

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

**METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR  
DAB APLICADO A TRANSFORMADORES DE  
ESTADO SÓLIDO**

**TESE DE DOUTORADO**

**André Luís Kirsten**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2014**



**PPGEE / UFSM, RS**

**KIRSTEN, André Luís**

**Doutor**

**2014**



# **METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR DAB APLICADO A TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO**

**André Luís Kirsten**

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

**Orientador: Prof. Marco Antônio Dalla Costa, Dr. Eng.**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2014**

Kirsten, André Luís

Metodologia de projeto do conversor DAB aplicado a transformadores de estado sólido / André Luís Kirsten. – 2014.

235 p.; 30cm

Orientador: Marco Antônio Dalla Costa

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2014.

1. Eletrônica de Potência 2. Transformadores de Estados Sólido  
3. Conversor DAB 4. Conversores CC-CC I. Dalla Costa, Marco Antônio  
II. Título.

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

---

© 2014

Todos os direitos autorais reservados a André Luís Kirsten. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Rua João Machado Soares, 699 / 55. CEP: 97110-000 Bairro: Camobi, Santa Maria, RS. Fone: (055) 3226-2656; *email*: kirsten.andre@gmail.com

---

**Universidade Federal de Santa Maria  
Centro de Tecnologia  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

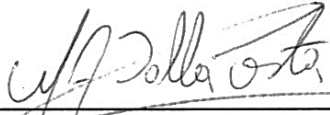
A Comissão Examinadora, abaixo assinada,  
aprova a Tese de Doutorado

**METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR DAB APLICADO A  
TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO**

elaborada por  
**André Luís Kirsten**

como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Doutor em Engenharia Elétrica**

**COMISSÃO EXAMINADORA:**



---

**Marco Antônio Dalla Costa, Dr. (UFSM)**  
(Presidente/Orientador)



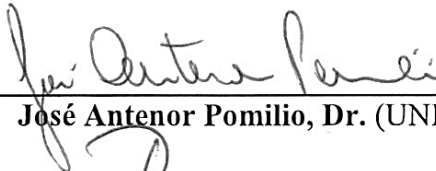
---

**Cassiano Rech, Dr. (UFSM)**



---

**Denizar Cruz Martins (UFSC)**



---

**José Antenor Pomilio, Dr. (UNICAMP)**



---

**José Renes Pinheiro, Dr. (UFSM)**

Santa Maria, 1º de agosto de 2014.





*À minha irmã, Vanessa,  
aos meus pais, Rosane e Jorge,  
e ao meu amor, Tatiane.*



## **AGRADECIMENTOS**

Ao professor Marco Antônio Dalla Costa, pela sua orientação durante o mestrado e doutorado.

Aos acadêmicos em Engenharia Elétrica, Filipe G. Carloto, Theyllor H. de Oliveira e João G. P. Roncalio, pelo suporte e dedicação ao desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), pela grande contribuição na minha formação profissional.

Ao grupo de trabalho do projeto de Transformadores de Estado Sólido (P&D ANEEL), em especial aos professores, Tiago Bandeira Marchesan, Cassiano Rech, Humberto Pinheiro, José Renes Pinheiro, Ricardo Nederson do Prado, Marco Antônio Dalla Costa e Luciano Schuch, pelas trocas de conhecimento e sugestões prestadas.

Aos colegas e professores do Grupo de Pesquisa GEDRE, pelo companheirismo, amizade e contribuições no decorrer desse trabalho.

Aos funcionários do Núcleo de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica (NUPEDEE) pelo suporte técnico para a realização deste trabalho.

Aos funcionários do PPGEE, Luciana Ivanete Kapelinski, André Ross Borniatti e Gerson Zimmermann, e ao coordenador do programa de pós-graduação Prof. José Renes Pinheiro, pelo apoio e suporte.

Meus agradecimentos à banca examinadora, pelas suas considerações na melhoria deste trabalho.

À Universidade Federal de Santa Maria, na qual construí toda a minha formação acadêmica.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e a Companhia Estadual de Energia Elétrica do Rio Grande do Sul (CEEE-D) pelo suporte financeiro.



*“Ter desafios é o que faz a vida interessante,  
e superá-los é o que faz a vida ter sentido.”*

*Josua J. Marine*



## RESUMO

Tese de Doutorado  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria

### **METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR DAB APLICADO A TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO**

AUTOR: ANDRÉ LUÍS KIRSTEN

ORIENTADOR: MARCO ANTÔNIO DALLA COSTA

Local da Defesa e Data: Santa Maria - RS, 1º de agosto de 2014.

Esta tese de doutorado apresenta uma metodologia de projeto do conversor DAB, a qual inclui a influência do ângulo nominal de defasagem no comportamento do conversor DAB para toda faixa de potência e de tensão. Além disso, as análises focam em dois importantes parâmetros de desempenho do conversor DAB: a potência não ativa e os limites de operação com ZVS. O estudo destes dois parâmetros resulta em um conhecimento prévio das características qualitativas das perdas de condução e comutação, respectivamente. Através deste conhecimento é possível otimizar a operação do conversor considerando as prioridades de desempenho da aplicação. Os resultados experimentais, que comprovam as análises referentes à potência não ativa e aos limites de operação com ZVS, são realizados para três diferentes projetos de ângulos nominais e três diferentes tensões de entrada, para toda faixa de operação de carga. O estudo dos pontos de perda de ZVS considerou as capacitâncias intrínsecas dos interruptores e o tempo morto entre os interruptores complementares. O conversor DAB funcionando em uma estrutura de três estágios, aplicado a transformadores de estado sólido, apresenta ondulação de tensão em baixa frequência em seus barramentos, proveniente da conexão da estrutura na rede de distribuição. Deste modo, torna-se possível a aplicação de modulações de baixa frequência do tipo *burst*, sem a necessidade de sobredimensionamento dos capacitores. Três modulações são realizadas e avaliadas em simulação. A modulação que apresentou melhores resultados em simulação foi implementada na prática, e os resultados experimentais mostraram melhora significativa da eficiência do conversor em baixas cargas. Por fim, uma discussão sobre as considerações a serem avaliadas nos parâmetros de projeto do conversor DAB é proposta.

**Palavras-chave:** Conversores CC-CC, Conversor *Dual Active Bridge*, Eletrônica de Potência, Transformadores de Estado Sólido.





## **ABSTRACT**

Doctorate Thesis  
Post-Graduation Program in Electrical Engineering  
Federal University of Santa Maria

### **DESIGN METHODOLOGY OF THE DUAL ACTIVE BRIDGE CONVERTER APPLIED TO SOLID STATE TRANSFORMERS**

AUTHOR: ANDRÉ LUÍS KIRSTEN  
ADVISOR: MARCO ANTÔNIO DALLA COSTA  
Place and Date: Santa Maria - RS, August 1<sup>st</sup>, 2014.

This thesis presents a design methodology for the dual active bridge converter, that includes the influence of the nominal phase-shift angle in the behavior of the DAB converter for entire power and voltage ranges. The analysis presented focus on two important performance parameters of the DAB converter: the nonactive power and the limits of ZVS operation. The study of these two parameters results in a prior knowledge of the qualitative characteristics of the conduction and switching losses, respectively. Using this knowledge it is possible to optimize the converter operation considering the priorities of application performance. The experimental results were performed for three different projects nominal angles and three different input voltages for the whole load range, and they prove the feasibility of the proposed analysis. The analyse of the limit ZVS area took into account the switches intrinsic capacitances, and the dead time between the complementary switches. The DAB converter placed at a three-stage structure applied to solid state transformer, has voltage ripple at low frequency in their bus voltages because of the connection into the distribution network. Thus, it becomes possible to apply a low frequency burst mode modulation, without needing to oversize the bus capacitors. Three burst mode modulations are evaluated in simulation. The modulation which performed better results in simulation was implemented in practice, and the experimental results showed significant improvement in the converter's efficiency when it is operating in light loads. Finally, a discussion of the parameters to be evaluated for the DAB converter's design is proposed.

**Keywords:** DC-DC Converters, Dual Active Bridge Converter, Power Electronics, Solid State Transformers.



## LISTA DE FIGURAS

|  |    |
|--|----|
| Figura 1 – Estrutura simplificada do sistema elétrico de potência .....  | 52 |
| Figura 2 – Amplitude e frequência das tensões de distribuição nos países do mundo (SOMNUSDE, 2009) .....   | 53 |
| Figura 3 – Componentes da geração e consumo de uma microrrede. Fonte: (BOROYEVICH <i>et al.</i> , 2010) .....  | 57 |
| Figura 4 – Avançado conceito de rede de alta qualidade de energia. Fonte: (HEINEMANN; MAUTHE, 2001) .....  | 59 |
| Figura 5 – Diagramas conceituais do sistema FREEDM: a. Diagrama dos futuros sistemas de distribuição, b. Elementos chave do sistema FREEDM. Fonte: (HUANG <i>et al.</i> , 2011).....   | 59 |
| Figura 6 – Diagrama conceitual da conexão entre redes para um sistema de distribuição híbrido (CC e CA). Fonte: (BOROYEVICH <i>et al.</i> , 2010) .....  | 60 |
| Figura 7 – Gráfico da evolução do número de patentes depositadas na área de SSTs ao longo do tempo para diferentes países. Pesquisa realizada pelo portal Orbit na data de 15/08/2013 com os termos: “ <i>high frequency and (electronic transformer or solid state transformer)</i> ” ..... | 61 |
| Figura 8 – Hexaedro de comparação entre as características dos transformadores convencionais e dos SSTs. Fonte: (KOLAR; ORTIZ, 2012) .....   | 65 |
| Figura 9 – Estruturas topológicas: I) Estágio Único, II) Estágio Duplo com barramento CC em baixa tensão, III) Estágio Duplo com barramento CC em alta tensão e IV) Três Estágios. Fontes: a. (FALCONES, S.; MAO; AYYANAR, 2010), b. (HEINEMANN; MAUTHE, 2001) .....                         | 67 |
| Figura 10 – Exemplos de Topologias de Estágio Único. Fontes: a. (MCMURRAY, 1970), b. (KANG; ENJETI; PITEL, 1999) .....   | 68 |
| Figura 11 – Estruturas de dois estágios: a. Tipo II. Fonte: (HUGO <i>et al.</i> , 2007), b. Tipo III. Fonte: (SABAHI; HOSSEINI; <i>et al.</i> , 2010) .....  | 69 |

|   |    |
|---|----|
| Figura 12 – Estruturas de três estágios com paralelismo no barramento CC de baixa tensão. Fontes: a. (RONAN <i>et al.</i> , 2002), b. (HAIBIN <i>et al.</i> , 2012), c. (BHATTACHARYA <i>et al.</i> , 2010; WANG, G. <i>et al.</i> , 2011; ZHAO, T., 2010), d. (LIU <i>et al.</i> , 2012) ..... | 71 |
| Figura 13 – Estrutura modular com semicondutores de baixa tensão. Fonte: (ZHAO, T., 2010, p. 13).....   | 71 |
| Figura 14 – Foto do protótipo do SST FREEDM. Fonte: (WANG, G. <i>et al.</i> , 2011).....  | 73 |
| Figura 15 – Protótipo do projeto UNIFLEX. Fonte: (BIFARETTI <i>et al.</i> , 2011).....  | 74 |
| Figura 16 – Protótipo de um SST de 1 MVA. Fonte: (DAS <i>et al.</i> , 2011).....  | 75 |
| Figura 17 – Montagem de 12 módulos para um SST de 10 kVA. Fonte: (RONAN <i>et al.</i> , 2002) .....   | 76 |
| Figura 18 – Estrutura topológica de três estágios mais utilizada na literatura aplicada à SSTs .....  | 78 |
| Figura 19 – Flyback bidirecional. Fonte: (CHUNG; CHEUNG; TANG, 2004, p. 20) .....   | 80 |
| Figura 20 – Ćuk isolado bidirecional. Fonte: (ABOULNAGA; EMADI, 2004) .....   | 80 |
| Figura 21 – Conversor <i>Push-Pull</i> bidirecional. Fonte: (JAIN, M.; DANIELE; JAIN, 2000) .....   | 80 |
| Figura 22 – Conversor <i>Half-Bridge</i> Bidirecional. Fonte: (FAN; LI, 2011).....  | 81 |
| Figura 23 – <i>Full-bridge</i> Bidirecional. Fonte: (DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN; KHERALUWALA, 1991) .....   | 81 |
| Figura 24 – Estrutura do conversor DAB .....  | 84 |
| Figura 25 – DAB com NPC no primário. Fonte: (ORTIZ <i>et al.</i> , 2013).....   | 84 |
| Figura 26 – Conversores DAB ressonantes. Fontes: a. (LI, X.; BHAT, 2010), b. (JUNG <i>et al.</i> , 2013), c. (CHEN, W.; RONG; LU, 2010), d. (KAN <i>et al.</i> , 2014) .....  | 85 |
| Figura 27 – Conversor DAB Trifásico. Fonte: (DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN; KHERALUWALA, 1991) .....   | 86 |
| Figura 28 – Conversor <i>Multi Active Bridge</i> (MAB) inserido em uma estrutura de três estágios. Fonte: (FALCONES, S.; AYYANAR; MAO, 2013) .....  | 86 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 29 – Formas de onda dos sinais de comando, tensão resultante da ponte do primário e do secundário, e corrente em todos os componentes do conversor DAB .....  | 88  |
| Figura 30 – Primeira etapa de operação: a. Início da etapa, b. Final da etapa .....  | 89  |
| Figura 31 – Segunda etapa de operação do conversor DAB .....   | 90  |
| Figura 32 – Terceira etapa de operação: a. Início da etapa, b. Final da etapa.....   | 91  |
| Figura 33 – Quarta etapa de operação do conversor DAB .....  | 92  |
| Figura 34 – Curvas de transferência de potência considerando variações em $d$ .....  | 94  |
| Figura 35 – Curvas características de rendimentos do conversor DAB. Fonte: a. (INOUE; AKAGI, 2007), b. (EVERTS; KRISMER; et al., 2012), c. (TAN; ABE; AKAGI, 2012), d. (XIE; SUN; FREUDENBERG, 2010) ..... | 95  |
| Figura 36 – Curva de transmissão de potência em função do ângulo de operação e do percentual de tempo relativo ao tempo morto. Fonte: (ZHAO, BIAO <i>et al.</i> , 2014) .....                              | 97  |
| Figura 37 – Fotografia dos indutores auxiliares ( $75^\circ$ , $45^\circ$ e $15^\circ$ , abaixo, da esquerda para direita) e do transformador (acima) desenvolvidos .....                                  | 103 |
| Figura 38 – Fotografia da bancada de testes.....   | 104 |
| Figura 39 – Potência não ativa de entrada na condição de carga nominal com variação de $d$ na operação.....  | 110 |
| Figura 40 – Potência não ativa de entrada na condição de carga nominal com variação de $d$ no projeto.....   | 111 |
| Figura 41 – Fator de potência DAB (WALBERMARK M. DOS SANTOS; DENIZAR C. MARTINS, 2013).....  | 112 |
| Figura 42 – Potência não ativa de saída na condição nominal de carga para variações em $d$ e em função de $\phi_N$ .....   | 113 |
| Figura 43 – Fator de potência de saída considerando a condição nominal de carga para variações em $d$ e em função de $\phi_N$ .....  | 113 |
| Figura 44 – Potência não ativa de entrada com variação de carga e $d = 1$ .....  | 115 |
| Figura 45 – Potência não ativa de entrada com variação de carga e $d = 0,9$ .....  | 115 |
| Figura 46 – Relação $N_i/P_i$ para toda faixa de operação e variação em $d$ .....  | 116 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 47 – Relação $N_o/P_o$ para toda faixa de operação em potência e variação em $d$ .....  | 116 |
| Figura 48 – Relação $N_i/P_i$ para toda faixa de operação em potência e variação em $\phi_N$ .....   | 118 |
| Figura 49 – Relação $N_o/P_o$ para toda faixa de operação em potência e variação em $\phi_N$ .....   | 118 |
| Figura 50 – Relação $N/P$ para toda faixa de operação em potência e variação em $\phi_N$ .....   | 119 |
| Figura 51 – Relação $N/P$ para toda faixa de operação em potência e variação em $d$ .....  | 119 |
| Figura 52 – Resultados Experimentais para a relação $N/P$ , considerando variações na relação $d$ e em $\phi_N$ .....  | 121 |
| Figura 53 – Resultados Experimentais das relações $N_i/P_i$ (a, c, e) e $N_o/P_o$ (b, d, f) para variações nos ângulos nominais de projeto e na relação de operação $d$ .....  | 122 |
| Figura 54 – Resultados experimentais dos rendimentos considerando o ângulo nominal fixo e variações na relação $d$ : a. $\phi_N = 15^\circ$ ; b. $\phi_N = 45^\circ$ e c. $\phi_N = 75^\circ$ .....  | 124 |
| Figura 55 – Resultados experimentais dos rendimentos considerando a relação $d$ fixa e variações no ângulo nominal de projeto: a. $d = 1$ ; b. $d = 1.11$ e c. $d = 0,91$ .....  | 125 |
| Figura 56 – Tensão $V_p$ (ch1 – 500 V/div), Tensão $V_s$ (ch3 – 250 V/div), Corrente de Entrada (ch2 – 1 A/div), e Corrente no indutor auxiliar (ch4 – 1 A/div) para $P_o = 500$ W, $\phi_N = 15^\circ$ e $d = 1$ . Escala de Tempo: 20 $\mu$ s/div..... | 126 |
| Figura 57 – Tensão $V_p$ (ch1 – 500 V/div), Tensão $V_s$ (ch3 – 250 V/div), Corrente de Entrada (ch2 – 2 A/div), Corrente no indutor auxiliar (ch4 – 2 A/div) para $P_o = 500$ W, $\phi_N = 45^\circ$ e $d = 1$ . Escala de Tempo: 20 $\mu$ s/div.....   | 126 |
| Figura 58 – Tensão $V_p$ (ch1 – 500 V/div), Tensão $V_s$ (ch3 – 250 V/div), Corrente de Entrada (ch2 – 2 A/div), Corrente no indutor auxiliar (ch4 – 2 A/div) para $P_o = 500$ W, $\phi_N = 75^\circ$ e $d = 1$ . Escala de Tempo: 20 $\mu$ s/div.....   | 127 |
| Figura 59 – Curvas de transferência da potência e das potências limites de operação em ZVS .....   | 131 |
| Figura 60 – Percentual da potência nominal em que ocorre a perda de ZVS para variações em $\phi_N$ e $d$ , considerando a análise convencional .....   | 133 |
| Figura 61 – Circuito equivalente durante a comutação das chaves do primário.....   | 135 |

|   |     |
|---|-----|
| Figura 62 – Condição em que o indutor não tem energia inicial suficiente para o ZVS. Tensão entre coletor e emissor (ch1 – 100 V/div), Corrente na chave (ch2 – 200 mA/div) e Tensão de comando (ch3 – 5 V/div), escala de tempo: 400 ns/div.....   | 138 |
| Figura 63 – Condição em que há ZVS na entrada de condução da chave. Tensão entre coletor e emissor (ch1 – 250 V/div.), Corrente na chave (ch2 – 2 A/div.), Tensão de comando (ch3 – 10 V/div.) e Corrente na indutância auxiliar (ch4 – 2 A/div); escala de tempo: 1 $\mu$ s/div.....                                   | 139 |
| Figura 64 – Condição em que não há comutação suave. Tensão na chave (ch1 – 250 V/div.), Corrente na chave (ch2 – 1 A/div.), Corrente no indutor auxiliar (ch4 – 500 mA/div.), Tensão de comando (ch3 – 10 V/div.); escala de tempo: 1 $\mu$ s/div.....  | 140 |
| Figura 65 – Corrente mínima no indutor auxiliar no início da comutação para garantir ZVS.....   | 141 |
| Figura 66 – Curva da perda de ZVS dos interruptores do primário normalizada considerando variações no tempo morto.....  | 143 |
| Figura 67 – Curva da perda de ZVS dos interruptores do primário normalizada, considerando variações na capacitância da chave.....   | 143 |
| Figura 68 – Curva da perda de ZVS dos interruptores do primário normalizada, considerando variações na relação $d$ .....  | 144 |
| Figura 69 – Curvas da perda de ZVS dos interruptores do primário normalizadas considerando a capacitância da chave ( $P_{Z,p}$ ) e sem a consideração da mesma ( $P_{x,pu}$ ).....  | 145 |
| Figura 70 – Região de comutação suave estendida na operação com retificador não controlado. Fonte: (KHERALUWALA, M. N. <i>et al.</i> , 1992).....   | 147 |
| Figura 71 – Medição da frequência de ressonância para determinação da capacitância entre coletor e emissor. Tensão entre coletor e emissor (ch1 – 100 V/div), Tensão de comando (ch3 – 10 V/div), Corrente na chave (ch2 – 1 A/div), Corrente na indutância auxiliar (c4 – 200 mA/div), Escala de tempo: 1 $\mu$ s..... | 150 |
| Figura 72 – Resultados Experimentais do ponto de perda de ZVS dos interruptores do primário considerando $t_m = 875$ ns e $C_{ce} = 462$ pF.....  | 150 |
| Figura 73 – Resultados Experimentais do ponto de perda de ZVS dos interruptores do primário considerando $t_m = 1,75$ $\mu$ s e $C_{ce} = 462$ pF.....  | 151 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 74 – Resultados Experimentais do ponto de perda de ZVS dos interruptores do primário considerando um fator multiplicativo de $d = 0,97$ , $t_m = 1,75 \mu s$ e $C_{ce} = 462 \text{ pF}$ .....  | 152 |
| Figura 75 – Resultados Experimentais do ponto de perda de ZVS dos interruptores do primário e a análise convencional .....   | 152 |
| Figura 76 – Resultados Experimentais do ponto de perda de ZVS dos interruptores do secundário considerando $t_m = 1,75 \mu s$ e $C_{ce} = 295 \text{ pF}$ .....  | 153 |
| Figura 77 – Resultados Experimentais do ponto de perda de ZVS dos interruptores do secundário considerando um fator multiplicativo de $d = 0,97$ nas relações de $d$ para a análise proposta, $t_m = 1,75 \mu s$ e $C_{ce} = 295 \text{ pF}$ .....   | 154 |
| Figura 78 – Resultados Experimentais do ponto de perda de ZVS dos interruptores do secundário e a análise convencional .....   | 155 |
| Figura 79 – Resultados Experimentais do ponto de perda de ZVS dos interruptores do secundário e a análise convencional considerando o fator multiplicado de $d = 0,97$ .....   | 155 |
| Figura 80 – Comparação entre as curvas de rendimento para diferentes tempos mortos e $\phi_N = 15^\circ$ .....   | 156 |
| Figura 81 – Comparação entre as curvas de rendimento para três diferentes tempos mortos e $\phi_N = 45^\circ$ .....  | 157 |
| Figura 82 – Entrada de condução da chave do primário para $d = 1$ , $\phi_N = 45^\circ$ , $t_m = 2,625 \mu s$ e $P_o = 250 \text{ W}$ . Tensão entre coletor e emissor (ch1 – 100 V/div), tensão de comando (ch3 – 5 V/div), corrente na chave (200 mA/div), escala de tempo: 1 $\mu s$ .....  | 157 |
| Figura 83 – Comparação entre as curvas de rendimento para diferentes tempos mortos e $\phi_N = 75^\circ$ .....   | 158 |
| Figura 84 – Rendimento considerando a relação $d$ fixa e variações no ângulo nominal de projeto e pontos de perda de ZVS do primário e secundário. a. $d = 1$ ; b. $d = 1,11$ e c. $d = 0,91$ .....  | 159 |
| Figura 85 – Entrada em Condução de um interruptor do primário para $d = 1,11$ , $\phi = 45^\circ$ . Tensão entre coletor e emissor (ch1 – 50 V/div), tensão de comando (ch3 – 10 V/div), corrente na chave (2 A/div). a. $P_o = 300 \text{ W}$ (com ZVS); b. $P_o = 250 \text{ W}$ (sem ZVS); c. $P_o = 200 \text{ W}$ (sem ZVS); Escala de Tempo: 1 $\mu s$ /div..... | 160 |



|   |     |
|---|-----|
| Figura 86 – Entrada de Condução de um interruptor do secundário para $d = 0,91$ , $\phi = 15^\circ$ . Tensão entre coletor e emissor (ch1 – 50 V/div), tensão de comando (ch3 – 10 V/div), corrente na chave (2 A/div). a. $P_o = 450$ W (com ZVS), Escala de tempo = 1 $\mu$ s/div; b. $P_o = 400$ W (sem ZVS); Escala de tempo = 40 ns/div .....            | 161 |
| Figura 87 – Gráfico da transferência de potência normalizada para o Modo <i>Hopping</i> .....   | 165 |
| Figura 88 – Gráfico da transferência de potência para o Modo <i>Burst</i> de dois e três níveis.....  | 166 |
| Figura 89 – Circuito simulado para as modulações em baixa frequência .....  | 168 |
| Figura 90 – Resultados de Simulação do Modo <i>Hopping</i> : a. Tensões de entrada e saída e tensão e corrente em $L_d$ . b. Sinais de Comando, Tensão e Corrente no indutor $L_d$ em detalhes durante a desativação do modo <i>burst</i> .....   | 169 |
| Figura 91 – Resultados de Simulação do Modo <i>Hopping</i> com modificações: a. Tensões de entrada e saída, e tensão e corrente em $L_d$ ; b. Sinais de comando, Tensão e Corrente de $L_d$ em detalhes durante a desativação do modo <i>burst</i> .....  | 171 |
| Figura 92 – Resultados de Simulação do Modo <i>Burst</i> de Dois Níveis: a. Tensões de entrada e saída e tensão e corrente em $L_d$ ; b. Tensão e Corrente no indutor $L_d$ em detalhes durante a desativação do modo <i>burst</i> .....  | 172 |
| Figura 93 – Resultados de Simulação do Modo <i>Burst</i> de Três Níveis: a. Tensões de entrada e saída e tensão e corrente em $L_d$ ; b. Tensão e Corrente no indutor $L_d$ em detalhes durante a desativação do modo <i>burst</i> .....  | 173 |
| Figura 94 – Detalhes da modulação modificada para a operação no modo <i>burst</i> de três níveis.....   | 174 |
| Figura 95 – Resultados de Simulação do Modo <i>Burst</i> de Três Níveis com modulação modificada: a. Tensões de entrada e saída e tensão e corrente em $L_d$ . b. Tensão e Corrente no indutor $L_d$ em detalhes durante a ativação do modo <i>burst</i> . c. Tensão e Corrente no indutor $L_d$ em detalhes durante a desativação do modo <i>burst</i> ..... | 175 |
| Figura 96 – Circuito equivalente simplificado para cálculo do capacitor de barramento .....   | 176 |
| Figura 97 – Formas de onda das correntes envolvidas no cálculo do capacitor.....  | 177 |
| Figura 98 – Circuito simplificado para cálculo de variação de tensão .....  | 179 |

|   |     |
|---|-----|
| Figura 99 – Formas de onda referentes à operação com modo <i>burst</i> .....  | 179 |
| Figura 100 – Curva da ondulação da tensão de saída em função da potência de saída para o modo <i>burst</i> .....  | 181 |
| Figura 101 – Comparação entre o resultado teórico e prático para a Ondulação de tensão de saída na operação com o modo <i>burst</i> .....   | 182 |
| Figura 102 – Resultados Experimentais para $P_o = 125 \text{ W}$ ( $D_{bm} = 0,5$ ); Tensão de entrada (ch1 – 100 V/div), tensão de saída (50V/div) e corrente na indutância auxiliar (ch2 – 500 mA/div); a. Escala de tempo: 20 ms/div; b. Detalhe no início do estado ligado, escala de tempo: 100 $\mu\text{s}$ /div; c. Detalhe no início do estado desligado; Escala de tempo: 100 $\mu\text{s}$ /div..... | 184 |
| Figura 103 – Rendimentos do conversor operando com modulação convencional e no modo <i>burst</i> .....  | 185 |
| Figura 104 – Ondulação de tensão para a operação com modulação convencional e no modo <i>burst</i> .....  | 186 |
| Figura 105 – Tensão de entrada (ch1 – 100 V/div), Tensão de saída (ch3 – 50 V/div) e Corrente no primário (ch2 – 1 A/div). Escala de tempo: 20 ms/div. Operação com fluxo direto para 125 W. a. Modulação Convencional. b. Modo <i>Burst</i> .....  | 187 |
| Figura 106 – Tensão de entrada (ch1 – 100 V/div), Tensão de saída (ch3 – 50 V/div) e Corrente no primário (ch2 – 1 A/div). Escala de tempo: 20 ms/div. Operação com fluxo direto para 50 W. a. Modulação Convencional. b. Modo <i>Burst</i> .....   | 188 |
| Figura 107 – Relação $N/P$ considerando variações em $\phi_N$ .....   | 192 |
| Figura 108 – Limite de Operação com ZVS normalizado para os interruptores do primário ( $P_{Z,p}$ ) .....   | 192 |
| Figura 109 – Limite de Operação com ZVS normalizado para os interruptores do secundário ( $P_{Z,s}$ ).....  | 193 |
| Figura 110 – Circuito equivalente do modelo médio do conversor DAB .....  | 214 |
| Figura 111 – Resultados de simulação do conversor DAB juntamente com o modelo médio proposto.....   | 216 |
| Figura 112 – Esquemático do circuito de alimentação .....   | 217 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 113 – <i>Layout</i> em 3D do protótipo da fonte de alimentação: a. face superior; b. face inferior.....   | 218 |
| Figura 114 – Protótipo da fonte de alimentação: a. face superior; b. face inferior .....   | 218 |
| Figura 115 – Diagrama HCPL3120 (AVAGO, 2008).....  | 219 |
| Figura 116 – Esquemático da ligação do CI HCPL3120 com circuito de <i>buffer</i> .....   | 219 |
| Figura 117 – Esquemático <i>circuito de driver</i> .....   | 220 |
| Figura 118 – Desenho do <i>layout</i> em 3D do <i>driver</i> : a. Visão frontal; b. Visão posterior.....   | 220 |
| Figura 119 – Circuito de <i>driver</i> implementado: a. Visão frontal; b. Visão posterior.....   | 221 |
| Figura 120 – Sinais de entrada do <i>buffer</i> ( $V_{in}$ ) e saída do <i>driver</i> ( $V_o$ ) (5 V/div, 5 V/div). a. 10 $\mu$ s/div. b. 100 ns/div ..... | 221 |
| Figura 121 – <i>Layout</i> em 3D do protótipo da placa de <i>driver</i> com uma saída: a. Visão superior; b. Visão inferior.....                           | 222 |
| Figura 122 – Protótipo da placa de <i>driver</i> com uma saída: a. Visão superior; b. Visão inferior .....   | 222 |
| Figura 123 – <i>Layout</i> em 3D do protótipo da placa auxiliar de conexão dos drivers: a. face superior; b. face inferior.....                            | 223 |
| Figura 124 – Protótipo da placa auxiliar de conexão dos drivers: a. Visão superior; b. Visão inferior.....   | 223 |
| Figura 125 – Esquemático da ponte completa.....  | 224 |
| Figura 126 – <i>Layout</i> em 3D: a. Visão superior. b. Visão inferior .....   | 224 |
| Figura 127 – Desenvolvimento experimental da placa de potência .....   | 224 |
| Figura 128 – Placa de potência juntamente com os quatro <i>drivers</i> .....   | 225 |
| Figura 129 – Esquemático do circuito <i>buffer</i> .....   | 226 |
| Figura 130 – Esquemático de regulação de tensão interna de 5 V para 3,3 V, do circuito <i>buffer</i> .....   | 226 |
| Figura 131 – <i>Layout</i> em 3D do protótipo do circuito <i>buffer</i> : a. face superior; b. face inferior .....   | 227 |
| Figura 132 – Protótipo do circuito <i>buffer</i> : a. face superior; b. face inferior.....   | 227 |

|   |     |
|---|-----|
| Figura 133 – Circuito de transmissão do sinal de tensão .....   | 228 |
| Figura 134 – Circuito do módulo de recepção do sensor de tensão.....  | 229 |
| Figura 135 – Esquemático do módulo de transmissão.....  | 229 |
| Figura 136 – Esquemático do módulo de recepção .....  | 230 |
| Figura 137 – Protótipo do sensor de tensão: a. módulo de sensoriamento e<br>transmissão; b. módulo de recepção .....                      | 230 |
| Figura 138 – Tensão medida do sensor (ch2 – 97 V/div), Tensão de saída do sensor<br>(ch3 – 410 mV/div); Escala de tempo de 4 ms/div ..... | 231 |
| Figura 139 – Diagrama de Bode (Amplitude) do sensor de tensão .....   | 231 |
| Figura 140 – Diagrama de Bode (fase) do sensor de tensão .....  | 231 |
| Figura 141 – Esquemático do sensor de corrente por efeito <i>Hall</i> .....   | 232 |
| Figura 142 – Sensor de Corrente: a. Implementação prática; .b. <i>layout</i> em 3D .....  | 233 |

## LISTA DE TABELAS

|  |     |
|--|-----|
| Tabela 1 – Comparação entre características de estruturas com diferentes números de estágios .....                               | 72  |
| Tabela 2 – Parâmetro de projeto do protótipo desenvolvido.....   | 101 |
| Tabela 3 – Características do transformador implementado .....   | 102 |
| Tabela 4 – Características dos indutores auxiliares para os três projetos desenvolvidos .....                                    | 103 |
| Tabela 5 – Condições necessárias para garantir a operação com ZVS .....  | 131 |
| Tabela 6 – Parâmetros das simulações realizadas para as modulações de baixa frequência .....                                     | 167 |
| Tabela 7 – Resumo das características da potência não ativa e limites de operação com ZVS.....                                   | 194 |
| Tabela 8 – Características dos limites de operação com ZVS considerando o tempo morto e as capacitâncias dos interruptores ..... | 194 |
| Tabela 9 – Parâmetros para simulação do conversor DAB .....  | 216 |



## LISTA DE ABREVIATURAS

|       |  |
|-------|--|
| ABNT  | Associação Brasileira de Normas Técnicas   |
| ANEEL | Agência Nacional de Energia Elétrica   |
| AWG   | Escala Americana Normalizada (do inglês, <i>American Wire Gauge</i> )                      |
| CA    | Corrente Alternada   |
| CC    | Corrente Contínua  |
| CI    | Circuito Integrado   |
| CEEE  | Companhia Estadual de Energia Elétrica   |
| CHB   | Ponte-H em cascata (do inglês, <i>Cascaded H-Bridge</i> )                                  |
| DAB   | Dupla Ponte Ativa (do inglês, <i>Dual Active Bridge</i> )                                  |
| DHB   | Dupla Meia Ponte (do inglês, <i>Dual Half-bridge</i> )                                     |
| DLL   | <i>Dynamic-Link Library</i>  |
| DSP   | Processador Digital de Sinais (do inglês, <i>Digital Signal Processor</i> )                |
| ECC   | Controlador Central de Energia (do inglês, <i>Energy Control Center</i> )                  |
| EPRI  | <i>Electric Power Research Institute</i>   |
| FACTS | Sistemas de transmissão CA flexíveis (do inglês, <i>Flexible AC Transmission Systems</i> ) |
| FC    | Capacitores Flutuantes (do inglês, <i>Flying Capacitors</i> )                              |
| FP    | Fator de Potência  |
| FPGA  | Arranjo de Portas Programáveis (do inglês, <i>Field-Programmable Gate Array</i> )          |

|        |  |
|--------|--|
| FREEDM | <i>Future Renewable Electric Energy Distribution Management</i>                                      |
| GE     | <i>General Electric</i>  |
| HD     | Disco Rígido (do inglês, <i>Hard Disk</i> )  |
| HVDC   | Sistemas de transmissão CC em alta tensão (do inglês, <i>High Voltage Direct Current</i> )           |
| IEEE   | Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos  |
| IGBT   | Transistor Bipolar de Porta Isolada (do inglês, <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> )           |
| ISOP   | Entrada em série, saída em paralelo (do inglês, <i>Input Series Output Parallel</i> )                |
| LKT    | Lei de Kirchhoff para Tensões  |
| MDT    | Manual de estrutura e apresentação de monografias, dissertações e teses                              |
| MOSFET | Transistor de Efeito de Campo (do inglês, <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> ) |
| NPC    | Grampeamento do ponto neutro (do inglês, <i>Neutral Point Clamped</i> )                              |
| PWM    | Modulação por Largura de Pulso (do inglês, <i>Pulse-Width Modulation</i> )                           |
| SEP    | Sistema Elétrico de Potência   |
| SiC    | Carbeto de Silício (do inglês, <i>Silicon Carbide</i> )  |
| SSD    | Unidade de Disco de Estado Sólido (do inglês, <i>Solid State Driver</i> )                            |
| SST    | Transformador de Estado Sólido (do inglês, <i>Solid State Transformer</i> )                          |
| THD    | Distorção Harmônica Total (do inglês, <i>Total Harmonic Distortion</i> )                             |
| TPS    | <i>Triple Phase-Shift</i>  |



UFSM      Universidade Federal de Santa Maria

UNIFLEX    *Universal and Flexible Power Management*

ZVS      Comutação em Zero de Tensão (do inglês, *Zero Voltage Switching*)



## LISTA DE SÍMBOLOS

|               |  |
|---------------|--|
| $A_e$         | Área Efetiva Transversal do Núcleo do transformador    |
| $A_{e,d}$     | Área Efetiva Transversal do Núcleo do indutor auxiliar |
| $Ang_{BM}$    | Ângulos de operação no modo <i>burst</i>               |
| $A_w$         | Área de Janela do Núcleo do transformador              |
| $A_{w,d}$     | Área de Janela do Núcleo do indutor auxiliar           |
| $B_{max}$     | Máxima Densidade de Fluxo Magnético                    |
| $C_{ce}$      | Capacitância da Chave                                  |
| $C_i$         | Capacitor de Entrada                                   |
| $C_o$         | Capacitor de Saída                                     |
| $d$           | Relação de Ganho de Tensão (DAB)                       |
| $d_N$         | Relação de Ganho de Tensão de Projeto                  |
| $d_0$         | Relação de Ganho de Tensão (DAB) Fixado em 1           |
| $d_1$         | Relação de Ganho de Tensão (DAB) Fixado em 1,1         |
| $d_2$         | Relação de Ganho de Tensão (DAB) Fixado em 0,9         |
| $D_{bm}$      | Variável de controle no modo <i>burst</i>              |
| $f_{audível}$ | Frequência audível                                     |
| $f_{bm}$      | Frequência da operação no modo <i>burst</i>            |
| $f_r$         | Frequência Natural de Ressonância                      |
| $f_s$         | Frequência de Comutação                                |

|              |   |
|--------------|---|
| $i_{in}$     | Corrente de Entrada   |
| $i_L$        | Corrente no Indutor Auxiliar  |
| $i_{Lmin}$   | Corrente mínima para garantir a operação com ZVS  |
| $i_{Lmin,p}$ | Corrente mínima para garantir a operação com ZVS no primário  |
| $i_{Lmin,s}$ | Corrente mínima para garantir a operação com ZVS no secundário                                      |
| $i_p$        | Corrente no Primário do Transformador   |
| $i_o$        | Corrente na Saída do Conversor DAB  |
| $I_o$        | Corrente Média de Saída do Conversor DAB  |
| $i_{p1-4}$   | Corrente nas chaves do primário   |
| $I_{p,max}$  | Máxima Corrente Nominal   |
| $I_{p,rms}$  | Corrente Eficaz da Indutância Auxiliar  |
| $i_{s1-4}$   | Corrente nas chaves do secundário   |
| $i_{s,o}$    | Corrente de saída do conversor DAB  |
| $I_{s,o,pk}$ | Corrente de pico de saída   |
| $I_x e I_y$  | Amplitudes de corrente para a definição dos Limites de Operação em Comutação Suave do Conversor DAB |
| $J_a$        | Densidade de Corrente dos Fios  |
| $K_p$        | Fator de Utilização do Enrolamento Primário   |
| $K_u$        | Fator de Utilização da Janela   |
| $L_d$        | Indutância de Dispersão   |
| $L_{d,pri}$  | Indutância de Dispersão do Primário   |

|             |   |
|-------------|---|
| $L_{d.sec}$ | Indutância de Dispersão do Secundário   |
| $L_{m.pri}$ | Indutância Magnetizante do Primário   |
| $L_{m.sec}$ | Indutância Magnetizante do Secundário   |
| $N_d$       | Número de Espiras do Indutor Auxiliar   |
| $N$         | Potência não ativa  |
| $N_i$       | Potência não ativa de entrada   |
| $N_o$       | Potência não ativa de saída   |
| $N_{pri}$   | Número de Espiras do Primário do Transformador  |
| $N_s$       | Relação de Transformação do Transformador   |
| $N_{sec}$   | Número de Espiras do Secundário do Transformador  |
| $P$         | Potência Ativa  |
| $P_{bm}$    | Potência de ativação dos modos <i>burst</i>   |
| $P_i$       | Potência Ativa de Entrada   |
| $P_c$       | Potência Simulada   |
| $P_o$       | Potência Ativa de Saída   |
| $P_{Z.p}$   | Potência Normalizada na qual Ocorre a Perda de ZVS no Primário  |
| $P_{Z.s}$   | Potência Normalizada na qual Ocorre a Perda de ZVS no Secundário                                      |
| $P_{x.pu}$  | Potência em que Ocorre a Perda de ZVS no primário normalizada em Relação à Potência Ativa de Saída    |
| $P_{y.pu}$  | Potência em que Ocorre a Perda de ZVS no secundário normalizadas em Relação à Potência Ativa de Saída |

|                   |   |
|-------------------|---|
| $R_{dab}$         | Resistência Equivalente de Saída por Módulo do Conversor DAB                  |
| $S_{bm}$          | Representação dos estados ligado e desligado da operação no modo <i>burst</i> |
| $S_i$             | Potência Aparente de Entrada  |
| $S_o$             | Potência Aparente de Saída  |
| $Sp_{1-4}$        | Chaves do lado primário do conversor DAB                                      |
| $Ss_{1-4}$        | Chaves do lado secundário do conversor DAB                                    |
| $T_{bm}$          | Período de acionamento do modo <i>burst</i>                                   |
| $T_r$             | Período de Ressonância  |
| $T_{step}$        | Passo de tempo da simulação   |
| $t_m$             | Tempo Morto   |
| $t_{max}$         | Tempo Morto Máximo  |
| $V_i$             | Tensão de Barramento do Primário  |
| $V_{max}$         | Tensão Máxima de Projeto em Operação Nominal                                  |
| $V_{min}$         | Tensão Mínima de Projeto em Operação Nominal                                  |
| $V_o$             | Tensão de Barramento do Secundário  |
| $V_s$             | Tensão no secundário do transformador   |
| $X_L$             | Reatância Indutiva da Indutância de Dispersão                                 |
| $\Delta B$        | Variação da Densidade de Fluxo Magnético                                      |
| $\Delta V_{bn}\%$ | Variação Percentual de Tensão nos barramentos                                 |
| $\Delta V_o\%$    | Variação Percentual da Tensão de Saída.                                       |

|                |   |
|----------------|---|
| $\eta$         | Rendimento Estimado   |
| $\phi$         | Ângulo de Defasagem entre Comandos  |
| $\phi_{bm}$    | Ângulos de operação no modo burst   |
| $\phi_N$       | Ângulo de Defasagem Nominal   |
| $\phi_{N0}$    | Ângulo de Defasagem Nominal de 75°  |
| $\phi_{N1}$    | Ângulo de Defasagem Nominal de 45°  |
| $\phi_{N2}$    | Ângulo de Defasagem Nominal de 15°  |
| $\phi_x$       | Ângulo de Perda de ZVS do Primário  |
| $\phi_y$       | Ângulo de Perda de ZVS do Secundário  |
| $\phi_{Z,p}$   | Ângulo em que a Corrente é Mínima para Garantir o ZVS no Primário   |
| $\phi_{Z,s}$   | Ângulo em que a Corrente é Mínima para Garantir o ZVS no Secundário   |
| $\omega$       | Frequência Angular  |
| $\omega_c$     | Frequência Angular de Corte   |
| $\omega_{o,s}$ | Frequência Natural da Ressonância entre a Capacitância da Chave do Secundário e a Indutância Auxiliar Refletida ao Secundário |
| $\omega_s$     | Frequência Angular de Comutação   |
| $\omega_r$     | Frequência Angular da Rede  |





## SUMÁRIO

|   |           |
|---|-----------|
| <b>INTRODUÇÃO .....</b>   | <b>47</b> |
| <b>1 TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO NO SISTEMA DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA.....</b> | <b>51</b> |
| 1.1 Introdução .....  | 51        |
| 1.2 Sistemas Convencionais de Transmissão e Distribuição .....                              | 51        |
| 1.3 Transformadores convencionais de distribuição .....                                     | 54        |
| 1.4 Eletrônica de Potência no Sistema Elétrico de Potência .....                            | 54        |
| 1.5 Redes Elétricas Inteligentes ( <i>Smart-grids</i> ) .....                               | 56        |
| 1.6 Futuros Sistemas de Transmissão e Distribuição .....                                    | 58        |
| 1.7 Transformador de Estado Sólido aplicado a Redes de Distribuição .....                   | 60        |
| 1.7.1 Requisitos do SST.....  | 62        |
| 1.7.2 Desafios tecnológicos.....  | 64        |
| 1.8 Conclusão.....  | 66        |
| <b>2 ESTRUTURAS TOPOLÓGICAS APLICADAS A TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO.....</b>           | <b>67</b> |
| 2.1 Estruturas de estágio único (tipo I) .....  | 68        |
| 2.2 Estruturas de estágio duplo (tipos II e III) .....                                      | 68        |
| 2.3 Estruturas de três estágios (tipo IV) .....   | 69        |
| 2.4 Comparação entre as estruturas topológicas .....  | 72        |
| 2.5 Centros de pesquisa com desenvolvimentos em SSTs .....                                  | 73        |

|            |  |           |
|------------|--|-----------|
| 2.5.1      | <i>FREEDM (Future Renewable Electric Energy Delivery Management)</i> ..... | 73        |
| 2.5.2      | <i>UNIFLEX (Universal and Flexible Power Management)</i> .....             | 74        |
| 2.5.3      | <i>General Eletric (GE) e Cree</i> .....                                   | 75        |
| 2.5.4      | <i>EPRI</i> .....  | 75        |
| 2.5.5      | <i>ABB</i> .....   | 76        |
| 2.5.6      | <i>Protótipos de SSTs para sistemas de tração elétrica</i> .....           | 76        |
| <b>2.6</b> | <b>Delimitação do tema da tese</b> .....                                   | <b>77</b> |
| <b>2.7</b> | <b>Conclusão</b> .....   | <b>78</b> |
| <b>3</b>   | <b>CONVERTOR DAB</b> .....   | <b>79</b> |
| <b>3.1</b> | <b>Estudo de conversores bidirecionais isolados</b> .....                  | <b>79</b> |
| <b>3.2</b> | <b>Conversor <i>Dual Active Bridge</i> (DAB)</b> .....                     | <b>82</b> |
| 3.2.1      | <i>Estrutura do conversor DAB convencional e suas modificações</i> .....   | 83        |
| <b>3.3</b> | <b>Modulação por Defasagem Angular de Dois Níveis</b> .....                | <b>86</b> |
| <b>3.4</b> | <b>Etapas de Operação</b> .....  | <b>87</b> |
| 3.4.1      | <i>Etapa 1 (<math>0 \leq \omega t &lt; \phi</math>)</i> .....              | 87        |
| 3.4.2      | <i>Etapa 2 (<math>\phi \leq \omega t &lt; \pi</math>)</i> .....            | 90        |
| 3.4.3      | <i>Etapa 3 (<math>\pi \leq \omega t &lt; \pi + \phi</math>)</i> .....      | 90        |
| 3.4.4      | <i>Etapa 4 (<math>\pi + \phi \leq \omega t &lt; 2\pi</math>)</i> .....     | 91        |
| <b>3.5</b> | <b>Modulações de Três Níveis</b> .....                                     | <b>94</b> |
| 3.5.1      | <i>Modulação por defasagem angular estendida</i> .....                     | 95        |
| 3.5.2      | <i>Dupla Defasagem Angular (do inglês, Dual Phase-Shift)</i> .....         | 96        |
| 3.5.3      | <i>Tripla Defasagem Angular (do inglês, Triple Phase-Shift)</i> .....      | 96        |
| <b>3.6</b> | <b>Efeito do tempo morto</b> .....   | <b>97</b> |
| <b>3.7</b> | <b>Projeto Clássico</b> .....  | <b>97</b> |

|            |  |            |
|------------|--|------------|
| 3.7.1      | <i>Relação de Transformação (d) e Transformador de alta frequência</i> .....                         | 98         |
| 3.7.2      | <i>Indutor Auxiliar (<math>L_d</math>) e ângulo de defasagem nominal (<math>\phi_N</math>)</i> ..... | 99         |
| 3.7.3      | <i>Capacitores de barramento</i> .....   | 100        |
| <b>3.8</b> | <b>Desenvolvimento experimental</b> .....  | <b>100</b> |
| <b>3.9</b> | <b>Conclusão</b> .....   | <b>104</b> |
| <br>       |  |            |
| <b>4</b>   | <b>ANÁLISE GENERALIZADA DA POTÊNCIA NÃO ATIVA DO CONVERSOR DAB</b> .....                             | <b>107</b> |
| 4.1        | <b>Definições de potência</b> .....  | <b>108</b> |
| 4.2        | <b>Cálculo da potência não ativa</b> .....   | <b>109</b> |
| 4.3        | <b>Potência não ativa na condição nominal de carga</b> .....   | <b>110</b> |
| 4.4        | <b>Análise generalizada da potência não ativa para qualquer condição de carga</b> .....              | <b>114</b> |
| 4.5        | <b>Resultados Experimentais</b> .....  | <b>118</b> |
| 4.5.1      | <i>Resultados Experimentais para a relação N/P</i> .....   | 120        |
| 4.5.2      | <i>Resultados Experimentais para <math>N_i/P_i</math> e <math>N_o/P_o</math></i> .....               | 120        |
| 4.5.3      | <i>Resultados Experimentais de Rendimento</i> .....  | 123        |
| 4.6        | <b>Conclusão</b> .....   | <b>127</b> |
| <br>       |  |            |
| <b>5</b>   | <b>LIMITES DE OPERAÇÃO COM COMUTAÇÃO SUAVE</b> .....   | <b>129</b> |
| 5.1        | <b>Análise convencional do ponto de perda de ZVS</b> .....   | <b>129</b> |
| 5.2        | <b>Análise da perda de ZVS considerando as capacitâncias dos interruptores e o tempo morto</b> ..... | <b>134</b> |
| 5.2.1      | <i>Definição do tempo morto máximo</i> .....   | 140        |
| 5.2.2      | <i>Definição da corrente mínima no indutor para garantir ZVS</i> .....                               | 141        |

|            |   |            |
|------------|---|------------|
| 5.2.3      | <i>Definição da potência normalizada em que ocorre a perda de ZVS no primário</i> ..... | 141        |
| 5.2.4      | <i>Definição da potência em que ocorre a perda de ZVS no secundário</i> .....           | 144        |
| <b>5.3</b> | <b>Outras considerações que influenciam o ponto de perda de ZVS</b> .....               | <b>146</b> |
| 5.3.1      | <i>Indutância magnetizante</i> .....  | 146        |
| 5.3.2      | <i>Operação como conversor ponte completa</i> .....                                     | 147        |
| 5.3.3      | <i>Indutores não lineares</i> .....   | 147        |
| 5.3.4      | <i>Modulação de Três Níveis</i> .....   | 148        |
| <b>5.4</b> | <b>Resultados Experimentais</b> .....   | <b>148</b> |
| 5.4.1      | <i>Pontos de perda de ZVS para os Interruptores do Primário</i> .....                   | 149        |
| 5.4.2      | <i>Pontos de perda de ZVS para os Interruptores do Secundário</i> .....                 | 153        |
| 5.4.3      | <i>Rendimentos considerando as variações no tempo morto</i> .....                       | 155        |
| <b>5.5</b> | <b>Conclusão</b> .....  | <b>162</b> |
| <b>6</b>   | <b>MODULAÇÕES EM BAIXA FREQUÊNCIA (<i>BURST MODE</i>)</b> .....                         | <b>163</b> |
| <b>6.1</b> | <b>Princípios de Operação</b> .....   | <b>163</b> |
| <b>6.2</b> | <b>Modulações do tipo <i>Burst</i> Aplicadas ao Conversor DAB</b> .....                 | <b>164</b> |
| 6.2.1      | <i>Modo Hopping (KHERALUWALA, M. N. et al., 1992)</i> .....                             | 164        |
| 6.2.2      | <i>Modo Burst de Dois níveis</i> .....  | 165        |
| 6.2.3      | <i>Modo Burst de Três níveis</i> .....  | 166        |
| <b>6.3</b> | <b>Simulações das Modulações de Baixa Frequência</b> .....                              | <b>167</b> |
| 6.3.1      | <i>Resultados de Simulação para o Modo Hopping</i> .....                                | 169        |
| 6.3.2      | <i>Resultados de Simulação para o Modo Burst de 2 Níveis</i> .....                      | 170        |
| 6.3.3      | <i>Resultados de Simulação para o Modo Burst de 3 Níveis</i> .....                      | 172        |
| <b>6.4</b> | <b>Projeto dos Capacitores de Barramento</b> .....                                      | <b>176</b> |
| 6.4.1      | <i>Projeto do Capacitor de Barramento</i> .....   | 176        |

|          |   |            |
|----------|---|------------|
| 6.4.2    | <i>Projeto Proposto para a Capacitância de Barramento considerando o Modo Burst</i> ..... | 179        |
| 6.4.3    | <i>Resultado Experimental para a Ondulação no modo burst</i> .....                        | 182        |
| 6.5      | <b>Metodologia de Projeto para o Modo <i>Burst</i></b> .....                              | 183        |
| 6.6      | <b>Resultados Experimentais</b> .....   | 183        |
| 6.7      | <b>Conclusão</b> .....  | 189        |
| <b>7</b> | <b>DISCUSSÃO</b> .....  | <b>191</b> |
| 7.1      | <b>Metodologia de Projeto</b> .....   | 195        |
| 7.2      | <b>Exemplos de projetos do ângulo nominal de defasagem</b> .....                          | 196        |
|          | <b>CONCLUSÃO GERAL</b> .....  | <b>197</b> |
|          | <b>BIBLIOGRAFIA</b> .....   | <b>199</b> |
|          | <b>APÊNDICE I</b> .....   | <b>213</b> |
| <b>8</b> | <b>Modelo de Pequenos Sinais do Conversor DAB</b> .....                                   | <b>213</b> |
|          | <b>APÊNDICE II</b> .....  | <b>217</b> |
| <b>9</b> | <b>CIRCUITOS AUXILIARES</b> .....   | <b>217</b> |
| 9.1      | <b>Fonte de Alimentação</b> .....   | 217        |
| 9.2      | <b>Circuito de Comando (<i>Driver</i>)</b> .....  | 218        |
| 9.3      | <b>Placa de Potência (Ponte H)</b> .....  | 223        |
| 9.4      | <b><i>Buffer</i> Isolado</b> .....  | 225        |
| 9.5      | <b>Sensor de Tensão</b> .....   | 226        |

|                          |                               |            |
|--------------------------|-------------------------------|------------|
| 9.6                      | Sensor de Corrente.....       | 232        |
| <b>APÊNDICE III.....</b> |                               | <b>235</b> |
| <b>10</b>                | <b>TRABALHOS FUTUROS.....</b> | <b>235</b> |

## INTRODUÇÃO

A preocupação com a qualidade da energia elétrica tem aumentado à medida que cresce o uso descomedido de equipamentos com características de cargas não lineares e com baixo fator de potência.

Tanto consumidores, quanto as concessionárias de energia, sofrem com a baixa qualidade da energia elétrica circulante nas redes de distribuição. As concessionárias têm prejuízos com as constantes manutenções e falhas no sistema de fornecimento de energia. Além disso, estas necessitam sobredimensionar seus equipamentos. Já os consumidores são afetados com flutuações e distorções na tensão, e ainda, com interrupções no fornecimento de energia elétrica.

O problema da baixa qualidade de energia circulante nas redes de distribuição pode piorar ainda mais com a crescente instalação de sistemas de geração distribuída. A injeção de energia na rede por estes equipamentos traz a necessidade do controle do fluxo de energia mais próximo aos consumidores, de forma a garantir a estabilidade e qualidade do sistema de distribuição.

A eletrônica de potência tem evoluído muito nos últimos anos na aplicação de equipamentos em sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica. Isto devido à redução do custo de semicondutores de potência que suportam elevadas tensões, e também, em consequência da popularização de estruturas capazes de processar níveis cada vez maiores de energia em elevadas tensões, como os conversores multiníveis, por exemplo.

Transformadores de estado sólido (do inglês, *Solid State Transformer* - SST) são equipamentos que utilizam a eletrônica de potência para fazer o papel dos transformadores convencionais e ainda agregam funções de outros equipamentos como: filtros ativos e compensadores de reativos. A utilização de equipamentos inteligentes capazes de interagir e modificar as variáveis do sistema é a possível solução para os problemas de qualidade de energia e estabilidade nas redes de distribuição.

Esta tese de doutorado mostra uma revisão bibliográfica sobre as estruturas topológicas para SSTs mais utilizadas na literatura tecno-científica. Onde se observa a utilização de estruturas de três estágios, ou seja, três conversores conectados em cascata do tipo CA-CC (Corrente Alternada - Corrente Contínua), CC-CC e CC-CA.

O conversor CC-CC destas estruturas é considerado o principal conversor da estrutura (INOUE; AKAGI, 2007), pois é neste conversor que há isolamento galvânica através de um transformador operando com elevada frequência.

Dentre os diversos conversores CC-CC isolados e bidirecionais presentes da literatura, o conversor DAB é o mais utilizado para aplicações que requerem elevadas potências e elevadas densidades de potência.

O objetivo principal desta tese de doutorado é desenvolver uma metodologia de projeto para o conversor DAB, considerando as características de operação em um SST. Para isso, análises referentes à potência não ativa e aos limites de operação com comutação suave são realizados, e diferentes parâmetros de projeto e condições de operação foram considerados.

Além disso, um estudo acerca de modulações de baixa frequência do tipo *burst* aplicado ao conversor DAB é realizado. Um sistema de modulação híbrido, que utiliza o modo *burst* para baixas cargas é proposto, garantindo elevada eficiência em toda faixa de operação.

O presente documento está em conformidade com o manual de estrutura e apresentação de monografias, dissertações e teses (MDT) da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, 2012).

A tese está dividida em sete capítulos e três apêndices. Onde, no capítulo 1 é apresentada uma visão geral dos sistemas de distribuição de energia elétrica, bem como o que se vislumbra como futuras redes de energia elétrica. O conceito e as características dos transformadores de estado sólido também são mostrados neste capítulo.

Uma revisão bibliográfica sobre topologias de conversores eletrônicos aplicados a transformadores de estado sólido é abordada no capítulo 2. Neste capítulo são descritos alguns centros de pesquisas e empresas que estão investindo no desenvolvimento de SSTs.

O capítulo 3 mostra as características básicas do conversor DAB e apresenta uma metodologia de projeto para o mesmo. Os detalhes do protótipo desenvolvido para os experimentos são mostrados neste capítulo.

A análise da potência não ativa do conversor DAB, considerando variações nos parâmetros de projetos e nas variáveis de operação, é apresentada no capítulo 4.

O capítulo 5 faz referência à definição dos limites de operação com ZVS (do inglês, *Zero Voltage Switching*) do conversor DAB, considerando as capacitâncias dos interruptores e o tempo morto no comando das chaves, para as mesmas variações de projeto e de operação do capítulo 4.



Modulações em baixa frequência, que visam sanar a problemática da baixa eficiência e perda de ZVS na operação com baixas cargas, são apresentadas no capítulo 6.

Uma discussão que engloba os conceitos apresentados durante toda a tese de doutorado é proposta no capítulo 7.

Conclui-se que o conversor DAB apresenta características que o tornam o principal conversor CC-CC para aplicação em transformadores de estado sólido, e o projeto deste deve considerar diversos fatores para um desempenho satisfatório.



# **1 TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO NO SISTEMA DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA**

## **1.1 Introdução**

Com o aumento crescente da utilização da energia elétrica, os sistemas de geração, transmissão e distribuição necessitam de investimentos para a melhoria e manutenção do fornecimento da energia elétrica. Este capítulo visa mostrar as características básicas dos sistemas elétricos de potência, focando no que se vislumbra para o futuro das redes de distribuição de energia elétrica. Objetiva-se ainda a contextualização dos transformadores de estado sólido nestes sistemas, assim como os requisitos e desafios tecnológicos destes dispositivos.

## **1.2 Sistemas Convencionais de Transmissão e Distribuição**

A facilidade de manipulação e transporte da energia elétrica, desde sua geração até a sua utilização, fizeram com que esta seja a principal forma energética utilizada pela humanidade para seus processos industriais, consumo residencial e comercial.

As primeiras fontes geradoras e redes de distribuição de energia elétrica, no século XIX (GUARNIERI, 2013a), eram na forma de corrente contínua (CC) e muito próxima dos centros consumidores. Com o aumento do consumo e das distâncias necessárias para a distribuição da energia elétrica, grande parcela da energia era dissipada nos seus cabos de distribuição, sendo os rendimentos médios desses sistemas em torno de 50%, no final do século XIX (GUARNIERI, 2013a). A solução encontrada para este problema foi a elevação dos níveis de tensão, de forma diminuir a circulação de corrente e, conseqüentemente, as perdas. Entretanto, havia a preocupação com a segurança na alimentação de instalações com elevadas tensões.

Em 1891, foi apresentada uma linha de transmissão experimental em corrente alternada (CA) trifásica de 240 kW e tensão de 15 kV, em uma distância de 175 km, distância na qual uma transmissão de energia nunca havia sido realizada antes. A instalação utilizava transformadores, que elevavam o nível de tensão próximo da unidade geradora e a reduziam

novamente perto das unidades consumidoras. Esta demonstração, que se assemelha muito com a estrutura geral de transmissão e distribuição atual, mostrou a grande vantagem em termos de eficiência na transmissão elétrica de energia em alta tensão, de forma alternada e trifásica (GUARNIERI, 2013b).

Além da eficiência, as linhas de transmissão e distribuição trifásicas em corrente alternada também tinham a vantagem do melhor custo benefício em relação às linhas em corrente contínua e, por conseguinte, se tornariam o padrão mundial até os dias atuais.

O sistema elétrico de potência (SEP) atual não é muito diferente do apresentado no final do século XIX. A Figura 1 mostra a distribuição dos principais elementos de uma estrutura representativa simplificada do sistema elétrico de potência.

**Geração:** O sistema começa pela geração da energia elétrica, hoje, as principais fontes de energia são constituídas por usinas hidroelétricas, termoelétricas (carvão e gás natural), eólicas e nucleares. Estas fontes de energia não se encontram ou não podem ser alocadas próximas aos grandes centros consumidores de energia elétrica. Logo, amplas malhas de transmissão de energia elétrica foram desenvolvidas.

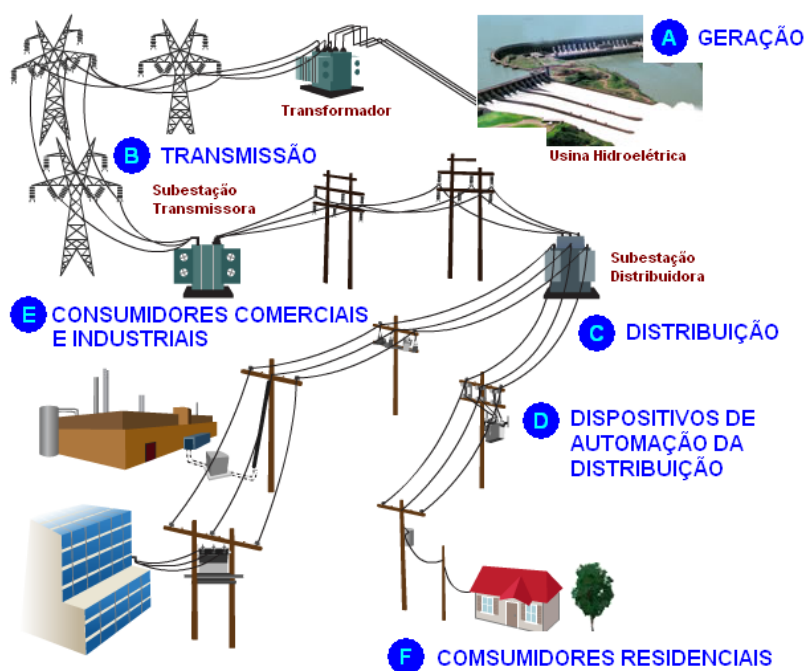


Figura 1 – Estrutura simplificada do sistema elétrico de potência

Fonte: <http://www.redeinteligente.com/2009/08/11/rede-inteligente-por-que-como-quem-quando-onde/>

**Transmissão:** Os transformadores elevadores, colocados logo após unidades geradoras, são responsáveis por elevar a tensão de transmissão de energia elétrica objetivando a redução das perdas de energia. Os níveis de tensão para transmissão de energia elétrica mais

comuns atualmente são: 69 kV, 138 kV, 230 kV, 400 kV, 500 kV, 750 kV (CREDER, 2007). Para longas distâncias e elevados níveis de tensão, a transmissão em corrente contínua pode ser a melhor solução em termos de custo, confiabilidade e eficiência.

**Distribuição:** No outro lado das linhas de transmissão, há transformadores abaixadores, nas subestações, que reduzem a alta tensão para o transporte a níveis seguros (média tensão) dentro das cidades. Neste ponto, chamado de distribuição primária, os níveis de tensão são normalmente de 13,8 kV, 23 kV e 34,5 kV (COTRIM, 2003; CREDER, 2007). E, por fim, os transformadores de distribuição são responsáveis pela redução da média tensão para níveis seguros (baixa tensão) para a utilização pelos consumidores domésticos, comerciais e industriais.

Não há consenso mundial quanto aos valores de tensão e frequência em nível de distribuição secundária. A Figura 2 mostra que os valores de tensão eficazes para a distribuição secundária variam de 100 V a 240 V em diversas partes do mundo. Assim como a frequência da tensão alternada de distribuição, que possui dois valores, 50 Hz ou 60 Hz (SOMNUSDE, 2009). A operação em 60 Hz favorece a redução de tamanho de transformadores e motores, mas apresenta maior reatância indutiva nesses componentes, aumentando a potência reativa dos mesmos.

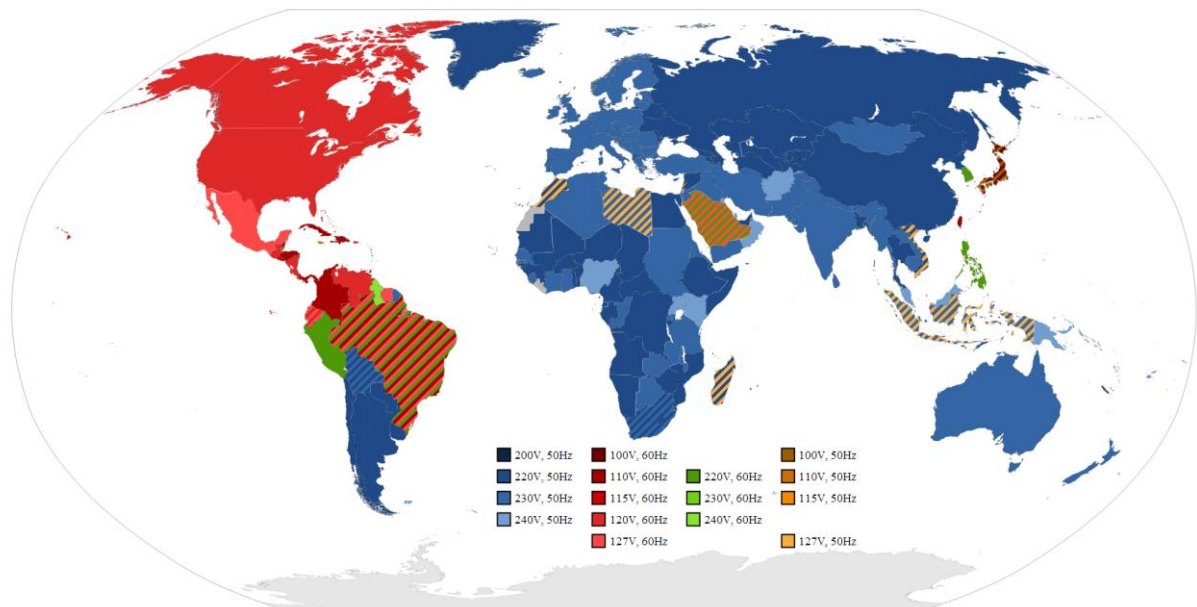


Figura 2 – Amplitude e frequência das tensões de distribuição nos países do mundo (SOMNUSDE, 2009)

Os transformadores de distribuição são um dos principais elementos do sistema de distribuição da energia elétrica, e são estes dispositivos que os transformadores de estado sólido visam substituir, e por isso, estes serão abordados na próxima seção.

### **1.3 Transformadores convencionais de distribuição**

Os transformadores de distribuição são compostos basicamente de enrolamentos de cobre ou alumínio envolvidos em um núcleo magnético, atualmente o aço-silício é o material mais utilizado como núcleo. O tamanho desses componentes é proporcional à potência do dispositivo, do nível de dissipação térmica e inversamente proporcional à frequência de operação.

Estes são fabricados em diversos níveis de tensão e potência. Os níveis de tensão dos transformadores de distribuição são os mesmos dos encontrados entre a distribuição primária (de 13,8 kV a 34,5 kV) e secundária (entre 100 V e 240 V). Os níveis de potência para esta aplicação variam bastante, ficando na faixa de 5 kVA a 2.500 kVA (CEEE-D, 2010).

Usualmente, o óleo mineral é utilizado para a refrigeração e isolamento de transformadores eletromagnéticos. Entretanto, há ainda o tipo seco (do inglês, “*dry-type*”) que não apresenta óleo, e os que utilizam óleo vegetal, que são menos prejudiciais ao meio-ambiente. Há uma grande preocupação mundial devido à utilização de óleo mineral em equipamentos, pois este é nocivo ao meio-ambiente.

Os transformadores podem ser ainda monofásicos, bifásicos ou trifásicos. Os transformadores em sua grande maioria são trifásicos, devido a maior densidade de potência e eficiência em comparação aos outros tipos de transformadores. Estes podem ser colocados em postes, normalmente quanto a potência não excede 300 kVA (ABNT, 1999) ou em subestações próprias, dependendo de seu tamanho e peso.

### **1.4 Eletrônica de Potência no Sistema Elétrico de Potência**

Devido a grande complexidade do sistema elétrico de potência, diversos componentes são necessários para manter a qualidade de energia, estabilidade e confiabilidade no sistema. Dentre estes dispositivos, destacam-se os que fazem isto de forma ativa, principalmente os que utilizam a eletrônica de potência para este fim.

Atualmente, estes dispositivos são mais utilizados nos sistemas de transmissão de energia elétrica e são divididos entre as duas formas de transmissão: sistemas de transmissão CC em alta tensão (do inglês, “*High Voltage Direct Current*” – HVDC) (BAHRMAN; JOHNSON, 2007) e sistemas de transmissão CA flexíveis (do inglês, “*Flexible AC Transmission Systems*” – FACTS) (HINGORANI; GYUGYI, 1999).

Estes sistemas compensam a energia reativa circulante, níveis de harmônicos de tensão e corrente, distúrbios de tensão e outras não idealidades no sistema elétrico de potência. Estas compensações são realizadas através do controle de variáveis (tensão, corrente e potência) em termos de amplitude, frequência, fase e forma de onda.

O desenvolvimento destes tipos de dispositivos somente foi possível com o advento de semicondutores capazes de suportar elevados níveis de tensão, corrente e potência. E também com o desenvolvimento de topologias, principalmente as topologias multiníveis, para aplicações em elevadas tensões e potências.

Os dispositivos citados são normalmente utilizados em sistemas de transmissão da energia elétrica. Porém, há também os dispositivos que fazem uso da eletrônica de potência em redes de distribuição. Entretanto, muito pouco se tem evoluído no sistema elétrico de distribuição em relação à inteligência e comunicação.

A compensação de distúrbios e não idealidades somente em nível de transmissão faz com que os consumidores, que em sua grande maioria estão conectados no sistema de distribuição secundário, sejam afetados constantemente com baixa qualidade de energia.

Além disso, a adição de fontes de geração distribuída traz problemas ainda maiores quanto ao controle do fluxo de potência e estabilidade do sistema. Alguns estudos já estão prevendo a reestruturação do sistema elétrico de forma a atender a necessidade da melhoria na qualidade de energia, aliado à conexão de sistemas de geração distribuída na rede elétrica (BOROYEVICH *et al.*, 2010; HEINEMANN; MAUTHE, 2001; HUANG *et al.*, 2011).

O aumento da complexidade do sistema elétrico de potência e a diminuição da qualidade da energia elétrica trazem a necessidade de sistemas inteligentes de controle e comunicação. Neste contexto, surge o conceito de redes elétricas inteligentes (do inglês, “*smart-grids*”).

