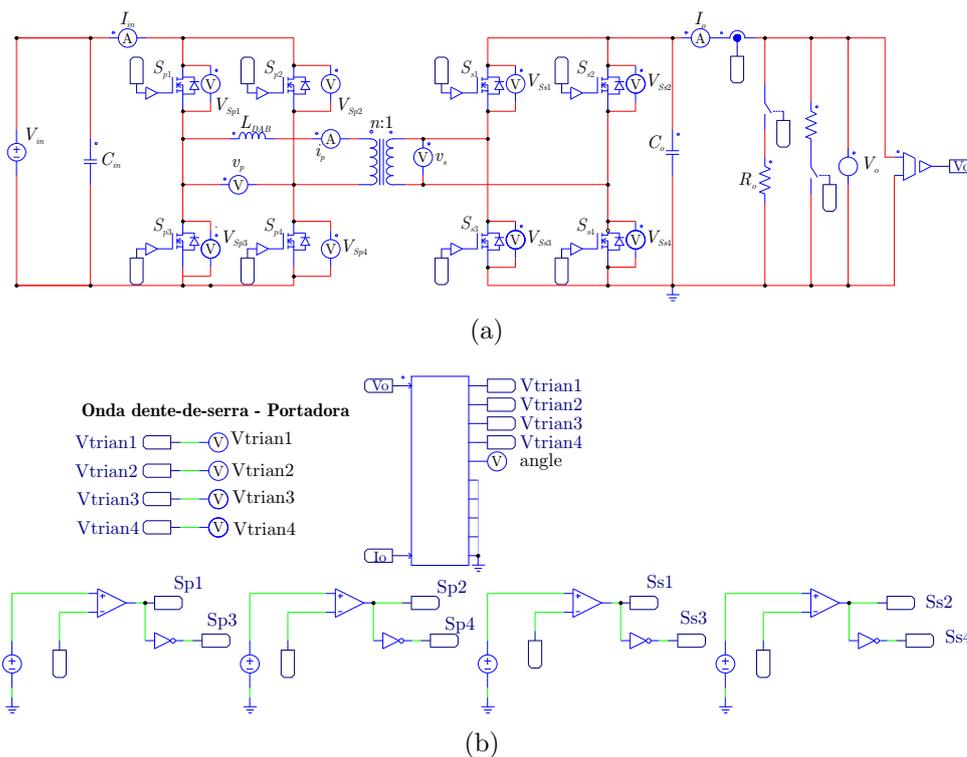
Para a implementação das razões cíclicas efetivas não pode-se utilizar o vetor mesclado, deve-se obter os valores iniciais de razão cíclica. Para isso, deve ser realizado o caminho inverso ao apresentado anteriormente, devendo agora o vetor mesclado  $D_1\_D_2$



#### 4.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR DAB COM MODULAÇÃO TPS E VARREDURA DO VETOR DE RAZÕES CÍCLICAS

Para analisar o funcionamento do conversor DAB com modulação TPS, implementando os conceitos apresentados no subcapítulo 4.3, uma simulação no PSim 9.1 foi desenvolvida. Nesta simulação os mesmos conceitos que serão utilizados na prática através do DPS TMSF28335 foram implementadas. O circuito do conversor DAB simulado é apresentado na Figura 4.10 e os parâmetros do conversor são apresentados na Tabela 4.2. A Figura 4.10 (a) apresenta o circuito elétrico do conversor DAB projetado para uma potência máxima de 500 W e a Figura 4.10 (b) mostra os circuitos responsáveis por gerar as portadoras triangulares e implementar o controlador PI (bloco C), os sinais de comando dos interruptores são gerados através das comparações entre as portadoras triangulares e o valor médio das fontes de tensão.

Figura 4.10 – Conversor DAB simulado: a) Circuito elétrico e b) Circuito de controle e comando dos interruptores.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para comprovar de forma eficiente a implementação sugerida, uma degrau de carga na saída do conversor foi realizado. Foi implementado um degrau de 20 % (100 W) para 100 % (500 W) de carga. O comportamento das tensões do primário  $v_p$  e do secundário  $v_s$  do transformador, da corrente de saída  $I_o$  e da tensão de saída  $V_o$  pode ser observado na Figura 4.11. A Figura 4.11 (a) apresenta as formas de onda e o comportamento dinâmico

Tabela 4.2 – Parâmetros do conversor DAB.

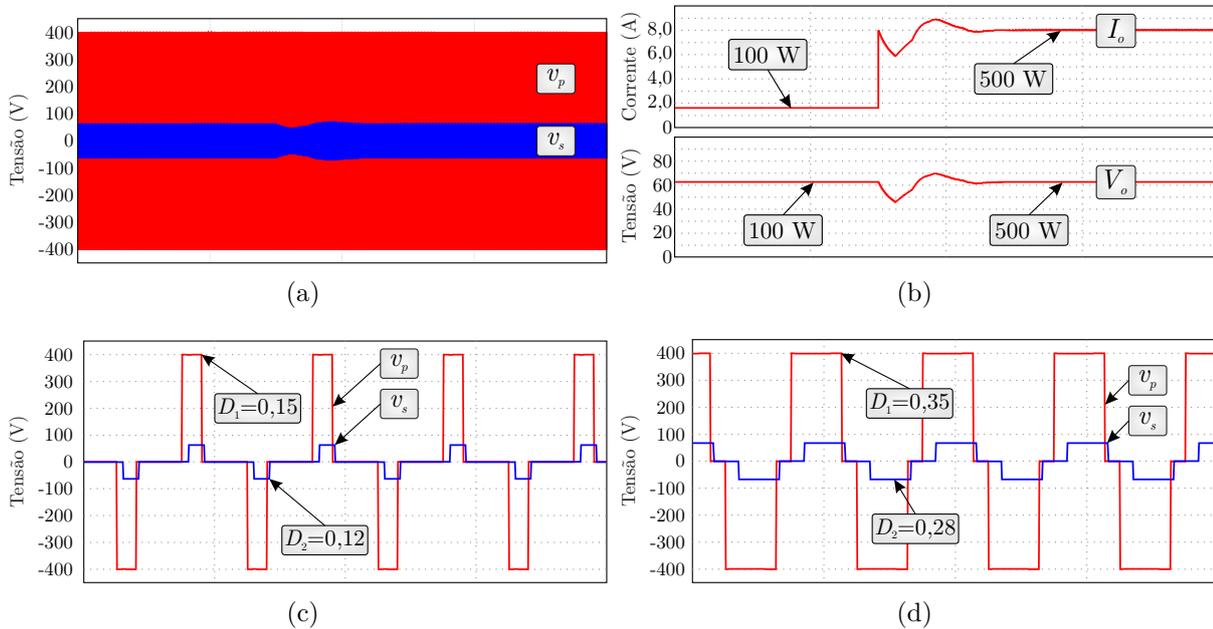
Parâmetro	Valor	Símbolo
Tensão de entrada	400 V	$V_{in}$
Tensão de saída	50 V	$V_o$
Potência nominal de saída	500 W	$P_o$
Ângulo de defasagem nominal	20°	$\phi_{np}$
Frequência de comutação	100 kHz	$f_s$
Indutância auxiliar	158 $\mu$ H	$L_{DAB}$
Capacitor de saída	560 $\mu$ F	$C_o$
Relação de transformação	8	$n$

das tensões do primário  $v_p$  e do secundário  $v_s$  do transformador. Na Figura 4.11 (b) é exibido o comportamento dinâmico da corrente  $I_o$  e da tensão de saída  $V_o$ . Na Figura 4.11 (c) são mostradas as formas de onda  $v_p$  e  $v_s$ , onde fica possível observar as razões cíclicas  $D_1$  e  $D_2$  para a potência de 100 W antes do degrau de carga, as quais possuem valor de 0,15 e 0,12, respectivamente. O valor das razões cíclicas após o degrau de carga, com o conversor operando com 500 W podem ser visualizadas na Figura 4.11 (d), neste ponto as razões cíclicas são de  $D_1 = 0,35$  e  $D_2 = 0,28$ . O ângulo de defasagem  $\phi$  aplicado pelo controlador PI para manter a tensão de saída constante foi de aproximadamente 18° para 100 W e de 39,60° para 500 W.

Para analisar o comportamento do conversor e das razões cíclicas, principalmente utilizando o método dos vetores, um degrau negativo de carga, da carga nominal de 500 W para 20 % da carga, ou seja, 100 W também foi realizado. A resposta dinâmica das variáveis de interesse, bem como os detalhes de cada uma delas pode ser visualizada na Figura 4.12. Nesta situação, as razões cíclicas do primário  $D_1$  e do secundário  $D_2$  apresentaram os mesmos valores das encontradas no degrau negativo, como pode ser observado nas Figuras 4.12 (a) e (b). O ângulo de defasagem  $\phi$  também variou em torno dos valores apresentados na Figura 4.11.

Ao analisar as Figuras 4.11 e 4.12, observa-se que a corrente de saída apresenta um sobressinal elevado, isto ocorre devido ao degrau de carga aplicado possuir grande amplitude. Como se sabe, durante o processo de carregamento de um banco de baterias tal evento não ocorre, tendo em vista que no método de carga Corrente Constante/Tensão Constante (CC/CV) a potência varia linearmente até atingir a tensão de equalização, variando com passos de potência pequenos. Logo, durante o processo de carga degraus acentuados de carga não serão realizados. Sendo assim, para analisar a amplitude do sobressinal da corrente de saída  $I_o$  e da tensão  $V_o$  um degrau de carga positivo de 100 W para 125 W foi simulado. Analisando a Figura 4.13, pode-se perceber que o sobressinal tanto da corrente de saída quanto da tensão de saída são pequenos, demonstrando que o

Figura 4.11 – Conversor DAB com modulação TPS e varredura dos vetores de razão cíclica  $D_1$  e  $D_2$  com  $d = 1, 25$ : a) Tensão do primário  $v_p$  e do secundário  $v_s$ , b) Corrente  $I_o$  e tensão  $V_o$ , c) Razões cíclicas  $D_1$  e  $D_2$  para 100 W e d) Razões cíclicas  $D_1$  e  $D_2$  para 500 W.



Fonte: Elaborado pelo autor.

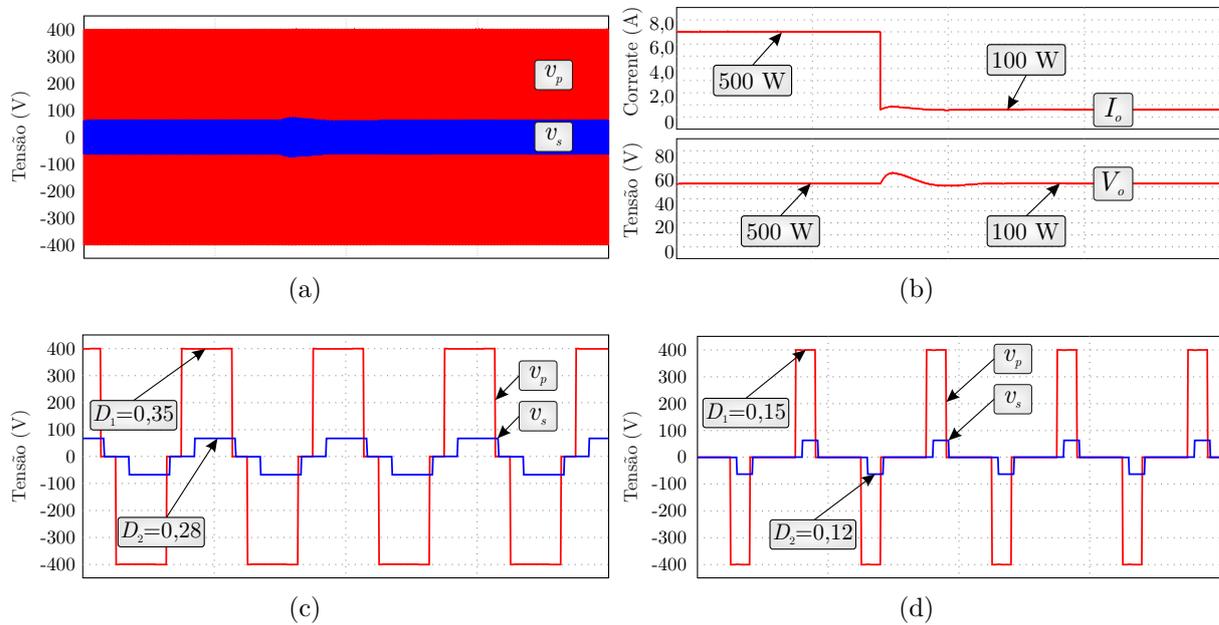
método proposto para varredura dos vetores de razão cíclica pode ser implementado sem acarretar prejuízos ao funcionamento do conversor. Por outro lado, estes degraus elevados mostram a robustez do sistema, tanto do conversor, quanto do sistema de controle quanto do sistema de busca dos vetores. Além disso, pode-se observar variações significativas nos valores de  $D_1$  e  $D_2$  que não ocorrem com degraus pequenos.

Para reforçar a eficácia do método aplicado para realizar a varredura e a implementação das razões cíclicas, um degrau negativo de carga de 125 W para 100 W também foi aplicado ao conversor DAB, como mostra a Figura 4.14. O comportamento dinâmico da corrente e da tensão de saída apresentou pequeno sobressinal com tempo de acomodação relativamente baixo. O que confirma que a utilização das razões cíclicas vetorizadas em conjunto com um controlador PI para manter a tensão e a potência ativa de saída constantes pode ser aplicada no conversor DAB. Salienta-se que para todos os casos o ângulo de defasagem  $\phi$  assumiu valores muito próximos aos determinados pelo algoritmo.

## 4.6 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

O capítulo foi dedicado ao desenvolvimento de um algoritmo capaz de determinar os trios de controle otimizados para o conversor DAB utilizando a modulação *Triple Phase*

Figura 4.12 – Conversor DAB com modulação TPS e varredura dos vetores de razão cíclica  $D_1$  e  $D_2$  com  $d = 1,25$ : a) Tensão do primário  $v_p$  e do secundário  $v_s$ , b) Corrente  $I_o$  e tensão  $V_o$ , c) Razões cíclicas  $D_1$  e  $D_2$  para 500 W e d) Razões cíclicas  $D_1$  e  $D_2$  para 100 W.



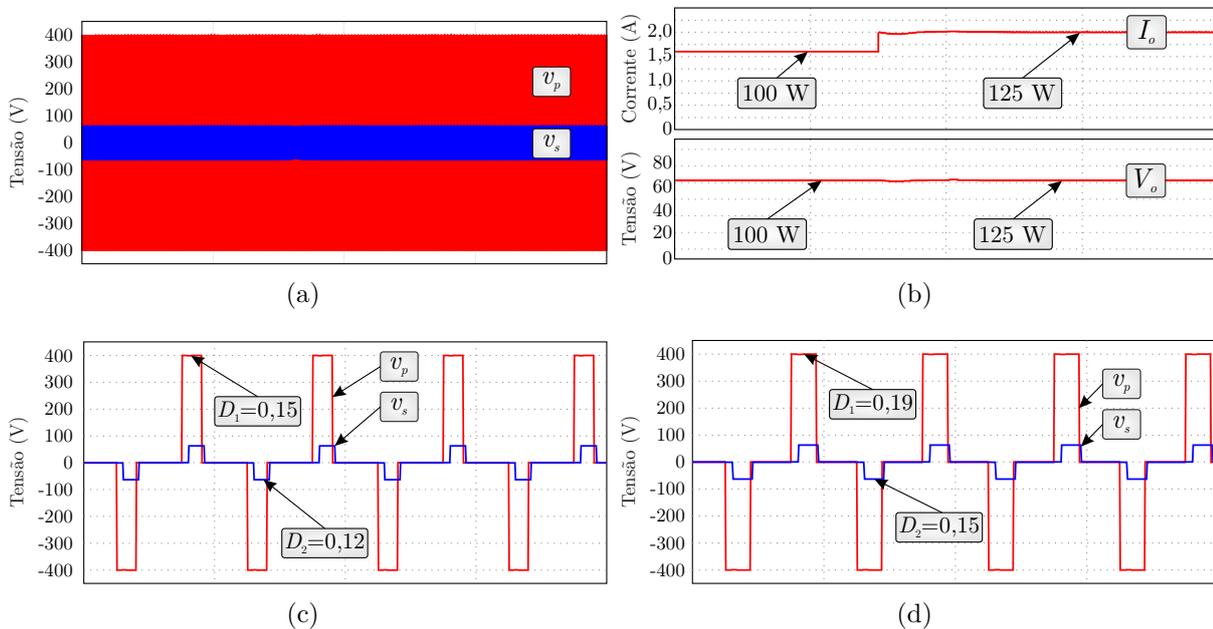
Fonte: Elaborado pelo autor.

*Shift*. O algoritmo proposto executa uma varredura de todas as possíveis combinações de razões cíclicas do primário  $D_1$  e do secundário  $D_2$  com o ângulo de defasagem  $\phi$ . Esta combinação foi chamada aqui de trio de controle otimizado. O algoritmo proposto obtém os trios de controle otimizados para cada ponto de potência ativa de saída (de acordo com o passo de potência  $\Delta P$ ). Para realizar a seleção dos trio de controle otimizados o algoritmo faz uso de uma figura de mérito denominada Fator de Potência, a qual é obtida através da relação entre a potência ativa de saída e a potência aparente total que circula pelo conversor.

A partir do fator de potência foram determinados os trios de controle otimizados que proporcionam comutações com ZVS para todos os interruptores da topologia de acordo com os padrões de operação apresentados no Capítulo 2. Com isso, puderam ser obtidos fatores de potência próximos a unidade, o que devido a simplicidade do algoritmo, resulta em um indicativo de melhor eficiência da topologia.

O algoritmo pode ser aplicado para diversos valores de ganho de tensão  $d$  do conversor DAB. Porém, neste capítulo e no decorrer do trabalho, o foco de utilização foi e será para o conversor operando com  $d > 1$ , no caso  $d = 1,25$ , ganho obtido quando o banco de baterias alcançar a tensão de equalização e flutuação. A partir disso, busca-se otimizar o conversor DAB para operações com baixa carga, onde a modulação PSM apresenta desempenho insatisfatório. Como durante o processo de carga das baterias o

Figura 4.13 – Conversor DAB com modulação TPS e varredura dos vetores de razão cíclica  $D_1$  e  $D_2$  com  $d = 1,25$ : a) Tensão do primário  $v_p$  e do secundário  $v_s$ , b) Corrente  $I_o$  e tensão  $V_o$ , c) Razões cíclicas  $D_1$  e  $D_2$  para 100 W e d) Razões cíclicas  $D_1$  e  $D_2$  para 125 W.



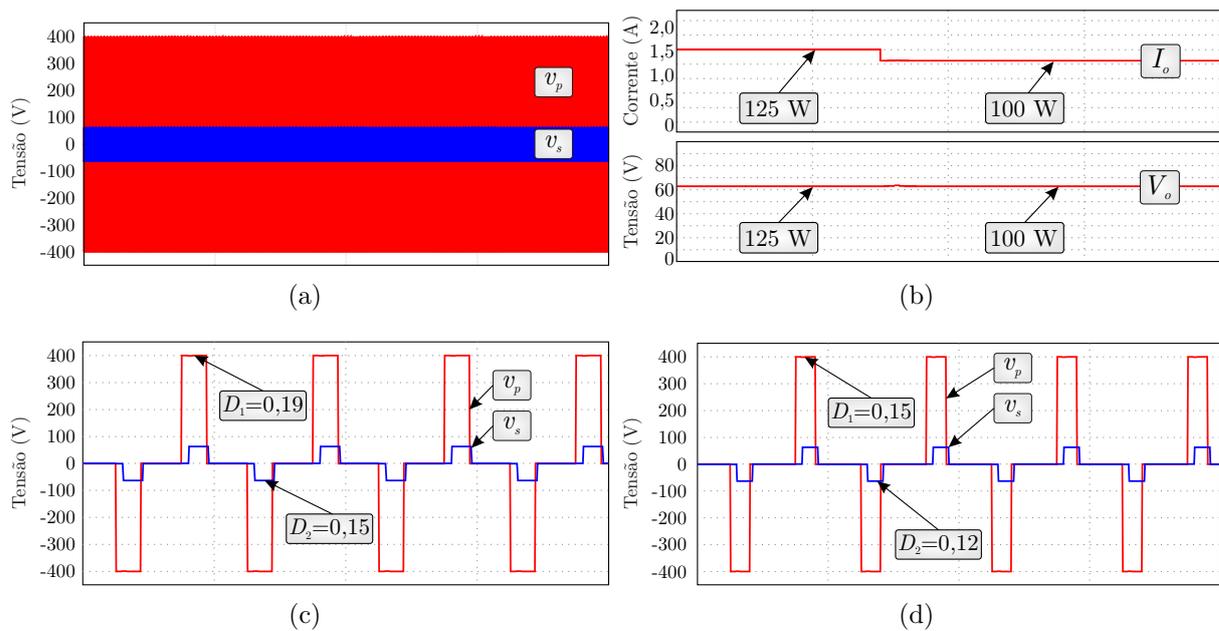
Fonte: Elaborado pelo autor.

sistema passa grande parte do tempo em flutuação ( $d > 1$ ), torna-se importante que a topologia apresente rendimento elevado nestes pontos de operação. A partir dos resultados de simulação foi possível comprovar a aplicabilidade do algoritmo proposto.

Além disso, uma metodologia de aplicação dos trios de controle foi abordada. Onde os vetores de razão cíclica do primário  $D_1$  e do secundário  $D_2$  obtidos através do algoritmo proposto foram vetorizados de forma a reduzir a necessidade de memória dos processador digital de sinais. Os vetores foram agrupados em um único vetor e posteriormente para aplicação efetiva foram desagrupados e aplicados efetivamente. Ainda para reduzir a necessidade de elevada capacidade de memória do DSP, os valores flutuantes ou decimais forma convertidos em valores fixos ou inteiros. Com isso, reduz-se quantidade de memória necessária para alocação dos vetores de razões cíclicas e de potências ativas de saída.

Por fim, resultados de simulação foram obtidos aplicando as técnicas de mesclagem dos vetores de razão cíclica, os quais foram obtidas pelo algoritmo proposto. Para comprovar a aplicabilidade de graus de carga de diferentes amplitudes foram realizados. A partir dos resultados de simulação pode-se comprovar que o método utilizado não compromete e nem causa prejuízos ao funcionamento do conversor DAB para as condições que foi submetido.

Figura 4.14 – Conversor DAB com modulação TPS e varredura dos vetores de razão cíclica  $D_1$  e  $D_2$  com  $d = 1, 25$ : a) Tensão do primário  $v_p$  e do secundário  $v_s$ , b) Corrente  $I_o$  e tensão  $V_o$ , c) Razões cíclicas  $D_1$  e  $D_2$  para 125 W e d) Razões cíclicas  $D_1$  e  $D_2$  para 100 W.



Fonte: Elaborado pelo autor.



## 5 CIRCUITOS DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO - CAC

Quando o conversor DAB estiver operando fora da região de comutação suave (ZVS) sua eficiência pode ser drasticamente prejudicada, principalmente em momentos onde a energia processada é baixa. Durante o processo de carga e descarga de um banco de baterias o conversor irá atuar por alguns instantes fora da região de ZVS, o ZVS será perdido ora nos interruptores do primário, ora nos interruptores do secundário. Por estes motivos, surgiram na literatura sistemas para auxiliar o conversor durante suas comutações sem ZVS, a estes sistemas dá-se o nome de "Circuitos de Auxílio à Comutação" ou CAC. Logo, neste capítulo, serão apresentados os tipos de CAC atualmente aplicados ao DAB, o princípio de funcionamento destes circuitos, bem como um proposta de expansão de um dos CAC apresentados para garantir maior eficiência para o conversor DAB em toda a faixa de operação.

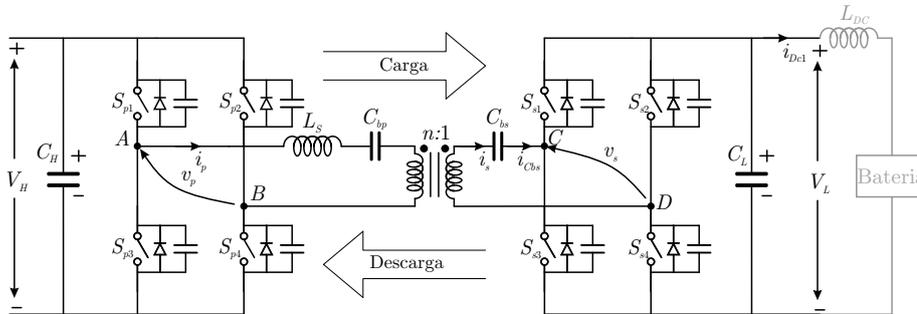
### 5.1 TIPOS DE CIRCUITO DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO

Apesar de na literatura ser enfatizado que o conversor DAB apresenta elevada eficiência para a modulação PSM, bem como ampla faixa de comutação com ZVS, as regiões com comutação sob ZVS podem ser perdidas quando o conversor DAB opera com cargas leves e se o ganho  $d$  for diferente de um. Uma análise sobre o ZVS com PSM foi apresentado na seção 3.1, já a Figura 3.1 mostra os limites de ZVS para PSM. Por este motivo, faz-se uso dos circuitos de auxílio a comutação ou até mesmo sistemas de modulação variados.

O conversor DAB pode atingir alta eficiência quando as tensões de entrada e saída são iguais, ou seja, quando a relação de espiras do transformador for igual a um. Porém, se a tensão de entrada ou a tensão de saída for elevada, a eficiência do DAB cairá significativamente, devido a comutações sem ZVS e por inserir elevada potência aparente circulante na topologia. Assim, em (QIN et al., 2018) é proposto um novo esquema de modulação, cuja ideia principal é introduzir um desvio de tensão no capacitor  $C_{bp}$  conectado em série ao primário do transformador. Esta modulação consiste em manter o interruptor  $S_{s2}$  sempre bloqueado, enquanto que o interruptor  $S_{s4}$  deve ser mantido sempre conduzindo durante todo período de operação do conversor. Os autores citam ainda que a modulação utilizada como base para a proposta é a modulação PSM. O princípio de operação da modulação foi proposta antes de analisar sua região de comutação suave e seu modelo matemático. Ainda segundo os autores, o esquema de modulação é de fácil implementação, pode auxiliar o conversor DAB a obter comutação suave, baixa circulação de potência aparente e, portanto, proporciona alta eficiência, mesmo com a tensão

de entrada ou saída elevada. A topologia proposta pode ser visualizada na Figura 5.1, os resultados experimentais foram obtidos com um protótipo de 1,2 kW.

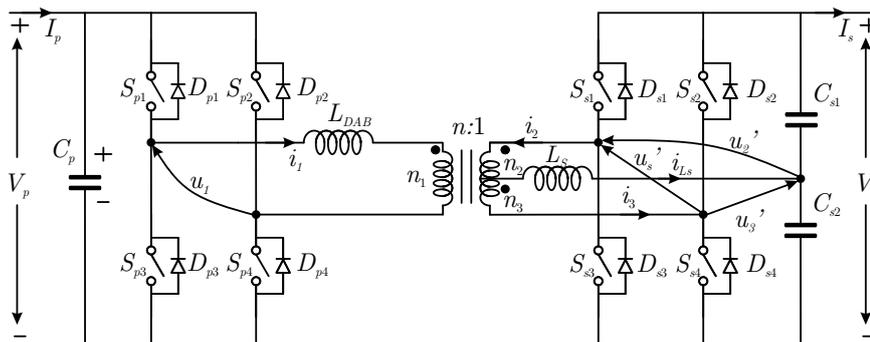
Figura 5.1 – Conversor DAB alimentado em tensão.



Fonte: Adaptado de Qin et al. (2018).

Outra variação topológica do conversor DAB é explorada em (SHEN et al., 2016), o qual consiste em inserir um pequeno indutor entre a derivação central do transformador de alta frequência e o ponto médio de dois capacitores de saída, como pode ser visualizado na Figura 5.2. Neste trabalho, propõe-se um conversor DAB modificado para aplicações com ampla faixa de tensões de entrada. Também é proposto um esquema de controle com deslocamento de fase híbrido (*Hybrid Phase-Shift - HPS*), o qual permite que todos os interruptores atinjam ZVS em toda a faixa de operação. Desse modo, minimiza-se significativamente as perdas de comutação e se reduz a interferência eletromagnética. Além disso, o esquema de modulação proposto não aumenta significativamente as perdas em condução em comparação com a modulação baseada na mudança de fase estendida (*Extended-Phase-Shift - EPS*). Portanto, o DAB modificado pode operar com pico de eficiência de 97 % para baixas cargas. Para alcançar a operação prática com ZVS em todos os interruptores em toda a faixa de operação, minimizando as perdas de condução, a modulação EPS e a modulação *Triple Phase Shift* são combinadas, e ainda um esquema HPS é proposto.

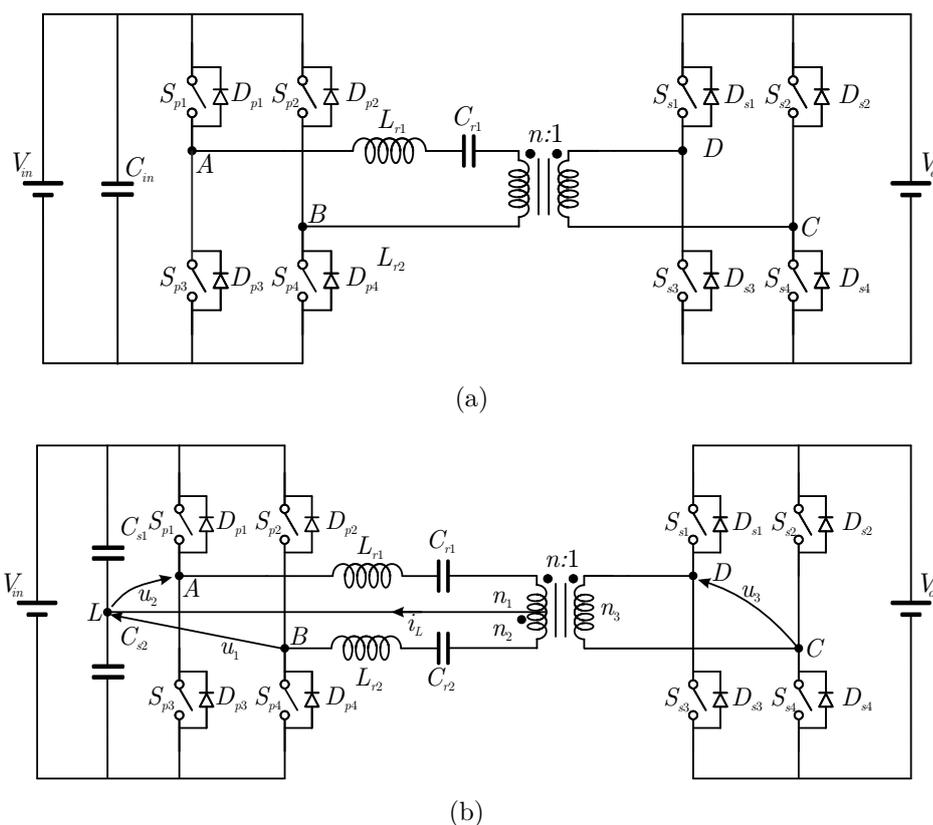
Figura 5.2 – Topologia proposta do conversor DAB baseado em CTT.