## 1.5 Redes Elétricas Inteligentes (*Smart-grids*)

O termo “*smart-grid*” foi primeiramente utilizado por Amin e Wollenberg (2005). O conceito de redes inteligentes é bastante amplo e diversificado entre diversas áreas de aplicação (por exemplo, engenharia elétrica, computação, sistemas de informação e ambiental) e para diferentes setores da economia (como nas concessionárias de energia, consumidores residenciais e industriais). Entretanto, todos os conceitos convergem para um sistema elétrico com capacidade de controle e monitoramento em tempo real desde pequenas redes até mesmo de todo o sistema elétrico de potência, por exemplo.

O Brasil, através da Portaria nº 440 de 15 de abril de 2010, criou um grupo de trabalho a fim de estudar os conceitos e o estado da arte em redes inteligentes. O resultado deste trabalho cita que: “é no segmento da distribuição que maiores esforços precisam ser concentrados” (MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA, 2010).

O sistema de redes inteligentes agrega diversas funções, principalmente ao sistema de distribuição, automatizando processos cotidianos realizados pelas concessionárias de energia, como por exemplo:

- a) Monitoramento em tempo real do fluxo de potência, podendo definir quais as fontes de energia teriam prioridades frente outras.
- b) Verificação de quedas de energia, com isolamento das zonas com falhas, de modo a deixar o menor número possível de clientes sem energia.
- c) Fiscalização da qualidade da energia entregue aos consumidores e recebida por estes, já que neste tipo de sistemas é previsto que consumidores também façam a venda de energia para a concessionária através de pequenas unidades geradoras.
- d) Conta de energia *online*, na qual os dados são repassados em tempo real para as concessionárias sem a necessidade de verificação pessoal por medidor.
- e) Diferenciação da tarifa, conforme horário, tipo de instalação e qualidade da energia consumida.

Entretanto, para estes sistemas se tornarem uma realidade é necessária a instalação de medidores eletrônicos, que consigam medir o fluxo bidirecional de energia, os horários de consumo e o fator de potência das unidades consumidoras, para a diferenciação de tarifas. Além de sistemas de comunicação que possam repassar todas as informações coletadas para algum tipo de central de controle.



Uma visão atual das cargas e dos sistemas de geração distribuída ligadas à rede elétrica é analisada por Boroyevich (2010). A Figura 3 mostra que todos os componentes tanto da geração distribuída, quanto dos consumidores, precisam de conversores eletrônicos para serem conectados à rede elétrica de distribuição. Nota-se que grande parcela dos aparelhos eletroeletrônicos necessita de alimentação em corrente contínua, assim como alguns elementos dos sistemas de geração distribuída fazem a geração de energia em corrente contínua, como, por exemplo, as células fotovoltaicas e células de combustível.

Boroyevich (2010) cita que uma “rede inteligente de verdade”, não deveria necessitar de tantos conversores de energia, ou seja, a energia já deveria ser “entregue” pronta para o consumo. E que somente teremos redes inteligentes se mudarmos o sistema de distribuição.

Obviamente os conversores eletrônicos ainda deverão fazer parte dos componentes tanto dos sistemas de geração quanto nos de consumo, entretanto espera-se diminuir o número de conversores e sua complexidade. Para isso, é necessária uma mudança de paradigma no sistema de distribuição de energia elétrica, no sentido de substituir os sistemas em corrente alternada pelos sistemas em corrente contínua. Não somente para diminuir o número de conversores, mas também para facilitar o controle e estabilidade do sistema elétrico de potência.

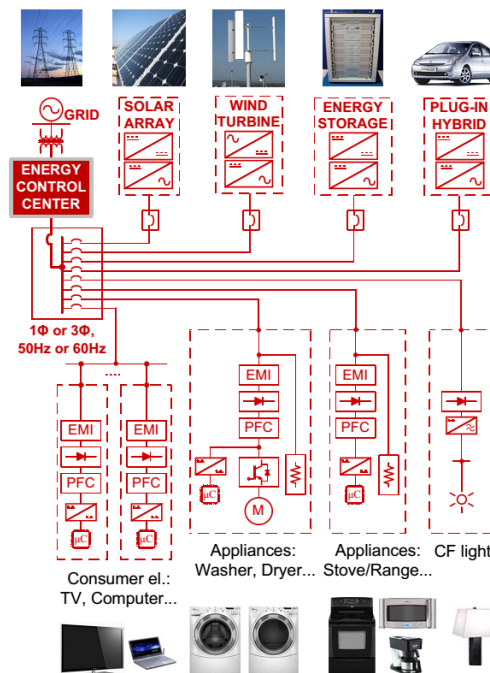


Figura 3 – Componentes da geração e consumo de uma microrrede. Fonte: (BOROYEVICH *et al.*, 2010)

Entretanto, a grande vantagem dos sistemas de transmissão e distribuição em corrente alternada ainda está na fácil transformação de níveis de tensão e corrente com a utilização de transformadores. A substituição de sistemas em CA para CC seria muito dispendiosa, tanto para concessionárias quanto para os consumidores. A possível solução seja a implementação de ambos os sistemas, CC e CA, e de sistemas eletrônicos capazes de controlar e estabilizar os parâmetros do sistema de potência tanto em CC, quanto em CA.

O desenvolvimento de transformadores eletrônicos, ou transformadores de estado sólido (do inglês, “*Solid State Transformer*” – SST), desempenhariam as funções do transformador convencional e ainda trariam a possibilidade de um sistema de distribuição híbrido com operação tanto em CC, quanto em CA. O desenvolvimento destes dispositivos vai ao encontro da tendência de modernização do sistema elétrico de potência, já que é pertinente pensar que a estrutura do transformador, que é o principal elemento do sistema de distribuição, também venha a sofrer modificações, de modo a se enquadrar na nova perspectiva de sistemas inteligentes.

## 1.6 Futuros Sistemas de Transmissão e Distribuição

Alguns autores já estão prevendo como serão os futuros sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica, e o transformador de estado sólido terá um papel fundamental nestes novos sistemas (BOROYEVICH *et al.*, 2010; HEINEMANN; MAUTHE, 2001; HUANG *et al.*, 2011). Três exemplos de futuras estruturas do sistema elétrico de potência são analisados abaixo:

- a) Heinemann e Mauthe (2001) propõem que, em um futuro distante, somente haverá linhas de transmissão e distribuição em CC. Mas, em curto prazo, os SSTs serão os responsáveis pela inicialização da mudança na estrutura de sistema de distribuição, através de sistemas híbridos de energia (Figura 4). Entretanto, os transformadores de estado sólido somente conseguirão se popularizar se forem modulares a ponto de poderem ser instalados em qualquer rede de eletricidade.
- b) A revolução nos sistemas de energia elétrica é chamada de “*The Energy Internet*” por Huang *et al.* (2011). A mudança de paradigma citada faz analogia às décadas de 80 e 90, quando a concentração de sistemas computacionais era privilégio de governos, forças armadas e grandes empresas. Hoje, os usuários não são somente “consumidores” de conteúdo *online*, mas eles também “geram” conteúdos para outras pessoas e

empresas. Assim, prevê-se que ao invés das grandes unidades geradoras de energia elétrica de hoje, a produção desta energia se diluirá entre os consumidores, através da geração distribuída. Este conceito é proposto pelo Centro de Pesquisas FREEDM (*Future Renewable Electric Energy Delivery and Management*), que também acredita em uma rede híbrida com tensões de distribuição CA e CC, conforma a Figura 5.

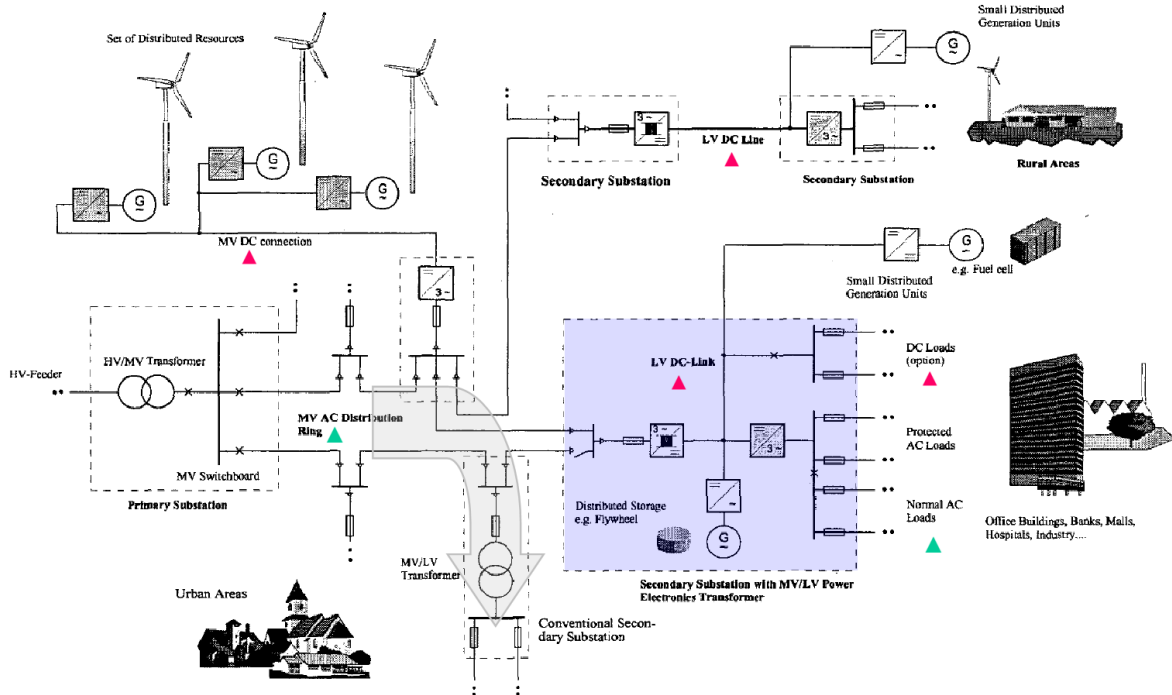


Figura 4 – Avançado conceito de rede de alta qualidade de energia. Fonte: (HEINEMANN; MAUTHE, 2001)

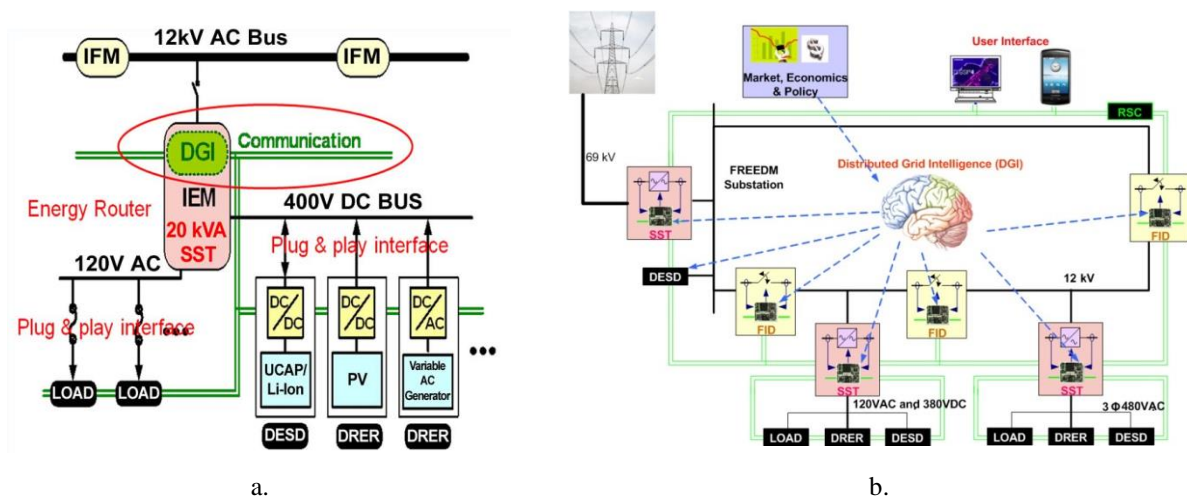


Figura 5 – Diagramas conceituais do sistema FREEDM: a. Diagrama dos futuros sistemas de distribuição, b. Elementos chave do sistema FREEDM. Fonte: (HUANG *et al.*, 2011)

- c) Um Controlador Central de Energia (*Energy Control Center – ECC*) é proposto por Boroyevich *et al.* (2010). A principal característica do ECC seria a interconexão entre diferentes níveis do sistema elétrico de potência (Figura 6). Cada camada da rede elétrica seria completamente desacoplada do resto do sistema, podendo então operar com características que satisfaçam a necessidade do cliente e da aplicação.

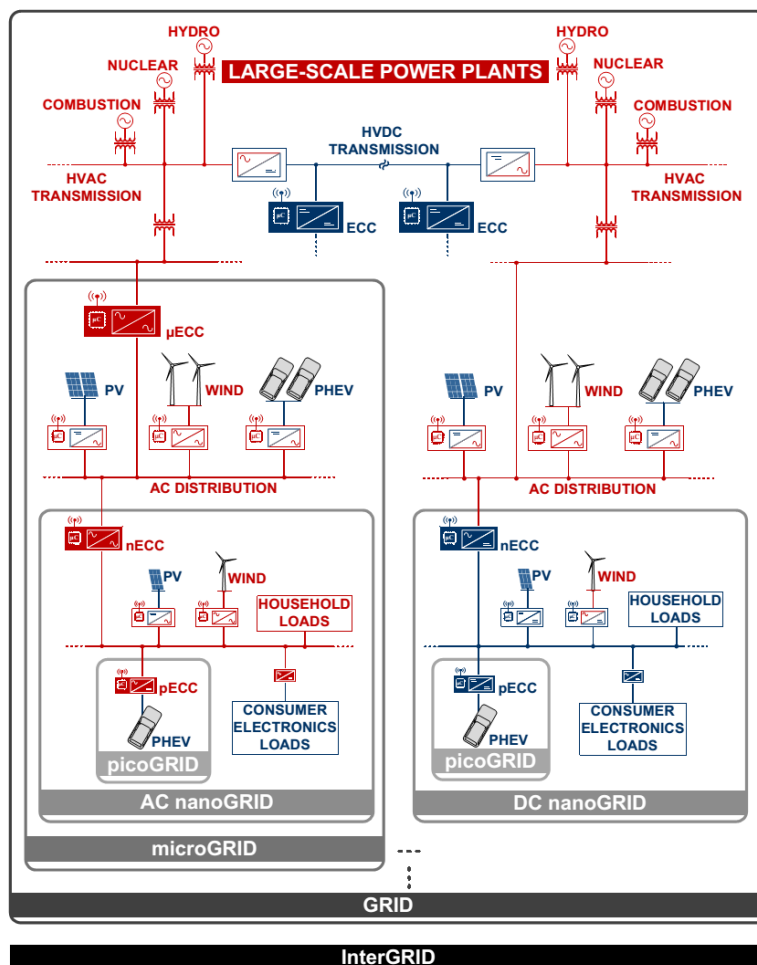


Figura 6 – Diagrama conceitual da conexão entre redes para um sistema de distribuição híbrido (CC e CA).  
Fonte: (BOROYEVICH *et al.*, 2010)

## 1.7 Transformador de Estado Sólido aplicado a Redes de Distribuição

Como visto nas seções anteriores, no contexto da necessidade de melhoria dos sistemas de distribuição da energia elétrica, surge o conceito do transformador de estado sólido. O SST é um dispositivo que além de fazer a adequação dos níveis de tensão e isolamento entre a média e a baixa tensão das redes de distribuição (função dos transformadores

convencionais), também pode agregar funções, como: medição, comunicação, controle de reativos, redução de distorção harmônica de corrente, regulação de tensão e controle do fluxo de energia.

O crescimento na produção científica e de patentes sobre SSTs nos últimos anos mostra a preocupação mundial com o assunto. A evolução do número de patentes sobre SSTs em diferentes países ao longo do tempo é mostrada na Figura 7. A patente concedida a McMurray (1970), para um transformador eletrônico para cargas críticas, é considerada o primeiro documento na área de SSTs para sistemas de distribuição de energia elétrica.

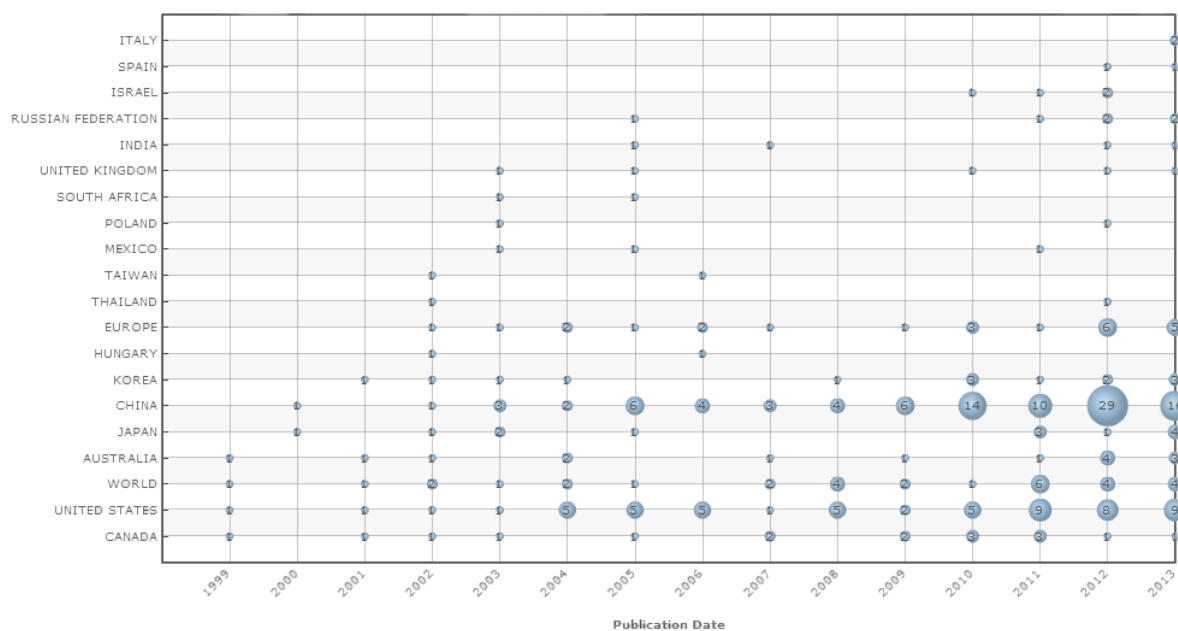


Figura 7 – Gráfico da evolução do número de patentes depositadas na área de SSTs ao longo do tempo para diferentes países. Pesquisa realizada pelo portal Orbit na data de 15/08/2013 com os termos: “*high frequency and (electronic transformer or solid state transformer)*”

A migração de dispositivos magnéticos para eletrônicos é uma realidade em diversas outras áreas, como por exemplo: HD (*hard disk*) para SSD (*solid state drive*), fontes lineares de alimentação para fontes chaveadas e reatores eletromagnéticos para reatores eletrônicos. Estas mudanças tecnológicas somente foram possíveis devido à consolidação das tecnologias semicondutoras e sua redução de custo, em suas devidas áreas.

O termo transformador de estado sólido é o mais utilizado atualmente, quando se trata de transformadores de distribuição eletrônicos, e foi primeiramente citado por Brooks (1980). Entretanto, é possível encontrar na literatura científica outros termos, como: transformador eletrônico de potência (do inglês, “*power electronic transformer*”) (RONAN *et al.*, 2002; SABAHI; GOHARRIZI; *et al.*, 2010), transformador inteligente universal (do inglês,

“*intelligent universal transformer*”) (LAI *et al.*, 2005), roteador de energia (do inglês, *energy router*) (HUANG *et al.*, 2011) e controlador central de energia (do inglês, “*Energy Control Center*” - ECC) (BOROYEVICH *et al.*, 2010).

O termo “transformador eletrônico” também é utilizado por diversos equipamentos, mas muitos que utilizam esta nomenclatura não se aplicam a sistemas de distribuição de energia elétrica.

### 1.7.1 Requisitos do SST

O custo do desenvolvimento e fabricação de um SST será, provavelmente, muito superior aos já consolidados transformadores eletromagnéticos. Entretanto, o SST irá englobar diversas outras funcionalidades que aumentarão o custo-benefício da estrutura, tornando-o aplicável.

Abaixo são abordadas algumas das funcionalidades e características que se espera que o SST possa desempenhar.

- a) **Controle do fluxo bidirecional de energia:** com a utilização crescente de pequenas unidades geradoras de energia, tem-se a necessidade de dispositivos com controle do fluxo bidirecional de energia.
- b) **Modularidade:** a utilização de conversores modulares na estrutura do SST possibilita uma produção em massa de módulos, diminuindo o custo de fabricação e facilitando a montagem e manutenção do sistema. Além disso, a modularidade acrescenta a possibilidade de circuitos com redundância, elevando a confiabilidade do sistema e permitindo a versatilidade no projeto dos SSTs para diferentes níveis de tensão e potência.
- c) **Correção do Fator de Potência e Reduzida THD (*Total Harmonic Distortion*):** o SST deverá ser capaz de prover elevado fator de potência (FP) e baixa distorção harmônica de corrente para qualquer condição de operação, mesmo com alimentação de cargas não lineares e com baixo fator de potência.
- d) **Compensação de reativos:** além de corrigir o FP, o sistema poderá atuar como compensador ativo de reativos, reduzindo a circulação de energia reativa proveniente de outros circuitos conectados na linha de distribuição.
- e) **Regulação de tensão:** será possível garantir que a tensão do lado de baixa tensão seja sem distorções (baixa THD), com amplitude regulada e com rejeição a distúrbios.

- f) **Estrutura de comunicação (*smart-grid*):** aproveitando a estrutura de medição das variáveis de tensão e corrente, assim como as unidades de processamento necessárias para o funcionamento dos SSTs (microcontroladores, FPGA e DSPs), o sistema poderá ter, sem elevar o custo significativamente, um sistema de comunicação integrado com as unidades de processamento. Logo, será possível informar à concessionária, em tempo real, as condições da rede elétrica em todos os pontos da cidade. Ou ainda, outros dispositivos poderão interagir com os transformadores, de modo a utilizar a rede de comunicação para diversas aplicações, como por exemplo, medidores de energia poderão informar as contas dos usuários através da rede de comunicação dos transformadores.
- g) **Proteção contra sobrecarga e curto-circuito:** a rede elétrica de distribuição está sujeita a diversos surtos de tensão e corrente durante sua operação. O SST deverá ser capaz de controlar o sistema mesmo sob condições adversas, como, curtos-circuitos ou falhas de curta duração.
- h) **Sistemas de distribuição em corrente contínua:** como visto anteriormente, alguns trabalhos propõem a utilização híbrida de redes de distribuição, ou seja, distribuição da energia elétrica em CA e CC. Assim, o SST poderá ser o dispositivo que permitirá que esta característica seja empregada na prática (FALCONES, S.; AYYANAR; MAO, 2013; FALCONES, S. D., 2011; HEINEMANN; MAUTHE, 2001; HUANG *et al.*, 2011; SHE, XU; HUANG; *et al.*, 2012).
- i) **Integração com sistemas de armazenamento de energia:** com a utilização crescente de fontes de energia intermitentes (solar e eólica, por exemplo), fazem-se necessários sistemas de armazenamento de energia capazes de manter a rede estável mesmo com variações bruscas no fornecimento de energia. O transformador de estado sólido deverá ter fácil integração com este tipo de sistema.
- j) **Elevada densidade de potência:** os SSTs deverão ser menores em peso e volume do que os tradicionais transformadores. A operação em alta frequência propicia a redução em termos de peso e volume nos elementos passivos (capacitores e indutores), trazendo assim a possibilidade de elevada densidade de potência dos futuros transformadores.

### 1.7.2 Desafios tecnológicos

As vantagens no desenvolvimento dos SSTs serão muitas, entretanto a estrutura será complexa e enfrentará diversos desafios para a sua aplicação prática. Alguns desses desafios tecnológicos são caracterizados a seguir.

- a) **Semicondutores:** apesar de haver esforços no desenvolvimento de dispositivos que suportem os níveis de tensão da rede primária de distribuição e ainda operem em elevadas frequências (HATUA *et al.*, 2011; WANG, G. *et al.*, 2010; WANG, J. *et al.*, 2010; YANG *et al.*, 2007; ZHAO, T. *et al.*, 2007), estes ainda não estão disponíveis comercialmente. Assim, será necessária a utilização de estruturas que consigam dividir a tensão do lado primário entre diversos dispositivos, para deste modo, utilizar semicondutores consolidados comercialmente, de alto desempenho e em elevadas frequências.
- b) **Isolação:** um desafio na área de SSTs é a isolação que as diversas partes do dispositivo deverão suportar. Começando pela isolação do transformador de alta frequência e sua influência na operação do mesmo. Deseja-se que o transformador não utilize nenhum tipo de óleo para a sua isolação e refrigeração.
- c) **Dissipação Térmica:** os transformadores de distribuição sofrem grandes variações de temperatura durante os dias do ano, principalmente em países tropicais, como o Brasil. Logo, o transformador deverá ser capaz de operar mesmo em condições de elevada temperatura. Sabe-se da limitação de tamanho e peso que poderão fazer com que o mesmo tenha sistemas de refrigeração a água (radiadores) ou ventilação forçada.
- d) **Confiabilidade:** o sistema que irá gerenciar a energia entregue aos consumidores deverá ser confiável, com baixo índice de falhas. Devendo o projeto do SST prever a ocorrência de falhas e contorno do problema através da redundância de módulos.
- e) **Rendimento:** a utilização de conversores em cascata, necessários para o desenvolvimento dos requisitos citados anteriormente, faz com o que rendimento tenha um fator multiplicativo. Assim como, a necessidade de alta densidade de potência faz com os conversores operem com elevada frequência aumentando as perdas nos dispositivos. Entretanto, a utilização de semicondutores de elevado desempenho e a operação em elevadas potências, torna possível uma melhora significativa na eficiência do sistema (ZHAO, B.; SONG; LIU, 2014).
- f) **Custo:** os transformadores convencionais para distribuição foram criados do final do século XIX, tendo sua tecnologia consolidada há bastante tempo. Hoje, diversas



empresas fabricam e vendem transformadores de distribuição. Essas e outras características fazem os transformadores eletromagnéticos terem seu custo reduzido. A principal barreira a ser enfrentada na aplicação prática dos SSTs é o elevado custo dos componentes envolvidos na sua construção e no seu desenvolvimento. Entretanto, assim como diversas outras inovações tecnológicas, o seu custo tende a reduzir à medida que a tecnologia, principalmente de semicondutores de alta tensão, é consolidada e diversas indústrias realizarem a produção em massa dos SSTs.

De modo a resumir as vantagens e desvantagens dos transformadores de estado sólido e dos transformadores eletromagnéticos tradicionais, a Figura 8 mostra um hexaedro com os vértices representando a idealidade de certa característica (KOLAR; ORTIZ, 2012). O transformador tradicional tem vantagens em termos de confiabilidade, rendimento e custo. Já o SST tem melhores características em funcionalidades e densidade de potência.

Um sistema híbrido, no qual se alia a alta eficiência dos transformadores eletromagnéticos com as funcionalidades dos SSTs, é uma possível solução para melhorar as características gerais dos transformadores (HAUGHTON; HEYDT, 2010). Outra possível solução é a redução da complexidade e funcionalidades dos SSTs (fluxo unidirecional, por exemplo) (KOLAR; ORTIZ, 2012), de modo a elevar a confiabilidade e reduzir os custos do sistema.

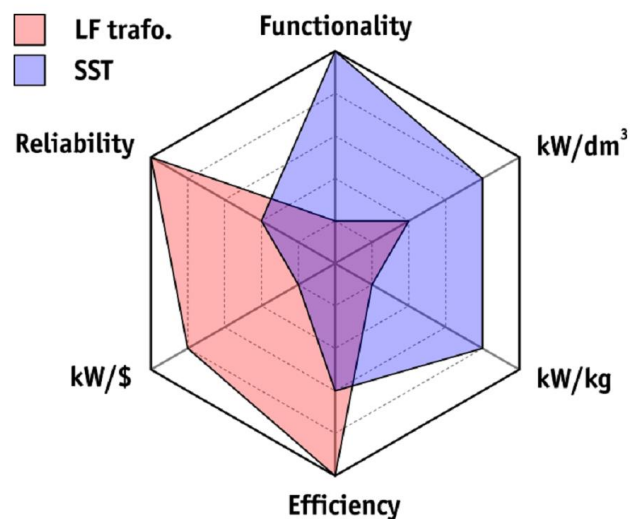


Figura 8 – Hexaedro de comparação entre as características dos transformadores convencionais e dos SSTs.  
Fonte: (KOLAR; ORTIZ, 2012)

## 1.8 Conclusão

Este capítulo inicial tratou dos sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica, evidenciando a necessidade de mudanças nesses sistemas e a aplicação de redes inteligentes.

O transformador de estado sólido surge como o principal elemento nas modernas redes de distribuição de energia elétrica, onde se deseja uma melhor qualidade e controle da energia. As tendências de arquiteturas para as futuras redes de distribuição e transmissão de energia elétrica, que alguns centros de pesquisas propõem, foram analisadas.

Importantes funcionalidades podem ser acrescentadas aos transformadores de distribuição com a utilização de SSTs, entretanto diversos são os desafios tecnológicos que estes irão enfrentar para a sua consolidação.

## 2 ESTRUTURAS TOPOLÓGICAS APLICADAS A TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO

Este capítulo é destinado ao estudo das estruturas de conversores eletrônicos que podem ser utilizadas em SSTs, e qual o caminho que a comunidade científica e tecnológica está seguindo quanto às topologias a serem empregadas.

Alguns autores já propuseram a divisão estrutural de topologias para SSTs, conforme a Figura 9, e comparações entre diversas topologias já foram exploradas na literatura (FALCONES, S.; MAO; AYYANAR, 2010; HEINEMANN; MAUTHE, 2001; SHE, XU; BURGOS; *et al.*, 2012; STEFANSKI *et al.*, 2010; VAN DER MERWE; MOUTON, 2009).

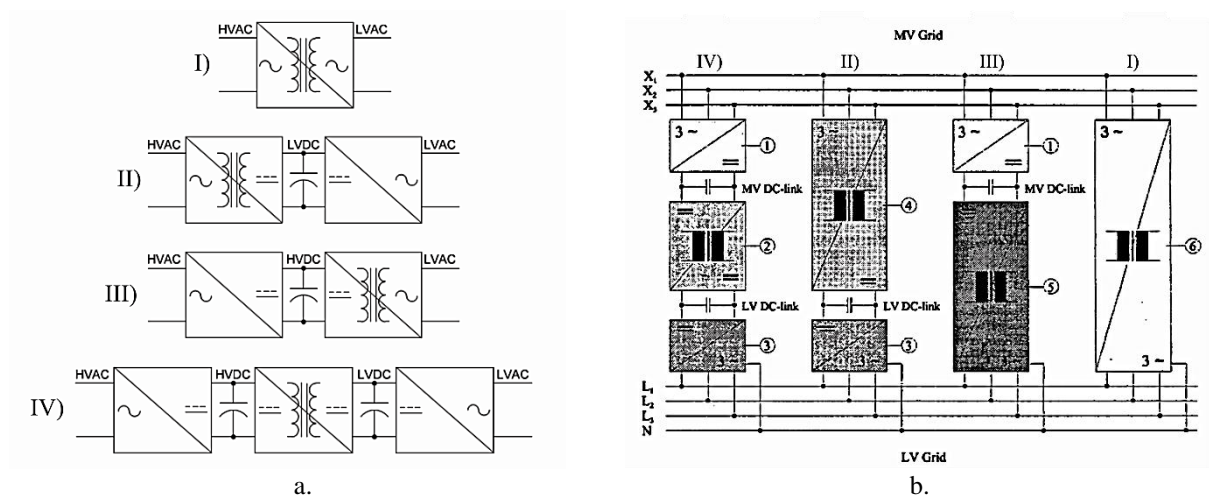


Figura 9 – Estruturas topológicas: I) Estágio Único, II) Estágio Duplo com barramento CC em baixa tensão, III) Estágio Duplo com barramento CC em alta tensão e IV) Três Estágios. Fontes: a. (FALCONES, S.; MAO; AYYANAR, 2010), b. (HEINEMANN; MAUTHE, 2001)

As características de cada tipo de estrutura e uma revisão bibliográfica com os principais trabalhos que tratam dessas estruturas serão discutidas nas próximas seções. Cabe salientar que algumas das topologias que serão apresentadas são propostas para a aplicação em sistemas de tração, mas os conceitos também podem ser utilizados para a área de transformadores de distribuição.

## 2.1 Estruturas de estágio único (tipo I)

Esta estrutura compreende basicamente conversores do tipo matricial (do inglês, *matrix converter*) e cicloconversores. Este tipo de estrutura foi a primeira a ser explorada por pesquisadores para a aplicação de SSTs, devido a sua relativa simplicidade (ABEDINI; LIPO, 2010; CHEN, D.; LIU, 2006; KANG; ENJETI; PITEL, 1999; KRISHNASWAMI; RAMANARAYANAN, 2005; MCMURRAY, 1970, 1971; QIN, HENGSI; KIMBALL, 2013; QIN, HENGSI, 2012; VAN DER MERWE; DU T.MOUTON, 2009).

Entretanto, a flexibilidade desse tipo de estrutura é restrita devido à falta de elementos armazenadores de energia (capacitores de barramento), tanto no estágio de entrada quanto no de saída. Dessa forma, a possibilidade de correção do fator de potência e de rejeição de distúrbios da tensão de saída é reduzida. Além disso, a estrutura apresenta problemas de baixo rendimento na operação em baixas potências e na alimentação de cargas com baixo fator de potência.

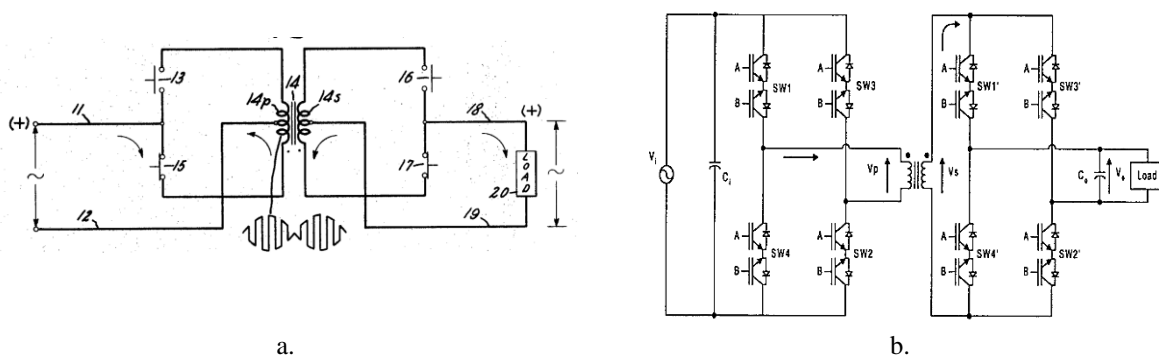


Figura 10 – Exemplos de Topologias de Estágio Único. Fontes: a. (MCMURRAY, 1970), b. (KANG; ENJETI; PITEL, 1999)

## 2.2 Estruturas de estágio duplo (tipos II e III)

As estruturas de estágio duplo possuem somente um barramento CC, que pode ser do lado de baixa tensão, tipo II (CARPITA *et al.*, 2008; DRABEK *et al.*, 2011; EVERTS; VAN DEN KEYBUS; *et al.*, 2012; HUGO *et al.*, 2007; KJAER; NORRGA; OSTLUND, 2001; MARTIN *et al.*, 2008; NORRGA, 2002; SABAHI; GOHARRIZI; *et al.*, 2010) ou no lado de alta tensão, tipo III (SABAHI; HOSSEINI; *et al.*, 2010).

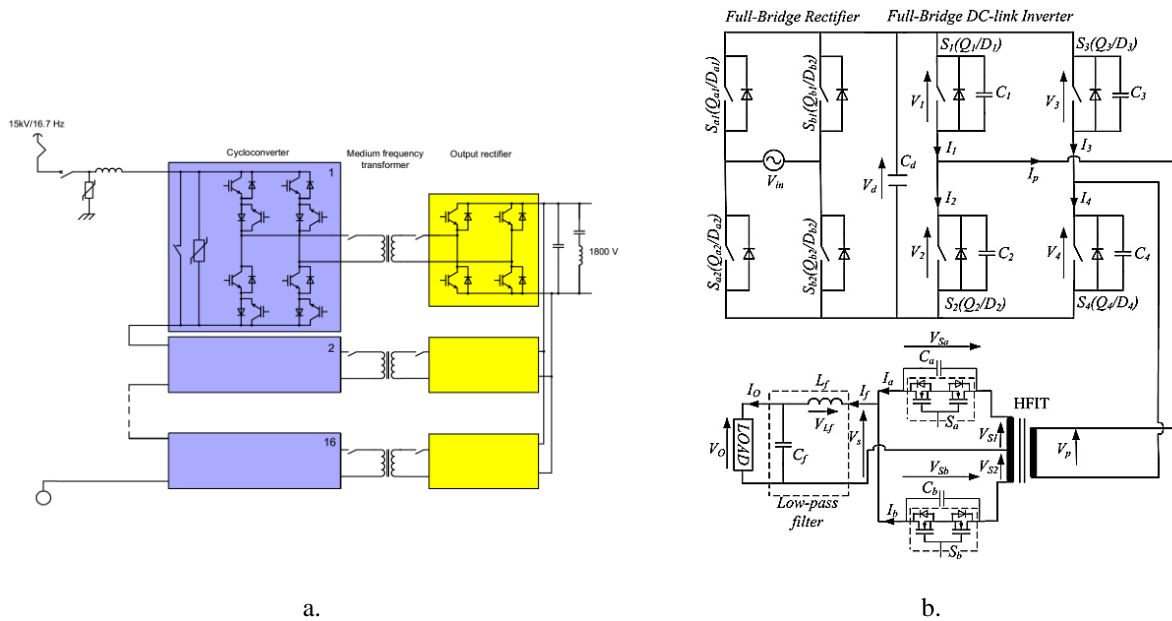


Figura 11 – Estruturas de dois estágios: a. Tipo II. Fonte: (HUGO *et al.*, 2007), b. Tipo III. Fonte: (SABAHI; HOSSEINI; *et al.*, 2010)

A ausência de barramento de tensão do lado de alta tensão (tipo II) impossibilita a correção de distorções harmônicas de corrente de entrada e a compensação de reativos. E também, este tipo de estrutura necessita de dispositivos que sejam bidirecionais em tensão e corrente. No estágio de entrada são normalmente utilizados cicloconversores e conversores matriciais, assim como na estrutura de estágio único.

A estrutura de dois estágios do tipo III apresenta barramento no lado de alta tensão, o que possibilita o controle de corrente na entrada e o controle de reativos, mas devido à ausência de barramento no lado de baixa tensão, não apresenta rejeição a distúrbios neste lado, e impossibilita uma rede de distribuição em CC de baixa tensão.

### 2.3 Estruturas de três estágios (tipo IV)

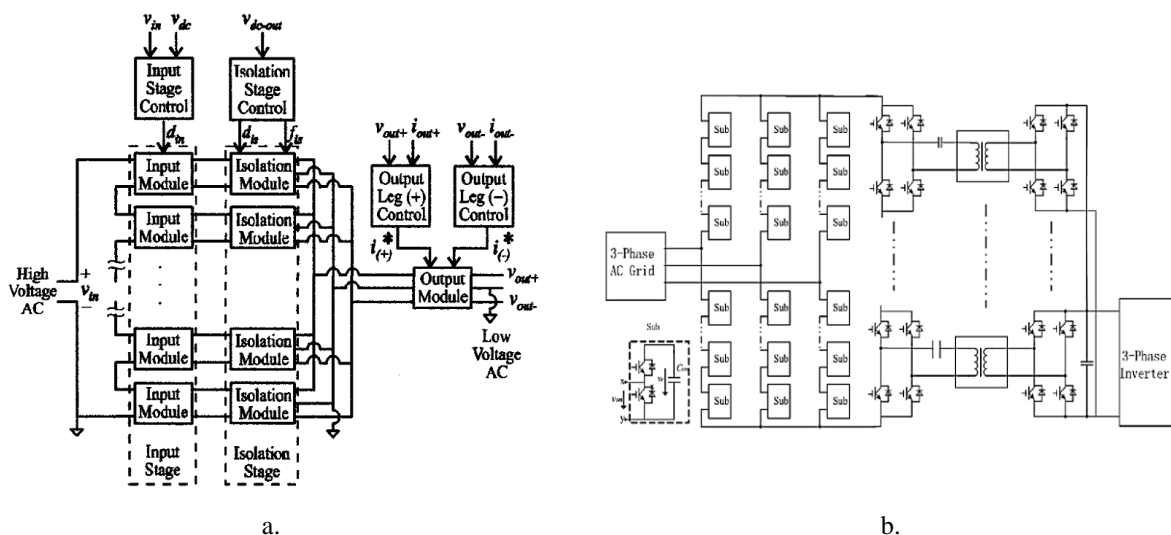
A compensação de reativos, correção do fator de potência, redução da distorção harmônica, integração direta com fontes alternativas de energia e rejeição a distúrbios na tensão de saída, são características possíveis de serem implementadas somente com estruturas de três estágios, as quais apresentam maior complexidade e número de componentes.

As estruturas de três estágios são as mais estudadas pelos pesquisadores na área de transformadores de estado sólido (BHATTACHARYA *et al.*, 2010; BIFARETTI *et al.*, 2011;

BRANDO; DANNIER; DEL PIZZO, 2010; FAN; LI, 2011; GHIAS *et al.*, 2012; HAIBIN *et al.*, 2012; HATUA *et al.*, 2011; HUANG *et al.*, 2011; IMAN-EINI; FARHANGI, 2006; IMAN-EINI *et al.*, 2007; LAI *et al.*, 2005; LIU *et al.*, 2012; RONAN *et al.*, 2002; VAN DER MERWE; DU T.MOUTON, 2009; WANG, G. *et al.*, 2011; ZHAO, T., 2010).

Devido aos elevados níveis de tensão de entrada é conveniente a utilização de conversores multiníveis no estágio primário. Algumas topologias já foram propostas utilizando diferentes conversores multiníveis, como: capacitores flutuantes (“*flying capacitors*” - *FC*) (GHIAS *et al.*, 2012), grampeamento por diodos (“*Neutral Point Clamped*” - *NPC*) (LAI *et al.*, 2005), multiníveis modulares (HAIBIN *et al.*, 2012) e conversores multiníveis ponte-H em cascata (“*cascade H-bridge*” – *CHB*) (HUANG *et al.*, 2011; IMAN-EINI *et al.*, 2007; VAN DER MERWE; DU T.MOUTON, 2009; ZHAO, T., 2010).

Grande parte dos trabalhos relacionados a SSTs com três estágios tem utilizado conversores em cascata na entrada, o conversor em ponte ativa duplo (DAB – *Dual Active Bridge*) no estágio intermediário CC-CC, paralelismo no barramento de tensão contínua e um inversor único na saída (BHATTACHARYA *et al.*, 2010; DUJIC *et al.*, 2013; FAN; LI, 2011; IMAN-EINI; FARHANGI, 2006; IMAN-EINI *et al.*, 2007; LIU *et al.*, 2012; RONAN *et al.*, 2002; WANG, G. *et al.*, 2011). Exemplos da estrutura com três estágios, que é a mais estudada para a aplicação em SST, são apresentados na Figura 12.



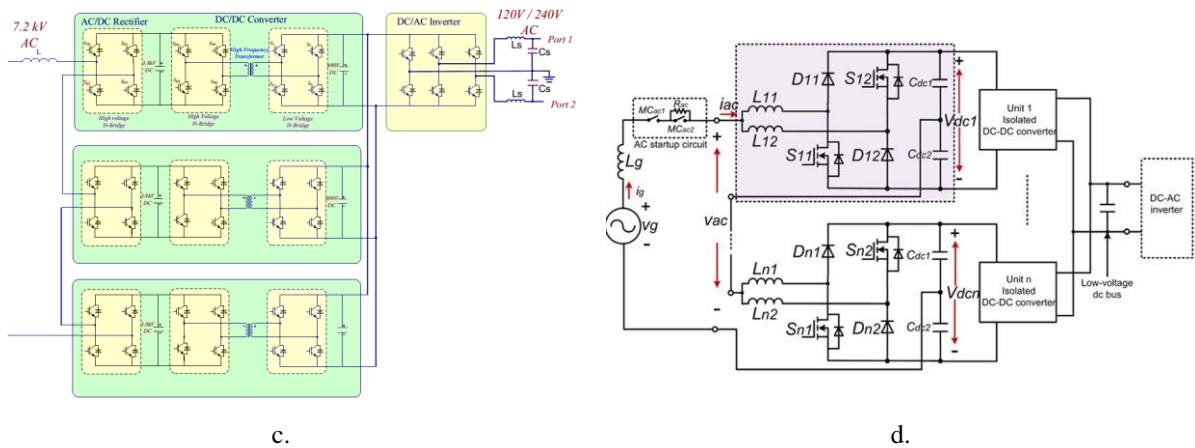


Figura 12 – Estruturas de três estágios com paralelismo no barramento CC de baixa tensão. Fontes: a. (RONAN *et al.*, 2002), b. (HAIBIN *et al.*, 2012), c. (BHATTACHARYA *et al.*, 2010; WANG, G. *et al.*, 2011; ZHAO, T., 2010), d. (LIU *et al.*, 2012)

A utilização do barramento comum no lado CC de baixa de tensão diminui a modularidade do sistema, mas facilita a conexão com um barramento CC externo. Uma estrutura que difere das topologias apresentadas pelo paralelismo na tensão de saída CA, é apresentada na figura 13 (ZHAO, T., 2010, p. 13). Os autores citam que esta estrutura seria conveniente para a aplicação com muitos módulos e semicondutores de baixa tensão.

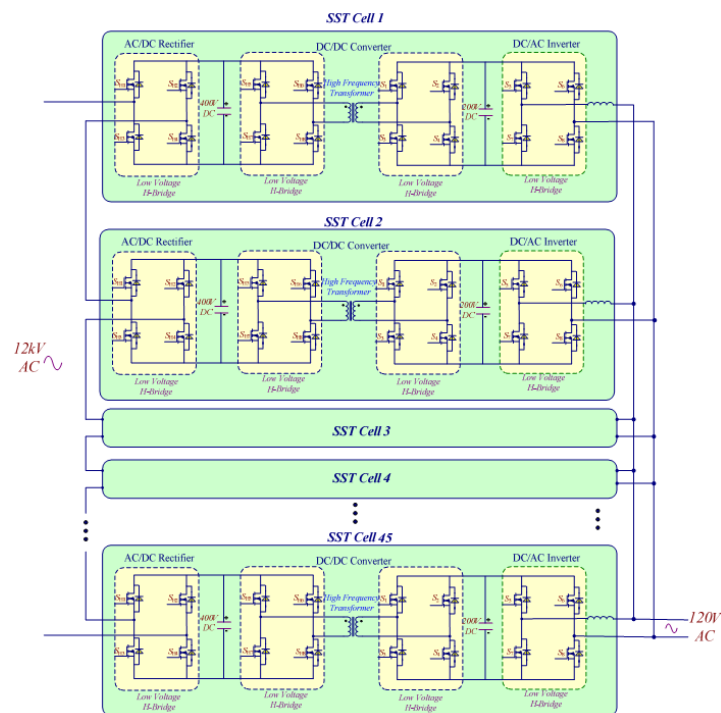


Figura 13 – Estrutura modular com semicondutores de baixa tensão. Fonte: (ZHAO, T., 2010, p. 13)

## 2.4 Comparação entre as estruturas topológicas

Uma comparação qualitativa entre as estruturas apresentadas, considerando a adequação frente aos requisitos citados anteriormente, é evidenciada pela Tabela 1.

Tabela 1 – Comparação entre características de estruturas com diferentes números de estágios

| Requisito  | Estágio Único | Estágio Duplo |          | Três Estágios |
|--|---------------|---------------|----------|---------------|
|  |               | Tipo II       | Tipo III |               |
| Fluxo bidirecional de energia  | Sim           | Sim           | Sim      | Sim           |
| Modularidade   | Sim           | Sim           | Sim      | Sim           |
| Correção do fator de potência, reduzida THD de corrente e compensação de reativos. | Não           | Não           | Sim      | Sim           |
| Regulação de tensão de saída   | Não           | Sim           | Não      | Sim           |
| Proteção contra sobrecarga e curto-circuito  | Sim           | Sim           | Sim      | Sim           |
| Sistemas de distribuição em corrente contínua de baixa tensão                      | Não           | Sim           | Não      | Sim           |
| Elevada densidade de potência  | Sim           | Sim           | Sim      | Sim           |

Conclui-se que, para obter todos os requisitos propostos na seção 1.7.1, o SST deverá possuir a estrutura de três estágios. Entretanto, esta estrutura possui reduzido rendimento e elevado custo quando comparado às outras estruturas. Por isso, medidas deverão ser tomadas para melhorar as características de custo e eficiência.

As estruturas de três estágios foram escolhidas como o foco na análise deste estudo por apresentarem todas as características desejadas. As características negativas, de preço e rendimento, tendem a serem menos significativas à medida que SSTs de maiores potências forem implementados e novas tecnologias de semicondutores forem desenvolvidas.



## 2.5 Centros de pesquisa com desenvolvimentos em SSTs

Alguns centros de pesquisas já apresentaram resultados no desenvolvimento de transformadores de estado sólido. Esta seção destina-se a exemplificar alguns protótipos mostrados na literatura que estão em funcionamento em escala real ou próximo a ela.

### 2.5.1 FREEDM (*Future Renewable Electric Energy Delivery Management*)

O centro de pesquisas que desenvolve o conceito FREEDM, já apresentado na seção 1.6b), possui um protótipo de 20 kVA, operando com tensão de entrada de 7,2 kV, que utiliza semicondutores IGBT de 6,5 kV / 25 A operando em 1 kHz, desenvolvidos especialmente para esta aplicação (WANG, G. *et al.*, 2011). A topologia utilizada é a mesma da apresentada na Figura 12c.

Considerações práticas sobre o tipo de comando, sensor de tensão, projeto térmico e as fontes de alimentação, da chamada Geração I do protótipo SST da FREEDM, são apresentados por Wang *et al.* (2011).

A Figura 14 mostra o protótipo desenvolvido para testes em escala real na Universidade da Carolina do Norte nos Estados Unidos.



Figura 14 – Foto do protótipo do SST FREEDM. Fonte: (WANG, G. *et al.*, 2011)

Apesar de não completados os testes com a chamada geração I, estudos já estão sendo realizados em uma segunda geração, que pretende ser cinco vezes menor do que a primeira

geração, e deverá utilizar semicondutores de 15 kV SiC MOSFET em um módulo único na mesma estrutura topológica.

### 2.5.2 UNIFLEX (*Universal and Flexible Power Management*)

Um consórcio de pesquisa entre diferentes universidades e empresas está realizando o projeto UNIFLEX. Este projeto pretende desenvolver um sistema que conecte diferentes redes de distribuição, realizando o controle do fluxo de potência e da qualidade de energia.

O projeto não trata especificamente de um SST, mas realiza as mesmas funções deste e está projetado para ser colocado em sistemas de distribuição de média tensão. A topologia escolhida utiliza uma estrutura similar a apresentada na Figura 13. Entretanto, as saídas dos módulos, ao invés de serem conectadas em paralelo, são colocadas em série, resultando em uma estrutura *back-to-back*.

Um protótipo de 300 kVA, com tensão de entrada de 3,3 kV, que utiliza 12 módulos e transformadores de 25 kVA operando em média frequência (1,8 kHz) é apresentado na Figura 15 (BIFARETTI *et al.*, 2011). O protótipo ainda prevê a operação com três portas conexão, sendo duas trifásicas em média tensão (3,3 kV) e a outra CC em baixa tensão (415 V) para a conexão de sistemas de armazenamento de energia. Os transformadores utilizados nesse protótipo utilizam óleo para sua isolação e refrigeração.



Figura 15 – Protótipo do projeto UNIFLEX. Fonte: (BIFARETTI *et al.*, 2011)

### 2.5.3 General Electric (GE) e Cree

Um convênio entre as empresas *General Electric (GE)* e *Cree* para o desenvolvimento de semicondutores de elevada tensão resultou no desenvolvimento de módulos MOSFET meia-ponte de Carbeto de Silício (SiC) de 10 kV / 100 A. Foi demonstrado um protótipo de um SST de 1 MVA monofásico com tensão nominal de 13,8 kV (Figura 16). O sistema foi dividido em quatro módulos que utilizam transformadores com tecnologia nanocristalina e operam a 20 kHz. A eficiência desse sistema foi de 97% próximo à potência nominal. (DAS *et al.*, 2011; GRIDER *et al.*, 2011).



Figura 16 – Protótipo de um SST de 1 MVA. Fonte: (DAS *et al.*, 2011)

### 2.5.4 EPRI

O instituto de pesquisa EPRI (*Electric Power Research Institute*) desenvolveu um protótipo de transformador de estado sólido de 20 kVA. Utilizou-se a topologia multinível com grampeamento por diodos (NPC) na entrada e uma configuração ponte completa (*full-bridge*) no estágio de isolamento (unidirecional). Quatro transformadores com tecnologia ferrite planar de 5 kVA operando em 20 kHz foram utilizados (LAI; MAITRA; GOODMAN, 2006).

### 2.5.5 ABB

A empresa ABB financiou o desenvolvimento de um transformador de estado sólido com potência nominal de 10 kVA. O protótipo implementado apresenta tensão de entrada monofásica de 7,2 kV e tensão de saída bifásica de 240 V / 120 V (RONAN *et al.*, 2002). A estrutura topológica desse transformador, que é mostrada na Figura 12a, é composta por 12 módulos.

A frequência de operação dos transformadores de isolação é de aproximadamente 10 kHz. A montagem experimental dos módulos é mostrada na Figura 17.



Figura 17 – Montagem de 12 módulos para um SST de 10 kVA. Fonte: (RONAN *et al.*, 2002)

### 2.5.6 Protótipos de SSTs para sistemas de tração elétrica

Transformadores de estado sólido também estão em estudo para aplicações em sistemas de tração elétrica. Nestas aplicações o problema de tamanho e peso dos transformadores se torna ainda mais complicado, isto devido às baixas frequências das linhas de média tensão dessa aplicação. Normalmente as linhas operam em 16,7 Hz, ou seja, de 3 a 3,5 vezes menor que as frequências de operação das redes de distribuição (considerando as frequências das linhas de distribuição em 50 Hz e 60 Hz, respectivamente).

O desenvolvimento de transformadores eletrônicos para aplicação em tração elétrica está mais avançado do que em sistemas de distribuição elétrica, já que para aquela aplicação diversas empresas possuem investimentos no desenvolvimento desses sistemas, como por exemplo: Siemens (GLINKA; MARQUARDT, 2005; GLINKA, 2004), Alstom (TAUFIQ,

2007), ABB (DUJIC *et al.*, 2013; HUGO *et al.*, 2007; ZHAO, C. *et al.*, 2011) e Bombardier (STEINER; REINOLD, 2007).

## 2.6 Delimitação do tema da tese

Sabe-se que a estrutura do SST será de módulos conectados em série na entrada e em paralelo na saída (ISOP – “*Input Serie Output Parallel*”), devido aos níveis de tensão e corrente da aplicação (AYYANAR; GIRI; MOHAN, 2004; KIMBALL; MOSSOBA; KREIN, 2008; RUAN *et al.*, 2009).

A estrutura de três estágios, apesar de apresentar a maior complexidade entre as estruturas mostradas neste capítulo, torna possível o acréscimo de funcionalidades desejadas para a aplicação em transformadores de estado sólido.

Dentre as estruturas de três estágios, a estrutura mais utilizada na literatura é a apresentada na Figura 18 (BESSELMANN; MESTER; DUJIC, 2014; BIFARETTI *et al.*, 2011; DUJIC *et al.*, 2013; FALCONES, S.; AYYANAR; MAO, 2013; HUANG *et al.*, 2011; LIU *et al.*, 2012; SHE, XU *et al.*, 2014; SHE, XU; HUANG; *et al.*, 2012).

Não há um consenso quanto à estrutura que conecta o lado de média tensão. Entretanto, o conversor CC-CC que conecta os dois barramentos CC é normalmente formado por duas pontes completas separadas por um transformador que opera em alta frequência. Este conversor é conhecido como *Dual Active Bridge* (DAB) e é considerado o principal conversor da estrutura geral (INOUE; AKAGI, 2007).

O conversor DAB foi escolhido como o tema central desta tese, que visa estudar o seu comportamento quanto às perdas de condução e de comutação, considerando as características de operação quando inserido em uma estrutura de três estágios, como a mostrada na Figura 18.

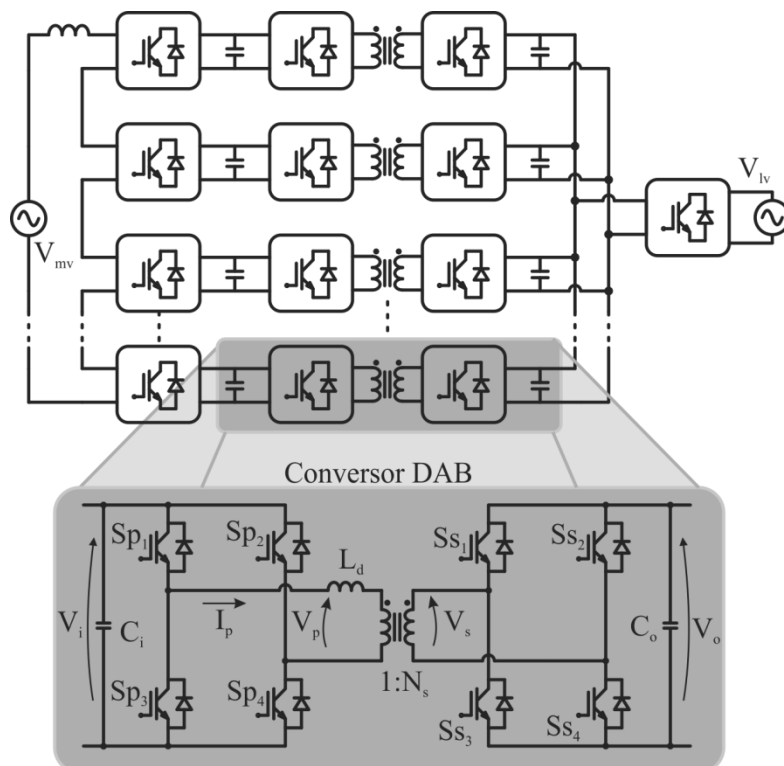


Figura 18 – Estrutura topológica de três estágios mais utilizada na literatura aplicada à SSTs

## 2.7 Conclusão

O estudo e desenvolvimento de topologias aplicadas a transformadores de estado sólido vem sendo realizado por diversos centros de pesquisa pelo mundo. Este capítulo mostrou uma categorização de estruturas topológicas aplicadas a SSTs. Protótipos já implementados por convênios de pesquisa foram apresentados com suas características básicas.

Por fim, conclui-se que a estrutura de três níveis (ou três estágios) é a única a atender todos os requisitos que se vislumbra que um SST deva possuir. Mas, em contrapartida, é a estrutura mais complexa.

O conversor CC-CC que interliga os barramentos de tensão contínua é considerado o principal conversor da estrutura, pois é nele que o transformador de alta isolamento irá operar. Além disso, o conversor deverá operar com diferentes níveis tensão, ser bidirecional e comutar em alta frequência. Sendo este o tema da presente tese de doutorado.

### 3 CONVERSOR DAB

Conforme visto no capítulo anterior, o estágio intermediário de uma estrutura modular, aplicado a transformadores de estado sólido, será o responsável pela interface entre os dois barramentos de tensão contínua.

Como é desejado um sistema de alta densidade de potência, espera-se que este estágio além de operar com elevada frequência também possua elevado rendimento. Logo, conversores que operem com comutação suave são desejados.

Este capítulo visa mostrar uma breve descrição de conversores bidirecionais isolados e apresentar o funcionamento básico do conversor DAB. Ao final do capítulo será mostrada uma metodologia de projeto e a montagem experimental realizada.

#### 3.1 Estudo de conversores bidirecionais isolados

A fim de aumentar a densidade de potência de conversores é necessária a operação em alta frequência, objetivando a redução de tamanho dos componentes passivos (transformador, indutores e capacitores) de forma significativa. Entretanto, o aumento da frequência de chaveamento resulta em maiores perdas por comutação nos semicondutores, assim como o aumento da interferência eletromagnética.

O aumento de perdas acarreta em maiores dissipadores e condutores, vindo de encontro à redução de peso, volume e eficiência de conversores de alta densidade de potência. Assim, faz-se necessária a aplicação de técnicas de comutação suave para diminuir as perdas por comutação e, conseqüentemente, elevar o desempenho da estrutura.

As estruturas de conversores bidirecionais isolados são normalmente provenientes das estruturas unidirecionais isoladas, como os conversores: *flyback* (Figura 19) (CHUNG; CHEUNG; TANG, 2004), *Ćuk* (Figura 20) (ABOULNAGA; EMADI, 2004), *push-pull* (Figura 21) (JAIN, M.; DANIELE; JAIN, 2000; ZHANG; THOMSEN; ANDERSEN, 2012), *half-bridge* (Figura 22) (FAN; LI, 2011; LI, H.; PENG; LAWLER, 2003) e *full-bridge* (Figura 23) (DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN; KHERALUWALA, 1991; DE DONCKER, R. W.; DIVAN; KHERALUWALA, 1988; KHERALUWALA, M. N. *et al.*, 1992).

Estas estruturas substituem os semicondutores não controlados (diodos) dos conversores unidirecionais, por semicondutores ativos (interruptores) a fim de garantir a operação bidirecional.

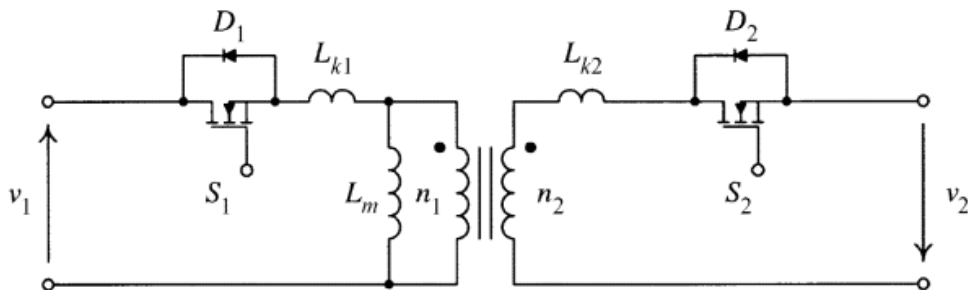


Figura 19 – Flyback bidirecional. Fonte: (CHUNG; CHEUNG; TANG, 2004, p. 20)

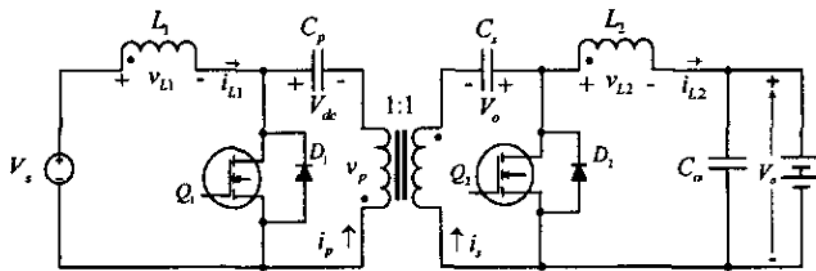


Figura 20 – Ćuk isolado bidirecional. Fonte: (ABOULNAGA; EMADI, 2004)

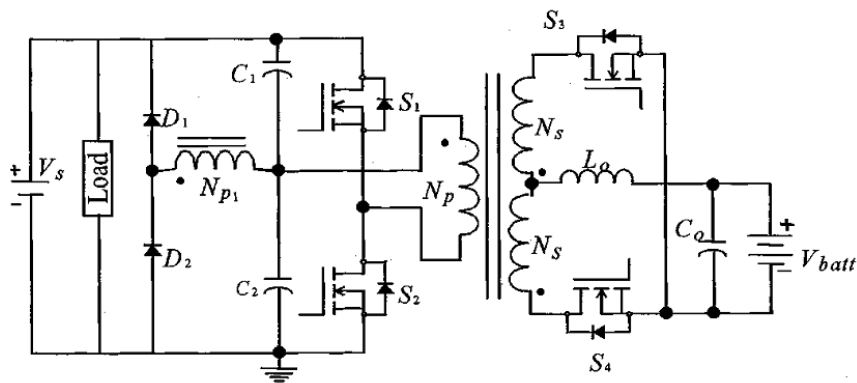


Figura 21 – Conversor *Push-Pull* bidirecional. Fonte: (JAIN, M.; DANIELE; JAIN, 2000)



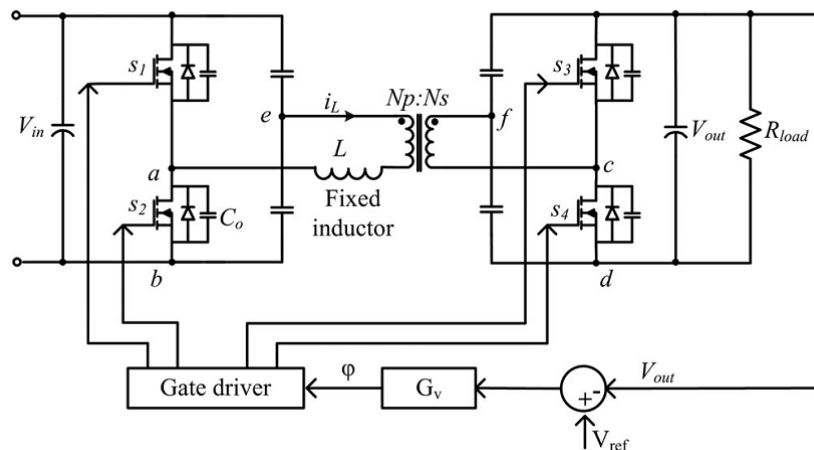


Figura 22 – Conversor *Half-Bridge* Bidirecional. Fonte: (FAN; LI, 2011)

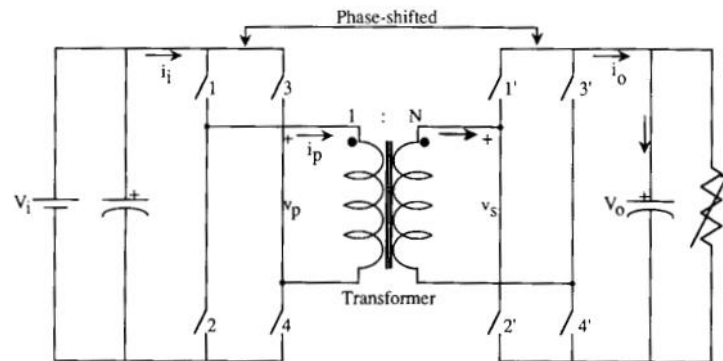


Figura 23 – *Full-bridge* Bidirecional. Fonte: (DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN; KHERALUWALA, 1991)

Uma breve descrição de cada um dos conversores enunciados é apresentada abaixo.

**Conversor *flyback*:** este apresenta limitações de potência e não possui elevada densidade de potência. Isto porque não utiliza um transformador, e sim indutores acoplados, que possuem baixa utilização do elemento magnético e não tem boa eficiência.

**Conversor *Ćuk isolado*:** este conversor também não é utilizado para sistemas de elevada densidade de potência, pois apresenta capacitores em série com o fluxo de potência, o que aumenta o volume e reduz a eficiência do conversor. Além disso, necessita de indutores de filtragem.

**Conversor *push-pull*:** apesar de ser utilizado para potências maiores do que os conversores anteriores. Entretanto, não apresenta uma estrutura modular como os outros conversores apresentados.

**Conversor *dual half-bridge*:** este conversor apresenta elevada densidade de potência, e é normalmente utilizado em médias potências. A tensão de barramento é dividida em dois

capacitores, o que requer o dobro da corrente para a mesma potência, quando comparado ao conversor *full-bridge*. Além disso, o conversor apresenta somente a possibilidade de modulação com dois níveis.

**Conversor *dual full-bridge*:** este conversor é o que apresenta maior densidade de potência dos conversores apresentados, além de possuir operação com comutação suave de forma natural. Entretanto, é o conversor que possui o maior número de interruptores controlados: oito. Este conversor é mais conhecido pela nomenclatura DAB, do inglês “*Dual Active Bridge*”.

Comparações entre conversores CC-CC, com operação em ZVS (do inglês, *Zero Voltage Switching*), são realizadas por diversos autores na literatura científica: (DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN; KHERALUWALA, 1991; EVERTS; KRISMER; *et al.*, 2012; PINHEIRO; BARBI, 1993; STEIGERWALD; DE DONCKER; KHERALUWALA, 1996; SUGIMURA *et al.*, 2011; TAN; ABE; AKAGI, 2011). Estes mostram que para a operação bidirecional e em alta potência, o conversor DAB se destaca frente aos outros conversores.

Pode-se concluir, através destes estudos, que o conversor DAB é o principal candidato para a posição de conversor CC-CC em transformadores de estado sólido, devido às seguintes características: fluxo bidirecional de energia, isolamento galvânica, operação abaixadora e elevadora, distribuição igualitária de potência e comutação suave em todos os interruptores, alta densidade de potência, alta eficiência e simples operação.

O restante do capítulo mostra a análise do conversor DAB, suas principais características e equações, modificações e diferentes estratégias de modulação. O modelo de pequenos sinais do conversor DAB é apresentado no Apêndice I.

### **3.2 Conversor *Dual Active Bridge* (DAB)**

Os primeiros artigos relacionados ao conversor DAB, na década de 90 (DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN; KHERALUWALA, 1991; KHERALUWALA, M. N. *et al.*, 1992), tratavam a necessidade da redução de peso em conversores CC-CC para aplicações aeroespaciais na faixa de quilowatts até megawatts.

Além da aplicação aeroespacial (COUGO; MEYNARD; SCHNEIDER, 2012; DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN; KHERALUWALA, 1991; KHERALUWALA, M. N. *et*

*al.*, 1992; NAAAYAGI; FORSYTH; SHUTTLEWORTH, 2012a, b), o conversor DAB é utilizado em diferentes aplicações como: sistemas fotovoltaicos (MIRZAHOSSEINI; TAHAMI, 2012; MOONEM; KRISHNASWAMI, 2012; SYED; XIAO, 2012), ultra capacitores (HAIHUA; KHAMBADKONE, 2008), interface com bateria (KRISMER, F.; BIELA; KOLAR, 2005; NGO; WON; NAM, 2012; TAN; ABE; AKAGI, 2012), tração elétrica (STEINER; REINOLD, 2007) e automobilística (KRISMER, F.; KOLAR, 2010).

Considera-se que De Doncker *et al.* (1991) seja a primeira referência na utilização do conversor DAB, entretanto o termo “*dual active bridge*”, que se popularizou, foi primeiramente apresentado por (KHERALUWALA, M. N. *et al.*, 1992).

### 3.2.1 Estrutura do conversor DAB convencional e suas modificações

A estrutura clássica do conversor DAB é apresentada na Figura 24. Entretanto, diferentes configurações, com características similares ao DAB, podem ser implementadas.

O conversor DHB (*dual half-bridge*) é utilizado em aplicações que requerem menor potência e complexidade (DUJIC *et al.*, 2013; FAN; LI, 2011; LI, H.; PENG; LAWLER, 2003; NGO; WON; NAM, 2012; WANG, G.; HUANG; LI, 2012).

Outras estruturas similares podem ser implementadas, como: NPC meia-ponte (Figura 25) (ORTIZ *et al.*, 2013) ou NPC ponte completa (MOONEM; KRISHNASWAMI, 2012).

Comparações entre estruturas do conversor DAB são analisadas em (COUGO; MEYNARD; SCHNEIDER, 2012; EVERTS; KRISMER; *et al.*, 2012; KRISMER, F.; BIELA; KOLAR, 2005; TAN; ABE; AKAGI, 2011).

A definição do tipo de estrutura e do número de interruptores deverá considerar os valores de tensão nos semicondutores e na bobina do transformador, a quantidade de níveis de tensão desejados, dentre outras características.

A estrutura meia-ponte (LI, H.; PENG; LAWLER, 2003) não tem a possibilidade de utilizar modulações modificadas de três níveis, que aumentam a região de operação em comutação suave, como será visto posteriormente.

Já a estrutura NPC meia-ponte apresenta o mesmo número de interruptores que a estrutura convencional, mas estes estão sujeitos à metade da tensão de total de barramento. Entretanto, é necessária a divisão do barramento CC e há um acréscimo de dois diodos de grameamento por braço na estrutura.

Tanto a estrutura meia-ponte quanto a estrutura NPC meia-ponte, necessitam de uma modulação que considere o balanço de tensão nos capacitores.

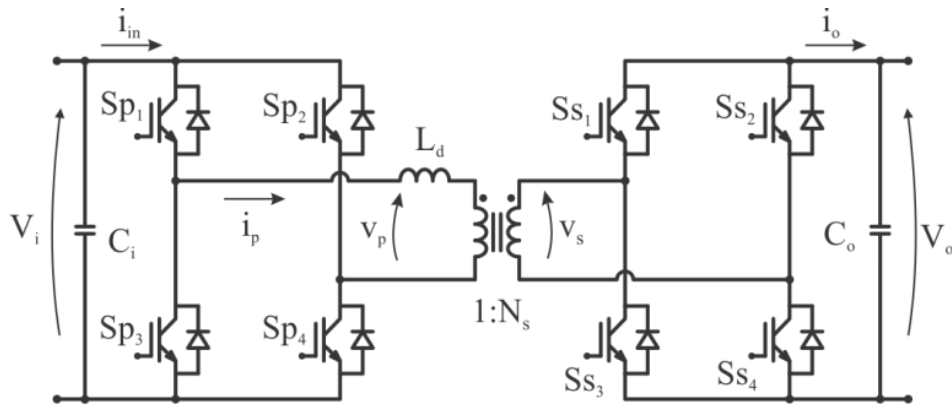


Figura 24 – Estrutura do conversor DAB

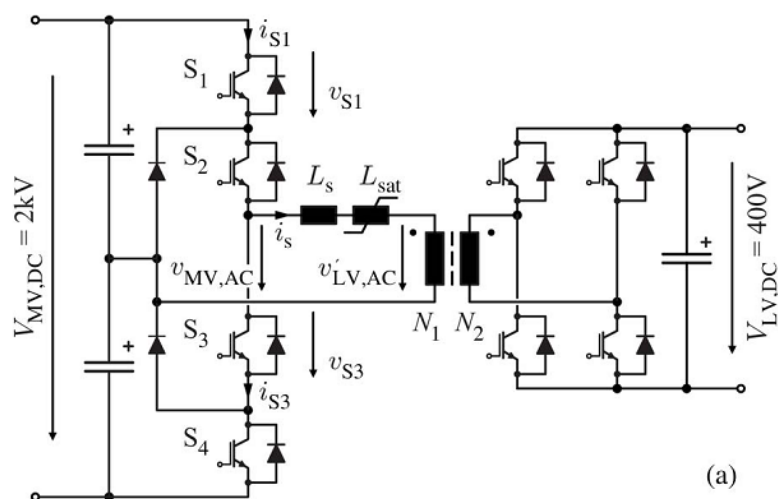


Figura 25 – DAB com NPC no primário. Fonte: (ORTIZ *et al.*, 2013)

Há ainda os conversores DAB do tipo ressonantes (Figura 26), onde elementos armazenadores de energia são colocados antes ou após o transformador (CHEN, W.; RONG; LU, 2010; DUJIC *et al.*, 2013; JUNG *et al.*, 2013; KAN *et al.*, 2014; LI, X.; BHAT, 2010; STEINER; REINOLD, 2007).

A adição dos elementos reativos aumentam os limites de operação em comutação suave, entretanto, estas estruturas não são aconselháveis para aplicações de alta potência devido ao aumento de tamanho do conversor. Há ainda um incremento nas perdas de condução, pois a adição dos elementos reativos é normalmente realizada em série com o fluxo de potência (INOUE; AKAGI, 2007; ORTIZ *et al.*, 2013; STEIGERWALD; DE DONCKER; KHERALUWALA, 1996).

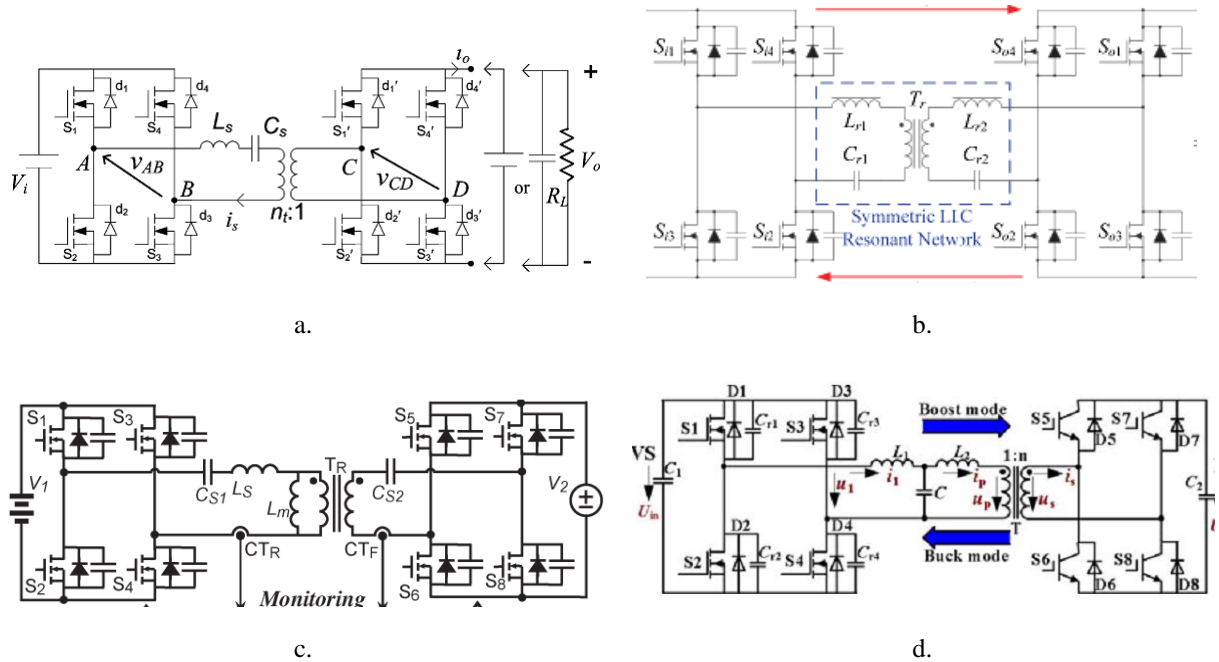


Figura 26 – Conversores DAB ressonantes. Fontes: a. (LI, X.; BHAT, 2010), b. (JUNG *et al.*, 2013), c. (CHEN, W.; RONG; LU, 2010), d. (KAN *et al.*, 2014)

O conversor DAB trifásico (BOILLAT *et al.*, 2012; DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN; KHERALUWALA, 1991; ENGEL *et al.*, 2013, 2014; TRIPATHI; HATUA; BHATTACHARYA, 2012; VAN HOEK; NEUBERT; DE DONCKER, 2013) utiliza um transformador trifásico e três braços de interruptores em cada lado do transformador (Figura 27). Este conversor apresenta melhor utilização do transformador e menores ondulações de tensão nos barramentos capacitivos, quando comparado ao conversor DAB. Entretanto, o transformador trifásico deverá ter a mesma indutância de dispersão em cada fase, resultando em uma grande problemática de fabricação (DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN; KHERALUWALA, 1991).

A integração com fontes de energia renováveis, bancos de baterias ou qualquer outro barramento CC pode ser realizada através de múltiplas portas. Estas normalmente são derivadas do transformador do conversor DAB. Este tipo sistema é denominado como conversor *Multi Active Bridge* (MAB) (DOS SANTOS; RUSELER; MARTINS, 2013; DUARTE; HENDRIX; SIMOES, 2007; FALCONES, S.; AYYANAR; MAO, 2013; TAO; DUARTE; HENDRIX, 2008; TAO *et al.*, 2008; ZHAO, C.; ROUND; KOLAR, 2008).

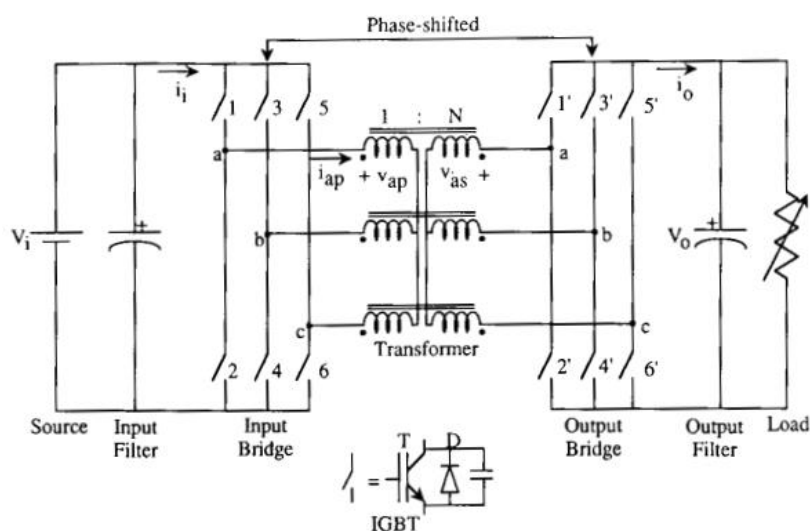


Figura 27 – Conversor DAB Trifásico. Fonte: (DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN; KHERALUWALA, 1991)

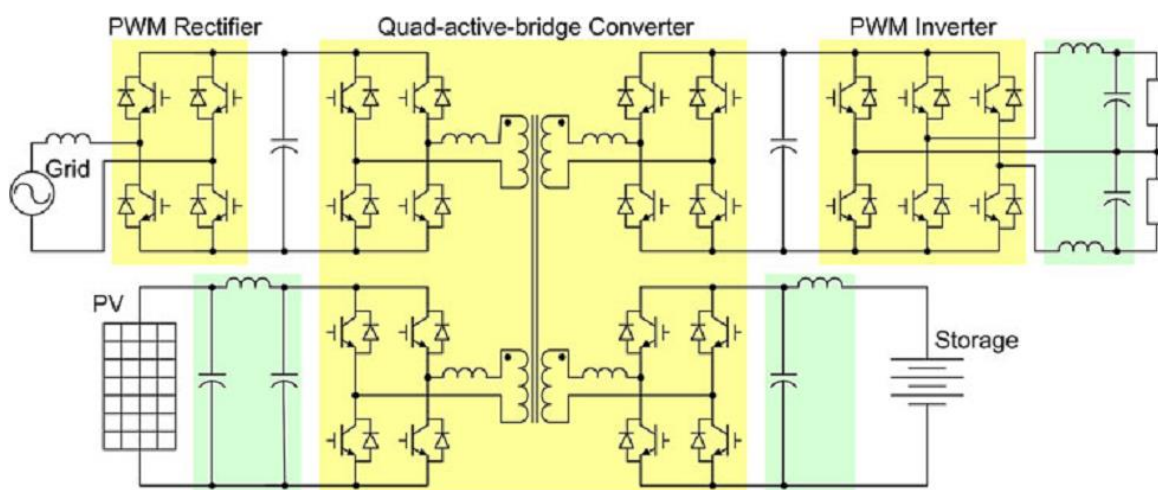


Figura 28 – Conversor *Multi Active Bridge* (MAB) inserido em uma estrutura de três estágios. Fonte: (FALCONES, S.; AYYANAR; MAO, 2013)

### 3.3 Modulação por Defasagem Angular de Dois Níveis

A operação do conversor DAB com modulação por defasagem angular de dois níveis é bastante simples, havendo somente dois sinais de comando, um para os interruptores do primário e outro para os interruptores do secundário. A variável de controle é o ângulo de

defasagem ( $\phi$ ) entre estes dois comandos. A razão cíclica é mantida constante em metade do período e todos os braços do conversor operam com sinais complementares.

Os sinais de comando dos interruptores ( $S_{p1-4}$  e  $S_{s1-4}$ ), bem como a tensão no primário ( $v_p$ ) e secundário ( $v_s$ ) do transformador, e todas as correntes do circuito são mostrados na Figura 29. Os sinais dos interruptores e as variáveis mostradas na figura abaixo fazem referência a Figura 24. Sendo,  $i_{p_x}$  e  $i_{s_x}$ , as correntes nos interruptores do primário e do secundário, respectivamente.

### 3.4 Etapas de Operação

As análises das etapas de operação consideram que o circuito esteja em regime permanente, ou seja, os capacitores  $C_i$  e  $C_o$  estão carregados com as tensões de entrada e saída, respectivamente. E, estas serão consideradas constantes durante toda a análise. Além disso, as etapas de operação são mostradas para a situação de transferência direta de energia, ou seja, do primário para o secundário. Entretanto, a análise para o fluxo reverso é análogo ao apresentado.

#### 3.4.1 Etapa 1 ( $0 \leq \omega t < \phi$ )

Nesta etapa as chaves  $Sp_1$ ,  $Sp_4$  entram em condução e  $Sp_2$  e  $Sp_3$  saem de condução, enquanto as chaves do secundário permanecem no mesmo estado de operação, ou seja,  $Ss_1$  e  $Ss_4$  em bloqueio e  $Ss_2$  e  $Ss_3$  em condução.

A tensão na indutância auxiliar nesta etapa será a tensão de entrada mais a tensão de saída refletida para o primário. Logo, a corrente na indutância auxiliar ( $i_p$ ) será:

$$i_p(\omega t) = (-I_x) + \left( V_i + \frac{V_o}{N_s} \right) \frac{\omega t}{\omega_s L_d} \quad \text{se } 0 \leq \omega t < \phi. \quad (1)$$

Sendo,

$V_i$  Tensão de entrada;

$V_o$  Tensão de saída;

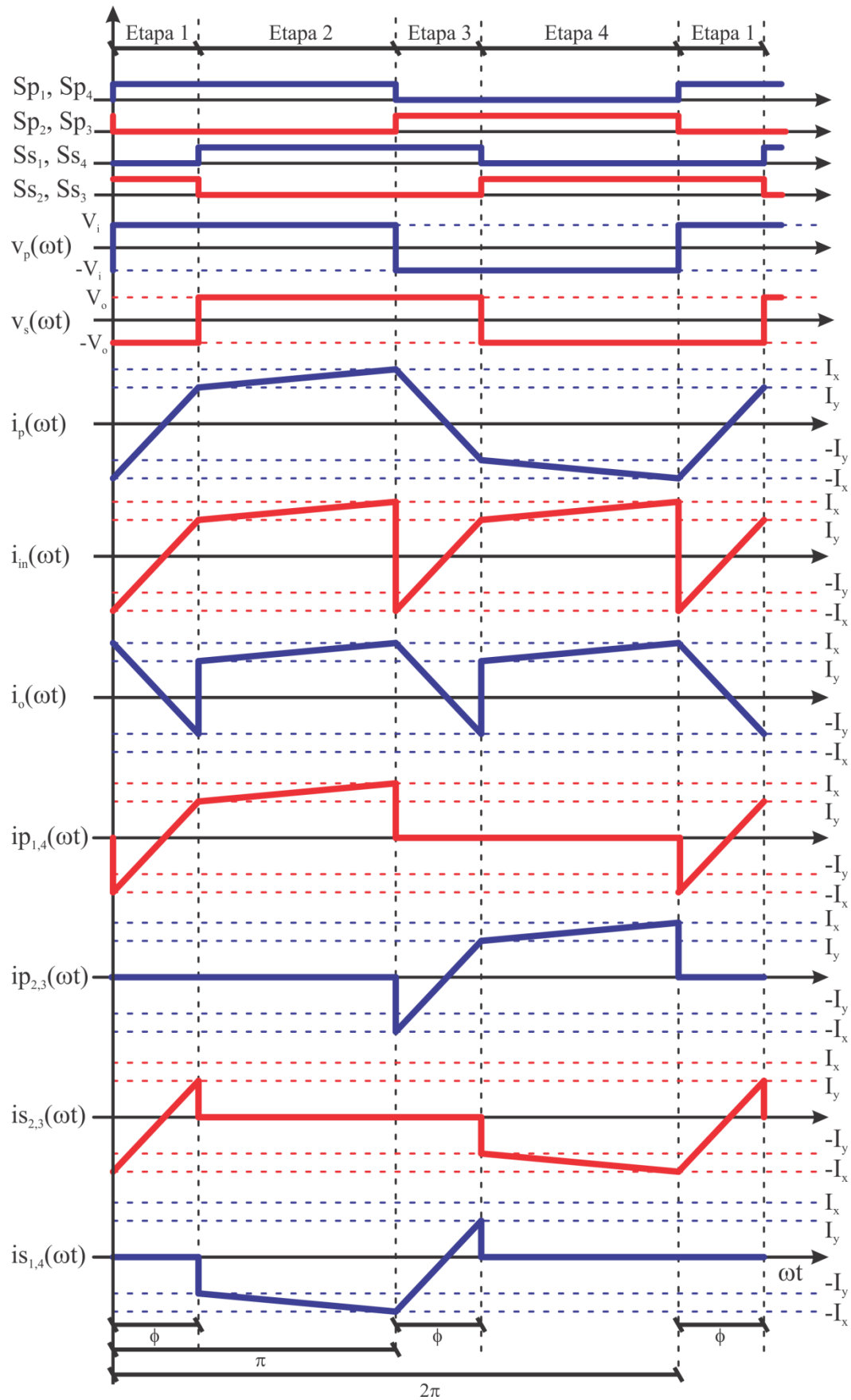


Figura 29 – Formas de onda dos sinais de comando, tensão resultante da ponte do primário e do secundário, e corrente em todos os componentes do conversor DAB



|            |   |
|------------|---|
| $N_s$      | Relação de espiras do transformador;                            |
| $\omega_s$ | Frequência angular de comutação ( $\omega_s = 2\pi f_s$ );      |
| $f_s$      | Frequência de comutação;  |
| $L_d$      | Indutância auxiliar;  |
| $I_x$      | Corrente no instante zero;                                      |
| $\phi$     | Ângulo de defasagem entre os comandos do primário e secundário. |

A Figura 30 mostra a direção das correntes no início da etapa (Figura 30a), com a corrente passando pelos diodos em anti-paralelo de  $Sp_1$  e  $Sp_2$ , caracterizando assim a comutação com zero de tensão (ZVS). As correntes no final da etapa são mostradas na Figura 30b.

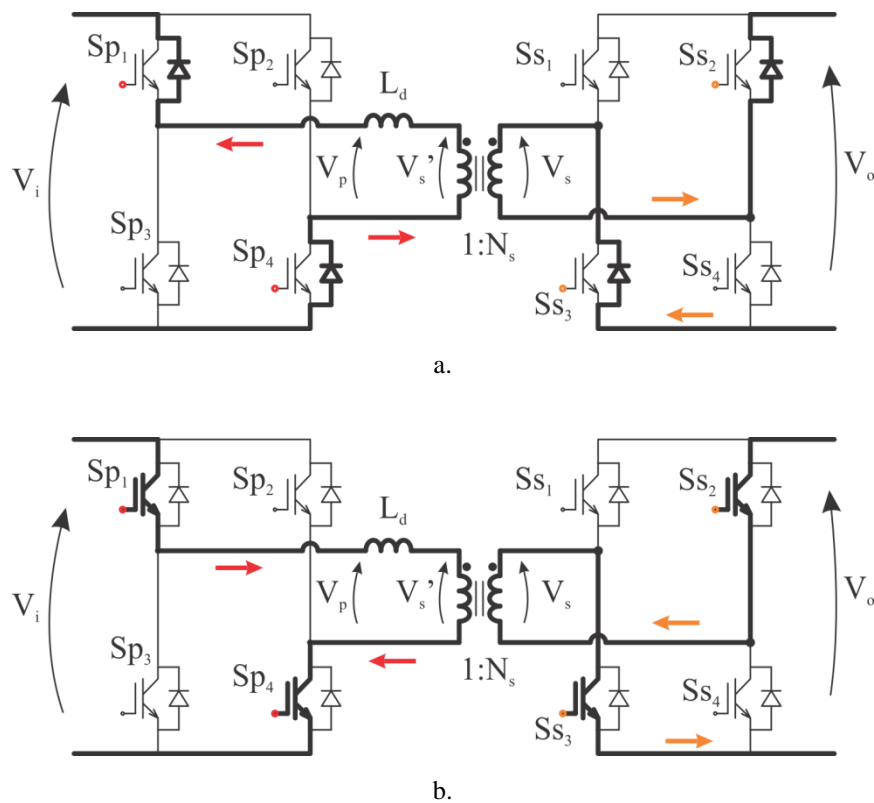


Figura 30 – Primeira etapa de operação: a. Início da etapa, b. Final da etapa

### 3.4.2 Etapa 2 ( $\phi \leq \omega t < \pi$ )

A segunda etapa começa com a comutação das chaves do secundário, ou seja,  $S_{S1}$  e  $S_{S4}$  entram em condução e  $S_{S2}$  e  $S_{S3}$  saem de condução. Nesta etapa a tensão aplicada no indutor auxiliar será a diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída refletida ao primário. A corrente do primário do transformador é dada por:

$$i_p(\omega t) = I_y + \left( V_i - \frac{V_o}{N_s} \right) \frac{\omega t - \phi}{\omega_s L_d} \quad \text{se } \phi \leq \omega t < \pi. \quad (2)$$

Onde,  $I_y$  é a corrente no instante  $\phi$ .

Caso a diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída refletida para a entrada seja nula, a corrente inicial desta etapa ( $I_y$ ) será igual a corrente final ( $I_x$ ). O final desta etapa representa a metade o ciclo de operação do conversor.

A circulação de corrente da segunda etapa de operação é mostrada na figura abaixo.

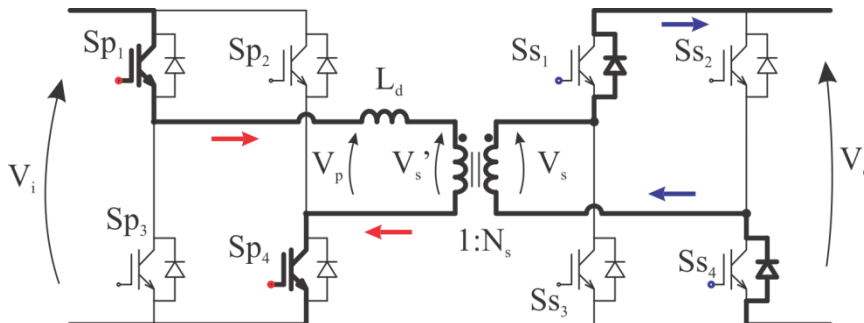


Figura 31 – Segunda etapa de operação do conversor DAB

### 3.4.3 Etapa 3 ( $\pi \leq \omega t < \pi + \phi$ )

A comutação das chaves do primário inicia a terceira etapa. Nesta etapa a tensão aplicada no indutor auxiliar será igual à da primeira etapa com sinal invertido, resultando assim em uma derivada negativa de corrente, conforme apresentado em (3).

$$i_p(\omega t) = I_x - \left( V_i + \frac{V_o}{N_s} \right) \frac{\omega t - \pi}{\omega_s L_d} \quad \text{se } \pi \leq \omega t < \pi + \phi \quad (3)$$

A direção das correntes nesta etapa é mostrada na Figura 32. No início da etapa as correntes tanto do primário quanto do secundário circulam pelos diodos, e no final da etapa as correntes circulam pelo canal principal do interruptor.

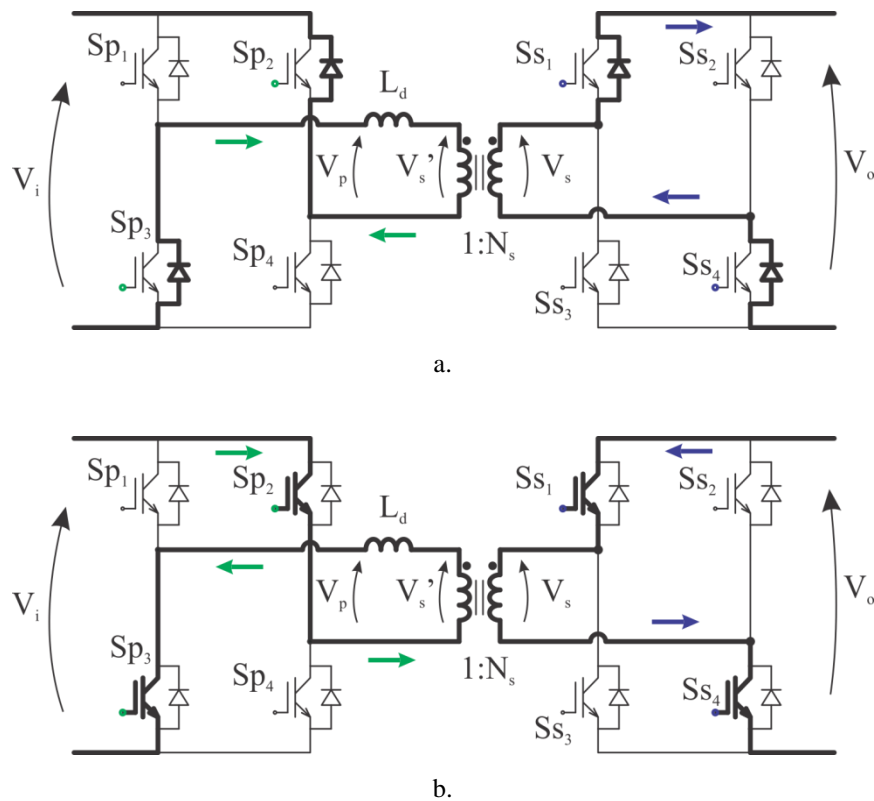


Figura 32 – Terceira etapa de operação: a. Início da etapa, b. Final da etapa

#### 3.4.4 Etapa 4 ( $\pi + \phi \leq \omega t < 2\pi$ )

Esta é a última etapa antes de completar um ciclo de operação. A etapa é similar à segunda etapa, onde a comutação ocorre no secundário. Em (4) a função da corrente da indutância auxiliar é apresentada. Assim como, a circulação de corrente referente à quarta etapa é mostrada na Figura 33.

$$i_p(\omega t) = (-I_y) + \left(-V_i + \frac{V_o}{N_s}\right) \frac{(\omega t - \pi - \phi)}{\omega_s L_d} \text{ se } \pi + \phi \leq \omega t < 2\pi \quad (4)$$

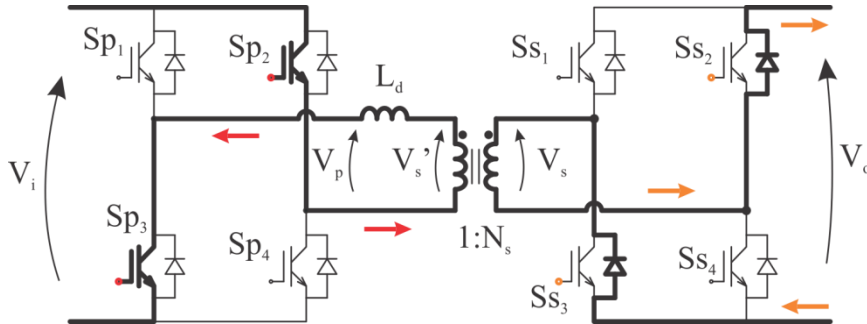


Figura 33 – Quarta etapa de operação do conversor DAB

Após a análise de cada etapa de operação, a definição da corrente no indutor auxiliar é atingida com a junção das equações de todas as etapas já enunciadas.

A corrente do primário, que serve de base para o cálculo de todas as outras correntes, conforme é mostrada na Figura 29, é definida para todo tempo em (5).

$$i_p(\omega t) = \begin{cases} -I_x + \left(V_i + \frac{V_o}{N_s}\right) \frac{\omega t}{\omega_s L_d} & \text{se } 0 \leq \omega t < \phi \\ I_y + \left(V_i - \frac{V_o}{N_s}\right) \frac{\omega t - \phi}{\omega_s L_d} & \text{se } \phi \leq \omega t < \pi \\ I_x - \left(V_i + \frac{V_o}{N_s}\right) \frac{\omega t - \pi}{\omega_s L_d} & \text{se } \pi \leq \omega t < \pi + \phi \\ -I_y - \left(-V_i + \frac{V_o}{N_s}\right) \frac{(\omega t - \pi - \phi)}{\omega_s L_d} & \text{se } \pi + \phi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (5)$$

A corrente de entrada é dada por (6) e a corrente de saída por (7). Estas serão utilizadas no próximo capítulo para os cálculos das potências não ativas do conversor.

$$i_{in}(\omega t) = \begin{cases} i_p(\omega t) & \text{se } 0 \leq \omega t < \pi \\ -i_p(\omega t) & \text{se } \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (6)$$

$$i_o(\omega t) = \begin{cases} \frac{-i_p(\omega t)}{N_s} & \text{se } 0 \leq \omega t < \phi \text{ ou } \pi \leq \omega t < \pi + \phi \\ \frac{i_p(\omega t)}{N_s} & \text{se } \phi \leq \omega t < \pi \text{ ou } \pi + \phi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (7)$$

A equação da transmissão de potência entre o primário o secundário pode ser deduzida fazendo a média da corrente de saída, ou de entrada, se for considerado um sistema sem perdas. A potência de saída é dada em função do ângulo de defasagem por (8).

$$P_o(\phi) = \frac{V_i^2 d \phi}{\omega_s L_d(\phi_N)} \left( \frac{\pi - |\phi|}{\pi} \right) \quad (8)$$

Onde,  $\phi_N$  é o ângulo de defasagem nominal e,  $d$  é a relação de transformação do conversor DAB, dada abaixo:

$$d = \frac{V_o}{V_i N_s}. \quad (9)$$

O módulo do ângulo de defasagem em (8) garante que a equação de potência seja válida tanto para a operação direta quanto para a operação reversa.

A relação de transformação do conversor DAB, dada por  $d$ , é bastante explorada na literatura, pois seu valor define algumas características específicas do conversor. Estas características serão enfatizadas e analisadas no decorrer desta tese.

Diz-se que quando  $d > 1$ , o conversor esta operando como abaixador. Neste caso, a relação de amplitude das correntes é  $I_x < I_y$ . Caso o mesmo estiver operando com  $d < 1$ , o conversor esta operando como elevador e  $I_x > I_y$ . Se  $d = 1$ , então  $I_x = I_y$ .

Abaixo são mostradas curvas de potência para variações de  $d$  para toda faixa de operação do ângulo de defasagem. Nota-se que a máxima potência é obtida em  $90^\circ$  e a máxima potência reversa em  $-90^\circ$ . Se o conversor operar com  $d > 1$ , será necessário um ângulo menor que o projetado para atingir a potência nominal. Assim como, operando com  $d < 1$  é necessário ângulos maiores que o nominal para atingir a mesma potência nominal.

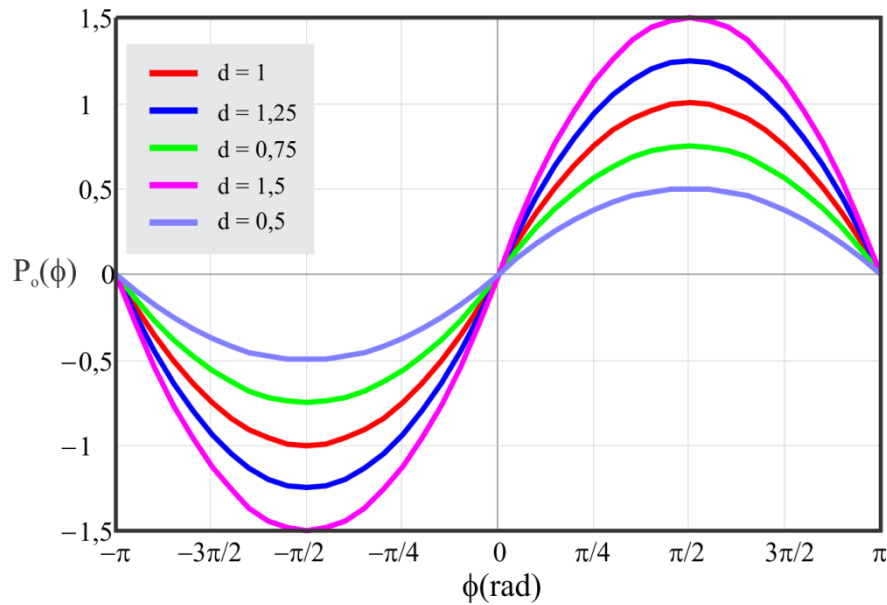


Figura 34 – Curvas de transferência de potência considerando variações em  $d$

### 3.5 Modulações de Três Níveis

Apesar das grandes vantagens enunciadas para o conversor DAB, este apresenta o problema da drástica redução do rendimento para operação em baixas potências nominais. Curvas de rendimento do conversor DAB de alguns trabalhos apresentados na literatura são mostradas na Figura 35, de modo a exemplificar o problema. A redução na eficiência do conversor ocorre devido ao estreitamento da região de comutação suave e do aumento da energia reativa circulante no transformador do conversor DAB (BAI; MI, 2008; JAIN, A. K.; AYYANAR, 2011).

Diferentes modulações podem ser aplicadas ao conversor DAB de modo a reduzir o problema, tanto de perdas de condução quanto de comutação na operação em baixas potências. Modulações que utilizam três níveis de tensão são as mais utilizadas para este fim e são descritas a seguir.

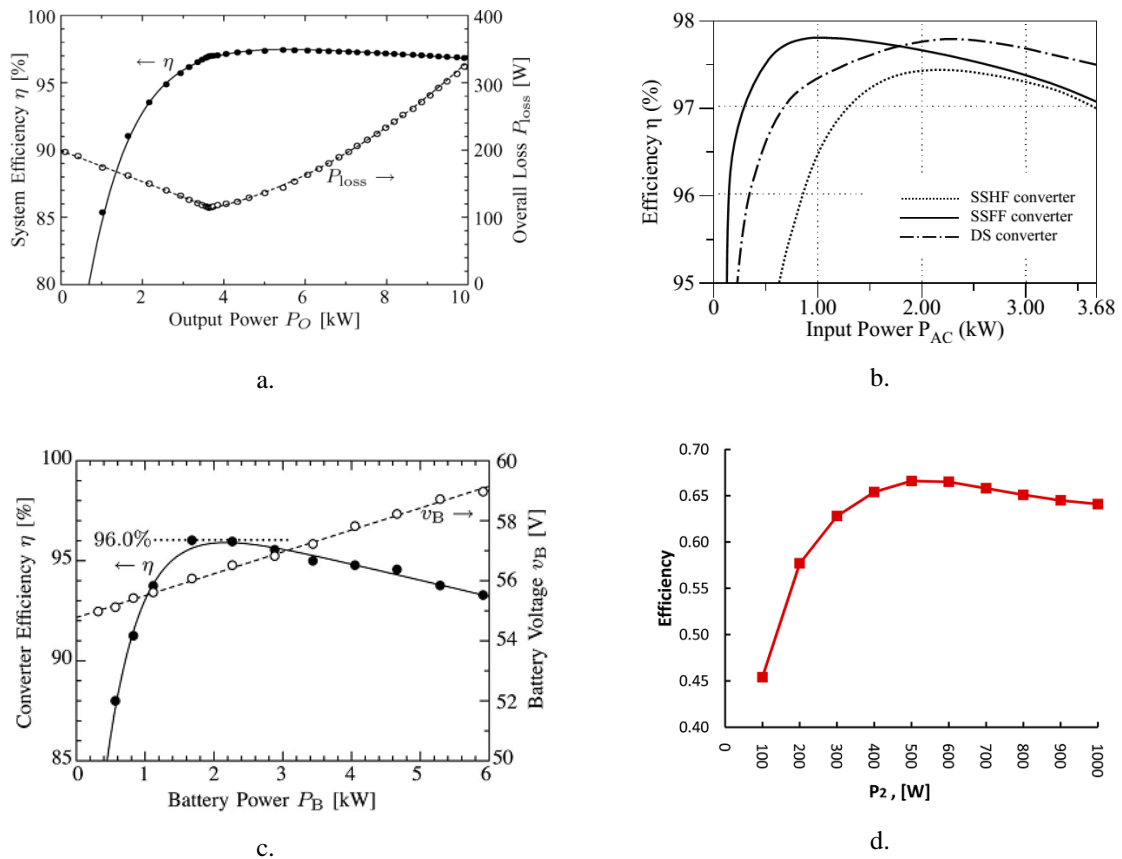


Figura 35 – Curvas características de rendimentos do conversor DAB. Fonte: a. (INOUE; AKAGI, 2007), b. (EVERTS; KRISMER; et al., 2012), c. (TAN; ABE; AKAGI, 2012), d. (XIE; SUN; FREUDENBERG, 2010)

As modulações de três níveis podem ser basicamente divididas em três categorias, destacadas nas próximas seções. Estas modulações são caracterizadas pelo aumento das variáveis de controle, através da utilização da modulação por largura de pulso (do inglês, “*Pulse Width Modulation*” – PWM), juntamente com a modulação por defasagem angular.

Estas modulações trazem vantagens tanto para a redução da perda em condução quanto no aumento da área de operação com comutação suave. Entretanto, a maior complexidade ocasiona a necessidade de aumento no poder de processamento do dispositivo lógico utilizado, além de incrementar o número de comutações.

### 3.5.1 Modulação por defasagem angular estendida

Neste tipo de modulação, somente um lado do conversor recebe a modulação por três níveis. Ou seja, em um dos lados do conversor DAB há a modulação PWM, enquanto o lado oposto continua com 50% de razão cíclica (ZHAO, BIAO; YU; SUN, 2012).

A caracterização da transferência de potência para este modo de operação é bastante explorada na literatura (OGGIER; GARCIA; OLIVA, 2009; ZHAO, BIAO; YU; SUN, 2012). Esta modulação permite a redução da energia reativa circulante (OGGIER; GARCIA; OLIVA, 2009) e o aumento da área de operação com comutação suave (OGGIER; GARCÍA; OLIVA, 2011).

Entretanto, a operação com esta modulação requer a implementação de algoritmos complexos dedicados à redução da energia circulante e aumento da região ZVS em tempo real.

### 3.5.2 Dupla Defasagem Angular (do inglês, *Dual Phase-Shift*)

Esta modulação consiste na aplicação de três níveis de tensão tanto no primário quanto no secundário do transformador. A razão cíclica da modulação PWM das pontes de cada lado do transformador possui o mesmo valor. A caracterização da transferência de potência desta modulação é realizada por alguns autores (BAI; MI, 2008; JAIN, A. K.; AYYANAR, 2011; ZHAO, BIAO; SONG; LIU, 2012).

Esta modulação permite diminuir os níveis de corrente, além de aumentar a área de operação ZVS de maneira mais ampla do que a modulação por defasagem angular estendida (ZHAO, B.; SONG; LIU, 2013; ZHAO, BIAO *et al.*, 2013).

### 3.5.3 Tripla Defasagem Angular (do inglês, *Triple Phase-Shift*)

A modulação com diferentes razões cíclicas para cada ponte do conversor é chamada de *Triple Phase-Shift* (TPS). Esta modulação possui três graus de liberdade para operação do conversor. Devido à grande complexidade, a sua aplicação tem sido realizada somente em estudos que visam a otimização da operação do conversor DAB (KRISMER, F.; KOLAR, 2012a, b; ZHAO, B. *et al.*, 2014; ZHOU; KHAMBADKONE, 2009).

A modulação TPS pode ser considerada a forma unificada do controle de potência do conversor, portanto as outras modulações são consideradas casos específicos da TPS. Por apresentar mais graus de liberdade, esta modulação é a mais complexa e ainda não apresenta uma forma fechada de implementação (ZHAO, B. *et al.*, 2014).

A diferença entre a resposta dinâmica das modulações apresentadas é realizada de forma experimental por Bai (2010).



### 3.6 Efeito do tempo morto

O tempo morto é necessário para garantir que não haja curto-circuito entre as chaves de mesmo braço (complementares) do conversor. Será visto posteriormente (capítulo 5) que para determinadas aplicações este tempo interfere nos limites de operação em ZVS.

À medida que a potência da carga diminui, o tempo relativo ao ângulo de operação fica na mesma ordem de grandeza do tempo de morto, resultando em modificações na caracterização da transferência de potência (MI *et al.*, 2008; XIE; SUN; FREUDENBERG, 2010; ZHAO, BIAO *et al.*, 2014). Ou seja, à medida que a relação entre o tempo morto e o tempo de defasagem torna-se próximo à unidade, a curva de potência sofre modificações que a fazem reduzir a transferência de potência para o mesmo ângulo.

Há trabalhos que utilizam tempo morto variável como forma de otimização da eficiência do conversor (COSTINETT; ZANE; MAKSIMOVIC, 2012; LI, J. *et al.*, 2012).

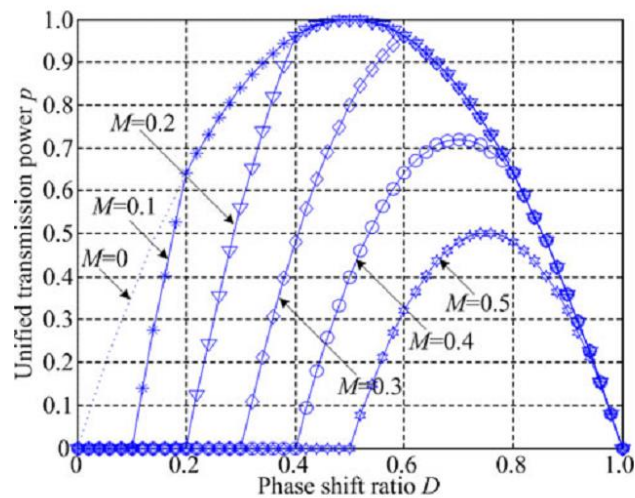


Figura 36 – Curva de transmissão de potência em função do ângulo de operação e do percentual de tempo relativo ao tempo morto. Fonte: (ZHAO, BIAO *et al.*, 2014)

### 3.7 Projeto Clássico

O conversor DAB apresenta poucos componentes, tomando como base a estrutura apresenta na Figura 24, tem-se que os componentes a serem projetados são: capacitores de entrada e saída; indutância auxiliar e o transformador.

### 3.7.1 Relação de Transformação ( $d$ ) e Transformador de alta frequência

As variações em  $d$  normalmente referem-se a mudanças na tensão de entrada e/ou saída em relação aos valores de projeto. A condição ideal de operação ocorre quando  $d = 1$ , pois nesta condição o conversor apresenta ZVS tem toda faixa de operação e há menor energia reativa circulante. Portanto, a escolha de  $d = 1$  para o projeto normalmente é utilizada.

O número de espiras do secundário em relação ao primário é dado por:

$$\frac{N_{sec}}{N_{pri}} = N_s = \frac{V_o}{V_i d}. \quad (10)$$

O cálculo do elemento magnético do conversor utiliza o equacionamento de McLyman (2004). Onde o fator multiplicado entre a área efetiva transversal do núcleo ( $A_e$ ) e a área de janela ( $A_w$ ) é dado por:

$$A_e A_w = \frac{V_i I_{p.rms}}{K_p K_u J_a \Delta B f_s}. \quad (11)$$

Sendo:

|             |   |
|-------------|---|
| $K_p$       | Fator de utilização do enrolamento primário |
| $K_u$       | Fator de utilização da janela               |
| $J_a$       | Densidade de corrente dos fios              |
| $\Delta B$  | Variação da densidade de fluxo magnético    |
| $I_{p.rms}$ | Corrente eficaz da indutância auxiliar      |

A corrente eficaz do primário pode ser encontrada fazendo:

$$I_{p.rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_p(\omega t)^2 d\omega t}. \quad (12)$$

Após a definição do núcleo do transformador por  $A_e A_w$ , o número de espiras do primário ( $N_{pri}$ ) é dado por:

$$N_{pri} = \frac{V_i}{A_e \Delta B \frac{4}{3} fs}. \quad (13)$$

Assim, o número de espiras do secundário ( $N_{sec}$ ) é encontrado como se segue:

$$N_{sec} = N_{pri} N_s. \quad (14)$$

### 3.7.2 Indutor Auxiliar ( $L_d$ ) e ângulo de defasagem nominal ( $\phi_N$ )

Assim como há uma relação entre o projeto do transformador e a relação de transformação do conversor DAB, o projeto da indutância auxiliar ( $L_d$ ) e o ângulo de defasagem angular nominal ( $\phi_N$ ) possuem uma relação direta.

Estudos para a definição de  $L_d$  somente consideram a operação no o ponto de projeto nominal (KRISMER, F.; KOLAR, 2012b). Não foram encontrados na literatura estudos sobre o projeto do ângulo nominal de operação, que considerem o comportamento do conversor para toda faixa de operação.

Portanto, esta tese de doutorado propõe uma metodologia de projeto para o ângulo nominal de operação, utilizando os critérios da potência não ativa (capítulo 4) e do ponto de perda de ZVS (capítulo 5), que são os principais parâmetros de desempenho para o conversor DAB. A metodologia proposta considera a operação do conversor para toda faixa de potência e de tensão.

Este trabalho propõe a comparação do comportamento do conversor para três diferentes ângulos nominais (15°, 45° e 75°), e para três diferentes valores de  $d$  (0,91, 1 e 1,11). Assim, três diferentes indutores auxiliares devem ser projetados e implementados.

A indutância pode ser calculada utilizando (8), isolando  $L_d$  e substituindo a potência de saída pela potência de entrada estimada, resultando em (15).

$$L_d(\phi_N) = \frac{V_i^2 d \phi_N \eta}{\omega_s P_o} \left( \frac{\pi - |\phi_N|}{\pi} \right) \quad (15)$$

O cálculo do magnético do indutor é dado pela relação  $A_e A_w$ , conforme:

$$A_e A_{w.d} = \frac{L_d I_{p.\max} I_{p.rms}}{B_{\max} J_a K_u}. \quad (16)$$

Sendo:

$B_{\max}$  Máxima densidade de fluxo magnético;

$I_{p.\max}$  Máxima corrente de operação.

Após a escolha do núcleo, o número de espiras do indutor ( $N_d$ ) é determinado por:

$$N_d = \frac{L_d I_{p.\max}}{B_{\max} A_{e.d}}. \quad (17)$$

### 3.7.3 Capacitores de barramento

Tanto o capacitor de saída quanto o de entrada podem ser calculados utilizando (18), bastando somente a substituição dos subscritos de saída pelos de entrada. Esta equação considera somente a ondulação em alta frequência causada para comutação das chaves.

Entretanto, caso o conversor DAB estiver operando como estágio intermediário de uma estrutura conectada na rede, como a mostrada na Figura 18, deve-se considerar a ondulação de baixa frequência que predomina sobre a de alta frequência. Este cálculo será demonstrado no capítulo 6.

$$C_o = \frac{\phi_N P_o}{\omega_s V_o^2 \Delta V_o \%} \quad (18)$$

Onde,  $\Delta V_o\%$  é a oscilação percentual da tensão de saída.

## 3.8 Desenvolvimento experimental

Os próximos capítulos irão mostrar análises em relação à potência não ativa, ponto de perda de comutação suave e modulação em baixa frequência. Estas análises visam a

otimização do projeto do conversor DAB em relação às perdas de condução, comutação e melhoria da eficiência em baixas potências nominais, respectivamente.

Ao final de cada capítulo haverá uma seção de resultados experimentais de modo a comprovar as análises teóricas apresentadas. Esta seção tem por objetivo mostrar como foram realizados os experimentos do conversor DAB.

O protótipo implementado utilizou os dados de projeto mostrados na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetro de projeto do protótipo desenvolvido

| <b>Descrição</b>                                 | <b>Símbolo</b> | <b>Valor</b>          |
|--|----------------|-----------------------|
| Tensão de barramento do primário                 | $V_i$          | 600 V                 |
| Tensão de barramento do secundário               | $V_o$          | 200 V                 |
| Potência nominal de saída                        | $P_o$          | 500 W                 |
| Eficiência estimada em potência nominal          | $\eta$         | 90%                   |
| Frequência de comutação                          | $f_s$          | 19,8 kHz              |
| Relação de transformação de projeto              | $d$            | 1                     |
| Interruptores do primário                        | $Sp_{1-4}$     | IRG7PH35UD            |
| Interruptores do secundário                      | $Ss_{1-4}$     | IRF740                |
| Ângulos nominais projetados                      | $\phi_N$       | 15°, 45° e 75°        |
| Densidade de fluxo máximo dos núcleos            | $B_{max}$      | 0,25 T                |
| Variação máxima da densidade de fluxo            | $\Delta B$     | 0,5 T                 |
| Densidade de corrente                            | $J_a$          | 420 A/cm <sup>2</sup> |
| Fator de utilização das áreas de enrolamento     | $K_u$          | 0,4                   |
| Fator de utilização do primário do transformador | $K_p$          | 0,5                   |

A escolha dos semicondutores utilizou uma margem de segurança em relação à tensão nominal de operação de 100%. Ou seja, utilizou-se IGBTs de 1200 V para os semicondutores do primário e MOSFETs de 400 V para os semicondutores do secundário.

Como um dos objetivos do trabalho é a validação do comportamento do conversor frente a variações do projeto do ângulo nominal, escolheu-se a utilização de três valores de ângulos nominais diferentes (15°, 45° e 75°) dentro da faixa de operação (de 0° a 90°).

A escolha destes ângulos ocorreu pelo igual espaçamento entre os valores, deste modo a não linearidade na operação do conversor é melhor explorada. Ainda, os valores não deveriam estar muito próximos dos limites de operação ( $0^\circ$  e  $90^\circ$ ), pois o circuito não comportaria variações em  $d$ .

Os parâmetros de projeto dos magnéticos estão indicados na Tabela 2, e as características do transformador e dos indutores auxiliares implementados estão mostrados na Tabela 3 e Tabela 4, respectivamente.

A Figura 37 mostra o transformador (acima) juntamente com os três indutores auxiliares desenvolvidos. Da esquerda para direita estão os indutores para os ângulos nominais de  $75^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $15^\circ$ , respectivamente.

O protótipo foi testado desde a condição nominal de potência até 10% da potência nominal, com variação de 10% entre cada medida. Ou seja, dez pontos de potência foram testados. Além disso, variações de 10% para mais e para menos na tensão de entrada foram realizadas, de modo a confirmar as análises para diferentes valores de  $d$ .

Todos os valores de tensão, corrente, potência não ativa, potência ativa e de eficiência foram medidos com o analisador de potência de precisão *Yokogawa*© WT1800.

Tabela 3 – Características do transformador implementado

| Símbolo     | Descrição                             | Valor         |
|-------------|---------------------------------------|---------------|
|             | Núcleo do transformador (tipo EE)     | 55/28/21      |
| $N_{pri}$   | Número de espiras do primário         | 126           |
| $N_{sec}$   | Número de espiras do secundário       | 42            |
|             | Bitola do fio do primário             | AWG 21        |
|             | Bitola do fio do secundário           | AWG 17        |
| $L_{d,pri}$ | Indutância de dispersão do primário   | 280,7 $\mu$ H |
| $L_{d,sec}$ | Indutância magnetizante do primário   | 169,1 mH      |
| $L_{m,pri}$ | Indutância de dispersão do secundário | 32,6 $\mu$ H  |
| $L_{m,sec}$ | Indutância magnetizante do secundário | 19,85 mH      |

Tabela 4 – Características dos indutores auxiliares para os três projetos desenvolvidos

| Descrição                  | Símbolo     | $\phi_{N2} = 15^\circ$ | $\phi_{N1} = 45^\circ$ | $\phi_{N0} = 75^\circ$ |
|----------------------------|-------------|------------------------|------------------------|------------------------|
| Indutância auxiliar        | $L_d$       | 1,263 mH               | 3,1 mH                 | 4,017 mH               |
| Corrente de pico nominal   | $I_{p,max}$ | 1 A                    | 1,222 A                | 1,571 A                |
| Corrente eficaz nominal    | $I_{p,rms}$ | 0,97 A                 | 1,114 A                | 1,337 A                |
| Núcleo utilizado (tipo EE) |             | 30/15/7                | 40/17/12               | 42/21/15               |
| Número de espiras          | $N_d$       | 84                     | 104                    | 137                    |
| Bitola dos fios            |             | 22                     | 21                     | 21                     |



Figura 37 – Fotografia dos indutores auxiliares (75°, 45° e 15°, abaixo, da esquerda para direita) e do transformador (acima) desenvolvidos

A tensão de saída foi mantida constante durante todos os testes, por isso a variação de +10% na tensão de entrada resulta na relação  $d = 0,909$ . Já a variação de menos 10% da tensão de entrada resulta em  $d = 1,11$ , de acordo com (9).

Os sinais de comando foram gerados a partir do microcontrolador TMS320F28335 da fabricante *Texas Instruments*©.

Utilizaram-se circuitos de *buffer* e de *driver* isolados para garantir menor ruído de modo comum, devido às elevadas derivadas de tensão do circuito. Fontes de alimentação em alta frequência (500 kHz) foram desenvolvidas para os *drivers* de cada chave. A descrição dos circuitos auxiliares é mostrada em detalhes no apêndice II.

A fotografia do protótipo desenvolvido é mostrada na Figura 38. Uma fonte controlada de tensão foi utilizada para suprir os circuitos auxiliares e o microcontrolador.

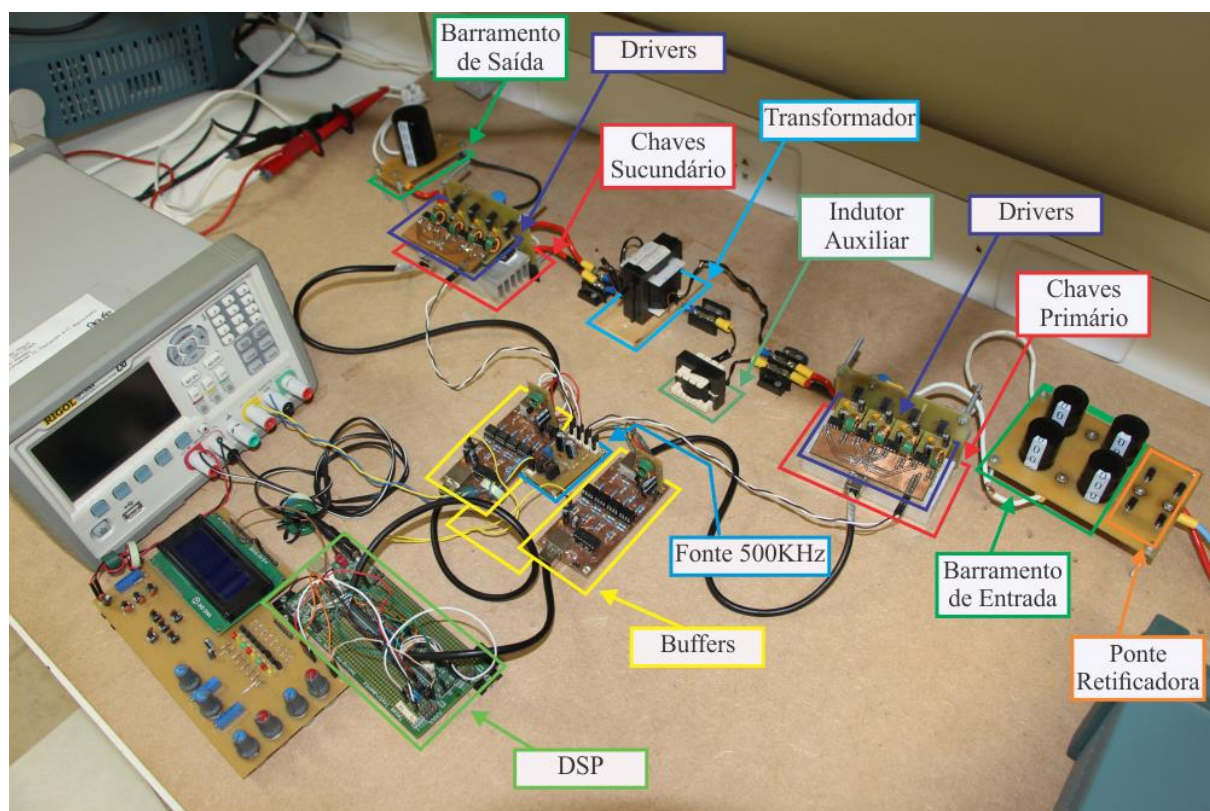


Figura 38 – Fotografia da bancada de testes

### 3.9 Conclusão

O conversor intermediário de uma estrutura de três estágios para transformadores de estado sólido deve ser bidirecional, isolado e com alta densidade de potência. O conversor DAB se destaca frente a outros conversores CC-CC, bidirecionais e isolados, por ser simétrico, apresentar simples operação e possuir comutação suave em uma ampla faixa de operação.



Este capítulo introduziu o conversor DAB, mostrando suas principais aplicações, modulações e etapas de operação. Além disso, o desenvolvimento experimental utilizado para comprovar as análises dos próximos capítulos foi mostrado.

Nota-se que a metodologia de projeto clássica é bastante simples. Entretanto, a escolha de parâmetros de projeto, como o ângulo de defasagem nominal, trazem diferentes características durante a operação do conversor. Análises da operação do conversor frente às escolhas dos parâmetros de projeto são apresentadas nos próximos capítulos, e uma discussão sobre as considerações relevantes ao projeto é desenvolvida no capítulo 7.



## 4 ANÁLISE GENERALIZADA DA POTÊNCIA NÃO ATIVA DO CONVERTOR DAB

Conversores eletrônicos de energia necessitam de elementos armazenadores de energia, como capacitores e indutores, para que possam operar de maneira satisfatória. A troca de energia entre os capacitores e indutores é dada pela circulação de corrente no conversor, e esta energia em muitos casos não é direcionada para a carga e sim para a fonte de alimentação. Esta energia, chamada de reativa, acaba por reduzir a eficiência do conversor pelo aumento da corrente nos componentes do circuito.

O conversor DAB necessita da energia reativa para garantir a operação ZVS dos interruptores. Basicamente, quanto maior a energia reativa maior será a área de operação com ZVS. Entretanto, esta relação entre energia reativa circulante e área de operação em ZVS não é linear e, portanto, torna-se possível projetar um sistema com um excelente nível de equilíbrio entre energia reativa circulante e ponto de perda de ZVS para uma determinada aplicação.

Trabalhos apresentados na literatura focam na análise da energia reativa somente no lado de entrada do conversor e/ou somente na potência ativa nominal (BAI; MI, 2008; KRISMER, F.; KOLAR, 2012b; WALBERMARK M. DOS SANTOS; DENIZAR C. MARTINS, 2013). Este trabalho, diferentemente dos apresentados na literatura, propõe um novo fator de desempenho para a análise das perdas de condução do conversor DAB, a qual se baseia na relação entre a potência não ativa e a ativa de entrada e saída, além de expandir a análise para variações de tensão e para toda faixa de operação em potência.

Um dos mais importantes parâmetros de projeto do conversor DAB é o ângulo de defasagem nominal de operação ( $\phi_N$ ). A análise proposta neste trabalho mostra como a escolha deste ângulo tem significativa importância no desempenho do conversor, pois a partir deste é possível prever o comportamento das perdas de condução, assim como o ponto de perda de ZVS, assunto do próximo capítulo.

Cabe salientar que não foram encontrados na literatura científica, trabalhos que apresentem a influência do ângulo nominal no desempenho do conversor DAB para toda faixa de operação, sendo este normalmente projetado de forma empírica.

Este capítulo irá apresentar uma análise quantitativa da potência não ativa em condições nominais e para toda a faixa de operação, de acordo com a escolha de  $\phi_N$  e de variações em  $d$ .

## 4.1 Definições de potência

Os termos utilizados para as definições de potências possuem grandes discussões, principalmente quando são considerados sistemas não lineares, não senoidais e desequilibrados (trifásicos). Estudos detalhados sobre o histórico dos termos e cálculos utilizados para as diversas definições de potências são encontrados em (MARAFÃO, 2004; MORALES, 2011).

Apesar de diversos autores utilizarem o conceito de potência reativa para o conversor DAB, o cálculo da potência reativa para sistemas não lineares e não senoidais não é trivial. Além disso, os equipamentos de medição, normalmente, utilizam os cálculos de potência para sistemas lineares e senoidais.

Fryze (1932) propôs a abordagem do cálculo das potências no domínio do tempo, na qual utiliza a decomposição da corrente instantânea em duas componentes ortogonais, a parcela ativa e a não ativa. Este estudo serviu de base para as teorias de potência mais recentes (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984; DEPENBROCK, 1993; WILLEMS, 1992).

Esta tese de doutorado utiliza a parcela não ativa de corrente para o cálculo da potência não ativa como parâmetro de desempenho para o conversor DAB.

O cálculo da potência não ativa ( $N$ ) baseou-se na ortogonalidade das correntes ativa e não ativa. Conforme já evidenciada, esta definição foi proposta por Fryze (1932), e foi utilizada pelo grupo de trabalho do IEEE (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos), que realizou um estudo para definir as potências de sistemas que operam com formas de onda não-senoidais e desequilibrados (ARSENEAU *et al.*, 1996; EMANUEL, 2004).

Este estudo resultou na norma IEEE 1459-2010 (*“IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions”*, 2010), a qual foi utilizada como referência para os cálculos de potência apresentados na próxima seção.

## 4.2 Cálculo da potência não ativa

De modo a realizar a análise da potência não ativa, devem-se equacionar as correntes de entrada e saída, mostradas na Figura 29. Nota-se que todas as correntes do circuito possuem alguma relação com a corrente da indutância auxiliar, a qual é definida em (5).

A corrente de entrada é igual a  $i_p$  até a metade do período de comutação, conforme visto em (6), e será o inverso de  $i_p$  na outra metade do período, ou seja, a corrente de entrada possui o dobro da frequência de comutação.

A potência ativa de entrada ( $P_i$ ) é dada pela média do produto entre a tensão e corrente de entrada:

$$P_i(\phi, \phi_N, d) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_i i_{in}(\omega t, \phi, \phi_N, d) d\omega t. \quad (19)$$

Já a potência aparente ( $S_i$ ) é dada pelo produto entre os valores eficazes da corrente e tensão de entrada, conforme (20).

$$S_i(\phi, \phi_N, d) = V_i \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{in}(\omega t, \phi, \phi_N, d)^2 d\omega t} \quad (20)$$

A potência não ativa ( $N_i$ ) é encontrada pela relação ortogonal com a potência ativa e dada por (21). Esta definição é válida para qualquer forma de onda periódica de um sistema monofásico (IEEE 1459, 2010).

$$N_i(\phi, \phi_N, d) = \sqrt{S_i(\phi, \phi_N, d)^2 - P_i(\phi, \phi_N, d)^2} \quad (21)$$

Para sistemas puramente senoidais, a potência não ativa é igual à potência reativa. As potências ativa ( $P$ ), aparente ( $S$ ) e não ativa ( $N$ ) são facilmente calculadas por analisadores de potência comerciais. Assim, torna-se possível comprovar as análises teóricas com os resultados práticos.

As potências definidas em (19)-(21) são funções do ângulo nominal de projeto ( $\phi_N$ ), do ângulo de operação ( $\phi$ ) e da relação de transformação do conversor DAB ( $d$ ). Ou seja, para qualquer condição de operação é possível obter a potência não ativa.

### 4.3 Potência não ativa na condição nominal de carga

Esta primeira análise tem por objetivo a definição da quantidade de potência não ativa na condição nominal de carga e variações em  $d$ . Portanto, utiliza-se o ângulo de defasagem  $\phi$  igual ao ângulo nominal,  $\phi_N$ .

A Figura 39 mostra a potência não ativa nominal do conversor DAB, normalizada em relação à potência ativa, e em função da escolha do ângulo nominal e de variações em  $d$ .

Nota-se que, idealmente, caso a condição de  $d$  seja mantida unitária, a potência não ativa somente decresce com a diminuição do ângulo nominal. Assim, uma análise que considere somente a condição ideal da relação de tensão ( $d = 1$ ), e a condição nominal de carga, leva o projetista a definir o menor ângulo de defasagem nominal possível. Entretanto, qualquer pequena variação em  $d$  (na figura em questão,  $d$  foi variado em  $\pm 10\%$  e  $\pm 25\%$ ), resulta em elevados valores de potência não ativa de entrada na operação com pequenos ângulos de defasagem. Ou seja, caso o conversor opere com variações de tensão ou, por exemplo, mudanças de tensão devido a diferentes perdas no primário em relação ao secundário, a circulação de potência não ativa será maior para pequenos ângulos nominais.

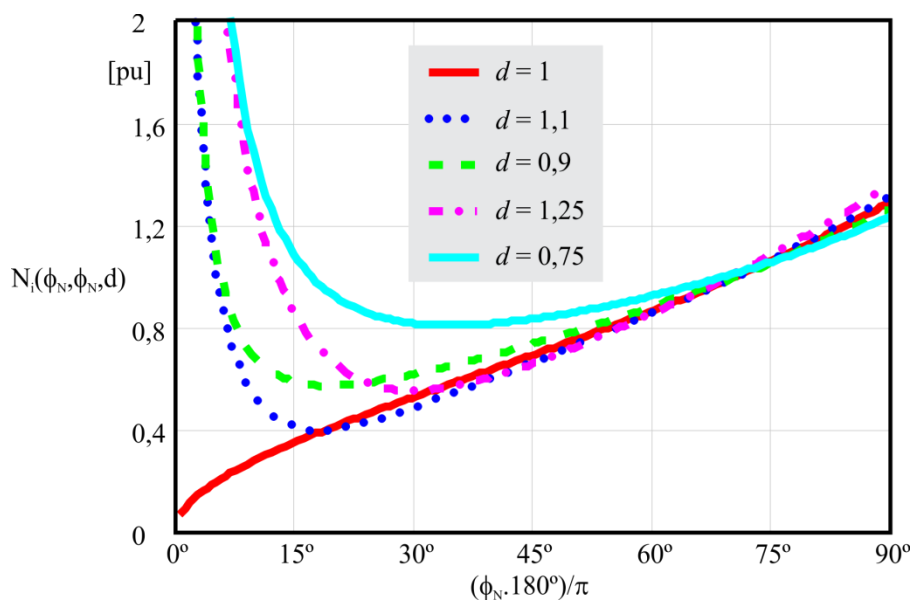


Figura 39 – Potência não ativa de entrada na condição de carga nominal com variação de  $d$  na operação

A próxima seção irá mostrar que, apesar da potência não ativa nominal ser menor para determinados ângulos de projeto, ao longo da curva de operação a potência não ativa se eleva com a diminuição da carga, principalmente para pequenos ângulos nominais de projeto.

Assim, o projeto do ângulo nominal de operação não deve considerar somente a análise na condição nominal de operação.

A Figura 39 mostra a potência não ativa nominal calculada em (21), considerando variações na relação  $d$  na operação do conversor. Ou seja, considerando o projeto com  $d_N = 1$ , e variações de tensão. Já a Figura 40 mostra a potência não ativa nominal considerando variações na relação  $d$  de projeto e operação com  $d$  unitário. A diferença ocorre no projeto do transformador e do indutor auxiliar. Se forem consideradas mudanças de tensão na operação, as indutâncias e o transformador ficam fixos mesmo com variações em  $d$ . E, para a mudança da relação  $d$  de projeto ( $d_N$ ), em cada condição de projeto de  $d$ , diferentes valores de relação de espiras do transformador e das indutâncias são calculados.

As próximas análises consideram somente mudanças em  $d$  durante a operação, e não para diferentes projetos de  $d$ .

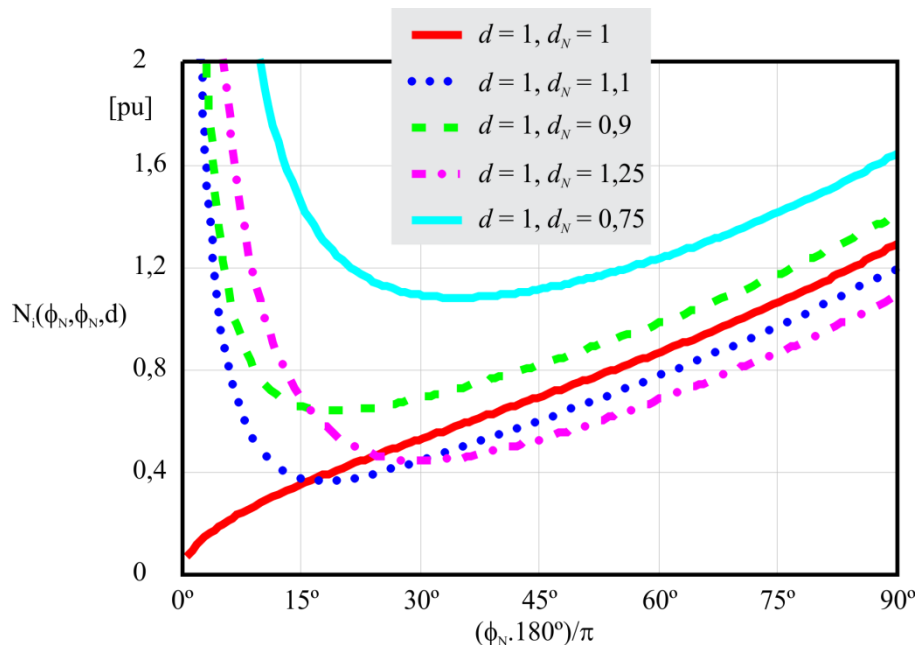


Figura 40 – Potência não ativa de entrada na condição de carga nominal com variação de  $d$  no projeto

As análises apresentadas na Figura 39 e Figura 40 mostram que a escolha de ângulos superiores a  $75^\circ$  resultam em potências não ativas superiores à potência ativa de entrada. Isso ocorre mesmo para a condição ideal de  $d = 1$ . Considerando variações na relação  $d$ , tem-se que a potência não ativa nominal também será elevada para ângulos inferiores a  $15^\circ$ .

É importante destacar que, mesmo o projeto sendo realizado para  $d = 1$ , pequenas variações na relação de espiras, quedas de tensões, ondulação na tensão dos barramentos, e

não idealidades dos componentes contribuem para variações em  $d$ . Ou seja, é praticamente impossível a operação com  $d$  unitário.

Uma análise similar foi apresentada por (WALBERMARK M. DOS SANTOS; DENIZAR C. MARTINS, 2013) onde a relação entre a potência ativa e aparente foi realizada. Ou seja, os autores utilizaram o fator de potência como forma de avaliar a energia reativa circulante do conversor DAB.

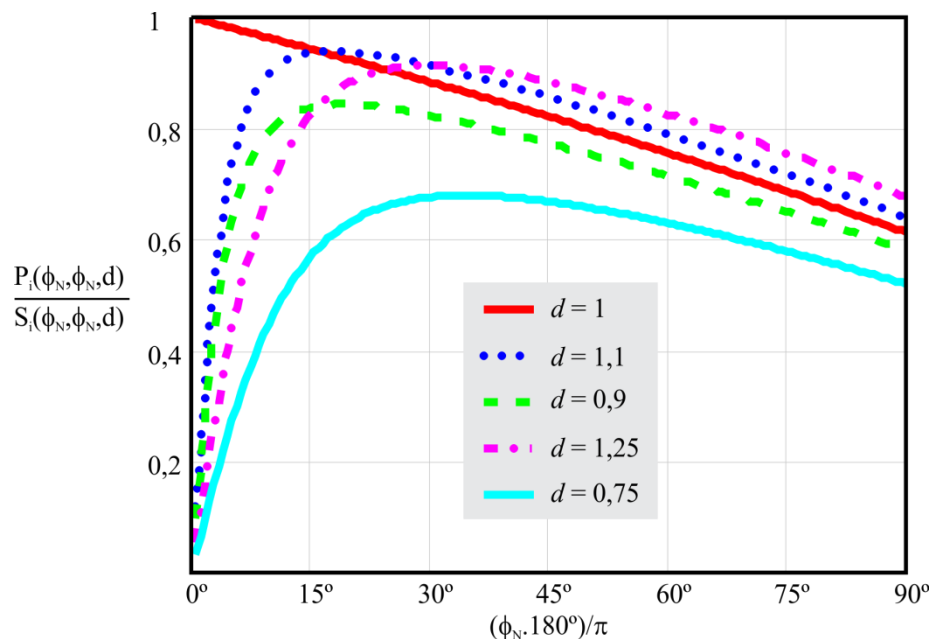


Figura 41 – Fator de potência DAB (WALBERMARK M. DOS SANTOS; DENIZAR C. MARTINS, 2013)

Tanto a análise da potência não ativa na Figura 40, quanto a análise do fator de potência (Figura 41), mostram que para determinados valores de ângulos nominais, a potência não ativa de entrada é menor para as condições de  $d > 1$  do que para  $d = 1$ . Estas análises levam a interpretação que quanto maior a relação  $d$ , menor será a potência não ativa, para determinados ângulos nominais de operação.

Estas análises estão corretas e a potência não ativa de entrada realmente é menor na utilização de  $d > 1$ , do que na condição ideal ( $d = 1$ ). Entretanto, o que é pouco discutido na literatura são as consequências disso na operação em toda faixa de potência e na potência não ativa de saída.

A potência não ativa normalmente é calculada somente para a entrada dos conversores, porém o conversor DAB possui uma estrutura simétrica e bidirecional. Assim, a potência não ativa de saída também deve ser considerada para a avaliação do desempenho do conversor.



O cálculo da potência não ativa de saída é realizado utilizando (19)-(21), porém substituindo  $i_{in}$  por  $i_o$ , dado em (7). As mesmas relações entre as potências realizadas para a entrada podem ser realizadas para a saída. A Figura 42 mostra a potência não ativa nominal de saída ( $N_o$ ) e a Figura 43 o fator de potência nominal de saída.