Fonte: Adaptado de Shen et al. (2016).

Segundo Wu et al. (2018), comparando o conversor DAB com conversor *Dual-bridge series resonant converter* (DBSRC) pode-se perceber que há a possibilidade de ampliar a faixa de comutação suave. Para ampliar ainda mais a faixa de comutação suave e melhorar o desempenho do circuito, um novo DABSRC com tanque duplo baseado no DABSRC clássico é proposto. Este novo conversor possui dois tanques ressonantes e um transformador "roscado", e pode apresentar um desempenho superior que o DBSRC pelo coeficiente de rosca otimizado no transformador. Seu princípio de operação, ganho de tensão, características de comutação suave e potência de saída são analisados em detalhes e comparados com o DABSRC tradicional. Os resultados mostram que a topologia proposta para tanque duplo apresentou maior ganho de tensão, região de comutação suave mais ampla e maior potência de saída do que o DABSRC tradicional quando o coeficiente de derivação é selecionado de forma aproximada. A Figura 5.3 mostra a topologia DABSRC tradicional (a) e o DABSRC proposto no trabalho (b).

Figura 5.3 – Topologia do conversor DAB: a) Tradicional DABSRC e b) Tanque ressonante duplo DABSRC.

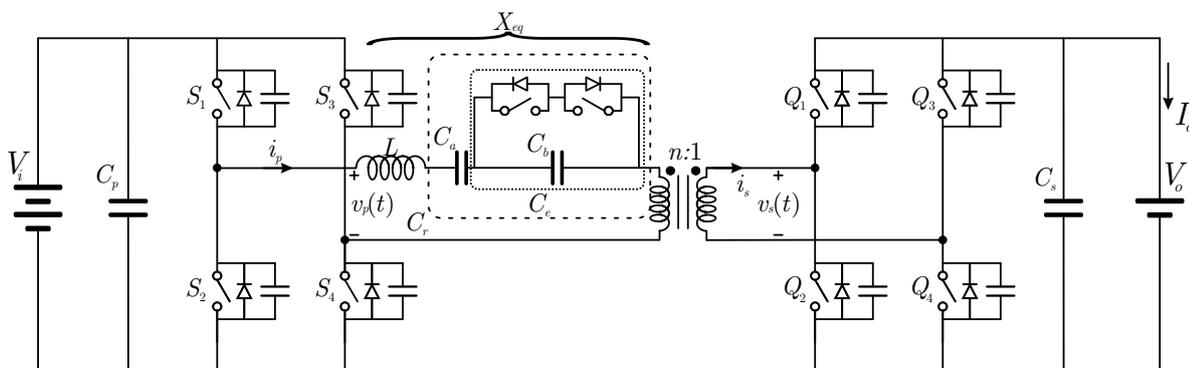


Fonte: Adaptado de (WU et al., 2018).

Tanto as perdas de condução quanto as perdas de comutação podem contribuir significativamente para a perda de potência geral de um conversor CC-CC ressonante bidirecional (DABSRC) operando em alta frequência. Para obter comutação suave e operação de corrente mínima do tanque sob variações de ampla faixa na tensão e corrente

de saída, é proposto um DABSRC baseado em impedância comutada em Yaqoob, Loo e Lai (2018). A operação com corrente mínima no tanque visa reduzir as perdas em condução resultantes da corrente circulante no lado de baixa tensão. A comutação suave em toda a faixa é alcançada em todos os semicondutores, portanto, as perdas de comutação são reduzidas. Com essa nova topologia, o controle de energia é alcançado através do controle de um capacitor, o qual é controlado por um interruptor, variando assim o tanque ressonante em série com o primário do transformador, garantindo assim operação com corrente mínima no tanque e comutação suave em todos os interruptores. A topologia proposta no trabalho pode ser visualizada na Figura 5.4.

Figura 5.4 – Topologia proposta do DABSRC incorporando SCC.

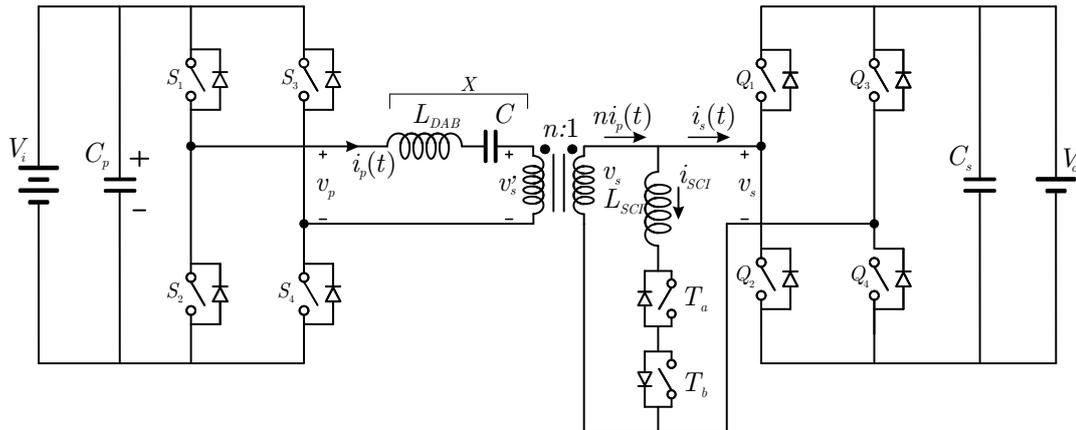


Fonte: Adaptado de Yaqoob, Loo e Lai (2018).

Os mesmos autores do trabalho anterior, ou seja, Yaqoob, Loo e Lai (2017) comentam que as perdas em comutação induzida por comutações sem ZVS contribuem significativamente nas perdas do conversor DAB operando em alta frequência. Então os autores propõem um conversor DAB ressonante do tipo LC baseado em um indutor controlado por chave (SCI) como mostra a Figura 5.5, para mitigar as perdas resultantes da comutação fora da faixa de ZVS para uma ampla faixa de tensão e corrente de saída. A comutação com ZVS pode ser alcançada no lado primário (alta tensão), enquanto no lado secundário (baixa tensão), comutações com ZCS (*Zero Current Switching*) preferencialmente desejadas para reduzir perdas excessivas devido à corrente circulante e as perdas de comutação. Para obter perdas de condução reduzidas, um ponto de operação nominal é escolhido onde a corrente do tanque ressonante é mínima. Para validar o esquema de topologia e modulação proposto, um conversor DAB ressonante do tipo LC baseado em SCI operando a 100 kHz foi projetado para fazer a interface de um barramento de 400 V CC para um armazenamento de energia baseado em supercapacitor.

Em Shen et al. (2019) as características de operação dos conversores DAB são analisadas quando o conversor possui ganho de tensão menor que um. Para a situação em que o conversor DAB não pode operar com comutação suave, ou seja, com carga leve, pode ser utilizada a modulação *Triple Phase Shift*. A modulação TPS ainda é combinada

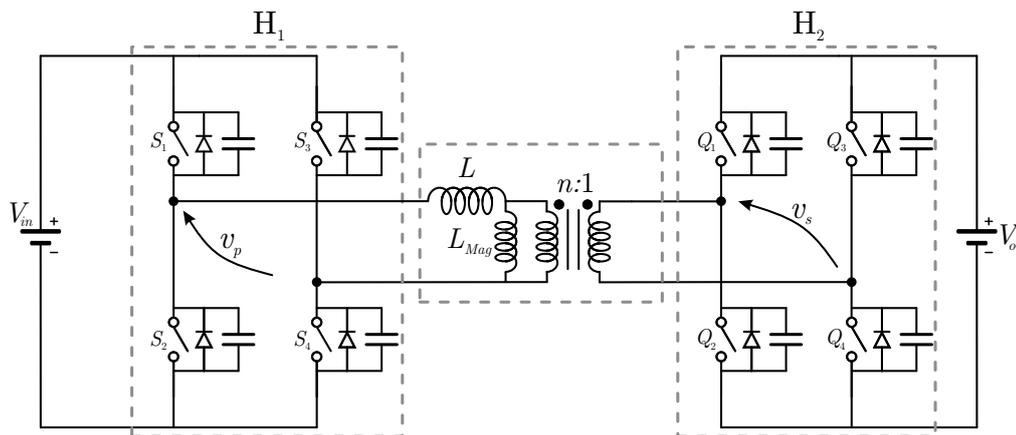
Figura 5.5 – Topologia proposta do DABSRC baseado em SCI.



Fonte: Adaptado de Yaqoob, Loo e Lai (2017).

com técnicas para otimização da corrente RMS. Logo, um método de controle para obter comutação suave em toda a faixa de potência é proposto. A estratégia de controle permite que o conversor realize as comutações sob ZVS em todos os dispositivos semicondutores, o que melhora não apenas as condições operacionais dos dispositivos semicondutores, mas também eleva a eficiência do conversor. A topologia utilizada no trabalho pode ser visualizada na Figura 5.6, onde  $L_{Mag}$  corresponde a indutância de magnetização do transformador da topologia.

Figura 5.6 – Topologia do conversor DAB apresentada em Shen et al. (2019).

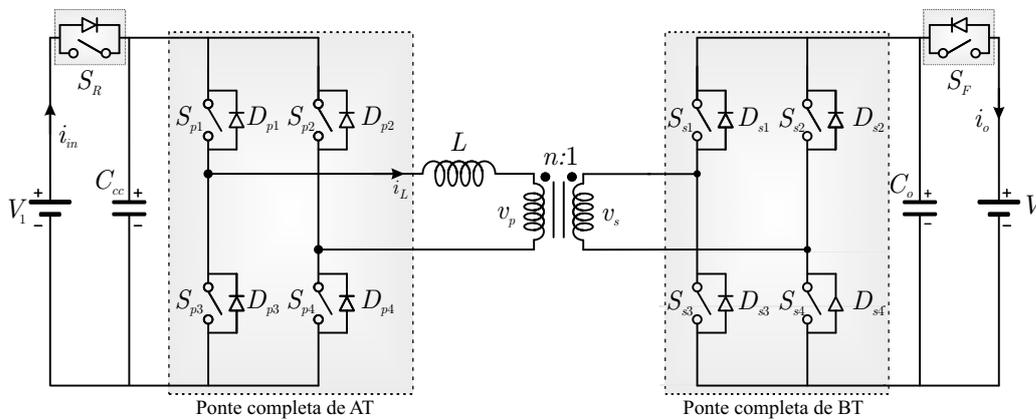


Fonte: Adaptado de Shen et al. (2019).

Segundo Karthikeyan e Gupta (2018), o conversor DAB é o mais adequado para transferir elevadas potências com capacidade de isolamento galvânico e fluxo bidirecional de energia. No entanto, o conversor possui fluxo de potência circulante (*circulation power flow* - CPF) e faixa limitada de comutação com ZVS. Ainda segundo os autores, para superar esses inconvenientes, várias estratégias de modulação foram propostas. No entanto, o CPF pode ser eliminado das tensão de entrada ou de saída. Para eliminar

o CPF nos lados de entrada e saída, um novo conversor CC-CC bidirecional *Front-Rear Switch DAB* (FRS-DAB) foi proposto como o da Figura 5.7. Para a transferência direta de energia os interruptores  $S_{s1}$  e  $S_{s2}$  permanecem bloqueados e o interruptor  $S_F$  entra em condução. Já para a transferência inversa de energia, os interruptores  $S_{p1}$  e  $S_{p2}$  são bloqueados e o interruptor  $S_R$  conduz. Desta forma, restringe-se a circulação de corrente, proporcionando menor esforço dos semicondutores, extensão da faixa de ZVS, maior capacidade de transferência de energia e maior eficiência em comparação com o conversor DAB convencional.

Figura 5.7 – Conversor CC-CC bidirecional FRS-DAB.



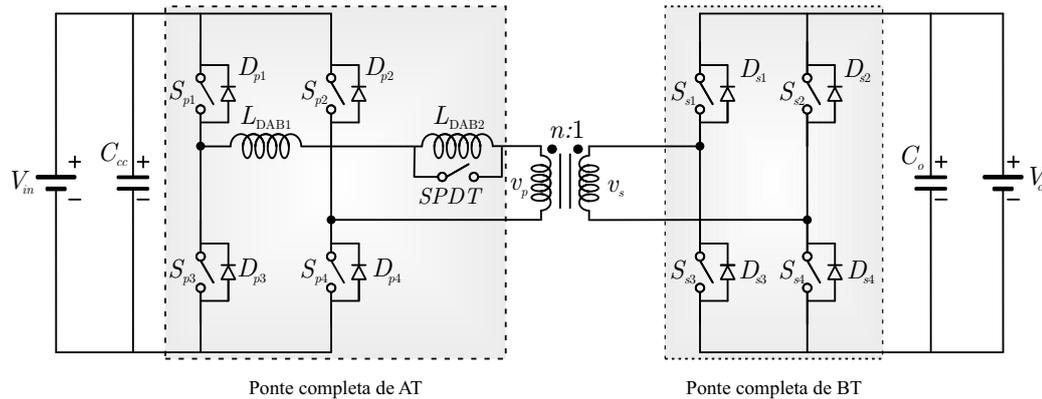
Fonte: Adaptado de Karthikeyan e Gupta (2018).

Por fim, dos mesmos autores do trabalho anterior outra variação de circuito de auxílio a comutação foi proposto. Em Karthikeyan e Gupta (2017) propõe-se um método para melhorar a eficiência do conversor DAB sob condição de carga leve para aplicações com sistemas de armazenamento de energia. Nesta topologia, dois indutores são conectados em série no lado primário do transformador, como mostra a Figura 5.8. Os dois indutores são operados de acordo com as regiões de defasagem angular entre as tensões do primário e secundário, usando um relé de disparo único monopolar (SPDT).

O Circuito de Auxílio à Comutação de (KARTHIKEYAN; GUPTA, 2017) é projetado para operar quando a carga de saída estiver abaixo de 30 % da carga nominal. Quando isto ocorrer, o relé SPDT passa do estado "conduzindo" para o estado "bloqueio", com isso, o indutor  $L_{DAB2}$  passa a compor a indutância auxiliar total do conversor DAB ( $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ ), como pode ser visualizado na Figura 5.9. Desta forma, a corrente de pico sobre a indutância total será reduzida e por consequência são reduzidas as perdas da topologia. Com essa configuração de indutâncias o conversor pode alcançar a máxima potência pré definida, neste caso 30 %, com ângulo de  $90^\circ$ .

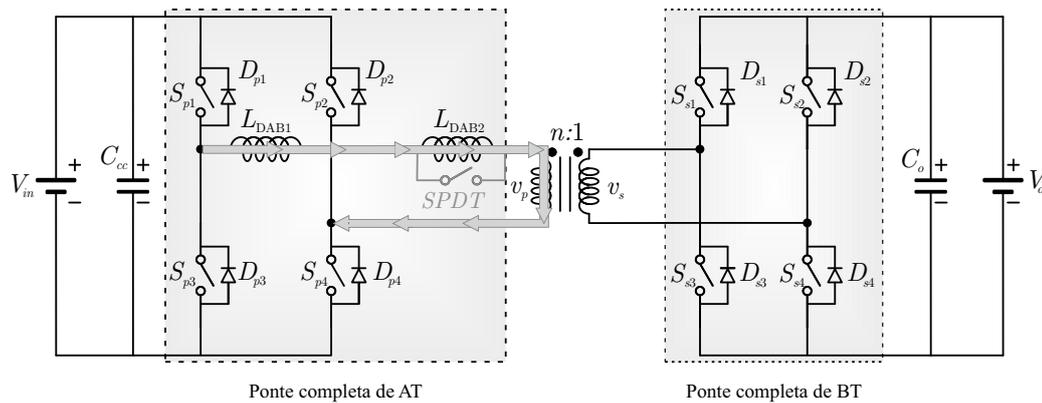
No momento que a carga ultrapassar a potência limite, o relé SPDT passa do estado "bloqueado" para o estado "conduzindo", retirando assim  $L_{DAB2}$  do circuito. Com isso, a indutância auxiliar do primário do conversor será composta apenas por  $L_{DAB1}$ , como

Figura 5.8 – Conversor CC-CC bidirecional DAB com relé SPDT.



Fonte: Adaptado de Karthikeyan e Gupta (2017).

Figura 5.9 – Conversor CC-CC bidirecional DAB com relé SPDT operando abaixo de 30 % da potência nominal.

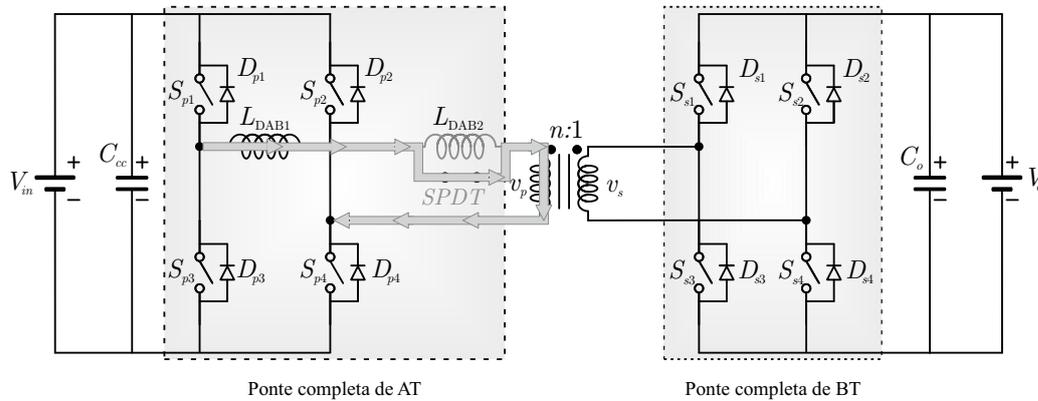


Fonte: Adaptado de Karthikeyan e Gupta (2017).

mostra a Figura 5.10. Desta forma, a corrente de pico será menor, mantendo as perdas reduzidas. A potência nominal será alcançada com ângulo de  $90^\circ$ . O comportamento da potência de saída do conversor operando com o circuito proposto pode ser visualizado na Figura 5.11.

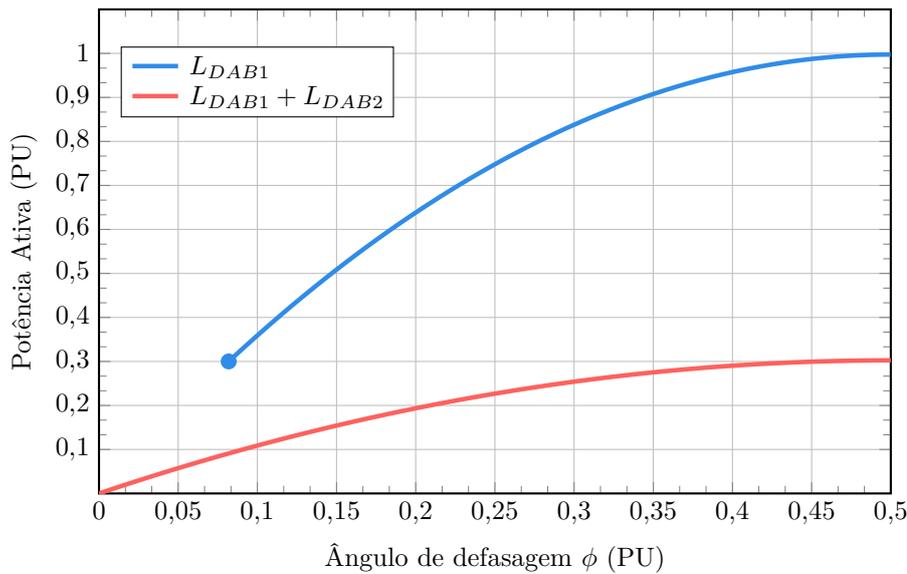
Desta forma, a região de comutação suave é estendida sob condições de carga leve usando o método proposto. Também oferece as vantagens da redução do pico da corrente do lado primário e, portanto, minimiza as perdas de condução e comutação. Este circuito deve ser utilizado em aplicações onde deseja-se que o ganho de tensão  $d$  seja maior que a unidade. Com isso, aplicações como gerenciamento de bancos de baterias, por exemplo, são candidatos ideais para a aplicação, visto que durante o processo de carga e descarga  $d$  sofre variações e geralmente será maior que um.

Figura 5.10 – Conversor CC-CC bidirecional DAB com relé SPDT operando acima de 30 % da potência nominal.



Fonte: Adaptado de Karthikeyan e Gupta (2017).

Figura 5.11 – Características de potência do conversor DAB operando com indutores  $L_{DAB1}$  e  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ .



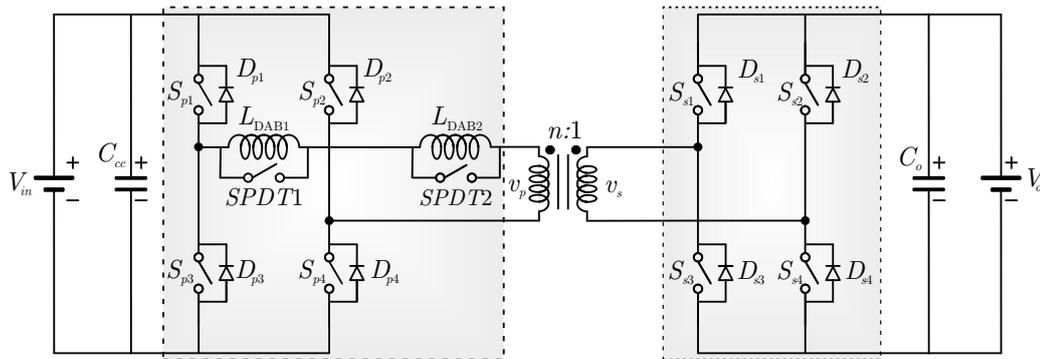
Fonte: Elaborado pelo autor.

## 5.2 PROPOSTA DE CIRCUITO DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO

Os circuitos de auxílio a comutação são utilizados na sua maioria para ampliar a faixa de operação do conversor DAB com comutação suave e, geralmente, são compostos por elementos passivos como capacitores e indutores. Neste contexto, o trabalho de Karthikeyan e Gupta (2017) pode ser expandido. Originalmente os indutores são utilizados de duas maneiras apenas, para valores de carga abaixo de 30 % e para valores acima de 30 % da carga nominal, como foi exposto no subcapítulo anterior.

Desta forma, propõe-se aqui a expansão da topologia, de tal forma que ambas as indutâncias possam operar de forma independente ou em conjunto. Com isso, nesta configuração de relés e indutores podem ser obtidas três configurações distintas de indutâncias, o que significa uma configuração a mais do que a proposta original. Assim, seriam inseridos relés SPDT em paralelo com ambos os indutores, como mostra a Figura 5.12. Salienta-se que se houver a necessidade, o número de indutores e de relés podem ser ampliados, para que assim a corrente de pico do primário assuma sempre a menor amplitude. Com isso, um indutor variável pode ser uma variação topológica interessante para a aplicação. Porém, uma análise detalhada das perdas que podem vir a ser inseridas na topologia do conversor DAB com o indutor variável devem ser realizadas.

Figura 5.12 – Conversor CC-CC bidirecional DAB com circuito de auxílio à comutação proposto.



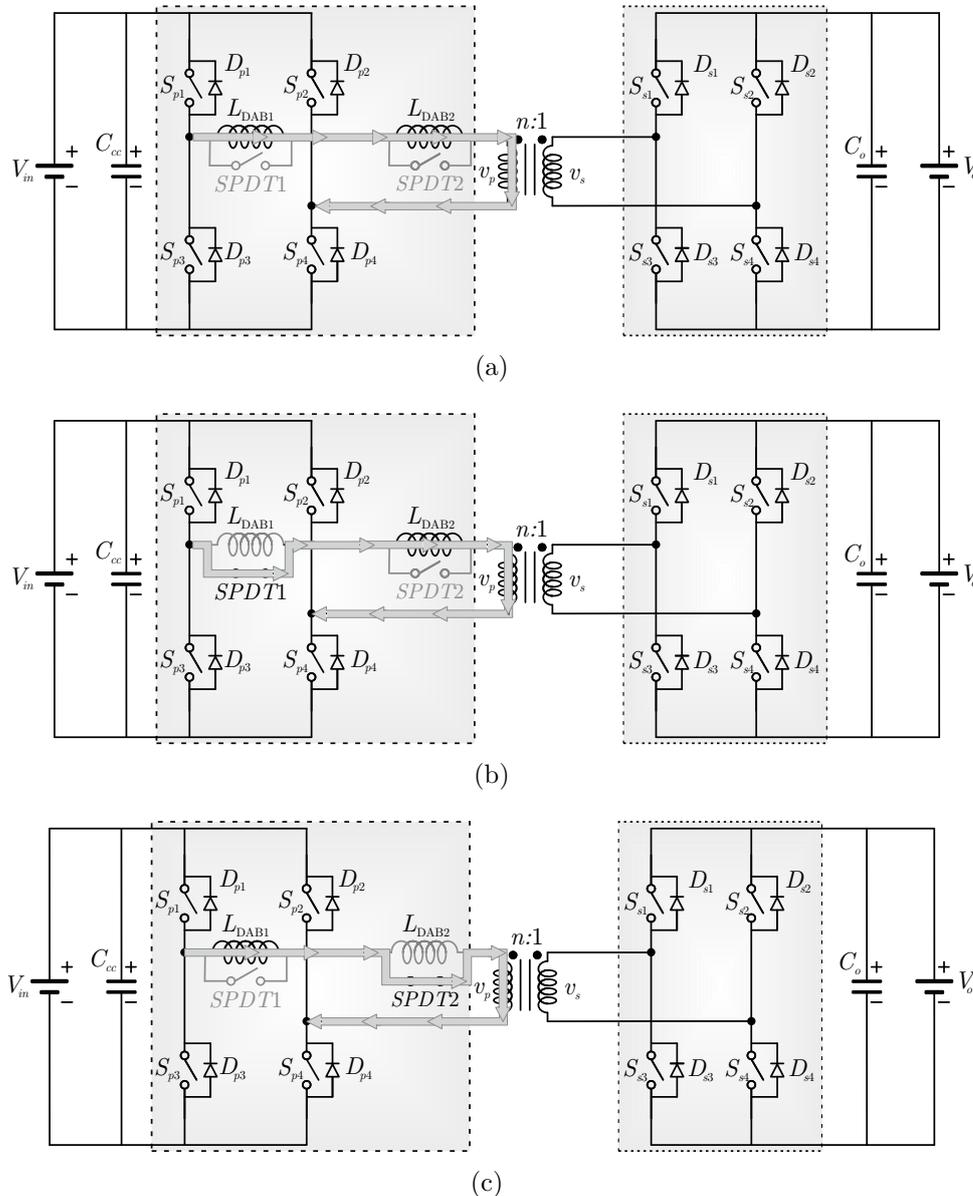
Fonte: Elaborado pelo autor.

Inicialmente, ambos os indutores terão circulação de corrente, isto ocorre devido às baixas cargas. Nesta configuração, a indutância auxiliar do primário será composta por  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ , até um determinado valor de potência de saída que deve ser projetado, sendo que neste caso, ambos os relés (SPDT1 e SPDT2) estarão "bloqueados", esta configuração pode ser visualizada na Figura 5.13 (a).

Para valores de potência acima do valor projetado para baixas cargas, somente o indutor com maior indutância será usado  $L_{DAB2}$ , assim o relé SPDT1 estará "conduzindo" e o relé SPDT2 estará "bloqueado" como mostra a Figura 5.13 (b), nesta configuração o segundo limite de potência pode ser alcançado. Salienta-se que são três os limites de potência que podem ser obtidos, sendo eles: 1) Baixas cargas; 2) Cargas intermediárias e 3) Carga nominal.

Quando a carga de saída do conversor for maior do que o limite projetado para cargas intermediárias, apenas o indutor com menor indutância  $L_{DAB1}$  estará inserido no circuito do conversor DAB. Com isso, o relé SPDT1 estará "bloqueado" e o relé SPDT2 estará "conduzindo", com essa configuração o SPDT2 estará atuando com um sistema de *by-pass* do indutor  $L_{DAB2}$ . A Figura 5.13 (c) apresenta a configuração mencionada.

Figura 5.13 – Conversor CC-CC bidirecional DAB com circuito de auxílio à comutação proposto; a) relé  $SPDT1$  e  $SPDT2$  bloqueados, b) relé  $SPDT1$  conduzindo e  $SPDT2$  bloqueado e c) relé  $SPDT1$  bloqueado e  $SPDT2$  conduzindo.

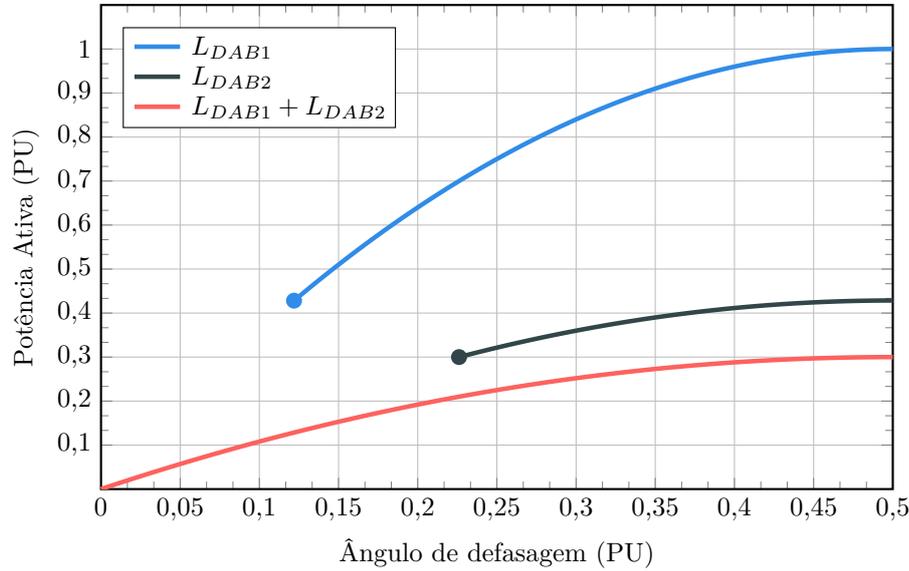


Fonte: Elaborado pelo autor.

As curvas de potência para um exemplo, onde os limites entre as faixas de potências foram determinadas como 30 % para baixas cargas, 43 % para cargas intermediárias e 100 % para carga nominal podem ser visualizadas na Figura 5.14. Desta forma, quando a carga de saída possuir valor inferior a 30 %, os indutores atuam em série ( $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ ) com ambos os relés  $SPDT1$  e  $SPDT2$  no estado "bloqueados", no momento em que a carga fica compreendida entre 30 % e 43 %, apenas o indutor  $L_{DAB2}$  será utilizado para a transferência de potência e, por fim, quando a carga de saída for superior à 43 %, somente

o indutor  $L_{DAB1}$  estará conectado ao circuito. Com isso, a faixa de operação do conversor DAB com corrente de pico do primário reduzida é ampliado.