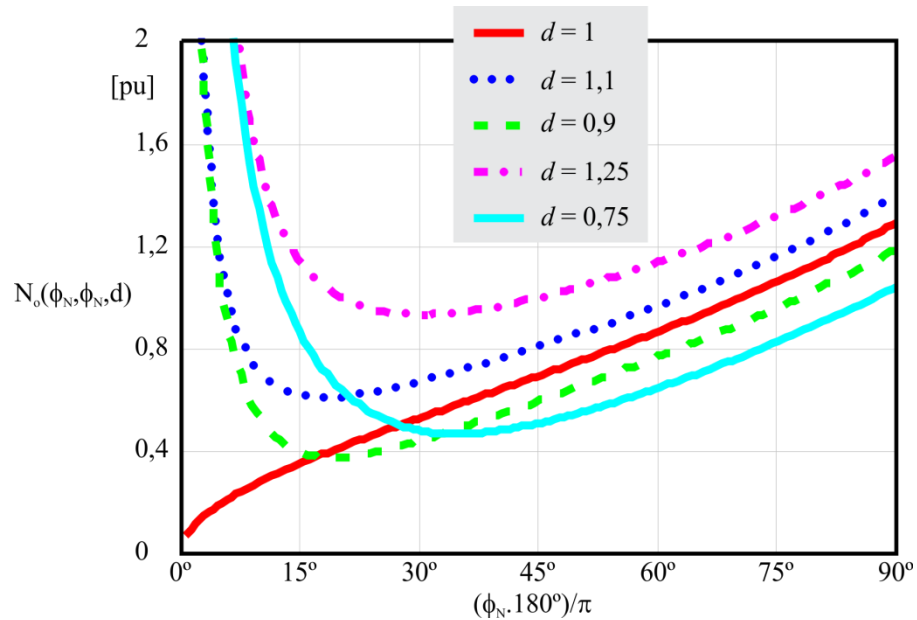


Figura 42 – Potência não ativa de saída na condição nominal de carga para variações em  $d$  e em função de  $\phi_N$

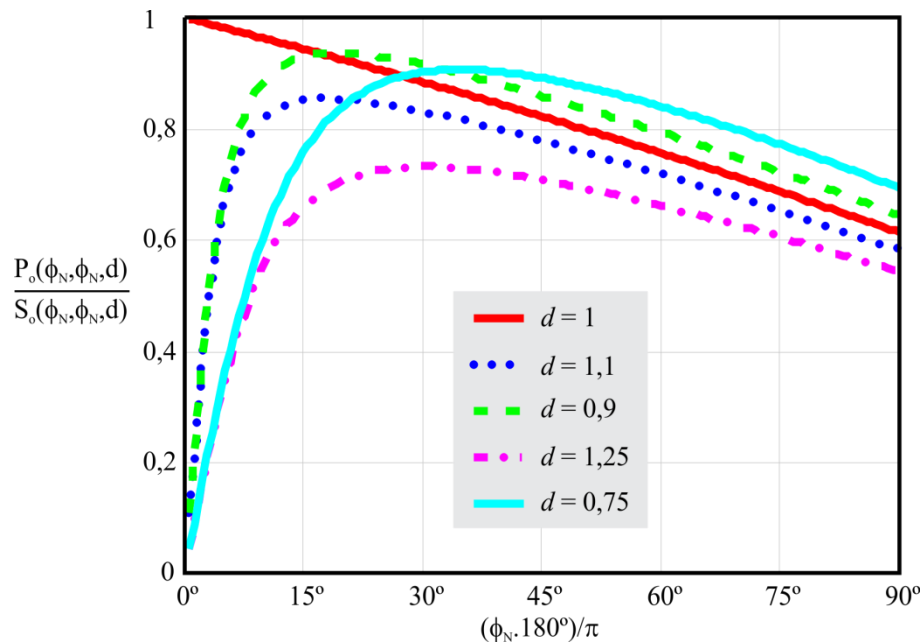


Figura 43 – Fator de potência de saída considerando a condição nominal de carga para variações em  $d$  e em função de  $\phi_N$

Nota-se que a curva da potência não ativa de saída tem a mesma característica da potência não ativa de entrada, porém as curvas da potência não ativa de entrada com  $d > 1$  possuem a mesma característica das curvas da potência não ativa de saída com  $d < 1$ , e vice-versa.

Conclui-se, com esta análise, que somente a utilização da potência não ativa de entrada, como fator de desempenho não é válida para análises que englobam diferentes valores de  $d$ . E, tanto a análise da potência não ativa, quanto do fator de potência, podem ser utilizados para a análise das perdas de condução na condição nominal. Entretanto, devem-se considerar estes fatores com relação à entrada e à saída.

#### 4.4 Análise generalizada da potência não ativa para qualquer condição de carga

O equacionamento apresentado na seção anterior é generalizado, por isso pode ser utilizado tanto para a análise em condições nominais, quanto para variações de carga. As análises da seção anterior foram realizadas utilizando o ângulo nominal  $\phi_N$  como variável independente. Esta seção utiliza a defasagem angular ( $\phi$ ) como variável independente, e considera três diferentes ângulos nominais ( $\phi_{N0} = 75^\circ$ ,  $\phi_{N1} = 45^\circ$  e  $\phi_{N2} = 15^\circ$ ), que são os mesmos utilizados nos resultados experimentais. Utilizaram-se também três valores para a variação da relação  $d$  ( $d_0 = 1$ ,  $d_1 = 1,1$  e  $d_2 = 0,9$ ).

Primeiramente, a potência não ativa de entrada é considerada para a condição ideal de  $d = 1$  e para os três diferentes valores de  $\phi_N$ . Esta análise é mostrada na Figura 44, e conclui-se que a potência não ativa apresenta uma curva decrescente com a diminuição da potência de operação, e que quanto menor o ângulo nominal, menor será a potência não ativa para toda faixa de operação.

A Figura 45 mostra a potência não ativa considerando  $d = 0,9$  e as mesmas variações de projeto do ângulo nominal. É possível observar nesta figura que, quanto maior for o ângulo nominal, mais elevada será a potência não ativa para cargas próximas à nominal, na qual é a mesma conclusão da Figura 44. Entretanto, devido à variação em  $d$ , haverá um cruzamento das curvas de potência não ativa, ou seja, para o menor ângulo nominal ( $\phi_{N2}$ ), menor será a potência não ativa nominal, entretanto maior será a potência não ativa em menores potências (menores que 70%, neste caso específico).

Analisando a Figura 44 e Figura 45, percebe-se que a potência não ativa decresce com a diminuição da carga, mesmo considerando variações em  $d$ , o que diverge do que é

apresentado por Bai (2008), que afirma que a potência não ativa aumenta para pequenas cargas.

Entretanto, para valores de  $d$  diferentes da unidade, a potência não ativa converge para valores diferentes de zero, ou seja, mesmo sem carga haverá potência não ativa circulante no conversor. De modo a levar em consideração este efeito, este trabalho propõe um novo parâmetro de desempenho para o conversor DAB. Este consiste na relação entre a potência não ativa e a potência ativa, ao invés de considerar somente a potência não ativa.

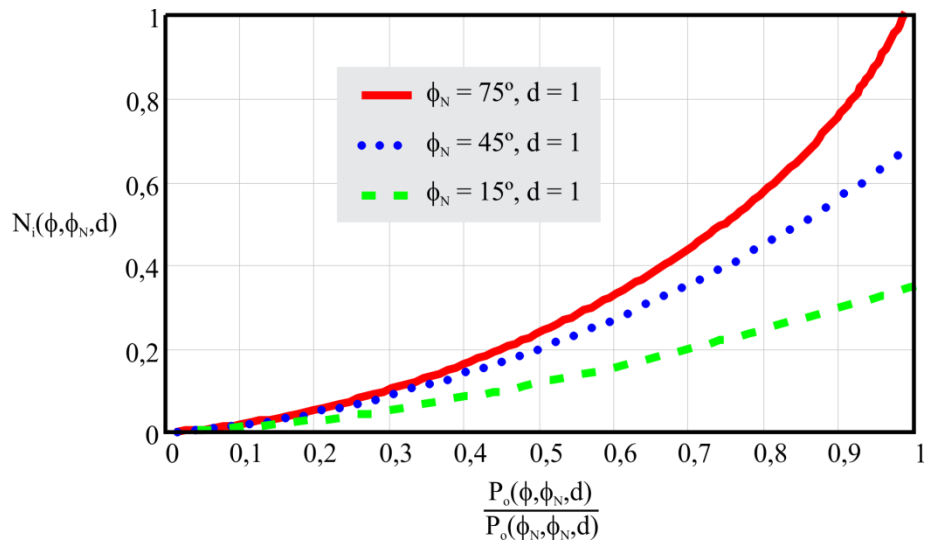


Figura 44 – Potência não ativa de entrada com variação de carga e  $d = 1$

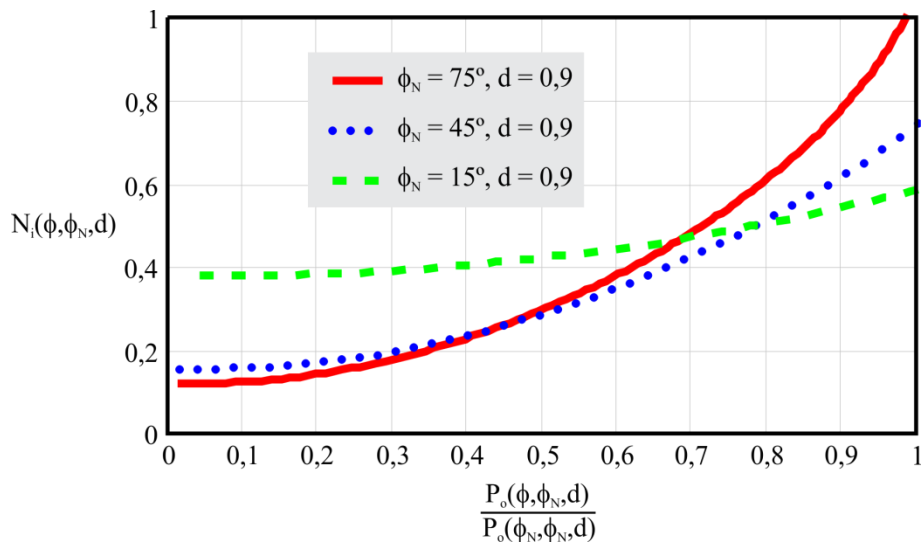


Figura 45 – Potência não ativa de entrada com variação de carga e  $d = 0,9$

A relação  $N_i/P_i$  proposta neste trabalho é dada pela divisão entre (21) e (19).

Para exemplificar o proposto, a nova relação é mostrada na Figura 46 para as três relações de  $d$  e um mesmo ângulo nominal. Conclui-se que, quanto maior a potência de operação maior será a relação  $N_i/P_i$ , ou seja, maior será a relação entre as perdas em condução e a potência de saída. Entretanto, na medida em que há decréscimo na carga, há um momento em que a relação  $N_i/P_i$  volta a se elevar para condições de reduzidas cargas e valores de  $d$  diferentes da unidade.

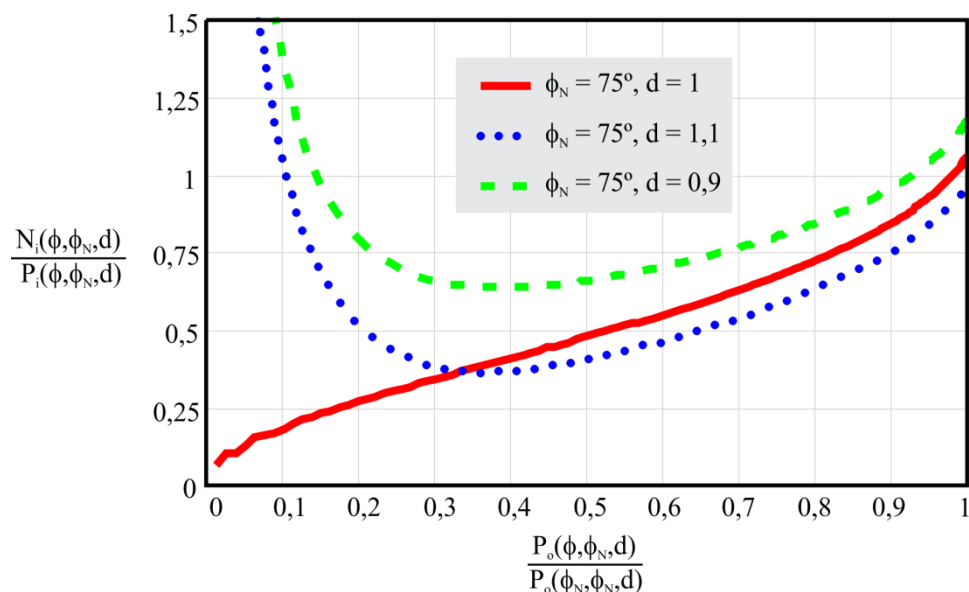


Figura 46 – Relação  $N_i/P_i$  para toda faixa de operação e variação em  $d$

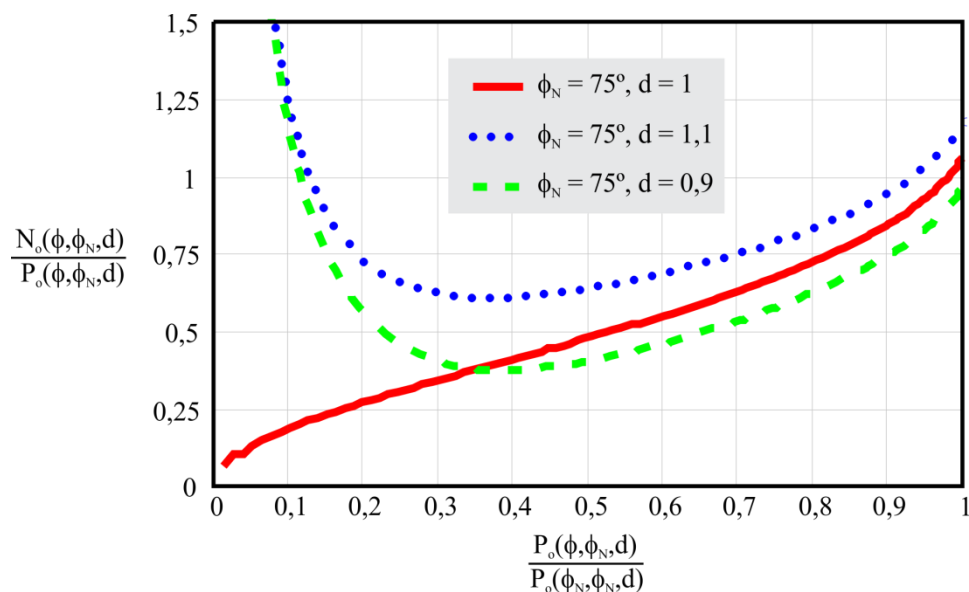


Figura 47 – Relação  $N_o/P_o$  para toda faixa de operação em potência e variação em  $d$

Assim como na análise para a condição nominal, a análise generaliza para diferentes valores de  $d$  deve considerar a potência não ativa de saída. Neste caso, deve-se fazer uma análise na relação  $N_o/P_o$  similar a  $N_i/P_i$ . O resultado desta análise está presente na Figura 47.

Como já havia sido discutido na seção anterior, as curvas para as mesmas variações de  $d$  em relação à unidade são complementares. Assim, a escolha de projeto ou de operação da relação  $d$  diferente da unidade ocasionará uma diminuição nos níveis de corrente no primário se  $d > 1$ , ou no secundário de  $d < 1$ . Além disso, quanto mais distante da unidade, maior a potência nominal em que ocorre o aumento das relações  $N_i/P_i$  e  $N_o/P_o$ .

As análises apresentadas na Figura 46 e na Figura 47 consideram somente variações na relação  $d$  e o ângulo nominal é mantido constante. Estas mesmas análises podem ser extrapoladas para a análise do ângulo nominal.

A Figura 48 mostra a relação  $N_i/P_i$  para  $d = 1,1$  e três valores de  $\phi_N$  para toda faixa de operação de potência. Nota-se novamente que, quanto menor o ângulo nominal menor será a relação  $N_i/P_i$  próximo à potência nominal. Mas, à medida que a potência decresce maior será a relação  $N_i/P_i$ , para a condição de  $\phi_N = 15^\circ$ . Quanto maior o ângulo nominal maior a relação  $N_i/P_i$  nominal e menor será a potência em que a relação  $N_i/P_i$  se eleva para baixas potências.

A análise considerando variações em  $\phi_N$  pode ser aplicada para a relação  $N_o/P_o$ , conforme é mostrado na Figura 49. Entretanto, diferentemente da análise para diferentes valores de  $d$ , as relações  $N_o/P_o$  e  $N_i/P_i$  têm as mesmas características para variações de  $\phi_N$ . Portanto, para análises de diferentes  $\phi_N$  um índice que relaciona tanto  $N_i/P_i$  quanto  $N_o/P_o$  pode ser utilizado. A relação direta através da multiplicação dessas duas relações foi utilizada conforme (22).

$$\frac{N}{P} = \frac{N_i}{P_i} \frac{N_o}{P_o} \quad (22)$$

O gráfico da relação  $N/P$  com variações em  $\phi_N$  é mostrado na Figura 50. A Figura 51 mostra a relação  $N/P$  para variações em  $d$ . Nota-se que as curvas são iguais quando há a mesma variação de  $d$  em torno da unidade.

Este índice pode ser usado caso a diferença entre a potência não ativa de entrada e de saída não tenham significativa importância na análise. Por exemplo, caso seja usada a mesma tecnologia de chaves tanto no primário quanto no secundário.

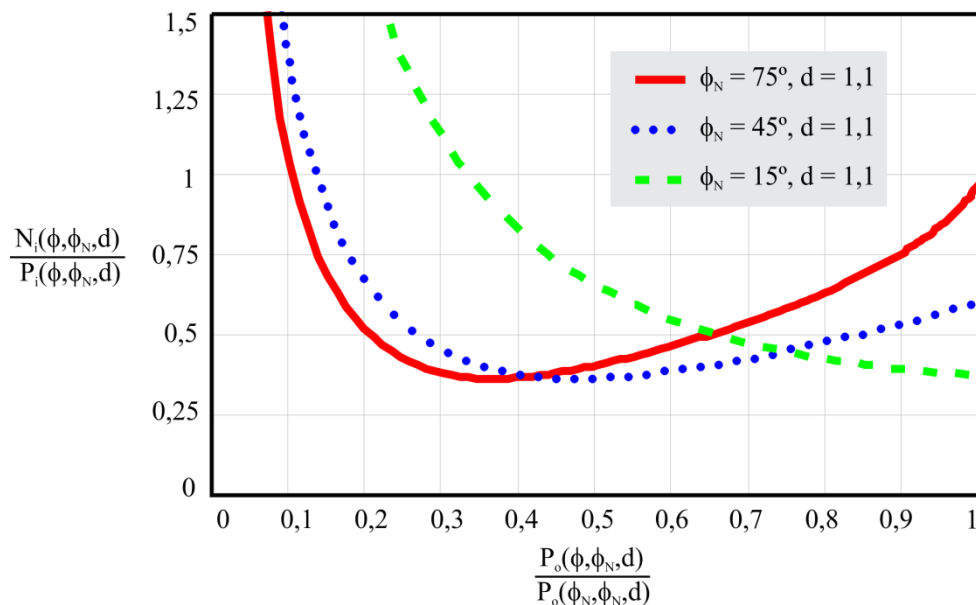


Figura 48 – Relação  $N_i/P_i$  para toda faixa de operação em potência e variação em  $\phi_N$

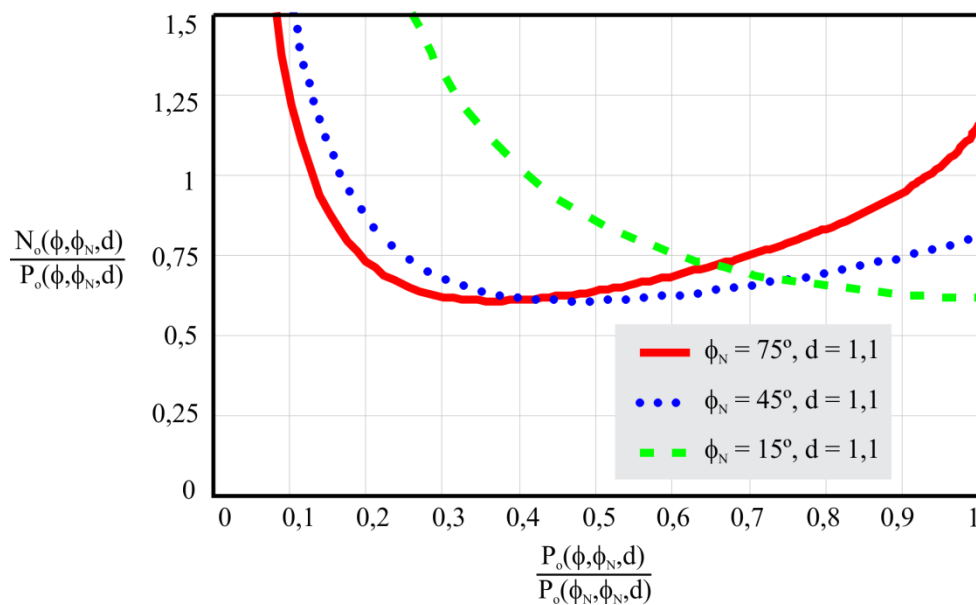


Figura 49 – Relação  $N_o/P_o$  para toda faixa de operação em potência e variação em  $\phi_N$

## 4.5 Resultados Experimentais

De modo a confirmar as análises apresentadas neste capítulo, desenvolveu-se um protótipo com as especificações mostradas na seção 3.8. Os experimentos foram realizados para três diferentes ângulos nominais ( $75^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $15^\circ$ ) e três diferentes tensões de entrada

(540 V, 600 V e 660 V) que correspondem às três relações de transformação analisadas ( $d = 1,11, 1$  e  $0,91$ , respectivamente).

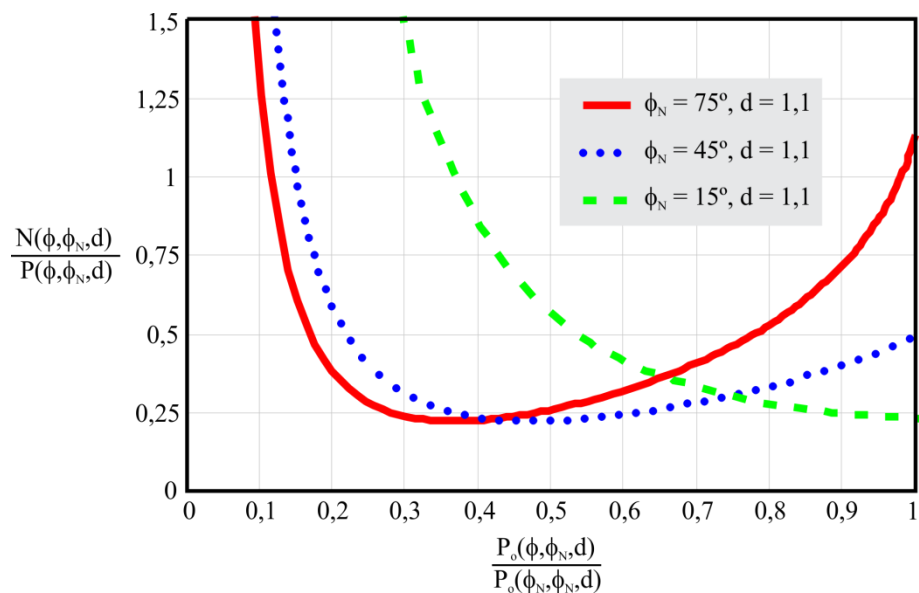


Figura 50 – Relação  $N/P$  para toda faixa de operação em potência e variação em  $\phi_N$

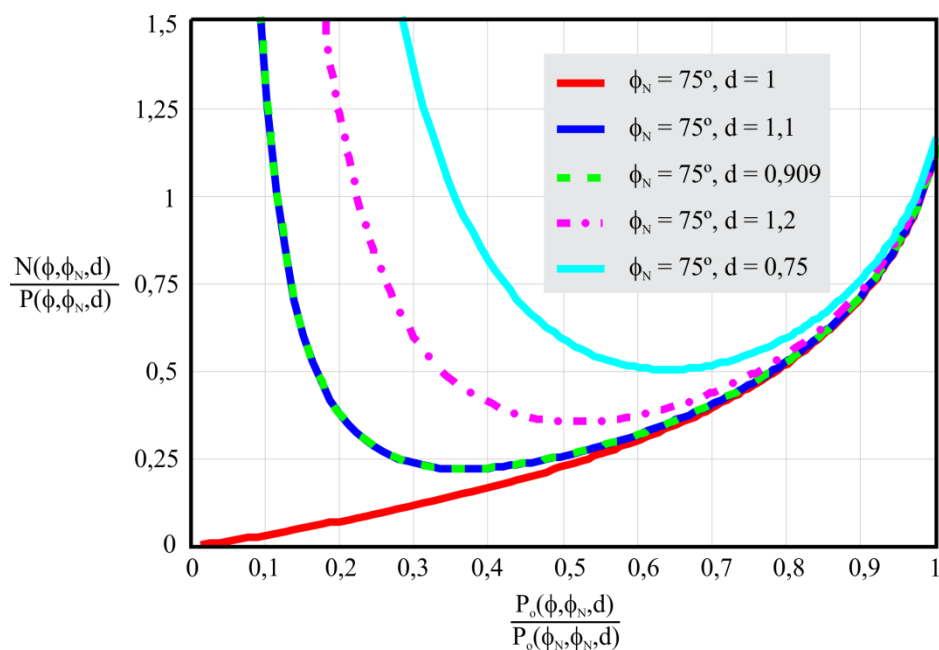


Figura 51 – Relação  $N/P$  para toda faixa de operação em potência e variação em  $d$

#### 4.5.1 Resultados Experimentais para a relação $N/P$

A Figura 52 mostra os resultados experimentais da relação  $N/P$  para os três diferentes valores de  $d$  e  $\phi_N$ . Os resultados foram divididos em grupos para melhor visualização. A Figura 52a apresenta os resultados experimentais referentes à análise da Figura 44. Nestes resultados, manteve-se a relação  $d$  unitária e os indutores foram modificados de modo a operar com diferentes ângulos nominais.

O resultado mostra que a maior potência não ativa será dada para o maior ângulo nominal de projeto. Nota-se que, apesar do projeto ser para  $d$  unitário, o comportamento do circuito apresenta uma pequena variação em relação à  $d$ . Isto porque, conforme visto anteriormente, não haveria cruzamentos das curvas  $N/P$ , e esta deveria ser somente decrescente (Figura 51). Medições nas indutâncias magnetizantes do transformador mostradas na Tabela 3, resultam em uma relação de  $d = 0,97$ , conforme (23).

$$d = \frac{V_o}{V_i N_s} = \frac{V_o}{V_i \sqrt{\frac{L_{m.sec}}{L_{m.pri}}}}. \quad (23)$$

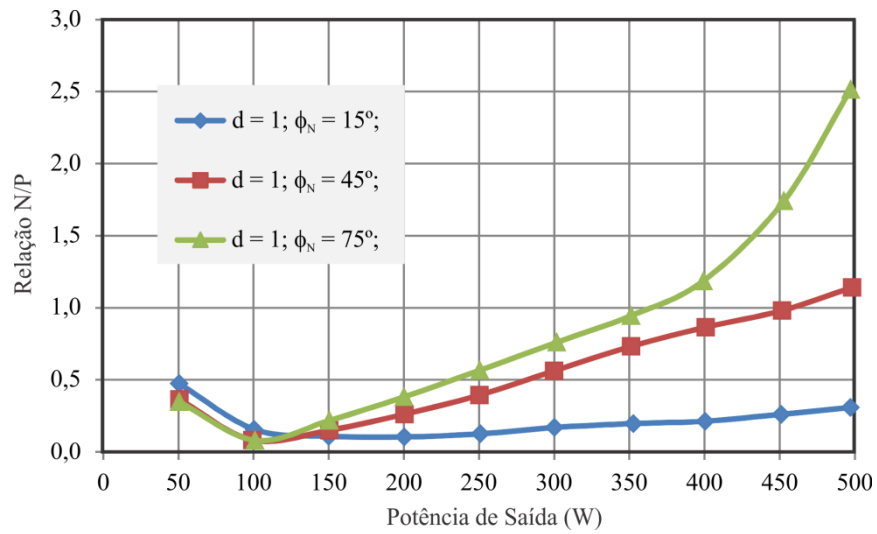
Os resultados da relação  $N/P$  para variações em  $d$ , tanto positiva ( $d = 1,11$ ), quanto negativa ( $d = 0,91$ ) em torno da unidade, mostram o cruzamento das curvas entre 60% e 75% da potência nominal.

Os resultados experimentais, quanto à potência não ativa mostram que, mesmo operando com  $d$  unitário, haverá uma elevação das perdas de condução em relação à potência ativa, para a operação em baixas potências. E este problema é realçado ainda mais quando a relação  $d$  se distancia da unidade.

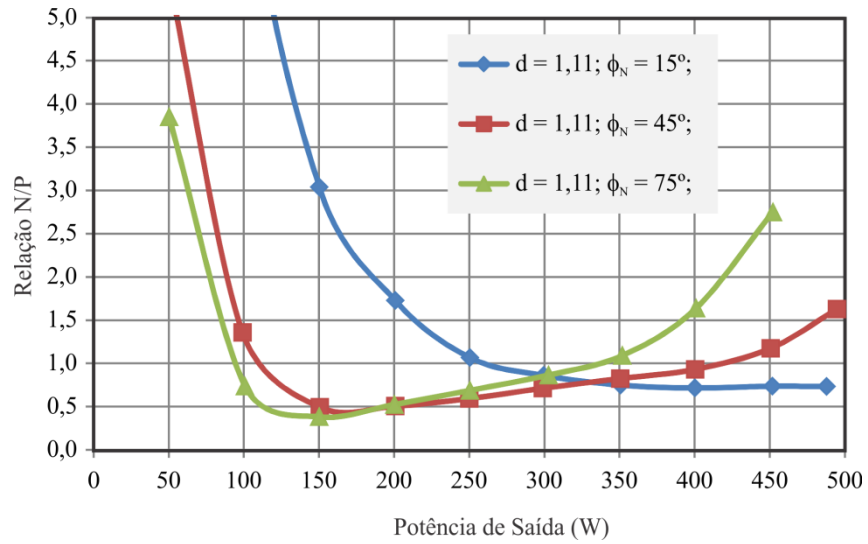
#### 4.5.2 Resultados Experimentais para $N_i/P_i$ e $N_o/P_o$

Caso o conversor opere com diferentes tecnologias semicondutoras é importante uma análise separada quanto à potência não ativa de entrada e de saída. Esta análise é realizada na Figura 53, onde os resultados experimentais, quanto às relações  $N_i/P_i$  e  $N_o/P_o$ , são colocados lado a lado para comparações.

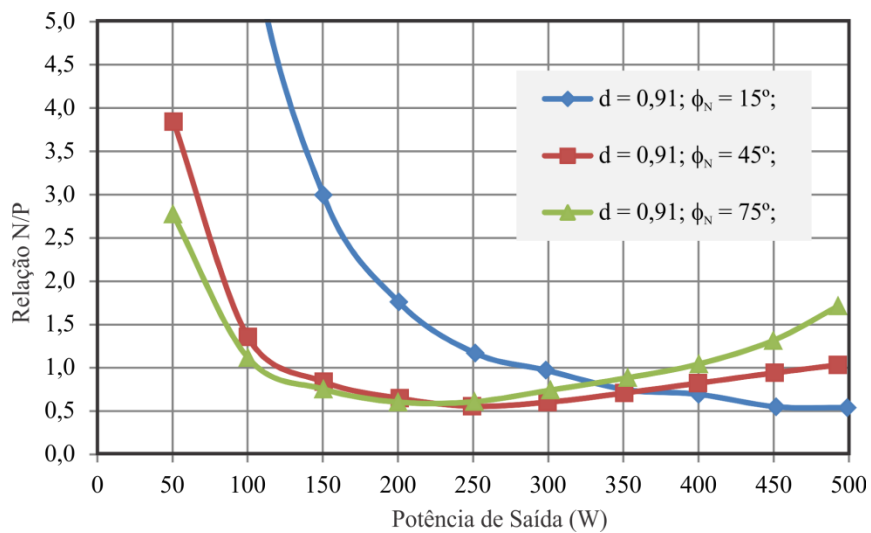




a.



b.



c.

Figura 52 – Resultados Experimentais para a relação  $N/P$ , considerando variações na relação  $d$  e em  $\phi_N$

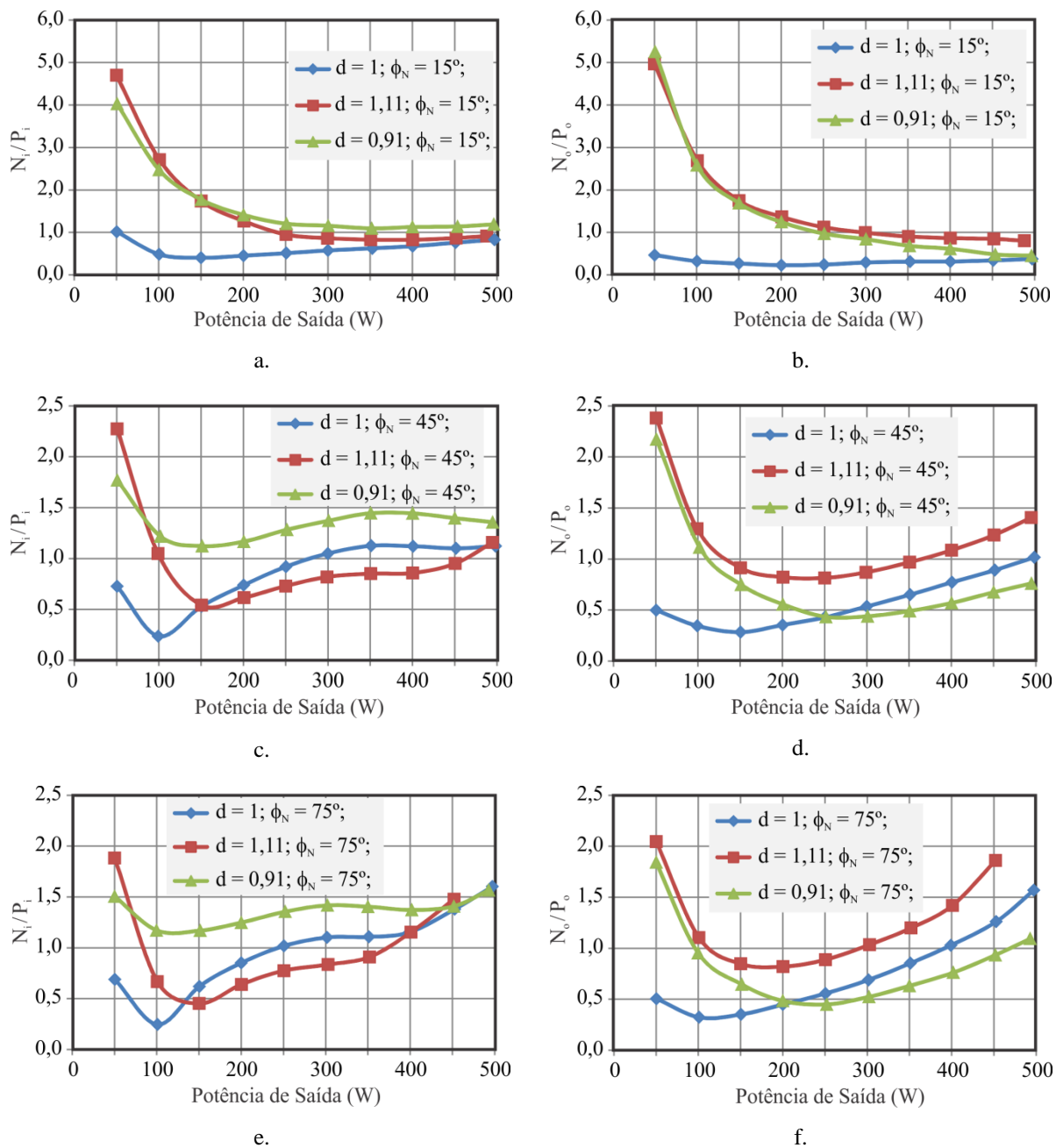


Figura 53 – Resultados Experimentais das relações  $N_i/P_i$  (a, c, e) e  $N_o/P_o$  (b, d, f) para variações nos ângulos nominais de projeto e na relação de operação  $d$

Todos os resultados apresentados na Figura 53 mostram que a potência não ativa de entrada para  $d = 1,11$  será menor do que para  $d = 0,91$ . Assim como, a potência não ativa de saída é menor para  $d = 0,91$  do que para  $d = 1,11$ . Esta conclusão já havia sido explicitada na análise teórica, mostrada na Figura 46 e na Figura 47.

Além disso, nota-se que quanto menor o ângulo nominal, menor a potência não ativa na potência nominal, mas maior em baixas potências. Para o caso de  $\phi_N = 15^\circ$  e  $d \neq 1$ , a potência não ativa de saída superou em cinco vezes a potência ativa para  $P_o = 50$  W (Figura 53b).

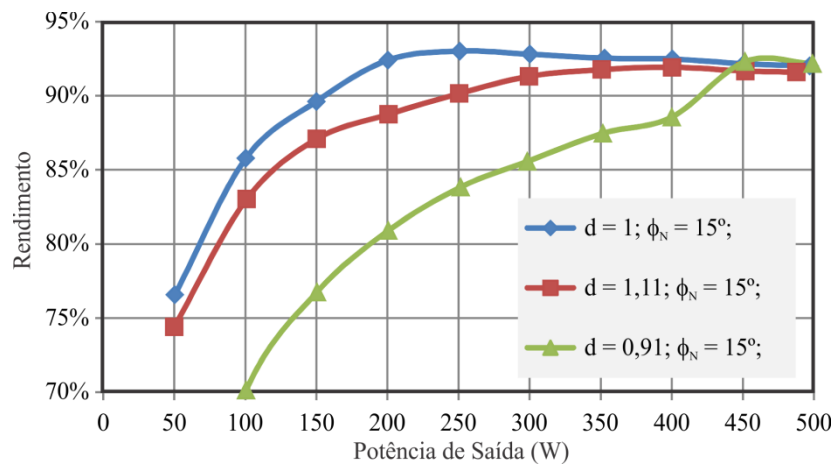
#### 4.5.3 Resultados Experimentais de Rendimento

Os resultados experimentais contemplam nove configurações, conforme já mencionado, logo nove diferentes curvas de rendimento são obtidas. Estas fazem referência à operação para três diferentes ângulos nominais e três diferentes relações de  $d$ . Optou-se pela divisão destas curvas em dois grupos: o primeiro considera os ângulos nominais constantes e variações em  $d$ , resultando nas curvas mostradas na Figura 54 e, o segundo considerando a relação  $d$  constante e variações no ângulo nominal, representado na Figura 55.

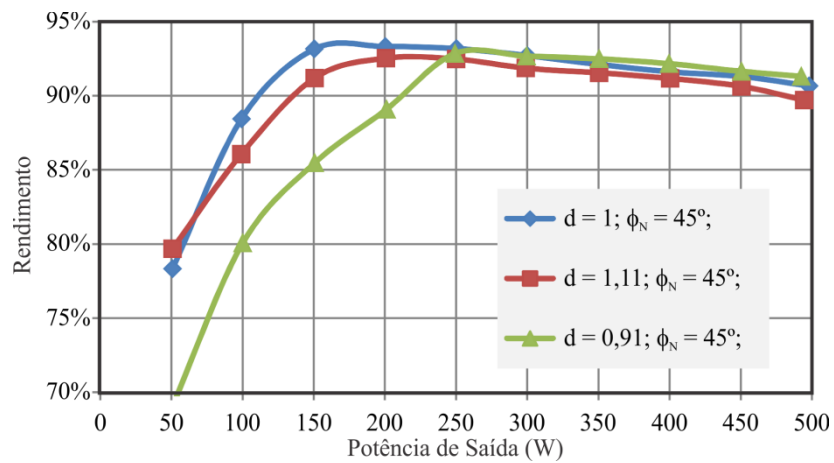
As quedas bruscas nos rendimentos ocorreram devido à perda da comutação suave nos interruptores do primário e/ou do secundário, assunto que será tratado no próximo capítulo. Por exemplo, para a condição de  $d = 0,91$  e  $\phi_N = 15^\circ$  (Figura 54a), a perda de comutação suave na entrada em condução dos interruptores do secundário ocorre para potências inferiores a 450 W, o resultado disso é a diminuição acentuada do rendimento do conversor a partir desta potência.

Análise referente às variações em  $d$ : Nas regiões onde a comutação suave se mantém, nota-se que os rendimentos seguem algumas tendências. Analisando os resultados para as variações na relação  $d$  (Figura 54), tem-se que o rendimento é superior para a condição de  $d = 0,91$ , para todos os ângulos nominais de operação. Conforme as análises das seções anteriores, temos que para esta condição a potência não ativa de saída é menor do que a potência não ativa de entrada. Assim, conclui-se que as perdas do secundário, próximas à condição de potência nominal, possuem maior relevância no rendimento geral da estrutura do que as perdas no primário.

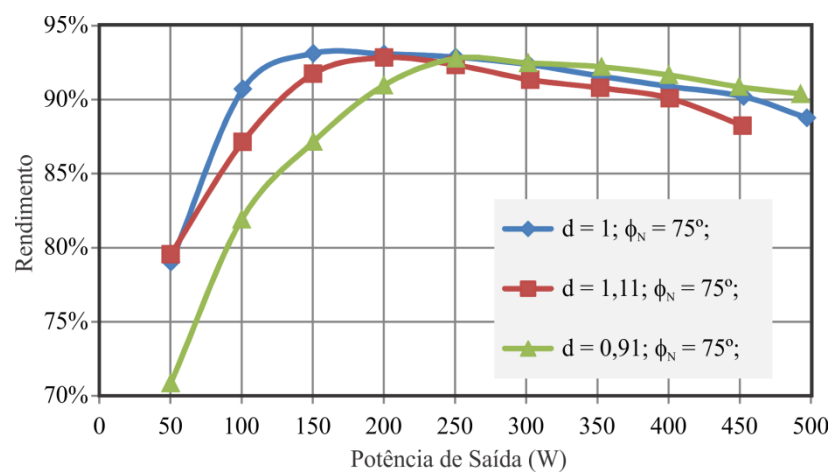
Análise referente às variações em  $\phi_N$ : Analisando os resultados apresentados na Figura 55, tem-se que quanto menor o ângulo nominal de projeto, maior o rendimento próximo à condição nominal de carga, porém menor será o rendimento para menores potências. Esta conclusão foi verificada em todos os experimentos realizados, validando assim as análises referentes à potência não ativa apresentadas neste capítulo.



a.

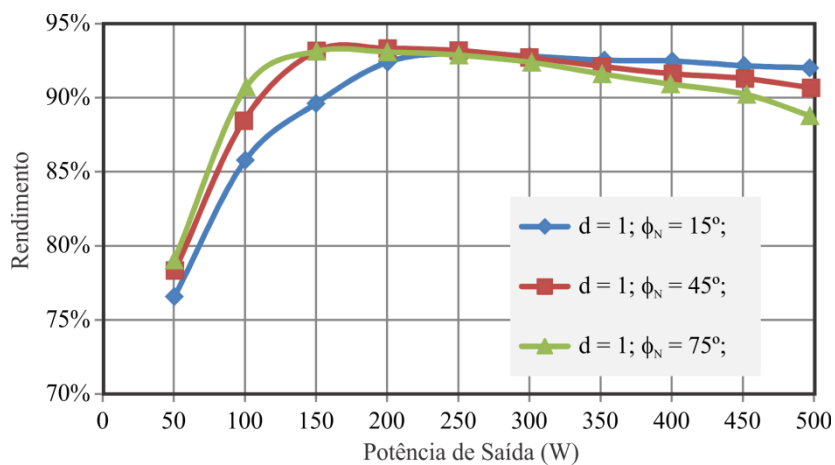


b.

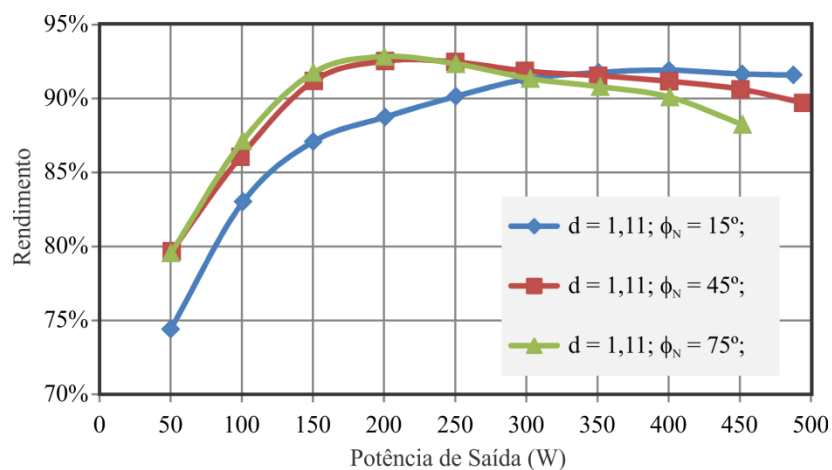


c.

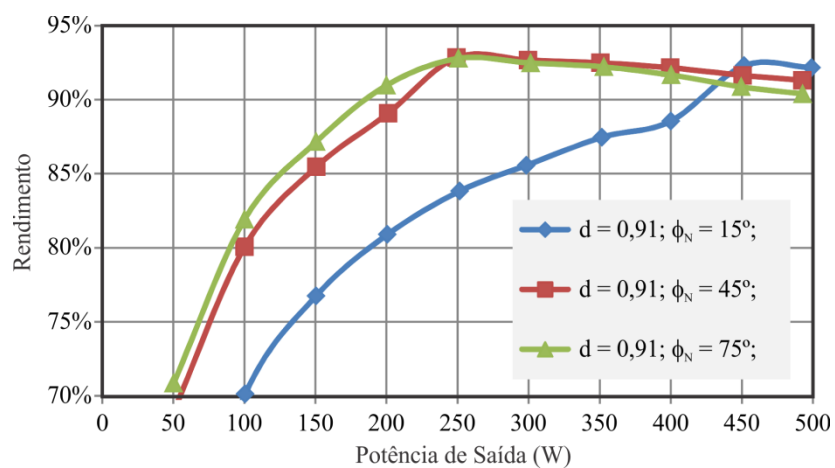
Figura 54 – Resultados experimentais dos rendimentos considerando o ângulo nominal fixo e variações na relação  $d$ : a.  $\phi_N = 15^\circ$ ; b.  $\phi_N = 45^\circ$  e c.  $\phi_N = 75^\circ$



a.



b.



c.

Figura 55 – Resultados experimentais dos rendimentos considerando a relação  $d$  fixa e variações no ângulo nominal de projeto: a.  $d = 1$ ; b.  $d = 1,11$  e c.  $d = 0,91$

As figuras a seguir mostram as formas de onda das tensões, resultantes da modulação de dois níveis das duas pontes completas ( $V_p$  e  $V_s$ ), a corrente de entrada ( $i_{in}$ ) e a corrente na indutância auxiliar ( $i_p$ ). Estes resultados foram obtidos na condição nominal de potência (500 W) e de tensão, ou seja, para  $d = 1$ . Os valores eficazes e de pico destas correntes estão de acordo com os de projeto, mostrados na Tabela 9.

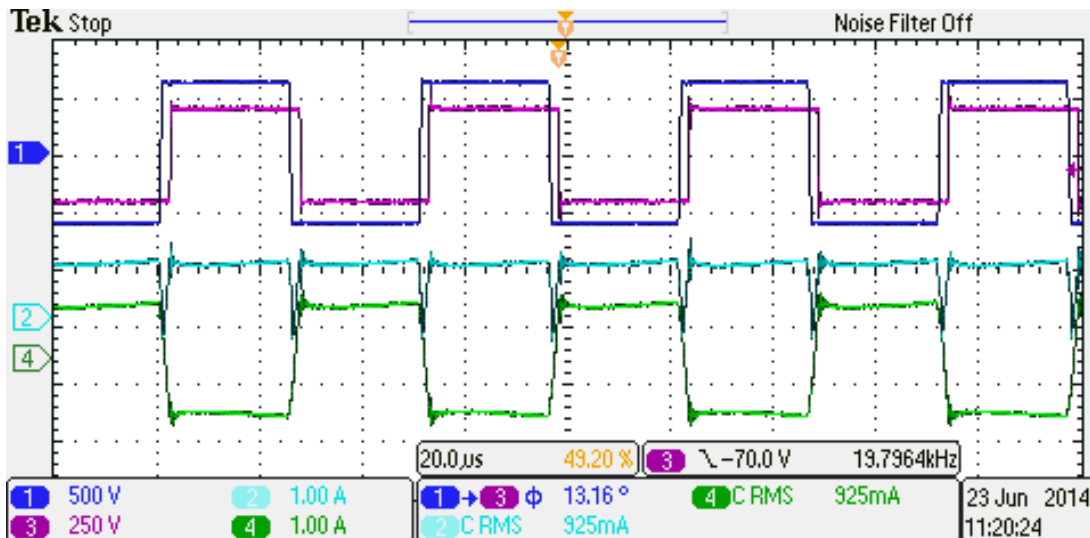


Figura 56 – Tensão  $V_p$  (ch1 – 500 V/div), Tensão  $V_s$  (ch3 – 250 V/div), Corrente de Entrada (ch2 – 1 A/div), e Corrente no indutor auxiliar (ch4 – 1 A/div) para  $P_o = 500$  W,  $\phi_N = 15^\circ$  e  $d = 1$ . Escala de Tempo: 20  $\mu$ s/div

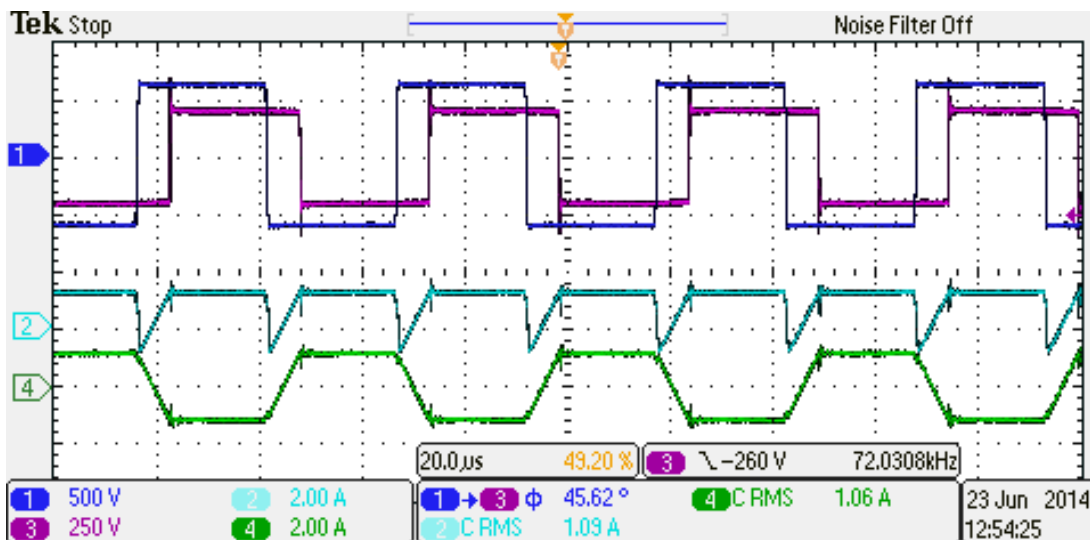


Figura 57 – Tensão  $V_p$  (ch1 – 500 V/div), Tensão  $V_s$  (ch3 – 250 V/div), Corrente de Entrada (ch2 – 2 A/div), e Corrente no indutor auxiliar (ch4 – 2 A/div) para  $P_o = 500$  W,  $\phi_N = 45^\circ$  e  $d = 1$ . Escala de Tempo: 20  $\mu$ s/div

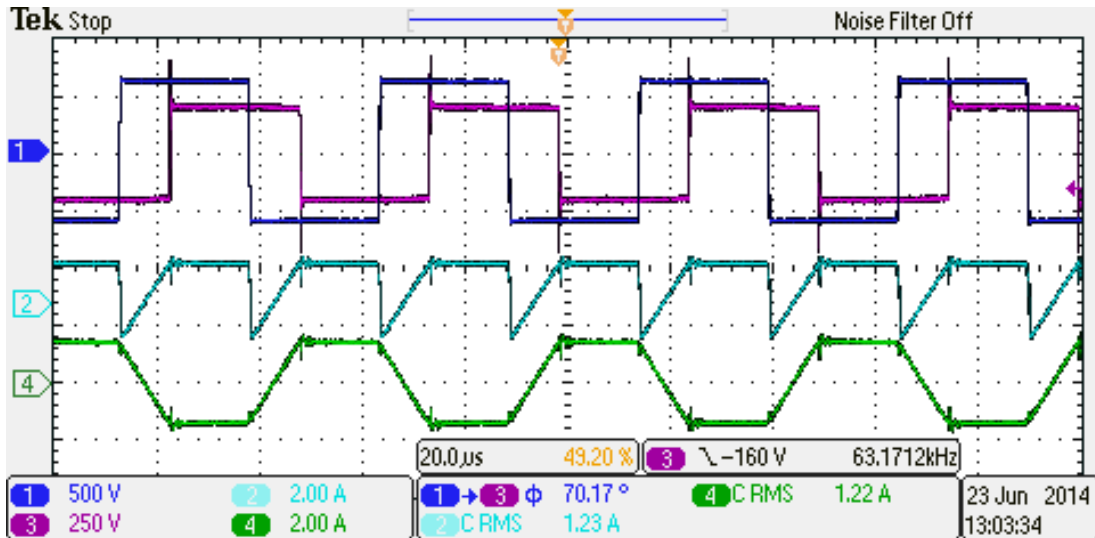


Figura 58 – Tensão  $V_p$  (ch1 – 500 V/div), Tensão  $V_s$  (ch3 – 250 V/div), Corrente de Entrada (ch2 – 2 A/div), Corrente no indutor auxiliar (ch4 – 2 A/div) para  $P_o = 500$  W,  $\phi_N = 75^\circ$  e  $d=1$ . Escala de Tempo: 20  $\mu$ s/div

## 4.6 Conclusão

A potência não ativa tem grande importância no desempenho do conversor DAB. Portanto, este capítulo fez um estudo quantitativo e qualitativo sobre a influência do ângulo nominal de defasagem e da relação de transformação  $d$ , na potência não ativa do conversor DAB, para toda faixa de potência de operação.

As discussões mostraram que somente a análise da potência não ativa de entrada não é suficiente para otimizar o projeto do conversor DAB. Além disso, a utilização das relações de potência de entrada trazem conclusões equivocadas quanto ao comportamento do conversor.

Portanto, este capítulo propôs, como parâmetro de desempenho do conversor DAB, a utilização da relação entre a potência não ativa e a potência ativa, tanto da entrada ( $N_i/P_i$ ) quanto da saída ( $N_o/P_o$ ). Estas relações devem ser analisadas separadamente quando variações em  $d$  são consideradas. Ou ainda podem ser unificadas, através da relação  $N/P$ , quando a análise for para a definição do ângulo nominal de operação.

Através destas análises, conclui-se que para operação com  $d > 1$ , a energia não ativa de entrada será menor do que com  $d \leq 1$ , isto para potências próximas à nominal. Para a operação com menores cargas, a energia não ativa é crescente. Para a mesma condição de  $d > 1$ , tem-se que a energia não ativa de saída será maior do que a condição de  $d \leq 1$ , e, novamente, isto é válido para potências próximas à nominal.

Com relação ao ângulo de defasagem nominal, tem-se que quanto menor  $\phi_N$ , menor será a potência não ativa, tanto na entrada quanto na saída, para a condição nominal. Entretanto, maior será a potência relativa em que a potência não ativa volta a se elevar. O mesmo ocorre quanto mais a relação  $d$  se distancia da unidade.

Por fim, resultados experimentais realizados considerando três relações diferentes de  $d$  e três ângulos nominais, comprovam as análises teóricas apresentadas e ressaltam a importância desses estudos para o conhecimento do comportamento do conversor frente a diversas condições de operação.



## 5 LIMITES DE OPERAÇÃO COM COMUTAÇÃO SUAVE

O capítulo anterior analisou, de forma qualitativa e quantitativa, a potência não ativa do conversor DAB frente a variações de  $d$  e  $\phi_N$ . As características apresentadas são importantes para o conhecimento do comportamento do sistema, principalmente em relação às perdas de condução nas diversas condições de operação do conversor.

Entretanto, a perda da comutação com zero de tensão por vezes se sobressai sobre as perdas de condução e, portanto, o estudo dos pontos de perda da comutação com zero de tensão (ZVS, do inglês “*Zero Voltage Switching*”) possui grande importância na operação do conversor.

Este capítulo visa abordar os limites de operação com ZVS para as mesmas variações na relação  $d$  e no ângulo nominal de projeto apresentados no capítulo anterior.

### 5.1 Análise convencional do ponto de perda de ZVS

A operação com ZVS ocorre quando há corrente que polarize os diodos em anti-paralelo dos interruptores antes do sinal de acionamento dos mesmos. Assim, a tensão entre coletor e emissor, considerando a operação de um IGBT, será muito próxima a zero durante a comutação, caracterizando assim ZVS na entrada em condução dos interruptores.

A análise convencional (DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN; KHERALUWALA, 1991; KHERALUWALA, M. N. *et al.*, 1992) faz referência aos valores de corrente na indutância auxiliar nos pontos de comutação dos interruptores. Ou seja, os valores de corrente,  $I_x$  e  $I_y$ , são utilizados para determinar os limites de ZVS.

Na análise convencional somente o sentido destas correntes são utilizados como parâmetro limitante para o ZVS. Logo, o sentido da corrente na indutância auxiliar deve ser tal que os diodos em anti-paralelo dos interruptores sejam polarizados.

Considerando as etapas de operação apresentadas na seção 3.4, tem-se que a entrada em condução dos interruptores do primário ocorre nas transições das etapas 4 e 1, e 2 e 3. Nestes momentos a corrente na indutância auxiliar é  $I_x$ , conforme a Figura 29. Para os interruptores do secundário a entrada em condução ocorre nas transições entre as etapas 1 e 2, e entre 3 e 4. Nestes instantes a corrente na indutância auxiliar é  $I_y$ . Portanto, os limites de

operação em comutação suave para a ponte do primário e do secundário são satisfeitos quando:  $I_x > 0$  e  $I_y > 0$ , respectivamente (KHERALUWALA, M. N. *et al.*, 1992).

Isolando  $I_y$  de (1), substituindo em (2), e reorganizando as variáveis, chegam-se aos valores de  $I_x$  e  $I_y$ , mostrados em (24) e (25), respectivamente.

$$I_x = \frac{V_i}{\omega_s L_d(\phi_N)} \frac{[2\phi d - \pi(d-1)]}{2} \quad (24)$$

$$I_y = \frac{V_i}{\omega_s L_d(\phi_N)} \frac{[2\phi + \pi(d-1)]}{2} \quad (25)$$

Isolando a variável  $d$  em (24) e (25), e substituindo-as em (8), têm-se os limites das potências de operação com ZVS em (26) e (27), para o primário ( $P_x$ ) e o secundário ( $P_y$ ), respectivamente.

$$P_x(\phi, \phi_N) = \frac{V_i^2 \phi}{\omega_s L_d(\phi_N)} \left( \frac{\pi - |\phi|}{\pi - 2|\phi|} \right) \quad (26)$$

$$P_y(\phi, \phi_N) = \frac{V_i^2 \phi}{\omega_s L_d(\phi_N)} \left( \frac{\pi - |\phi|}{\pi} \right) \left( \frac{\pi - 2|\phi|}{\pi} \right) \quad (27)$$

A Figura 59 mostra o comportamento das curvas de transferência de potência para toda faixa de operação considerando variações na relação  $d$ . Além disso, a figura apresenta as curvas que limitam a operação em ZVS, que são independentes de  $d$ . O cruzamento das curvas de transferência de potência ( $P_o$ ) e de limite de ZVS ( $P_x$  e  $P_y$ ) representam os pontos limites de operação com ZVS.

Portanto, as regiões de operação com ZVS para cada lado (primário ou secundário) do conversor podem ser especificadas conforme a Tabela 5.

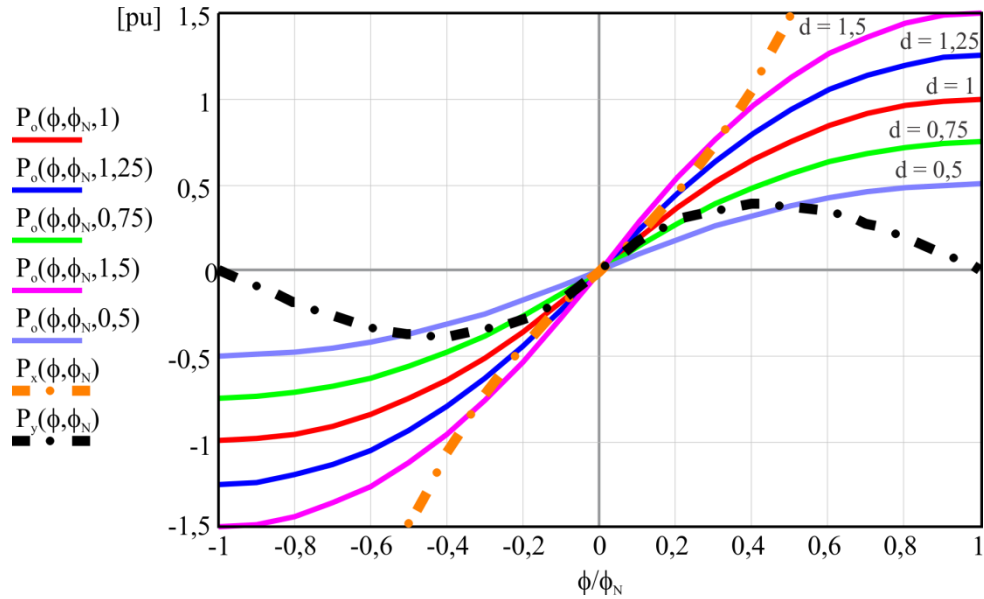


Figura 59 – Curvas de transferência da potência e das potências limites de operação em ZVS

Tabela 5 – Condições necessárias para garantir a operação com ZVS

| Fluxo de potência         | Posição dos Interruptores | Condição para ZVS       |
|---------------------------|---------------------------|-------------------------|
| Fluxo direto, $\phi > 0$  | Primário                  | $P_o(\phi) < P_x(\phi)$ |
|                           | Secundário                | $P_y(\phi) < P_o(\phi)$ |
| Fluxo reverso, $\phi < 0$ | Primário                  | $P_o(\phi) > P_x(\phi)$ |
|                           | Secundário                | $P_y(\phi) > P_o(\phi)$ |

Observa-se pelo gráfico da Figura 59 que a faixa de operação próxima ao ângulo nominal apresenta a maior região de operação em ZVS, mesmo para uma ampla faixa de variação das tensões de entrada e/ou saída, ou seja, variações em  $d$ . Entretanto, como foi visto anteriormente, neste ponto de operação a potência não ativa de entrada é elevada, ocasionando maiores perdas por condução.

À medida que há redução no ângulo de operação ( $\phi$ ), a área de operação com ZVS é reduzida, até que o conversor perca o ZVS no primário ou no secundário. A única exceção ocorre para a condição de  $d$  unitário, na qual não há cruzamento das curvas. Logo, a escolha de projeto do parâmetro  $d$  como unitário é a mais conveniente, pois deste modo o conversor opera em ZVS para toda faixa de operação, de forma teórica.

Entretanto, assim como no explicitado no capítulo anterior, variações paramétricas e as não idealidades dos componentes utilizados fazem com que ocorram pequenas mudanças

no comportamento do circuito em relação à variável  $d$ , e devido à estreita área limite de operação em ZVS para pequenos ângulos de operação (Figura 59), a perda de ZVS é inevitável.

Os pontos de cruzamento entre as curvas, que caracterizam a perda de ZVS, são encontrados igualando-se (8) e (26), e (8) e (27). Isolando o ângulo de defasagem dessas igualdades, chegam-se aos valores de  $\phi_x$  e  $\phi_y$ , que correspondem aos ângulos de perda de ZVS do primário e do secundário, respectivamente. Estes são dados em (28) e (29).

$$\phi_x(d) = \frac{\pi(d-1)}{2d} \quad (28)$$

$$\phi_y(d) = \frac{\pi(1-d)}{2} \quad (29)$$

Os ângulos de perda de ZVS são dependentes somente da variável  $d$ . Porém, a escolha do ângulo nominal define qual será a potência na qual o conversor estará operando com estes ângulos.

Substituindo (28) e (29) em (8), obtêm-se as equações de potência em que ocorre a perda de ZVS para o primário ( $P_{x,pu}$ ) e o secundário ( $P_{y,pu}$ ), respectivamente. Estas estão normalizadas em relação à potência ativa de saída, e em função de  $\phi_N$  e  $d$ :

$$P_{x,pu}(\phi_N, d) = \frac{\pi^2(d^2 - 1)}{4d^2 \phi_N(\pi - \phi_N)}; \quad (30)$$

$$P_{y,pu}(\phi_N, d) = \frac{\pi^2(d^2 - 1)}{4\phi_N(\phi_N - \pi)}. \quad (31)$$

Os resultados de (30) e (31) são plotados na Figura 60. Assim como na análise da potência não ativa, nota-se que as curvas são não lineares. Logo, uma otimização pode ser realizada no projeto do conversor considerando os fatores quantitativos.

Por exemplo, para a condição de  $\phi_N = 45^\circ$  e  $d = 1,05$ , a perda de ZVS irá ocorrer com 12,4% da potência nominal, já com os mesmos valores de  $d$  e  $\phi_N = 90^\circ$ , a perda de ZVS ocorre em 9,3% da potência nominal. Ou seja, para uma variação de 100% na escolha do ângulo nominal, há uma variação de somente 3,1% na potência em que ocorre a perda de ZVS.

Portanto, há uma faixa de ângulos nominais em que a diferença na potência de perda de ZVS não é significativa. E, como foi evidenciado no capítulo anterior, o ângulo de defasagem nominal também tem grande influência na potência não ativa. Deste modo, estas duas questões (potência não ativa e potência de perda de ZVS) devem ser consideradas para um projeto otimizado do conversor DAB.

A análise apresentada na Figura 60 mostra que quanto mais distantes da unidade forem os valores de  $d$ , maior a potência normalizada em que a perda de ZVS ocorre. Nota-se também que para a condição de  $d = 1$ , o conversor não perde o ZVS, ou seja, tanto  $P_{x,pu}$ , quanto  $P_{y,pu}$ , resultam no valor nulo.

Caso o conversor opere com  $d > 1$ , haverá somente perda de ZVS nos interruptores do primário. E quando este operar com  $d < 1$ , somente os interruptores do secundário terão perda da operação com ZVS. Cabe salientar que estas considerações fazem referência somente à transferência de potência direta, do primário para o secundário. Porém, a análise para o modo reverso é análogo e resulta em curvas similares às apresentadas.

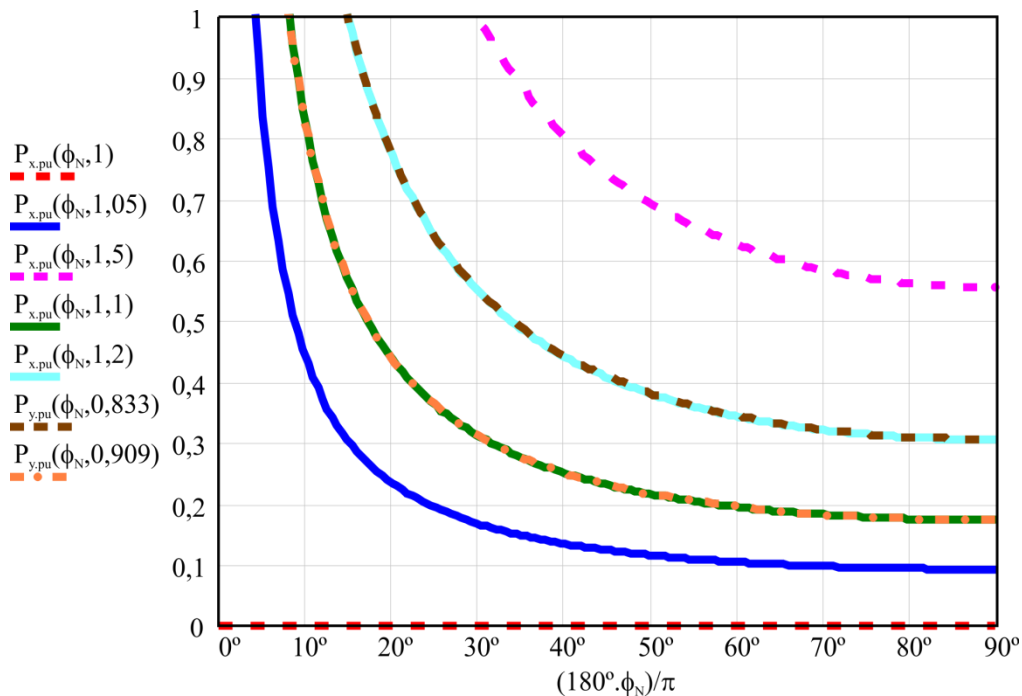


Figura 60 – Percentual da potência nominal em que ocorre a perda de ZVS para variações em  $\phi_N$  e  $d$ , considerando a análise convencional

## 5.2 Análise da perda de ZVS considerando as capacitâncias dos interruptores e o tempo morto

A análise do ponto de perda de ZVS da seção anterior, assim como evidenciado nas etapas de operação, negligencia o tempo de carga e descarga das capacitâncias entre o coletor e emissor dos interruptores durante o período de comutação de estados dos interruptores.

Esta seção analisa o comportamento do circuito durante as comutações considerando as capacitâncias dos interruptores e o tempo morto, e mostra como estes fatores interferem de maneira significativa nos pontos de perda de ZVS.

Primeiramente, considera-se que os quatro interruptores de cada ponte do conversor são idênticos, possuindo então as mesmas características. Considera-se ainda que, durante a condução, os interruptores estão com tensão nula, e que a tensão de polarização dos diodos em anti-paralelo é nula.

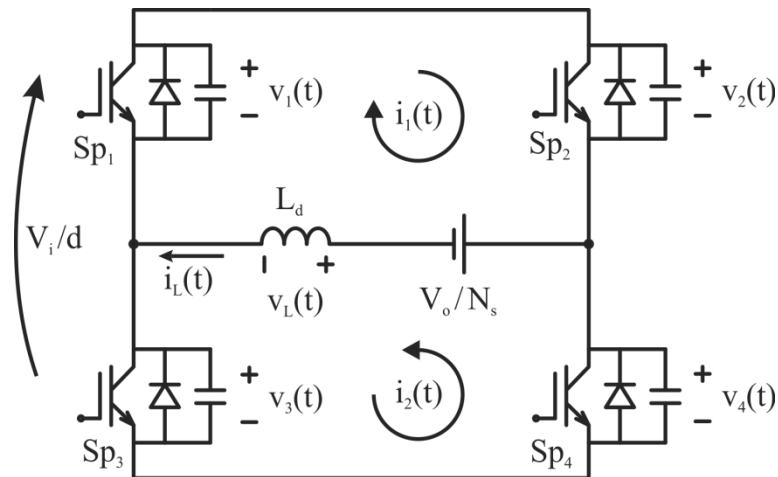
A análise detalhada desta seção considera a transição da etapa 4 para a etapa 1. Ou seja, os interruptores  $Sp_2$  e  $Sp_3$  estão em condução, e  $Sp_1$  e  $Sp_4$  bloqueados. Portanto, a tensão sobre  $Sp_1$  e  $Sp_4$  é igual à tensão de entrada e  $Sp_2$  e  $Sp_3$  possuem tensão nula.

Diferentemente das etapas de operação mostradas na seção 3.4, esta análise considera o tempo entre o comando de bloqueio das chaves  $Sp_2$  e  $Sp_3$  e o comando de condução de  $Sp_1$  e  $Sp_4$ , chamado de tempo morto. Este é utilizado para garantir que não haja curto-circuito de braço, e como será visto nesta seção, também tem influência na área de operação com ZVS.

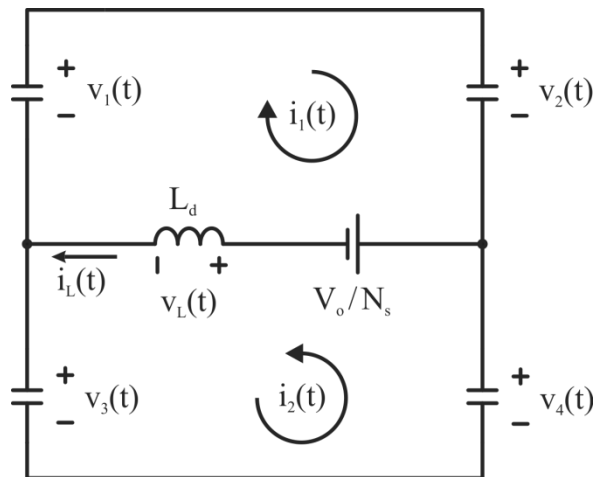
Portanto, no início do tempo morto todas as chaves estão sem sinais de comando. Entretanto,  $Sp_1$  e  $Sp_4$  continuam carregados com a tensão de entrada. A descarga destes capacitores será ressonante juntamente com o indutor auxiliar. Ou seja, a energia armazenada no indutor auxiliar deverá ser suficiente para garantir que a tensão nas capacitâncias dos interruptores  $Sp_1$  e  $Sp_4$  chegue ao valor nulo em um tempo inferior ao tempo morto.

O circuito equivalente deste ponto de operação é mostrado na Figura 61a. Este circuito pode ser simplificado com a retirada das chaves de modo a considerar somente suas capacitâncias intrínsecas, já que as mesmas estão sem os sinais de comando (Figura 61b).

Como os dois ramos são idênticos, as correntes  $i_1$  e  $i_2$  serão iguais à metade de  $i_L$ . Considera-se que a tensão do secundário refletida para o primário ( $V_o/N_s$ ) seja mantida constante durante todo o período de comutação.



a.



b.

Figura 61 – Circuito equivalente durante a comutação das chaves do primário

A fim de realizar uma análise detalhada da operação do conversor durante o tempo morto, a tensão e a corrente da chave devem ser equacionadas. Utilizou-se a simplificação do circuito equivalente mostrado na Figura 61b para fins de análise.

Fazendo uso da Lei de Kirchhoff para Tensões (LKT), onde a soma algébrica das tensões ao longo de uma malha em qualquer instante de tempo é zero, tem-se que:

$$-v_1(t) + v_2(t) + \frac{V_o}{N_s} + v_L(t) = 0 \quad (32)$$

Onde:  $v_L$  é a tensão no indutor,  $v_1$  e  $v_2$  as tensões nos interruptores  $Sp_1$  e  $Sp_2$ , respectivamente.

Neste momento da análise, a variável de interesse é a corrente no indutor, portanto todas as tensões da malha são descritas em função da variável de interesse, resultando em (33).

$$-\left[ \frac{1}{C_{ce}} \int_0^t \left( \frac{-i_L(t)}{2} \right) dt \right] + \frac{1}{C_{ce}} \int_0^t \left( \frac{i_L(t)}{2} \right) dt + \frac{V_o}{N_s} + L_d \frac{di_L(t)}{dt} = 0 \quad (33)$$

Nota-se que o sistema é de segunda ordem e de difícil manipulação algébrica. Portanto, optou-se pela transformação para o domínio da frequência através da Transformada de Laplace, resultando na seguinte equação:

$$\frac{I_L(s)}{2sC_{ce}} - \frac{v_1(0^-)}{s} + \frac{I_L(s)}{2sC_{ce}} + \frac{V_o}{sN_s} + L_d s I_L(s) - L_d i_L(0^-) = 0. \quad (34)$$

A Transformada de Laplace considera os valores iniciais de tensão no capacitor da chave  $S_{p1}$  ( $v_1(0^-)$ ) e a corrente inicial no indutor  $L_d$  ( $i_L(0^-)$ ). Sabe-se que a tensão inicial será igual à tensão de entrada dividida pela relação  $d$ . Neste caso, considera-se que a tensão de saída permanece constante, e que qualquer variação de tensão é dada na relação  $d$ . Levando em consideração estas definições iniciais, tem-se:

$$\frac{I_L(s)}{2sC_{ce}} - \frac{V_i}{ds} + \frac{I_L(s)}{2sC_{ce}} + \frac{V_i}{s} + L_d s I_L(s) - L_d i_L(0^-) = 0. \quad (35)$$

Ao isolar a variável de interesse, resulta:

$$I_L(s) = \frac{sC_{ce}}{1+s^2L_dC_{ce}} \left[ L_d i_L(0^-) - \frac{V_i(d-1)}{ds} \right]. \quad (36)$$

Após a manipulação algébrica da variável de interesse, deseja-se a resposta completa da mesma no domínio do tempo, para isso a Transformada Inversa de Laplace é aplicada, conforme é mostrado em (37).

$$\mathcal{L}^{-1}\{I_L(s)\} = i_L(t) = \frac{i_L(0^-)L_d d \cos(\omega_o t) \omega_o - V_i(d-1) \sin(\omega_o t)}{dL_d \omega_o} \quad (37)$$



Sendo,  $\omega_o$  a frequência angular natural de ressonância entre a indutância auxiliar e a capacitância do interruptor, dada em (38).

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_d C_{ce}}} \quad (38)$$

Tendo a equação da corrente no ramo, pode-se definir a resposta completa no tempo da tensão na capacitância da chave, solucionando (39).

$$v_c(t) = v_c(0^-) - \frac{1}{C_{ce}} \int_0^t \frac{i_L(t)}{2} dt \quad (39)$$

A solução de (39), resulta em:

$$v_c(t) = v_c(0^-) - \frac{i_L(0^-) d \sin(\omega_o t) + V_i C_{ce} (d-1) \cos(\omega_o t) \omega_o}{2 C_{ce} d \omega_o}. \quad (40)$$

De modo a considerar as variações em  $d$ , deve-se determinar a condição inicial da tensão de entrada para variações em  $d$ . Tem-se que no tempo zero a tensão no capacitor será igual à relação entre a tensão de entrada e  $d$ . Aplicando esta consideração em (40), chega-se ao valor da condição inicial em (41).

$$v_c(0) = v_c(0^-) - \frac{V_i (d-1)}{2d} = \frac{V_i}{d} \quad (41)$$

$$v_c(0^-) = \frac{V_i (d+1)}{2d}$$

A resposta completa da tensão nas capacitâncias das chaves  $Sp_1$  e  $Sp_4$  são obtidas abaixo:

$$v_1(t) = v_4(t) = \frac{V_i (d+1)}{2d} - \frac{i_L(0^-) d \sin(\omega_o t) + V_i C_{ce} (d-1) \cos(\omega_o t) \omega_o}{2 C_{ce} d \omega_o}. \quad (42)$$

As tensões nas chaves completares,  $Sp_2$  e  $Sp_3$ , são dadas abaixo:

$$v_2(t) = v_3(t) = \frac{i_L(0^-) d \sin(\omega_o t) + V_i C_{ce} (d-1) \cos(\omega_o t) \omega_o}{2 C_{ce} d \omega_o} \quad (43)$$

A soma das tensões  $v_1(t)$  e  $v_2(t)$  deve ser sempre igual à tensão de entrada dividida por  $d$  para qualquer instante de tempo.

A seguir, algumas condições quanto à operação durante a comutação das chaves são apresentadas:

**Condição 1:** Caso a corrente inicial no indutor não seja suficiente para garantir que a tensão na capacitância chegue a zero, e o tempo morto seja superior ao tempo necessário. Assim, tem-se que a tensão no capacitor ressona e volta a se elevar até que o comando seja acionado. Logo, a comutação irá ocorrer com tensão na chave e, conseqüentemente, elevadas perdas ocorrem durante a comutação.

A Figura 62 mostra um resultado experimental desta condição. Nota-se nesta figura que a comutação com ZVS não seria atingida para nenhum valor de tempo morto, entretanto se o tempo morto estivesse configurado adequadamente, para que a comutação ocorresse quando a tensão na chave fosse mínima (entre os cursores), menores perdas de comutação ocorreriam.

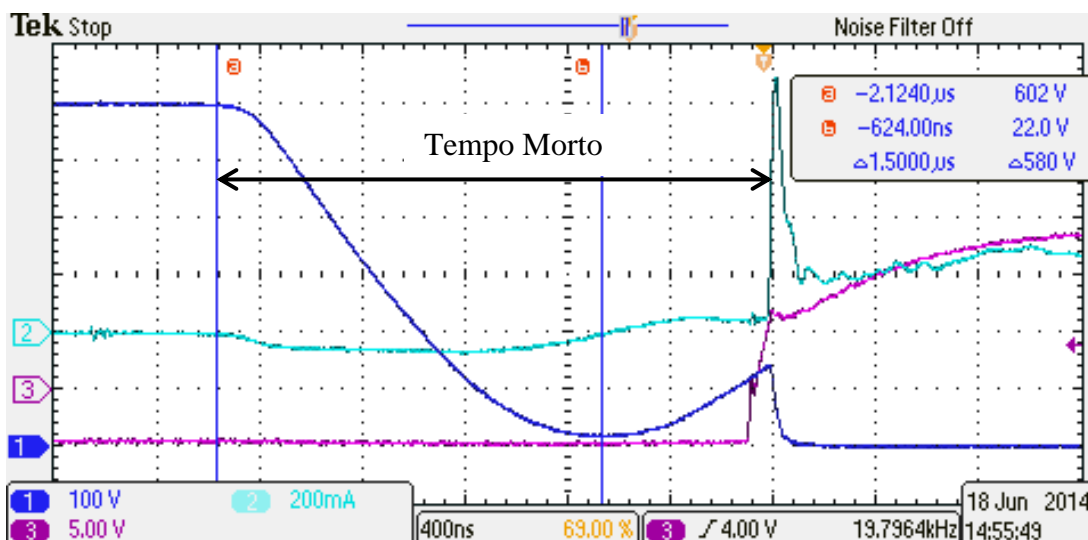


Figura 62 – Condição em que o indutor não tem energia inicial suficiente para o ZVS. Tensão entre coletor e emissor (ch1 – 100 V/div), Corrente na chave (ch2 – 200 mA/div) e Tensão de comando (ch3 – 5 V/div), escala de tempo: 400 ns/div

**Condição 2:** Se a corrente inicial no indutor for suficiente para garantir que a tensão na capacitância chegue a zero, e o tempo morto seja suficiente para que isso ocorra, neste caso haverá condições suficientes para a comutação com zero de tensão na chave. Assim, as perdas na entrada de condução são desprezíveis, conforme resultado na Figura 63. Nota-se nesta figura que não há pico de corrente na chave durante a comutação, diferentemente da operação na Figura 62.

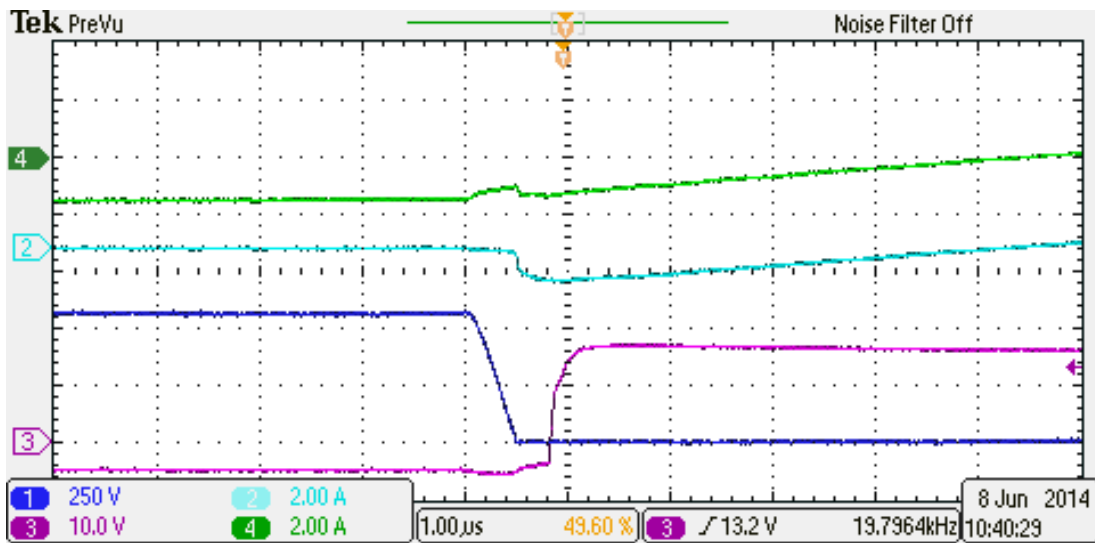


Figura 63 – Condição em que há ZVS na entrada de condução da chave. Tensão entre coletor e emissor (ch1 – 250 V/div.), Corrente na chave (ch2 – 2 A/div.), Tensão de comando (ch3 – 10 V/div.) e Corrente na indutância auxiliar (ch4 – 2 A/div.); escala de tempo: 1 µs/div

**Condição 3:** Se houver corrente suficiente para que a tensão do interruptor atinja o nível nulo, mas o tempo morto seja menor do que o tempo necessário para que isso ocorra, haverá comutação com tensão na chave, resultando em maiores perdas de comutação. Esta condição é exemplificada no resultado apresentado na Figura 64. Nota-se novamente que há picos de corrente durante a comutação.

Portanto, para que o conversor apresente comutação por zero de tensão, é necessário que a corrente inicial no indutor seja suficiente para garantir que a tensão da capacitância atinja o valor nulo em um tempo menor do que o tempo morto.

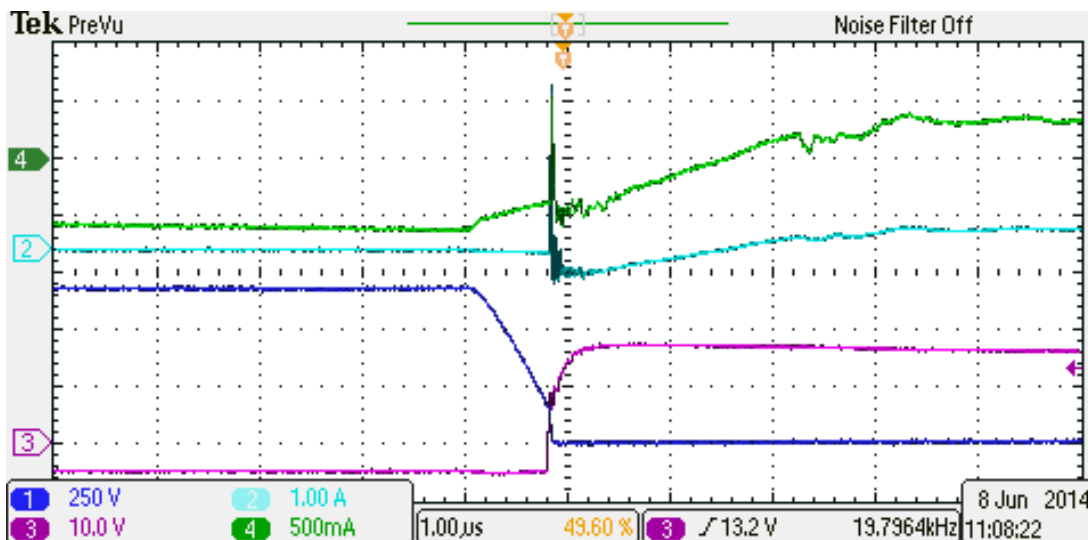


Figura 64 – Condição em que não há comutação suave. Tensão na chave (ch1 – 250 V/div.), Corrente na chave (ch2 – 1 A/div.), Corrente no indutor auxiliar (ch4 – 500 mA/div.), Tensão de comando (ch3 – 10 V/div.); escala de tempo: 1 μs/div

### 5.2.1 Definição do tempo morto máximo

O tempo de ressonância entre o indutor auxiliar e a capacitância da chave é fixo e independente da tensão inicial na capacitância e da corrente inicial no indutor. O período dessa ressonância ( $T_r$ ) é o inverso da frequência natural de oscilação ( $f_r$ ), dado por:

$$T_r = \frac{1}{f_r} = 2\pi \sqrt{L_d C_{ce}} = \frac{2\pi}{\omega_o}. \quad (44)$$

Portanto, o tempo morto máximo ( $t_{max}$ ) deverá ser um quarto do período de ressonância, conforme (45). Este é o tempo para que a tensão atinja o seu valor mínimo, garantindo assim menores perdas de comutação. Caso o tempo morto seja maior que este valor, a tensão oscila e volta a se elevar aumentando a tensão durante a comutação.

$$t_{max} = \frac{T_r}{4} = \frac{\pi}{2\omega_o} \quad (45)$$

### 5.2.2 Definição da corrente mínima no indutor para garantir ZVS

A fim de determinar a corrente mínima necessária para garantir o ZVS durante o período do tempo morto, iguala-se a tensão da chave, dada em (42), ao valor nulo. E, isola-se a variável de interesse, neste caso a corrente inicial. Assim, chega-se ao valor de corrente mínima ( $i_{L\min}$ ), conforme segue:

$$i_{L\min}(t_m) = \begin{cases} \frac{V_i(d+1)C_{ce}\omega_o - V_i C_{ce}(d-1)\cos(\omega_o t_m)\omega_o}{d \sin(\omega_o t_m)} & \text{se } \omega_o t_m < \frac{\pi}{2} \\ \frac{V_i(d+1)C_{ce}\omega_o}{d} & \text{se } \omega_o t_m \geq \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (46)$$

Caso o tempo morto seja maior que  $t_{\max}$ , a corrente mínima não se altera. A Figura 65 exemplifica a curva de  $i_{L\min}$  em função do tempo morto. Conforme já destacado, a corrente mínima terá o seu valor mínimo considerando o tempo morto máximo ( $t_{\max}$ ) dado em (45).

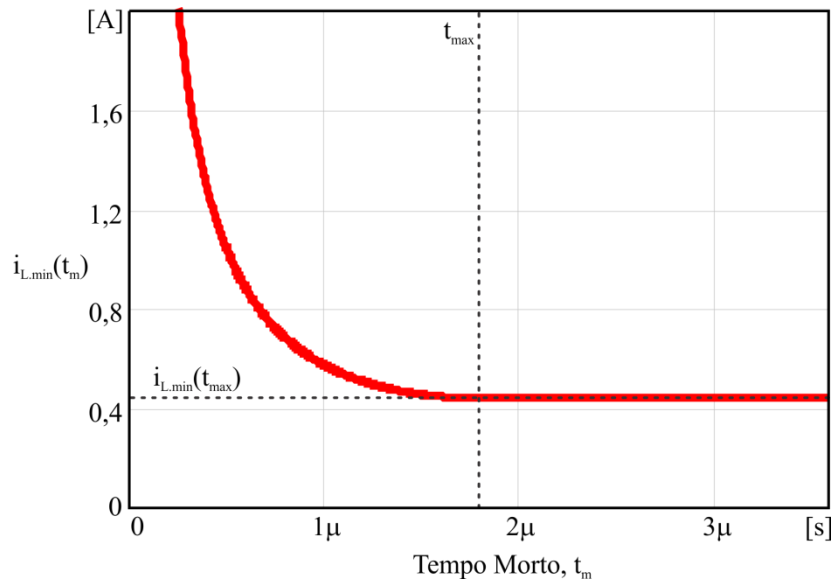


Figura 65 – Corrente mínima no indutor auxiliar no início da comutação para garantir ZVS

### 5.2.3 Definição da potência normalizada em que ocorre a perda de ZVS no primário

Para garantir a operação com ZVS nos interruptores do primário, a corrente  $I_x$  deve ser superior a  $i_{L\min}$  em um tempo menor do que o tempo morto ( $t_m$ ), ou seja:

$$\frac{V_i}{\omega_s L_d(\phi_N)} \frac{[2\phi d - \pi(d-1)]}{2} \geq i_{L\min} \quad (47)$$

Isolando o ângulo de operação de (47), tem-se o ângulo em que a corrente é mínima para garantir o ZVS. Esse ângulo é denominado de  $\phi_{Z,p}$ , e terá dependência com as variáveis  $\phi_N$  e  $d$ . A dependência de  $\phi_N$  faz referência ao valor da indutância auxiliar, a qual é modificada para cada escolha de  $\phi_N$ . Já a variável  $d$  faz referência às variações de tensão de operação.

$$\phi_{Z,p}(\phi_N, d) \geq \frac{2\omega_s L_d(\phi_N) i_{L\min}(\phi_N) + \pi V_i (d-1)}{2d V_i} \quad (48)$$

Substituindo (48) em (8) e dividindo pela potência nominal de saída, determina-se a potência normalizada na qual ocorre a perda de ZVS considerando a capacitância da chave e o tempo morto, mostrada abaixo:

$$\frac{P_o(\phi_{Z,p}(\phi_N, d), \phi_N, d)}{P_o(\phi_N, \phi_N, d)} = P_{Z,p}(\phi_N, d) = \frac{\phi_{Z,p}(\phi_N, d) [\pi - \phi_{Z,p}(\phi_N, d)]}{\phi_N (\pi - \phi_N)} \quad (49)$$

As análises a seguir mostram a relação de  $P_{Z,p}$  com a tendência de variação de algumas variáveis do sistema, como: tempo morto (Figura 66), capacitância da chave (Figura 67) e relação  $d$  (Figura 68). Todas estas análises estão relacionadas com a escolha de projeto de  $\phi_N$ .

A Figura 66 mostra a curva da perda de ZVS para os interruptores do primário considerando a escolha do ângulo nominal e variações no tempo morto. Nesta análise quanto menor o tempo morto, maior a potência em que a perda de ZVS irá ocorrer. A potência mínima de perda de ZVS ocorre quando o tempo morto é igual ou maior do que  $t_{max}$ . Nota-se também que  $P_{Z,p}$  tem relação não linear com o tempo morto.

A relação da curva de perda de ZVS com a variação da capacitância da chave ( $C_{ce}$ ) é mostrada na Figura 67. Quanto maior a capacitância, maior será a potência relativa em que irá ocorrer a perda de ZVS. Esta é a mesma conclusão qualitativa apresentada por (KHERALUWALA, M. N. *et al.*, 1992). Diferentemente deste, o presente trabalho propõe a análise quantitativa referente às variáveis de operação e de projeto.

Se a capacitância entre coletor e emissor for reduzida a níveis desprezíveis,  $P_{Z,p}$  será igual a  $P_{x,pu}$ .

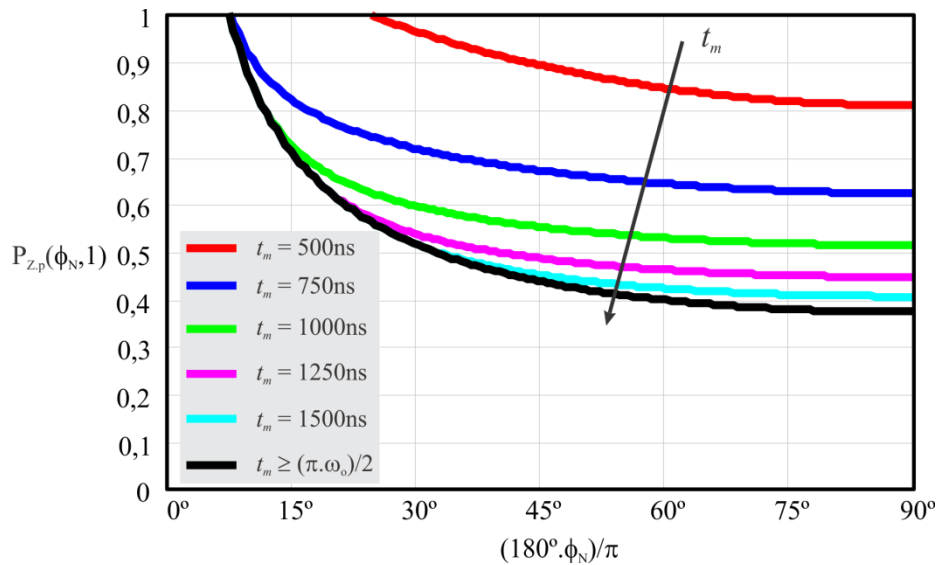


Figura 66 – Curva da perda de ZVS dos interruptores do primário normalizada considerando variações no tempo morto

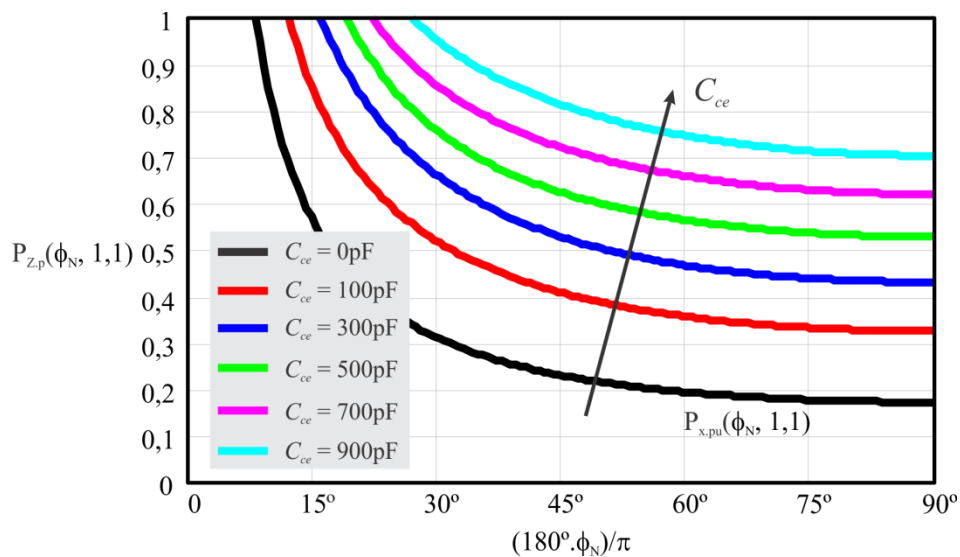


Figura 67 – Curva da perda de ZVS dos interruptores do primário normalizada, considerando variações na capacitância da chave

A análise qualitativa da perda de ZVS em relação à  $d$  é igual a da análise convencional (mostrada na Figura 60), na qual quanto maior a relação  $d$ , maior a potência em que ocorre a perda de ZVS no primário, conforme exemplifica a Figura 68. Neste caso, mesmo valores para a operação com  $d < 1$  apresentam perda de ZVS no primário, fato que não é considerado na análise convencional.

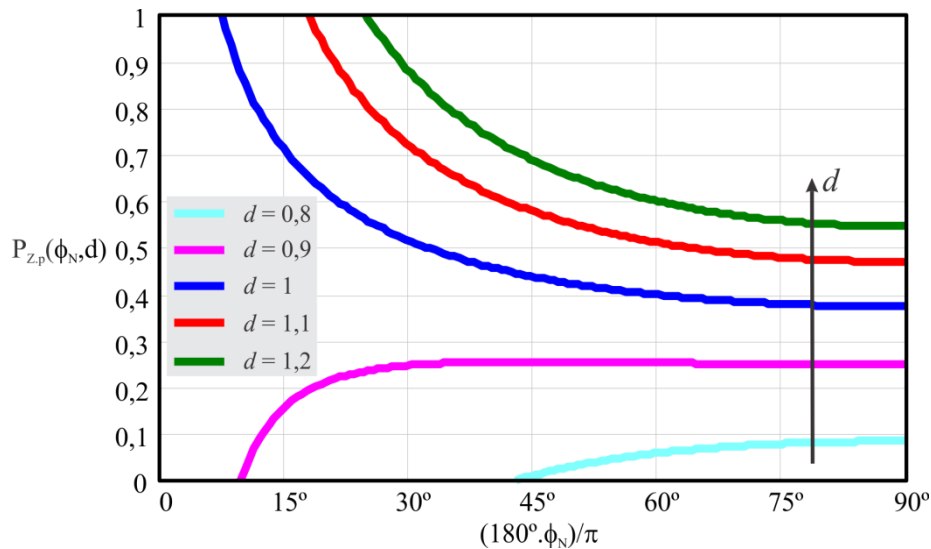


Figura 68 – Curva da perda de ZVS dos interruptores do primário normalizada, considerando variações na relação  $d$

A Figura 69 mostra a diferença entre as análises convencional, mostrada na seção 5.1, e a proposta neste trabalho, que considera a capacitância da chave e o tempo morto, com os dados de projeto da seção 3.8. A figura apresenta somente variações positivas em  $d$ , considerou-se ainda o tempo morto otimizado para cada situação de  $\phi_N$ , ou seja,  $t_m = t_{max}$ , e a capacitância das chaves de 420 pF. Nota-se a grande diferença nos pontos da perda de ZVS para as duas análises, mostrando assim a importância da análise proposta no entendimento da operação do conversor.

Para exemplificar o exposto, tem-se que para a condição ideal ( $d = 1$ ), a análise convencional resulta que não haverá perda de ZVS. A análise proposta mostra que além de haver perda na operação com ZVS, esta potência varia entre 38% e 100% da potência nominal, dependendo do projeto de  $\phi_N$ . Caso o projeto seja realizado para  $\phi_N = 15^\circ$ , o conversor DAB irá operar sem ZVS nos interruptores do primário a partir de 70% da potência nominal.

#### 5.2.4 Definição da potência em que ocorre a perda de ZVS no secundário

Para realizar o estudo do ponto de perda de ZVS para o secundário, as variáveis utilizadas para a análise do primário foram refletidas para o secundário.

A corrente mínima ( $i_{Lmin.s}$ ) no momento da condução das chaves do secundário resulta em (50).



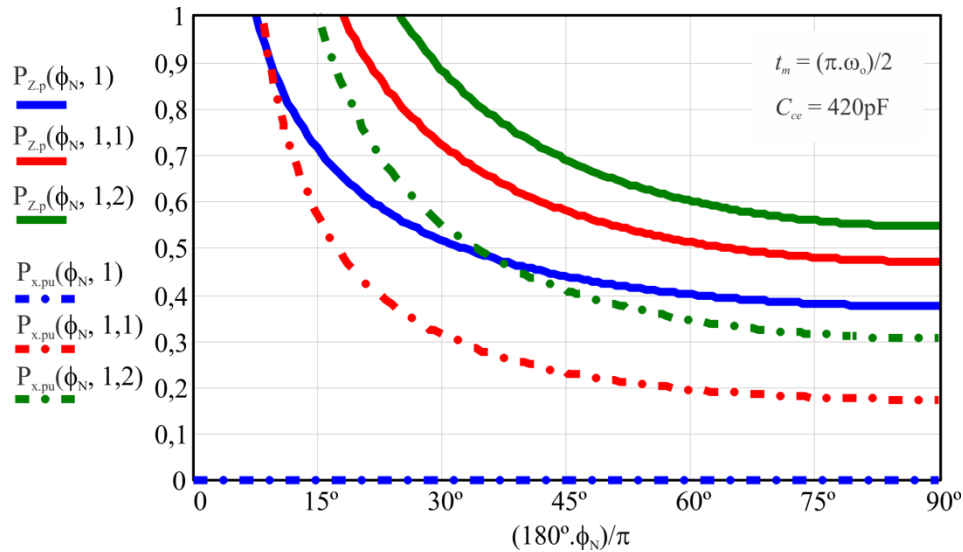


Figura 69 – Curvas da perda de ZVS dos interruptores do primário normalizadas considerando a capacitância da chave ( $P_{Z,p}$ ) e sem a consideração da mesma ( $P_{x,pu}$ )

$$i_{L_{\min.s}}(t_m) = \begin{cases} \frac{V_o C_{ce} \omega_{o.s} - V_o C_{ce} (d-1) \cos(\omega_{o.s} t_m) \omega_{o.s}}{d \sin(\omega_{o.s} t_m)} & \text{se } \omega_{o.s} t_m < \frac{\pi}{2} \\ \frac{V_o C_{ce} \omega_{o.s}}{d} & \text{se } \omega_{o.s} t_m \geq \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (50)$$

Onde  $\omega_{o.s}$  é a frequência natural da ressonância entre a capacitância da chave do secundário e a indutância auxiliar refletida ao secundário, dada em (51).

$$\omega_{o.s} = \frac{1}{N_s \sqrt{L_d C_{ce}}} \quad (51)$$

Além disso, considera-se que a corrente  $I_y$ , refletida para o secundário, tenha que ser maior que a corrente mínima, de modo a garantir a operação ZVS, conforme (52).

$$I_y'' \geq i_{L_{\min.s}} \\ \frac{V_i}{\omega_s L_d(\phi_N)} \frac{[2\phi d - \pi(d-1)]}{2N_s} \geq i_{L_{\min.s}} \quad (52)$$

Logo, isolando o ângulo de defasagem da inequação acima, chega-se ao ângulo de perda de ZVS para o secundário ( $\phi_{Z,s}$ ):

$$\phi_{Z.s}(\phi_N, d) \geq \frac{2\omega_s N_s L_d(\phi_N) i_{L_{\min.s}}(\phi_N) - \pi V_o (d-1)}{2V_o}. \quad (53)$$

Substituindo este ângulo na equação de potência, tem-se a potência de perda de ZVS normalizada para os interruptores do secundário ( $P_{Z.s}$ ), mostrada em (54).

$$\frac{P_o(\phi_{Z.s}(\phi_N, d), \phi_N, d)}{P_o(\phi_N, \phi_N, d)} = P_{Z.s}(\phi_N, d) = \frac{\phi_{Z.s}(\phi_N, d) [\pi - \phi_{Z.s}(\phi_N, d)]}{\phi_N (\pi - \phi_N)} \quad (54)$$

### 5.3 Outras considerações que influenciam o ponto de perda de ZVS

Além da capacitância das chaves, outras não idealidades contribuem para a modificação do ponto de perda de ZVS. Deste modo, diferentes métodos para minimizar estes problemas são utilizados. Esta seção aborda alguns estudos que demonstram considerações sobre o ponto de perda de ZVS.

#### 5.3.1 Indutância magnetizante

A relação entre a indutância magnetizante e o valor da indutância auxiliar do transformador possui influência na área de ZVS do conversor DAB (KHERALUWALA, M. N. *et al.*, 1992). Quanto mais próxima da unidade for a relação entre a indutância magnetizante e a auxiliar, maior será a área de ZVS do conversor. Entretanto, menor será a utilização do conversor, ou seja, a equação de transferência de potência não será válida e o conversor terá que operar ângulos maiores do que o projetado.

Portanto, a utilização de um transformador com entreferro, ou que possua grande indutância de dispersão, melhoram as características de perdas de comutação, mas resultam no aumento das perdas por condução.

### 5.3.2 Operação como conversor ponte completa

O conversor DAB pode operar como um conversor ponte completa (*full-bridge*) convencional, bastando somente a modificação na modulação dos interruptores. Ou seja, aplicando a defasagem angular  $\phi$  entre os braços do primário e deixando os interruptores do secundário desabilitados, funcionando somente como retificador não controlado, o conversor DAB terá as mesmas características de um conversor *full-bridge* convencional (DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN; KHERALUWALA, 1991). Isto implica no aumento na região de comutação suave para aplicações com diferentes faixas de operação de tensão, conforme mostra a Figura 70.

Nesse modo de operação, outra importante característica, é que mesmo sob curto-circuito na saída, a corrente pode ser controlada e ainda com ZVS nos interruptores (KHERALUWALA, M. N. *et al.*, 1992). Cabe salientar que na operação convencional do conversor DAB também há limite de corrente na saída sob curto-circuito, mas não é possível operar em ZVS nessa condição.

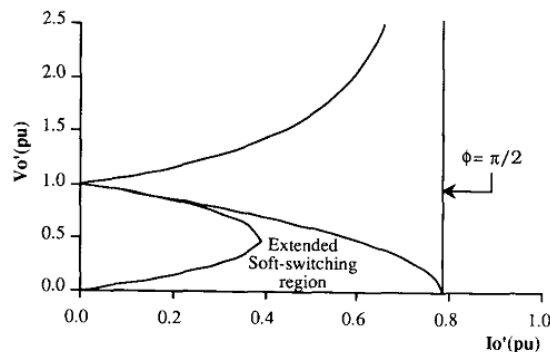


Figura 70 – Região de comutação suave estendida na operação com retificador não controlado. Fonte: (KHERALUWALA, M. N. *et al.*, 1992)

### 5.3.3 Indutores não lineares

Há estudos que utilizam indutores saturáveis em série com o transformador (ORTIZ *et al.*, 2013), ou ainda indutores de indutância variável (FAN; LI, 2011), de modo a modificar a característica de operação do conversor em determinados pontos de operação, visando o aumento da área de operação com ZVS.

#### 5.3.4 Modulação de Três Níveis

Assim como visto no capítulo referente à potência não ativa, as modulações de três níveis aumentam a faixa de operação com comutação suave (OGGIER; GARCÍA; OLIVA, 2011). Estes estudos afirmam que o conversor DAB pode operar com ZVS para toda faixa de operação de tensão e potência. Entretanto, estes estudos são teóricos e, portanto, quando questões práticas são consideradas, como a capacitância das chaves apresentada anteriormente, limitações quanto à faixa de operação com ZVS ocorrem e devem ser avaliadas.

### 5.4 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais deste capítulo advêm dos mesmos experimentos apresentados no capítulo anterior. Ou seja, utilizaram-se três projetos para diferentes ângulos nominais ( $75^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $15^\circ$ ), e uma varredura na potência de saída foi realizada, de 500 W (100%) até 50 W (10%), com intervalos de 50 W (10%). Além disso, três valores de tensão de entrada foram testados, sendo eles: tensão nominal 600 V ( $d = 1$ ), e variações em mais 10% (660 V e  $d = 0,91$ ) e menos 10% (540 V e  $d = 1,11$ ). Todos os parâmetros acima citados foram testados com dois diferentes tempos mortos, 875 ns e 1,75  $\mu$ s.

Os experimentos consideraram variações de tensão de forma a emular a operação do conversor DAB em um SST, ou seja, com ondulações de tensão nos seus barramentos. Considerou-se uma variação percentual de tensão de 20% na tensão de entrada. Esta consideração também é válida para uma variação de tensão de 10% na tensão de entrada e 10% na tensão de saída.

Para definir os pontos de perda de ZVS, medições em uma chave de cada ponte (primário e do secundário) foram efetuadas. As medições compreendiam a tensão entre os terminais do coletor e do emissor do interruptor do primário (IGBT), e entre dreno e fonte no interruptor do secundário (MOSFET), além das tensões de comando e as correntes nos interruptores.

Cabe salientar que como os experimentos foram realizados com variações de 10% da potência nominal, não há como saber exatamente a potência em que ocorre a perda de ZVS. Por isso, os resultados experimentais mostram uma faixa de ocorrência da perda de ZVS.

Os resultados compreendem as faixas de perda de ZVS para os interruptores do primário e do secundário, e também os rendimentos para operação com diferentes tempos mortos.

#### 5.4.1 Pontos de perda de ZVS para os Interruptores do Primário

Uma variável que define o ponto de perda de ZVS é a capacitância da chave. E apesar de ser uma característica presente na folha de dados do componente, esta normalmente depende da tensão e frequência de operação. Além disso, características do circuito de acionamento da chave, assim como do *layout* da placa de circuito impresso, interferem na capacitância entre o coletor e emissor da chave.

O modo para determinação da capacitância da chave foi o experimental. Configurou-se o microcontrolador para gerar um tempo morto variável, e o circuito foi acionado com tensão e frequência nominais. A carga de operação foi reduzida até que a tensão da chave durante a entrada em condução ficasse ressonante, conforme mostra a Figura 71. Logo, conhecendo o tempo de um quarto do período de ressonância ( $t_{\max}$ ), e o valor da indutância auxiliar, pode-se calcular  $C_{ce}$  através de (55). Um método mais preciso de cálculo das capacitâncias da chave pode ser obtido em (FUNAKI *et al.*, 2009).

$$C_{ce} = \frac{1}{L_d} \left( \frac{2t_{\max}}{\pi} \right)^2 \quad (55)$$

Neste caso específico onde  $L_d = 3,1$  mH e  $t_{\max} = 1,88$   $\mu$ s, tem-se que a capacitância resultante foi de 462 pF. Este valor será utilizado como capacitância do interruptor para todos os resultados de perda de ZVS do primário.

A fim de comprovar as análises apresentadas neste capítulo, testes com dois tempos mortos foram realizados, e os resultados experimentais destes testes, juntamente com as análises teóricas para a perda de ZVS nos interruptores do primário, são mostrados a seguir.

Os primeiros resultados, mostrados na Figura 72, foram realizados com  $t_m = 875$  ns e  $C_{ce} = 462$  pF. Conforme já mencionado, não há como definir o ponto exato de perda de ZVS. Entretanto, entre as medições para diferentes potências, verificou-se a presença e a ausência da operação com ZVS. Por isso, traços de amplitude de 10% da potência nominal foram utilizados para definir a faixa onde a perda de ZVS ocorreu.

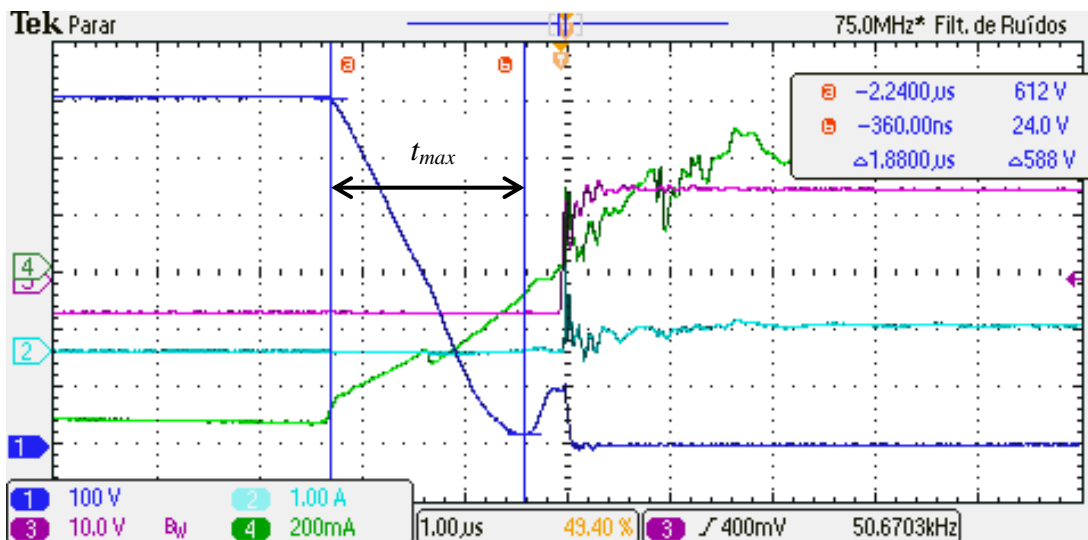


Figura 71 – Medição da frequência de ressonância para determinação da capacitância entre coletor e emissor. Tensão entre coletor e emissor (ch1 – 100 V/div), Tensão de comando (ch3 – 10 V/div), Corrente na chave (ch2 – 1 A/div), Corrente na indutância auxiliar (c4 – 200 mA/div), Escala de tempo: 1 μs

Quando somente meio traço foi utilizado juntamente com o limite superior ou inferior do eixo das ordenadas, tem-se que o conversor perdeu ZVS na potência nominal ou não perdeu o ZVS mesmo em 10% da carga nominal, respectivamente. Por exemplo, na Figura 72, considerando a medida com  $d = 1,111$  e  $\phi_N = 15^\circ$ , a medição mostrou que o conversor não opera com ZVS mesmo com 100% da carga nominal.

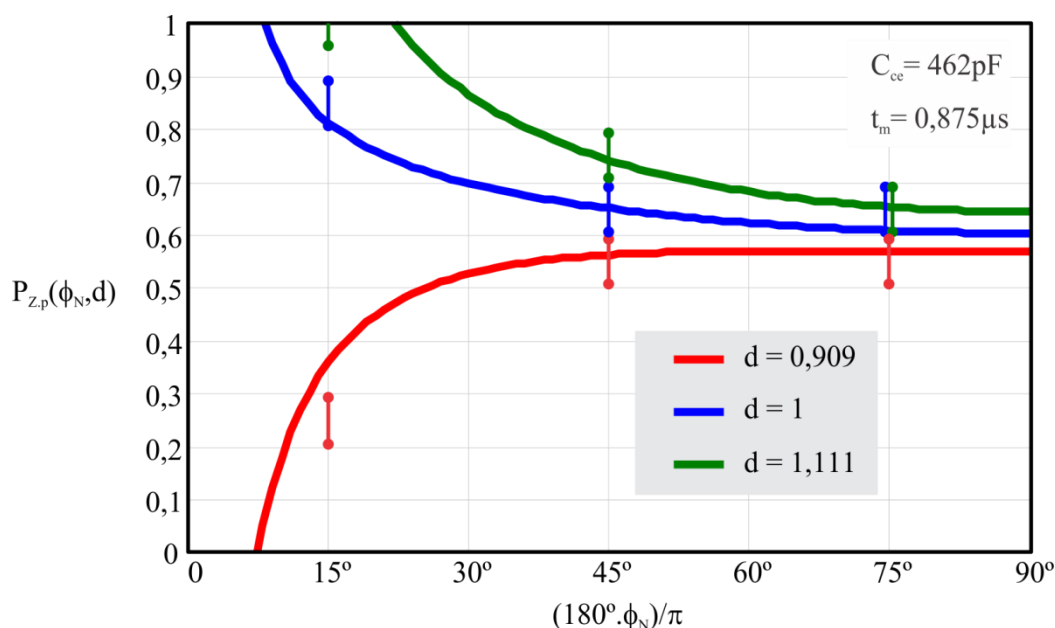


Figura 72 – Resultados Experimentais do ponto de perda de ZVS dos interruptores do primário considerando  $t_m = 875\text{ ns}$  e  $C_{ce} = 462\text{ pF}$

Os resultados experimentais confirmam a análise teórica de  $P_{Z,p}$  sobre os limites de operação com ZVS. Estes mostram que quanto maior  $\phi_N$ , menor será a relação do ponto de perda de ZVS com a relação à variação de  $d$ . Conclui-se ainda que, quanto menor a relação  $d$ , menor será a potência em que ocorre a perda de ZVS.

O tempo morto analisado ( $t_m = 875$  ns) nestes primeiros resultados é menor do que o tempo máximo, por isso resultados considerando o tempo morto próximo a  $t_{max}$  são apresentados a seguir.

Os resultados para  $t_m = 1,75$   $\mu$ s são mostrados na Figura 73. Apesar das medições práticas seguirem a tendência das curvas teóricas, há uma pequena divergência de valores. A explicação desta diferença decorre do fato do conversor perder o ZVS para cargas menores, onde a operação do conversor nestas condições apresentam menores eficiências do que as consideradas na análise teórica. Ou seja, a corrente de entrada deverá ser superior do que a estimada de projeto, para compensar as perdas excedentes. O aumento da corrente de entrada propicia uma diminuição na potência relativa em que ocorre a perda de ZVS.

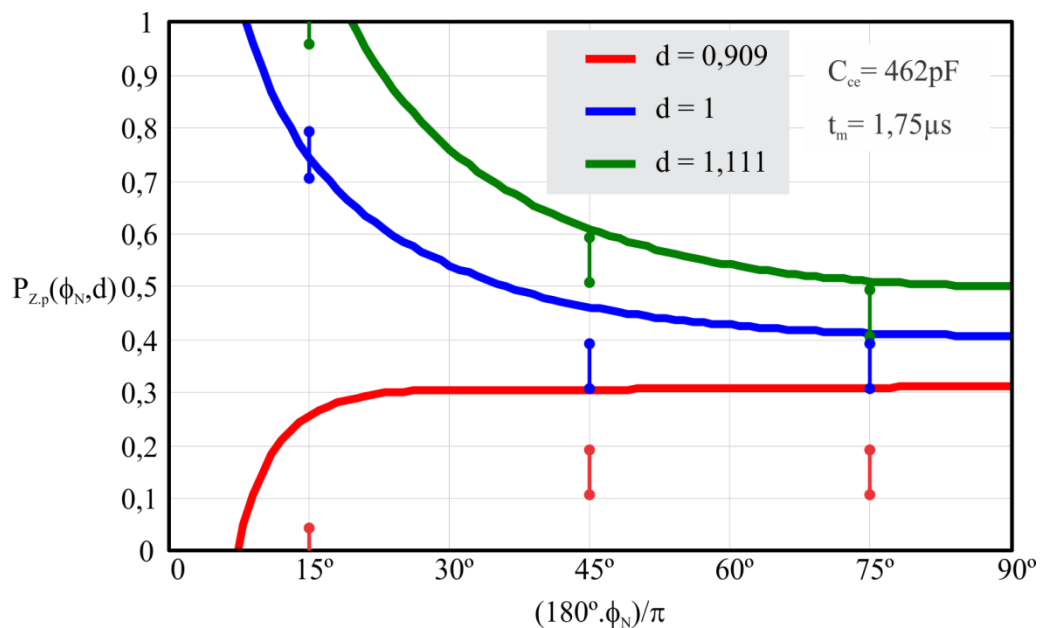


Figura 73 – Resultados Experimentais do ponto de perda de ZVS dos interruptores do primário considerando  $t_m = 1,75$   $\mu$ s e  $C_{cc} = 462$  pF

Outro fator ainda deve ser considerado para explicar a diferença entre a curva teórica e os dados experimentais. Medições realizadas nas indutâncias magnetizantes do primário e do secundário do transformador mostram que a construção do transformador resultou em uma relação de transformação com  $d = 0,97$ . Logo, se aplicarmos um fator multiplicativo em  $d$ ,

temos o resultado mostrado na Figura 74. Esta figura mostra que os resultados ficam mais próximos da análise teórica quando a relação  $d$  prática é considerada.

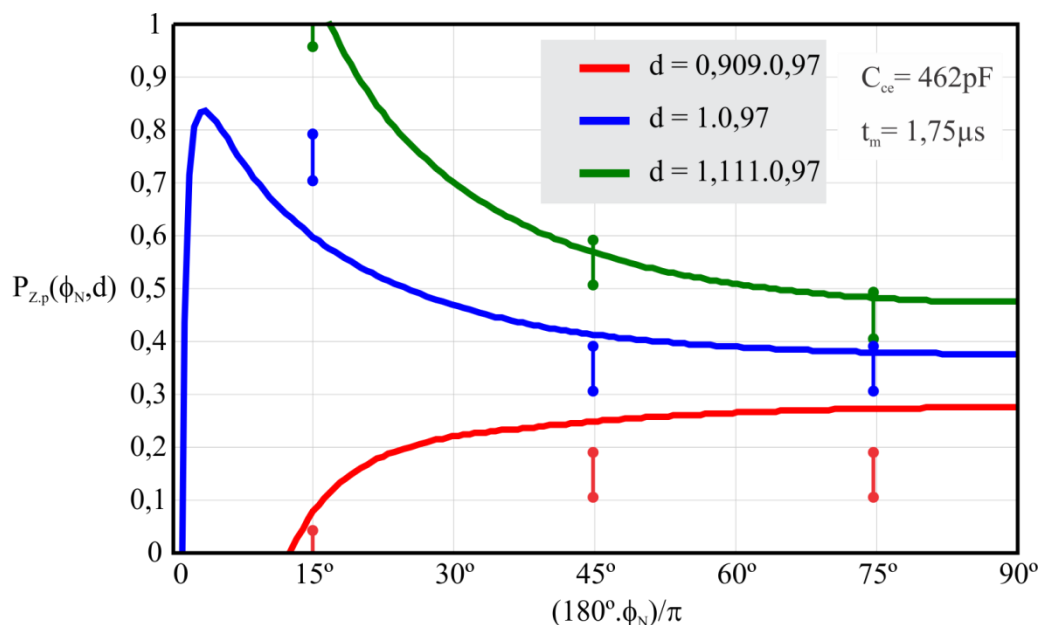


Figura 74 – Resultados Experimentais do ponto de perda de ZVS dos interruptores do primário considerando um fator multiplicativo de  $d = 0,97$ ,  $t_m = 1,75 \mu\text{s}$  e  $C_{cc} = 462 \text{ pF}$

Como forma de comparação, mostram-se as curvas da análise convencional ( $P_{x,pu}$ ) e os resultados experimentais na Figura 75. Observa-se a grande divergência dos resultados experimentais com a análise teórica convencional.

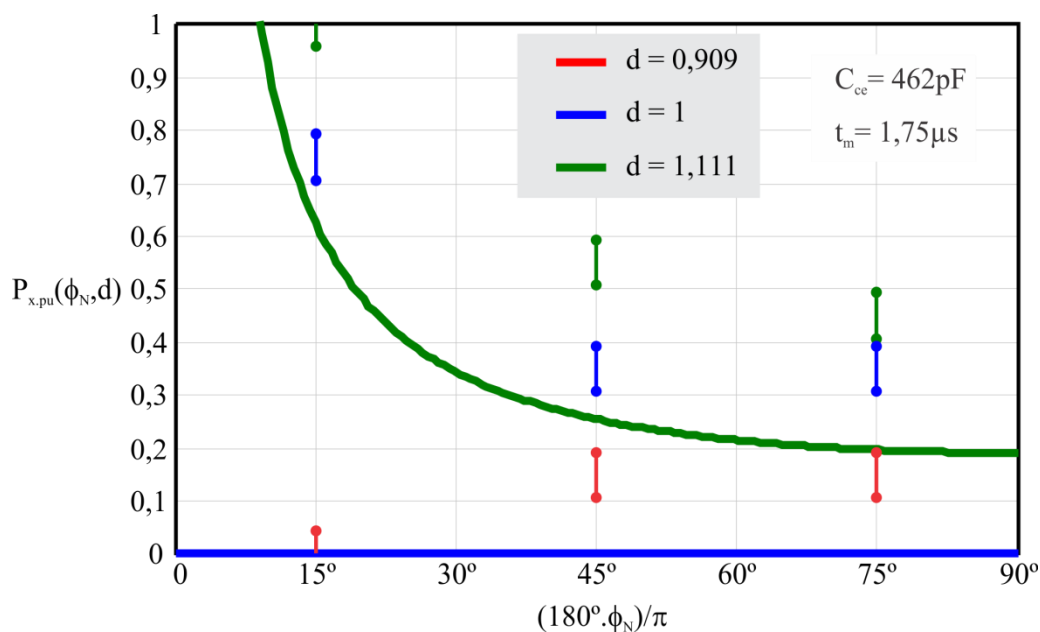


Figura 75 – Resultados Experimentais do ponto de perda de ZVS dos interruptores do primário e a análise convencional



#### 5.4.2 Pontos de perda de ZVS para os Interruptores do Secundário

Assim como no primário, a capacitância dos interruptores do secundário foi obtida de forma experimental, resultando em um valor de 295 pF.

As mesmas análises realizadas com os interruptores do primário foram aplicadas nos interruptores do secundário. Entretanto, analisando o tempo máximo do secundário em (56), tem-se que para valores de tempo morto maiores que 500 ns, o ponto de perda de ZVS será o mesmo. Como os tempos mortos do primário e do secundário foram configurados igualmente, ou seja, para 875 ns e 1750 ns, os resultados experimentais para os pontos de perda de ZVS foram muito similares, portanto somente os resultados com  $t_m = 1,75 \mu s$  serão apresentados.

$$t_{\max.s} = \frac{\pi}{2\omega_{o.s}} \approx 500 ns \quad (56)$$

Os resultados experimentais juntamente com as curvas teóricas são apresentados na Figura 76. Para a condição de  $d = 1,111$  o conversor não apresentou perda de ZVS no secundário para todos os projetos de  $\phi_N$ .

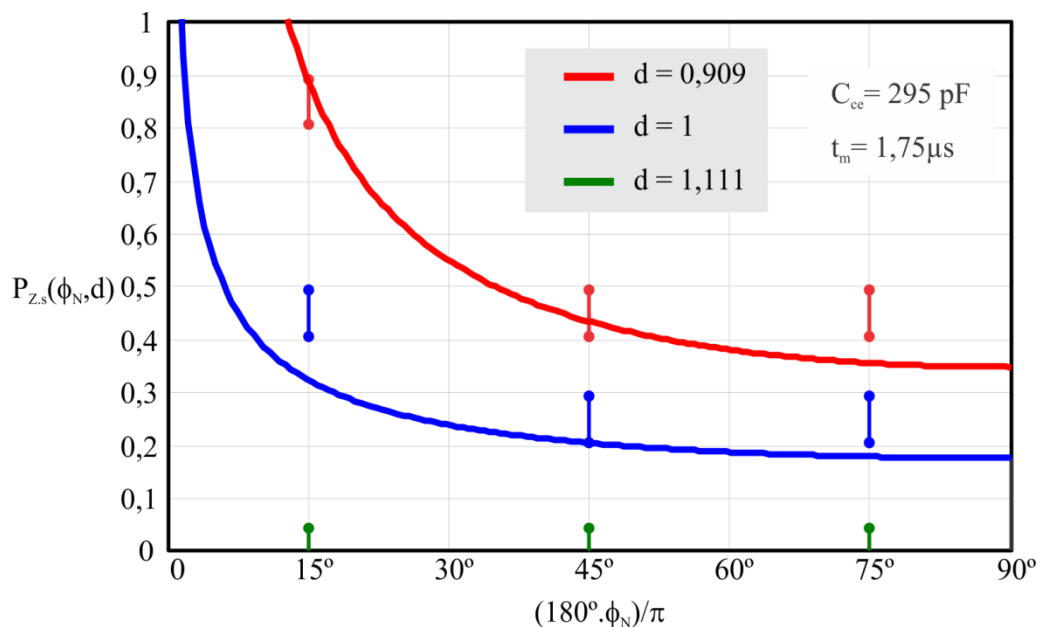


Figura 76 – Resultados Experimentais do ponto de perda de ZVS dos interruptores do secundário considerando  $t_m = 1,75 \mu s$  e  $C_{ce} = 295 \text{ pF}$

A consideração prática de  $d = 0,97$  também é aplicada para o secundário e mostrada na Figura 77. Nota-se que com esta consideração as curvas teóricas ficam mais próximas dos resultados experimentais.

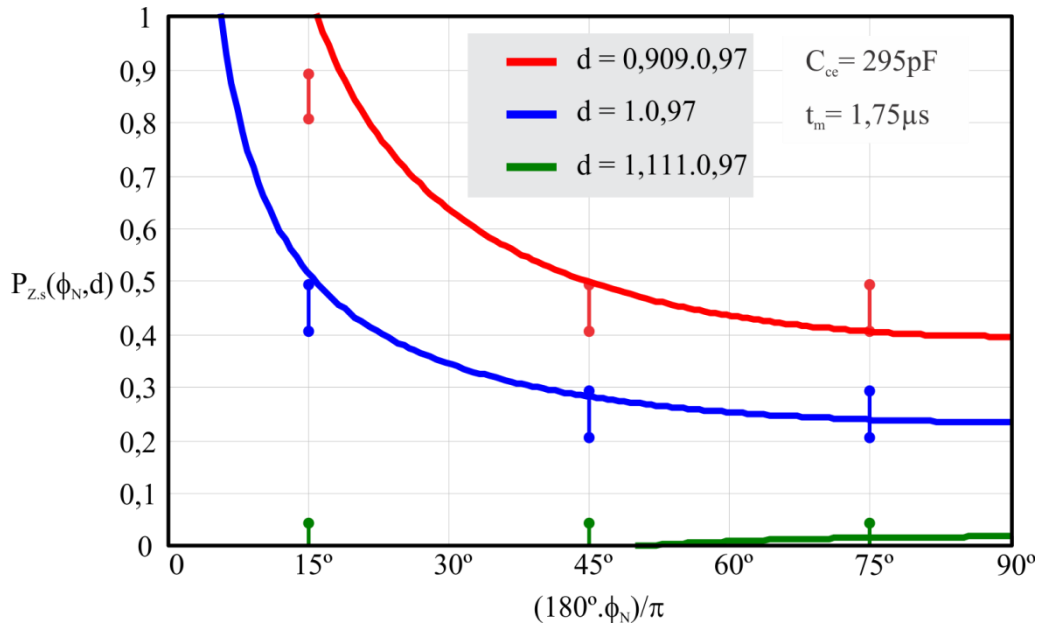


Figura 77 – Resultados Experimentais do ponto de perda de ZVS dos interruptores do secundário considerando um fator multiplicativo de  $d = 0,97$  nas relações de  $d$  para a análise proposta,  $t_m = 1,75 \mu\text{s}$  e  $C_{ce} = 295 \text{ pF}$

A análise mostra que quanto menor a relação  $d$  maiores serão as potências em que ocorre a perda de ZVS, exatamente o oposto da análise do primário.

A Figura 78 apresenta os resultados experimentais dos pontos de perda de ZVS juntamente com a análise convencional ( $P_{y.pu}$ ), que considera somente a relação  $d$  para definir a perda de ZVS. Novamente os resultados se mostraram distantes na análise teórica.

A consideração prática de  $d = 0,97$  também foi realizada para a análise teórica e é mostrada na Figura 79. Apesar de ainda haver diferenças entre a análise convencional e a prática, essas são menores do que as evidenciadas no primário. Isto porque no secundário há fatores que contribuem para a análise ser mais próxima da convencional, como: menor tensão, maior corrente e menor capacitância.

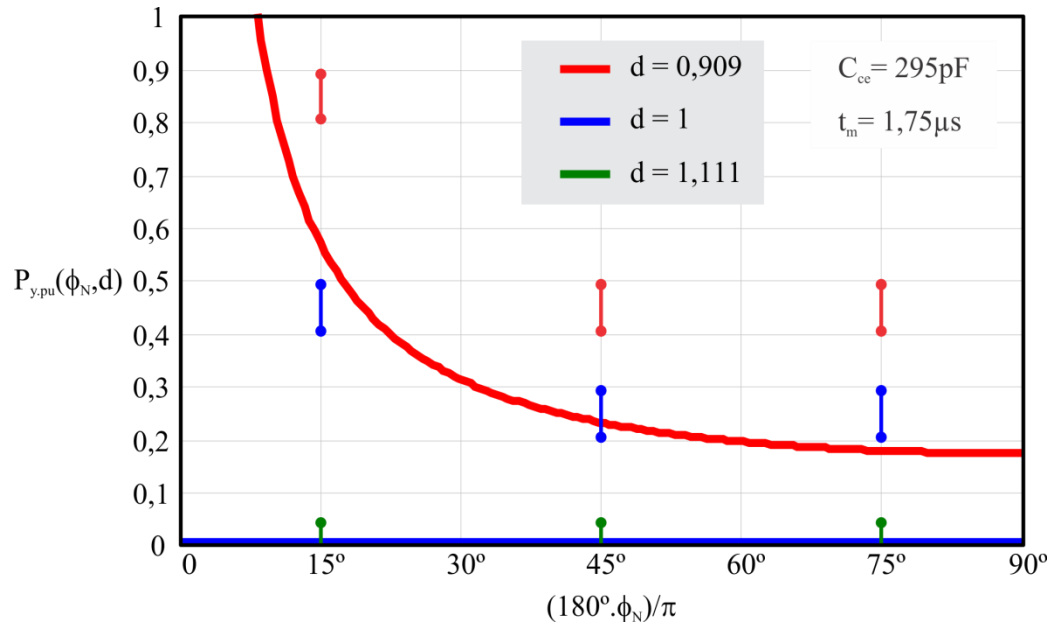


Figura 78 – Resultados Experimentais do ponto de perda de ZVS dos interruptores do secundário e a análise convencional

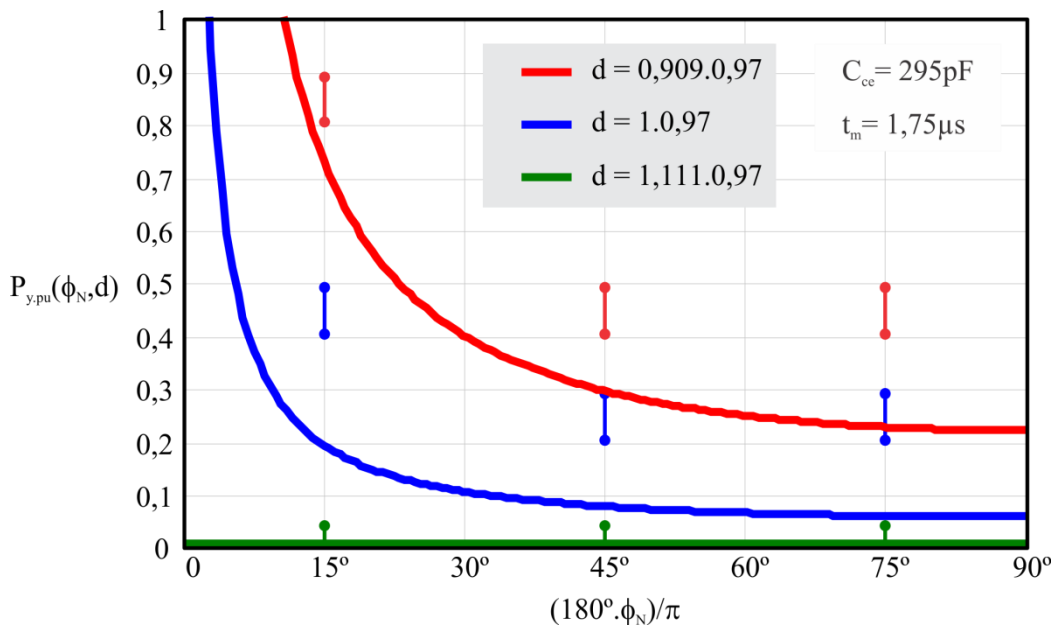


Figura 79 – Resultados Experimentais do ponto de perda de ZVS dos interruptores do secundário e a análise convencional considerando o fator multiplicado de  $d = 0,97$

#### 5.4.3 Rendimentos considerando as variações no tempo morto

Esta seção destina-se a mostrar as variações no rendimento do conversor considerando diferentes tempos mortos para os diferentes três projetos de  $\phi_N$ . Todas as figuras apresentam a faixa onde ocorreu a perda de ZVS, tanto do primário (Pri) quanto do secundário (Sec).

Primeiramente, a curva de rendimento para  $d = 1$  e  $\phi_N = 15^\circ$  é mostrada na Figura 80. A diferença entre as curvas de rendimento para os dois tempos mortos testados é praticamente imperceptível, pois os pontos de perda de ZVS estão muito próximos. Para este caso específico, nota-se que o rendimento da estrutura iniciou um decréscimo no rendimento após a perda de ZVS nos interruptores do secundário.

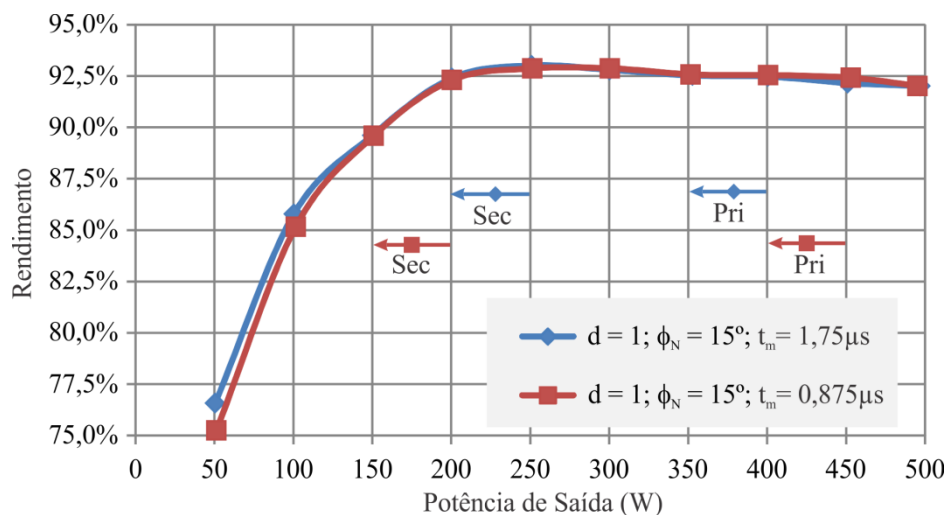


Figura 80 – Comparação entre as curvas de rendimento para diferentes tempos mortos e  $\phi_N = 15^\circ$

Três diferentes tempos mortos foram testados ( $2,625 \mu s$ ,  $1,75 \mu s$  e  $0,875 \mu s$ ) para  $\phi_N = 45^\circ$  e são mostrados na Figura 81. Os resultados apresentados nesta figura mostram que os rendimentos são praticamente idênticos até 60% da potência nominal. A partir deste ponto, diferentes pontos de perda de ZVS para o primário ocorrem, gerando diferenças nas curvas de rendimento.

O melhor rendimento ocorre para o caso onde o tempo morto está configurado mais próximo de  $t_{max}$  ( $t_m = 1,75 \mu s$ ). Porém, o ponto de perda de ZVS para  $t_m = 2,625 \mu s$  deveria ser igual à  $t_m = 1,75 \mu s$ , conforme a Figura 66. Entretanto, a Figura 81 mostra que os pontos de perda de ZVS foram diferentes para  $t_m = 1,75 \mu s$  e  $2,625 \mu s$ .

A Figura 82 exemplifica o motivo para a diferença entre a análise teórica e os resultados práticos do ponto de perda de ZVS. Esta figura mostra as formas de onda na entrada em condução da chave do interruptor do primário em 50% da potência nominal. Nota-se que há energia no indutor suficiente para a tensão da capacitância da chave atingir zero de tensão. Entretanto, como o tempo morto é superior ao necessário, a ressonância entre o indutor e a capacitância  $C_{ce}$  faz com o diodo em anti-paralelo seja despolarizado, e a comutação ocorre com tensão diferente de zero. Ou seja, as condições necessárias para o ZVS

foram atendidas, mas devido ao tempo morto excedente não houve ZVS. E esse é o motivo para a diferença dos pontos de perda de ZVS e rendimento do conversor DAB operando com  $t_m = 2,625 \mu\text{s}$  e  $t_m = 1,75 \mu\text{s}$ .

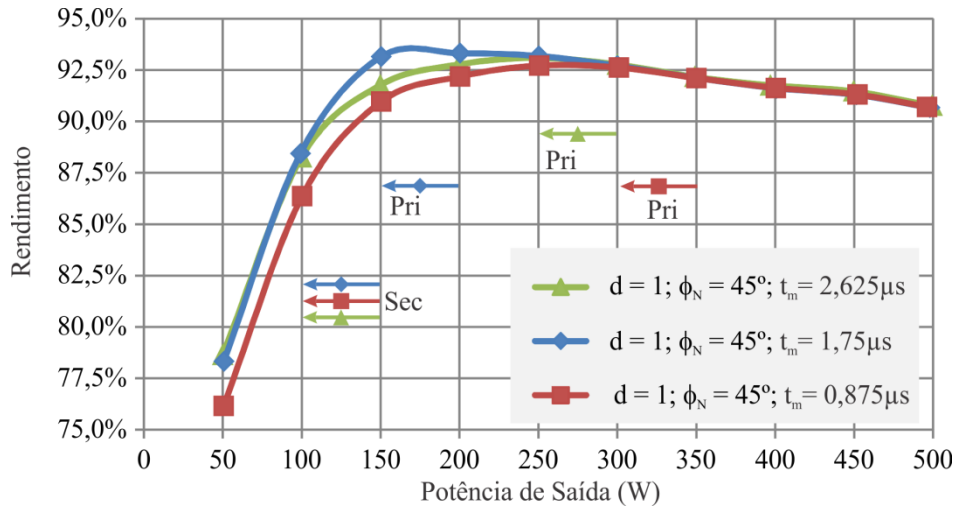


Figura 81 – Comparação entre as curvas de rendimento para três diferentes tempos mortos e  $\phi_N = 45^\circ$

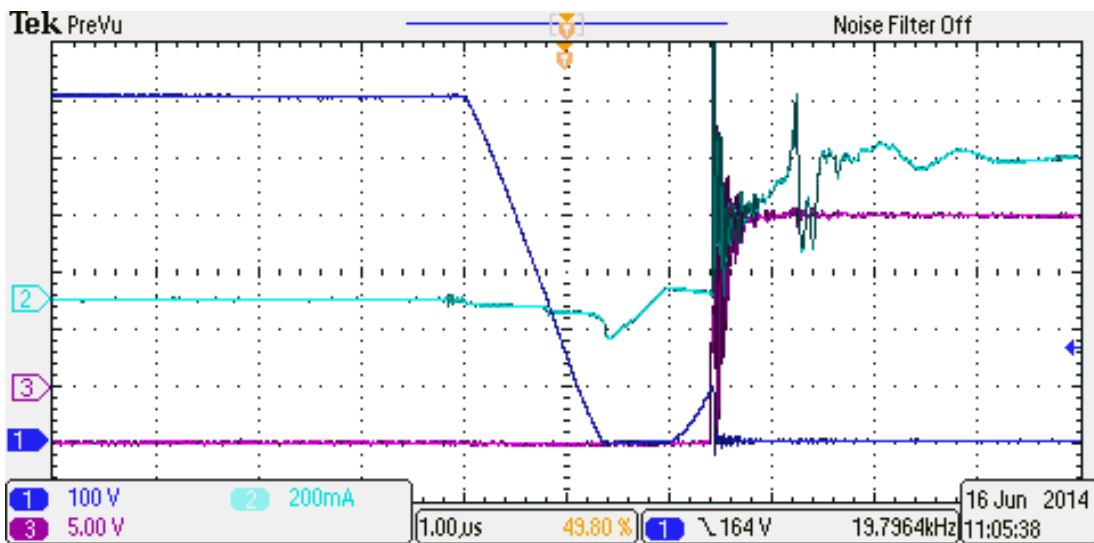


Figura 82 – Entrada de condução da chave do primário para  $d = 1$ ,  $\phi_N = 45^\circ$ ,  $t_m = 2,625 \mu\text{s}$  e  $P_o = 250 \text{ W}$ . Tensão entre coletor e emissor (ch1 –  $100 \text{ V/div}$ ), tensão de comando (ch3 –  $5 \text{ V/div}$ ), corrente na chave ( $200 \text{ mA/div}$ ), escala de tempo:  $1 \mu\text{s}$

As curvas de rendimento para o projeto com  $\phi_N = 75^\circ$  e diferentes tempos mortos são apresentadas na Figura 83. As diferenças nas curvas de rendimento são causadas pela perda de ZVS no primário, já que ambas as configurações perdem o ZVS no secundário em uma mesma região.