Figura 5.14 – Características de potência do conversor DAB operando com indutores  $L_{DAB1}$ ,  $L_{DAB2}$  e  $L_{DAB1}+L_{DAB2}$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

No conversor DAB para que seja possível atingir uma ampla faixa de transmissão de potência com a modulação PSM, deve-se variar o ângulo de defasagem entre a tensão do primário  $v_p$  e do secundário  $v_s$  do transformador. Desta forma, os indutores  $L_{DAB1}$  e  $L_{DAB2}$  precisam ser projetados para que possam transmitir uma ampla faixa de potência, a qual pode variar da condição do conversor operando à vazio até a condição de carga nominal. Assim, a transmissão de potência pode ser definida de acordo com a expressão (5.1).

$$P_o = \frac{nV_{in}V_o}{2L_{DAB_{eff}}f_s} \phi_{pu} (1 - \phi_{pu}) \quad (5.1)$$

onde,  $\phi_{pu}$  é a defasagem angular com PSM normalizada,  $n$  é a relação de transformação do transformador,  $V_{in}$  e  $V_o$  são as tensões de entrada e saída do DAB e  $L_{DAB_{eff}}$  é a indutância auxiliar efetiva do DAB, ou seja,  $L_{DAB1}$  ou  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ .

A transmissão de potência máxima ocorre em  $\phi_{pu} = 0,5$  (BAI; MI, 2008), e a expressão pode ser escrita como:

$$P_{m\acute{a}x} = \frac{nV_{in}V_o}{8L_{DAB_{eff}}f_s} \quad (5.2)$$

Para o projeto do indutor  $L_{DAB2}$ , deve-se isolar a variável de interesse  $L_{DAB_{eff}}$  na equação (5.1). Já para o projeto de  $L_{DAB1}$ , deve-se isolar a mesma variável, porém, agora na equação (5.2). Com isso, durante o projeto proposto para os indutores,  $L_{DAB2}$  deve ser maior que  $L_{DAB1}$  ( $L_{DAB2} > L_{DAB1}$ ) e a potência de referência  $P_{ref}$  deve ser comparada

com o valor limite de potência de saída, o qual é considerado 0,3 ou 30 % da carga nominal de saída. Quando  $P_{ref} \leq 0,3 \cdot P_{máx}$ , a carga no conversor DAB é considerada como leve. Ao variar o valor da indutância do primário, deve-se também ajustar o ângulo de defasagem, de tal forma que a potência de saída seja mantida entre  $P_{máx}$  e  $0,3 \cdot P_{máx}$ . O valor mínimo de  $\phi_{pu}$  para potência igual a  $0,3 \cdot P_{máx}$  pode ser determinado usando (5.1) e (5.2), resultando na equação (5.3).

$$\phi_{PU} = 0,5 \pm \sqrt{0,25(1-x)}. \quad (5.3)$$

onde  $x$  é a transferência de potência de referência normalizada que fica entre 0 e 1 e o relé será ativado enquanto  $0,3 \cdot P_{máx} \leq x$ .

Para a condição onde a carga de saída seja  $x \leq 0,3 \cdot P_{máx}$  deve-se projetar novos valores de  $\phi_{pu}$ , pois neste momento a indutância  $L_{DAB_{eff}}$  é composta pelo somatório das indutâncias  $L_{DAB1}$  e  $L_{DAB2}$  ( $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ ). Este novo valor pode ser encontrado através da equação (5.4), onde  $x_{pu}$  é igual a 0,3.

$$\phi_{PU_{30\%}} = 0,5 \pm \sqrt{0,25 \left(1 - \frac{x}{x_{pu_{30\%}}}\right)}. \quad (5.4)$$

Já para o caso onde a potência ativa esteja compreendida entre  $0,3 \cdot P_{máx} \leq x < 0,428 \cdot P_{máx}$  o ângulo de defasagem para esta faixa pode ser definido pela equação (5.5). Pode-se observar que as equações para ambas as faixas de potência são muito semelhantes.

$$\phi_{PU_{42,8\%}} = 0,5 \pm \sqrt{0,25 \left(1 - \frac{x}{x_{PU_{42,8\%}}}\right)}. \quad (5.5)$$

Como mencionado anteriormente, o conversor DAB alcança comutações com zero de tensão (ZVS) para toda faixa de potência apenas quando  $d = 1$ , para valores de  $d$  maior que um ocorre a perda de ZVS nos interruptores do lado primário, enquanto que para valores de  $d$  menores que um ocorre perda de ZVS nos interruptores do secundário como pode ser visualizado na Figura 3.1. Desta forma, torna-se necessário determinar as regiões onde o conversor irá atuar com ZVS em todos os interruptores. Para isso, podem ser utilizadas as equações (5.6) e (5.7), as quais podem determinar os limites de ZVS do DAB a partir do ganho de tensão  $d$ .

Para  $I_Y \geq 0$

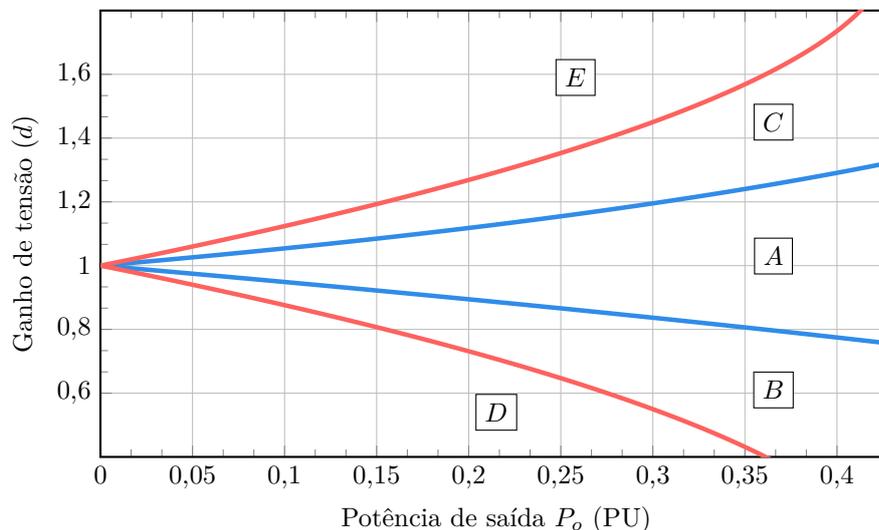
$$\phi_{PU} \geq \frac{1-d}{2}. \quad (5.6)$$

Para  $I_X \geq 0$

$$\phi_{PU} \geq \frac{d-1}{2d}. \quad (5.7)$$

A partir das equações (5.6) e (5.7) pode-se então definir os limites de ZVS para o DAB, a Figura 5.15 apresenta os limites de ZVS para o DAB operando apenas com  $L_{DAB1}$ ,  $L_{DAB2}$  e com  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ .

Figura 5.15 – Região de comutação suave do conversor DAB em função do ganho de tensão  $d$  e da potência de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na operação proposta do DAB, a região de comutação suave é estendida como mostrado na Figura 5.15. A área A representa a região de comutação suave tradicional do conversor DAB com PSM e  $d = 1$ . A área B + C representa uma extensão da região de comutação suave quando  $L_{DAB_{eff}}$  corresponde a  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ , porém, uma parcela deste somatório é determinado pela operação apenas de  $L_{DAB2}$ . Já a área compreendida por A + B + C representa a região de comutação suave da operação do conversor DAB somando a operação tradicional com a operação com o CAC proposto. Portanto, a região de comutação suave se estende sob condições de carga leve com a operação proposta.

Área A - região de comutação suave para operação tradicional,

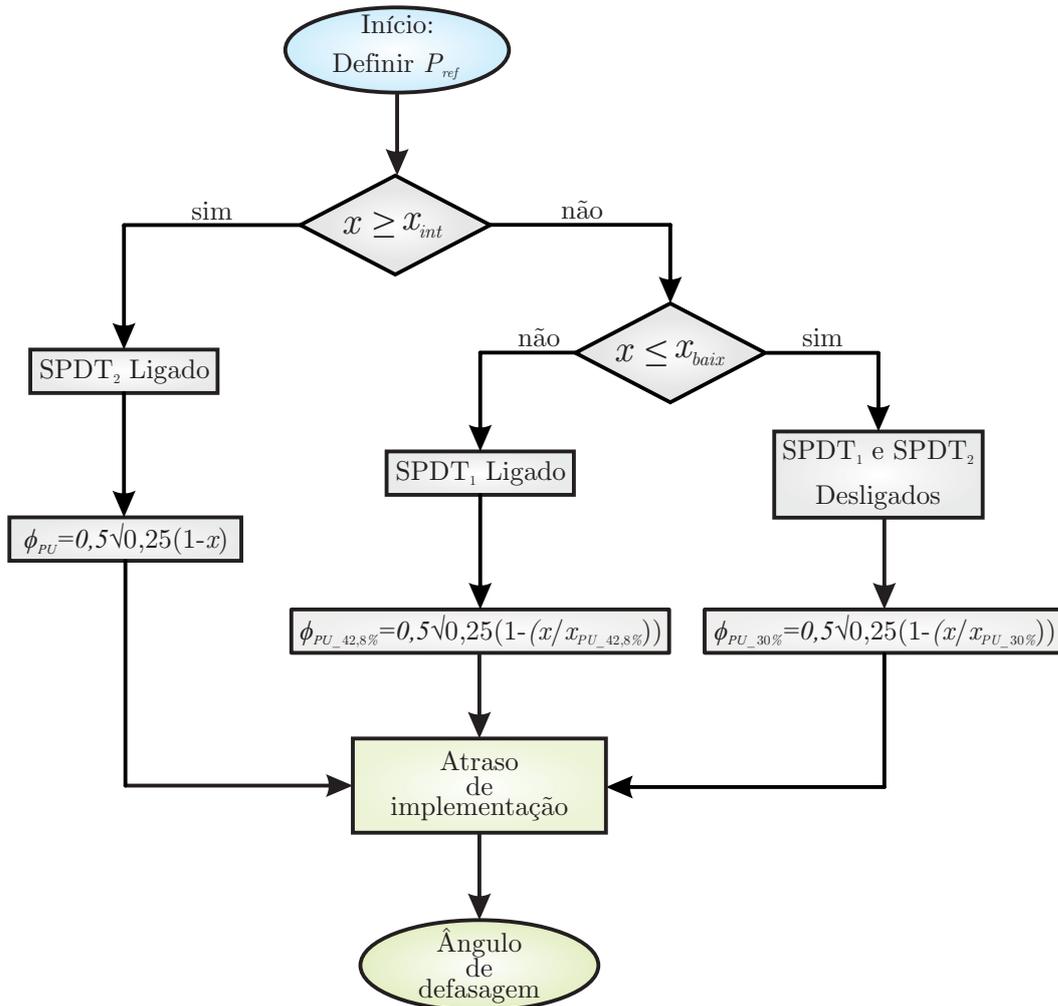
Área A + B + C - região de comutação suave com a operação proposta,

Área B + C - Extensão da região de comutação suave com operação proposta.

Área D + E - Região de comutação sem ocorrência de ZVS.

Para que sejam gerados os sinais de acionamento das chaves  $SPDT1$  e  $SPDT2$  um algoritmo deve ser desenvolvido. Através dele, serão tomadas as decisões de acionamento das chaves em paralelo com os indutores, bem como definir com qual das equações ((5.3), (5.4) ou (5.5)) será determinado o ângulo de defasagem entre as tensões do lado primário e secundário do transformador. A estrutura do algoritmo pode ser visualizada na Figura 5.16, onde inicialmente deve-se determinar o valor de referência para a potência de saída, em seguida, os valores do ângulo de defasagem serão determinados em razão da faixa de potência.

Figura 5.16 – Fluxograma para definição dos parâmetros de acionamento do CAC.



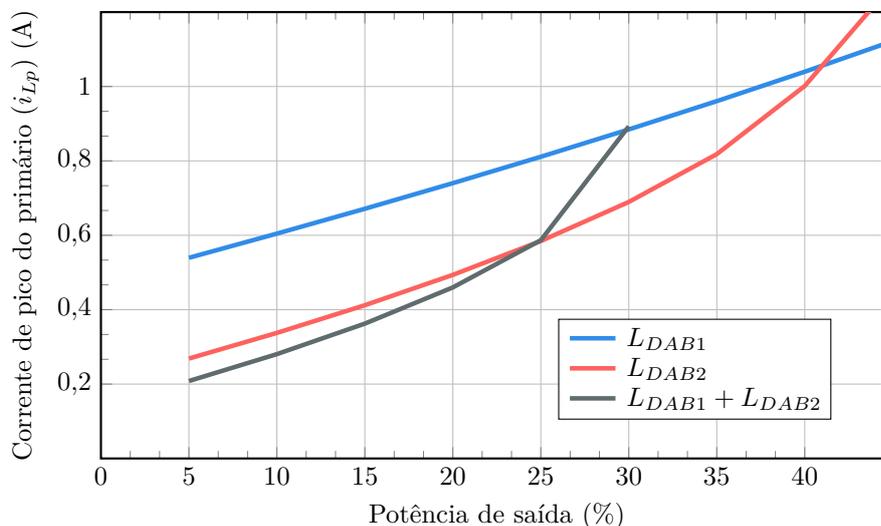
Fonte: Elaborado pelo autor.

Além das análises apresentadas anteriormente, outra maneira de analisar o impacto da utilização adequada das indutâncias para determinadas faixas de carga pode ocorrer através da equação (5.8). Desta forma, pode-se verificar o momento exato onde devem ocorrer a abertura ou fechamento dos relés *SPDT1* e *SPDT2* e ainda, os níveis de corrente de pico que serão aplicado ao primário do conversor para cada ponto de operação, dentro da faixa de operação para baixas cargas, a qual fica compreendida entre 5 % e 43 %. A Figura 5.17 apresenta o comportamento da corrente de pico para aplicação com tensão de entrada de 400 V e de saída de 62,50 V e  $d = 1,25$ .

$$i_{Lp} = \frac{nV_o}{4f_s L_{eff}} (d + 2\phi_{PU} - 1). \quad (5.8)$$

Analisando as curvas das correntes para todas as possíveis configurações de indutores do primário, pode-se perceber que para cargas abaixo de 25 % ao utilizar os indutores  $L_{DAB1}$  e  $L_{DAB1}$  em série ( $L_{DAB1} + L_{DAB1}$ ) acarretará uma menor corrente de

Figura 5.17 – Corrente de pico do primário ( $i_{Lp}$ ) com modulação PSM e CAC proposto para  $f_s = 100$  kHz,  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 62, 50$  V,  $d = 1, 25$  e potência de saída entre 25 e 225 W (5 - 45 %).



Fonte: Elaborado pelo autor.

pico no primário. Já para cargas compreendidas entre 25 % e 42,8 % a utilização de apenas  $L_{DAB2}$  (chave  $SPDT1$  ligada) demonstra menor corrente de pico no primário. Para o restante da faixa de cargas de saída, deve-se utilizar o indutor  $L_{DAB1}$  (chave  $SPDT2$  ligada) conectado ao primário. Desta forma, a corrente do primário do transformador apresentará menor amplitude para toda faixa de operação do conversor DAB, o que acarreta em menores perdas e elevação da eficiência do conversor. A escolha por realizar as comutações de  $SPDT1$  e  $SPDT2$  com 25 % e 42,8% ao invés de utilizar 30% e 43 % deve-se ao cruzamentos das correntes de pico do primário entre si como mostra a Figura 5.17.

Por fim, ao comparar a amplitude da corrente de pico do primário para 5 % de carga com  $L_{DAB1}$  conectado, em comparação com a corrente de pico quando  $L_{DAB1}$  e  $L_{DAB2}$  estão conectados em série, a redução aproxima-se de 38,6 %. Já para o caso de 30 % de carga a redução da amplitude fica próxima de 32 %. Estes ganhos não parecem significativos para a faixa de potência apresentada (500 W), mas ao aplicarmos esta topologia aos circuitos que façam uso de bancos de baterias na casa dos megawatts, uma redução na casa dos 30 % na corrente de pico pode impactar de forma significativa na redução das perdas. Principalmente levando em consideração que estes elementos (baterias) passam o maior período de utilização no modo flutuação, ou seja, com baixa corrente e elevada tensão, o que caracteriza a configuração de baixas cargas, a qual se aplica a proposta desta Tese.

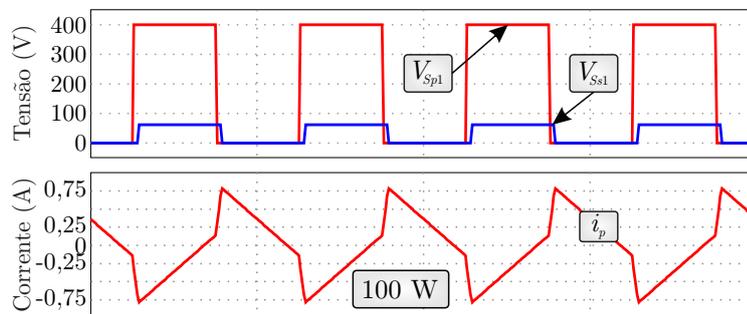
### 5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA CAC OPERANDO COM PSM

Para validar as análises teóricas a respeito do circuito de auxílio a comutação estudados até o momento, será desenvolvida uma simulação para apresentar o comportamento da topologia em estudo, com conversor DAB operando com modulação *phase-shift* e com o circuito de auxílio a comutação.

Neste sentido, a seguir serão apresentadas as principais formas de onda para o conversor DAB em alguns dos possíveis pontos de operação com CAC. Para esta análise o *software* utilizado foi o PSim 9.1, salienta-se que para as simulações todos os componentes são considerados ideais.

Na Figura 5.18 são apresentadas as formas de onda do conversor DAB operando com 20 % de carga (100 W) com apenas a indutância  $L_{DAB1}$  conectada ao primário do transformador, de tal forma que o relé SPDT2 está conduzindo e o relé SPDT1 bloqueado. Neste caso a corrente de pico tem amplitude aproximada de 750 mA com um ângulo de defasagem de  $\phi = 9,50^\circ$ .

Figura 5.18 – Tensão do interruptor do primário  $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário  $V_{Ss1}$  e corrente do primário ( $i_p$ ), com modulação PSM,  $L_{DAB1}$ ,  $\phi = 9,50^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz,  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 62,50$  V,  $d = 1,25$  e  $P_o = 100$  W (20 %).

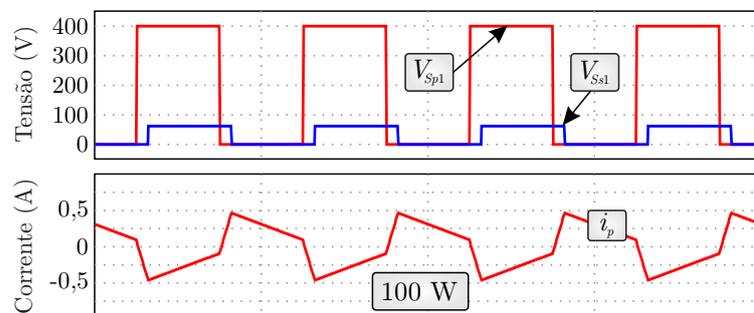


Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.19 exibe as formas de onda das tensões dos interruptores do primário  $V_{Sp1}$ , do secundário  $V_{Ss1}$  e a corrente do primário  $i_p$  para o conversor fazendo uso do indutor  $L_{DAB2}$ . Nesta configuração o relé SPDT1 está conduzindo e o relé SPDT2 bloqueado. A corrente de pico que pode ser observada na figura é de aproximadamente 470 mA com um ângulo de defasagem de  $24,30^\circ$  para a potência de saída de 100 W. A corrente de pico apresenta amplitude inferior a apresentada na Figura 5.18, mostrando que pode-se utilizar a indutância  $L_{DAB2}$  em substituição à  $L_{DAB1}$  para este nível de potência.

O comportamento das formas de onda do DAB para configuração de indutância do primário dada pelo somatório da composição  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$  pode ser visualizada na Figura 5.20. Através da figura, pode-se perceber que o pico da corrente do primário foi reduzido, aproximando-se de 400 mA, o que representa uma redução próxima de 46,70 %

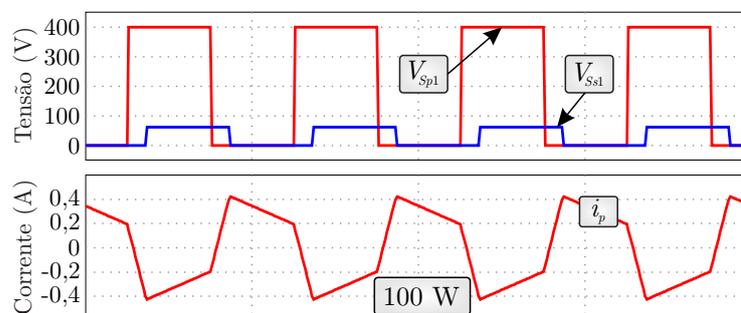
Figura 5.19 – Tensão do interruptor do primário  $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário  $V_{Ss1}$  e corrente do primário ( $i_p$ ), com modulação PSM,  $L_{DAB2}$ ,  $\phi = 24,30^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz,  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 62,50$  V,  $d = 1,25$  e  $P_o = 100$  W.



Fonte: Elaborado pelo autor.

para o mesmo ponto de operação da configuração com apenas  $L_{DAB1}$  e uma redução de aproximadamente de 15 % em comparação com o pico da corrente para quando utiliza-se  $L_{DAB2}$  no primário.

Figura 5.20 – Tensão do interruptor do primário  $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário  $V_{Ss1}$  e corrente do primário ( $i_p$ ), com modulação PSM,  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ ,  $\phi = 38,04^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz,  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 62,50$  V,  $d = 1,25$  e  $P_o = 100$  W.

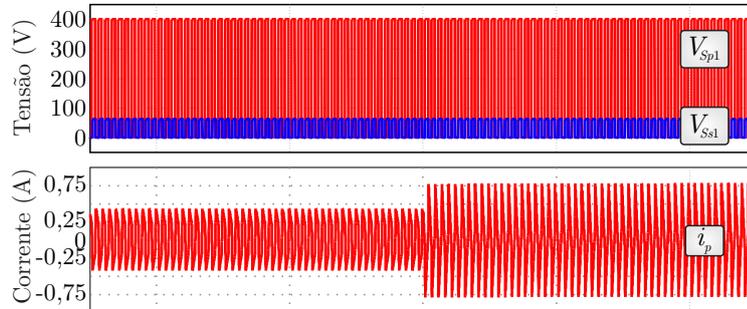


Fonte: Elaborado pelo autor.

Para analisar a estabilidade do conversor DAB durante o processo de mudança de configuração do circuito de auxílio a comutação, uma troca entre a configuração de CAC composta por  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$  para a que utiliza apenas  $L_{DAB1}$  foi realizada. A Figura 5.21 apresenta o comportamento dinâmico das tensões dos interruptores  $V_{Sp1}$  do primário,  $V_{Ss1}$  do secundário e da corrente do primário  $i_p$ . Através da figura a mudança de amplitude da corrente de pico torna-se visível, comprovando que a mesma potência pode ser processada com amplitudes de correntes reduzidas. Tal vantagem só pode ser alcançada com utilização de modulações diferentes da PSM ou com o auxílio do CAC proposto.

Outra forma de analisar a estabilidade do conversor durante a troca entre as configurações do CAC, pode ser obtida realizando a troca de CAC no modo contrário, ou seja,

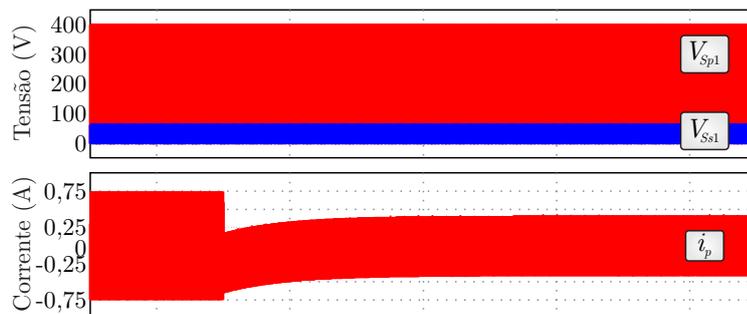
Figura 5.21 – Tensão do interruptor do primário  $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário  $V_{Ss1}$  e corrente do primário  $i_p$ , com modulação PSM,  $f_s = 100$  kHz,  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 62,50$  V,  $d = 1,25$ ,  $P_o = 100$  W com troca de  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$  para  $L_{DAB1}$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

saindo do CAC composto por  $L_{DAB1}$  e passando para o CAC formado por  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ . A partir da Figura 5.22 percebe-se que o conversor precisa de um tempo um pouco maior para entrar em regime após a troca, o que não pode ser considerado um problema, uma vez que para a aplicação proposta (carga de baterias) variações abruptas de potência não são comuns.

Figura 5.22 – Tensão do interruptor do primário  $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário  $V_{Ss1}$  e corrente do primário  $i_p$ , com modulação PSM,  $f_s = 100$  kHz,  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 62,50$  V,  $d = 1,25$ ,  $P_o = 100$  W com troca de  $L_{DAB1}$  para  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ .

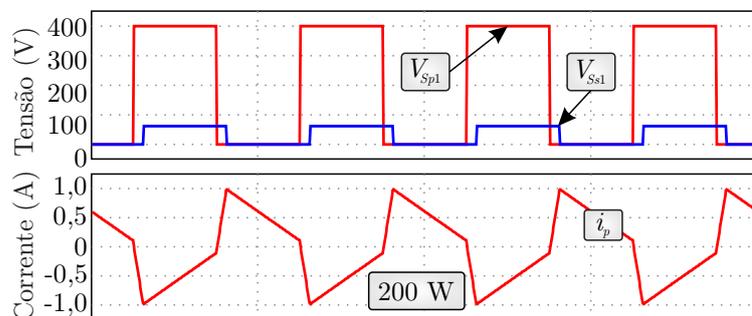


Fonte: Elaborado pelo autor.

Para potência de saída de 200 W a indutância auxiliar do conversor DAB pode assumir duas configurações a partir do CAC proposto. Uma onde apenas a indutância  $L_{DAB1}$  está conectada no circuito, mantendo o relé SPDT1 bloqueado e uma composta pela conexão exclusiva da indutância  $L_{DAB2}$ . A Figura 5.23 apresenta os valores das tensões dos interruptores do primário do secundário e da corrente do primário para a conexão que faz uso de  $L_{DAB1}$  como indutância auxiliar.

Para a situação de 200 W onde a indutância auxiliar do conversor DAB é composta apenas por  $L_{DAB2}$ , a corrente de pico apresenta valor inferior ao valor resultante do

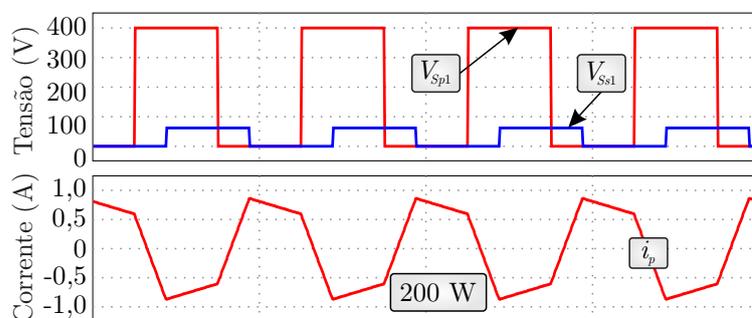
Figura 5.23 – Tensão do interruptor do primário  $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário  $V_{Ss1}$  e corrente do primário  $i_p$ , com modulação PSM,  $L_{DAB1}$ ,  $\phi = 20,28^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz,  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 62,50$  V,  $d = 1,25$  e  $P_o = 200$  W.



Fonte: Elaborado pelo autor.

uso de  $L_{DAB1}$ . A amplitude da corrente do primário para a o CAC com apenas  $L_{DAB2}$  pode ser visualizada na Figura 5.24. O pico da corrente apresentou valor aproximado de 900 mA, contra 1 A para a configuração com  $L_{DAB1}$ . Quando utiliza-se  $L_{DAB2}$  o ângulo de defasagem aplicado foi de  $\phi = 66,98^\circ$  frente aos  $\phi = 20,28^\circ$  da configuração com  $L_{DAB1}$ .

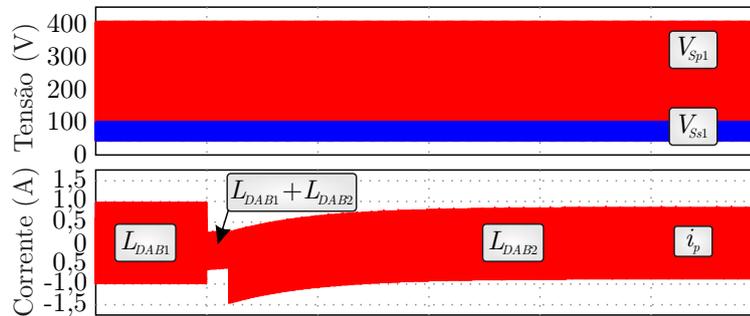
Figura 5.24 – Tensão do interruptor do primário  $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário  $V_{Ss1}$  e corrente do primário ( $i_p$ ), com modulação PSM,  $L_{DAB2}$ ,  $\phi = 66,98^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz,  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 62,50$  V,  $d = 1,25$  e  $P_o = 200$  W.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A troca entre a configuração de CAC com  $L_{DAB1}$  para a com CAC com  $L_{DAB2}$  requer alguns cuidados, uma vez que o conversor DAB não pode utilizar como indutância auxiliar apenas a dispersão do transformador devido as elevadas correntes que irão surgir, podendo danificar os componentes da topologia. Para que isto não ocorra, por um curto período de tempo entre a desconexão de  $L_{DAB1}$  e a conexão de  $L_{DAB2}$ , deve-se manter ambos os indutores conectados ao circuito, mesmo que não seja possível alcançar a potência de saída desejada. O ângulo de defasagem utilizado por  $L_{DAB1}$  deve ser mantido até que a desconexão seja efetivamente realizada. Com isso, a troca entre as indutâncias do CAC pode ser realizada com segurança. O comportamento da corrente do primário nesta situação pode ser observada na Figura 5.25.

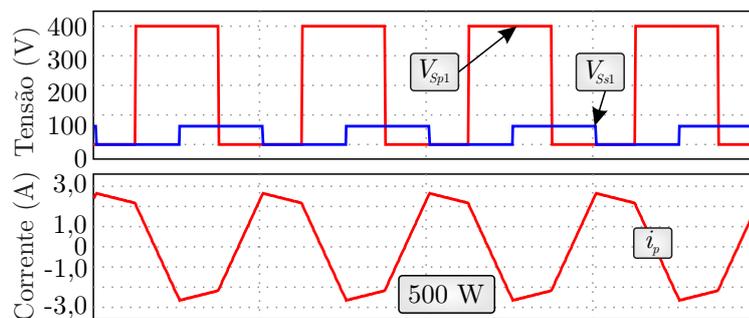
Figura 5.25 – Tensão do interruptor do primário  $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário  $V_{Ss1}$  e corrente do primário  $i_p$ , com modulação PSM,  $f_s = 100$  kHz,  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 62,50$  V,  $d = 1,25$ ,  $P_o = 200$  W com troca de  $L_{DAB1}$  para  $L_{DAB2}$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 5.26 são apresentadas as curvas da corrente do primário  $i_p$ , da tensão do interruptor do primário  $V_{Sp1}$  e do secundário  $V_{Ss1}$  para o conversor DAB processando a potência nominal de projeto de 500 W. Para esta configuração o CAC é composto apenas por  $L_{DAB1}$ , para atingir a potência nominal utiliza-se ângulo de defasagem de  $90^\circ$ . Neste ponto de operação a corrente de pico do primário possui valor aproximado de 2,7 A, como pode ser observado na Figura 5.26.

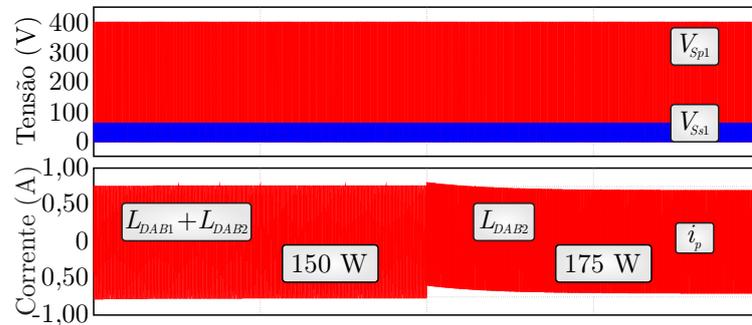
Figura 5.26 – Tensão do interruptor do primário  $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário  $V_{Ss1}$  e corrente do primário  $i_p$ , com modulação PSM,  $L_{DAB1}$ ,  $\phi = 90^\circ$ ,  $f_s = 100$  kHz,  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 62,50$  V,  $d = 1,25$  e  $P_o = 500$  W.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Por fim, a Figura 5.27 apresenta o comportamento da corrente do primário  $i_p$ , da tensão do interruptor do primário  $V_{Sp1}$  e do secundário  $V_{Ss1}$  para um degrau de carga de 150 W para 175 W. A partir da figura, pode-se perceber que o CAC altera a configuração de indutância de  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$  para  $L_{DAB2}$  e recalcula o ângulo de defasagem para o novo valor de potência de saída. Comprovando assim a funcionalidade do CAC proposto.

Figura 5.27 – Tensão do interruptor do primário  $V_{Sp1}$ , do interruptor do secundário  $V_{Ss1}$  e corrente do primário  $i_p$ , com modulação PSM,  $f_s = 100$  kHz,  $V_{in} = 400$  V,  $V_o = 62,50$  V,  $d = 1,25$  e degrau de carga de 150 W para 175 W.



Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 5.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou a descrição das principais características das mais recentes topologias de circuitos de auxílio à comutação. As estruturas apresentam inúmeras vantagens para o conversor DAB operando com baixas cargas. Baseado nos trabalhos apresentados, percebe-se que existe uma grande tendência na utilização de circuitos de auxílio à comutação, visando elevar a eficiência e reduzir os esforços dos semicondutores do conversor DAB.

Devido ao crescimento da utilização do conversor DAB em conjunto com sistemas de armazenamento de energia, propõe-se uma variação topológica do conversor DAB, inserindo um sistema de auxílio à comutação no primário do conversor, de tal forma que a indutância do primário passa a ser dividida em duas indutâncias, as quais são conectadas em paralelo com relés para entrada e saída de condução. Desta forma, quando o conversor operar na faixa de carga compreendida entre 5 % e aproximadamente 43 %, a indutância do primário pode ser composta por  $L_{DAB1}$ ,  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$  ou ainda por  $L_{DAB2}$ . Neste contexto, esta proposta tende a reduzir as perdas por comutação associadas ao primário do conversor.

Para comprovar a aplicabilidade do sistema CAC ao conversor DAB, simulações foram realizadas. Análises do comportamento e das amplitudes da corrente do primário foram desenvolvidas. Percebe-se que a utilização das indutâncias em suas possíveis configurações proporcionaram uma redução significativa nos níveis de corrente. A extensão proposta mostrou-se interessante, pois através dela pode-se expandir a operação do CAC que anteriormente era de até 30 % da carga para um percentual de aproximadamente 43 % da carga. Com isso, as comutações com ZVS podem ser alcançadas para uma faixa maior de potência, o que acarreta o aumento da eficiência global do conversor.



## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nos capítulos anteriores, foram realizadas diversas análises relacionadas a operação do conversor DAB com a modulação *Triple Phase Shift* em conjunto com os trios de controle otimizados definidos pelo algoritmo FP. Neste sentido, o funcionamento do conversor em pontos específicos com a modulação TPS serão abordados. Os limites de comutação com ZVS para os interruptores do primário e secundário são analisados a partir da corrente do primário. O comportamento dinâmico e a implementação vetorizada das razões cíclicas  $D_1$  e  $D_2$  são analisados através de degraus de carga aplicados ao conversor. Além disso, o circuito de auxílio à comutação proposto também teve análise tórica e de simulação realizada, operando em regime permanente e durante os transitórios ocasionados pela alternância entre os indutores que compõe o sistema para diferentes pontos de potência de saída. Desta forma, este capítulo tem como objetivo apresentar o protótipo do conversor DAB implementado para uma frequência de 100 kHz, a fim de validar as análises teóricas realizadas anteriormente.

### 6.1 PROTÓTIPO

O protótipo é composto por um conversor DAB a partir de dois conversores Full-Bridge operando inicialmente em malha aberta, de modo que o objetivo neste momento é comprovar as análises realizadas anteriormente, bem como a transferência de potência da topologia com modulação TPS. Os parâmetros do protótipo são apresentados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Parâmetros do conversor DAB para o protótipo.

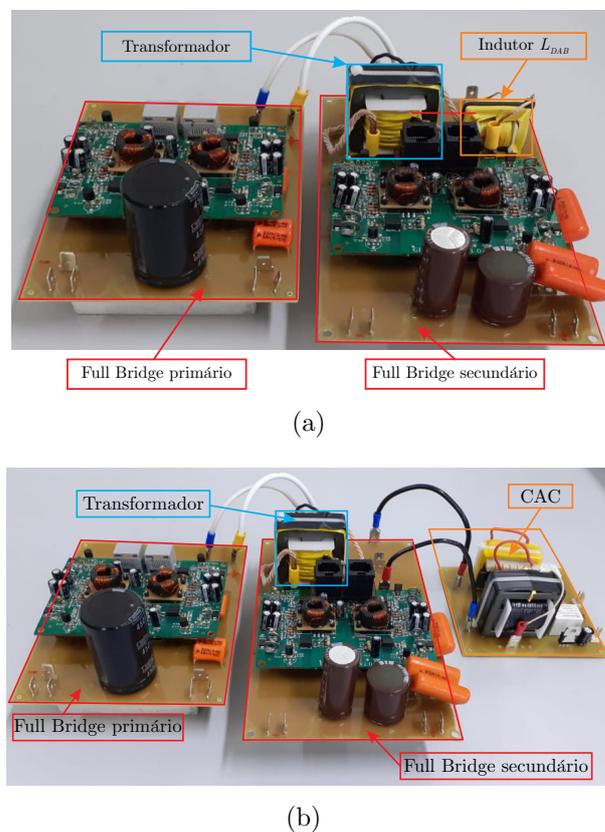
Parâmetro	Valor	Símbolo
Tensão de entrada	400 V	$V_{in}$
Tensão de saída	50 V	$V_o$
Potência nominal de saída	500 W	$P_o$
Ângulo de defasagem nominal	20°	$\phi_{np}$
Frequência de comutação	100 kHz	$f_s$
Indutância auxiliar	158 $\mu$ H	$L_{DAB}$
Capacitor de saída	560 $\mu$ F	$C_o$
Relação de transformação	8	$n$

O protótipo foi desenvolvido para operar com potência nominal de 500 W, a partir de uma tensão contínua de entrada de 400 V. Para a condição de operação com potência

nominal, tem-se um ângulo de defasagem de  $20^\circ$  com relação de ganho do conversor igual a um ( $d = 1$ ). O projeto detalhado do conversor é apresentado no Apêndice B.3.

A Figura 6.1 (a) apresenta o protótipo desenvolvido e implementado para análise dos trios de controle determinados pelo algoritmo FP proposto. A Figura 6.1 (b) demonstra o conversor DAB para utilização do CAC proposto. Ele está dividido em circuitos de potência, o qual é composto por um conversor Full-Bridge no primário e um no secundário, elementos passivos (transformador e indutor auxiliar ( $L_{DAB}$ )) e um DSP, o qual é responsável por gerar os sinais de comando para os interruptores, realizar o processo de controle e condicionamento de sinais.

Figura 6.1 – Foto do protótipo do conversor DAB desenvolvido: a) DAB para modulação TPS e algoritmo FP proposto e b) DAB para aplicação do CAC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

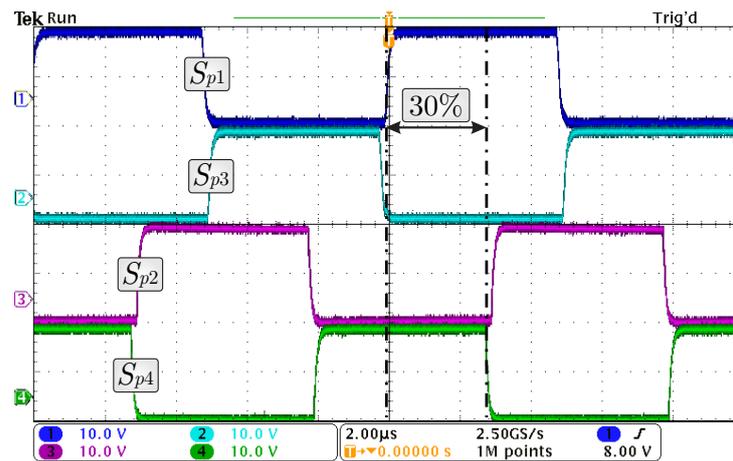
## 6.2 SINAIS DE COMANDO DOS INTERRUPTORES

Os interruptores são acionados e bloqueados de acordo com os sinais de comando que lhes são enviados, neste caso estes sinais são gerados a partir de um DSP. Para a aplicação mencionada, foi utilizado um DSP do modelo TMS320F28335, o qual opera

com um *clock* de 150 MHz. Este dispositivo é fabricado e comercializado pela *Texas Instruments*.

A modulação TPS proporciona a possibilidade de variação das razões cíclicas do primário e do secundário, alterando o comportamento das tensões do transformador. Estas variações ocorrem de forma independente através da defasagem entre as portadoras triangulares. A defasagem das portadoras possibilita uma interação entre os sinais de comando dos interruptores alterando assim as razões cíclicas. A Figura 6.2 apresenta os sinais de comando dos interruptores do Full-Bridge do primário ( $S_{p1}$ ,  $S_{p2}$ ,  $S_{p3}$  e  $S_{p4}$ ) do conversor com modulação TPS. Pode-se observar que a razão cíclica apresenta valores diferentes em comparação com a modulação PSM. Nesta situação a razão cíclica do primário está definida em  $D_1 = 0,3$ , o que representa 30 % do período de comutação. Contudo, os sinais de comando são fixados em 50 % do período de comutação.

Figura 6.2 – Sinais de comando dos interruptores do lado primário ( $S_{p1}$ ,  $S_{p2}$ ,  $S_{p3}$  e  $S_{p4}$ ) para a razão cíclica  $D_1 = 0,3$ .



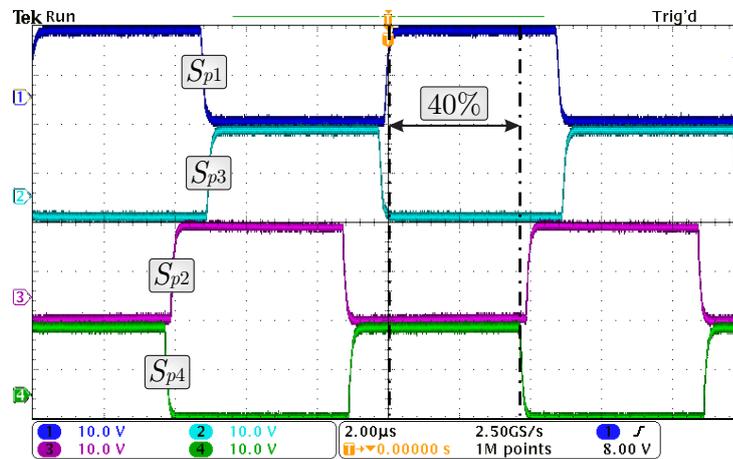
Fonte: Elaborado pelo autor.

Para que seja possível variar a razão cíclica, deve-se defasar os sinais de comando dos interruptores  $S_{p2}$  e  $S_{p4}$  em relação aos interruptores  $S_{p1}$  e  $S_{p3}$ , esta variação pode ser visualizada na Figura 6.3, onde uma razão cíclica de  $D_1 = 0,4$  é aplicada ao primário do conversor. Através da figura pode-se observar que os sinais dos interruptores  $S_{p1}$  e  $S_{p3}$  seguem inalterados.

Para os interruptores do lado secundário, os sinais de comando são semelhantes aos utilizados no lado primário. Contudo, para o controle da razão cíclica dos interruptores do secundário o ângulo de defasagem  $\phi$  passa a compor os sinais. Para facilitar o entendimento, a Figura 6.4 apresenta os sinais de comando dos interruptores do lado secundário com uma razão cíclica de  $D_2 = 0,2$ .

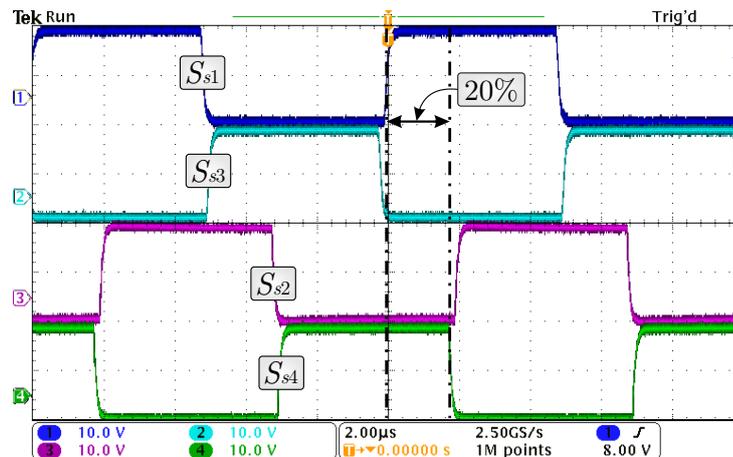
Para exemplificar a defasagem angular  $\phi$  entre os sinais de comando dos interruptores  $S_{p1}$  do primário e  $S_{s1}$  do secundário é apresentada a Figura 6.5, a qual demonstra

Figura 6.3 – Sinais de comando dos interruptores do lado primário ( $S_{p1}$ ,  $S_{p2}$ ,  $S_{p3}$  e  $S_{p4}$ ) para a razão cíclica  $D_1 = 0,4$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.4 – Sinais de comando dos interruptores do lado secundário ( $S_{s1}$ ,  $S_{s2}$ ,  $S_{s3}$  e  $S_{s4}$ ) para a razão cíclica  $D_2 = 0,2$ .

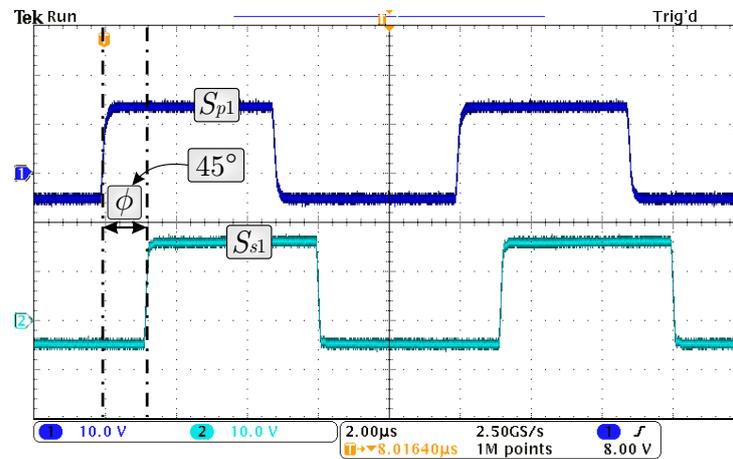


Fonte: Elaborado pelo autor.

uma defasagem de  $45^\circ$  entre os sinais de acionamento. Ainda na mesma figura, pode-se constatar a influência do ângulo de defasagem na razão cíclica do secundário.

A variação do ângulo  $\phi$  é realizada através do deslocamento dos sinais de comando do interruptor do secundário  $S_{s1}$  em relação ao interruptor do primário  $S_{p1}$ . Salienta-se que ao variar o ângulo de defasagem deve-se também manter a mesma relação para os interruptores  $S_{s2}$  e  $S_{s4}$ , para que desta forma mantenha-se a mesma relação para a razão cíclica do secundário  $D_2$ .

Figura 6.5 – Defasagem angular entre os sinais de comando dos interruptores  $S_{p1}$  do primário e  $S_{s1}$  do secundário com  $\phi = 45^\circ$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 6.3 TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA DO CONVERSOR DAB COM TPS

Nesta seção serão apresentados os resultados experimentais obtidos com o protótipo desenvolvido para transferência direta de potência. A tensão de entrada foi estabelecida em 400 V, uma vez que os barramentos de corrente contínua oriundos de fontes de energia renovável apresentam este valor. Já para a tensão de saída definiu-se 50 V devido ao banco de baterias apresentar tensão entre 42 V e 62,50 V. Para obter os níveis de tensão desejados foram utilizadas configurações série/paralela de resistores de potência.

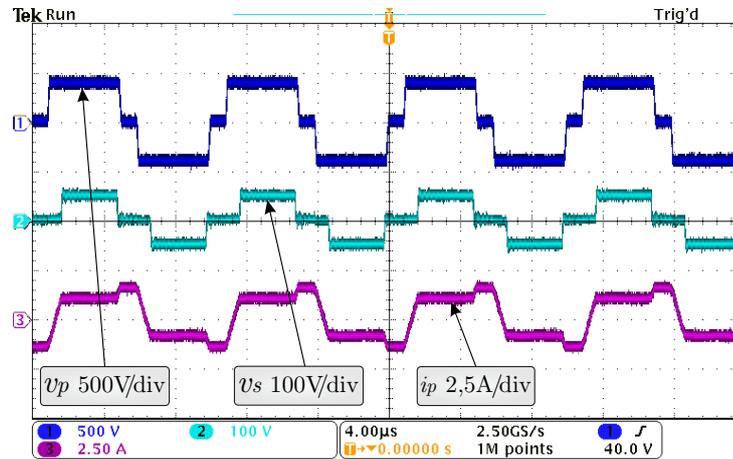
A partir dos resultados experimentais busca-se comprovar as análises teóricas realizadas anteriormente, principalmente no que diz respeito à transferência de potência do conversor com a modulação TPS. Com isso, foram obtidos resultados em alguns dos padrões apresentados no Capítulo 2 (Padrões A, B, C, D, E e F), para isso, foram realizadas variações nos parâmetros do trio de controle ( $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$ ) a fim de verificar os níveis de potência ativa processada pelo conversor DAB.

A Figura 6.6 apresenta a tensão do primário  $v_p$ , tensão do secundário  $v_s$  e a corrente do primário  $i_p$  para o Padrão A. Para alcançar este ponto de operação com potência de saída de aproximadamente 202 W utilizou-se o trio de controle  $D_1 = 0,4$ ,  $D_2 = 0,3$  e  $\phi = 30^\circ$ . O comportamento das tensões do transformador e à corrente do primário é semelhante ao apresentado anteriormente.

Para o Padrão B, as formas de onda de tensão do transformador e corrente do primário são apresentadas na Figura 6.7 com o trio de controle determinado por  $D_1 = 0,2$ ,  $D_2 = 0,3$  e  $\phi = 30^\circ$  para a potência ativa de 470 W.

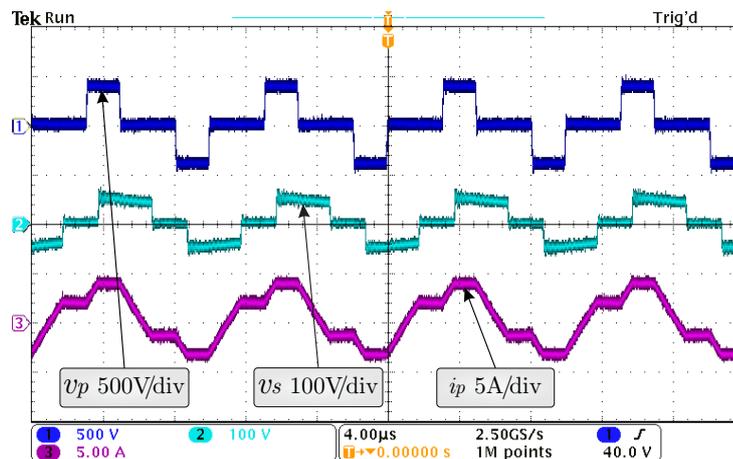
As formas de onda das tensões do primário e secundário e ainda da corrente do primário para o Padrão C são apresentadas na Figura 6.8. O trio de controle para este

Figura 6.6 – Padrão A: Tensão do primário  $v_p$ , tensão do secundário  $v_s$  e corrente do primário  $i_p$  para  $D_1 = 0,4$ ,  $D_2 = 0,3$  e  $\phi = 30^\circ$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.7 – Padrão B: Tensão do primário  $v_p$ , tensão do secundário  $v_s$  e corrente do primário  $i_p$  para  $D_1 = 0,2$ ,  $D_2 = 0,3$  e  $\phi = 30^\circ$ .



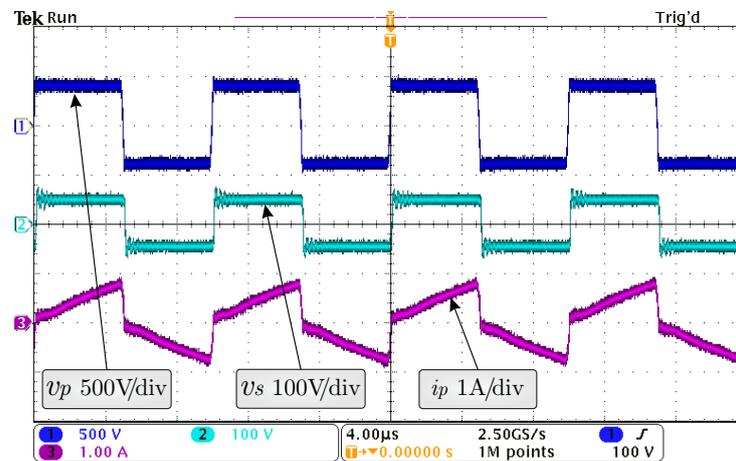
Fonte: Elaborado pelo autor.

ponto de operação foi definido por  $D_1 = 0,5$ ,  $D_2 = 0,5$  e  $\phi = 20^\circ$  para a potência de 500 W.

Por fim, são apresentadas na Figura 6.9 as formas de onda de corrente e tensão do conversor DAB operando no Padrão F para a modulação TPS. O trio de controle para este ponto de operação foi definido em  $D_1 = 0,2$ ,  $D_2 = 0,2$  e  $\phi = 75^\circ$  para a potência de saída de 405 W.

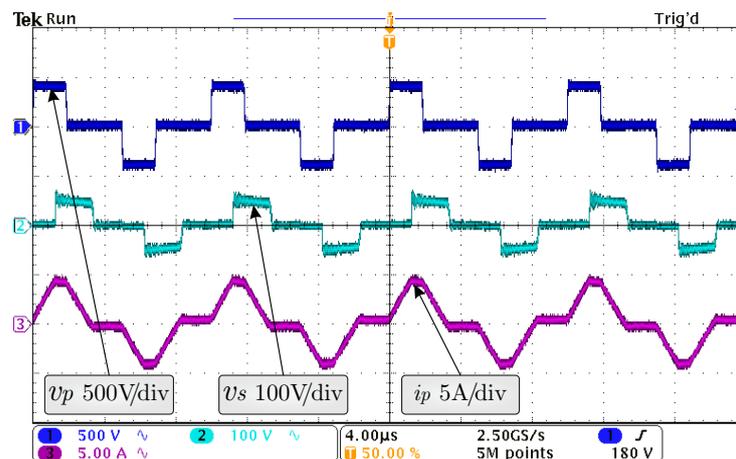
Como analisado teoricamente e comprovado com os resultados experimentais, a modulação TPS proporciona inúmeros pontos de operação para o conversor DAB, isto é possível devido ao elevado número de graus de liberdade fornecidos por esta modulação. A partir desta modulação, pode-se variar o trio de controle  $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$ , de tal forma, que

Figura 6.8 – Padrão C: Tensão do primário  $v_p$ , tensão do secundário  $v_s$  e corrente do primário  $i_p$  para  $D_1 = 0,5$ ,  $D_2 = 0,5$  e  $\phi = 20^\circ$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.9 – Padrão F: Tensão do primário  $v_p$ , tensão do secundário  $v_s$  e corrente do primário  $i_p$  para  $D_1 = 0,2$ ,  $D_2 = 0,2$  e  $\phi = 75^\circ$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

a mesma potência ativa possa ser processada em diferentes pontos de operação, proporcionando elevar a eficiência da topologia.

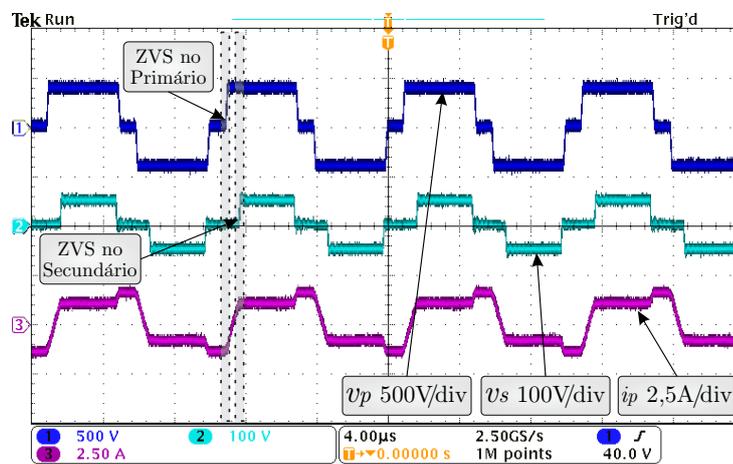
#### 6.4 COMUTAÇÕES COM ZVS DO CONVERSOR DAB COM TPS

O Capítulo 3 foi dedicado para às análises referentes as comutações suaves dos interruptores do conversor DAB. Foram determinadas as influências das capacitâncias intrínsecas dos semicondutores no ZVS e também foram determinados os limites para

que ocorram comutações sob ZVS. Logo, neste capítulo serão apresentados resultados experimentais para comprovar as análises teóricas apresentadas anteriormente.

Para analisar se os interruptores do primário comutam com ZVS podem ser verificadas as comutações de  $S_{p1}$  e  $S_{p3}$ , o momento da comutação de  $S_{p1}$  pode ser visualizado na transição positiva da tensão do primário  $v_p$ . Para que ocorra comutação com ZVS a corrente do primário  $i_p$  deve ser negativa. A Figura 6.10 apresenta as formas de onda da corrente e da tensão do primário e da tensão do secundário com o conversor operando com trio de controle igual a  $D_1 = 0,4$ ,  $D_2 = 0,3$  e  $\phi = 30^\circ$ .

Figura 6.10 – Formas de onda da tensão do primário  $v_p$ , tensão do secundário  $v_s$  e corrente do primário  $i_p$  para  $D_1 = 0,4$ ,  $D_2 = 0,3$  e  $\phi = 30^\circ$  com ZVS.



Fonte: Elaborado pelo autor.

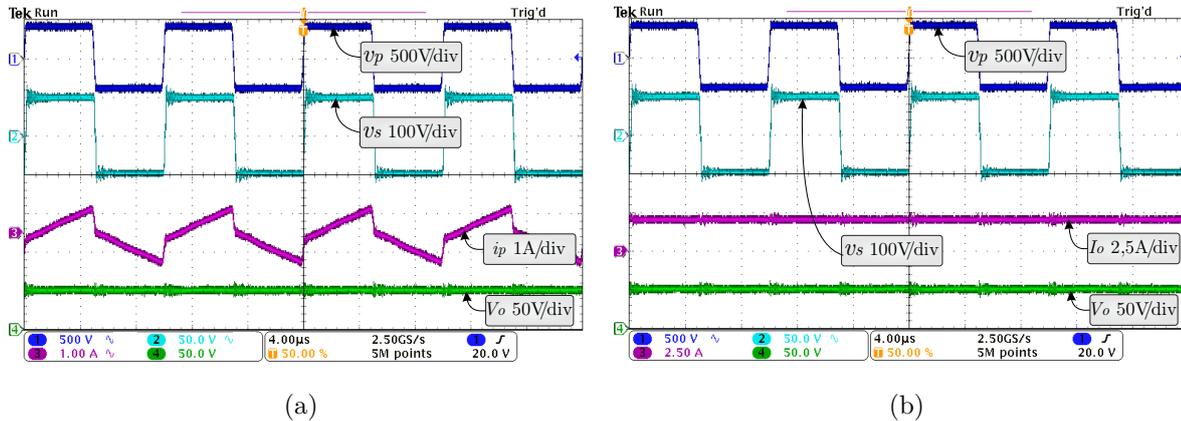
As curvas apresentadas na Figura 6.10 estão compreendidas dentro dos limites do Padrão A, de tal forma que as restrições de corrente necessárias para obter-se ZVS são satisfeitas para ambos os lados do transformador, ou seja, a corrente do primário no instante de entrada em condução dos interruptores deve ser negativa, enquanto que para o lado secundário no instante da entrada em condução dos interruptores a corrente  $i_p$  deve ser positiva.

A perda de ZVS no lado primário do conversor ocorre quando a corrente  $i_p$  torna-se positiva no instante em que os interruptores entram em condução. Esta situação é apresentada na Figura 6.11, este comportamento do conversor está compreendido dentro do Padrão A e é composto pelo seguinte trio de controle:  $D_1 = 0,2$ ,  $D_2 = 0,3$  e  $\phi = 16^\circ$ .

Através das Figuras 6.10 e 6.11 pode-se confirmar as análises teóricas apresentadas no Capítulo 3, foram analisados o comportamento dos interruptores do primário e do secundário do conversor. Salienta-se que foi utilizado o método que leva em conta apenas o comportamento da corrente do primário, desconsiderando a influência dos capacitores intrínsecos dos semicondutores.