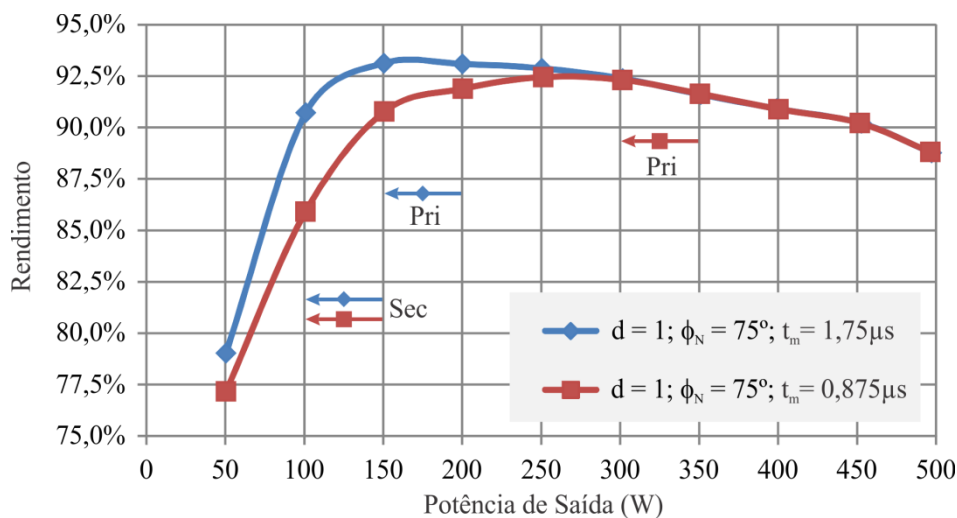


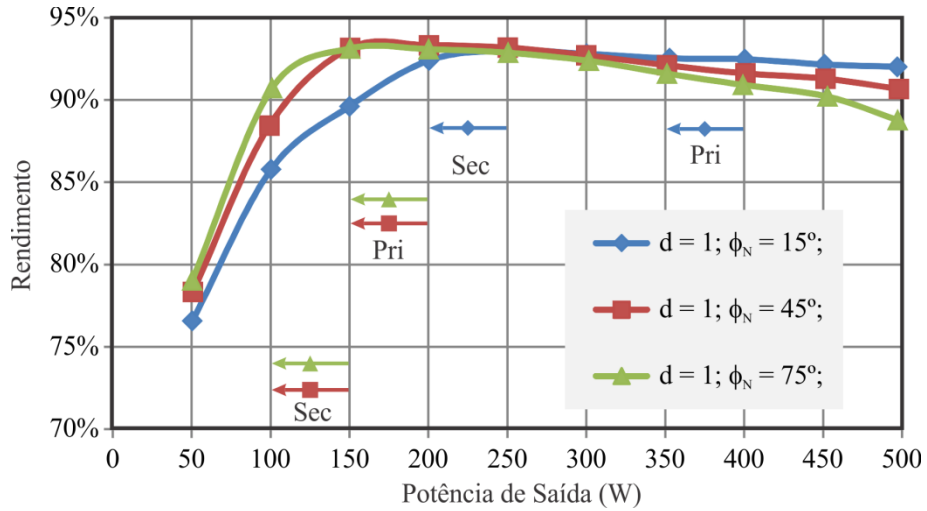
Figura 83 – Comparação entre as curvas de rendimento para diferentes tempos mortos e  $\phi_N = 75^\circ$

Os resultados das curvas de rendimento da Figura 55 do capítulo anterior são mostradas novamente na Figura 84, porém os pontos de perda de ZVS do primário e do secundário foram adicionados de forma a tentar identificar os motivos para a redução drástica de rendimento. Cabe salientar que estes resultados são realizados com  $t_m = 1,75 \mu s$ .

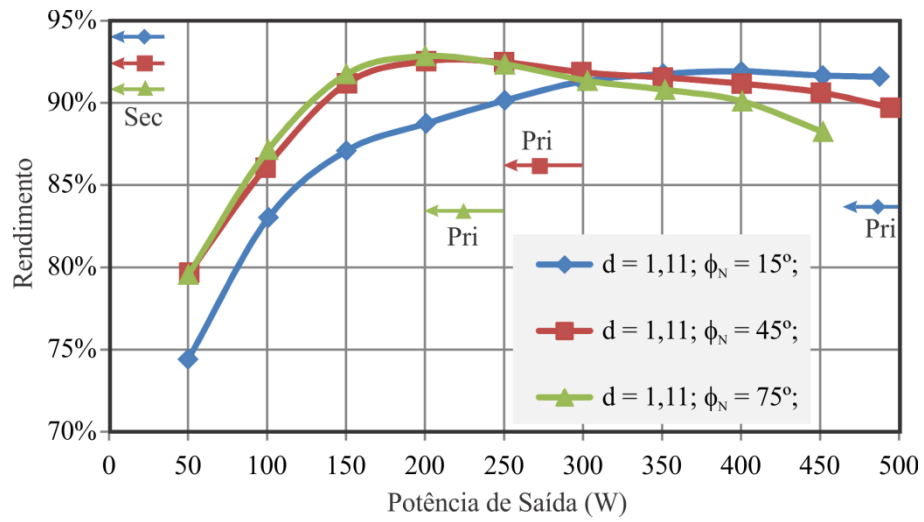
Para a condição de  $d = 1$  (Figura 84a), tem-se que o rendimento tem a sua queda acentuada quando o ZVS do secundário ocorre.

Já para  $d = 1,11$  (Figura 84b), somente há perda de ZVS no primário. A perda de ZVS no primário não causa uma queda brusca no rendimento, pois mesmo sem ZVS o conversor comuta de forma suave, ou seja, há tensão durante a comutação, mas esta apresenta uma amplitude menor que a tensão de barramento.

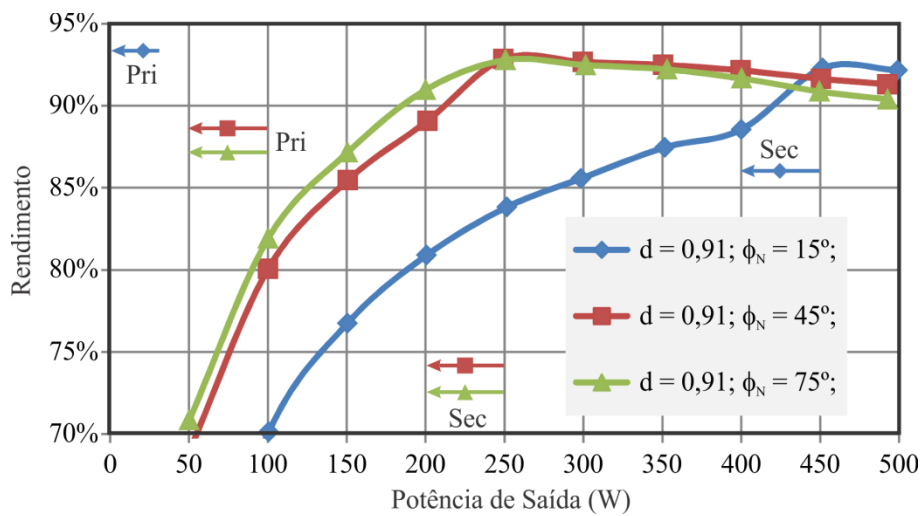
A Figura 85 mostra a sequência das aquisições da tensão entre coletor e emissor e o comando de um interruptor do primário. Na parte “a” da figura, o conversor está com 300 W de potência de saída e opera com ZVS. Já a parte b e c, mostram a perda de ZVS para as potências de 250 W e 200 W, respectivamente. Esta figura mostra que o conversor opera com comutação suave, mas não ZVS. Por isso o rendimento do conversor não tem uma queda acentuada, conforme mostra a Figura 84b.



a.

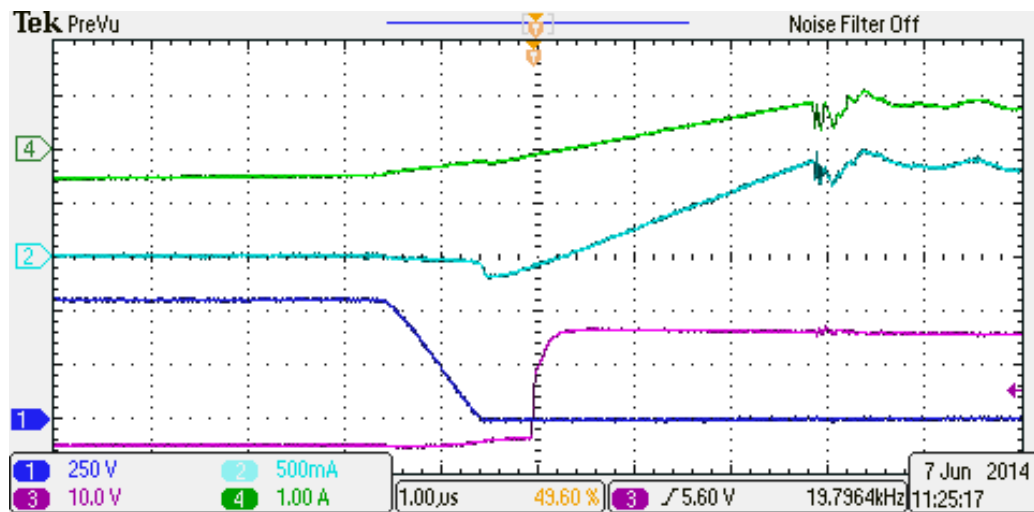


b.

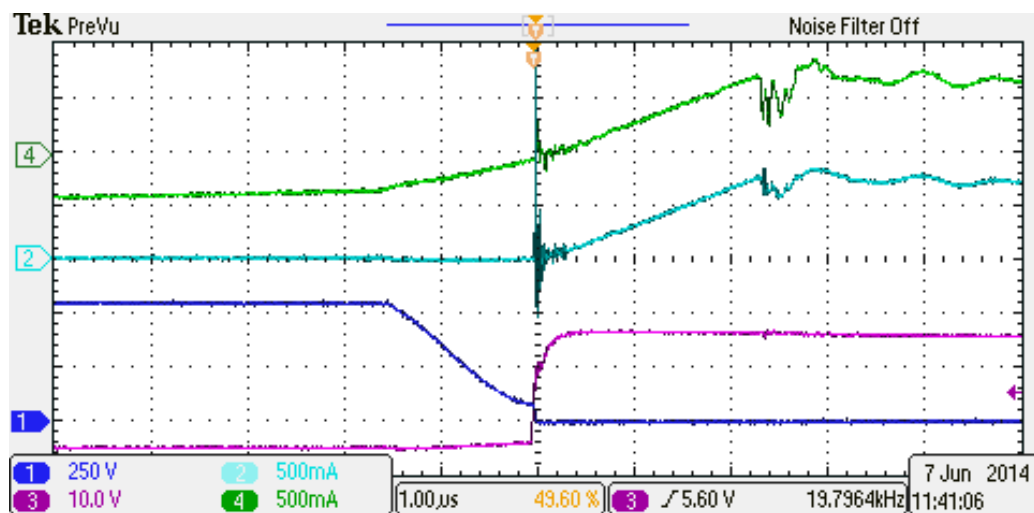


c.

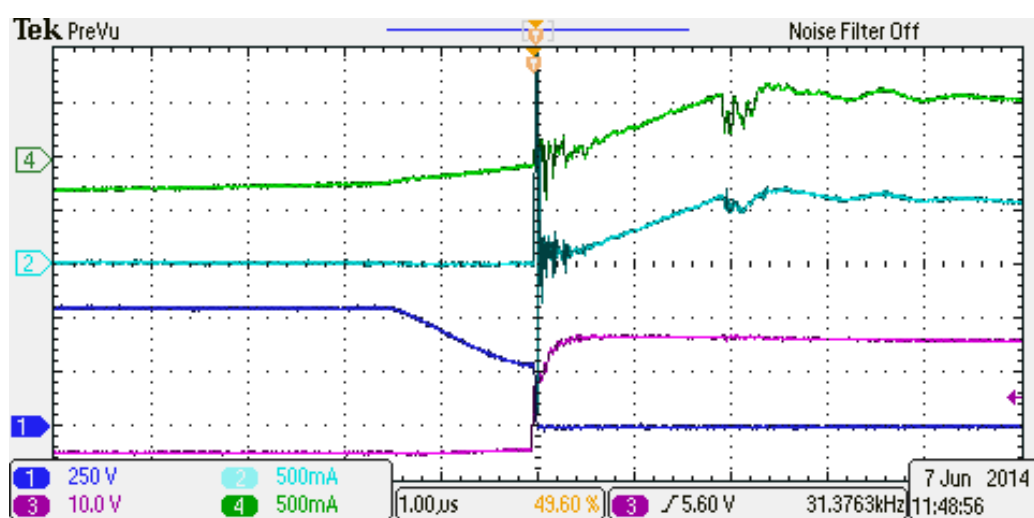
Figura 84 – Rendimento considerando a relação  $d$  fixa e variações no ângulo nominal de projeto e pontos de perda de ZVS do primário e secundário. a.  $d = 1$ ; b.  $d = 1,11$  e c.  $d = 0,91$



a.



b.



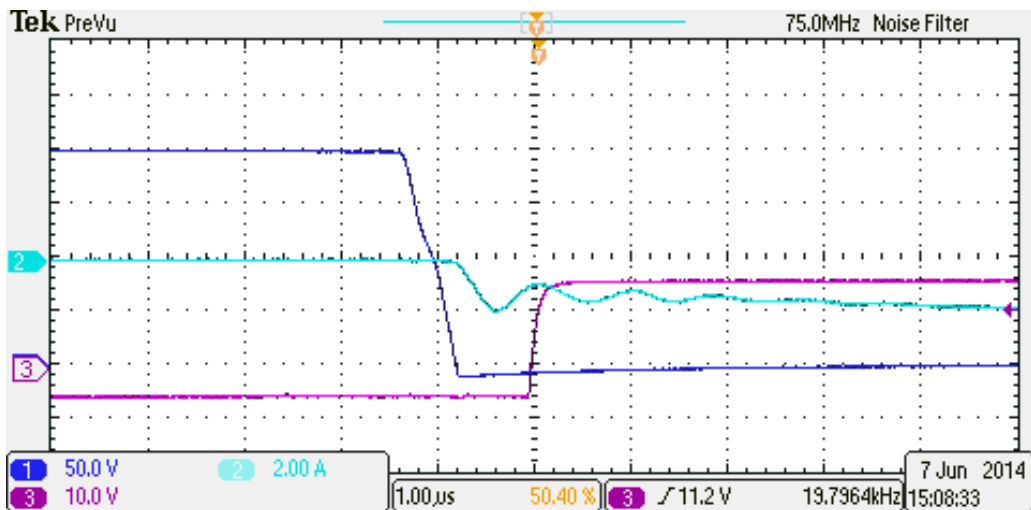
c.

Figura 85 – Entrada em Condução de um interruptor do primário para  $d = 1,11$ ,  $\phi = 45^\circ$ . Tensão entre coletor e emissor (ch1 – 50 V/div), tensão de comando (ch3 – 10 V/div), corrente na chave (2 A/div). a.  $P_o = 300$  W (com ZVS); b.  $P_o = 250$  W (sem ZVS); c.  $P_o = 200$  W (sem ZVS); Escala de Tempo: 1  $\mu$ s/div

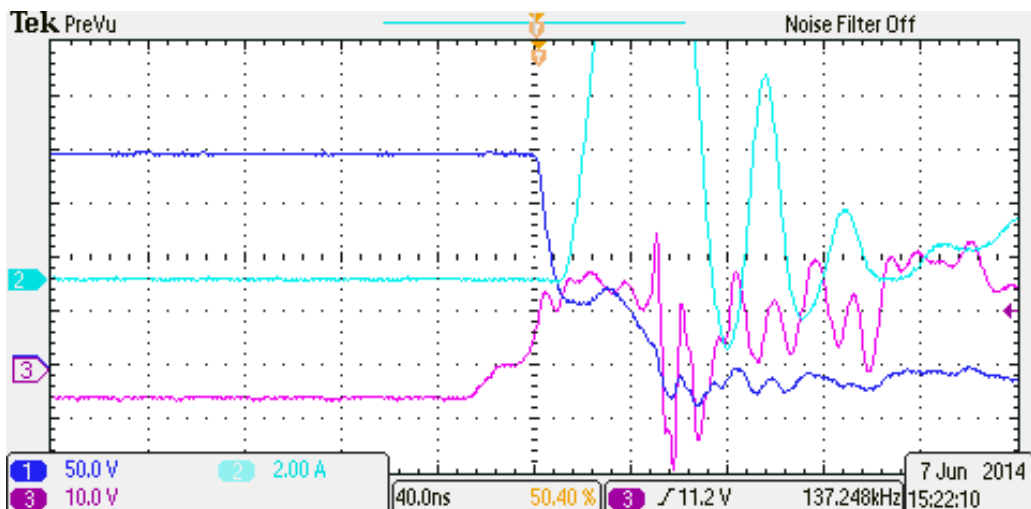


A Figura 84c mostra que para  $d = 0,91$  a perda de ZVS do secundário é a causa da redução de rendimento. Diferentemente do primário, quando o secundário perde o ZVS, a faixa de operação com comutação suave é muito pequena, portanto logo após a perda de ZVS o secundário começa operar com comutação forçada (“*hard switching*”).

Isto é exemplificado na Figura 86, onde é demonstrada a diferença das formas de onda entre duas medidas de potência. Na Figura 86a o conversor opera com 450 W e o interruptor comuta com zero de tensão. Já na operação com 400 W (Figura 86b), o interruptor do secundário comuta com toda a tensão do barramento de saída, caracterizando assim a comutação forçada.



a.



b.

Figura 86 – Entrada de Condução de um interruptor do secundário para  $d = 0,91$ ,  $\phi = 15^\circ$ . Tensão entre coletor e emissor (ch1 – 50 V/div), tensão de comando (ch3 – 10 V/div), corrente na chave (2 A/div). a.  $P_o = 450$  W (com ZVS), Escala de tempo = 1  $\mu$ s/div; b.  $P_o = 400$  W (sem ZVS); Escala de tempo = 40 ns/div

O conversor perde completamente a comutação suave se for considerada a análise convencional presente na Figura 75. Nesta figura, nota-se que para  $d = 1,11$ , as perdas de ZVS para  $\phi_N = 15^\circ$ ,  $\phi_N = 45^\circ$  e  $\phi_N = 75^\circ$  ocorrem em 60%, 25% e 20%, respectivamente. Observando a Figura 84b, tem-se que as curvas de rendimento têm uma queda mais acentuada em 70% da potência nominal para  $\phi_N = 15^\circ$  e em 30% para  $\phi_N = 45^\circ$  e  $\phi_N = 75^\circ$ . Ou seja, apesar do conversor estar operando sem ZVS para maiores potências, a queda de rendimento mais expressiva ocorre quando a operação está em comutação forçada.

## 5.5 Conclusão

A operação com ZVS na entrada em condução de todos os interruptores é uma característica intrínseca a modulação por defasagem angular, e faz o conversor DAB ser considerado um dos principais conversores para aplicações que requisitam bidirecionalidade, isolamento e elevada densidade de potência.

A análise convencional considera a operação do conversor de forma ideal. Esta consideração pode ser válida para determinadas aplicações e configurações de projeto. No caso da aplicação em transformadores de estado sólido, estes terão diversos módulos que dividirão a tensão de entrada e potência. A divisão de tensão será tal que interruptores comerciais possam ser utilizados.

A utilização de interruptores de elevada tensão, que possuem elevadas capacitâncias, aliado à baixa corrente devido a elevada tensão e a divisão de potência entre os módulos, traz a necessidade da consideração da capacitância dos interruptores na análise de ZVS do conversor DAB.

Este capítulo mostrou a análise convencional e propôs uma nova análise, que considera a capacitância dos interruptores e o tempo morto, para a determinação do ponto de perda de ZVS dos interruptores do primário e do secundário.

Os resultados experimentais confirmaram a análise teórica apresentada e demonstraram a importância da operação com ZVS no rendimento da estrutura.

## 6 MODULAÇÕES EM BAIXA FREQUÊNCIA (*BURST MODE*)

A operação em modo *burst* é uma modulação em baixa frequência, onde o conversor altera entre o estado ligado e desligado. Esta técnica é normalmente utilizada em condições de baixa carga onde os conversores estáticos possuem reduzida eficiência (JANG; JOVANOVIC, 2010). O principal problema desta técnica é a ondulação em baixa frequência de tensão causada pela operação do modo *burst*.

O conversor DAB operando com modulação por defasagem angular necessita de capacitores projetados na ordem da frequência de comutação ( $f_s$ ). Entretanto, aplicações onde o conversor DAB é conectado à rede elétrica, ou em um estágio intermediário de uma estrutura modular conectada na rede, como a mostrada na Figura 18, os capacitores de barramento devem ser dimensionados para filtrar ondulações em baixa frequência (100 Hz ou 120 Hz) (EVERTS *et al.*, 2014; FAN; LI, 2011; KHERALUWALA, M. H.; DE DONCKER, 1993; QIN, H.; KIMBALL, 2014; SHE, X.; HUANG; NI, 2014; TAN; ABE; AKAGI, 2012; WEISE *et al.*, 2014).

Este capítulo destina-se a propor uma nova técnica de otimização do rendimento do conversor DAD em condições de carga reduzida, a qual é obtida através da modulação em baixa frequência aplicada ao conversor DAB. Técnicas de entrada e saída suave dos estados ligado e desligado são apresentadas, de modo a evitar picos de corrente e ressonâncias na operação em modo *burst*. Além disso, a ondulação dos capacitores durante a operação com estas modulações é avaliada de modo que a operação em modo *burst* não resulte em uma ondulação de tensão nos barramento superior à da condição nominal.

Resultados de simulação e experimentais são mostrados ao longo do capítulo para comprovar as análises propostas.

### 6.1 Princípios de Operação

Conforme observado nos resultados apresentados nos capítulos anteriores, o rendimento do conversor DAB se mantém, de maneira geral, com valores elevados até o ponto de perda de ZVS na comutação das chaves. Deste modo, a utilização da modulação proposta se dá de forma híbrida, ou seja, o conversor deverá operar com a modulação por

defasagem angular até que a potência de saída seja menor do que a potência do modo *burst* ( $P_{bm}$ ). A partir do momento que  $P_o < P_{bm}$  a modulação em baixa frequência é acionada.

Três diferentes tipos de modulações em baixa frequência são explorados neste trabalho, entretanto o princípio de funcionamento destas é similar. Quando o modo *burst* é acionado, o ângulo de defasagem é mantido constante em  $\phi_{bm}$ , o qual é o ângulo de operação na modulação convencional para a potência de  $P_{bm}$ . Portanto, a variável de controle deixa de ser o ângulo de defasagem ( $\phi$ ) e passa a ser o tempo entre o estado ligado e desligado ( $D_{bm}$ ).

O estado ligado transfere a potência do sentido desejado, ou seja, caso se deseje transferência direta, a potência será do primário para o secundário. No estado desligado, o conversor não transfere potência, ou então opera com transferência reversa de potência.

As simulações apresentadas a seguir utilizam o controle por histerese, onde a frequência de operação é variável. Já os resultados experimentais foram realizados com frequência fixa ( $f_{bm}$ ) de 19,8 Hz, onde esta foi escolhida de modo a reduzir a operação com ruído audível.

## 6.2 Modulações do tipo *Burst* Aplicadas ao Conversor DAB

As modulações em baixa frequência do tipo *burst* estão divididas em três opções neste estudo. Estas serão exploradas nas próximas seções e resultados de simulação exemplificam o funcionamento destas modulações.

### 6.2.1 Modo *Hopping* (KHERALUWALA, M. N. *et al.*, 1992)

Este método consiste na utilização da característica bidirecional do conversor DAB para empregar o conversor ora com fluxo direto e ora com fluxo de potência reverso. Neste modo quando a modulação está no estado ligado há transferência de potência direta e quando o estado for desligado há transferência de potência com fluxo reverso.

A razão cíclica de trabalho, que relaciona o estado ligado e desligado, controla a potência média de saída. A potência no estado ligado pode ser diferente da operação no estado desligado, entretanto é usual a utilização da mesma potência. Esta deverá ser escolhida em um ponto de elevada eficiência.

A transferência de potência quando esta modulação estiver acionada é dada por (57). O gráfico da transferência da potência de saída normalizada pela potência  $P_{bm}$  e em função da razão cíclica de operação ( $D_{bm}$ ) é mostrado na Figura 87.

$$P_o = (2D_{bm} - 1)P_{bm} \quad (57)$$

Onde,  $D_{bm}$  é a razão cíclica de trabalho do estado ligado em relação ao período total da modulação de baixa frequência ( $T_{bm} = 1/f_{bm}$ ).

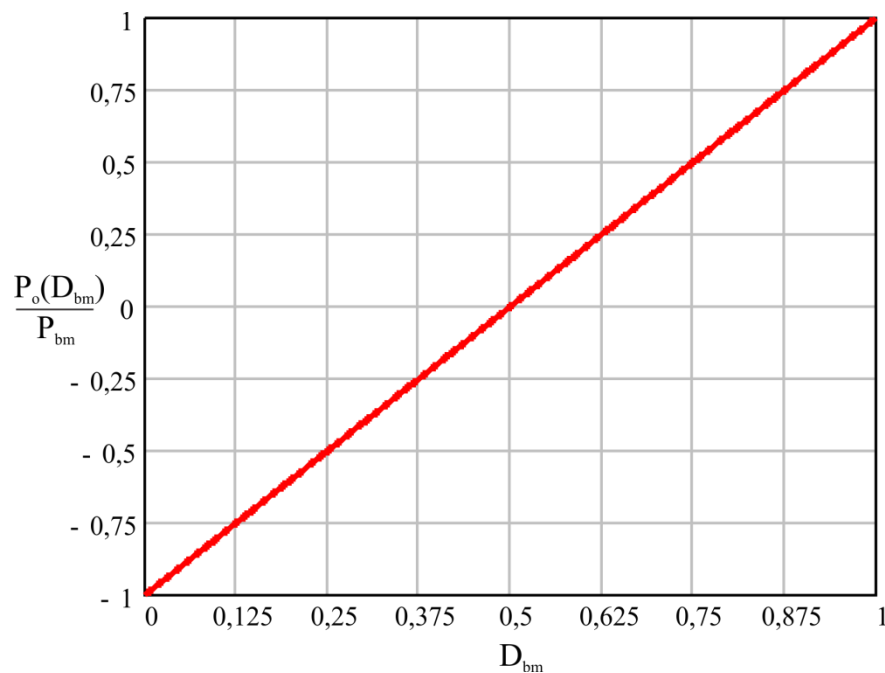


Figura 87 – Gráfico da transferência de potência normalizada para o Modo *Hopping*

### 6.2.2 Modo *Burst* de Dois níveis

Assim como no modo *hopping*, a operação no modo *burst* com dois níveis consiste em alternar a operação do conversor entre os estados: ligado e desligado. Entretanto, para este modo, quando o estado está ligado o conversor opera com o ângulo de defasagem  $\phi_{bm}$ , ou seja,  $\phi = \phi_{bm}$ . E quando a operação *burst* está no estado desligado, o ângulo de operação é nulo ( $\phi = 0$ ).

A transferência de potência para este modo de operação é dada abaixo.

$$P_o = D_{bm} P_{bm} \quad (58)$$

O gráfico da transferência de potência para este modo de operação é mostrado na Figura 88. Nota-se que diferentemente do gráfico anterior, este não contempla a operação com potência reversa. Ou seja, quando desejar-se a transferência de potência reversa, deve-se substituir o ângulo de defasagem para o valor negativo de  $\phi_{bm}$ .

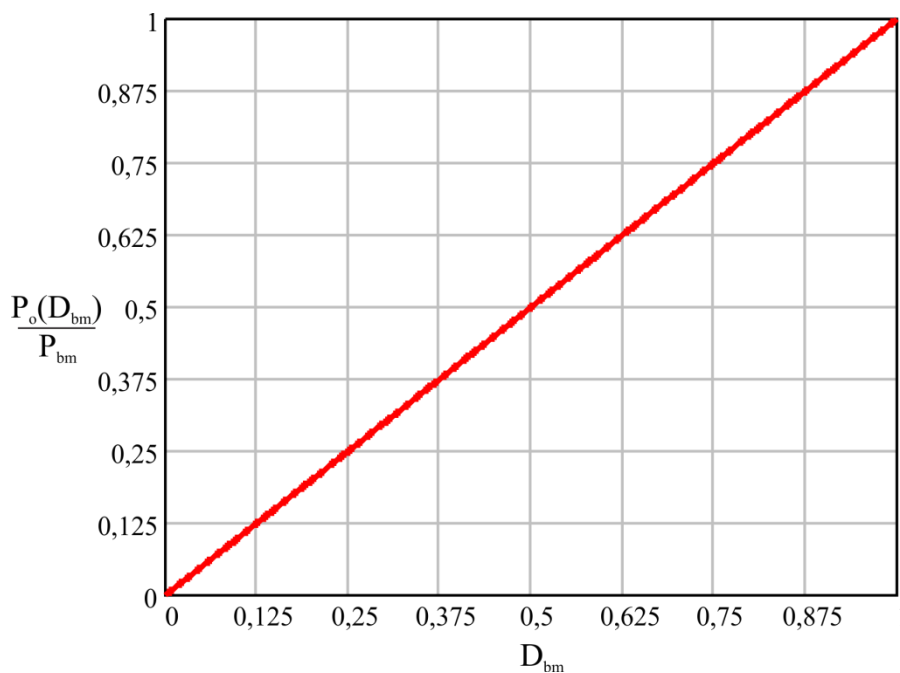


Figura 88 – Gráfico da transferência de potência para o Modo *Burst* de dois e três níveis

### 6.2.3 Modo *Burst* de Três níveis

O modo *burst* de dois níveis utiliza somente dois níveis de tensão resultantes das pontes completas de interruptores do primário e do secundário. O modo *burst* de três níveis é muito similar ao anterior, mas utiliza uma modulação modificada de três níveis para garantir zero de tensão no primário e no secundário do transformador.

No estado ligado o conversor opera com  $\phi = \phi_{bm}$ , igual as duas modulações já apresentadas. No estado desligado as chaves inferiores ( $S_{x3}$  e  $S_{x4}$ ) ou superiores ( $S_{x1}$  e  $S_{x2}$ ), das pontes do primário e secundário, são colocadas em condução, resultando em zero de tensão nos dois lados do transformador.

A equação da transferência de potência é igual à apresentada na modulação anterior.

### 6.3 Simulações das Modulações de Baixa Frequência

De modo a exemplificar a operação em cada uma das modulações enunciadas, simulações foram realizadas no programa Psim®. Os parâmetros de simulação, que são iguais para todas as modulações, estão expostos na Tabela 6. O circuito simulado é mostrado na Figura 89.

Tabela 6 – Parâmetros das simulações realizadas para as modulações de baixa frequência

| Descrição  | Símbolo              | Valor       |
|--|----------------------|-------------|
| Tensão de pico de entrada                        | $V_s$                | 620 V       |
| Tensão de barramento do primário                 | $V_i$                | 600 V       |
| Tensão de barramento do secundário               | $V_o$                | 200 V       |
| Potência Nominal                                 | $P_o$                | 500 W       |
| Potência Simulada                                | $P_c$                | 125 W       |
| Frequência de comutação                          | $f_s$                | 19,8 kHz    |
| Relação de transformação de projeto              | $d$                  | 1           |
| Relação de espiras entre o secundário e primário | $N_s$                | 0,334       |
| Ângulo nominal projetado                         | $\phi_N$             | 45°         |
| Ângulos de operação no modo <i>burst</i>         | $Ang\_BM, \phi_{bm}$ | 20°         |
| Potência de ativação dos modos <i>burst</i>      | $P_{bm}$             | 250 W       |
| Indutância auxiliar                              | $L_d$                | 3,1 mH      |
| Capacitância do primário                         | $C_i$                | 150 $\mu$ F |
| Capacitância do secundário                       | $C_o$                | 470 $\mu$ F |
| Passo de tempo da simulação                      | $T_{step}$           | 100 ns      |

As simulações utilizam o mesmo circuito de potência, sendo somente modificada a parte de comando dos interruptores. As partes tracejadas da Figura 89 correspondem aos circuitos responsáveis pelos sinais de comando das modulações. Utilizou-se o bloco DLL (do

inglês, *Dynamic-Link Library*), que utiliza uma programação em linguagem C para cada tipo de modulação.

Todas as modulações testadas utilizam um controle por histerese, na qual a faixa de histerese foi setada em 20% para mais e para menos. Ou seja, caso a tensão de saída seja superior a 220 V, a modulação entra em modo desligado. Quando a tensão de saída for menor do que 180 V, a modulação entra no modo ligado.

O que diferencia as três modulações é a operação no estado desligado. Para o modo *hopping*, o estado desligado opera com fluxo de potência reverso, ou seja,  $\phi = -\phi_{bm}$ . Já o modo *burst* de dois níveis funciona com o ângulo de defasagem nulo ( $\phi = 0^\circ$ ). E o *burst* de três níveis aciona os interruptores inferiores dos braços, de modo a garantir tensão nula nos dois lados do transformador.

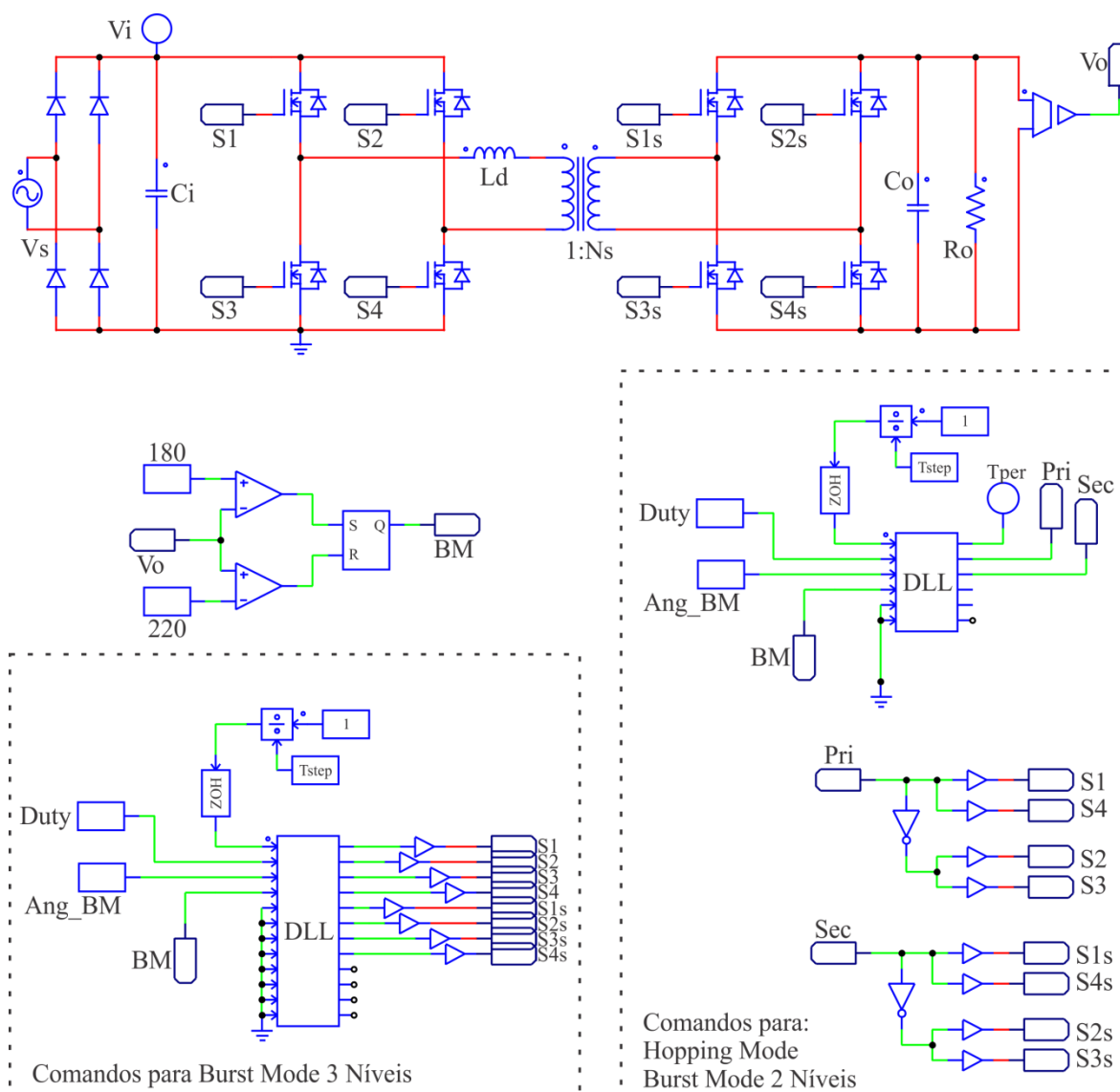


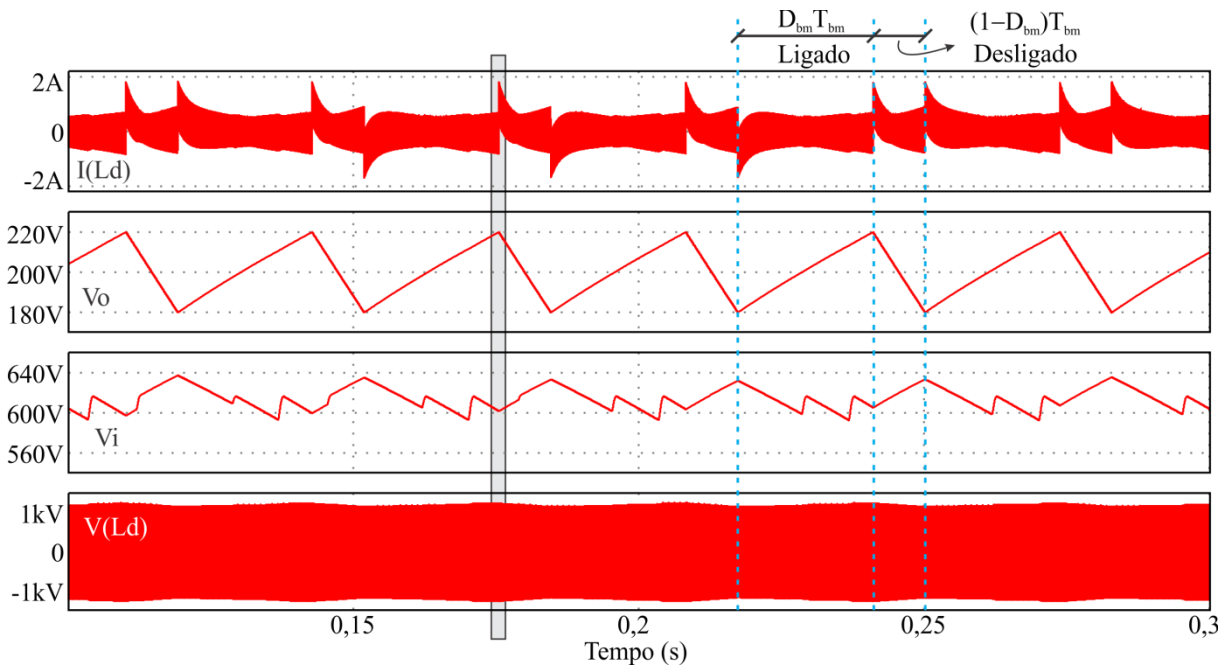
Figura 89 – Circuito simulado para as modulações em baixa frequência



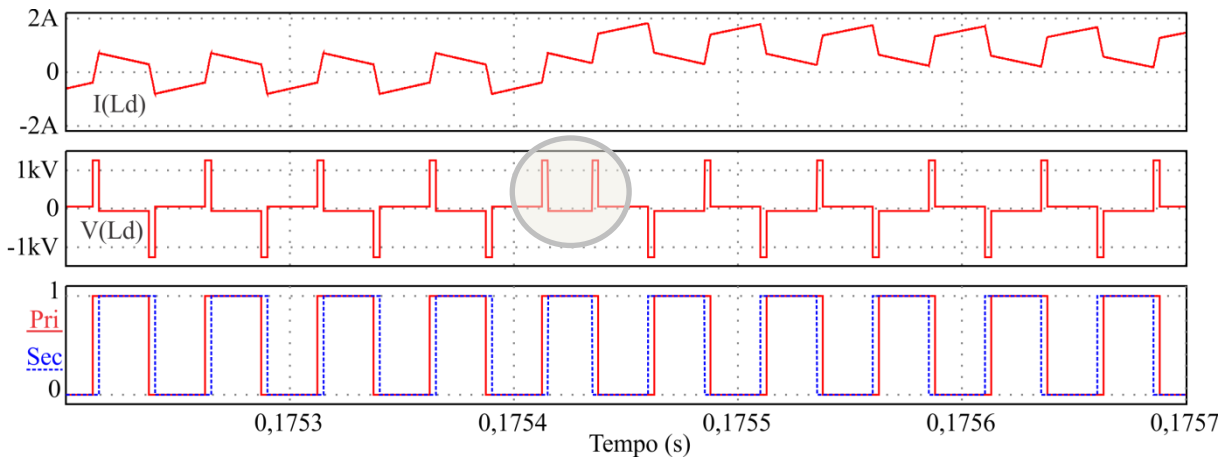
### 6.3.1 Resultados de Simulação para o Modo *Hopping*

Os resultados da simulação referentes à tensão e corrente na indutância auxiliar, assim como as tensões de entrada e saída são mostrados na Figura 90. A ondulação da tensão de saída é proveniente da modulação em baixa frequência, enquanto a ondulação da tensão de entrada é proveniente tanto da retificação de entrada quanto da modulação em baixa frequência.

Picos de corrente na indutância auxiliar a cada mudança de estado da modulação podem ser observados nos resultados de simulação. A área sombreada da Figura 90a é mostrada em detalhes na Figura 90b.



a.



b.

Figura 90 – Resultados de Simulação do Modo *Hopping*: a. Tensões de entrada e saída e tensão e corrente em  $L_d$ . b. Sinais de Comando, Tensão e Corrente no indutor  $L_d$  em detalhes durante a desativação do modo *burst*

A Figura 90b mostra a troca do estado ligado para o desligado. Nota-se que antes da troca, o comando do primário está adiantado com relação ao secundário ( $\phi = \phi_{bm}$ ). Após a troca, o comando do primário fica atrasado em relação ao secundário ( $\phi = -\phi_{bm}$ ). O problema acontece no primeiro período de chaveamento após a troca de estado, pois a corrente na indutância auxiliar recebe duas derivadas positivas, acarretando em níveis de correntes superiores aos da operação normal.

Modificações na modulação foram realizadas de modo a garantir que a tensão na indutância auxiliar tenha zero de tensão nas trocas de estado. Os resultados dessa modificação são mostrados na Figura 91.

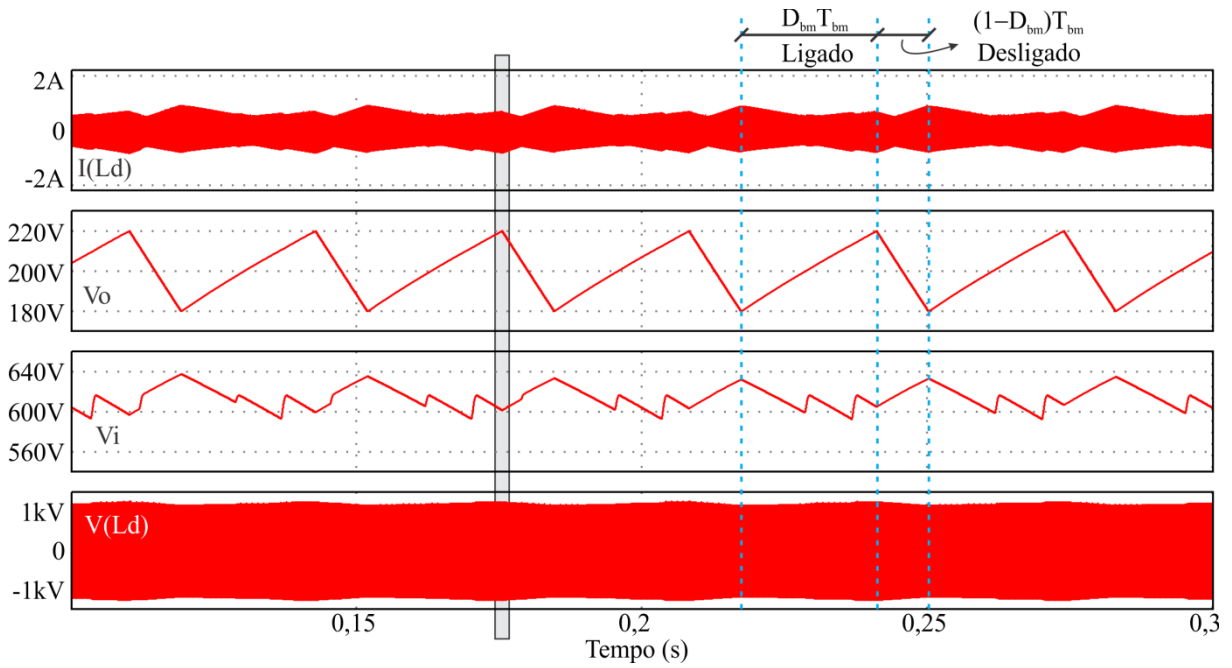
A Figura 91a mostra que os picos de corrente foram solucionados. Observando a Figura 91b, nota-se que a tensão na indutância e os sinais de comando são modificados durante a troca de estado, garantindo tensão próxima a zero durante a troca de estado e, portanto, não há picos de corrente acentuados na operação.

### 6.3.2 Resultados de Simulação para o Modo *Burst* de 2 Níveis

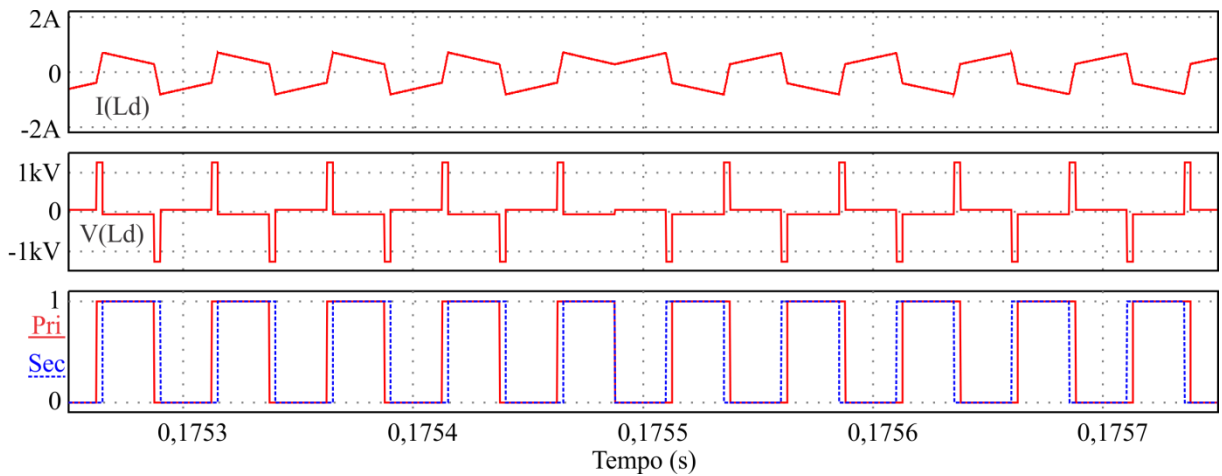
Os resultados de simulação da modulação *burst* de dois níveis são mostrados na Figura 92. As modificações necessárias para evitar os picos de corrente já foram aplicadas nesta simulação.

Quando o conversor fica no estado desligado, ou seja, com ângulo nulo, não deveria haver transferência de potência, assim como a corrente na indutância auxiliar  $L_d$  deveria ser nula.

Segundo (8), a potência transferida entre o primário e o secundário é diretamente proporcional ao ângulo de defasagem. E caso o ângulo seja nulo, a potência também deverá ser nula. Este é o princípio utilizado para o estado desligado desta modulação. Entretanto, esta condição somente será verdadeira se  $d = 1$  (XIE; SUN; FREUDENBERG, 2010). Caso contrário, haverá transferência de potência mesmo com  $\phi = 0^\circ$ . As variações em relação à  $d$  podem ser causadas por modificações de carga, ou por ondulações de baixa frequência provenientes da modulação utilizada.



a.



b.

Figura 91 – Resultados de Simulação do Modo *Hopping* com modificações: a. Tensões de entrada e saída, e tensão e corrente em  $L_d$ ; b. Sinais de comando, Tensão e Corrente de  $L_d$  em detalhes durante a desativação do modo *burst*

Uma diferença em relação à modulação anterior está na frequência da operação no modo *burst* ( $f_{bm}$ ). No modo *hopping* a frequência é maior, pois no estado desligado há transferência de potência, e com isso a descarga do capacitor de saída é maior.

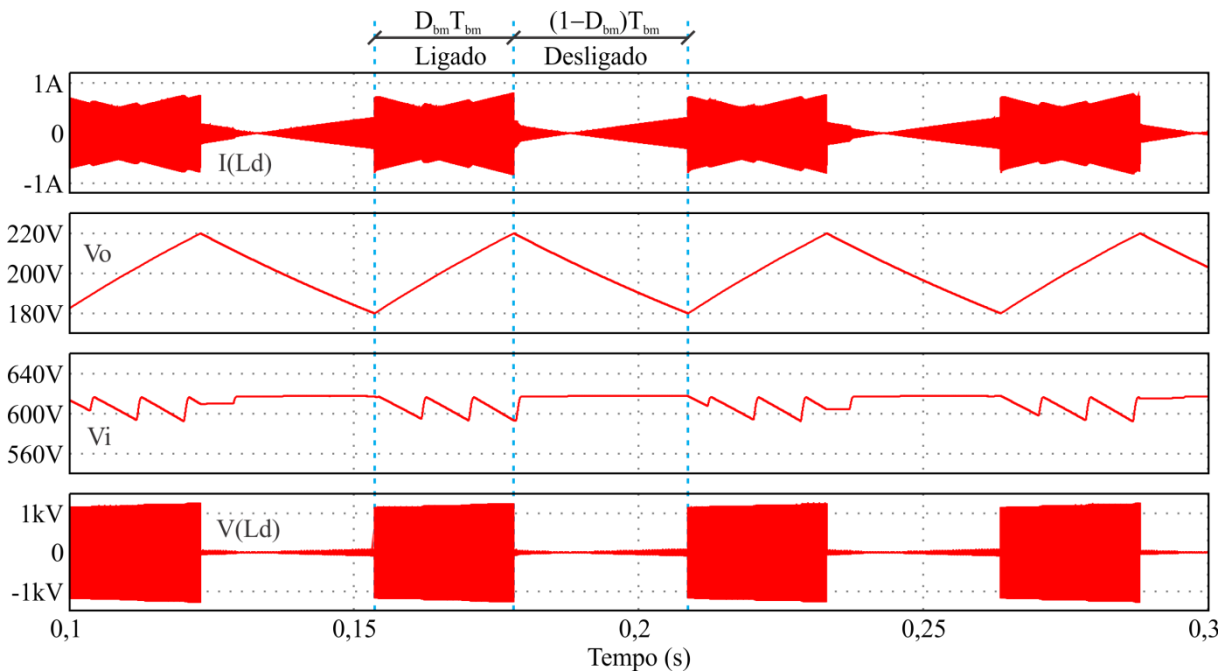


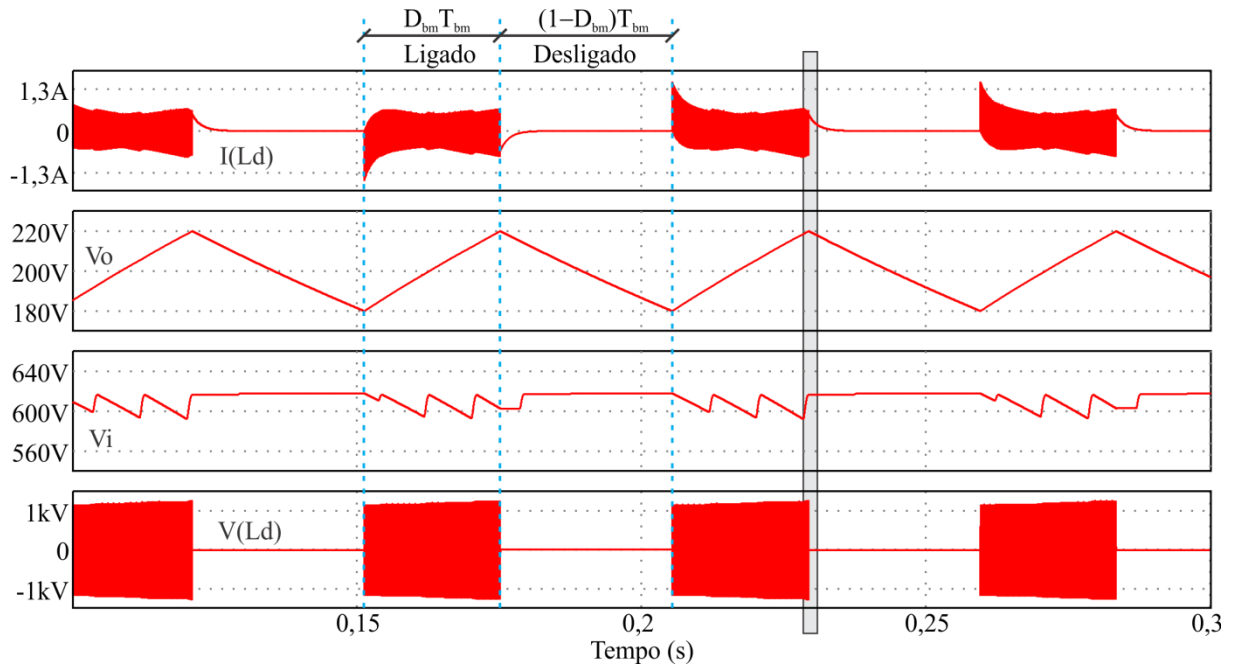
Figura 92 – Resultados de Simulação do Modo *Burst* de Dois Níveis: a. Tensões de entrada e saída e tensão e corrente em  $L_d$ ; b. Tensão e Corrente no indutor  $L_d$  em detalhes durante a desativação do modo *burst*

### 6.3.3 Resultados de Simulação para o Modo *Burst* de 3 Níveis

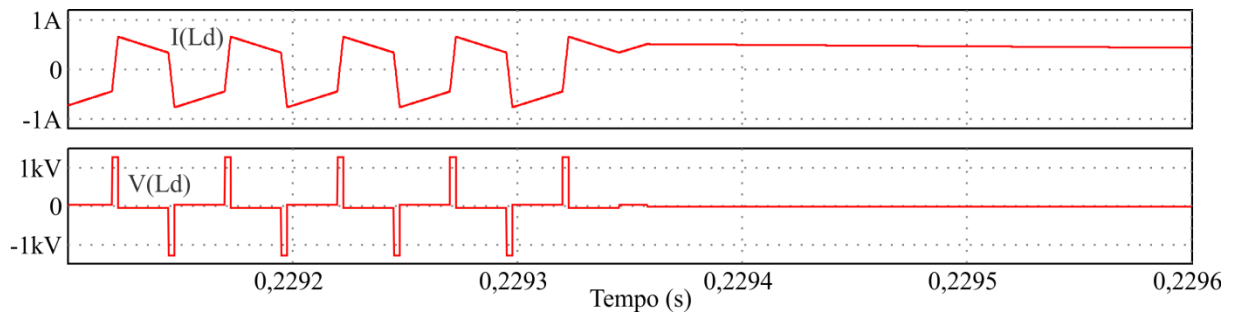
A Figura 93 mostra os resultados da simulação para a aplicação do modo *burst* de três níveis. Quando o conversor está no estado desligado a corrente na indutância auxiliar é zero, caracterizando assim transferência nula de energia entre o primário e o secundário, diferentemente da modulação anterior.

Entretanto, notam-se picos de corrente na troca de estado do desligado para o ligado. E a corrente ressona na troca do estado ligado para o desligado. Estes problemas são similares aos apresentados no modo *hopping*.

Assim como realizado no modo *hopping*, uma estratégia modificada de modulação deve ser realizada para evitar os picos e a ressonância na corrente da indutância auxiliar. A solução encontrada é a operação com metade da derivada de corrente nas trocas de estado. Para isso, deve-se aplicar metade da tensão nominal no indutor no primeiro e no último período comutação, ou aplicar a tensão nominal com metade do tempo referente ao ângulo  $\phi_{bm}$ .



a.



b.

Figura 93 – Resultados de Simulação do Modo *Burst* de Três Níveis: a. Tensões de entrada e saída e tensão e corrente em  $L_d$ ; b. Tensão e Corrente no indutor  $L_d$  em detalhes durante a desativação do modo *burst*

O detalhamento dos sinais de comando dessa modulação modificada é apresentado na Figura 94. No modo ligado, o conversor opera com dois níveis, onde nota-se que  $Sp_1$  e  $Sp_4$  são iguais e complementares a  $Sp_2$  e  $Sp_4$ . O mesmo ocorre com os sinais do secundário. Neste modo as etapas de operação são idênticas às mostradas na seção 3.4.

Quando o conversor entra no estado desligado, os sinais de comando não apresentam mais as relações da operação com dois níveis. A Figura 94 mostra os sinais de comando que garantem metade da derivada de corrente na indutância auxiliar. Isso faz com que os picos de corrente e a ressonância sejam reduzidos de forma significativa.

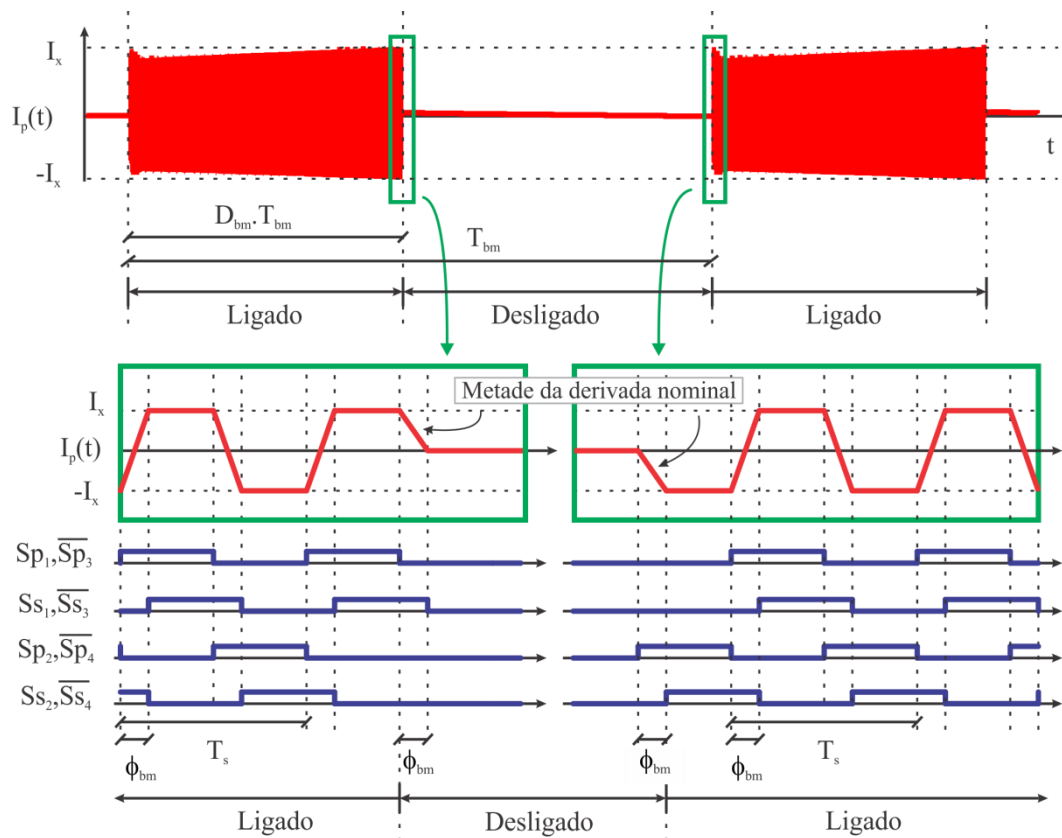


Figura 94 – Detalhes da modulação modificada para a operação no modo *burst* de três níveis

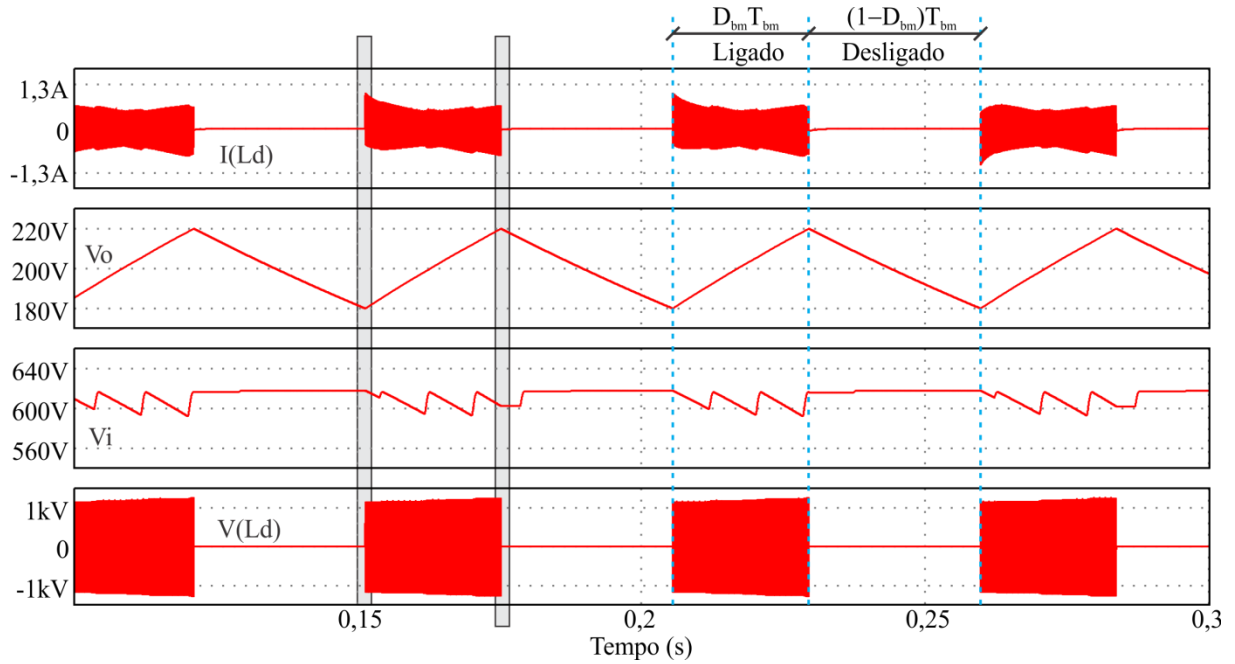
A Figura 95 mostra os resultados de simulação do modo *burst* de três níveis com a utilização da modulação modificada. A corrente na indutância auxiliar apresenta valores de correntes bem inferiores quando comparado com os resultados da Figura 93. Além disso, a corrente ressonante na saída do modo ligado é imperceptível.

Os detalhes da entrada e saída no modo ativo são apresentados na Figura 95b e Figura 95c, respectivamente.

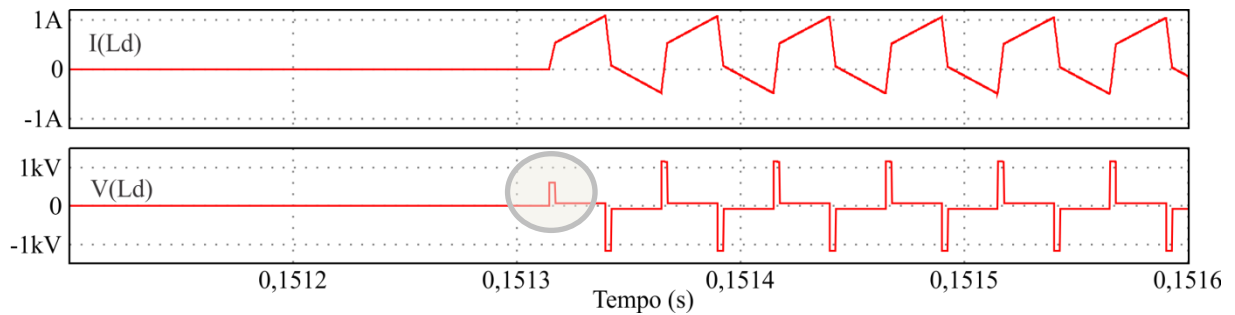
Conforme citado anteriormente, a técnica de troca suave entre os estados de operação das modulações em baixa frequência pode ser realizada de duas formas:

1) A primeira maneira utiliza o mesmo tempo de condução de  $\phi_{bm}$ , mas aplica somente metade da tensão na indutância auxiliar. Esta modulação é mostrada na entrada do modo ligado, e esta destacada na Figura 95b. Os sinais de comando da modulação apresentada na Figura 94 referem-se a esta operação.

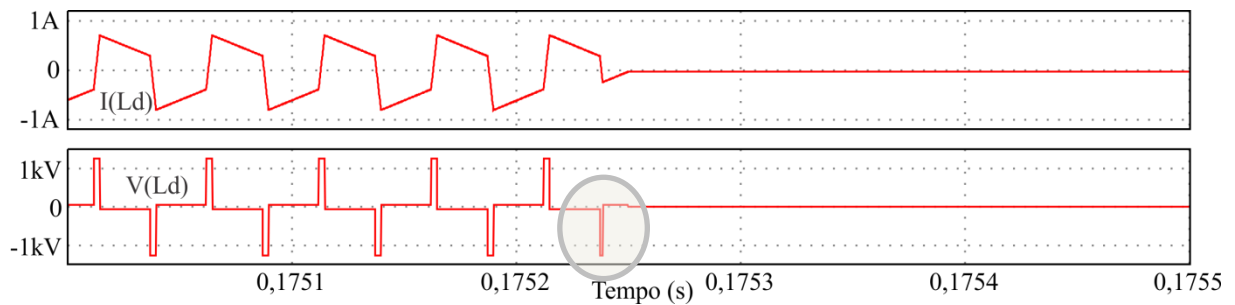
2) A aplicação da tensão nominal, mas com metade do ângulo  $\phi_{bm}$  é utilizada na troca do estado ligado para o desligado conforme esta destacado na Figura 95c.



a.



b.



c.

Figura 95 – Resultados de Simulação do Modo *Burst* de Três Níveis com modulação modificada: a. Tensões de entrada e saída e tensão e corrente em  $L_d$ . b. Tensão e Corrente no indutor  $L_d$  em detalhes durante a ativação do modo *burst*. c. Tensão e Corrente no indutor  $L_d$  em detalhes durante a desativação do modo *burst*

O modo *burst* com três níveis apresentou os melhores resultados de simulação, pois possui menor ondulação de tensão quando comparado ao modo *hopping* e não tem correntes circulantes durante o estado desligado como o modo *burst* de dois níveis.

Além disso, este modo apresenta menos comutações quando comparado às outras duas modulações, que continuam comutando os interruptores no estado desligado.

Conforme já citado anteriormente, o maior problema em relação à aplicação destas modulações é a ondulação de baixa frequência. As próximas seções mostram o cálculo dos capacitores de barramento considerando a ondulação de baixa frequência.

## 6.4 Projeto dos Capacitores de Barramento

O capítulo 2 mostrou que a estrutura mais utilizada em transformadores de estado sólido é a de três estágios. Estas estruturas topológicas utilizam três conversores (CA-CC, CC-CC e CC-CA) conectados em cascata. Este trabalho está considerando o conversor DAB como o responsável pelo estágio CC-CC intermediário.

Os capacitores de barramento ( $C_i$  e  $C_o$ ) estão ligados ao conversor DAB e a conversores conectados a tensões senoidais, conforme a simplificação mostrada na Figura 96. Independente da escolha dos conversores CA-CC e CC-CA, os barramentos terão ondulações no dobro da frequência da rede de alimentação ( $f_r$ ).

Esta seção visa mostrar o cálculo dos capacitores de barramento, considerando a ondulação de baixa frequência, proveniente dos estágios retificador e inversor. A ondulação resultante das modulações do tipo *burst* não é considerada nesta seção, sendo abordada na próxima seção.

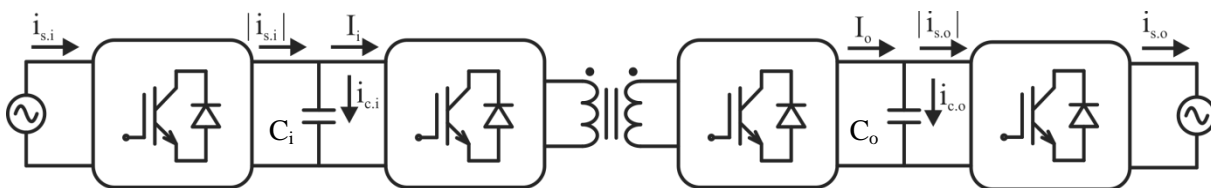


Figura 96 – Circuito equivalente simplificado para cálculo do capacitor de barramento

### 6.4.1 Projeto do Capacitor de Barramento

A corrente no capacitor de barramento de saída será a diferença entre o módulo da corrente de saída ( $|i_{s,o}(t)|$ ) e a corrente de saída do conversor DAB ( $I_o$ ). Como a corrente de



saída do conversor DAB terá uma frequência muito superior à frequência da corrente de saída para a fonte, considera-se somente o valor médio da corrente de saída do conversor DAB ( $I_o$ ).

As formas de ondas das correntes envolvidas no cálculo do capacitor de barramento de saída são exibidas na Figura 97, onde as áreas de carga e descarga da energia no capacitor deverão ser iguais de modo a manter a média da tensão no capacitor constante. Considerou-se a operação com fator de potência unitário para a corrente de saída.

Somente o capacitor de barramento de saída será calculado, entretanto o projeto para o capacitor de entrada é análogo ao apresentado, devendo somente ser substituídos os subscritos “o” por “i”.

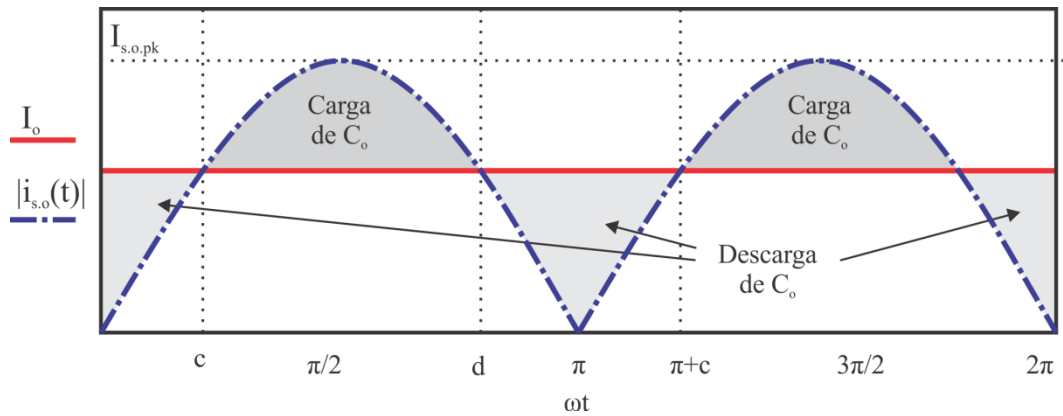


Figura 97 – Formas de onda das correntes envolvidas no cálculo do capacitor

As funções de corrente mostradas na Figura 97 são dadas por (59) e (60)

$$|i_{s.o}(\omega t)| = I_{s.o.pk} \text{sen}(\omega t) \quad (59)$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (60)$$

Onde,  $I_{s.o.pk}$  é a corrente de pico de saída.

O cálculo do capacitor levará em consideração os tempos de carga e descarga, que são dados pela intersecção das curvas mostradas nas linhas tracejadas  $c$  e  $d$  da Figura 97.

A equação da corrente no capacitor é dada por (61).

$$|i_{s.o}(\omega t)| - I_o = i_{c.o}(\omega t) = C_o \frac{dV_o(\omega t)}{d\omega t} \quad (61)$$

Logo, a capacitância  $C_o$  é calculada utilizando a diferença entre as médias das correntes durante a carga (de  $b$  até  $c$ ) e descarga (de  $c$  até  $\pi+b$ ) do capacitor, a variação percentual de tensão ( $\Delta V_{bn}\%$ ) estipulada pelo projetista e a duração do período de carga e descarga. Assumindo a simplificação que a tensão irá se carregar e descarregar de forma linear, tem-se que a capacitância será o maior valor entre (62) e (63).

$$C_o' = \frac{c-b}{2\pi f_r \Delta V_o \% V_o} \cdot \int_b^c \frac{i_{c.o}(\omega t)}{\pi} d\omega t \quad (62)$$

$$C_o'' = \frac{\pi+b-c}{2\pi f_r \Delta V_o \% V_o} \cdot \int_c^{\pi+b} -\frac{i_{c.o}(\omega t)}{\pi} d\omega t \quad (63)$$

O método demonstrado acima é o mais preciso, entretanto é usual a análise simplificada que utiliza a relação da energia do capacitor. Ou seja, a energia da descarga deve ser igual à energia de carga, e isso resulta em:

$$\frac{P_o}{2f_r} = C_o (V_{\max}^2 - V_{\min}^2) \quad (64)$$

Considerando que  $\Delta V_o = V_{\max} - V_{\min}$ , e  $V_o = (V_{\max} + V_{\min})/2$ , onde  $V_{\max}$  e  $V_{\min}$  são as tensões máximas e mínimas de projeto na condição de operação nominal, tem-se que:

$$C_o = \frac{P_o}{4f_r \Delta V_o V_o} \quad (65)$$

Portanto, para uma aplicação com maior precisão quanto ao projeto das capacitâncias de barramento, deve-se utilizar a análise que resulta em (62) e (63). A simplificação do projeto da capacitância de barramento apresentado em (65) é bastante utilizada e possui um nível de precisão aceitável.

Estes cálculos apresentados consideram a operação do conversor DAB na modulação convencional. A próxima seção demonstra o cálculo do capacitor considerando a operação no modo *burst*.