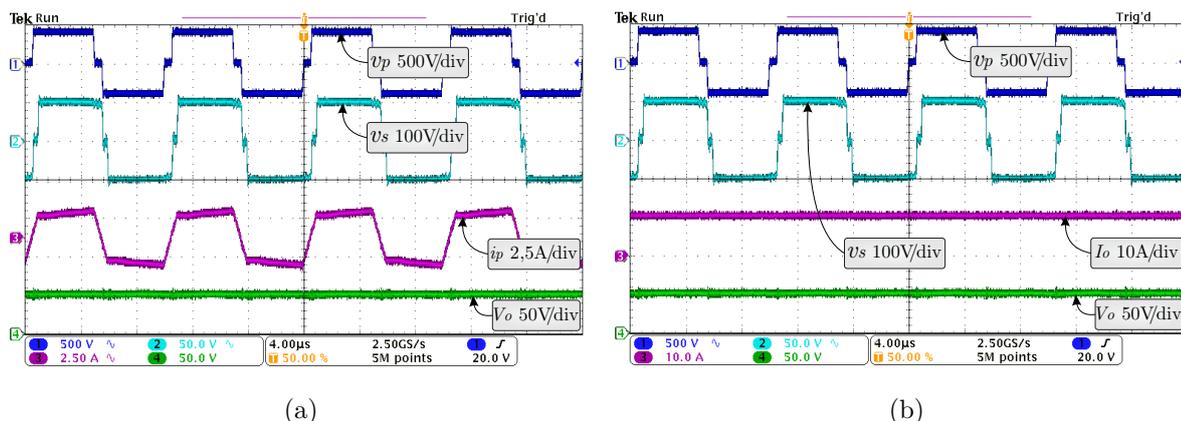
Figura 6.12 – Formas de onda do conversor DAB com trio de controle ótimo obtido através da rotina FP ( $D_1 = 0,49$ ,  $D_2 = 0,49$  e  $\phi = 3,70^\circ$ ) para  $d = 1$  e  $P_o = 100$  W: a) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente do primário  $i_p$  e tensão de saída  $V_o$  e b) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente de saída  $I_o$  e tensão de saída  $V_o$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

( $d = 1$ ) as razões cíclicas retornadas são sempre iguais ( $D_1 = D_2$ ). Isso pode ser verificado através da Figura 6.13, a qual apresenta o conversor DAB com 500 W de potência de saída. As razões cíclicas utilizadas foram  $D_1=0,45$ ,  $D_2=0,45$  e  $\phi = 21,20^\circ$ .

Figura 6.13 – Formas de onda do conversor DAB com trio de controle ótimo obtido através da rotina FP ( $D_1 = 0,45$ ,  $D_2 = 0,45$  e  $\phi = 21,20^\circ$ ) para  $d = 1$  e  $P_o = 500$  W: a) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente do primário  $i_p$  e tensão de saída  $V_o$  e b) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente de saída  $I_o$  e tensão de saída  $V_o$ .

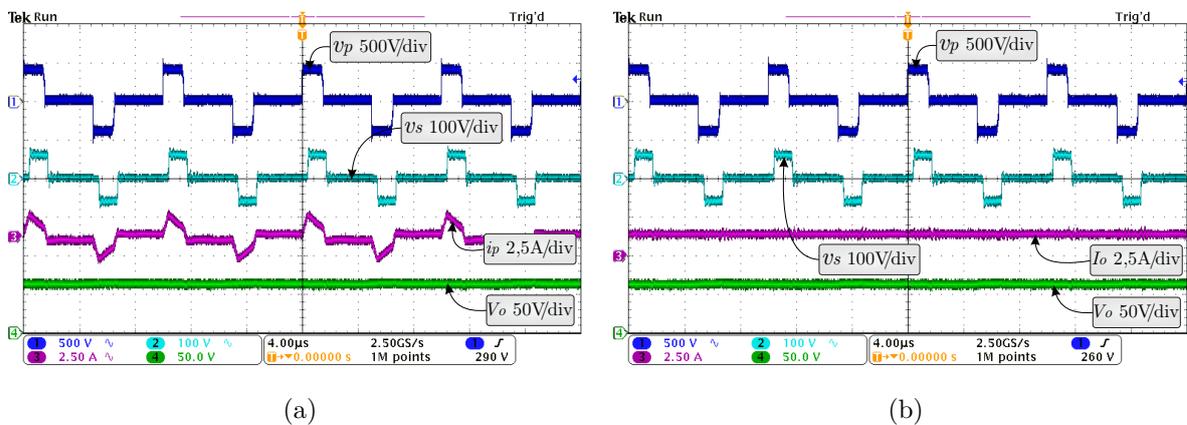


Fonte: Elaborado pelo autor.

Além dos trios de controle obtidos para  $d = 1$ , a rotina desenvolvida pode ser utilizada para que seja possível determinar os valores de  $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$  para valores de  $d$  diferentes de um. A Figura 6.14 (a) apresenta as formas de onda da tensão do primário  $v_p$ ,

do secundário  $v_s$ , da corrente do primário  $i_p$  e da tensão de saída  $V_o$ . Na Figura 6.14 (b) são apresentadas as mesmas formas de onda, substituindo apenas a corrente do primário pela corrente de saída  $I_o$  para o conversor DAB operando com  $d = 1,25$  e potência de saída de 100 W. As razões cíclicas aplicadas ao primário e secundário foram  $D_1 = 0,15$  e  $D_2 = 0,12$ , respectivamente. Já o ângulo de defasagem utilizado foi  $\phi = 19,40^\circ$ .

Figura 6.14 – Formas de onda do conversor DAB com trio de controle ótimo obtido através da rotina FP ( $D_1 = 0,15$ ,  $D_2 = 0,12$  e  $\phi = 19,40^\circ$ ) para  $d = 1,25$  e  $P_o = 100$  W: a) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente do primário  $i_p$  e tensão de saída  $V_o$  e b) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente de saída  $I_o$  e tensão de saída  $V_o$ .



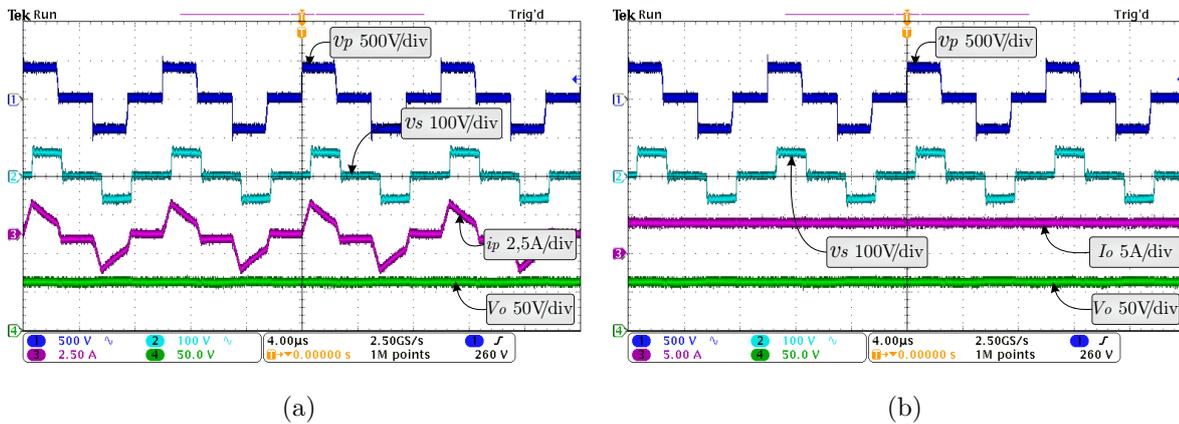
Fonte: Elaborado pelo autor.

O aumento da potência de saída causa um aumento das razões cíclicas necessárias para sintetizar tal potência, isso pode ser constatado através da Figura 6.15. Para a potência de 250 W obtêm-se razões cíclicas iguais a  $D_1 = 0,25$  e  $D_2 = 0,20$  com ângulo de defasagem de aproximadamente  $27,40^\circ$ . A rotina retorna os valores de trio de controle que apresentam comutação com ZVS e com menor relação entre a potência ativa de saída e a potência aparente que circula pelo conversor.

Para finalizar a comprovação da transferência de potência para  $d = 1,25$ , Figura 6.16 exhibe as formas de onda da tensão do primário  $v_p$  e do secundário  $v_s$  do transformador, da corrente do primário  $i_p$  (Figura 6.16 (a)), da corrente de saída  $I_o$  e da tensão de saída  $V_o$  (Figura 6.16 (b)) para o ponto de operação de 500 W. Para que o conversor possa sintetizar essa potência na saída a rotina retorna um trio de controle composto por  $D_1 = 0,35$ ,  $D_2 = 0,28$  e ângulo de defasagem  $\phi$  de aproximadamente  $39^\circ$ .

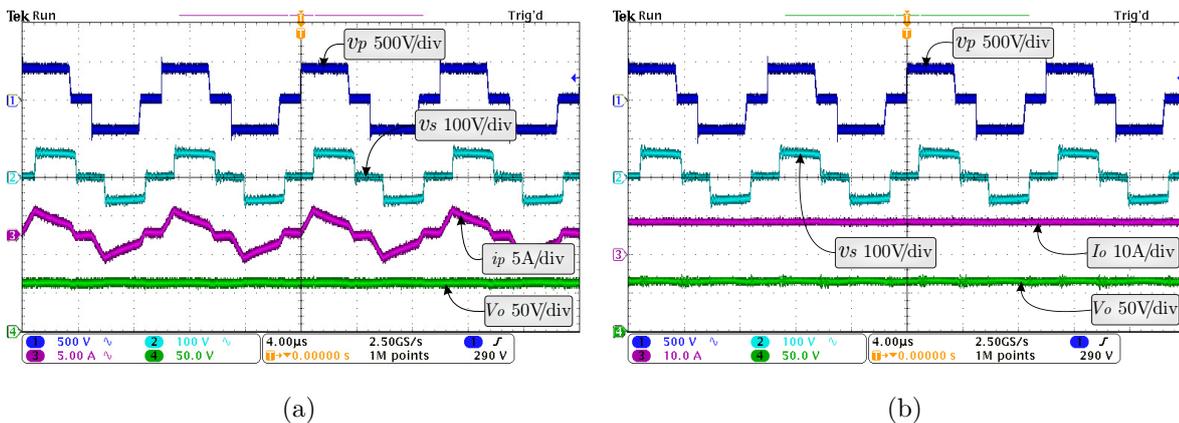
Por fim, serão apresentados resultados da transferência de potência do conversor DAB para o ganho  $d$  menor que um ( $d < 1$ ). Nestes pontos de operação as razões cíclicas do primário encontradas são sempre menores que as do secundário, diferente do que acontece para  $d = 1,25$ , onde as razões cíclicas do primário são sempre maiores que as do secundário. As formas de onda do conversor DAB com  $d = 0,75$  e potência de 100 W podem ser visualizadas na Figura 6.17. A Figura 6.17 (a) apresenta a tensão do

Figura 6.15 – Formas de onda do conversor DAB com trio de controle ótimo obtido através da rotina FP ( $D_1 = 0,25$ ,  $D_2 = 0,20$  e  $\phi = 27,40^\circ$ ) para  $d = 1,25$  e  $P_o = 250$  W: a) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente do primário  $i_p$  e tensão de saída  $V_o$  e b) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente de saída  $I_o$  e tensão de saída  $V_o$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.16 – Formas de onda do conversor DAB com trio de controle ótimo obtido através da rotina FP ( $D_1 = 0,35$ ,  $D_2 = 0,28$  e  $\phi = 39^\circ$ ) para  $d = 1,25$  e  $P_o = 500$  W: a) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente do primário  $i_p$  e tensão de saída  $V_o$  e b) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente de saída  $I_o$  e tensão de saída  $V_o$ .

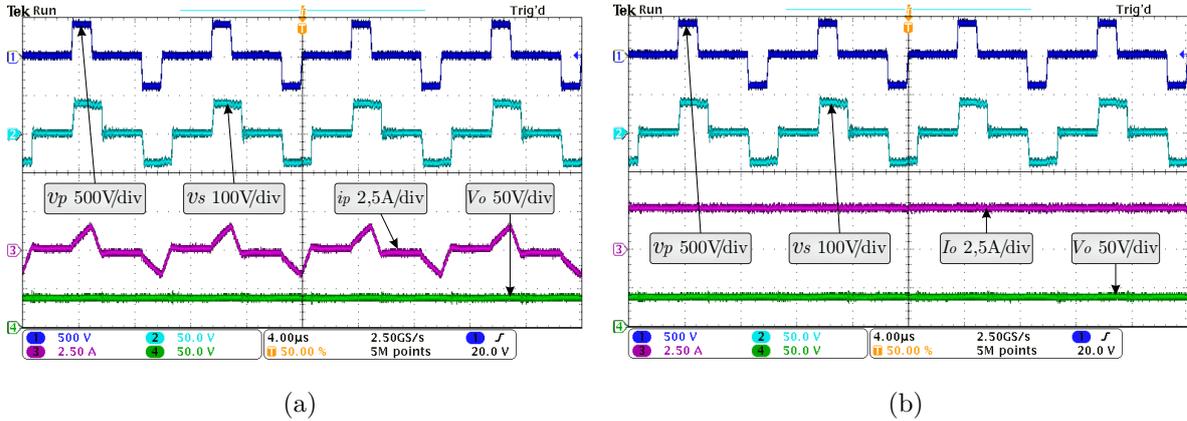


Fonte: Elaborado pelo autor.

primário  $v_p$  e do secundário  $v_s$  do transformador e ainda a corrente do primário  $i_p$ . Já a Figura 6.17 (b) exibe além das formas de onda das tensões do transformador, a corrente de saída  $I_o$  e a tensão de saída  $V_o$ .

A Figura 6.18 exibe as formas de onda do conversor DAB para a potência de 500 W com  $d = 0,75$ . As tensões do transformador representam as razões cíclicas do primário e do secundário, que neste caso possuem valores de  $D_1 = 0,34$  e  $D_2 = 0,45$  com um ângulo de defasagem  $\phi$  de  $16,15^\circ$ . A tensão de saída possui valor médio de 37,50 V e a corrente

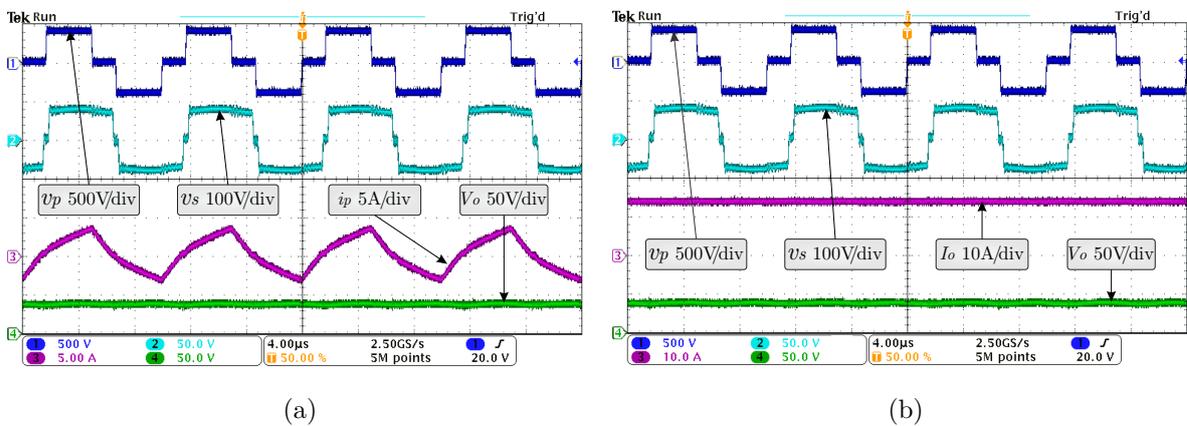
Figura 6.17 – Formas de onda do conversor DAB com trio de controle ótimo obtido através da rotina FP ( $D_1 = 0,15$ ,  $D_2 = 0,20$  e  $\phi = 7,34^\circ$ ) para  $d = 0,75$  e  $P_o = 100\text{ W}$ : a) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente do primário  $i_p$  e tensão de saída  $V_o$  e b) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente de saída  $I_o$  e tensão de saída  $V_o$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

de saída tem valor de aproximadamente 13,30 A. Salienta-se que a potência nominal do conversor é de 500 W. Porém, a rotina mapeia e realiza a busca dos trios de controle para uma potência máxima de aproximadamente 1580 W, potência essa que pode ser atingida com ângulo de defasagem de  $90^\circ$ .

Figura 6.18 – Formas de onda do conversor DAB com trio de controle ótimo obtido através da rotina FP ( $D_1 = 0,34$ ,  $D_2 = 0,45$  e  $\phi = 16,15^\circ$ ) para  $d = 0,75$  e  $P_o = 500\text{ W}$ : a) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente do primário  $i_p$  e tensão de saída  $V_o$  e b) Tensão do primário  $v_p$ , do secundário  $v_s$ , corrente de saída  $I_o$  e tensão de saída  $V_o$ .



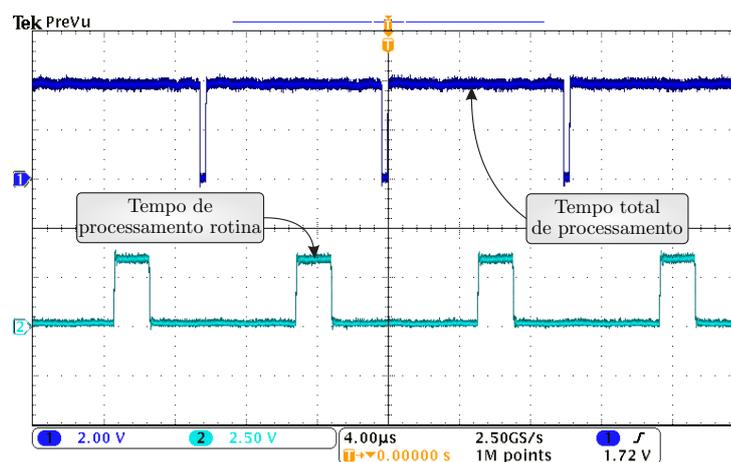
Fonte: Elaborado pelo autor.

### 6.5.2 Transferência de potência com algoritmo FP de otimização e varredura de razões cíclicas vetorizadas $D_1$ e $D_2$ para $d = 1, 25$

Este subcapítulo é dedicado à comprovação da aplicação dos trios de controle de forma automatizada a partir de vetores predefinidos e gravados no DSP. Para seleção dos valores do trio de controle foi utilizado como base um vetor que contém os valores da potência de saída. A partir do índice do vetor de potência de saída determina-se o índice dos vetores de razão cíclica. Para que seja possível determinar o valor da potência de saída foram realizadas medições da corrente e da tensão de saída do conversor.

Para determinar o índice do vetor da potência de saída foi implementado um código de varredura como mostrado no Apêndice C. Para que seja possível reduzir o tempo de processamento das operações e a varredura dos vetores uma técnica de varredura otimizada foi utilizada, onde deve-se varrer apenas um intervalo de 10 pontos dentro do vetor. A partir desta técnica foi possível reduzir o tempo de processamento de todo o código durante o período da interrupção. A Figura 6.19 apresenta o tempo necessário para realização de todo processo de cálculo e varredura dos vetores de potência e razões cíclicas durante a interrupção. Pode-se perceber que o tempo de processamento ficou em torno de  $2,5 \mu\text{s}$ , enquanto o tempo total para realização de todos os comandos dentro da interrupção ficou próximo ao tempo limite que é de  $10 \mu\text{s}$ .

Figura 6.19 – Tempo total de processamento dos comandos dentro da interrupção do DSP e tempo de processamento da varredura dos vetores de razão cíclica.



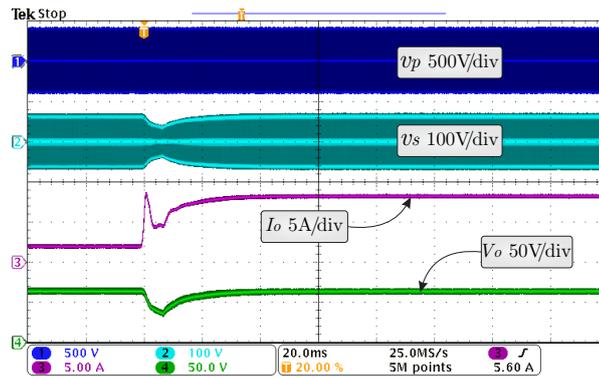
Fonte: Elaborado pelo autor.

Para manter a tensão de saída constante no valor desejado para cada ponto de operação um controlador Proporcional Integral (PI) foi projetado. Desta forma, o ângulo de defasagem entre o primário e o secundário será obtido através do controlador. Com isso, garante-se que o conversor estará operando no ponto desejado, mantendo a tensão

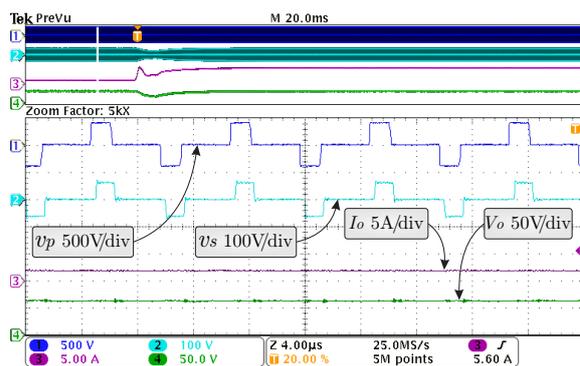
de saída constante. O projeto do controlador da tensão de saída do conversor DAB foi realizado com base em (OGATA, 2015) e é apresentado no Apêndice D.

Para validar a aplicação com a proposta de varredura dos vetores e do controle projetado, degraus de carga foram aplicados ao conversor DAB. A Figura 6.20 apresenta as formas de onda da tensão do primário  $v_p$  e do secundário  $v_s$  do transformador, a corrente de saída  $I_o$  e a tensão de saída  $V_o$  para uma variação de potência de 100 W para 500 W. A Figura 6.20 (a) mostra o comportamento transitório do conversor no momento do degrau, a Figura 6.20 (b) exibe um *zoom* das formas de onda antes do degrau e a Figura 6.20 (c) um *zoom* das formas de onda após o degrau.

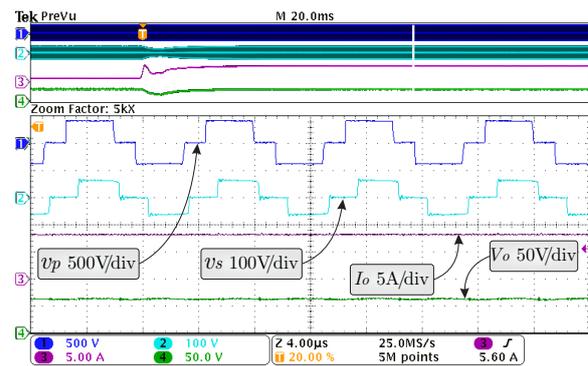
Figura 6.20 – Comportamento das tensões  $v_p$  e  $v_s$ , da corrente de saída  $I_o$  e da tensão de saída  $V_o$  para degrau de carga de 100 W para 500 W com varredura dos vetores de razão cíclica  $D_1$  e  $D_2$  para  $d = 1, 25$ : a) Comportamento dinâmico; b) Detalhe de  $v_p$  e  $v_s$ ,  $I_o$  e  $V_o$  para 100 W; c) Detalhe de  $v_p$  e  $v_s$ ,  $I_o$  e  $V_o$  para 500 W.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Elaborado pelo autor.

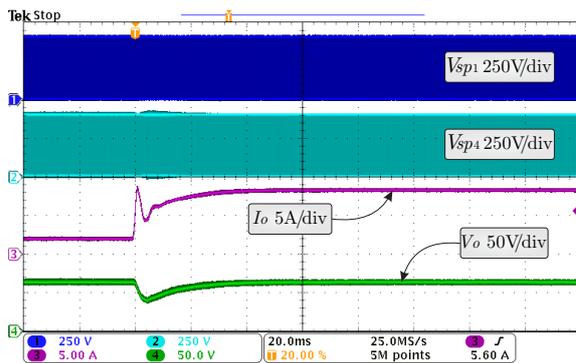
Através da Figura 6.20 pode-se perceber que o código desenvolvido para realizar a varredura do vetor de potência de saída para determinar o índice dos vetores de razão cíclica funciona corretamente. Na Figura 6.20 (b) percebe-se que as razões cíclicas do primário  $D_1$  e do secundário  $D_2$  são iguais a 0,15 e 0,12, respectivamente. Na Fi-

gura 6.20 (c) as razões cíclicas do primário  $D_1$  e do secundário  $D_2$  assumem os valores de 0,35 e 0,28, respectivamente. As variações das razões cíclicas podem ser percebidas através das tensões do primário e secundário do transformador. O ângulo de defasagem  $\phi$  implementado pelo controlador ficou em torno de  $19,40^\circ$  para a potência de 100 W e em  $28^\circ$  para a potência de 500 W. Os ângulos retornados pelo algoritmo de otimização foram de aproximadamente  $18^\circ$  para a potência de 100 W e de  $39^\circ$  para 500 W.

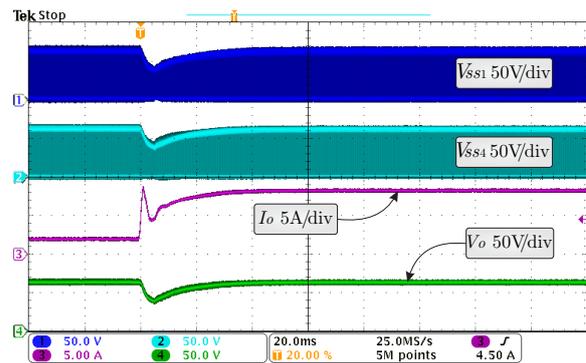
Para demonstrar o comportamento das tensões sobre os interruptores do primário e secundário para o mesmo degrau de carga (100 W para 500 W) aplicado anteriormente é apresentado na Figura 6.21. Na Figura 6.21 (a) são apresentadas as formas de onda da tensão entre *dreno – fonte*  $V_{Sp1}$  e  $V_{Sp4}$  do primário, a corrente de saída  $I_o$  e a tensão de saída  $V_o$  e na Figura 6.21 (b) exibe as formas de onda da tensão entre *dreno – fonte*  $V_{Ss1}$  e  $V_{Ss4}$  do secundário, a corrente de saída  $I_o$  e a tensão de saída  $V_o$  para o degrau de potência de 100 W para 500 W. Na Figura 6.21 (c) são mostrados os detalhes da tensão entre *dreno – fonte*  $V_{Sp1}$  e  $V_{Sp4}$  do primário, da corrente de saída  $I_o$  e a tensão de saída  $V_o$  para a potência de 100 W. A Figura 6.21 (d) mostra a tensão entre *dreno – fonte*  $V_{Ss1}$  e  $V_{Ss4}$  do primário do secundário, da corrente de saída  $I_o$  e a tensão de saída  $V_o$  para a potência de 100 W em detalhes. A Figura 6.20 (e) demonstra o comportamento das formas de onda *dreno – fonte*  $V_{Sp1}$  e  $V_{Sp4}$  do primário em detalhes e a Figura 6.20 (f) exibe as formas de onda  $V_{Ss1}$  e  $V_{Ss4}$  do secundário, ambas para 500 W. A partir das Figuras 6.21 (c), (d), (e) e (f) torna-se possível observar que mesmo com um degrau elevado de carga os semicondutores não sofrem sobressinais e que o controlador projetado mantém a tensão de saída constante em 62,50 V após o transitório. Os ângulos aplicados pelo controlador apresentam valores muito próximos dos ângulos retornados pelo algoritmo de otimização.

O degrau negativo de carga de 500 W para 100 W também foi realizado e o comportamento das tensões e correntes do conversor são apresentadas na Figura 6.22. As curvas estão organizadas da mesma forma que na Figura 6.20. Sendo assim, a Figura 6.22 (a) apresenta o comportamento dinâmico das tensões do primário  $v_p$  e secundário  $v_s$  do transformador, da corrente de saída  $I_o$  e da tensão de saída  $V_o$ . Já nas Figuras 6.22 (b) e (c) são mostrados os detalhes das formas de onda apresentadas na Figura 6.22 (a) antes do degrau de carga. Ao analisar as formas de onda da tensão do primário e do secundário do transformador antes e depois do degrau de carga (Figura 6.22 (b)) pode-se perceber que a razão cíclica do primário é igual a 0,35 ( $D_1 = 0,35$ ) e a do secundário tem valor de 0,28 ( $D_2 = 0,28$ ). Para analisar o valor das razões cíclicas após o degrau deve-se observar a Figura 6.22 (c), a qual demonstra que o valor de  $D_1 = 0,15$  e de  $D_2 = 0,12$ . Ao comparar estes valores e as formas de onda com as apresentadas na Figura 6.20 constata-se que o código de varredura encontrou os valores corretos de razão cíclica para ambos os casos. Os ângulos de defasagem também ficaram compreendidos próximos aos utilizados no degrau positivo, tendo valores de  $19,40^\circ$  para a potência de 100 W e de  $37,90^\circ$  para 500 W.

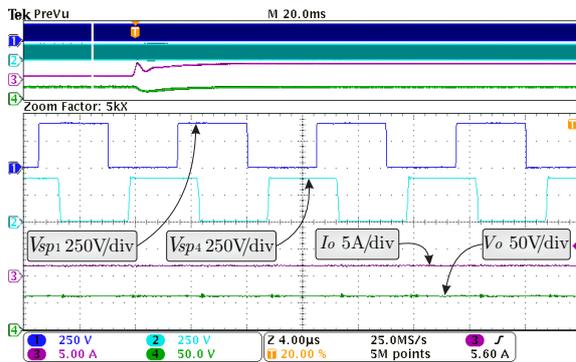
Figura 6.21 – Degrau positivo de carga de 100 W para 500 W com varredura dos vetores de  $D_1$  e  $D_2$  para  $d = 1,25$ : a)  $V_{Sp1}$ ,  $V_{Sp4}$ ,  $I_o$  e  $V_o$ ; b)  $V_{Ss1}$ ,  $V_{Ss4}$ ,  $I_o$  e  $V_o$ ; c) Detalhes das tensões  $V_{Sp1}$  e  $V_{Sp4}$ , da corrente  $I_o$  e da tensão  $V_o$  para 100 W; d) Detalhes das tensões  $V_{Ss1}$  e  $V_{Ss4}$ , da corrente  $I_o$  e da tensão  $V_o$  para 100 W; e) Detalhes das tensões  $V_{Sp1}$  e  $V_{Sp4}$ , da corrente  $I_o$  e da tensão  $V_o$  para 500 W; f) Detalhes das tensões  $V_{Ss1}$  e  $V_{Ss4}$ , da corrente  $I_o$  e da tensão  $V_o$  para 500 W.



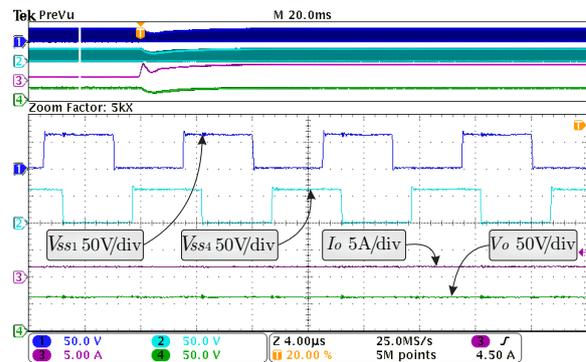
(a)



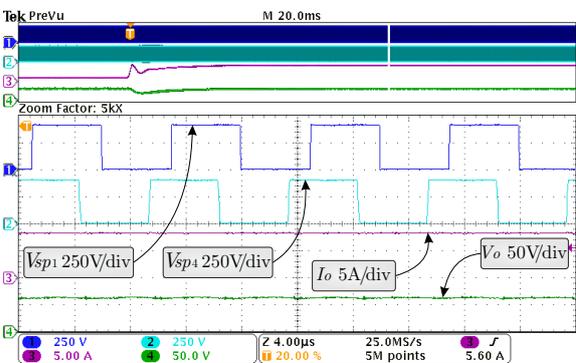
(b)



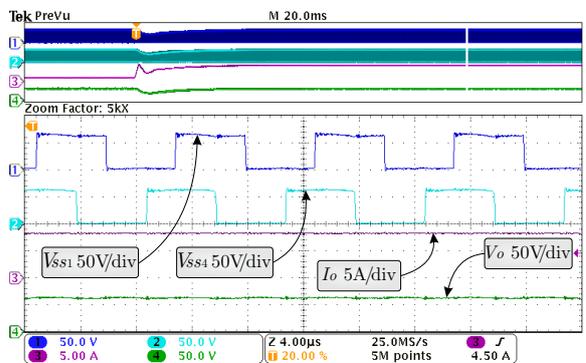
(c)



(d)



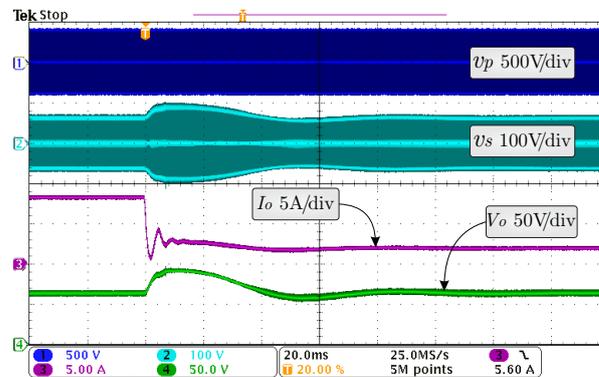
(e)



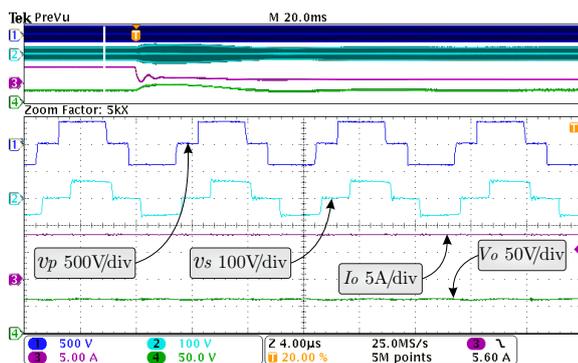
(f)

Fonte: Elaborado pelo autor.

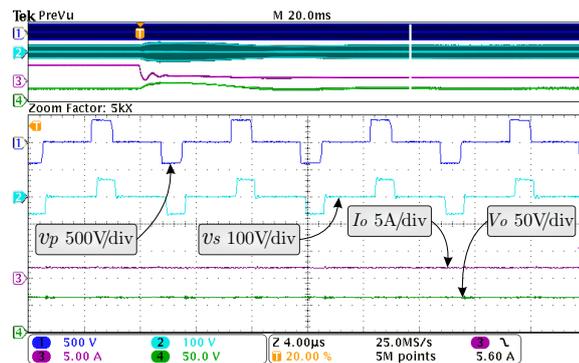
Figura 6.22 – Comportamento das tensões  $v_p$  e  $v_s$ , da corrente de saída  $I_o$  e da tensão de saída  $V_o$  para degrau de carga de 500 W para 100 W com varredura dos vetores de razão cíclica  $D_1$  e  $D_2$  para  $d = 1, 25$ : a) Comportamento dinâmico; b) Detalhe de  $v_p$  e  $v_s$ ,  $I_o$  e  $V_o$  para 500 W; c) Detalhe de  $v_p$  e  $v_s$ ,  $I_o$  e  $V_o$  para 100 W.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Neste contexto, também deve ser analisado o comportamento das tensões entre *dreno – fonte* dos interruptores do primário  $V_{Sp1}$  e  $V_{Sp4}$  e do secundário  $V_{Ss1}$  e  $V_{Ss4}$  para o degrau negativo de carga. Para que seja possível analisar tal comportamento pode ser utilizada a Figura 6.23, a qual apresenta o comportamento dinâmico do conversor e também os detalhes de cada uma das formas de onda medidas. Nas Figuras 6.23 (a) e (b) são apresentadas as formas de onda das tensões entre *dreno – fonte* dos interruptores do primário e do secundário, bem como da corrente de saída e da tensão de saída. Estas figuras demonstram o comportamento dinâmico das variáveis em análise durante o degrau de carga. As Figuras 6.23 (c) e (e) exibem em detalhes as formas de onda da tensão entre *dreno – fonte*  $V_{Sp1}$  e  $V_{Sp4}$  do primário, da corrente de saída  $I_o$  e da tensão de saída  $V_o$  para as potências de 500 e 100 W, respectivamente. As Figuras 6.23 (d) e (f) demonstram detalhadamente as tensões entre *dreno – fonte*  $V_{Ss1}$  e  $V_{Ss4}$  do secundário, da corrente de saída  $I_o$  e da tensão de saída  $V_o$  para as potências de 500 e 100 W. Ao analisar a

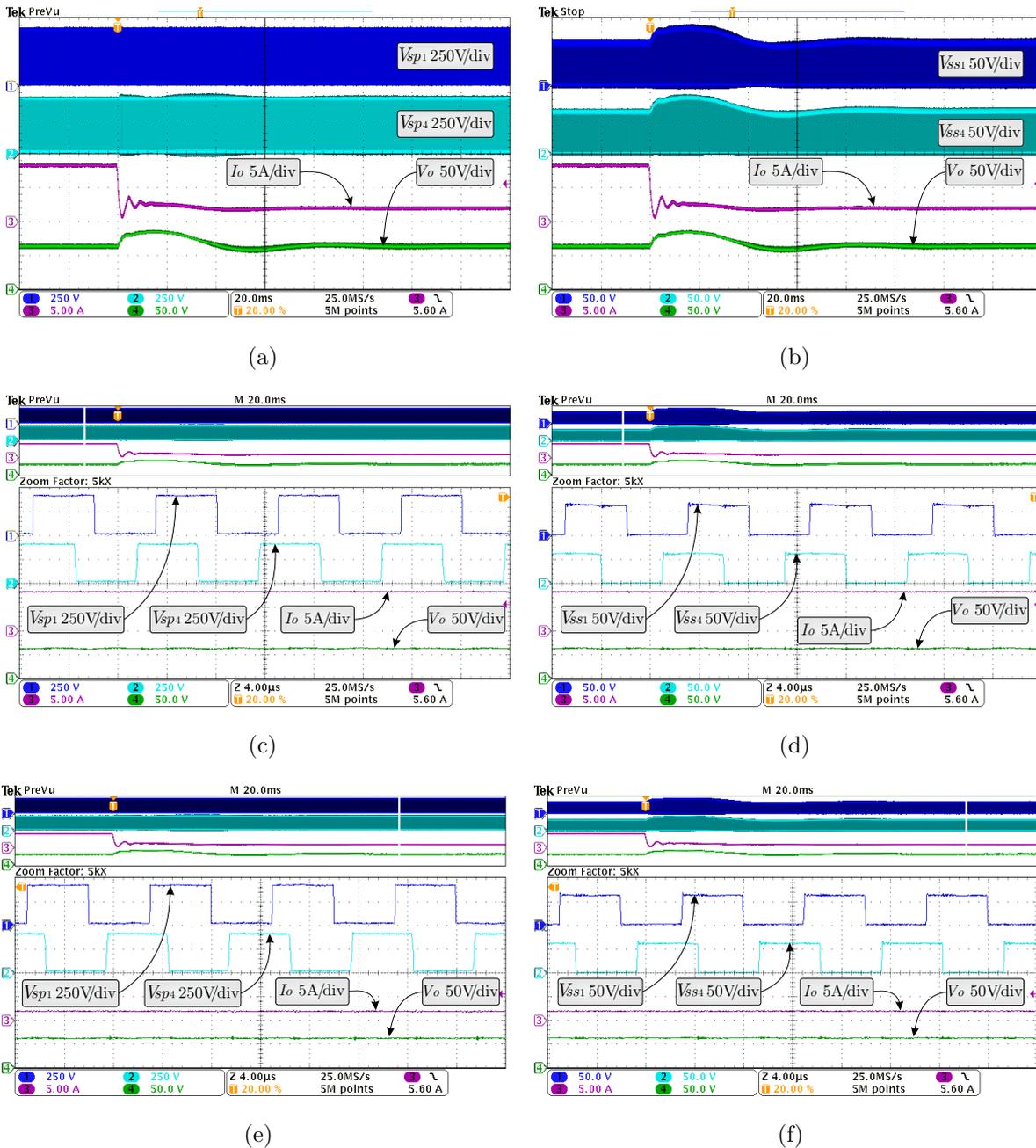
figura como um todo, pode-se perceber que o controlador projetado mantém a tensão de saída estável antes e após o degrau de carga e que os semicondutores não são expostos a sobressinais e nem a variações abruptas de tensão, o que valida o método aplicado para varredura dos vetores de razão cíclica.

### 6.5.3 Eficiência da topologia DAB com modulação TPS e algoritmo FP de otimização das razões cíclicas e ângulo de defasagem

Para comprovar a contribuição do algoritmo e da figura de mérito do fator de potência (FP) proposta no Capítulo 4 foram obtidas curvas de eficiência do conversor DAB operando com a modulação convencional PSM, com a modulação TPS fazendo uso da figura de mérito FP e com a modulação TPS utilizando a Figura de mérito FC apresentada em (PIVETA et al., 2015). Além disso, as curvas de eficiência foram obtidas para três valores de ganho  $d$  diferentes, sendo eles  $d = 1$ ,  $d = 1,25$  e  $d = 0,75$ . Estes valores de  $d$  foram escolhidos por estarem localizados nos extremos das tensões das baterias. Quando atingem o ponto de equalização durante o processo de carga (neste caso 4 baterias de 12 V) a tensão de saída será de aproximadamente 62,50 V o que proporciona um  $d = 1,25$ . No momento em que as baterias estão totalmente descarregadas a tensão será de 42 V, o que resulta em um  $d = 0,80$ .

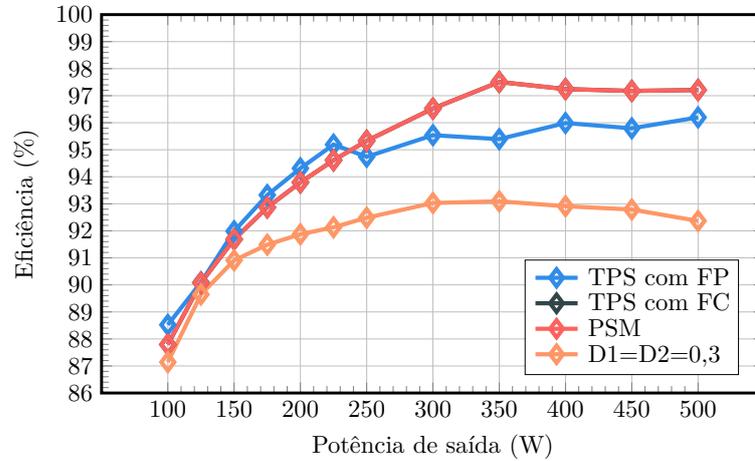
A partir da Tabela A.3 onde foram apresentados os valores do trio de controle  $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$  encontrados pelos algoritmo FP e da Tabela A.4 com os valores obtidos para FC (Apêndice A), pode-se então obter a curva de eficiência para o conversor DAB operando com  $d = 1$ , com tensão de saída  $V_o$  de 50 V. A variação da potência de saída  $P_o$  ficou compreendida entre 100 e 500 W. A curva de eficiência para  $d = 1$  é apresentada na Figura 6.24. Ao analisar a figura fica visível que para pontos de baixa potência a eficiência do conversor é melhorada fazendo uso do algoritmo FP. Porém, para valores de potência acima de 250 W o conversor apresenta melhor eficiência utilizando a modulação PSM tradicional, ou com o algoritmo que utiliza a relação entre a corrente *rms* do primário e a corrente média de entrada. A partir da Figura 6.24 observa-se que para que a eficiência do conversor seja sempre elevada deve-se combinar as modulações TPS sugerida pelo algoritmo com a modulação PSM ou ainda com a modulação TPS com algoritmo FC. O algoritmo FC retorna razões cíclicas  $D_1$  e  $D_2$  igual a 0,5, ou seja, retorna os valores utilizados na modulação PSM. Isso corre porque a modulação PSM apresenta ZVS para toda faixa de operação do conversor quando  $d = 1$ . Contudo, para baixas cargas a modulação PSM não apresenta desempenho satisfatório, onde torna-se interessante fazer uso de outro tipo de modulação. Assim, a modulação TPS em conjunto com o algoritmo FP desenvolvido surgem como alternativa para quando o conversor DAB processa baixas potências.

Figura 6.23 – Degrau negativo de carga de 500 W para 100 W com varredura dos vetores de  $D_1$  e  $D_2$  para  $d = 1, 25$ : a)  $V_{Sp1}$ ,  $V_{Sp4}$ ,  $I_o$  e  $V_o$ ; b)  $V_{Ss1}$ ,  $V_{Ss4}$ ,  $I_o$  e  $V_o$ ; c) Detalhes das tensões  $V_{Sp1}$  e  $V_{Sp4}$ , da corrente  $I_o$  e da tensão  $V_o$  para 500 W; d) Detalhes das tensões  $V_{Ss1}$  e  $V_{Ss4}$ , da corrente  $I_o$  e da tensão  $V_o$  para 500 W; e) Detalhes das tensões  $V_{Sp1}$  e  $V_{Sp4}$ , da corrente  $I_o$  e da tensão  $V_o$  para 100 W; f) Detalhes das tensões  $V_{Ss1}$  e  $V_{Ss4}$ , da corrente  $I_o$  e da tensão  $V_o$  para 100 W.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.24 – Eficiência do conversor DAB operando com TPS utilizando algoritmo FP, TPS utilizando algoritmo FC, PSM e razões cíclicas fixas  $D_1 = D_2 = 0,3$  para  $d = 1$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

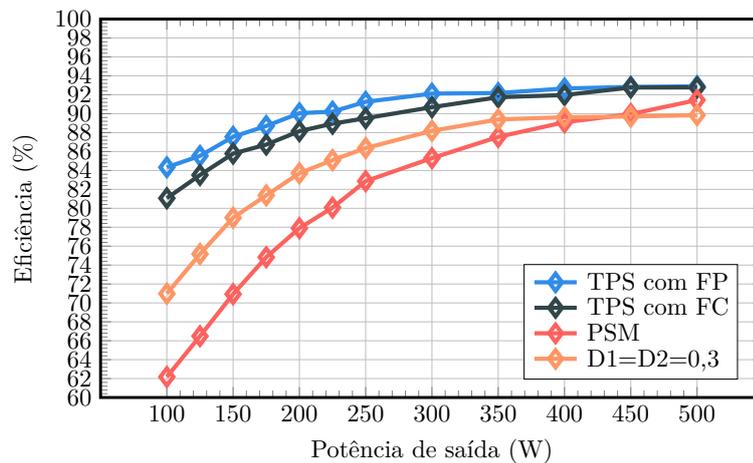
Quando o conversor DAB apresenta ganho  $d$  diferente de um ( $d \neq 1$ ) perde a possibilidade de realizar comutações com ZVS para toda faixa de potência que foi projetado utilizando a modulação PSM. Para melhorar o desempenho do conversor quando isso ocorre, trabalhos vêm sendo propostos, como abordado no Capítulo 4. Sabe-se que quando o ganho de tensão  $d \neq 1$  ocorre a perda de ZVS nos interruptores do primário. Desta forma, torna-se interessante analisar esquemas de modulação diferentes para que se possa levar o conversor novamente para a região de ZVS.

Durante o processo de carga de um banco de baterias o conversor DAB estará submetido por longos períodos a ganhos de tensão maior que um ( $d > 1$ ). Sabe-se que os bancos de baterias passam grande parte do tempo no modo flutuação, onde a tensão apresenta valores próximos a 15 V por bateria. Ao considerar um banco de baterias composto por 4 baterias de 12 V de tensão nominal cada, a tensão durante o período de flutuação será de 62,50 V, o que resulta em um ganho  $d = 1,25$ . Neste ponto de operação o conversor DAB estará em uma região que não possibilita comutações com ZVS nos interruptores do primário. Assim, a modulação TPS pode ser utilizada, contudo, como possui muitos graus de liberdade impõe dificuldades para determinação dos parâmetros  $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$ .

Para que o conversor possa operar com comutações com ZVS em toda faixa de operação o algoritmo desenvolvido realiza uma varredura de todas as possibilidades de combinação de  $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$  para todos os pontos de potência que estejam compreendidas entre a potência zero e a potência máxima. A Tabela A.5 apresenta as razões cíclicas e os ângulos de defasagem ótimos que devem ser implementados para que se possa alcançar comutações com ZVS nos interruptores do primário com FP. A curva de eficiência para o

conversor DAB utilizando os valores de  $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$  obtidos através do algoritmo proposto em comparação com a modulação PSM, entre outras, como a TPS utilizando FC, pode ser visualizada na Figura 6.25.

Figura 6.25 – Eficiência do conversor DAB operando com TPS utilizando algoritmo FP, TPS utilizando algoritmo FC, PSM e razões cíclicas fixas  $D_1 = D_2 = 0,3$  para  $d = 1,25$ .



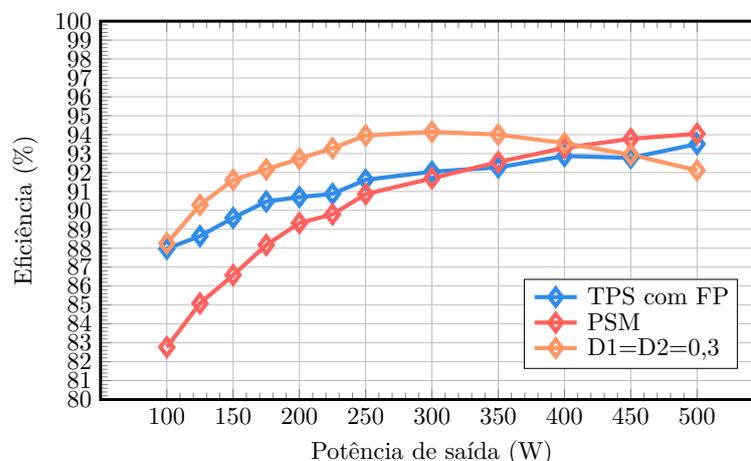
Fonte: Elaborado pelo autor.

Como pode ser visualizado na Figura 6.25 os valores de  $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$  obtidos com o algoritmo FP fizeram com que o conversor DAB obtivesse melhor eficiência em comparação com a modulação PSM, com o algoritmo FC e com valores fixos de  $D_1$  e  $D_2$ , chegando a um aumento de 22 % em comparação com a PSM na potência de 100 W. Neste sentido, a utilização do algoritmo FP em conjunto com a modulação TPS mostra-se muito eficaz para quando o conversor DAB possui ganho de tensão maior que um.

Quando o conversor DAB possui ganho menor que um ( $d < 1$ ) os interruptores do secundário comutam fora da região de ZVS com a modulação PSM. Logo, para esses pontos de operação torna-se necessário encontrar uma solução para que os interruptores do secundário possam comutar com ZVS. O algoritmo FP pode ser utilizado para determinar as variáveis  $D_1$ ,  $D_2$  e  $\phi$  da modulação TPS para o conversor DAB com  $d < 1$ . Uma busca foi realizada com o algoritmo desenvolvido, o qual retornou as variáveis que são exibidas na Tabela A.1. A partir dos valores de trios de controle encontrados, foram obtidas as curvas de eficiência com a modulação TPS em comparação com a modulação PSM e uma variação da modulação TPS com  $D_1 = D_2 = 0,3$ . A eficiência do conversor com as modulação citadas é apresentada na Figura 6.26.

Analisando a Figura 6.26, percebe-se que a modulação TPS com o uso do algoritmo FP apresenta um aumento na eficiência quando comparada com a modulação PSM para baixas cargas. Porém, quando a carga ultrapassa o valor de 350 W a modulação PSM apresenta uma eficiência pouco superior a encontrada com a modulação TPS.

Figura 6.26 – Eficiência do conversor DAB operando com TPS utilizando algoritmo FP, PSM e razões cíclicas fixas  $D_1 = D_2 = 0,3$  para  $d = 0,75$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Os resultados de eficiência apresentados anteriormente comprovam que o algoritmo aplicado a modulação TPS apresentam vantagens para quando o conversor DAB opera com baixas cargas para  $d = 1$  e para  $d = 0,75$ . Por outro lado, para  $d > 1$ , na análise realizada  $d = 1,25$ , a modulação TPS em conjunto com o algoritmo proposto apresentam melhor eficiência para toda faixa de potência.

Logo, a partir das curvas de eficiência pode-se perceber que uma possível combinação entre a modulação TPS utilizando o algoritmo de otimização com outra modulação, como por exemplo PSM, torna-se interessante para manter o conversor DAB com elevada eficiência durante o processo completo de carregamento de um banco de baterias.

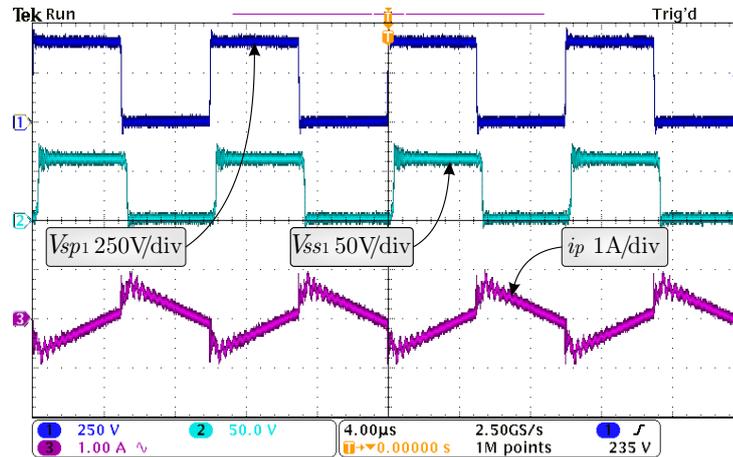
## 6.6 CIRCUITO DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO (CAC)

Este subcapítulo será dedicado a apresentar os resultados experimentais do circuito de auxílio à comutação proposto no Capítulo 5. Serão abordadas situações onde os indutores do CAC estão inseridos individualmente no circuito sem a comutação entre si, e posteriormente serão demonstrados os comportamentos das variáveis de interesse durante a atuação dos relés para comutação entre os dois indutores. O CAC proposto está representado na Figura 5.12 do Capítulo 5.

A Figura 6.27 exibe as formas de onda da tensão entre *dreno* – *fonte*  $V_{Sp1}$  do interruptor  $S_{p1}$  do primário, a tensão *dreno* – *fonte*  $V_{Ss1}$  do interruptor do secundário e a corrente do primário  $i_p$  para o conversor DAB operando com  $L_{DAB1}$ . A corrente do primário possui um valor de pico de aproximadamente 900 mA com um ângulo de defasagem de  $9,50^\circ$ , atingindo uma eficiência de 76,149 %. Salienta-se que as análises

realizadas para o CAC fazem uso do ganho de tensão  $d$  maior que 1, nestes casos  $d = 1,25$  foi utilizado.

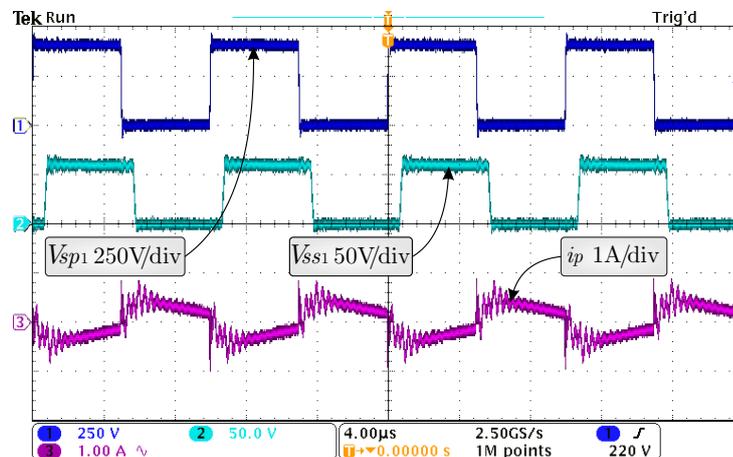
Figura 6.27 – Tensão *dreno – fonte*  $V_{Sp1}$  do interruptor  $S_{p1}$ , *dreno – fonte*  $V_{Ss1}$  do interruptor  $S_{s1}$  e corrente do primário  $i_p$  com  $L_{DAB1}$  e potência de saída de 100 W com  $d = 1,25$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 6.28 são apresentadas as formas de onda de  $V_{Sp1}$ ,  $V_{Ss1}$  e a corrente do primário  $i_p$  ao utilizar apenas a indutância  $L_{DAB2}$  no circuito do conversor DAB para a carga de 100 W. Com essa configuração de indutância no primário o ângulo de defasagem utilizado foi de  $24,30^\circ$ , resultando em uma corrente de pico de aproximadamente 700 mA com uma eficiência de 80,304 %.

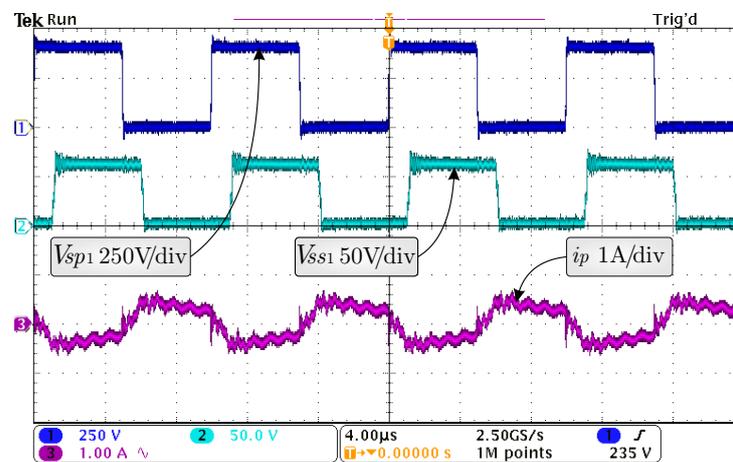
Figura 6.28 – Tensão *dreno – fonte*  $V_{Sp1}$  do interruptor  $S_{p1}$ , *dreno – fonte*  $V_{Ss1}$  do interruptor  $S_{s1}$  e corrente do primário  $i_p$  com  $L_{DAB2}$  e potência de saída de 100 W com  $d = 1,25$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 6.29 demonstra o comportamento das tensões *dreno – fonte* dos interruptores do primário e do secundário e da corrente do primário, quando a indutância do primário do conversor DAB é composta pelo somatório das indutâncias  $L_{DAB1}$  e  $L_{DAB2}$ . No ponto de 100 W a corrente de pico da configuração se aproxima de 500 mA, com um ângulo de defasagem de aproximadamente  $38^\circ$  com uma eficiência de 80,998 %. As ondulações apresentadas na corrente do primário aparecem devido a ressonâncias entre a indutância do primário e os elementos parasitas do conversor DAB.

Figura 6.29 – Tensão *dreno – fonte*  $V_{Sp1}$  do interruptor  $S_{p1}$ , *dreno – fonte*  $V_{Ss1}$  do interruptor  $S_{s1}$  e corrente do primário  $i_p$  com  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$  e potência de saída de 100 W com  $d = 1,25$ .



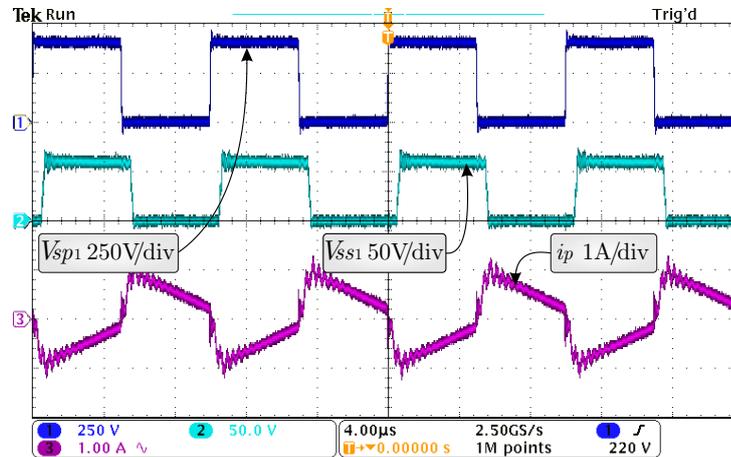
Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 6.30 mostra as formas de onda *dreno – fonte* de  $V_{Sp1}$  do primário,  $V_{Ss1}$  do secundário e a corrente do primário para potência de saída igual a 200 W utilizando apenas  $L_{DAB1}$ . A corrente de pico neste ponto de operação apresentou valor próximo à 1 A, com um ângulo de defasagem de  $\phi = 24,30^\circ$  com eficiência de 89,011 %.

Na Figura 6.31 são apresentadas as formas de onda de  $V_{Sp1}$  do primário,  $V_{Ss1}$  do secundário e da corrente do primário  $i_p$  para potência de saída igual a 200 W utilizando apenas  $L_{DAB2}$ . Para este ponto de operação a eficiência atingiu o valor de 91,356 % a corrente de pico de aproximadamente 950 mA. O ângulo de defasagem aplicado foi de  $\phi = 67^\circ$ . Neste ponto de operação do conversor DAB (200 W) não é possível utilizar o CAC composto pelo somatório das indutâncias ( $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ ), pois esta configuração possibilita transferir uma potência ativa máxima de 150 W com ângulo de defasagem de  $90^\circ$ .