#### 6.4.2 Projeto Proposto para a Capacitância de Barramento considerando o Modo *Burst*

O cálculo do capacitor considerando ondulações em baixa frequência para a modulação convencional apresenta a variação da tensão de forma linear em relação à carga, conforme é observado em (65).

Esta seção demonstra o equacionamento da ondulação de tensão no capacitor de barramento para a operação com o modo *burst* de três níveis.

O circuito simplificado visto dos terminais de saída, na operação do conversor para a modulação proposta é apresentado na Figura 98. O interruptor  $S_{bm}$  representa os estados ligado e desligado da operação no modo *burst*.

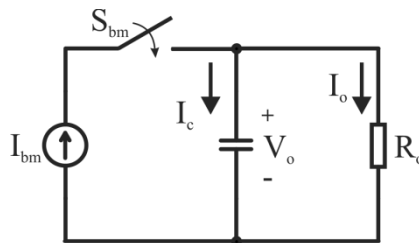


Figura 98 – Circuito simplificado para cálculo de variação de tensão

As formas de onda da tensão de saída e do comando do interruptor  $S_{bm}$  são mostradas na Figura 99.

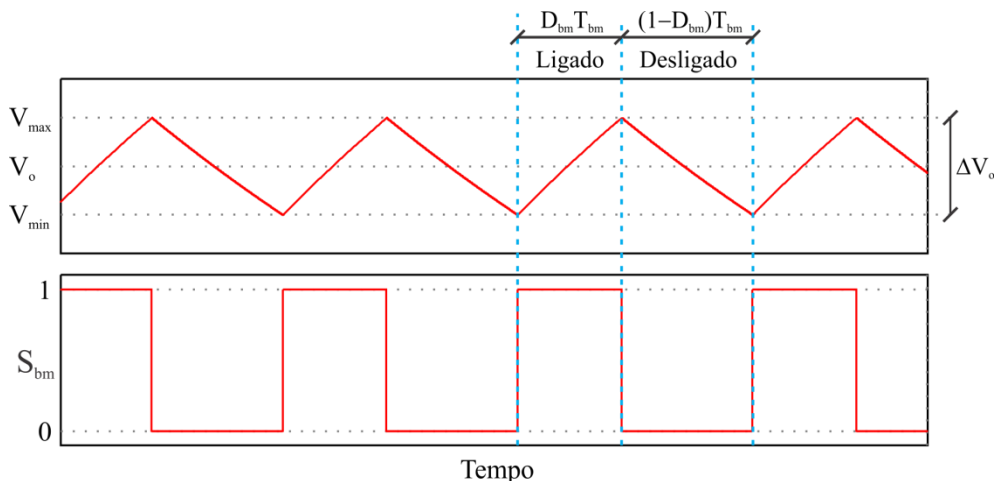


Figura 99 – Formas de onda referentes à operação com modo *burst*

Para o cálculo da variação de tensão no capacitor, considerou-se somente o intervalo da descarga do capacitor, ou seja, o estado desligado, o qual resulta em um circuito RC de primeira ordem.

Portanto, para  $D_{bm} \cdot T_{bm} < t < T_{bm}$ , tem-se que a tensão de saída será:

$$v_o(t) = V_{\max} e^{\frac{-t}{R_o C_o}}. \quad (66)$$

A tensão ao final do estado desligado é igual à tensão mínima e dada abaixo:

$$v((1 - D_{bm})T_{bm}) = V_{\min} = V_{\max} e^{\frac{-(1 - D_{bm})T_{bm}}{R_o C_o}}. \quad (67)$$

Considerando a simplificação que a tensão média de saída sempre estará na metade da diferença de tensão máxima e mínima, tem-se que:

$$\begin{aligned} V_{\min} &= V_o - \frac{\Delta V_o}{2} \\ V_{\max} &= V_o + \frac{\Delta V_o}{2} \end{aligned} \quad (68)$$

Substituindo (68) em (67), resulta:

$$\left( V_o - \frac{\Delta V_o}{2} \right) = \left( V_o + \frac{\Delta V_o}{2} \right) e^{\frac{-(1 - D_{bm})}{R_o C_o f_{bm}}}. \quad (69)$$

Neste ponto, a variável de interesse é a variação de tensão de saída ( $\Delta V_o$ ). Portanto, (69) pode ser reescrita como:

$$\Delta V_o(P_o) = \frac{2V_o - 2V_o e^{\frac{D_{bm}(P_o) - 1}{R_o(P_o)C_o f_{bm}}}}{1 + 2e^{\frac{D_{bm}(P_o) - 1}{R_o(P_o)C_o f_{bm}}}}. \quad (70)$$

Utilizando identidades trigonométricas, (70) é simplificada para:

$$\Delta V_o(P_o) = -2V_o \tanh\left(\frac{D_{bm}(P_o) - 1}{2R_o(P_o)C_o f_{bm}}\right) \quad (71)$$

Onde a razão cíclica do modo *burst* ( $D_{bm}$ ) em função da potência de saída é dada por:

$$D_{bm}(P_o) = \frac{P_o}{P_{bm}} \quad (72)$$

e, a carga ( $R_o$ ) em função da potência de saída é representada abaixo:

$$R_o(P_o) = \frac{V_o^2}{P_o}. \quad (73)$$

A Figura 100 mostra a representação gráfica de (70). Diferentemente do cálculo convencional da ondulação de tensão, onde a maior ondulação ocorre com a potência nominal e de forma linear para as demais potências, este equacionamento mostra que a ondulação de tensão proveniente da modulação de baixa frequência será máxima quando a potência de saída for metade da potência do modo *burst* ( $P_{bm}$ ).

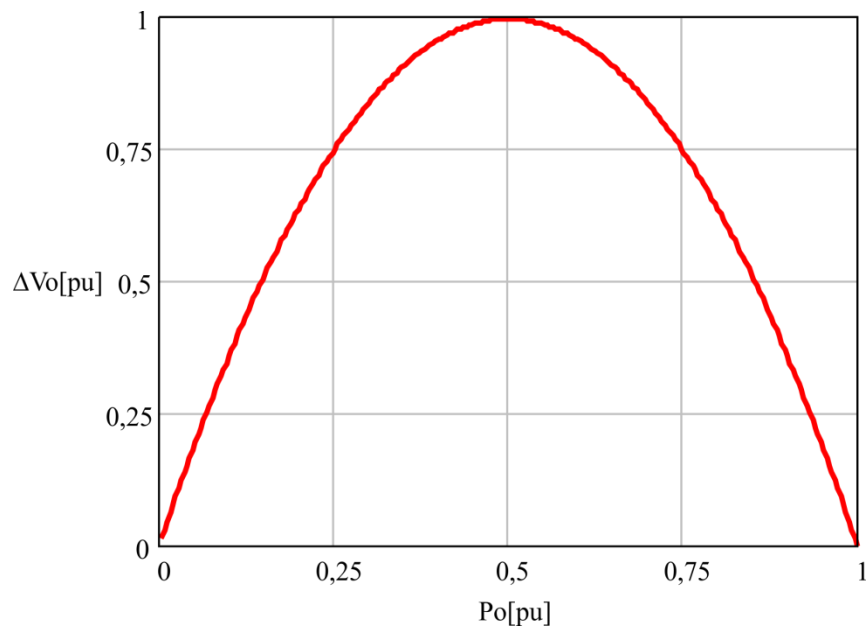


Figura 100 – Curva da ondulação da tensão de saída em função da potência de saída para o modo *burst*

### 6.4.3 Resultado Experimental para a Ondulação no modo *burst*

Para comprovar os valores de ondulação de tensão, a modulação *burst* foi aplicada ao protótipo descrito no capítulo 3, com as características de modulação apresentadas na Tabela 6. A única alteração foi o dimensionamento dos capacitores  $C_i$  e  $C_o$  que tiveram seus valores alterados para 470  $\mu\text{F}$  e 940  $\mu\text{F}$ , respectivamente.

Os resultados experimentais para a ondulação de saída, juntamente com os valores teóricos de (71), são mostrados na Figura 101.

Para realizar este experimento, os seguintes procedimentos foram realizados. O conversor foi ajustado para operar com 250 W, que é a potência  $P_{bm}$ , com a modulação por defasagem angular convencional. Neste ponto o ângulo de defasagem foi mantido constante ( $\phi = \phi_{bm}$ ) e somente a razão cíclica de operação ( $D_{bm}$ ) foi modificada para cada ponto de operação restante. A frequência do modo *burst* ( $f_{bm}$ ) foi configurada para ser fixa em um milésimo da frequência de comutação, ou seja, 19,8 Hz.

Os resultados experimentais validam a análise teórica apresentada.

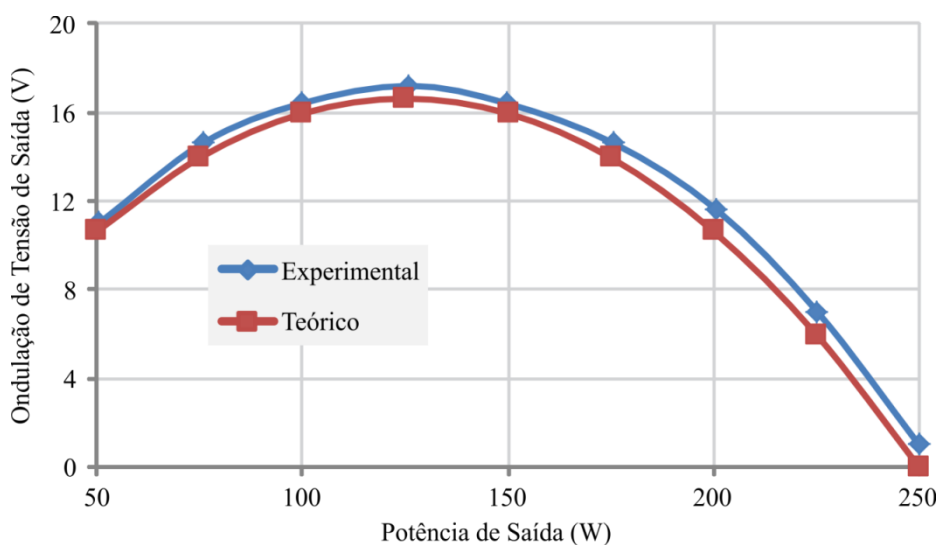


Figura 101 – Comparação entre o resultado teórico e prático para a Ondulação de tensão de saída na operação com o modo *burst*

## 6.5 Metodologia de Projeto para o Modo *Burst*

A metodologia de projeto para a operação do conversor DAB no modo *Burst* consiste em definir a potência de ativação deste modo ( $P_{bm}$ ) e a frequência de operação ( $f_{bm}$ ). Entretanto, conforme visto na seção anterior, dependendo da frequência escolhida, a ondulação de tensão pode ser superior à projetada e, portanto, deve ser considerada.

O controle do modo *burst* feito por histerese, como nas simulações apresentadas, garante uma ondulação fixa independente da carga, mas  $f_{bm}$  se torna variável. Isto pode ocasionar a operação em uma faixa de frequência audível ( $20 \text{ Hz} < f_{\text{audível}} < 20 \text{ kHz}$ ), o que pode ser um problema para aplicações em SSTs.

Considerou-se a operação do modo *burst* com modulação do tipo PWM (do inglês, *pulse width modulation*). Onde  $f_{bm}$  é fixa e o controle da potência de saída é realizado pela variação de  $D_{bm}$ . A escolha de  $f_{bm}$  deve considerar a ondulação causada por esta frequência na operação com  $D_{bm} = 0,5$ , na qual é o pior caso de operação, conforme mostrado anteriormente.

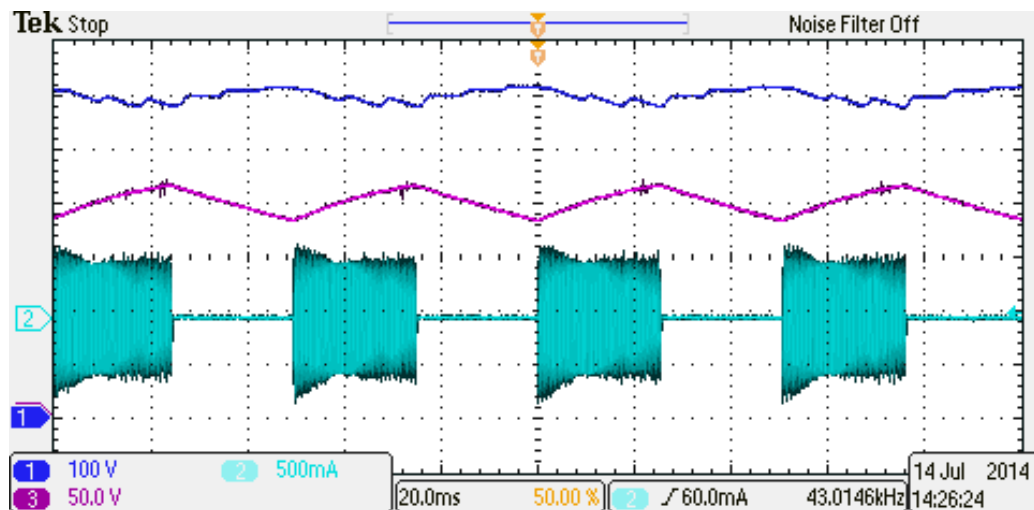
O projeto de  $P_{bm}$  deve considerar que haverá uma ondulação de tensão, ou seja, variação em  $d$ , na operação no modo *burst*. O que pode ocasionar a perda de ZVS, conforme mostrado no capítulo 5.

## 6.6 Resultados Experimentais

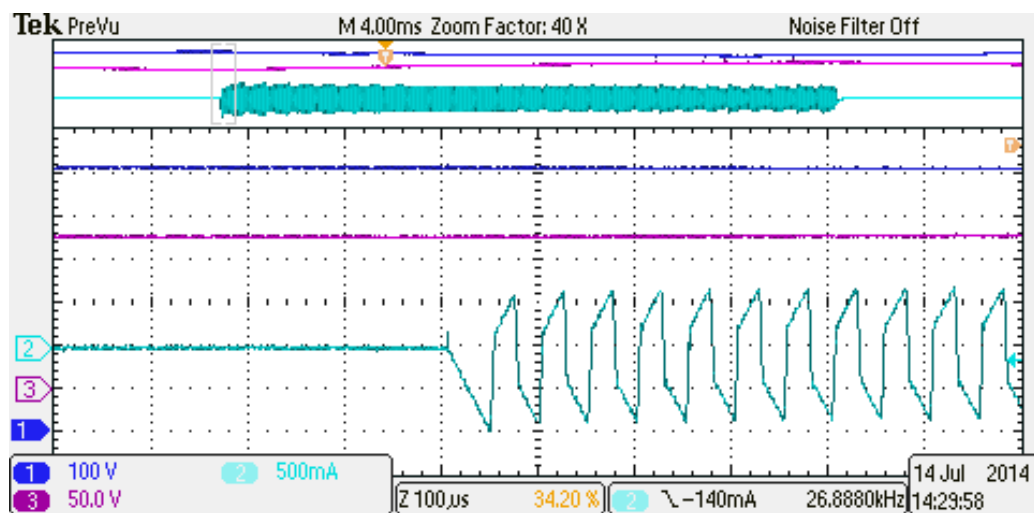
Os resultados experimentais foram realizados com os mesmos parâmetros descritos na Tabela 6. Realizou-se a ativação do modo *burst* em dois pontos de potência ( $P_{bm}$ ) diferentes: 250 W e 150 W.

Utilizou-se a modulação *burst* de três níveis com as técnicas modificadas, de modo a garantir a não ocorrência de picos de corrente.

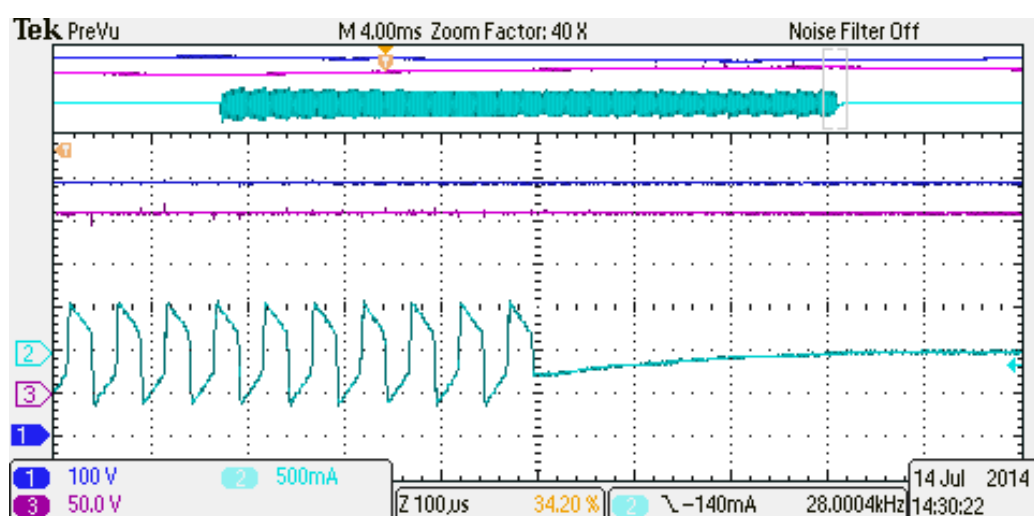
A Figura 102 mostra as formas de onda da corrente na indutância auxiliar para a operação com  $D_{bm} = 0,5$ . É destacado nesta figura, a troca de estados e a modulação modificada proposta.



a.



b.



c.

Figura 102 – Resultados Experimentais para  $P_o = 125 \text{ W}$  ( $D_{bm} = 0,5$ ); Tensão de entrada (ch1 – 100 V/div), tensão de saída (50V/div) e corrente na indutância auxiliar (ch2 – 500 mA/div); a. Escala de tempo: 20 ms/div; b. Detalhe no início do estado ligado, escala de tempo: 100  $\mu\text{s}$ /div; c. Detalhe no início do estado desligado; Escala de tempo: 100  $\mu\text{s}$ /div



Os rendimentos da estrutura, operando tanto para o fluxo de direto, quanto para o fluxo reverso são mostrados na Figura 103. Na operação com modulação convencional tem-se a redução da eficiência próximo a 150 W. Utilizando o modo *burst* o conversor mantém a eficiência acima dos 92% mesmo na operação com reduzidas cargas.

A Figura 104 mostra os resultados experimentais para a ondulação de tensão nos barramentos do conversor DAB. As medidas foram realizadas nos dois capacitores da estrutura. Os resultados mostrados nesta figura fazem referência a tensão no capacitor do primário ( $C_i$ ) para o fluxo direto de potência e do capacitor do secundário ( $C_o$ ) para o fluxo reverso.

Os capacitores de barramento foram projetados para uma ondulação de tensão de 5% no primário e de 15% no secundário. O projeto considerou (65), com  $f_r = 60$  Hz e  $P_o = 500$  W.

Neste caso específico, a modulação *burst* é ativada com frequência de aproximadamente 20 Hz, logo esta frequência é 6 vezes menor do que a projetada, e como a ondulação de tensão é inversamente proporcional a frequência de operação, a ondulação será 6 vezes maior do que a projetada para a mesma potência nominal.

Nota-se pela Figura 104 que não houve necessidade de sobre dimensionar os capacitores de barramento para a operação com a modulação *burst*. Isto porque a ondulação de tensão não ultrapassou o valor projetado de pico na potência nominal, pois o pico de ondulação para a modulação *burst* é próximo a potência referente a 1/6 da potência nominal.

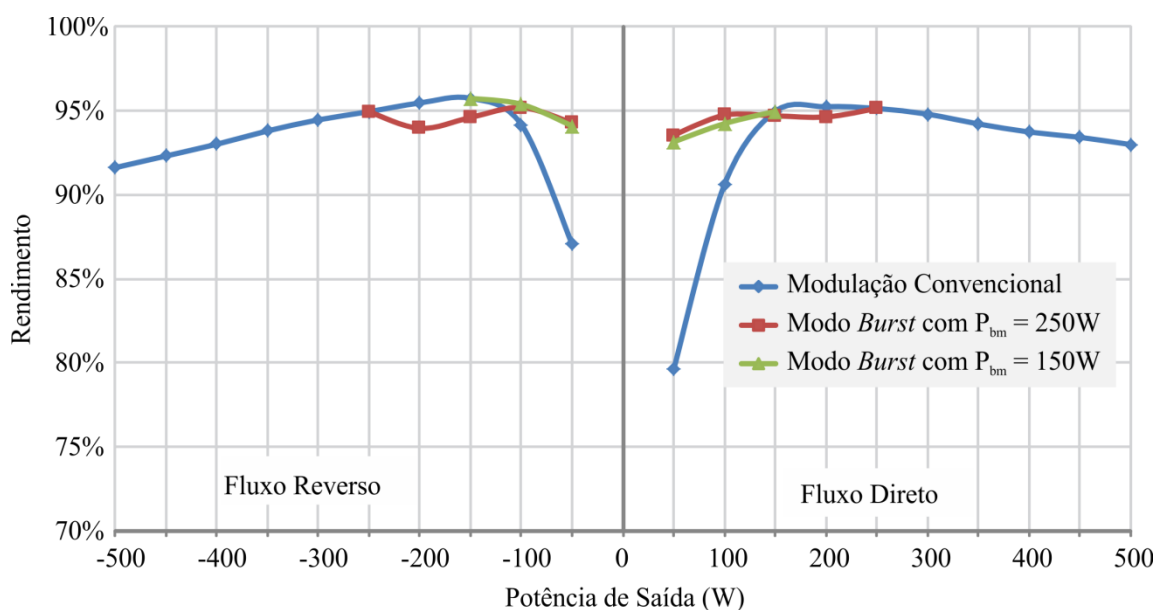


Figura 103 – Rendimentos do conversor operando com modulação convencional e no modo *burst*

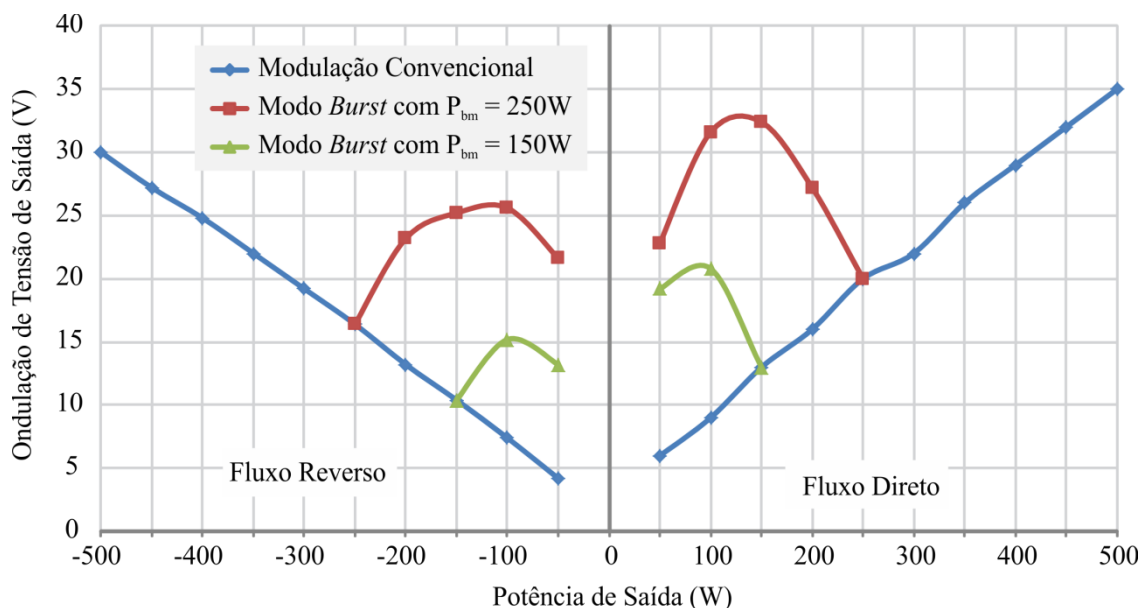
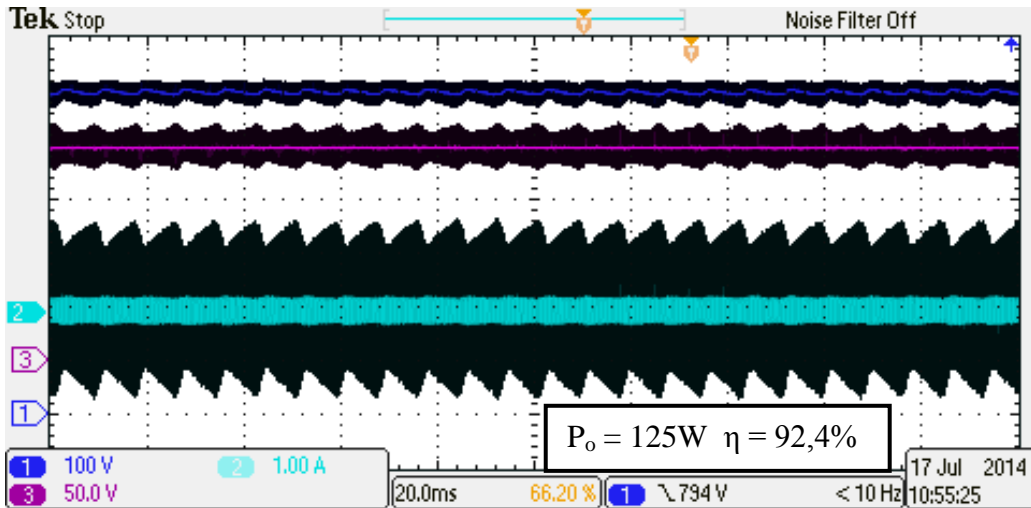


Figura 104 – Ondulação de tensão para a operação com modulação convencional e no modo *burst*

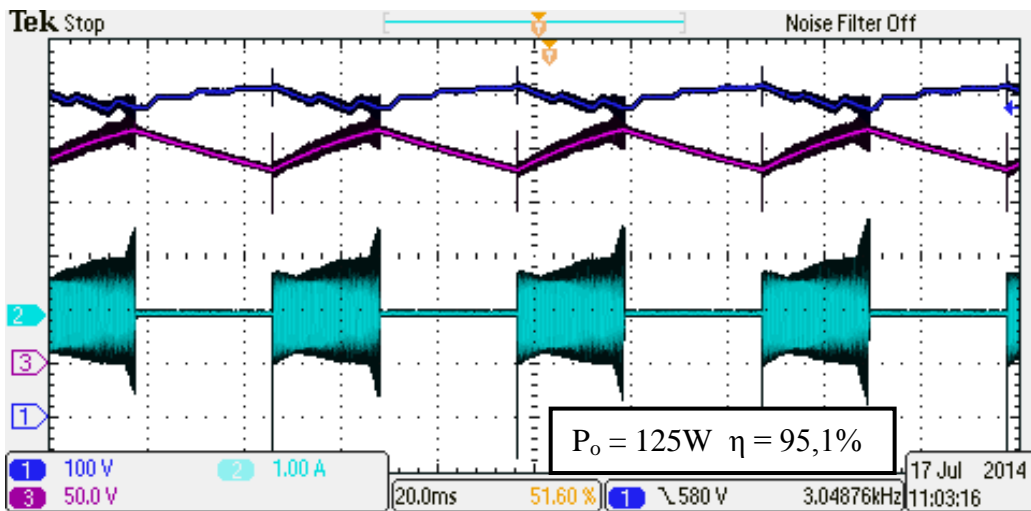
A fim de demonstrar as diferenças na operação com modulação convencional e no modo *burst*, a Figura 105 mostra as formas de onda da tensão de entrada e saída, e a corrente na indutância auxiliar. Estas formas de onda são referentes à operação com 125 W, a qual é o pior caso de operação para a ativação do modo *burst* em 250 W. O fundo de captura *Glitch* do osciloscópio foi ativado para mostrar possíveis picos de corrente provenientes da perda de ZVS.

A Figura 105a apresenta a operação com modulação convencional. Nota-se a pequena ondulação das tensões de barramento devido à operação com 25% da carga nominal. A corrente na indutância auxiliar apresenta elevados picos de corrente decorrentes da perda de comutação suave.

A operação no modo *burst* é mostrada na Figura 105b. O final do estado ligado representa o pior caso de operação para os interruptores do primário, pois a tensão de entrada será mínima e a tensão de saída será máxima. Resultando assim no maior valor de  $d$  para a operação no modo *burst*. Os picos de corrente ao final do estado ligado mostram a perda da operação com ZVS devido à variação na relação  $d$ . Apesar disso, o rendimento da estrutura ficou em 95,1%.



a.

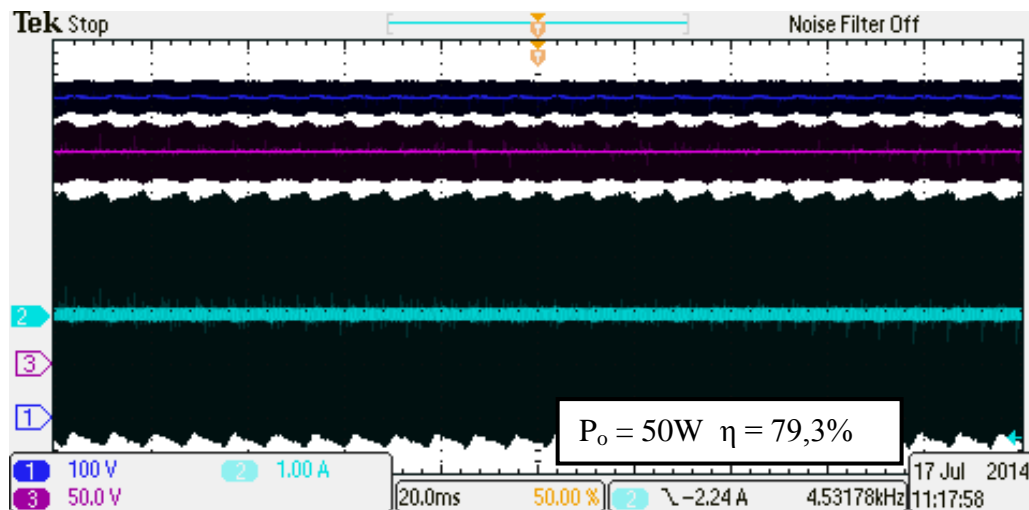


b.

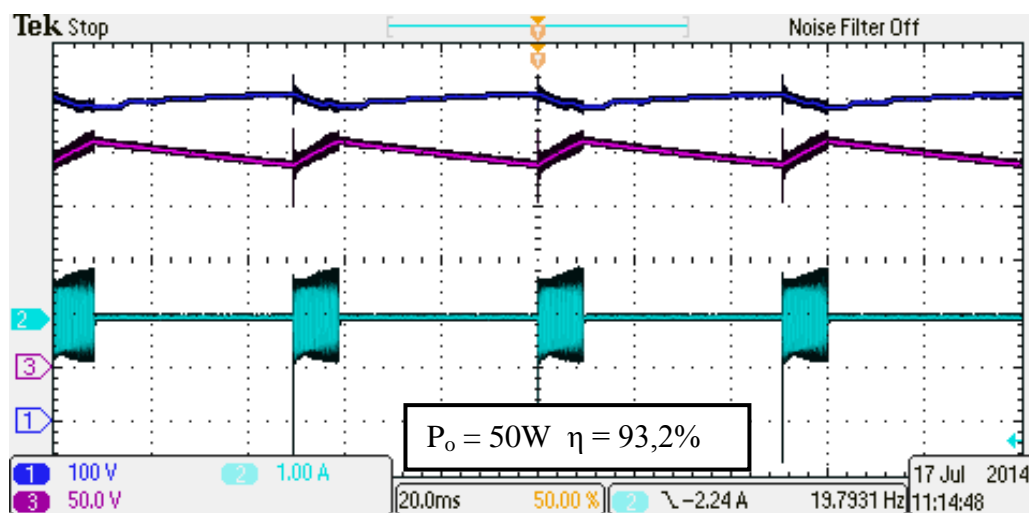
Figura 105 – Tensão de entrada (ch1 – 100 V/div), Tensão de saída (ch3 – 50 V/div) e Corrente no primário (ch2 – 1 A/div). Escala de tempo: 20 ms/div. Operação com fluxo direto para 125 W. a. Modulação Convencional. b. Modo *Burst*

A Figura 106 mostra os mesmos parâmetros da Figura 105, mas para a potência de 50 W (10% da potência nominal). As tensões de barramento praticamente não apresentam ondulação em baixa frequência, mas é possível notar que as altas correntes provenientes da perda de ZVS causam perturbações nestas tensões (Figura 106a).

A operação no modo *burst* para 50 W é mostrada na Figura 106b. Nota-se que, diferentemente da operação com 125 W, o conversor opera com ZVS mesmo ao final do estado ligado. Isto porque há menores ondulações de tensão nos barramentos.



a.



b.

Figura 106 – Tensão de entrada (ch1 – 100 V/div), Tensão de saída (ch3 – 50 V/div) e Corrente no primário (ch2 – 1 A/div). Escala de tempo: 20 ms/div. Operação com fluxo direto para 50 W. a. Modulação Convencional. b. Modo *Burst*

Apesar da frequência de operação do modo *burst* estar fora da faixa de ruído audível, os experimentos demonstraram um pequeno ruído durante a operação com o modo *burst* ativado. Isto ocorre devido as harmônicas de tensão e corrente em frequências dentro da faixa de ruído audível. Entretanto, notou-se que a fixação do transformador possui grande influência nos ruídos, portanto, técnicas industriais podem ser utilizadas para garantir a redução de ruídos.

## 6.7 Conclusão

Este capítulo demonstrou três possíveis modulações em baixa frequência para a operação do conversor DAB com elevada eficiência na condição de baixas cargas.

A aplicação destas modulações requerem alguns cuidados, principalmente nas trocas de estado e no cálculo dos capacitores de barramento, conforme foi analisado neste capítulo.

A utilização do modo *burst* mostrou-se extremamente satisfatória na melhoria de eficiência do conversor em baixas potências, tanto para a operação com fluxo de potência direto, quanto para o reverso. O diferença da eficiência para a modulação convencional e no modo *burst*, aumenta a medida que a carga diminui. Para a operação com 10% da potência nominal, a eficiência passou de 79% para 93%. Caso, menores potências fossem medidas, esta diferença se tornaria mais significativa ainda.

Além disso, o controle do conversor com a modulação por defasagem angular para a operação com ângulos próximos a zero é extremamente difícil, pois o conversor opera em uma região não linear. Já o controle pela razão cíclica do modo *burst* se mostrou mais simples e eficiente.

Os resultados experimentais comprovam uma melhora significativa na eficiência do conversor para a operação com baixas cargas, sem a necessidade de sobredimensionamento ou adição de nenhum componente.



## 7 DISCUSSÃO

Este capítulo visa discutir as análises e os resultados apresentados no decorrer deste trabalho, assim como demonstrar as características a serem consideradas para o projeto do conversor DAB.

Uma metodologia de projeto é apresentada na seção 3.7. Nesta seção foram demonstradas as relações da relação  $d$  com o projeto do transformador, e da relação entre o ângulo nominal e o projeto do indutor auxiliar.

A primeira variável de projeto a ser escolhida é a relação de transformação, referenciada como  $d$ . As análises mostradas indicam que a melhor escolha é  $d = 1$ , pois esta é a condição ideal de operação do conversor DAB. Nesta condição não há perda de ZVS e a potência não ativa é decrescente com a escolha do ângulo nominal. Entretanto, a operação com  $d$  unitário é impraticável devido às não idealidades dos componentes e variações paramétricas.

Variações em  $d$  ocorrem também em aplicações com variações nas tensões de entrada e/ou saída de operação. Portanto, o projetista deverá projetar o conversor considerando que o mesmo terá o melhor desempenho quando a tensão de entrada e saída forem as que satisfaçam a relação em que  $d$  é igual à unidade.

As características para o projeto ou operação de  $d < 1$  são: menores perdas por condução no lado do secundário, e redução na área de operação com ZVS no secundário. Do mesmo modo, para  $d > 1$ , tem-se que as perdas por condução serão menores no lado do primário, e a redução na área de operação com ZVS ocorre no primário. Ou seja, a relação  $d$  pode ser utilizada para equilibrar as perdas de condução e comutação.

O projeto do ângulo nominal de defasagem ( $\phi_N$ ) deve levar em consideração dois fatores: as relações  $N_i/P_i$  e  $N_o/P_o$  e os pontos de perda de ZVS ( $P_{Z,p}$  e  $P_{Z,s}$ ). A Figura 107 mostra a relação  $N/P$ , que considera o produto entre  $N_i/P_i$  e  $N_o/P_o$ , mostrada previamente na seção 4.4.

Em termos de potência não ativa, tem-se que para o projeto com pequenos ângulos nominais ( $0^\circ < \phi_N < 30^\circ$ ), os valores de  $N/P$  são similares na operação próxima à potência nominal. Entretanto, essa diferença é acentuada, e torna-se muito significativa para baixas cargas. O contrário ocorre com maiores ângulos nominais ( $60^\circ < \phi_N < 90^\circ$ ), onde a diferença é elevada na operação em potência nominal, mas se torna imperceptível para baixas cargas.

A Figura 108 mostra os limites de operação com ZVS para os interruptores do primário, e a Figura 109 os limites para os interruptores do secundário.

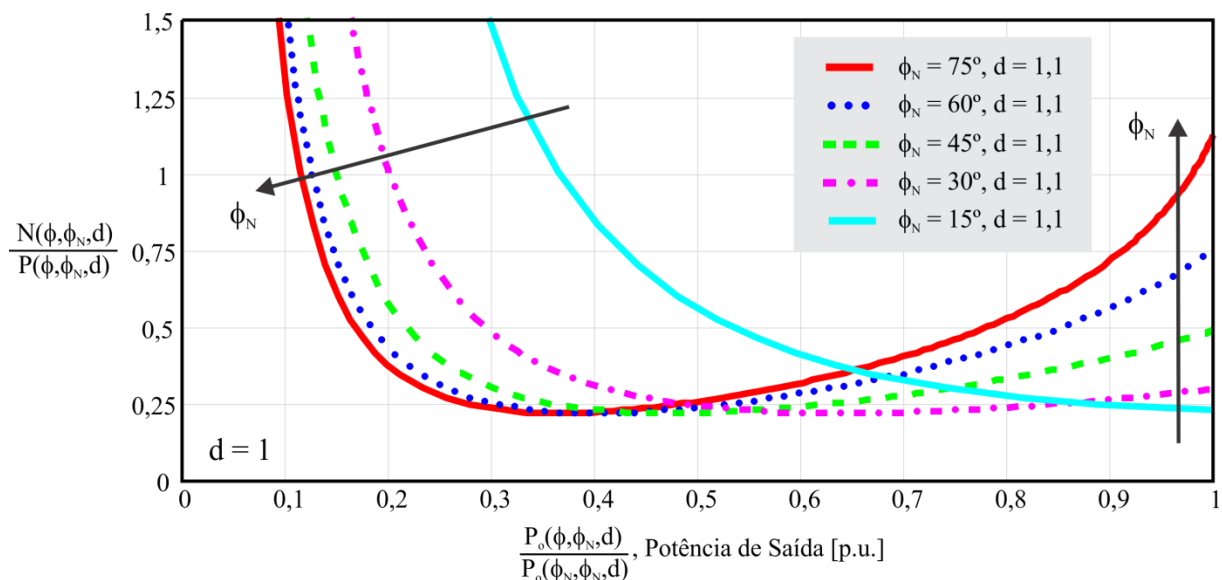


Figura 107 – Relação  $N/P$  considerando variações em  $\phi_N$

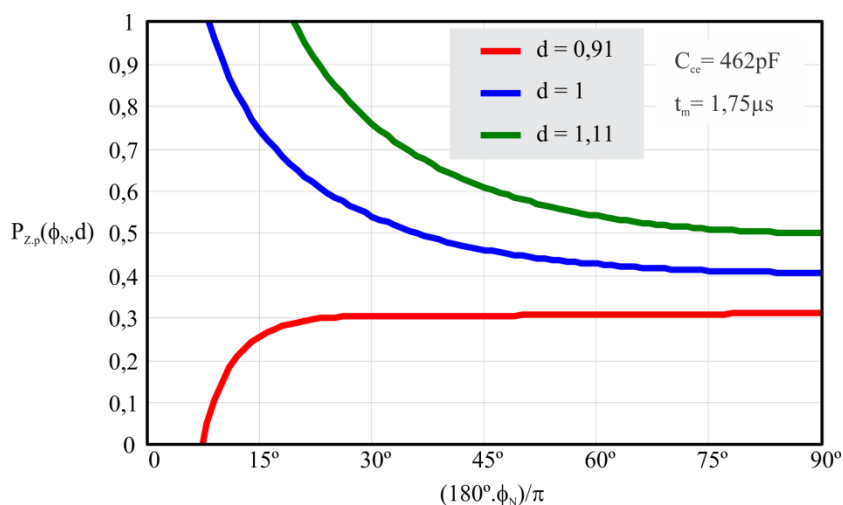


Figura 108 – Limite de Operação com ZVS normalizado para os interruptores do primário ( $P_{Z,p}$ )

Nota-se que para o projeto com maiores ângulos nominais ( $60^\circ < \phi_N < 90^\circ$ ) não há diferenças significativas nos pontos de perda de ZVS. Enquanto, para o projeto com menores ângulos nominais ( $0^\circ < \phi_N < 30^\circ$ ), a diferença é significativa. As figuras ainda mostram a influência nas relações de tensão ( $d$ ) nos limites de operação com ZVS.

De modo a resumir as características de operação apresentadas nos capítulos 4 e 5, a Tabela 7 mostra as relações dos parâmetros apresentados ( $N_i/P_i$ ,  $N_o/P_o$ ,  $N/P$ ,  $P_{X,pu}$  e  $P_{Y,pu}$ ) para cada escolha de projeto ( $\phi_N \approx 90^\circ$  ou  $\phi_N \approx 0^\circ$ ) e condição de operação ( $\phi \approx \phi_N$ ,  $\phi \approx 0^\circ$ ,  $d > 1$  e  $d < 1$ ).



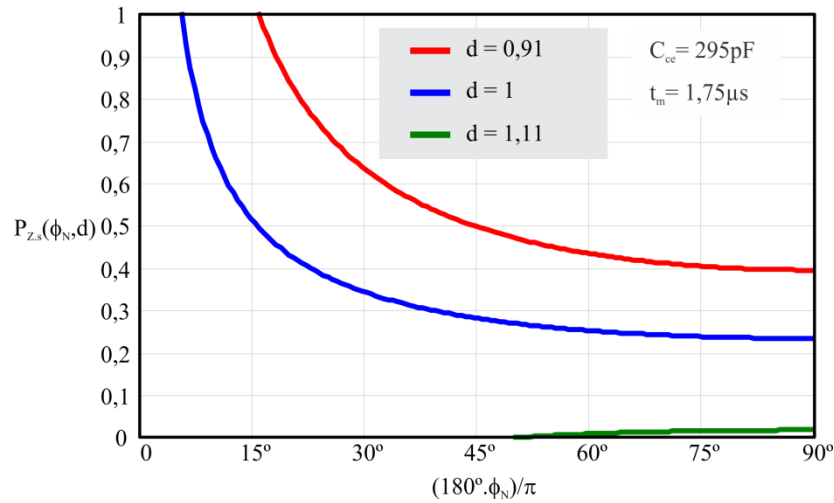


Figura 109 – Limite de Operação com ZVS normalizado para os interruptores do secundário ( $P_{Zs}$ )

As flechas indicam a tendência positiva ( $\uparrow$ ) ou negativa ( $\downarrow$ ), para a escolha do ângulo nominal ( $\phi_N$ ), relação de tensão de operação ( $d$ ) e condição de carga ( $\phi$ ). Por exemplo, a relação  $N_i/P_i$ , que está relacionada com as perdas de condução no primário, terá uma tendência negativa quando o ângulo nominal for escolhido próximo à  $90^\circ$  ( $\phi_N \approx 90^\circ$ ) e quando o conversor estiver operando próximo à potência nominal ( $\phi \approx \phi_N$ ). Entretanto, neste mesmo caso ( $N_i/P_i$  e  $\phi_N \approx 90^\circ$ ), o conversor terá perdas menores no primário quando operado em baixas cargas ( $\phi \approx 0^\circ$ ), tendo assim uma tendência positiva.

Os limites de operação com ZVS estão representados somente para a análise convencional. Estes parâmetros determinam qual a potência normalizada em que ocorrerá a perda de ZVS. Portanto, quanto menor o seu valor melhor será o desempenho.

O resumo das características para os limites de operação com ZVS para a análise que considera o tempo morto e as capacitâncias dos interruptores é mostrado na Tabela 8. Novamente, os parâmetros de desempenho estão normalizados em relação à potência de saída e, portanto, quanto menores os valores de  $P_{Zp}$  e  $P_{Zs}$ , melhor o desempenho.

Portanto, os ábacos e os equacionamentos propostos capítulos 4 e 5, permitem ao projetista definir a escolha do ângulo nominal de operação de acordo com as suas prioridades de desempenho do conversor.

Duas são as considerações para o projeto do conversor DAB quando este opera com as modulações em baixa frequência propostas no capítulo 6.

Tabela 7 – Resumo das características da potência não ativa e limites de operação com ZVS

| Parâmetro de Desempenho | Condição de carga      | Parâmetros de Projeto     |                          | Relação de Tensão |         |
|-------------------------|------------------------|---------------------------|--------------------------|-------------------|---------|
|                         |                        | $\phi_N \approx 90^\circ$ | $\phi_N \approx 0^\circ$ | $d > 1$           | $d < 1$ |
| $N_i/P_i$               | $\phi \approx \phi_N$  | ↓                         | ↑                        | ↓                 | ↑       |
|                         | $\phi \approx 0^\circ$ | ↑                         | ↓                        | ↓                 | ↑       |
| $N_o/P_o$               | $\phi \approx \phi_N$  | ↓                         | ↑                        | ↑                 | ↓       |
|                         | $\phi \approx 0^\circ$ | ↑                         | ↓                        | ↑                 | ↓       |
| $N/P$                   | $\phi \approx \phi_N$  | ↓                         | ↑                        | -                 | -       |
|                         | $\phi \approx 0^\circ$ | ↑                         | ↓                        | -                 | -       |
| $P_{X,pu}$              |                        | ↓                         | ↑                        | ↓                 | -       |
| $P_{Y,pu}$              |                        | ↓                         | ↑                        | -                 | ↓       |

Tabela 8 – Características dos limites de operação com ZVS considerando o tempo morto e as capacitâncias dos interruptores

| Parâmetro de Desempenho | Tempo Morto     |                       | Capacitância Cce   |                         | Relação de Tensão |         |
|-------------------------|-----------------|-----------------------|--------------------|-------------------------|-------------------|---------|
|                         | $t_m \approx 0$ | $t_m \approx t_{max}$ | $C_{ce} \approx 0$ | $C_{ce} \approx \infty$ | $d > 1$           | $d < 1$ |
| $P_{Z,p}$               | ↑               | ↓                     | ↓                  | ↑                       | ↑                 | ↓       |
| $P_{Z,s}$               | ↑               | ↓                     | ↓                  | ↑                       | ↓                 | ↑       |

A primeira é a ondulação de baixa frequência do conversor, a qual define o projeto dos capacitores de barramento. O projeto dos capacitores, para a operação com modulação por defasagem angular convencional, considera a potência nominal e a frequência da rede.

A ativação do modo *burst* provoca ondulações na frequência desta modulação. O projeto desta frequência deve considerar o ruído audível e a ondulação de tensão.

A potência de ativação do modo *burst* ( $P_{bm}$ ) é a segunda característica a ser considerada. A partir dessa potência, sabe-se que o pior caso está na operação com 50% da razão cíclica do modo *burst*, pois é o ponto com maior ondulação de tensão e que pode causar a perda de ZVS.

## 7.1 Metodologia de Projeto

Uma metodologia de projeto do ângulo de defasagem nominal, que resultará no projeto da indutância auxiliar, é mostrada abaixo:

**1º passo:** Definir os parâmetros de projeto. Variáveis como a tensão de barramento, frequência de comutação e potência nominal, normalmente são funções da aplicação. Portanto, o projetista deve definir todas as variáveis, e principalmente a máxima variação da tensão de entrada e/ou saída deve ser definida para a caracterização dos parâmetros referentes à potência não ativa e a área de operação com ZVS.

**2º passo:** Os interruptores do primário e secundário devem ser escolhidos em função da tensão de barramento do primário e secundário, e das correntes que irão circular pelos mesmos. As correntes dos semicondutores podem ser obtidas por (5) e pela Figura 29.

Conforme visto no capítulo 5, a capacitância dos interruptores tem grande influência na área de operação com ZVS. Portanto, a escolha de semicondutores com menor capacitância intrínseca é desejável.

Após a escolha dos semicondutores, a medição da capacitância é necessária para traçar as curvas da área de operação com ZVS. A medição da capacitância pode ser realizada conforme descrito na seção 5.4.1.

**3º passo:** O tempo morto deve ser projetado conforme descrito na seção 5.2.1. Caso a relação entre o tempo morto e o período de comutação não for desprezível, as considerações presentes em (MI *et al.*, 2008; XIE; SUN; FREUDENBERG, 2010; ZHAO, BIAO *et al.*, 2014) devem ser avaliadas.

Após os três passos iniciais é possível traçar as curvas quanto a potência não ativa (Figura 107) e da área de operação com ZVS (Figura 108 e Figura 109) em função da escolha do ângulo nominal de defasagem.

**4º passo:** Definir as prioridades de desempenho do conversor. Ou seja, o projetista deve considerar o que é mais importante para a aplicação, por exemplo, elevado rendimento perto da potência nominal ou um rendimento mais uniforme para uma faixa maior de operação. Além disso, qual a área de operação com ZVS desejada.

Após os quatro passos descritos, o projetista, fazendo uso dos ábacos mostrados neste capítulo, tem condições de definir o melhor ângulo de defasagem nominal para a sua aplicação.

## 7.2 Exemplos de projetos do ângulo nominal de defasagem

Três exemplos de metodologias de projeto são evidenciados a seguir. Nestes casos consideram-se os mesmos valores e componentes de projeto do protótipo implementado.

*1º caso:* a aplicação requer elevado rendimento e somente pequenas variações da condição nominal estão previstas. Neste exemplo, o projetista deve preferir ângulos nominais menores (entre 20° e 40°), pois nesta condição o conversor irá operar com ZVS para potências próximas à condição nominal e para pequenas variações de tensão. E a eficiência será superior, devido à menor potência não ativa.

*2º caso:* a operação em comutação suave é a prioridade do projetista. Para esta condição o melhor seria um ângulo de defasagem intermediário (entre 40° e 60°), pois o rendimento da estrutura é aceitável e o ponto de perda de ZVS é muito próximo ao de projetos com elevados ângulos nominais (acima de 60°), que apresentam elevada potência não ativa.

*3º caso:* Deseja-se um projeto para o conversor DAB com bom rendimento e operação com ZVS desde a potência nominal até 70% da potência da nominal. Deve-se considerar que haja uma variação de  $\pm 10\%$  da tensão de entrada.

Para este caso específico, primeiramente devem-se analisar os limites de operação com ZVS. A Figura 108 e a Figura 109 mostram os limites de operação com ZVS para o primário e o secundário, respectivamente. Para garantir a operação ZVS, tanto no primário quanto no secundário, para até 70% da potência nominal, deve-se escolher um ângulo nominal maior ou igual a 35°.

A Figura 107 mostra que para a faixa de potência entre 70% e 100% da potência nominal, a melhor escolha do ângulo nominal seria próxima a 30°, pois nessa faixa a potência não ativa fica praticamente constante.

Portanto, considerando a potência não ativa e a área de operação com ZVS, o ângulo escolhido seria de 35°.

## CONCLUSÃO GERAL

Transformadores de estado sólido vêm sendo discutidos na literatura há algumas décadas. Entretanto, somente nos últimos anos é que a sua implementação prática começou a se tornar realidade, principalmente com o desenvolvimento de semicondutores que suportam elevadas tensões e devido aos avanços no estudo de conversores multiníveis.

A revisão bibliográfica sobre as estruturas utilizadas em SSTs mostrou que os centros de pesquisa têm preferido sistemas mais complexos com amplas funções, ao invés de sistemas mais simples e baratos. A estrutura mais utilizada é a de três estágios que utiliza conversores CA-CC, CC-CC e CC-CA em cascata.

A topologia referente ao estágio CC-CC é o foco deste trabalho, no qual se conclui que o conversor DAB é a principal topologia utilizada para este fim. O funcionamento deste conversor é simples e a operação com ZVS é intrínseca de sua modulação.

A escolha do ângulo nominal de defasagem, que é um dos principais parâmetros de projeto, é pouco discutida na literatura. Esta tese visou analisar como o projeto deste parâmetro influencia no comportamento do conversor, e generalizou-se a análise para variações de tensão e de potência na operação do conversor.

Os resultados das análises e experimentais mostraram a grande importância que o projeto do ângulo nominal de defasagem possui no desempenho do conversor, para toda a faixa de potências de operação. Sendo, portanto, uma contribuição relevante ao estudo de conversores DAB.

Os limites de operação com ZVS, considerando as mesmas características da análise da potência não ativa, foram realizados de forma a apresentar uma análise unificada do desempenho do conversor. Mostraram-se as relações dos diversos parâmetros de projeto e de operação com os limites de operação com ZVS, como por exemplo: tempo morto, capacitância dos interruptores, tensão de entrada e/ou saída, ângulo de defasagem nominal e potência de operação.

A generalização com diversos parâmetros apresentada na análise dos limites de operação com ZVS, mostrou uma melhora relevante de precisão na definição dos pontos de perda de ZVS.

A utilização do conversor DAB como um estágio intermediário, de uma estrutura de três conversores em cascata conectados à rede, permite a utilização de modulação de baixa

frequência para baixas cargas, sem a necessidade de sobredimensionamento dos barramentos capacitivos.

Uma modulação híbrida, que utiliza a modulação por defasagem angular convencional para maiores potências, e o modo *burst* para baixas potências, foi proposta e analisada. Os resultados mostraram uma melhoria significativa da eficiência do conversor para a operação em baixas potências, resultando em curvas de rendimento planas com pouca variação para a operação em toda faixa de potência. Cabe salientar, que a modulação proposta não adicionou ou alterou nenhum componente ao sistema.

Por fim, esta tese de doutorado mostra contribuições ao estudo e desenvolvimento de conversores *dual active bridge*, de modo a garantir um sistema eficiente e robusto, em toda a faixa de operação, para a aplicação em transformadores de estado sólido.

## BIBLIOGRAFIA

ABEDINI, A.; LIPO, T. A novel topology of solid state transformer. In: POWER ELECTRONIC DRIVE SYSTEMS TECHNOLOGIES CONFERENCE (PEDSTC), 2010 1ST, 2010, [S.l: s.n.], 2010. p. 101–105.

ABNT. *NBR5440 - Transformadores para redes aéreas de distribuição*. . Rio de Janeiro: [s.n.], 1999.

ABOULNAGA, A. A.; EMADI, A. Performance evaluation of the isolated bidirectional Cuk converter with integrated magnetics. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35TH ANNUAL, jun. 2004, [S.l: s.n.], jun. 2004. p. 1557–1562 Vol.2.

AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. IA-20, n. 3, p. 625–630, maio 1984.

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 (ECCE), 2010, [S.l: s.n.], 2010. p. 1129–1135.

AMIN, S. M.; WOLLENBERG, B. F. Toward a smart grid: power delivery for the 21st century. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 3, n. 5, p. 34–41, 2005.

ARSENEAU, R. *et al.* Practical definitions for powers in systems with nonsinusoidal waveforms and unbalanced loads: a discussion. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 11, n. 1, p. 79–101, jan. 1996.

AVAGO. *Datasheet HCPL3120 - 2.0 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler*. . [S.l: s.n.], 2008.

AVAGO. *Overview of Avago Technologies' Optical Isolation Technology and Products for Motor Control Applications*. , Solution Note 101. [S.l: s.n.], 2006.

AYYANAR, R.; GIRI, R.; MOHAN, N. Active input-voltage and load-current sharing in input-series and output-parallel connected modular DC-DC converters using dynamic input-voltage reference scheme. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 6, p. 1462–1473, 2004.

BAHRMAN, M. P.; JOHNSON, B. K. The ABCs of HVDC transmission technologies. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 5, n. 2, p. 32–44, 2007.

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, 2008.

BAI, H.; NIE, Z.; MI, C. C. Experimental Comparison of Traditional Phase-Shift, Dual-Phase-Shift, and Model-Based Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 6, p. 1444–1449, 2010.

BESSELMANN, T.; MESTER, A.; DUJIC, D. Power Electronic Traction Transformer: Efficiency Improvements Under Light-Load Conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 8, p. 3971–3981, ago. 2014.

BHATTACHARYA, S. *et al.* Design and development of Generation-I silicon based Solid State Transformer. In: 2010 TWENTY-FIFTH ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), 2010, [S.l: s.n.], 2010. p. 1666–1673.

BIFARETTI, S. *et al.* Advanced Power Electronic Conversion and Control System for Universal and Flexible Power Management. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 2, n. 2, p. 231–243, 2011.

BOILLAT, D. *et al.* Design considerations of a three phase dual active bridge based on reactive power flow. In: 2012 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), set. 2012, [S.l: s.n.], set. 2012. p. 424–430.

BOROYEVICH, D. *et al.* Future electronic power distribution systems a contemplative view. In: 2010 12TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON OPTIMIZATION OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC EQUIPMENT (OPTIM), 2010, [S.l: s.n.], 2010. p. 1369–1380.

BRANDO, G.; DANNIER, A.; DEL PIZZO, A. A simple predictive control technique of power electronic transformers with high dynamic features. In: 5TH IET INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, MACHINES AND DRIVES (PEMD 2010), 2010, [S.l: s.n.], 2010. p. 1–6.

BROOKS, J. L. Solid state transformer concept development. *NASA STI/Recon Technical Report N*, v. 81, p. 10302, 1 abr. 1980. Acesso em: 27 jul. 2013.

CARPITA, M. *et al.* Multilevel Converter for Traction Applications: Small-Scale Prototype Tests Results. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 5, p. 2203–2212, 2008.

CEEE-D. *Transformadores de Distribuição*. . [S.l: s.n.]. Disponível em: <[http://www.ceee.com.br/pportal/ceee/Archives/Upload/ETD-00.001%20Transformador%20de%20distribui%C3%A7%C3%A3o\\_45910.pdf](http://www.ceee.com.br/pportal/ceee/Archives/Upload/ETD-00.001%20Transformador%20de%20distribui%C3%A7%C3%A3o_45910.pdf)>. Acesso em: 27 jul. 2013. , 2010

CHEN, D.; LIU, J. The uni-polarity phase-shifted controlled voltage mode AC-AC converters with high frequency AC link. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 4, p. 899–905, 2006.

CHEN, W.; RONG, P.; LU, Z. Snubberless Bidirectional DC-DC Converter With New CLLC Resonant Tank Featuring Minimized Switching Loss. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 9, p. 3075–3086, set. 2010.

CHUNG, H. S.-H.; CHEUNG, W.-L.; TANG, K. S. A ZCS bidirectional flyback DC/DC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 6, p. 1426–1434, nov. 2004.

COSTINETT, D.; ZANE, R.; MAKSIMOVIC, D. Automatic voltage and dead time control for efficiency optimization in a Dual Active Bridge converter. In: 2012 TWENTY-SEVENTH



ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), fev. 2012, [S.l: s.n.], fev. 2012. p. 1104–1111.

COTRIM, A. *Instalações Elétricas*. 4. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2003.

COUGO, B.; MEYNARD, T.; SCHNEIDER, H. Reconfigurable dual active bridge converter for aircraft applications. In: ELECTRICAL SYSTEMS FOR AIRCRAFT, RAILWAY AND SHIP PROPULSION (ESARS), 2012, 2012, [S.l: s.n.], 2012. p. 1–6.

CREDER, H. *Instalações Elétricas*. 15. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2007.

DAS, M. K. *et al.* 10 kV, 120 A SiC half H-bridge power MOSFET modules suitable for high frequency, medium voltage applications. In: 2011 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2011, [S.l: s.n.], 2011. p. 2689–2692.

DE DONCKER, R. W. A. A.; 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, 1991.

DE DONCKER, R. W.; 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, 1988, out. 1988, [S.l: s.n.], out. 1988. p. 796–805 vol.1.

DEPENBROCK, M. The FBD-method, a generally applicable tool for analyzing power relations. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 8, n. 2, p. 381–387, maio 1993.

DOS SANTOS, W. M.; RUSELER, A.; MARTINS, D. C. DC microgrids with photovoltaic generation and high frequency isolation connected to utility grid. In: POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP), 2013 BRAZILIAN, out. 2013, [S.l: s.n.], out. 2013. p. 636–641.

DRABEK, P. *et al.* New Configuration of Traction Converter With Medium-Frequency Transformer Using Matrix Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 11, p. 5041–5048, 2011.

DUARTE, J. L.; HENDRIX, M.; SIMOES, M. G. Three-Port Bidirectional Converter for Hybrid Fuel Cell Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 2, p. 480–487, mar. 2007.

DUJIC, D. *et al.* Power Electronic Traction Transformer-Low Voltage Prototype. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 12, p. 5522–5534, 2013.

EMANUEL, A. Summary of IEEE standard 1459: definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 40, n. 3, p. 869–876, maio 2004.

ENGEL, S. P. *et al.* Dynamic and Balanced Control of Three-Phase High-Power Dual-Active Bridge DC-DC Converters in DC-Grid Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 4, p. 1880–1889, abr. 2013.

ENGEL, S. P. *et al.* Improved Instantaneous Current Control for High-Power Three-Phase Dual-Active Bridge DC #x2013;DC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 8, p. 4067–4077, ago. 2014.

ERICKSON, R. W. *Fundamentals of power electronics*. Norwell, Mass: Kluwer Academic, 2001. Disponível em: <<http://www.books24x7.com/marc.asp?bookid=16231>>. Acesso em: 26 ago. 2013.

EVERTS, J.; KRISMER, F.; *et al.* Comparative evaluation of soft-switching, bidirectional, isolated AC/DC converter topologies. In: 2012 TWENTY-SEVENTH ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), 2012, [S.l: s.n.], 2012. p. 1067–1074.

EVERTS, J. *et al.* Optimal ZVS Modulation of Single-Phase Single-Stage Bidirectional DAB AC-DC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 8, p. 3954–3970, ago. 2014.

EVERTS, J.; VAN DEN KEYBUS, J.; *et al.* Switching control strategy for full ZVS soft-switching operation of a Dual Active Bridge AC/DC converter. In: IEEE APEC, 2012, [S.l: s.n.], 2012. p. 1048–1055.

FALCONES, S.; AYYANAR, R.; MAO, X. A DC-DC Multiport-Converter-Based Solid-State Transformer Integrating Distributed Generation and Storage. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 5, p. 2192–2203, 2013.

FALCONES, S. D. *A DC-DC Multiport Converter Based Solid State Transformer Integrating Distributed Generation and Storage*. 2011. Arizona State University, Estados Unidos, 2011. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/2286/3bg6yu8dh1z>>.

FALCONES, S.; MAO, X.; AYYANAR, R. Topology comparison for Solid State Transformer implementation. In: 2010 IEEE POWER AND ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING, 2010, [S.l: s.n.], 2010. p. 1–8.

FAN, H.; LI, H. High-Frequency Transformer Isolated Bidirectional DC-DC Converter Modules With High Efficiency Over Wide Load Range for 20 kVA Solid-State Transformer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 12, p. 3599–3608, 2011.

FRYZE, S. Active, reactive and apparent power in circuits with nonsinusoidal voltage and current. 1932.

FUNAKI, T. *et al.* Measuring Terminal Capacitance and Its Voltage Dependency for High-Voltage Power Devices. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 6, p. 1486–1493, jun. 2009.

GHIAS, A. M. Y. M. *et al.* Solid state transformer based on the flying capacitor multilevel converter for intelligent power management. In: 2012 IEEE POWER ENGINEERING SOCIETY CONFERENCE AND EXPOSITION IN AFRICA (POWERAFRICA), 2012, [S.l: s.n.], 2012. p. 1–7.

GLINKA, M. Prototype of multiphase modular-multilevel-converter with 2 MW power rating and 17-level-output-voltage. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35TH ANNUAL, 2004, [S.l: s.n.], 2004. p. 2572–2576 Vol.4.

GLINKA, M.; MARQUARDT, R. A new AC/AC multilevel converter family. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 3, p. 662–669, 2005.

GRIDER, D. *et al.* 10 kV/120 A SiC DMOSFET half H-bridge power modules for 1 MVA solid state power substation. In: 2011 IEEE ELECTRIC SHIP TECHNOLOGIES SYMPOSIUM (ESTS), 2011, [S.l: s.n.], 2011. p. 131–134.

GUARNIERI, M. The Beginning of Electric Energy Transmission: Part One [Historical]. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 7, n. 1, p. 50–52, 2013a.

GUARNIERI, M. The Beginning of Electric Energy Transmission: Part Two [Historical]. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 7, n. 2, p. 52–59, 2013b.

HAIBIN, Z. *et al.* Design of Power Electronic Transformer Based on Modular Multilevel Converter. In: POWER AND ENERGY ENGINEERING CONFERENCE (APPEEC), 2012 ASIA-PACIFIC, 2012, [S.l: s.n.], 2012. p. 1–4.

HAIHUA, Z.; KHAMBADKONE, A. M. Hybrid Modulation for Dual Active Bridge Bi-Directional Converter With Extended Power Range For Ultracapacitor Application. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING, 2008. IAS '08, 2008, [S.l: s.n.], 2008. p. 1–8.

HATUA, K. *et al.* Transformer less Intelligent Power Substation design with 15kV SiC IGBT for grid interconnection. In: 2011 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2011, [S.l: s.n.], 2011. p. 4225–4232.

HAUGHTON, D.; HEYDT, G. T. Smart distribution system design: Automatic reconfiguration for improved reliability. In: 2010 IEEE POWER AND ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING, 2010, [S.l: s.n.], 2010. p. 1–8.

HEINEMANN, L.; MAUTHE, G. The universal power electronics based distribution transformer, an unified approach. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2001. PESC. 2001 IEEE 32ND ANNUAL, 2001, [S.l: s.n.], 2001. p. 504–509 vol.2.

HINGORANI, N. G.; GYUGYI, L. *Understanding FACTS Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*. Hoboken: John Wiley & Sons, Incorporated., 1999. Disponível em: [https://anulib.anu.edu.au/tools/generic\\_revproxy.html?url=http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?bknumber=5264253](https://anulib.anu.edu.au/tools/generic_revproxy.html?url=http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?bknumber=5264253)>. Acesso em: 26 jul. 2013.

HUANG, A. Q. *et al.* The Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM) System: The Energy Internet. *Proceedings of the IEEE*, v. 99, n. 1, p. 133–148, 2011.

HUGO, N. *et al.* Power electronics traction transformer. In: 2007 EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 2007, [S.l: s.n.], 2007. p. 1–10.

IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions. *IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000)* - Redline, p. 1–52, mar. 2010.

IMAN-EINI, H. *et al.* Design of Power Electronic Transformer based on Cascaded H-bridge Multilevel Converter. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2007. ISIE 2007, 2007, [S.l: s.n.], 2007. p. 877–882.

IMAN-EINI, H.; FARHANGI, S. Analysis and Design of Power Electronic Transformer for Medium Voltage Levels. In: 37TH IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2006. PESC '06, 2006, [S.l: s.n.], 2006. p. 1–5.

INOUE, S.; AKAGI, H. A Bidirectional Isolated DC-DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 2, p. 535–542, 2007.

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, 2011.

JAIN, M.; DANIELE, M.; JAIN, P. K. A bidirectional DC-DC converter topology for low power application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 4, p. 595–606, jul. 2000.

JANG, Y.; JOVANOVIĆ, M. M. Light-Load Efficiency Optimization Method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 1, p. 67–74, 2010.

JUNG, J.-. H. *et al.* Design Methodology of Bidirectional CLLC Resonant Converter for High-Frequency Isolation of DC Distribution Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 4, p. 1741–1755, abr. 2013.

KAN, J. *et al.* Voltage-Fed Dual Active Bridge Bidirectional DC/DC Converter With an Immittance Network. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 7, p. 3582–3590, jul. 2014.

KANG, M.; ENJETI, P. N.; PITEL, I. J. Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, n. 6, p. 1133–1141, 1999.

KHERALUWALA, M. H.; DE DONCKER, R. W. Single phase unity power factor control for dual active bridge converter. In: , CONFERENCE RECORD OF THE 1993 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING, 1993, out. 1993, [S.l: s.n.], out. 1993. p. 909–916 vol.2.

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, 1992.

KIMBALL, J. W.; MOSSOBA, J. T.; KREIN, P. T. A Stabilizing, High-Performance Controller for Input Series-Output Parallel Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 3, p. 1416–1427, 2008.

KJAER, P. C.; NORRGA, S.; OSTLUND, S. A primary-switched line-side converter using zero-voltage switching. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 6, p. 1824–1831, 2001.

KOLAR, J. W.; ORTIZ, G. I. *Solid State Transformer Concepts in Traction and Smart Grid Applications*. . Sérvia: [s.n.] , 2012

KRISHNASWAMI, H.; RAMANARAYANAN, V. Control of high-frequency AC link electronic transformer. *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, v. 152, n. 3, p. 509–516, 2005.

KRISMER, F. *Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC–DC Converter Topologies*. 2010. 443 f. Technische Universität Wien, Austria, 2010.

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: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE., 2005, [S.l: s.n.], 2005. 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, 2010.

KRISMER, F.; KOLAR, J. W. Accurate Small-Signal Model for the Digital Control of an Automotive Bidirectional Dual Active Bridge. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 12, p. 2756–2768, 2009.

KRISMER, F.; KOLAR, J. W. Closed Form Solution for Minimum Conduction Loss Modulation of DAB Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 1, p. 174–188, 2012a.

KRISMER, F.; KOLAR, J. W. Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 7, p. 2745–2760, jul. 2012b.

LAI, J.-S. *et al.* Multilevel intelligent universal transformer for medium voltage applications. In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 2005. FOURTIETH IAS ANNUAL MEETING. CONFERENCE RECORD OF THE 2005, 2005, [S.l: s.n.], 2005. p. 1893–1899 Vol. 3.

LAI, J.-S.; MAITRA, A.; GOODMAN, F. Performance of a Distribution Intelligent Universal Transformer under Source and Load Disturbances. In: CONFERENCE RECORD OF THE 2006 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 2006. 41ST IAS ANNUAL MEETING, 2006, [S.l: s.n.], 2006. p. 719–725.

LI, H.; PENG, F. Z.; LAWLER, J. S. A natural ZVS medium-power bidirectional DC-DC converter with minimum number of devices. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 2, p. 525–535, 2003.

LI, J. *et al.* An adaptive dead-time control scheme for high-switching-frequency dual-active-bridge converter. In: 2012 TWENTY-SEVENTH ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), fev. 2012, [S.l: s.n.], fev. 2012. p. 1355–1361.

LI, X.; BHAT, A. K. S. Analysis and Design of High-Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 4, p. 850–862, abr. 2010.

- LIU, C. *et al.* Cascade dual-boost/buck active-front-end converter for intelligent universal transformer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 12, p. 4671–4680, 2012.
- MARAFÃO, F. P. *Análise e Controle da Energia Elétrica através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais*. 2004. 259 f. Tese de Doutorado – Universidade Estadual de Campinas, 2004.
- MARTIN, J. *et al.* Medium frequency transformer for railway traction: Soft switching converter with high voltage semi-conductors. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS, ELECTRICAL DRIVES, AUTOMATION AND MOTION, 2008. SPEEDAM 2008, 2008, [S.l: s.n.], 2008. p. 1180–1185.
- MCLYMAN, W. T. *Transformer and Inductor Design Handbook*. [S.l.]: CRC Press, 2004.
- MCMURRAY, W. *Power Converter Circuits Having a High Frequency Link*. . [S.l: s.n.]. Disponível em: <<http://www.google.com/patents?id=jBRaAAAEBAJ>>. Acesso em: 22 jul. 2013. , 23 jun. 1970
- MCMURRAY, W. The Thyristor Electronic Transformer: a Power Converter Using a High-Frequency Link. *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, v. IGA-7, n. 4, p. 451–457, 1971.
- MI, C. *et al.* Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC-DC converter. *IET Power Electronics*, v. 1, n. 4, p. 507–517, dez. 2008.
- MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1976, [S.l: s.n.], 1976. p. 18–34.
- MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA. *Relatório - Smart Grid - Grupo de Trabalho de Redes Elétricas Inteligentes*. . [S.l: s.n.], 2010. Disponível em: <[http://www.mme.gov.br/mme/galerias/arquivos/acoef/Energia/Relatxrio\\_GT\\_Smart\\_Grid\\_Portaria\\_440-2010.pdf](http://www.mme.gov.br/mme/galerias/arquivos/acoef/Energia/Relatxrio_GT_Smart_Grid_Portaria_440-2010.pdf)>. Acesso em: 21 ago. 2013.
- MIRZAHOSSEINI, R.; TAHAMI, F. A lifetime improved single phase grid connected photovoltaic inverter. In: POWER ELECTRONICS AND DRIVE SYSTEMS TECHNOLOGY (PEDSTC), 2012 3RD, 2012, [S.l: s.n.], 2012. p. 234–238.
- MOONEM, M. A.; KRISHNASWAMI, H. Analysis and control of multi-level dual active bridge DC-DC converter. In: 2012 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2012, [S.l: s.n.], 2012. p. 1556–1561.
- MORALES, H. K. P. *Teoria de Potência Conservativa: Uma nova Abordagem Para o Controle Cooperativo de Condicionadores de Energia e Considerações sobre Atribuição de Responsabilidades*. 2011. Tese de Doutorado – Universidade Estadual de Campinas, 2011.
- NAAYAGI, R. T.; FORSYTH, A. J.; SHUTTLEWORTH, R. Bidirectional control of a dual active bridge DC-DC converter for aerospace applications. *IET Power Electronics*, v. 5, n. 7, p. 1104–1118, 2012a.

NAAYAGI, R. T.; FORSYTH, A. J.; SHUTTLEWORTH, R. High-Power Bidirectional DC-DC Converter for Aerospace Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 11, p. 4366–4379, 2012b.

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), 2012, [S.l.: s.n.], 2012. p. 1127–1133.

NORRGA, S. A soft-switched bi-directional isolated AC/DC converter for AC-fed railway propulsion applications. In: POWER ELECTRONICS, MACHINES AND DRIVES, 2002. INTERNATIONAL CONFERENCE ON (CONF. PUBL. NO. 487), 2002, [S.l.: s.n.], 2002. p. 433–438.

OGGIER, G. G.; GARCIA, G. O.; OLIVA, A. R. Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 7, p. 1826–1838, 2009.

OGGIER, G. G.; GARCÍA, G. O.; OLIVA, A. R. Modulation Strategy to Operate the Dual Active Bridge DC-DC Converter Under Soft Switching in the Whole Operating Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 4, p. 1228–1236, 2011.

ORTIZ, G. *et al.* Modeling of Soft-Switching Losses of IGBTs in High-Power High-Efficiency Dual-Active-Bridge DC/DC Converters. *IEEE Transactions on Electron Devices*, v. 60, n. 2, p. 587–597, 2013.

PATHAK, A. D. *MOSFET/IGBT Drivers Theory and Applications (AN0002)*. Notas de aplicação. [S.l.]: IXYS Corporation, 2001.

PINHEIRO, J. R.; BARBI, I. The three-level ZVS-PWM DC-to-DC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 8, n. 4, p. 486–492, 1993.

QIN, H. *Dual active bridge converters in solid state transformers*. 2012. MISSOURI UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY, Estados Unidos, 2012. Disponível em: <<https://mospace.umsystem.edu/xmlui/handle/10355/25147>>. Acesso em: 11 ago. 2013.

QIN, H.; KIMBALL, J. W. Closed-Loop Control of DC-DC Dual-Active-Bridge Converters Driving Single-Phase Inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 2, p. 1006–1017, 2014.

QIN, H.; KIMBALL, J. W. Solid-State Transformer Architecture Using AC-AC Dual-Active-Bridge Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 9, p. 3720–3730, 2013.

RASHID, M. *Power Electronics Handbook*. [s.l.: Elsevier professional, 2010. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/book/9780123820365>>. Acesso em: 4 set. 2013.

RONAN, E. R. *et al.* A power electronic-based distribution transformer. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 2, p. 537–543, 2002.

RUAN, X. *et al.* Control Strategy for Input-Series-Output-Parallel Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 4, p. 1174–1185, 2009.

SABAHI, M.; GOHARRIZI, A. Y.; *et al.* Flexible Power Electronic Transformer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 8, p. 2159–2169, 2010.

SABAHI, M.; HOSSEINI, S. H.; *et al.* Zero-voltage switching bi-directional power electronic transformer. *IET Power Electronics*, v. 3, n. 5, p. 818–828, 2010.

SHE, X. *et al.* Design and Demonstration of a 3.6-kV;120-V/10-kVA Solid-State Transformer for Smart Grid Application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 8, p. 3982–3996, ago. 2014.

SHE, X.; HUANG, A. Q.; *et al.* On Integration of Solid-State Transformer With Zonal DC Microgrid. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 3, n. 2, p. 975–985, 2012.

SHE, X.; BURGOS, R.; *et al.* Review of solid state transformer in the distribution system: From components to field application. In: 2012 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2012, [S.l: s.n.], 2012. p. 4077–4084.

SHE, X.; HUANG, A. Q.; NI, X. Current Sensorless Power Balance Strategy for DC/DC Converters in a Cascaded Multilevel Converter Based Solid State Transformer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 1, p. 17–22, 2014.

SOMNUSDE. *Countries of the world, colored according to their nominal power net voltage and frequency*. [S.l: s.n.]. Disponível em: <[https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Weltkarte\\_der\\_Netzspannungen\\_und\\_Netzfrequenzen.svg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Weltkarte_der_Netzspannungen_und_Netzfrequenzen.svg)>. Acesso em: 26 jul. 2013. , 18 dez. 2009

STEFANSKI, K. *et al.* Identifying techniques, topologies and features for maximizing the efficiency of a distribution grid with solid state power devices. In: NORTH AMERICAN POWER SYMPOSIUM (NAPS), 2010, 2010, [S.l: s.n.], 2010. p. 1–7.

STEIGERWALD, R. L.; DE DONCKER, R. W.; KHERALUWALA, M. H. A comparison of high-power DC-DC soft-switched converter topologies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 5, p. 1139–1145, 1996.

STEINER, M.; REINOLD, H. Medium frequency topology in railway applications. In: 2007 EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 2007, [S.l: s.n.], 2007. p. 1–10.

SUGIMURA, H. *et al.* Comparative considerations of soft switching PWM three-level HB dc-dc converters with high frequency link. In: 2011 IEEE 8TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND ECCE ASIA (ICPE ECCE), 2011, [S.l: s.n.], 2011. p. 2336–2343.

SYED, I.; XIAO, W. Modeling and control of DAB applied in a PV based DC microgrid. In: 2012 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, DRIVES AND ENERGY SYSTEMS (PEDES), 2012, [S.l: s.n.], 2012. p. 1–6.

TAN, N. M. L.; ABE, T.; AKAGI, H. Design and Performance of a Bidirectional Isolated DC-DC Converter for a Battery Energy Storage System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 3, p. 1237–1248, 2012.



TAN, N. M. L.; ABE, T.; AKAGI, H. Topology and application of bidirectional isolated dc-dc converters. In: 2011 IEEE 8TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND ECCE ASIA (ICPE ECCE), 2011, [S.l: s.n.], 2011. p. 1039–1046.

TAO, H. *et al.* Transformer-Coupled Multiport ZVS Bidirectional DC-DC Converter With Wide Input Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 2, p. 771–781, mar. 2008.

TAO, H.; DUARTE, J. L.; HENDRIX, M. A. Three-Port Triple-Half-Bridge Bidirectional Converter With Zero-Voltage Switching. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 2, p. 782–792, mar. 2008.

TAUFIQ, J. Power Electronics Technologies for Railway Vehicles. In: POWER CONVERSION CONFERENCE - NAGOYA, 2007. PCC '07, 2007, [S.l: s.n.], 2007. p. 1388–1393.

TRIPATHI, A.; HATUA, K.; BHATTACHARYA, S. A comparative study of three-phase dual active bridge topologies and their suitability for D-Q mode control. In: 2012 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), set. 2012, [S.l: s.n.], set. 2012. p. 1719–1724.

UFISM. *Manual de Estrutura e Apresentação de Monografias, Dissertações e Teses (MDT)*. . [S.l: s.n.]. Disponível em: <[http://w3.ufsm.br/biblioteca/index2.php?option=com\\_docman&task=doc\\_view&gid=71&Itemid=65](http://w3.ufsm.br/biblioteca/index2.php?option=com_docman&task=doc_view&gid=71&Itemid=65)>. Acesso em: 28 ago. 2013. , 2012

VAN DER MERWE, J. W.; DU T.MOUTON, H. The solid-state transformer concept: A new era in power distribution. In: AFRICON, 2009. AFRICON '09., 2009, [S.l: s.n.], 2009. p. 1–6.

VAN DER MERWE, W.; MOUTON, T. Solid-state transformer topology selection. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY, 2009. ICIT 2009, 2009, [S.l: s.n.], 2009. p. 1–6.

VAN HOEK, H.; NEUBERT, M.; DE DONCKER, R. W. Enhanced Modulation Strategy for a Three-Phase Dual Active Bridge - Boosting Efficiency of an Electric Vehicle Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 12, p. 5499–5507, 2013.

WALBERMARK M. DOS SANTOS; DENIZAR C. MARTINS. Introdução ao Conversor DAB Monofásico. *Eletrônica de Potência*, v. 19, n. 1, p. 36–46, dez 2013.

WANG, G. *et al.* Comparisons of 6.5kV 25A Si IGBT and 10-kV SiC MOSFET in Solid-State Transformer application. In: 2010 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2010, [S.l: s.n.], 2010. p. 100–104.

WANG, G. *et al.* Design and hardware implementation of Gen-1 silicon based solid state transformer. In: 2011 TWENTY-SIXTH ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), 2011, [S.l: s.n.], 2011. p. 1344–1349.

WANG, G.; HUANG, A.; LI, C. ZVS range extension of 10A 15kV SiC MOSFET based 20kW Dual Active Half Bridge (DHB) DC-DC converter. In: 2012 IEEE ENERGY

CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2012, [S.l: s.n.], 2012. p. 1533–1539.

WANG, J. *et al.* Comparison of 10-kV SiC power devices in solid-state transformer. In: 2010 IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2010, [S.l: s.n.], 2010. p. 3284–3289.

WEISE, N. D. *et al.* A Single-Stage Dual-Active-Bridge-Based Soft Switched AC-DC Converter With Open-Loop Power Factor Correction and Other Advanced Features. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 8, p. 4007–4016, ago. 2014.

WILLEMS, J. L. A new interpretation of the Akagi-Nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 41, n. 4, p. 523–527, ago. 1992.

XIE, Y.; SUN, J.; FREUDENBERG, J. S. Power Flow Characterization of a Bidirectional Galvanically Isolated High-Power DC/DC Converter Over a Wide Operating Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 1, p. 54–66, 2010.

YANG, L. *et al.* Design and Analysis of a 270kW Five-level DC/DC Converter for Solid State Transformer Using 10kV SiC Power Devices. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2007. PESC 2007, 2007, [S.l: s.n.], 2007. p. 245–251.

ZHANG, Z.; THOMSEN, O. C.; ANDERSEN, M. A. E. Optimal Design of a Push-Pull-Forward Half-Bridge (PPFHB) Bidirectional DC-DC Converter With Variable Input Voltage. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 7, p. 2761–2771, jul. 2012.

ZHAO, B. *et al.* Current-Stress-Optimized Switching Strategy of Isolated Bidirectional DC-DC Converter With Dual-Phase-Shift Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 10, p. 4458–4467, out. 2013.

ZHAO, B. *et al.* Dead-Time Effect of the High-Frequency Isolated Bidirectional Full-Bridge DC-DC Converter: Comprehensive Theoretical Analysis and Experimental Verification. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 4, p. 1667–1680, 2014.

ZHAO, B. *et al.* Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 8, p. 4091–4106, ago. 2014.

ZHAO, B.; SONG, Q.; LIU, W. Efficiency Characterization and Optimization of Isolated Bidirectional DC-DC Converter Based on Dual-Phase-Shift Control for DC Distribution Application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 4, p. 1711–1727, 2013.

ZHAO, B.; SONG, Q.; LIU, W. Experimental Comparison of Isolated Bidirectional DC-DC Converters Based on All-Si and All-SiC Power Devices for Next-Generation Power Conversion Application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 3, p. 1389–1393, 2014.

ZHAO, B.; SONG, Q.; LIU, W. Power Characterization of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converter With Dual-Phase-Shift Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 9, p. 4172–4176, 2012.

ZHAO, B.; YU, Q.; SUN, W. Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converter for Power Distribution in Microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 11, p. 4667–4680, nov. 2012.

ZHAO, C. *et al.* Design, implementation and performance of a modular power electronic transformer (PET) for railway application. In: PROCEEDINGS OF THE 2011-14TH EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS (EPE 2011), 2011, [S.l: s.n.], 2011. p. 1–10.

ZHAO, C.; ROUND, S. D.; KOLAR, J. W. An Isolated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter With Decoupled Power Flow Management. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 5, p. 2443–2453, set. 2008.

ZHAO, T. *et al.* 270 kVA Solid State Transformer Based on 10 kV SiC Power Devices. In: IEEE ELECTRIC SHIP TECHNOLOGIES SYMPOSIUM, 2007. ESTS '07, 2007, [S.l: s.n.], 2007. p. 145–149.

ZHAO, T. *Design and Control of a Cascaded H-Bridge Converter based Solid State Transformer (SST)*. 2010. 174 f. North Carolina, 2010.

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, 2009.



## APÊNDICE I

### 8 Modelo de Pequenos Sinais do Conversor DAB

Apesar de diferentes modelos serem apresentados na literatura para o conversor DAB (ALONSO *et al.*, 2010; FALCONES, S. D., 2011; KRISMER, F.; KOLAR, 2009; KRISMER, FLORIAN, 2010; QIN, HENGSI, 2012), preferiu-se o desenvolvimento de um modelo médio simplificado.

Os ganhos estáticos de corrente e tensão são dados por (74) e (75), respectivamente. Estes ganhos são não lineares e, portanto necessitam de processos de linearização.

$$I_o(\phi) = \frac{V_i}{X_L \cdot N_s} \cdot d \cdot \phi \cdot \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi}\right) \quad (74)$$

$$V_o(\phi) = \frac{V_i \cdot R_{dab}}{X_L \cdot N_s} \cdot d \cdot \phi \cdot \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi}\right) \quad (75)$$

Onde,

$X_L$             Reatância indutiva da indutância de dispersão ( $2\pi \cdot f_s \cdot L_d$ );

$R_{dab}$            Resistência equivalente de saída do conversor DAB.

O método do modelo médio é bem conhecido na literatura (ERICKSON, 2001; MIDDLEBROOK; CUK, 1976) e será utilizado para a definição do modelo de pequenos sinais do conversor DAB.

Os sinais envolvidos no modelo médio equivalente devem ser perturbados e linearizados em torno do ponto de operação. A equação a seguir mostra que o valor médio da variável de interesse ( $i_o$ ) é a soma entre seu valor em regime permanente e uma perturbação.

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_s} = I_o + \hat{i}_o(t) \quad (76)$$

Considerando a corrente de saída função do ângulo de defasagem e da tensão de entrada, tem-se:

$$\langle \hat{i}_o(t) \rangle_{T_s} = I_o + \hat{i}_o(t) = i_o(\phi(t), v_i(t)) \quad (77)$$

A expansão de (77), usando a Série de Taylor em torno do ponto de operação, é mostrada em (78), já desconsiderando os termos de ordem superior.

$$I_o + \hat{i}_o = i_o(\Phi, V_i) + \hat{v}_i(t) \cdot \left. \frac{\partial i_o(\Phi, V_i)}{\partial v_i} \right|_{v_i=V_i} + \hat{\phi}(t) \cdot \left. \frac{\partial i_o(\Phi, V_i)}{\partial \phi} \right|_{\phi=\Phi} \quad (78)$$

O termo de pequenos sinais, que representa a perturbação de corrente, é dado por (79):

$$\hat{i}_o(t) = \hat{v}_i(t) \cdot g_{i_o v_i} + \hat{\phi}(t) \cdot g_{i_o \phi} \quad (79)$$

Sendo,

$$g_{i_o v_i} = \frac{\phi}{X_L N_s} \cdot \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (80)$$

$$g_{i_o \phi} = \frac{V_i}{X_L N_s} \cdot \left( 1 - \frac{2\phi}{\pi} \right) \quad (81)$$

O circuito equivalente do modelo médio da saída do conversor DAB é mostrado na figura abaixo.

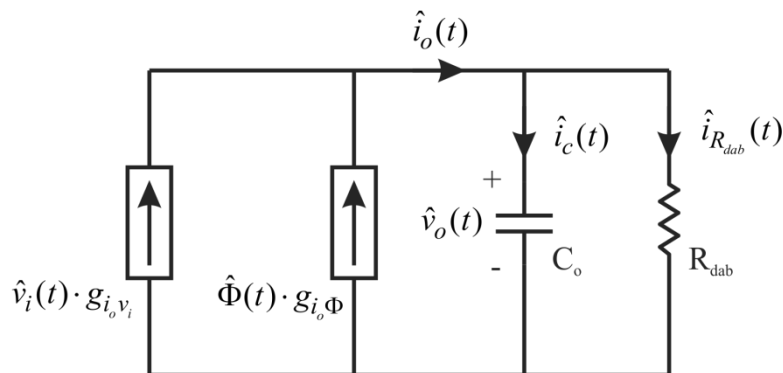


Figura 110 – Circuito equivalente do modelo médio do conversor DAB

A soma e a expansão das correntes de saída são mostradas em (82) e (83), respectivamente.

$$\hat{i}_o(t) = \hat{i}_c(t) + \hat{i}_{R_{dab}}(t) \quad (82)$$

$$\hat{v}_i(t) \frac{\phi}{X_L N_s} \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) + \hat{\phi}(t) \frac{V_i}{X_L N_s} \left(1 - \frac{2 \cdot \phi}{\pi}\right) = C \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} + \frac{\hat{v}_o(t)}{R_{dab}} \quad (83)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (83), resulta em (84).

$$V_i(s) \frac{\phi}{X_L N_s} \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) + \phi(s) \frac{V_i}{X_L N_s} \left(1 - \frac{2 \phi}{\pi}\right) = s C V_o(s) + \frac{V_o(s)}{R_{dab}} \quad (84)$$

Isolando as variáveis de interesse de (84), é possível obter a função de transferência que relaciona a tensão de saída em função da tensão de entrada (85), e a função de transferência que relaciona a tensão de saída com o ângulo de defasagem (86).

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{\phi}{X_L N_s} \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \frac{R_{dab}}{(s R_{dab} C_o + 1)} \quad (85)$$

$$\frac{V_o(s)}{\phi(s)} = \frac{V_i}{X_L N_s} \left(1 - \frac{2 \phi}{\pi}\right) \frac{R_{dab}}{(s R_{dab} C_o + 1)} \quad (86)$$

De modo a comprovar os modelos resultantes apresentados acima, uma simulação foi realizada, com perturbações na tensão de entrada e no ângulo de defasagem, do conversor DAB. Os parâmetros de simulação são mostrados na tabela 9.

O resultado da tensão de saída da simulação em comparação com o modelo médio proposto é apresentado na figura 111. Os instantes de tempo e amplitudes de perturbações são apontados na mesma figura.

Tabela 9 – Parâmetros para simulação do conversor DAB

| Descrição  | Símbolo | Valor        |
|--|---------|--------------|
| Potência de saída                                      | $P_o$   | 1.000 W      |
| Tensão de saída  | $V_o$   | 200 V        |
| Tensão de entrada                                      | $V_i$   | 1.200 V      |
| Relação de transformação                               | $d$     | 1            |
| Número de espiras do secundário em relação ao primário | $N_s$   | 0,1667       |
| Ângulo de defasagem nominal                            | $\phi$  | 45°          |
| Frequência de operação                                 | $f_s$   | 10 kHz       |
| Indutância de dispersão                                | $L_d$   | 13,5 mH      |
| Capacitor de saída                                     | $C_o$   | 6,25 $\mu$ F |

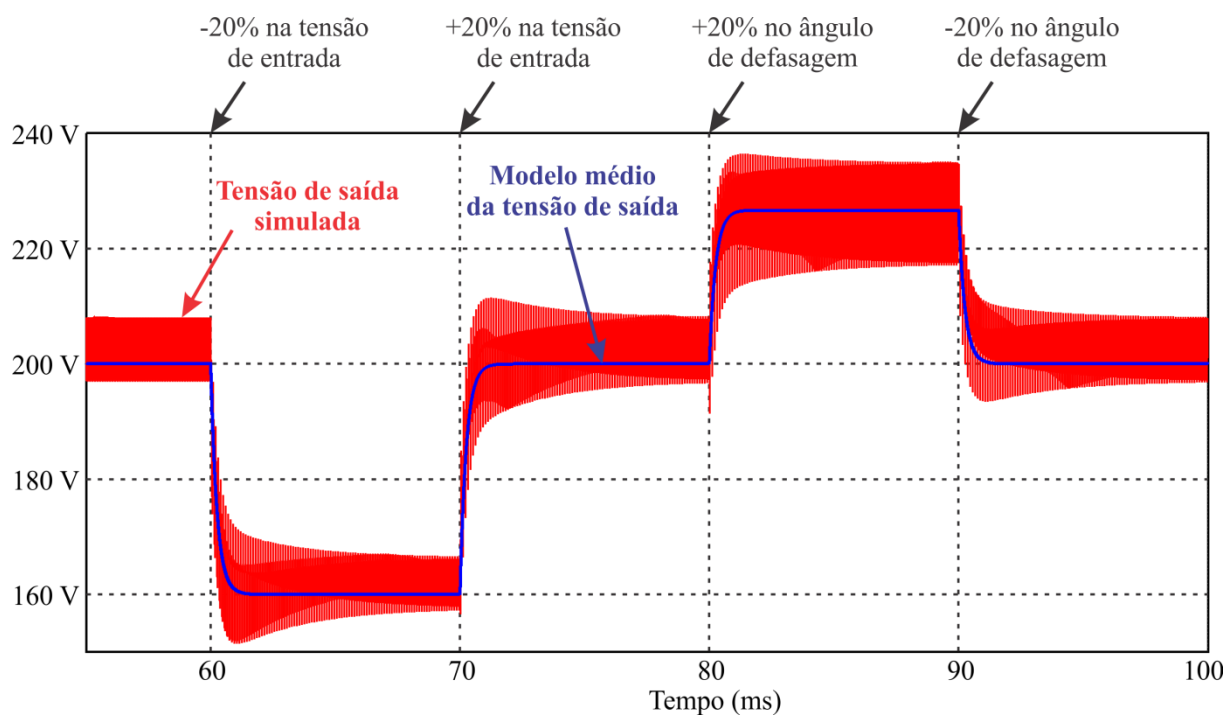


Figura 111 – Resultados de simulação do conversor DAB juntamente com o modelo médio proposto



## APÊNDICE II

### 9 CIRCUITOS AUXILIARES

A utilização de conversores modulares aumenta a flexibilidade do sistema, entretanto o número de circuitos auxiliares é elevado. De modo a viabilizar os experimentos práticos das topologias apresentadas, circuitos auxiliares modulares foram desenvolvidos. Esta seção trata do desenvolvimento de circuitos para: sensores, circuito de comando (*driver*), *buffer* e fonte de alimentação.

#### 9.1 Fonte de Alimentação

Para a alimentação dos circuitos auxiliares foi projetada uma fonte com operação na faixa de 500 kHz, com tensão de saída alternada, entre +7,5 V e -7,5 V. O objetivo da operação em alta frequência é a diminuição dos magnéticos utilizados para a alimentação e isolamento dos demais periféricos.

O esquemático do circuito é apresentado na Figura 112.

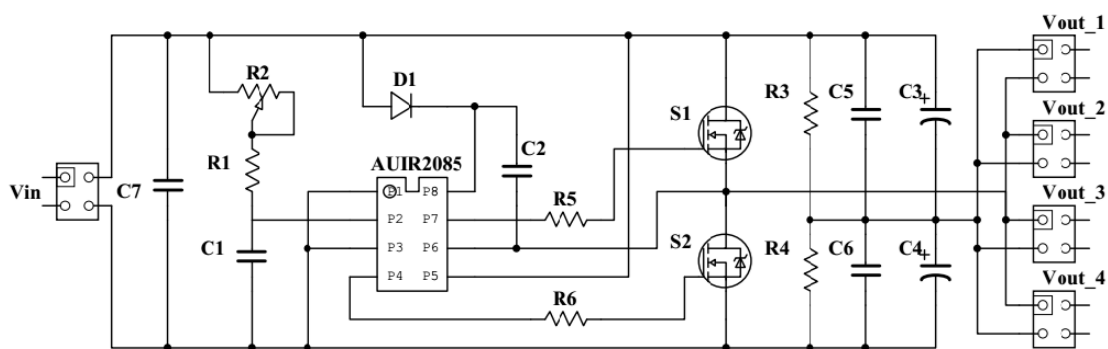


Figura 112 – Esquemático do circuito de alimentação

O princípio de operação da fonte é simples, utilizando dois interruptores dispostos em meia-ponte, consegue-se alternar a tensão de entrada.

Para o comando dos interruptores, utilizou-se um circuito integrado com a capacidade de comandar os dois interruptores, alternadamente, com 50% de razão cíclica.

A definição da frequência de operação dos comandos é feita através da associação dos resistores  $R1$  e  $R2$  e do capacitor  $C1$ . Através da utilização de um barramento, podemos aumentar o número de saídas da fonte. Nesse caso foram utilizadas quatro saídas, conforme esquemático. Os resistores  $R3$  e  $R4$ , de igual resistência, funcionam como um divisor resistivo, garantindo assim, a mesma tensão, em módulo, no semiciclo positivo e negativo.

A Figura 113 mostra o *layout* do circuito em 3D. E o protótipo da fonte de alimentação é apresentado na Figura 114.

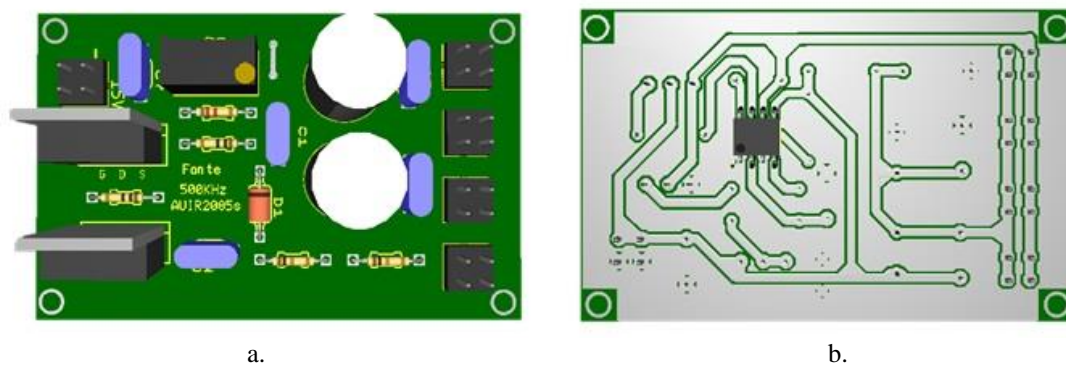


Figura 113 – *Layout* em 3D do protótipo da fonte de alimentação: a. face superior; b. face inferior

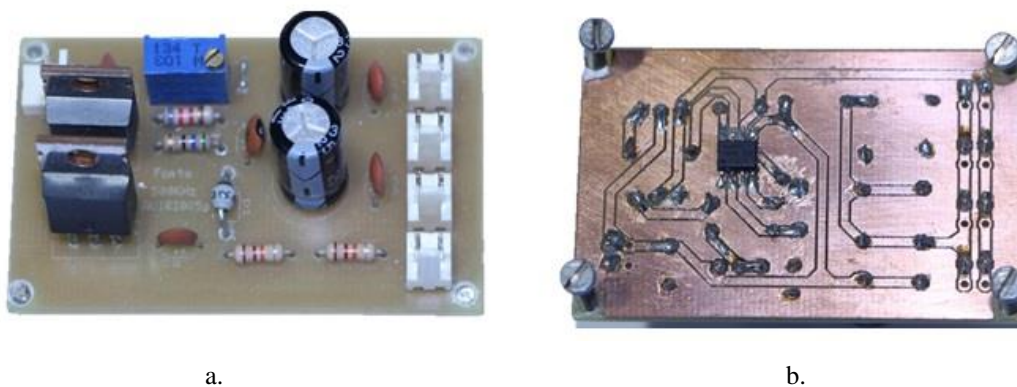


Figura 114 – Protótipo da fonte de alimentação: a. face superior; b. face inferior

## 9.2 Circuito de Comando (*Driver*)

O circuito de *driver* isolado realiza a interface entre o circuito de controle e o de potência. Possui a função de amplificar e isolar o sinal proveniente da etapa de controle, o qual será repassado aos interruptores.

A implementação do circuito de *driver* é realizada com o circuito integrado (CI) HCPL3120 (Figura 115). Os sinais de controle, após passarem por um circuito de *buffer*, são aplicados ao circuito de *driver* que possui isolamento galvânica.

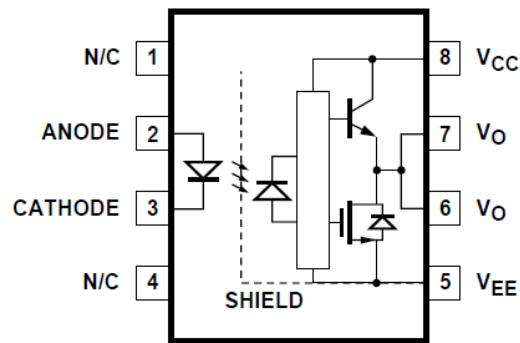


Figura 115 – Diagrama HCPL3120 (AVAGO, 2008)

Para obter maior fidelidade do sinal é desejável minimizar o tempo de atraso na propagação deste sinal (PATHAK, 2001; RASHID, 2010). Com a finalidade de prevenir disparos acidentais, o bloqueio do interruptor é realizado com tensão negativa de -5 V. A alimentação do circuito do *driver* é realizada através da fonte isolada mostrada na subseção anterior.

A Figura 116 mostra o circuito de um dos *drivers*, com os sinais de controle sendo aplicados no circuito de *buffer*. O diodo *zener* D1 de 5 V é responsável pela tensão negativa entre os terminais *gate* (G) e *source* (S). Os diodos *zener* D2 e D3 são adicionados ao circuito como forma de proteção à sobretensão.

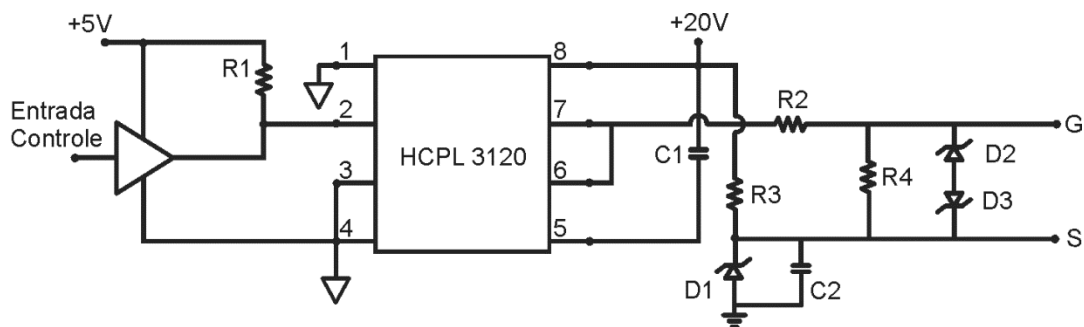


Figura 116 – Esquemático da ligação do CI HCPL3120 com circuito de *buffer*

A Figura 117 mostra o esquemático completo do circuito de *driver* proposto, com duas fontes isoladas integradas.

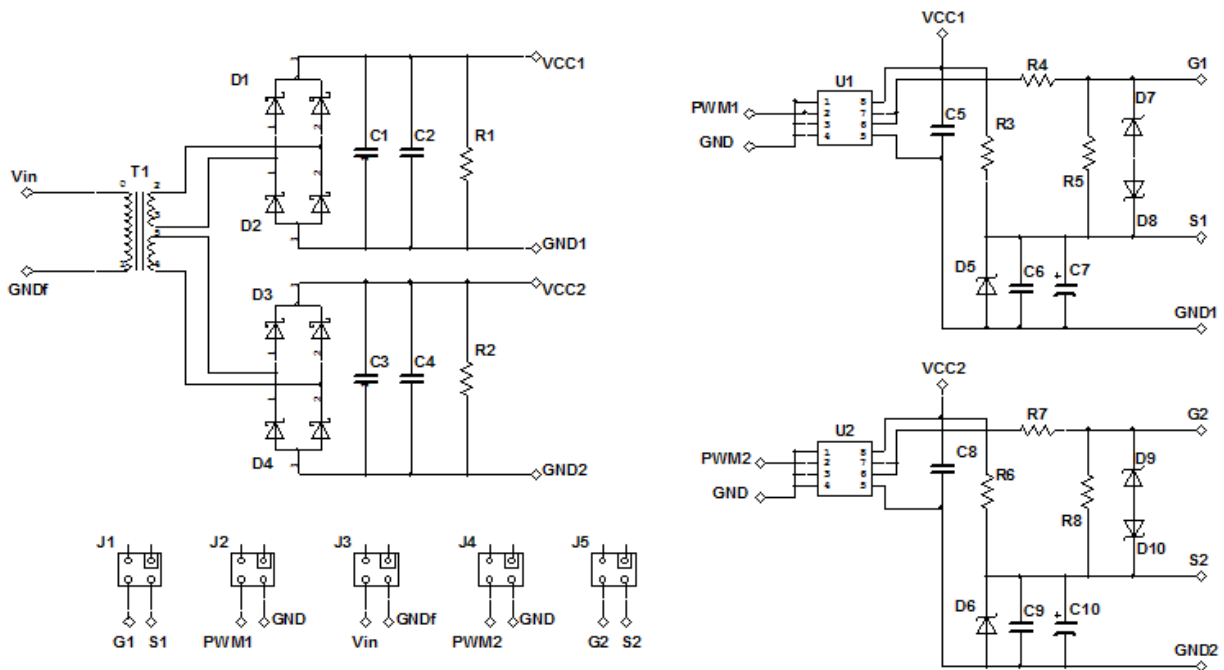


Figura 117 – Esquemático *circuito de driver*

Para melhor visualização da disposição dos componentes na placa de circuito impresso, o *layout* do circuito proposto foi realizado em desenho 3D, conforme Figura 118. E a implementação do *driver* é mostrada na Figura 119.

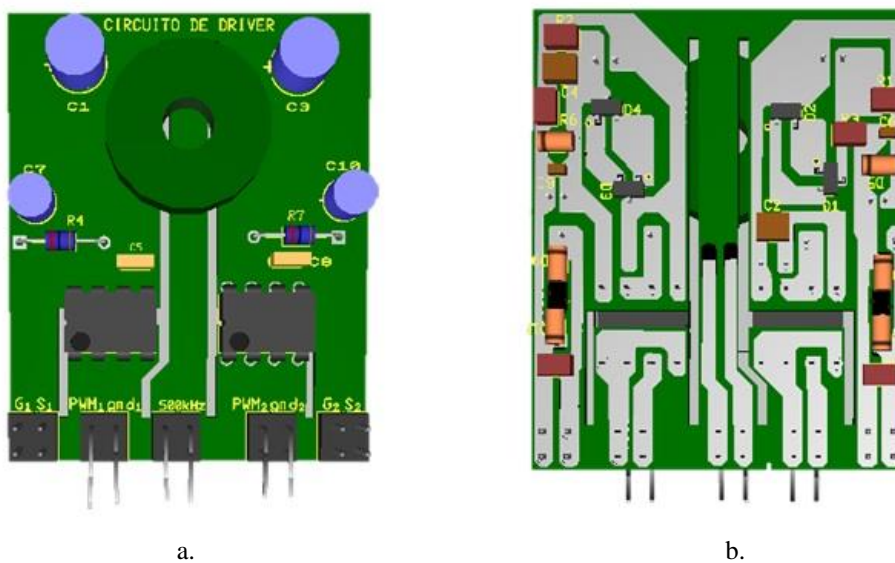


Figura 118 – Desenho do *layout* em 3D do *driver*: a. Visão frontal; b. Visão posterior

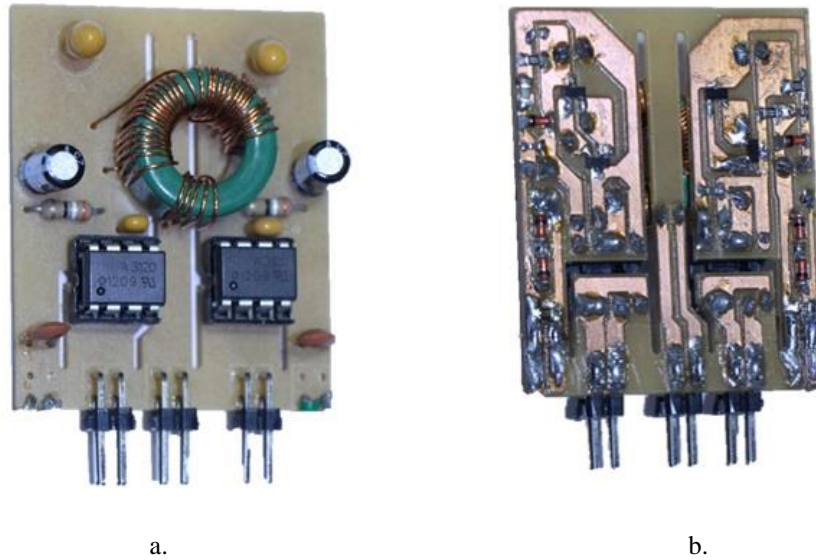


Figura 119 – Circuito de *driver* implementado: a. Visão frontal; b. Visão posterior.

Para validar o funcionamento do circuito de *driver*, aplicou-se um sinal com forma de onda quadrada com 40 kHz, amplitude de 5 V e razão cíclica de 50% ao circuito de *buffer*. Após passar pelo *buffer*, o sinal é enviado ao circuito de *driver*.

A Figura 120 mostra as aquisições obtidas, onde  $V_{in}$  e  $V_o$  representam os sinais de entrada no circuito de *buffer* e de saída do circuito de *driver*, respectivamente.

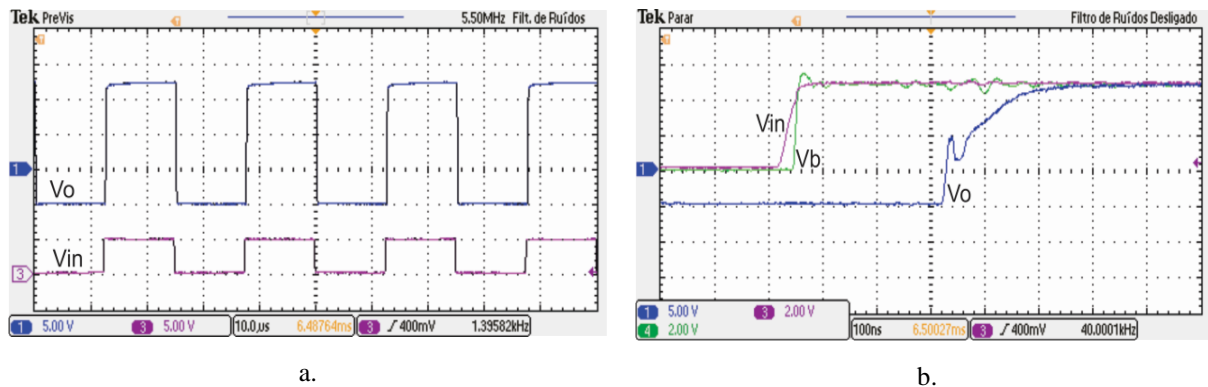


Figura 120 – Sinais de entrada do *buffer* ( $V_{in}$ ) e saída do *driver* ( $V_o$ ) (5 V/div, 5 V/div). a. 10  $\mu$ s/div. b. 100 ns/div

Os resultados obtidos validam a operação do circuito do *driver*, o qual gera um sinal isolado e amplificado, com um pequeno atraso na propagação de sinal de cerca de 300 ns.

O circuito *driver* foi implementado igualmente em um módulo de saída única, ainda com alimentação em 500 kHz. O *layout* em 3D do protótipo da placa de *driver* com uma saída é mostrado na Figura 121. A implementação prática está apresentada na Figura 122.



Figura 121 – *Layout* em 3D do protótipo da placa de *driver* com uma saída: a. Visão superior; b. Visão inferior

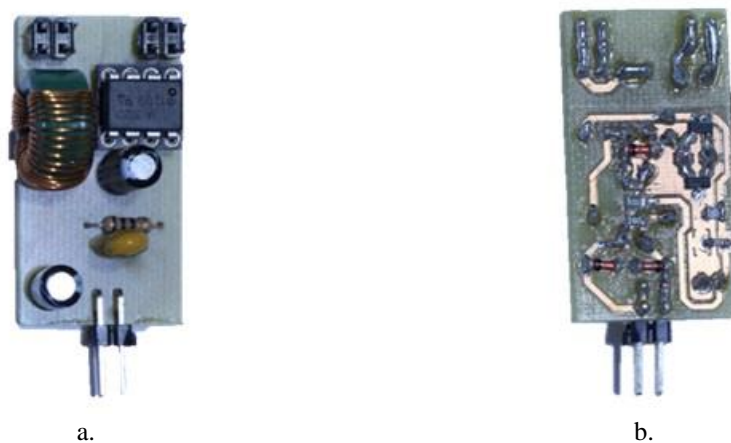


Figura 122 – Protótipo da placa de *driver* com uma saída: a. Visão superior; b. Visão inferior

A conexão do circuito *driver* com o circuito *buffer* é feita através de uma placa auxiliar, onde está contida uma conexão padrão RJ45, para os sinais provenientes do circuito *buffer*, juntamente com uma conexão do sinal proveniente da fonte de 500 kHz. A Figura 123 mostra o protótipo do circuito em 3D. A implementação da placa auxiliar é mostrada na Figura 124.

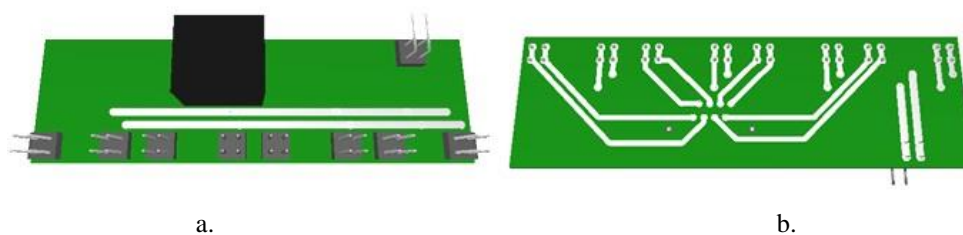


Figura 123 – *Layout* em 3D do protótipo da placa auxiliar de conexão dos drivers: a. face superior; b. face inferior

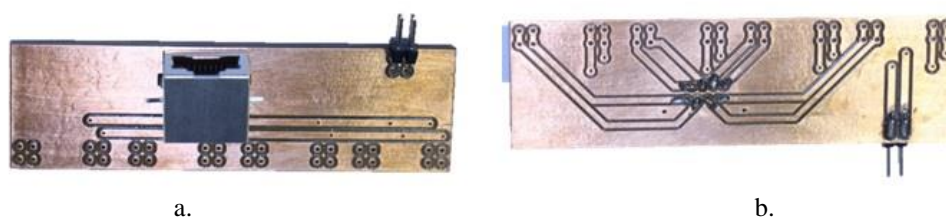


Figura 124 – Protótipo da placa auxiliar de conexão dos drivers: a. Visão superior; b. Visão inferior

### 9.3 Placa de Potência (Ponte H)

A placa de potência é a interface entre os interruptores e os *drivers* de comando. Nela estão contidos quatro interruptores, dispostos em ponte completa (*Full Bridge*). Disposição usada em todo o circuito, ou seja, tal placa é a mesma para ambos os lados do conversor DAB.

O circuito de driver é conectado através de conectores (*GSI-4*), conseguindo assim uma melhor isolamento entre sinais de comando e alta tensão.

O esquemático é demonstrado na Figura 125.

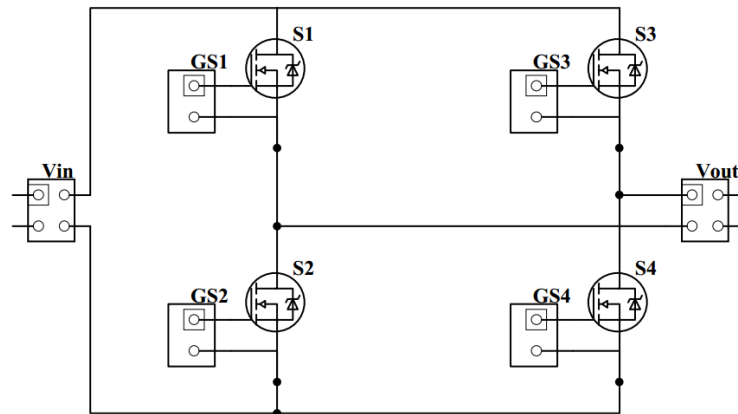
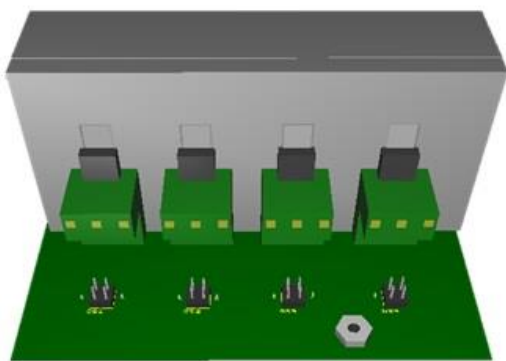
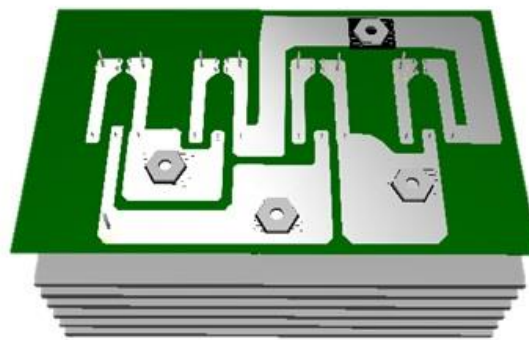


Figura 125 – Esquemático da ponte completa

Pode-se ver o protótipo da placa em 3D a partir da Figura 126.



a.



b.

Figura 126 – Layout em 3D: a. Visão superior. b. Visão inferior

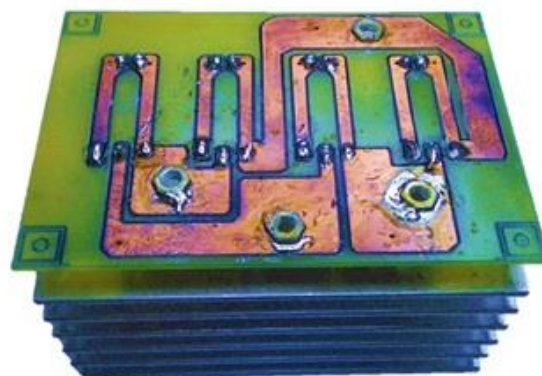


Figura 127 – Desenvolvimento experimental da placa de potência



A placa de potência juntamente com os *drivers* é mostrada na Figura 128.



Figura 128 – Placa de potência juntamente com os quatro *drivers*

#### 9.4 *Buffer* Isolado

O circuito *buffer* isolado realiza o acoplamento do sistema de comando com o circuito *driver*, garantindo um ganho de potência dos sinais provenientes do controlador e uma isolação óptica.

O circuito é implementado a partir do CI *buffer* 7407, que apresenta saída em coletor aberto próprio para interface com circuitos de maior potência, em associação série com o CI 6N137, optoacoplador de alta velocidade projetado para uso em aplicações que requerem isolamento de alta tensão entre a entrada e saída.

A Figura 129 mostra o esquemático do circuito *buffer* isolado proposto. A alimentação de 3,3 V de entrada é feita através de uma derivação da alimentação de 5 V, aplicando o regulador de tensão 78LC33, conforme Figura 130.

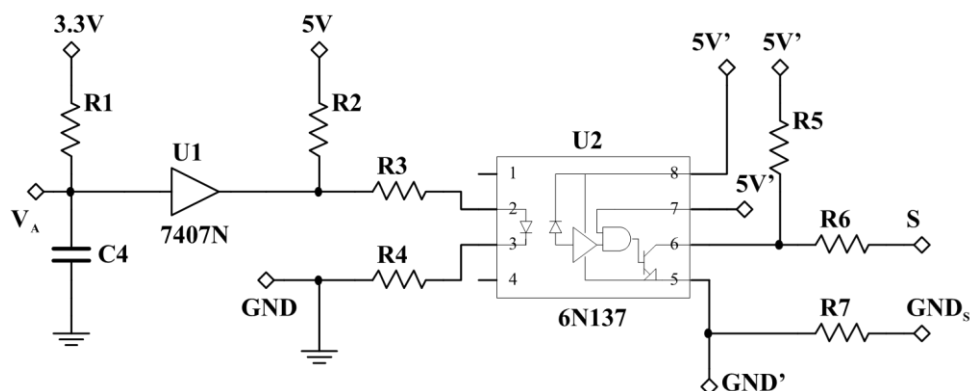


Figura 129 – Esquemático do circuito *buffer*

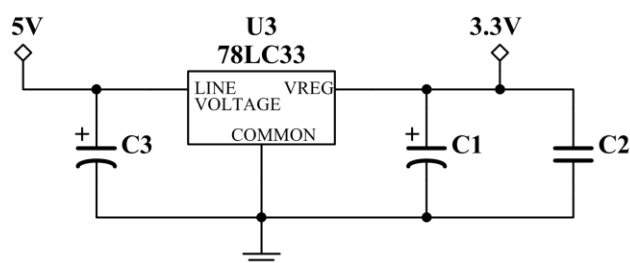


Figura 130 – Esquemático de regulação de tensão interna de 5 V para 3,3 V, do circuito *buffer*

O protótipo é constituído de quatro circuitos *buffer*, com conexão para os sinais de entrada e saída através de conectores e cabos padrão RJ45. O *layout* em 3D do protótipo do circuito *buffer* é mostrado na Figura 131. O protótipo do circuito *buffer* é mostrado na Figura 132.

## 9.5 Sensor de Tensão

O sensor de tensão proposto é modular e composto de dois circuitos: o primeiro faz o condicionamento do sinal e transmite o sinal em corrente, e a segunda parte, chamada de recepção, recebe o sinal em corrente, e através de um opto-acoplador faz a isolação do sinal, conforme a Figura 133.

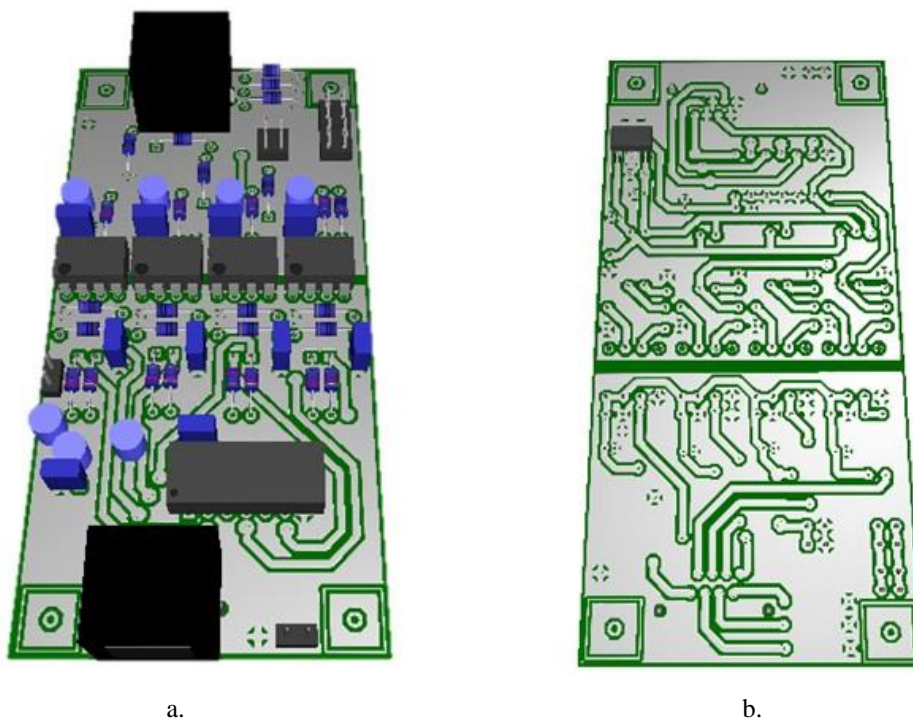


Figura 131 – *Layout* em 3D do protótipo do circuito *buffer*: a. face superior; b. face inferior

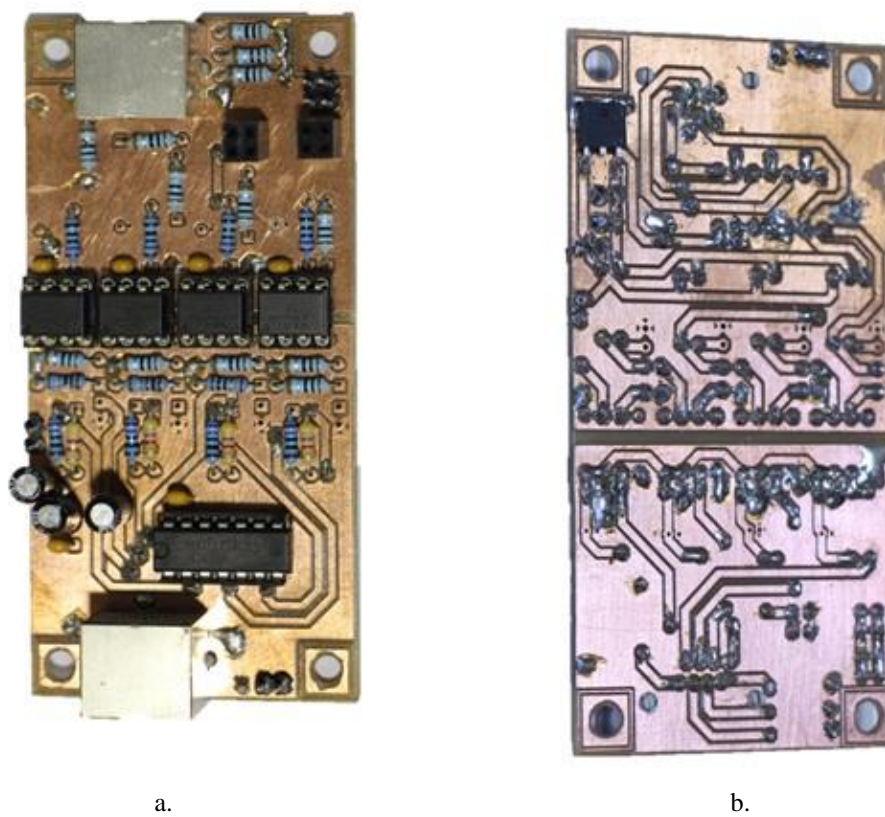


Figura 132 – Protótipo do circuito *buffer*: a. face superior; b. face inferior

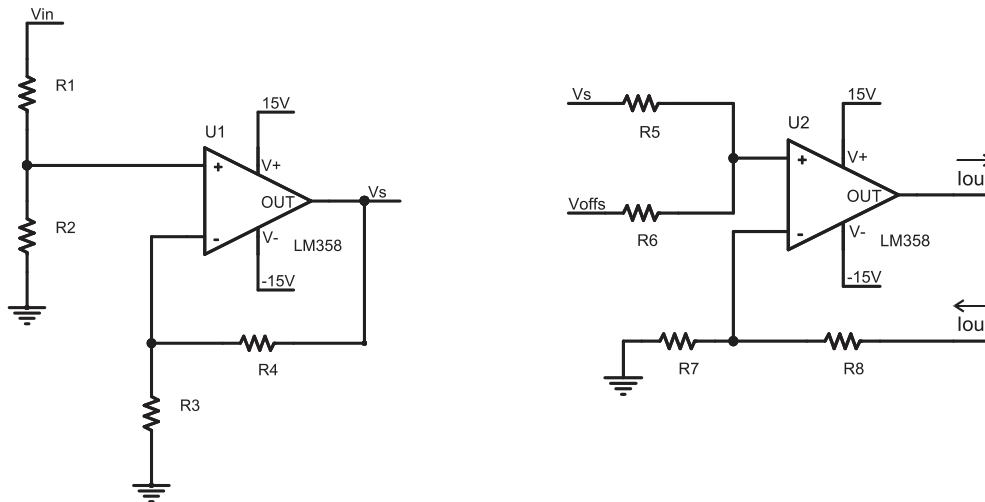


Figura 133 – Circuito de transmissão do sinal de tensão

O ganho da parte de transmissão do sensor de tensão é dado por (87) e (88).

$$V_{in} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{R_3 + R_4}{R_3} = V_s \quad (87)$$

$$I_{out} = \frac{\left( V_s \times \frac{R_6}{R_5 + R_6} + V_{offset} \times \frac{R_5}{R_5 + R_6} \right)}{R_7} \quad (88)$$

O circuito do módulo de recepção (Figura 134) foi baseado em (AVAGO, 2006). A variável de entrada do módulo de recepção é a corrente de saída do módulo de transmissão. A transmissão da informação em corrente permite uma maior imunidade a ruídos eletromagnéticos.

A utilização de dois opto-acopladores resulta em um ganho linear mesmo considerando variações paramétricas dos componentes do sensor.

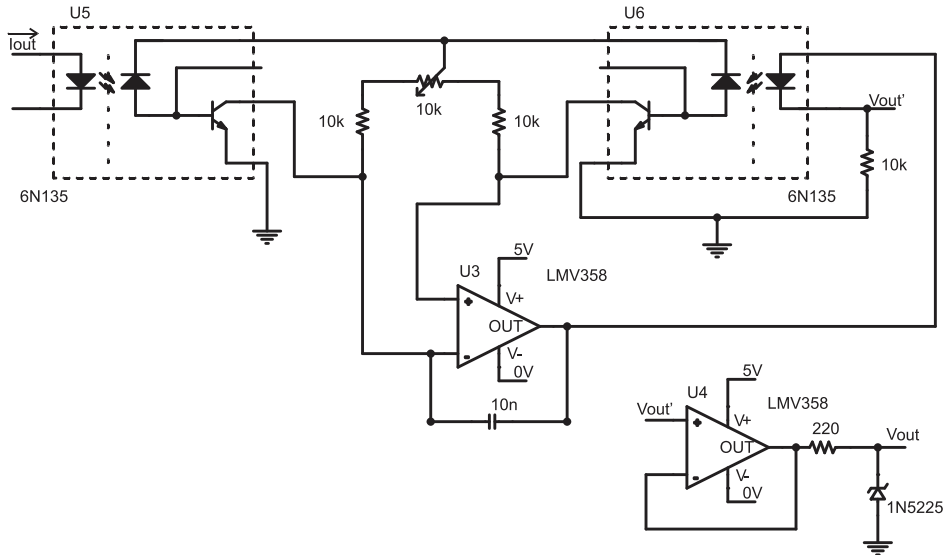


Figura 134 – Circuito do módulo de recepção do sensor de tensão

Os esquemáticos utilizados para a implementação do sensor de tensão são mostrados nas Figura 135 (transmissão) e Figura 136 (recepção).

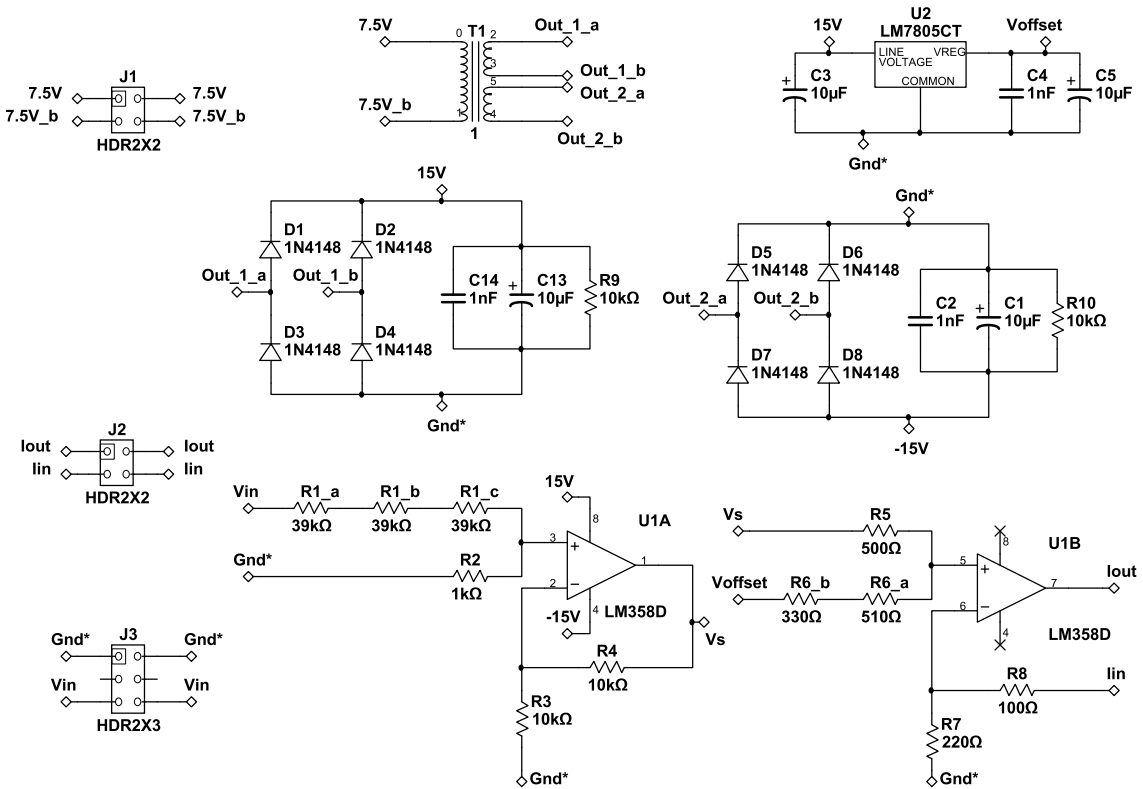


Figura 135 – Esquemático do módulo de transmissão

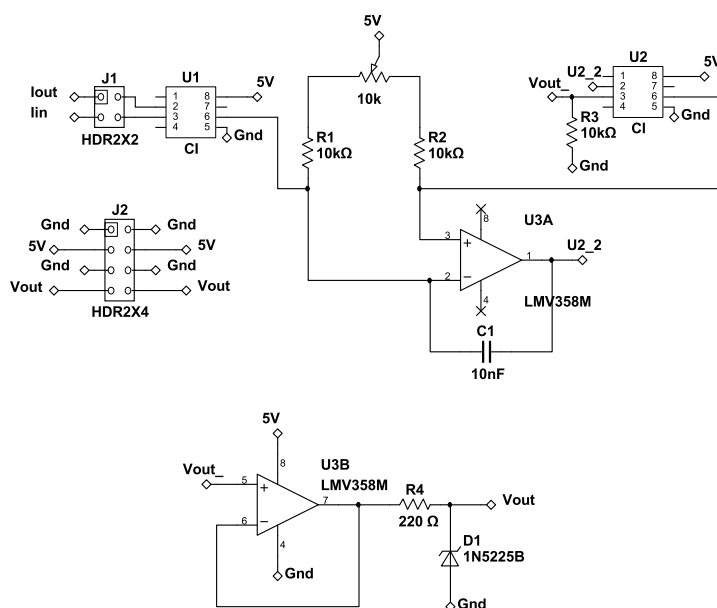


Figura 136 – Esquemático do módulo de recepção

O protótipo do sensor de tensão é mostrado na Figura 137. Neste sensor foi implementado a fonte de alimentação integrada a ele. O módulo de recepção é alimentado pela mesma fonte do DSP.



a.



b.

Figura 137 – Protótipo do sensor de tensão: a. módulo de sensoriamento e transmissão; b. módulo de recepção

Resultados experimentais foram realizados na medição da tensão da rede (220 V / 60 Hz), conforme Figura 138. O sinal medido e o sinal do sensor estão sobrepostos mostrando a linearidade do sensor.

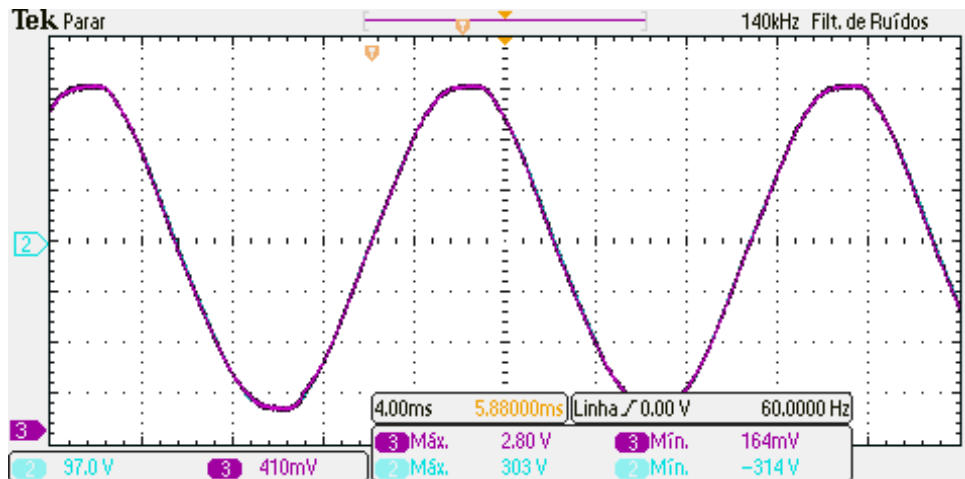


Figura 138 – Tensão medida do sensor (ch2 – 97 V/div), Tensão de saída do sensor (ch3 – 410 mV/div);  
Escala de tempo de 4 ms/div

A análise da resposta em frequências do sensor foi realizada, mostrando que o sensor tem uma banda passante compatível com a aplicação. O Diagrama de Bode do ganho do sensor é mostrado abaixo.

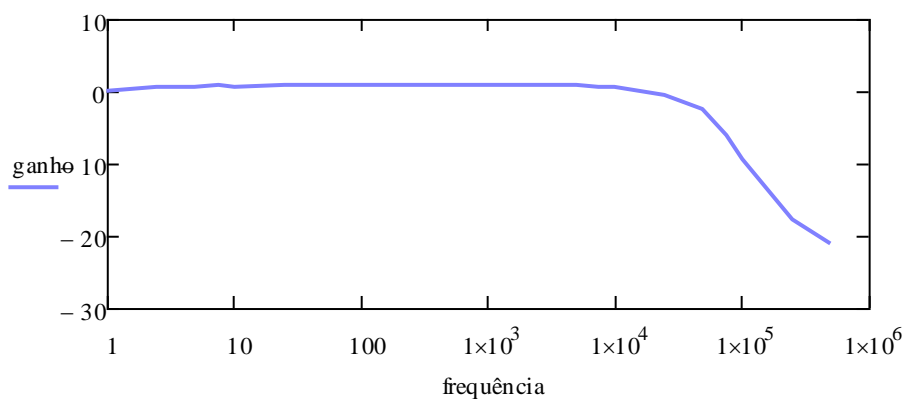


Figura 139 – Diagrama de Bode (Amplitude) do sensor de tensão

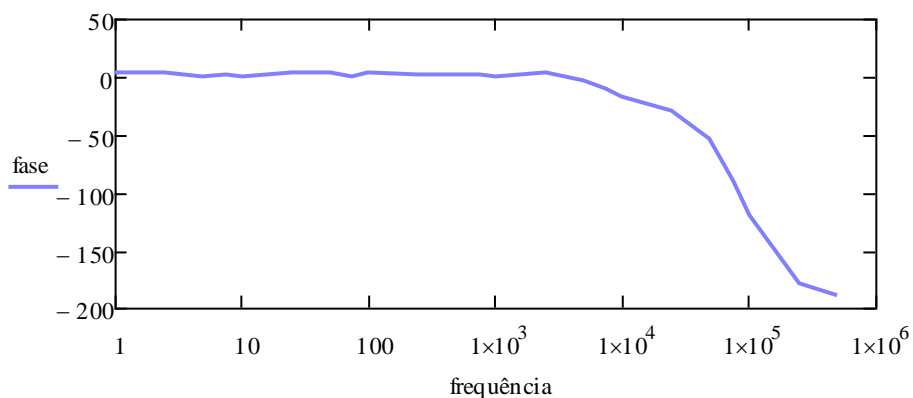


Figura 140 – Diagrama de Bode (fase) do sensor de tensão

## 9.6 Sensor de Corrente

O sensor de corrente utiliza o CI ACS712 para realizar as medições, que gera uma diferença de tensão isolada proporcional à corrente que circula entre seus pinos. Essa diferença de tensão gerada é então convertida, por amplificadores operacionais novamente, em corrente para a sua transmissão.

A placa, conforme esquemático apresentado na Figura 141, foi projetada para realizar medições entre -5 A e +5 A.

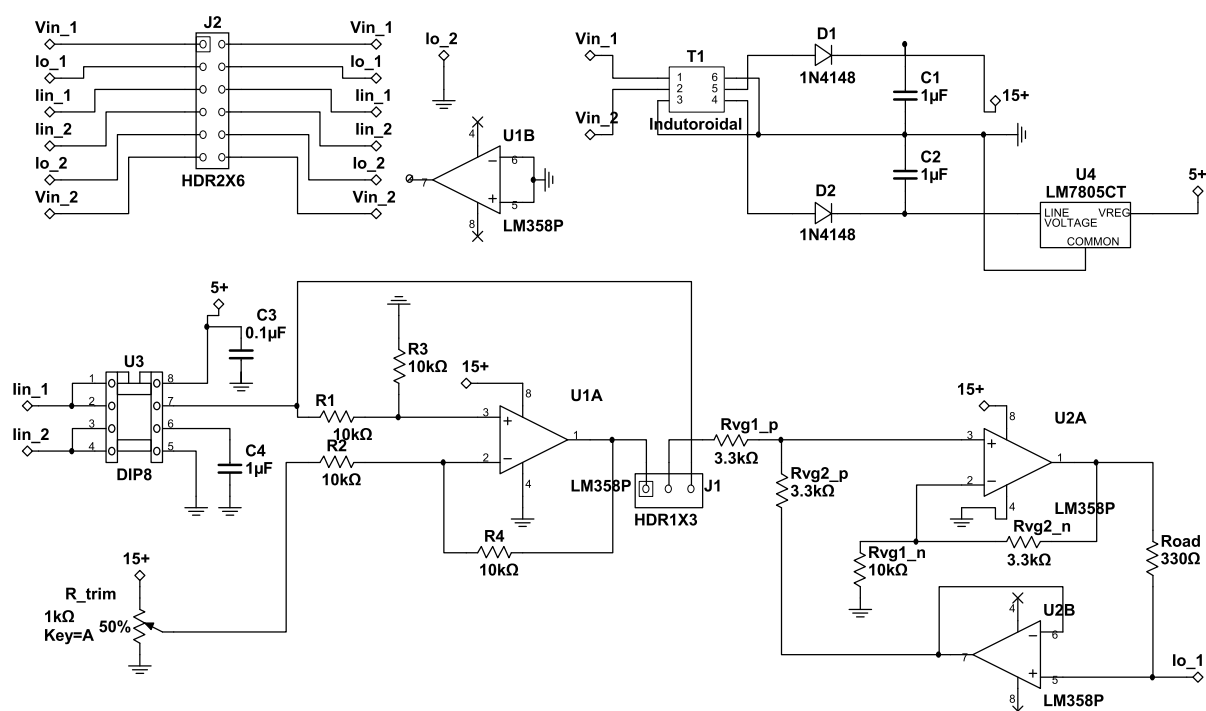


Figura 141 – Esquemático do sensor de corrente por efeito Hall

Um dos principais objetivos do sensor é transmitir o sinal em corrente, como dito anteriormente. Foi implementado um circuito que utiliza amplificadores operacionais para realizar a conversão. Para a recepção do sinal de corrente  $I_{out}$ , apenas um resistor com o mesmo referencial do DSP é necessário.

O circuito implementado junto com seu *layout* podem ser observados na Figura 142.





a.



b.

Figura 142 – Sensor de Corrente: a. Implementação prática; .b. *layout* em 3D



## APÊNDICE III

### 10 TRABALHOS FUTUROS

Como propostas de continuação deste trabalho, podem ser citadas:

- 1) **Análise das Modulações de três níveis:** As modulações de três níveis estão sendo utilizadas por diversos trabalhos, pois apesar de incrementar a complexidade do sistema, apresentam redução da potência não ativa e aumentam a área de operação com ZVS. A aplicação das análises propostas neste trabalho, quanto à potência não ativa e aos limites de operação com ZVS, para operações com modulações três níveis seria o objeto de estudo dos próximos trabalhos.
- 2) **Influência do transformador de alta isolamento:** Os transformadores de estado sólido deverão ter elevada isolamento entre o lado do primário e do secundário. A estrutura proposta neste trabalho considera que o transformador do conversor DAB fará esta isolamento. Portanto, estudos referentes à capacitância e indutância de dispersão do transformador de alta isolamento devem ser realizados e considerados nas próximas análises.
- 3) **DAB trifásico:** Maiores densidades de potência podem ser atingidas utilizando três braços de interruptores em cada ponte do conversor DAB. Além disso, para aplicações de elevadas potências, este seria o conversor mais recomendado. Entretanto, a principal desvantagem deste conversor é a dependência de uma relação muito próxima entre as indutâncias de dispersão de cada enrolamento do transformador. Portanto, estudos que visem diminuir esta dependência terão grande importância científica.
- 4) **Paralelismo do Conversor DAB:** A estrutura do transformador de estado sólido, mostrada na Figura 18, apresenta paralelismo entre os secundários dos conversores DAB. Assim, uma técnica de controle que tenha como objetivo a igual divisão de corrente entre os conversores deve ser estudada.