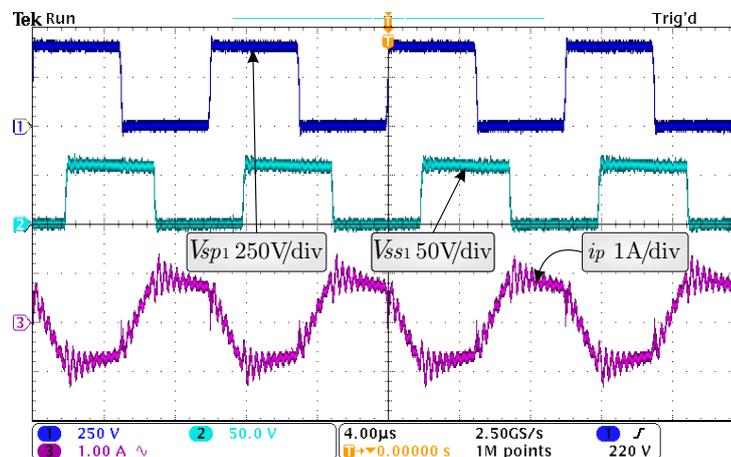
A partir das figuras apresentadas nesse subcapítulo pode-se perceber que a utilização do circuito de auxílio à comutação reduz a corrente de pico e, por consequência, a corrente RMS do primário. Com isso, a eficiência da topologia aumenta com a inserção do CAC no conversor DAB. A eficiência global do conversor para a faixa de potência compreendida entre 100 W e 500 W pode ser visualizada na Figura 6.32.

Figura 6.30 – Tensão *dreno – fonte*  $V_{Sp1}$  do interruptor  $S_{p1}$ , *dreno – fonte*  $V_{Ss1}$  do interruptor  $S_{s1}$  e corrente do primário  $i_p$  com  $L_{DAB1}$  e potência de saída de 200 W com  $d = 1,25$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

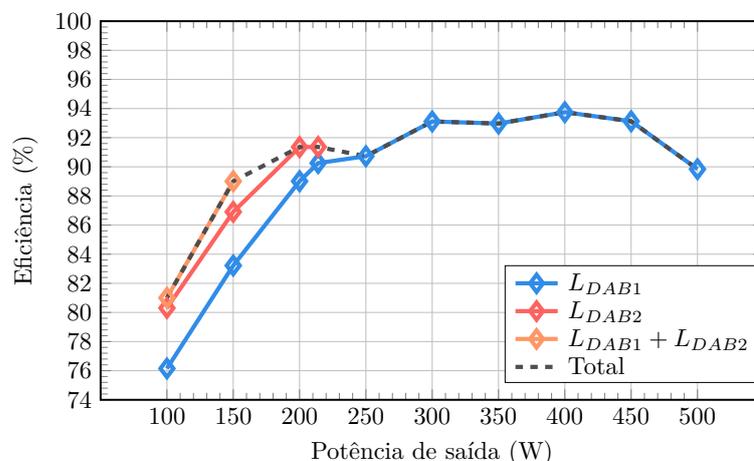
Figura 6.31 – Tensão *dreno – fonte*  $V_{Sp1}$  do interruptor  $S_{p1}$ , *dreno – fonte*  $V_{Ss1}$  do interruptor  $S_{s1}$  e corrente do primário  $i_p$  com  $L_{DAB2}$  e potência de saída de 200 W com  $d = 1,25$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Tabela 6.2 apresenta um resumo dos valores de corrente de pico do primário  $I_{pico}$ , dos ângulos de defasagem utilizados e a eficiência obtida para cada ponto de operação com as variações de configurações do CAC proposto. A partir desta tabela também torna-se possível visualizar os limites de operação de cada uma das possibilidades de circuito de auxílio à comutação.

Figura 6.32 – Eficiência global do conversor DAB com circuito de auxílio à comutação proposto para  $d = 1,25$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 6.6.1 Comutação entre os indutores do circuito de auxílio à comutação

Para demonstrar o comportamento do conversor fazendo uso do circuito de auxílio à comutação durante o processo de troca entre as configurações de indutância do conversor algumas imagens serão apresentadas. Foram realizadas trocas entre as indutâncias para a carga na faixa dos 100 W e 150 W para  $L_{DAB1}$ ,  $L_{DAB2}$  e  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ . Com isso, poderão ser realizadas análises a respeito do comportamento e da amplitude das correntes de pico. Salienta-se que a inserção ou retirada de determinada indutância do circuito do conversor DAB é realizada através de relés conectados em paralelo com cada uma das indutâncias  $L_{DAB1}$  e  $L_{DAB2}$ .

Na Figura 6.33 são apresentadas as formas de onda  $V_{Sp1}$  do primário,  $V_{Ss1}$  do secundário e da corrente do primário  $i_p$  para potência de saída igual a 100 W. Através da Figura 6.33, pode-se perceber o comportamento dinâmico da corrente do primário do transformador  $i_p$  durante a troca entre a configuração que utiliza os dois indutores conectados ao primário do conversor ( $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ ) para a configuração com apenas  $L_{DAB1}$ . Percebe-se a variação da amplitude da corrente de um valor em torno dos 500 mA para uma amplitude de 900 mA. O ângulo de defasagem para cada uma das possibilidades de configuração de indutância deve ser recalculado, neste caso o ângulo inicial que era de  $38^\circ$  passou para  $9,50^\circ$ . O tempo de acomodação da corrente foi de aproximadamente 250  $\mu s$ .

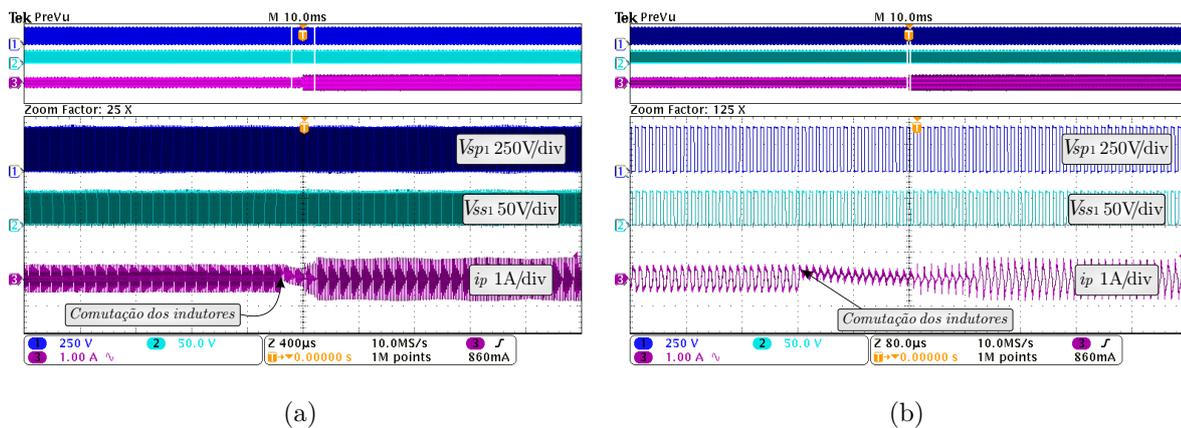
Para o mesmo ponto de operação (100 W) a comutação entre a configuração  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$  para  $L_{DAB2}$  também foi realizada, sendo o comportamento das tensões  $V_{Sp1}$  do primário,  $V_{Ss1}$  do secundário e da corrente do primário  $i_p$  apresentadas na Figura 6.34. Nesta configuração a diferença das amplitudes das correntes entre  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$  e  $L_{DAB2}$  são menores do que no caso anterior. Contudo, a eficiência é reduzida de 81,998 % com

Tabela 6.2 – Resumo dos valores obtidos com CAC.

$P_o$ (W)	Indutores	$\phi$	$I_{pico}$	Eficiência (%)
100	$L_{DAB1}$	$9,5^\circ$	900 mA	76,149
	$L_{DAB2}$	$24,30^\circ$	700 mA	80,304
	$L_{DAB1} + L_{DAB2}$	$38^\circ$	500 mA	80,998
150	$L_{DAB1}$	$14,70^\circ$	850 mA	83,219
	$L_{DAB2}$	$40,78^\circ$	800 mA	86,905
	$L_{DAB1} + L_{DAB2}$	$90^\circ$	800 mA	89,007
200	$L_{DAB1}$	$20,28^\circ$	1,0 A	89,011
	$L_{DAB2}$	$66,98^\circ$	950 mA	91,356
214	$L_{DAB1}$	$20,28^\circ$	1,0 A	90,256
	$L_{DAB2}$	$90^\circ$	980 mA	91,365
250	$L_{DAB1}$	$26,34^\circ$	1,10 A	90,728
300	$L_{DAB1}$	$33,08^\circ$	1,30 A	93,114
350	$L_{DAB1}$	$40,70^\circ$	1,45 A	92,971
400	$L_{DAB1}$	$49,75^\circ$	1,65 A	93,751
450	$L_{DAB1}$	$61,54^\circ$	1,95 A	93,128
500	$L_{DAB1}$	$90^\circ$	2,60 A	89,840

Fonte: Elaborado pelo autor.

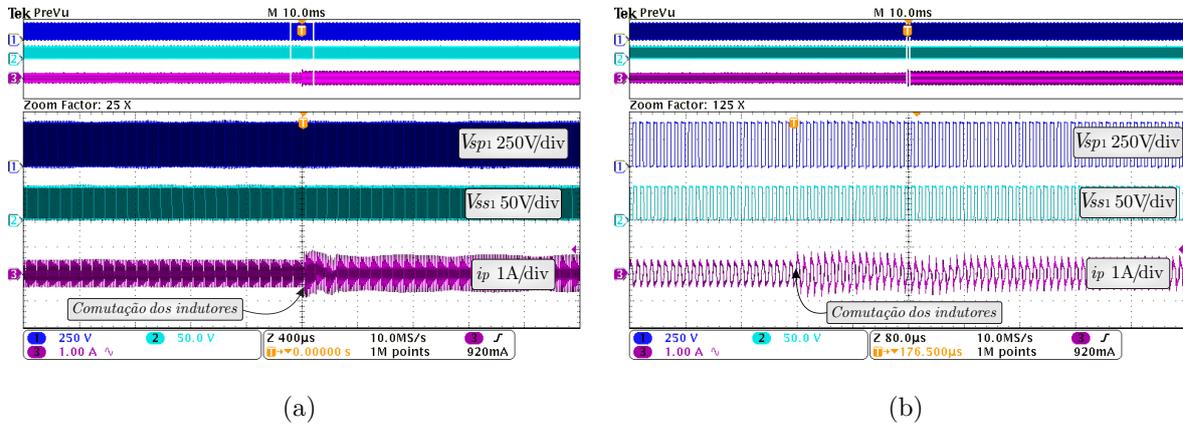
Figura 6.33 – Tensão *dreno – fonte*  $V_{Sp1}$  do interruptor  $S_{p1}$ , *dreno – fonte*  $V_{Ss1}$  do interruptor  $S_{s1}$  e corrente do primário  $i_p$  para comutação de indutâncias de ( $L_{DAB1} + L_{DAB2}$ ) para  $L_{DAB1}$  com potência de saída de 100 W: a) Dinâmica de  $V_{Sp1}$ ,  $V_{Ss1}$  e  $i_p$  e b) Detalhes de  $V_{Sp1}$ ,  $V_{Ss1}$  e  $i_p$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

$L_{DAB1} + L_{DAB2}$  para 80, 30 % quando faz-se uso do indutor  $L_{DAB2}$ . O ângulo de defasagem se altera de  $38^\circ$  para  $24,30^\circ$ . O tempo de acomodação foi de  $240 \mu s$ .

Figura 6.34 – Tensão *dreno – fonte*  $V_{Sp1}$  do interruptor  $S_{p1}$ , *dreno – fonte*  $V_{Ss1}$  do interruptor  $S_{s1}$  e corrente do primário  $i_p$  para comutação de indutâncias de  $(L_{DAB1} + L_{DAB2})$  para  $L_{DAB2}$  com potência de saída de 100 W: a) Dinâmica de  $V_{Sp1}$ ,  $V_{Ss1}$  e  $i_p$  e b) Detalhes de  $V_{Sp1}$ ,  $V_{Ss1}$  e  $i_p$ .



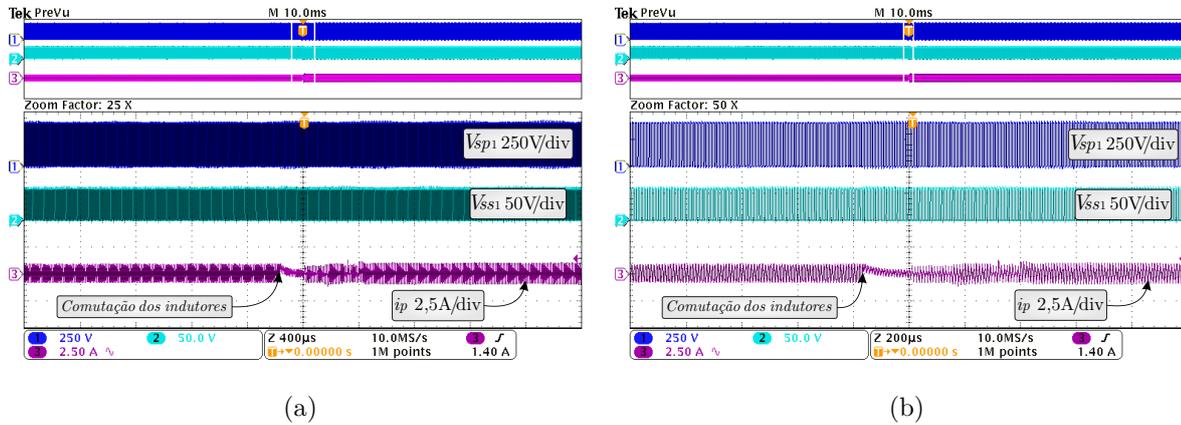
Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 6.35 exibe a dinâmica das formas de onda  $V_{Sp1}$  do primário,  $V_{Ss1}$  do secundário e da corrente do primário  $i_p$  para potência de saída igual a 150 W durante a comutação entre a configuração de indutância  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$  e  $L_{DAB1}$ . Na Figura 6.35 (a) o comportamento das tensões e da corrente com uma perspectiva macro é apresentado. A partir da Figura 6.35 (b) torna-se possível observar os detalhes das formas de onda durante o período de transição entre as indutâncias. O tempo de acomodação foi de aproximadamente 240  $\mu$ s. O ângulo de defasagem passou de 90° com a configuração  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$  para 14,70° com  $L_{DAB1}$ . A eficiência que era de 89,007 % foi reduzida para aproximadamente 83,2 % para um aumento do valor da corrente de pico de 800 mA para 1,0 A.

A mudança entre a configuração  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$  para  $L_{DAB2}$  também foi realizada para a potência de saída de 150 W e as formas de onda de  $V_{Sp1}$  do primário,  $V_{Ss1}$  do secundário e da corrente do primário  $i_p$  são apresentadas na Figura 6.36. A corrente de pico passou de 800 mA para 900 mA após a troca de configuração de indutância, e com isso, a eficiência também foi reduzida de 89,007 % para 86,905 %. O ângulo de defasagem passou de 90° com a configuração  $L_{DAB1} + L_{DAB2}$  para 40,80° com  $L_{DAB2}$ . O tempo de acomodação foi de aproximadamente 170  $\mu$ s.

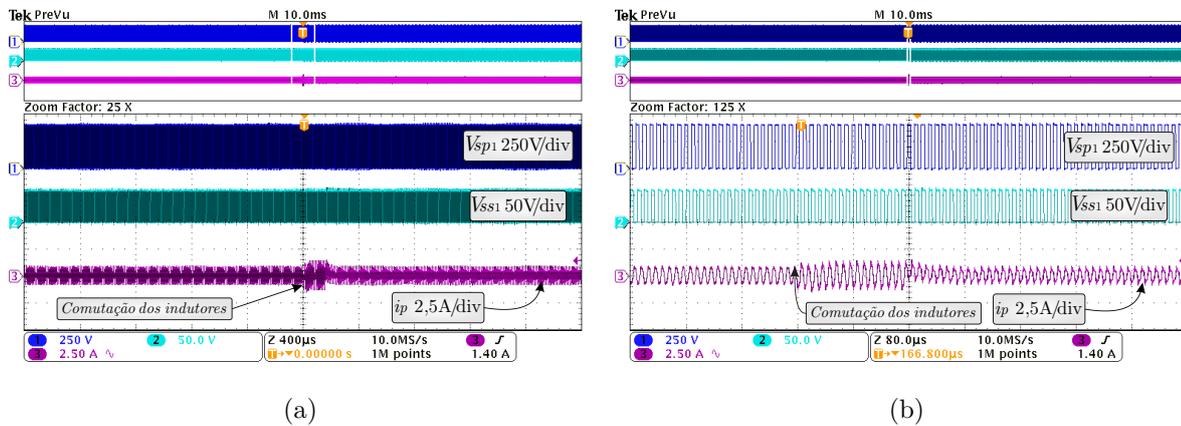
Durante as trocas entre as configurações de circuitos de auxílio a comutação percebe-se que ocorrem oscilações na corrente do primário, isto se deve a necessidade de realizar a implementação de ângulos de defasagem diferentes para cada configuração do CAC. Porém, as oscilações apresentam tempo de acomodação relativamente baixo, ficando em torno de 160  $\mu$ s. Dessa forma, estas oscilações não influenciam no funcionamento do conversor DAB com CAC no processo de carregamento de um banco de baterias, uma

Figura 6.35 – Tensão *dreno – fonte*  $V_{Sp1}$  do interruptor  $S_{p1}$ , *dreno – fonte*  $V_{Ss1}$  do interruptor  $S_{s1}$  e corrente do primário  $i_p$  para comutação de indutâncias de  $(L_{DAB1} + L_{DAB2})$  para  $L_{DAB1}$  com potência de saída de 150 W: a) Dinâmica de  $V_{Sp1}$ ,  $V_{Ss1}$  e  $i_p$  e b) Detalhes de  $V_{Sp1}$ ,  $V_{Ss1}$  e  $i_p$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.36 – Tensão *dreno – fonte*  $V_{Sp1}$  do interruptor  $S_{p1}$ , *dreno – fonte*  $V_{Ss1}$  do interruptor  $S_{s1}$  e corrente do primário  $i_p$  para comutação de indutâncias de  $(L_{DAB1} + L_{DAB2})$  para  $L_{DAB2}$  com potência de saída de 150 W: a) Dinâmica de  $V_{Sp1}$ ,  $V_{Ss1}$  e  $i_p$  e b) Detalhes de  $V_{Sp1}$ ,  $V_{Ss1}$  e  $i_p$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

vez que as variações entre os níveis de potência são pequenos e ocorrem lentamente nesta aplicação.

## 6.7 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os principais resultados experimentais do protótipo do conversor DAB com a modulação TPS utilizando os trios de controle determinados

pelo algoritmo FP. Ainda foram apresentados os resultados do conversor DAB associado ao circuito de auxílio à comutação proposto. O conversor foi projetado para a potência nominal de 500 W com frequência de operação de 100 kHz.

Durante a obtenção dos resultados experimentais o conversor DAB foi submetido a diversos níveis de potência, com a intenção de analisar o comportamento da topologia ao utilizar-se a modulação TPS em conjunto com o algoritmo proposto e desenvolvido. Nestes variações, pode-se perceber que o conversor DAB com TPS apresenta comportamento de acordo com as análises teóricas previamente desenvolvidas. A eficiência para baixas cargas foi melhorada para todos os valores de ganho  $d$  analisados. Porém, a melhora mais significativa foi alcançada para a potência de 100 W com ganho  $d = 1,25$ , chegando à 22 %, onde a eficiência passou de 62 % com PSM para 84,33 % com modulação TPS e trio de controle obtido a partir do algoritmo proposto. Para os demais pontos de potência a modulação TPS em conjunto com o algoritmo FP apresenta maior eficiência, com o aumento da eficiência variando de 22 % com 100 W à 1,5 % com 500 W.

A topologia DAB com a estrutura do circuito de auxílio à comutação também foi analisada, onde para os pontos de operação propostos, os resultados comprovaram a proposta garantindo uma melhora na eficiência global da topologia quando submetida a baixos níveis de potência. O ganho de eficiência com o CAC proposto para potência de 200 W foi de aproximadamente 2,3 %, mas teve maior impacto para a potência de 100 W onde a eficiência foi elevada em 4,85 %. As trocas de configuração do CAC, demonstram que a utilização de relés para a inserção ou retirada dos indutores do circuito não influenciam de forma significativa nas oscilações das variáveis de interesse, validando a proposta.



## 7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Atualmente a inserção de fontes de geração de energia elétrica renováveis tem crescido de forma exponencial. Porém, devido a sua característica variável e intermitente estas fontes de geração têm trazido problemas como: limitações técnicas devido a flutuação de tensão e frequência da rede nos pontos com elevado número de conexões. Desta forma, as fontes convencionais são obrigadas a operar sobrecarregadas para assegurar o equilíbrio da rede. Outro problema causado pela intermitência da geração é a necessidade de redução dos picos de demanda, evitando assim a necessidade de atualizações nas fontes geradoras, na transmissão e na distribuição de energia. Uma forma eficaz de alcançar a redução no pico de demanda é a utilização de ESS, no qual a energia elétrica pode ser armazenada durante o período de pico de geração e extraída durante o período de pico de carga ou demanda. Além do nivelamento da demanda, os ESSs podem ser amplamente utilizados para a estabilidade dinâmica, transitória, manutenção dos níveis de tensão e potência, regular a frequência do sistema, ampliar a capacidade de transmissão e melhorar a qualidade de energia. Todas estas aplicações servem para aumentar a confiabilidade e a estabilidade da rede.

Contudo, para que seja possível realizar a conexão entre os sistemas renováveis de energia, consumidores locais e a rede de distribuição, devem haver elementos capazes de gerenciar os diferentes níveis de tensão e potência, adequando a direção do fluxo de potência, conforme a demanda. Este processo pode ser realizado através de conversores CC-CC bidirecionais que agregam em suas estruturas transformadores de alta frequência proporcionando isolamento galvânica, confiabilidade nas conexões do barramento CC, modularidade e elevado ganho de tensão. Neste contexto, o conversor DAB que, além de possuir as características citadas anteriormente também possui operação simples e a possibilidade de comutação suave em todos os interruptores.

Nestas aplicações normalmente o conversor DAB é analisado utilizando a modulação PSM, a qual consiste em defasar as tensões do primário e secundário do transformador entre si. Contudo, durante o trabalho análises do comportamento do conversor DAB baseadas na operação com modulação *Triple Phase Shift* foram desenvolvidas. Salienta-se que nesta modulação são inseridas as variáveis referentes a razão cíclica do primário ( $D_1$ ), razão cíclica do secundário ( $D_2$ ) e ainda mantém-se o ângulo de defasagem ( $\phi$ ) entre as tensões do primário e secundário do transformador. Com as análises realizadas, constatou-se um comportamento genérico durante a transferência de potência do conversor. Ainda pode-se analisar os limites de operação para cada um dos padrões definidos (A, B, C, D, E e F), os limites de operação com ZVS.

A ampliação dos graus de liberdade de controle com TPS, permitem otimizar o projeto do conversor, proporcionando a escolha de pontos de operação com menor potência aparente para o mesmo nível de potência ativa. Porém, acarreta maior dificuldade no

projeto de controladores para a topologia. Para a otimização do trio de controle foi desenvolvido um algoritmo denominado Fator de Potência, o qual realiza a varredura de todos as possíveis combinações de razões cíclicas e ângulos de defasagem para cada ponto de potência dentro da faixa de operação do conversor DAB. A partir das equações das potências ativa e aparente determinadas no Capítulo 2, faz-se a relação entre a potência ativa de saída e a potência aparente total, determinando o FP. Este FP então é comparado com o FP obtido no passo anterior do algoritmo, se o valor de FP for maior do que o encontrado anteriormente, salvam-se os valores do trio de controle para aquele ponto de potência ativa. A partir dos resultados experimentais apresentados no Capítulo 5, a eficácia do algoritmo proposto pode ser comprovada, onde para valores de curva de eficiência obtida através dos trios de controle do FP foram superiores aos demais.

O conversor DAB apresenta baixa eficiência para baixas cargas, pois nestas situações pode perder uma de suas principais vantagens, que são as comutações suaves. Outro fator que influencia na perda de ZVS é o ganho  $d$ , quando este ganho for diferente de um, o conversor opera fora da região de ZVS. Como o conversor analisado será aplicado a carga e descarga de um ESS o ganho  $d$  será diferente de um em grande parte da operação do conversor.

O algoritmo de otimização do trio de controle proporcionou uma elevação da eficiência de 22 % para conversor DAB com ganho  $d = 1,25$  e potência de 100 W em comparação com a modulação PSM. O menor ganho de eficiência obtido com TPS e  $d = 1,25$  foi de 1,5 % com 500 W de potência, contudo, ainda superior a eficiência da modulação PSM. Para o conversor operando com  $d = 1$  também foi possível obter ganho de eficiência, elevando a eficiência em torno de 2 % até a potência de 225 W. Para  $d = 0,75$ , os parâmetros de trio de controle obtidos pelo algoritmo proposto proporcionaram um aumento de 6 % na eficiência em comparação com a PSM para potência de 100 W. Os ganhos de eficiência com TPS e  $d = 0,75$  em relação a PSM se mantiveram até a potência de 325 W.

Ainda no capítulo dos resultados experimentais, foi analisado o comportamento dinâmico do conversor DAB operando com TPS para degraus de carga. Com isso, buscou-se avaliar a utilização de razões cíclicas vetorizadas em conjunto com o controlador PI projetado. A partir disso, pode-se constatar que o código utilizado para varrer os vetores de potência para obtenção dos índices do vetor de razões cíclicas não adicionou tempo de processamento considerável ao processamento do DSP e ainda aplicou de forma correta as razões cíclicas ao conversor de acordo com os níveis de potência. Mesmo com degraus de potência elevados, de 100 W para 500 W e de 500 W para 100 W, as variações de carga não causaram sobressinais significativos nas tensões dos interruptores e na corrente do primário. Desta forma, ao aplicar degraus de carga com amplitude reduzida, o comportamento da corrente do primário e das tensões do conversor apresentaram oscilações menores em conjunto com a redução dos sobressinais nas tensões dos interruptores.

Para resolver os problemas de baixa eficiência do conversor DAB com baixas cargas, sistemas de auxílio à comutação são propostos na literatura e analisados neste trabalho. Além dos CAC analisados, uma estrutura de circuito de auxílio à comutação é proposta no decorrer do trabalho, a qual é composta por dois indutores conectados em série, os quais são inseridos ou retirados do circuito elétrico do DAB através de dois relés SPDT, os quais são conectados em paralelo com cada um dos indutores. A partir dessa variação topológica busca-se ampliar a faixa de comutação suave e a elevação da eficiência do conversor DAB durante situações de baixas cargas. Para toda faixa de operação do CAC proposto o ganho de eficiência variou de 4,8 % com 100 W a 1,1 % com 214 W.

Ambas propostas para elevar a eficiência do conversor DAB durante o processo de carga de um banco de baterias detalhadas no trabalho apresentaram vantagens. O algoritmo FP proposto atuando em conjunto com a modulação TPS elevou o rendimento para baixas cargas com  $d = 1$  e  $d = 0,75$ . Para  $d = 1,25$ , o algoritmo FP apresentou melhor desempenho quanto a elevação da eficiência, alcançando um pico de 22 % para a potência de 100 W.

Quanto a perspectivas de trabalhos futuros, podem-se citar as seguintes:

- i. Expandir as análises do algoritmo proposto para o conversor operando com fluxo reverso de transferência de potência com variações do ganho  $d$ .
- ii. Expandir e aprofundar as análises do algoritmo proposto para o conversor operando com ganho  $d < 1$ , tendo em vista a perda de ZVS nos interruptores do secundário.
- iii. Realizar um comparativo entre algoritmo proposto e a modulação utilizada com outras modulações abordadas na literatura, como a defasagem de ângulo dupla (DPS), triangular modificada (TPM), TZM entre outras.
- iv. Aprofundar o estudo quanto a inserção das perdas de comutação e de condução ao algoritmo, analisando o comportamento dos trios de controle que podem ser encontrados.
- v. Realizar um estudo detalhado a respeito da generalização do circuito de auxílio à comutação proposto com um número maior de indutores e/ou indutor variável. Analisando a eficiência da topologia com ambas as configurações de CAC.

## 7.1 ARTIGOS PUBLICADOS EM PERIÓDICOS INTERNACIONAIS E NACIONAIS

1. **COSTA, P. F. S.**; LOBLER, P. H. B.; ROGGIA, L.; SCHUCH, L.. Modeling and control of DAB converter applied batteries charging. IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, v. 37, n. 1, p. 175-184, 2022.

2. **COSTA, P. F. S.**; LÖBLER, P. H. B.; TOEBE, A.; ROGGIA, L.; SCHUCH, L.. Modelagem e Controle do Conversor DAB Aplicado à Carga de Baterias. SOBRAEP (IMPRESSO), v. 23, p. 292-301, 2018.
- 3 ROGGIA, L.; **COSTA, P. F. S.**. Comparative analysis between integrated full-bridge-forward and dual active bridge DC-DC converters. ELECTRONICS LETTERS, v. 54, p. 231-233, 2018.

## 7.2 ARTIGOS PUBLICADOS EM ANAIS DE CONGRESSOS

1. **COSTA, P. F. S.**; Andres, Bernardo; ROGGIA, L.; SCHUCH, L. Circuito de Auxílio à Comutação Aplicado ao Conversor DAB no Gerenciamento de Banco de Baterias In: XIII Congresso brasileiro de Automática - CBA, 2020, Porto Alegre.
2. **COSTA, P. F. S.**; PEDRO, H. B. L; CARVALHO, L. L.; ROGGIA, L.; SCHUCH, L. Conversor Dual Active Bridge Aplicado no Gerenciamento de Carga e Descarga de um Banco de Baterias em uma Microrrede Residencial In: 12th Seminar on Power Electronics and Control, 2019, Natal.
3. ANDRES, B.; ROGGIA, L.; DUPONT, F. H.; **COSTA, P. F. S.**; SCHUCH, LUCIANO Estudo Comparativo de Células Elevadoras de Tensão Aplicadas ao Conversor SEPIC Isolado In: 12th Seminar on Power Electronics and Control, 2019, Natal.
4. ANDRES, B.; HOLLWEG, G.; DUPONT, F. H.; MARTINS, M.; **COSTA, P. F. S.**; SCHUCH, L. Modelagem e Controle de um Inversor LCL com Filtro Notch para Redução da THD de Corrente In: 12th Seminar on Power Electronics and Control, 2019, Natal.
5. CARVALHO, L. L.; **COSTA, P. F. S.**; ROGGIA, L.; SCHUCH, L. MODELING AND CONTROL OF THE DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB) CONVERTER APPLIED TO THE POWER MANAGEMENT OF A BATTERY BANK In: Innovative Smart Grid Technologies, 2019, Gramado - RS.
6. **COSTA, P. F. S.**; LÖBLER, P. H. B.; ROGGIA, L.; SCHUCH, L. Transformador de Estado Sólido de Três Estágios Utilizando Conversor DAB e Inversor Multinível H-Bridge Cinco Níveis em Cascata In: 12th Seminar on Power Electronics and Control, 2019, Natal.
7. **COSTA, P. F. S.**; LÖBLER, P. H. B.; ROGGIA, L.; SCHUCH, L. Controle de Corrente e Tensão do Conversor DAB Modificado Aplicado à Carga de Baterias In: XXII Congresso Brasileiro de Automática - CBA, 2018.
8. **COSTA, P. F. S.**; LÖBLER, P. H. B.; CARVALHO, L. L.; PERANCONI, P. G.; ROGGIA, L.; SCHUCH, L. Conversor DAB Aplicado à Carga de Banco de Baterias em uma Microrrede com Geração Fotovoltaica In: VII Congresso Brasileiro de Energia Solar, 2018, Gramado, RS.

9. **COSTA, P. F. S.**; LÖBLER, P. H. B.; ROGGIA, L.; SCHUCH, L. Modelagem e Controle de Corrente do Conversor DAB Aplicado à Carga de Baterias de Li-íon In: XXII Congresso Brasileiro de Automática - CBA, 2018.
10. **COSTA, P. F. S.**; LÖBLER, P. H. B.; ROGGIA, L.; SCHUCH, L. Controle do Conversor DAB Aplicado à Carga de Baterias em um Sistema Fotovoltaico In: 10th Seminar on Power Electronics and Control, 2017.
11. **COSTA, P. F. S.**; LÖBLER, P. H. B.; ROGGIA, L.; SCHUCH, L. Modelagem do Conversor DAB aplicado à Carga de Baterias em um Sistema Fotovoltaico In: 10th Seminar on Power Electronics and Control, 2017.



## REFERÊNCIAS

- ALONSO, A. R. et al. An overall study of a dual active bridge for bidirectional dc/dc conversion. In: **2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2010.
- ANEEL. **Micro e minigeração distribuída**. [S.l.], 2016.
- BAI, H.; MI, C. Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge dc-dc converters using novel dual-phase-shift control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 6, p. 2905–2914, Nov 2008.
- BARBI, I. **Projetos de fontes chaveadas**. [S.l.]: Edição do Autor, 2001.
- Bloomberg. **New Energy Outlook 2015 - Long-term projections of the global energy sector**. [S.l.], 2017.
- BRUNARIE, J. et al. Lithium-ion (li-ion) battery technology evolves to serve an extended range of telecom applications. In: **2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–9.
- CHEN, H. et al. Progress in electrical energy storage system: A critical review. **Progress in Natural Science**, v. 19, n. 3, p. 291–312, 2009.
- COSTA, P. F. et al. Modelagem e controle do conversor DAB aplicado à carga de baterias. **Revista Eletrônica de Potência**, v. 23, n. 3, p. 292–301, Sep. 2018.
- COSTA, P. F. S. et al. Conversor Dual Active Bridge Aplicado no Gerenciamento de Carga e Descarga de um Banco de Baterias em uma Microrrede Residencial. In: **12th Seminar on Power Electronics and Control**. [S.l.: s.n.], 2019.
- \_\_\_\_\_. Modeling and control of dab converter applied to batteries charging. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 37, n. 1, p. 175–184, 2022.
- DONCKER, R. W. A. A. 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**, v. 27, n. 1, p. 63–73, Jan 1991. ISSN 1939-9367.
- 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. In: **Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. [S.l.: s.n.], 1988. p. 796–805 vol.1.
- EIA. **Energy Information Administration - Annual Energy Outlook 2019**. [S.l.], 2019. Disponível em: <<https://www.eia.gov/outlooks/aeo/pdf/aeo2019.pdf>>.

- EPE, E. d. P. E. **Balço Energético Nacional 2021**. [S.l.], 2021. Disponível em: <<http://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-377/topico-470/>>.
- FAISTEL, T. M. K.; LOPES, L. A. C.; MARTINS, M. L. da S. Comparação do fator de esforços de topologias para o conversor de *interlink* de uma nanorrede CC. In: **12th Seminar on Power Electronics and Control - SEPOC**. [S.l.: s.n.], 2019.
- Farret, F. A.; Simões, M. G. **Integration of Alternative Sources of Energy**. 1. ed. [S.l.]: Wiley-Blackwell, 2006. v. 1. ISBN 978-0471712329.
- FRAYTAG, J. **Conversor CC-CC Híbrido Isolado para Utilização em Sistemas MVDC**. 335 p. Tese (Tese de doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2020.
- GITAU, M. N.; EBERSOHN, G.; KETTLEBOROUGH, J. G. Power processor for interfacing battery storage system to 725v dc bus. **Energy Conversion and Management**, v. 48, n. 3, p. 871 – 881, 2007.
- GOMES, P. et al. Geração distribuída: Vantagens, problemas e perspectivas. In: **XV SNTPEE Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica**. [S.l.: s.n.], 1999.
- GUIDI, G. et al. Improvement of light load efficiency of Dual Active Bridge DC-DC converter by using dual leakage transformer and variable frequency. In: **2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 830–837.
- GUO, Z.; LI, M. An optimized dps control strategy for lcl resonant dual active bridge converter for wide voltage conversion ratio. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics**, v. 2, n. 4, p. 501–512, 2021.
- HOUARI, A. et al. Hybridization of electrical energy storage for intelligent integration of photovoltaics in electric networks. In: **2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)**. [S.l.: s.n.], 2015.
- IEA, I. E. A. **World Energy Outlook**. [S.l.], 2021.
- JAIN, A. K.; AYYANAR, R. Pwm control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 4, p. 1215–1227, April 2011.
- JANG, S.-J. et al. Bi-directional dc-dc converter for fuel cell generation system. In: **2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 6, p. 4722–4728 Vol.6.
- KARANKI, S. B. et al. Optimal location of battery energy storage systems in power distribution network for integrating renewable energy sources. In: **2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 4553–4558.

KARTHIKEYAN, V.; GUPTA, R. Light-load efficiency improvement by extending zvs range in dab-bidirectional dc-dc converter for energy storage applications. **Energy**, v. 130, p. 15 – 21, 2017.

\_\_\_\_\_. Frs-dab converter for elimination of circulation power flow at input and output ends. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 3, p. 2135–2144, March 2018.

KHERALUWALA, M. N. et al. Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 28, n. 6, p. 1294–1301, Nov 1992.

KIRSTEN, A. L. **Metodologia de projeto do conversor DAB aplicado a transformadores de estado sólido**. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2014.

KRISMER, F.; BIELA, J.; KOLAR, J. W. A comparative evaluation of isolated bi-directional DC/DC converters with wide input and output voltage range. In: **Fortieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005**. [S.l.: s.n.], 2005. v. 1, p. 599–606 Vol. 1.

KRISMER, F.; KOLAR, J. W. Accurate Power Loss Model Derivation of a High-Current Dual Active Bridge Converter for an Automotive Application. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 3, p. 881–891, March 2010.

\_\_\_\_\_. Closed form solution for minimum conduction loss modulation of dab converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 1, p. 174–188, Jan 2012.

KRISMER, F.; ROUND, S.; KOLAR, J. W. Performance optimization of a high current dual active bridge with a wide operating voltage range. In: **2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–7.

LAKKAS, G. **MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency**. [S.l.], 2016. Disponível em: <[https://www.ee.co.za/wp-content/uploads/2016/04/EngineerIT\\_14\\_04\\_2016\\_42-44.pdf](https://www.ee.co.za/wp-content/uploads/2016/04/EngineerIT_14_04_2016_42-44.pdf)>.

LI, J. et al. Comprehensive optimization modulation scheme of low current level and wide zvs range for dual active bridge converter with dead-zone control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 37, n. 3, p. 2731–2748, 2022.

\_\_\_\_\_. A hybrid five-variable modulation scheme for dual-active-bridge converter with minimal rms current. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 69, n. 1, p. 336–346, 2022.

LI, X. et al. Artificial-intelligence-based triple phase shift modulation for dual active bridge converter with minimized current stress. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, p. 1–1, 2021.

- LO, Y.-K.; WANG, J.-M.; PAI, K.-J. Improved commutation method for a full-bridge current-source inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 2, p. 961–963, 2008.
- LU, J. et al. A modular-designed three-phase high-efficiency high-power-density ev battery charger using dual/triple-phase-shift control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 9, p. 8091–8100, 2018.
- MENEZES, L. M. **DESENVOLVIMENTO DE UMA FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA COM POSSIBILIDADE DE USO EM SISTEMA FOTOVOLTAICO**. 245 p. Tese (Mestre em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Brasil, 2007.
- MITSUBISHI, H. I. **Development of Large High-performance Lithium-ion Batteries for Power Storage and Industrial Use**. [S.l.], 2012. Disponível em: <<https://www.mhi.co.jp/technology/review/pdf/e491/e491006.pdf>>.
- MOU, D. et al. Optimal asymmetric duty modulation to minimize inductor peak-to-peak current for dual active bridge dc–dc converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 4, p. 4572–4584, 2021.
- MUTHURAJ, S. S. et al. Triple phase shift control of an llr tank based bidirectional dual active bridge converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 10, p. 8035–8053, 2017.
- NAAYAGI, R. T.; FORSYTH, A. J.; SHUTTLEWORTH, R. Performance analysis of extended phase-shift control of DAB DC-DC converter for aerospace energy storage system. In: **2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 514–517.
- NGO, T.; WON, J.; NAM, K. A single-phase bidirectional dual active half-bridge converter. In: **2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1127–1133.
- OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. [S.l.]: Pearson, 2015. v. 5.
- OGGIER, G.; GARCÍA, G. O.; OLIVA, A. R. Modulation strategy to operate the dual active bridge dc-dc converter under soft switching in the whole operating range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 4, p. 1228–1236, April 2011.
- OGGIER, G. G. et al. Extending the zvs operating range of dual active bridge high-power dc-dc converters. In: **2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–7.
- PISTOLLATO, S. et al. A low complexity algorithm for efficiency optimization of dual active bridge converters. **IEEE Open Journal of Power Electronics**, v. 2, p. 18–32, 2021.

- PIVETA, R. et al. Circulating current mitigation in dual active bridge converter. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- QIN, Z. et al. A dual active bridge converter with an extended high-efficiency range by dc blocking capacitor voltage control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 7, p. 5949–5966, July 2018.
- ROGGIA, L. **Novo Conversor CC-CC Integrado *Full-Bridge-Forward* Aplicado a uma Microrrede Residencial**. 217 p. Tese (Tese de doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2013.
- SANTOS, W. M. dos. **Estudo e implementação do conversor TAB aplicado a sistemas renováveis solares fotovoltaicos**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.
- SECHILARIU, M.; WANG, B.; LOCMONT, F. Building integrated photovoltaic system with energy storage and smart grid communication. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 4, p. 1607–1618, April 2013.
- SHAO, S. et al. Optimal phase-shift control to minimize reactive power for a dual active bridge dc–dc converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 10, p. 10193–10205, 2019.
- SHEN, K. et al. Zvs control strategy of dual active bridge dc/dc converter with triple-phase-shift modulation considering rms current optimization. **The Journal of Engineering**, v. 2019, n. 18, p. 4708–4712, 2019.
- SHEN, Y. et al. A modified dual active bridge converter with hybrid phase-shift control for wide input voltage range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 10, p. 6884–6900, Oct 2016.
- SHI, H. et al. Minimum-reactive-power scheme of dual-active-bridge dc–dc converter with three-level modulated phase-shift control. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 6, p. 5573–5586, 2017.
- TANG, Y. et al. Reinforcement learning based efficiency optimization scheme for the dab dc–dc converter with triple-phase-shift modulation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 68, n. 8, p. 7350–7361, 2021.
- WANG, C. **Modeling and Control of Hybrid Wind/Photovoltaic/Fuel Cell Distributed Generation Systems**. 402 p. Tese (PhD Thesis of Doctor of Philosophy in Engineering) — Montana State University, Bozeman, Montana, 2006.
- WU, J. et al. A new dual-bridge series resonant dc/dc converter with dual tank. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 5, p. 3884–3897, May 2018.

YAQOOB, M.; LOO, K.; LAI, Y. M. Fully soft-switched dual-active-bridge series-resonant converter with switched-impedance-based power control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 11, p. 9267–9281, Nov 2018.

YAQOOB, M.; LOO, K. H.; LAI, Y. M. Extension of soft-switching region of dual-active-bridge converter by a tunable resonant tank. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 12, p. 9093–9104, Dec 2017.

ZHAO, B. et al. A Modular Multilevel DC-Link Front-to-Front DC Solid-State Transformer Based on High-Frequency Dual Active Phase Shift for HVDC Grid Integration. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 11, p. 8919–8927, Nov 2017.

ZHAO, T. et al. Voltage and Power Balance Control for a Cascaded H-Bridge Converter-Based Solid-State Transformer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 4, p. 1523–1532, April 2013.

ZHOU, H.; KHAMBADKONE, A. M. Hybrid Modulation for Dual-Active-Bridge Bidirectional Converter With Extended Power Range for Ultracapacitor Application. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 45, n. 4, p. 1434–1442, July 2009.

ZHOU, L. et al. Wide-load range multiobjective efficiency optimization produces closed-form control solutions for dual active bridge converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 8, p. 8612–8616, 2021.

## APÊNDICES

---



## Apêndice A – TRIOS DE CONTROLE OBTIDOS ATRAVÉS DOS ALGORITMOS FP E FC

### A.1 Trios de controle obtidos através do algoritmo FP e FC

Tabela A.1 – Trios de controle otimizados do conversor DAB com ganho  $d = 0,75$  utilizando algoritmo proposto FP.

Potência de Saída ( $P_o$ ) (W)	$D_1$	$D_2$	$\phi$
100	0,15	0,20	7,34°
125	0,18	0,24	5,94°
150	0,18	0,24	9,75°
175	0,21	0,28	7,55°
200	0,21	0,28	10,74°
225	0,21	0,28	14,17°
250	0,24	0,32	11,00°
300	0,26	0,34	14,03°
350	0,27	0,36	15,86°
400	0,30	0,40	14,64°
450	0,30	0,40	19,19°
500	0,34	0,45	16,14°

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela A.2 – Trios de controle otimizados do conversor DAB com ganho  $d = 0,75$  utilizando algoritmo FC.

Potência de Saída ( $P_o$ ) (W)	$D_1$	$D_2$	$\phi$
100	0,19	0,25	1,73°
125	0,22	0,29	0,88°
150	0,24	0,32	0,45°
175	0,26	0,34	1,58°
200	0,28	0,37	0,73°
225	0,30	0,39	1,58°
250	0,31	0,41	1,15°
300	0,34	0,45	1,14°
350	0,37	0,49	0,83°
400	0,38	0,50	3,47°
450	0,39	0,50	8,00°
500	0,40	0,50	12,78°

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela A.3 – Trios de controle otimizados do conversor DAB com ganho  $d = 1$  utilizando algoritmo proposto FP.

Potência de Saída ( $P_o$ ) (W)	$D_1$	$D_2$	$\phi$
100	0,49	0,49	3,67°
125	0,48	0,48	4,72°
150	0,48	0,48	5,65°
175	0,48	0,48	6,61°
200	0,48	0,48	7,60°
225	0,48	0,48	8,58°
250	0,47	0,47	9,74°
300	0,47	0,47	11,78°
350	0,46	0,46	14,15°
400	0,46	0,46	16,29°
450	0,45	0,45	18,90°
500	0,45	0,45	21,19°

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela A.4 – Trios de controle otimizados do conversor DAB com ganho  $d = 1$  utilizando algoritmo FC.

Potência de Saída ( $P_o$ ) (W)	$D_1$	$D_2$	$\phi$
100	0,50	0,50	3,63°
125	0,50	0,50	4,56°
150	0,50	0,50	5,50°
175	0,50	0,50	6,48°
200	0,50	0,50	7,44°
225	0,50	0,50	8,42°
250	0,50	0,50	9,38°
300	0,50	0,50	11,41°
350	0,50	0,50	13,47°
400	0,50	0,50	15,59°
450	0,50	0,50	17,77°
500	0,50	0,50	20,00°

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela A.5 – Trios de controle otimizados do conversor DAB com ganho  $d = 1,25$  utilizando algoritmo proposto FP.

Potência de Saída ( $P_o$ ) (W)	$D_1$	$D_2$	$\phi$
100	0,15	0,12	17, 93°
125	0,19	0,15	19, 36°
150	0,20	0,16	20, 90°
175	0,20	0,16	23, 50°
200	0,23	0,18	25, 23°
225	0,24	0,19	26, 41°
250	0,25	0,20	27, 40°
300	0,28	0,22	30, 72°
350	0,30	0,24	32, 21°
400	0,33	0,26	35, 04°
450	0,34	0,27	37, 03°
500	0,35	0,28	38, 97°

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela A.6 – Trios de controle otimizados do conversor DAB com ganho  $d = 1,25$  utilizando algoritmo FC.

Potência de Saída ( $P_o$ ) (W)	$D_1$	$D_2$	$\phi$
100	0,24	0,19	16, 53°
125	0,25	0,20	17, 95°
150	0,28	0,22	20, 55°
175	0,30	0,24	21, 18°
200	0,30	0,24	22, 68°
225	0,34	0,27	24, 48°
250	0,35	0,28	25, 30°
300	0,39	0,31	28, 16°
350	0,42	0,33	31, 30°
400	0,45	0,36	32, 03°
450	0,48	0,38	34, 84°
500	0,50	0,40	35, 80°

Fonte: Elaborado pelo autor.



## Apêndice B – PROJETO DO CONVERSOR DAB

Neste apêndice serão apresentadas os projetos dos elementos do conversor DAB utilizado para obtenção dos resultados do algoritmo de otimização e o projeto do DAB utilizado para utilização do CAC proposto.

### B.1 Projeto do conversor DAB para o algoritmo FP proposto

No Capítulo 6 os parâmetros principais do conversor DAB e os valores dos principais componentes (indutâncias e capacitâncias) da topologia foram apresentados através da Tabela 6.1. Logo, visando acrescentar informações importantes para a melhor compreensão da quantificação e projeto dos componentes dos circuitos elétricos, a seguir são demonstradas algumas deduções pontuais sobre a topologia.

Para o projeto físico do transformador de alta frequência foi utilizado o equacionamento de (MENEZES, 2007). Os esforços de tensão nos enrolamentos primário e secundário são diferentes, devida a relação de transformação ( $n$ ) ser igual a 8/1. As tensões máximas sobre os enrolamentos durante um período completo de operação são expressas pelas equações (B.1) e (B.2):

$$v_p = V_{in} = 400V. \quad (\text{B.1})$$

$$v_s = V_o = 50V. \quad (\text{B.2})$$

A corrente eficaz através das bobinas são equivalentes a corrente através da indutância de transferência de potência  $L_{dab}$ , as quais podem ser definidas a partir das equações (B.3) e (B.4), respectivamente, conforme (SANTOS, 2011).

$$I_{L_{DAB\_rms\_prim}} = 1,353 A. \quad (\text{B.3})$$

$$I_{L_{DAB\_rms\_sec}} = 12 A. \quad (\text{B.4})$$

Após determinar os esforços de corrente e tensão das bobinas e a potência a ser processada pelo transformador, é realizado o projeto físico do mesmo. Os principais parâmetros utilizados para o projeto do transformador são apresentados na Tabela B.1.

A partir dos parâmetros da Tabela B.1 e dos esforços encontrados anteriormente pode-se realizar o projeto do transformador. Após o projeto os principais parâmetros físicos são apresentados na Tabela B.2.

Tabela B.1 – Parâmetros para o projeto do transformador do conversor DAB.

Parâmetro	Valor	Símbolo
Fator de utilização da janela do núcleo	0,7	$K_w$
Fator de utilização do enrolamento primário	0,50	$K_p$
Densidade de fluxo magnético do núcleo	0,15 T	$B$
Máxima variação de fluxo magnético	0,30 T	$\Delta B_{máx}$
Máxima densidade de corrente	450 A/cm <sup>2</sup>	$J_{máx}$
Permeabilidade elétrica no vácuo	$4\pi \times 10^{-7}$	$\mu_0$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela B.2 – Parâmetros físicos do transformador.

Parâmetro	Valor	Símbolo
Núcleo adotado (NEE Thornton)	NEE 42/21/20	
Relação de transformação	8	$n$
Número de espiras do primário	64 esp.	$n_1$
Número de espiras do secundário	8 esp.	$n_2$
Fio de cobre utilizado no primário	AWG 37 x 63 (Litz)	
Fio de cobre utilizado no secundário	AWG 37 x 63 x 4 (Litz)	
Indutância de dispersão do primário	40 $\mu$ H	$L_{disp_{prim}}$
Indutância de dispersão do secundário	40 nH	$L_{disp_{sec}}$
Indutância magnetizante	40 mH	$L_{mag}$

Fonte: Elaborado pelo autor.

$$L_{DAB} = \frac{V_{in} V_o \cdot dn\phi_{np}}{2\pi f_s P_o} \left( \frac{\pi - \phi_{np}}{\pi} \right). \quad (B.5)$$

$$L_{DAB} = 158 \mu H. \quad (B.6)$$

Para o projeto do indutor auxiliar foi utilizado o equacionamento para núcleos EE conforme Barbi (2001). Para desenvolvimento do projeto foram utilizados também os valores esforços de corrente calculados anteriormente. A Tabela B.3 apresenta as características físicas do indutor auxiliar projetado, o valor projetado é menor que o determinado na equação (B.6) pois a indutância auxiliar  $L_{DAB}$  é composta pelo somatório das indutâncias de dispersão do transformador e o restante é adicionado através de um indutor auxiliar ( $L_{DAB}$ ).

Tabela B.3 – Parâmetros físicos do indutor auxiliar.

Parâmetro	Valor	Símbolo
Núcleo adotado (NEE Thornton)	NEE 30/15/7	
Número de espiras	18 esp.	
Fio de cobre	AWG 37 x 63 (Litz)	
Entreferro	0,25 mm	$I_{gap}$
Fator de ocupação	0,30	$A_w$
Indutância obtida	86 $\mu$ H	$L_{DAB}$

Fonte: Elaborado pelo autor.

## B.2 Projeto do conversor DAB para aplicação do CAC proposto

O projeto dos magnéticos para utilização do conversor DAB com circuito de auxílio de comutação segue os mesmos princípios utilizados para o projeto do DAB da Seção B.1. Porém, o transformador para esta aplicação com CAC será o mesmo aplicado ao DAB anteriormente.

As indutâncias auxiliares para o CAC podem são determinadas pelas equações (B.7) e (B.8), as quais representam as indutâncias  $L_{DAB1}$  e  $L_{DAB2}$ , respectivamente.

$$L_{DAB1} = \frac{V_{in}V_o n}{8f_s P_o} = 500\mu H. \quad (B.7)$$

$$L_{DAB2} = \left( \frac{V_{in}V_o n}{8f_s P x_{30\%}} \frac{x}{x_{pu}} \right) - \frac{V_{in}V_o n}{8f_s P_o} = 1,167mH. \quad (B.8)$$

Para o projeto dos indutores do CAC utilizou-se o equacionamento para projeto de magnéticos com núcleos EE apresentados em Barbi (2001). Para desenvolvimento do projeto foram utilizados também os valores esforços de corrente calculados e apresentados nas equações (B.9) e (B.10). As Tabelas B.4 e B.5 apresenta as características físicas dos indutores do CAC projetados.

$$I_{LDAB1\_rms} = 1,50 A. \quad (B.9)$$

$$I_{LDAB2\_rms} = 1 A. \quad (B.10)$$

## B.3 Especificação dos Semicondutores

A especificação dos interruptores deu-se a partir do cálculo dos esforços de corrente e tensão que estarão sujeitas durante a operação. A máxima tensão sobre os interrup-

Tabela B.4 – Parâmetros físicos do indutor  $L_{DAB1}$ .

Parâmetro	Valor	Símbolo
Núcleo adotado (NEE Thornton)	NEE 30/15/14	
Número de espiras	45 esp.	
Fio de cobre	AWG 37 x 63 (Litz)	
Entreferro	0,75 mm	$I_g$
Fator de ocupação	0,76	$A_w$
Indutância obtida	400 $\mu$ H	$L_{DAB1}$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela B.5 – Parâmetros físicos do indutor  $L_{DAB2}$ .

Parâmetro	Valor	Símbolo
Núcleo adotado (NEE Thornton)	NEE 42/21/15	
Número de espiras	60 esp.	
Fio de cobre	AWG 37 x 63 (Litz)	
Entreferro	0,75 mm	$I_g$
Fator de ocupação	0,90	$A_w$
Indutância obtida	980 $\mu$ H	$L_{DAB2}$

Fonte: Elaborado pelo autor.

tores do lado primário e do lado secundário em um período completo de operação são apresentadas nas equações (B.11) e (B.12), respectivamente.

$$V_{Sp1} = 400V. \quad (B.11)$$

$$V_{Ss1} = 62,50V. \quad (B.12)$$

O cálculo das correntes média e eficaz dos interruptores do lado primário e secundário foram realizados com base em (PIVETA et al., 2015). Os valores médio e eficaz de corrente dos interruptores do lado primário e secundário calculados são apresentados em (B.13), (B.14), (B.15) e (B.16), respectivamente.

$$I_{Sp1_{med}} = 0,568A. \quad (B.13)$$

$$I_{Sp1_{rms}} = 0,957A. \quad (B.14)$$

$$I_{Ss1_{rms}} = 7,655A. \quad (B.15)$$

$$I_{Ss1_{med}} = 5A. \quad (\text{B.16})$$

Diante disto, os semicondutores escolhidos foram o MOSFET FDPF20N50FT da fabricante *On Semiconductor* para o primário e o MOSFET IPP076N15N5 da fabricante *Infineon* para o secundário. As especificações de corrente destes interruptores são apresentadas na Tabela B.6. Para a escolha dos semicondutores foram consideradas margens de segurança de 20 % em relação a tensão nominal do barramento primário e para o lado secundário a escolha se deu devido as correntes envolvidas.

Tabela B.6 – Dados dos semicondutores.

Semicondutor	Parâmetro	Valor
FDPF20N50FT	Tensão <i>dreno – source</i>	$V_{DS}=500 \text{ V}$
	Corrente de dreno máxima	$I_D = 20 \text{ A}$
	Resistência <i>dreno – source</i>	$R_{DS(on),max} = 260 \text{ m}\Omega$
IPP076N15N5	Tensão <i>dreno – source</i>	$V_{DS}=150 \text{ V}$
	Corrente de dreno máxima	$I_D = 112 \text{ A}$
	Resistência <i>dreno – source</i>	$R_{DS(on),max} = 7,60 \text{ m}\Omega$

Fonte: Elaborado pelo autor.



## Apêndice C – CÓDIGOS PARA DETERMINAR O ÍNDICE DO VETOR DE RAZÃO CÍCLICA

Neste apêndice é apresentado o algoritmo de varredura do vetor de potência ativa para determinação do índice do vetor de razão cíclica mesclado. A partir deste código varre-se apenas cinco valores antes do valor medido e cinco após o valor medido. Com isso, o tempo de processamento para determinar o índice do vetor é reduzido, uma vez que não necessita realizar a varredura de todo o vetor.

```

vetindex = 0;
vetfind = 0;
Pvetor = 0;
Pme-x10 = Pmedido * 10;
vetindexini = ((Pmedido * 0,993) - 5);
  if (vetindexini < 0)
  {
    vetindexini = 0;
    vetindexfinal = vetindexini + 10;
  }
  if (vetindexfinal > 1582)
  {
    vetindexfinal = 1582;
  }
  for (vetindex = vetindexini; vetindex < vetindexfinal; vetindex++)
  {
    if(vetfind == 0)
    {
      Pvetor = PODSP[vetindex];
    }
    if (Pvetor < Pmed-x10)
    {
      vetfind = 0;
    }
    else
    {
      vetfind = 1;
      vetindexpo = vetindex;
    }
  }

```

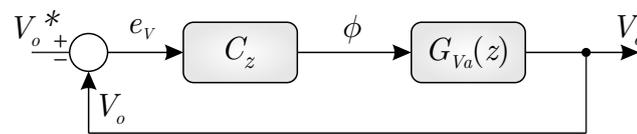


## Apêndice D – PROJETO DO CONTROLADOR PI

### D.1 Projeto do controlador PI

Para realizar o projeto do controlador PI para a tensão de saída foi utilizado o diagrama de blocos do sistema de controle digital ilustrado na Figura D.1.

Figura D.1 – Diagrama de blocos do controlador de tensão PI projetado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Como parâmetros de desempenho, foram adotados uma margem de fase  $60^\circ$  e uma frequência de cruzamento de três décadas abaixo da frequência de comutação, com base nestas informações, foi determinada a frequência de cruzamento em aproximadamente 100 Hz. Portanto, o controlador projetado no domínio da frequência para atender as especificações de projeto é apresentado na equação (D.1).

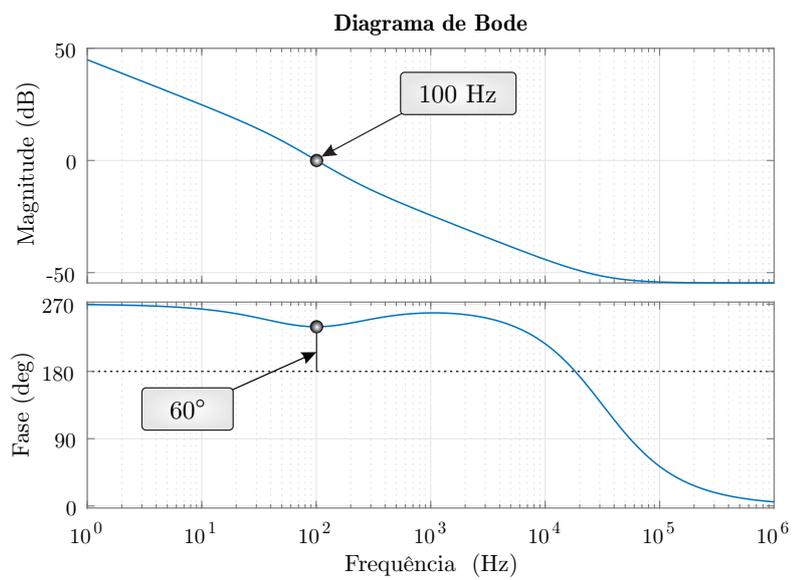
$$C_V(z) = 0,47696 \cdot \left( \frac{z - 0,9946}{z - 1} \right). \quad (\text{D.1})$$

A implementação digital de uma função de transferência como a da equação (D.1) requer a conversão para equação à diferenças discreta. Dessa forma, o controlador é representado em função da ação de controle e do erro em cada amostra. A equação de diferença discreta para o controlador de tensão  $C_V(z)$  é dada por (D.2).

$$u_V[k] = u_V[k - 1] + 0,47696 \cdot e[k] - 0,4744 \cdot e[k - 1]. \quad (\text{D.2})$$

A resposta em frequência da função de transferência de laço aberto compensada da malha de tensão do conversor DAB é apresentada na Figura D.2. Com isso, percebe-se que as especificações de projeto foram atendidas.

Figura D.2 – Resposta em frequência da malha de controle no plano  $w$  após a inserção do controlador.



Fonte: Elaborado pelo autor.