



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CAMPUS FLORIANÓPOLIS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ARTUR PAGNONCELLI GALBIATTI

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR DAB-NPC MONOFÁSICO
APLICÁVEL A TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO**

Florianópolis

2019

Artur Pagnoncelli Galbiatti

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR DAB-NPC MONOFÁSICO
APLICÁVEL A TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação
da Universidade Federal de Santa Catarina para
obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Coorientador: Prof. Walbermark Marques dos Santos,
Dr.

Florianópolis

2019

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Galbiatti, Artur Pagnoncelli

Estudo e implementação do conversor DAB-NPC monofásico aplicável a transformadores de estado sólido / Artur Pagnoncelli Galbiatti ; orientador, Denizar Cruz Martins, coorientador, Walbermark Marques dos Santos, 2019.

204 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2019.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Eletrônica de Potência. 3. Transformadores de Estado Sólido. I. Martins, Denizar Cruz. II. Santos, Walbermark Marques dos. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Artur Pagnoncelli Galbiatti

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR DAB-NPC MONOFÁSICO
APLICÁVEL A TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO**

O presente trabalho em nível de Mestrado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr.
Instituto Federal de Santa Catarina

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Gierry Waltrich, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Prof. Bartolomeu Ferreira Uchoa-Filho, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Orientador

Florianópolis, 15 de agosto de 2019.

Aos meus pais, Antonio e Isabel,
e ao meu amor, Maysa.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Antonio e Isabel, pelo apoio incondicional durante toda a minha formação acadêmica. Sem o seu exemplo e incentivo, este trabalho não seria possível.

Ao meu amor e minha companheira Maysa dos Santos, pelo carinho dedicado e compreensão nos momentos de ausência.

Aos professores Denizar Cruz Martins e Walbermark Marques dos Santos, pela orientação, confiança e gentileza dedicadas durante este trabalho, como também em todos os anos em que estive no INEP. São exemplos de sabedoria, humildade e solicitude que sempre terei comigo.

Ao Prof. Roberto Francisco Coelho, pela oportunidade confiada em meus primeiros anos de iniciação científica. Estendo esse agradecimento a todos os professores do INEP pelas aulas ministradas.

Aos amigos de turma de mestrado, que através da convivência e parceria tornaram nosso ambiente de trabalho muito menos penoso.

“Tudo que um homem pode imaginar outros homens poderão realizar”

Júlio Verne

RESUMO

Nesta dissertação apresentam-se o embasamento teórico e a implementação prática da topologia DAB NPC monofásica destinada a aplicações de transformadores de estado sólido. Serão abordados os conceitos gerais do funcionamento do conversor DAB convencional, que são diretamente correspondentes ao mecanismo de transferência de potência da topologia DAB NPC monofásica, com destaque para a análise da modulação *dual-phase-shift*. Características como elevada densidade de potência, elevado rendimento, compatibilidade da estrutura com barramentos de média tensão e capacidade de realizar comutações suaves são esperadas para a topologia estudada. Por fim, resultados experimentais são apresentados como forma de validar os conceitos.

Palavras-chave: Conversor DAB NPC Monofásico. Transformador de Estado Sólido. Modulação *Dual-Phase-Shift*.

ABSTRACT

This work presents the theoretical basis and practical implementation of the single-phase DAB NPC topology for solid-state transformer applications. The general concepts of the conventional DAB converter operation are discussed, which directly correspond to the power transfer mechanism of the single-phase DAB NPC topology. Emphasis on the analysis of the dual-phase-shift modulation is given. Characteristics such as high power density, high efficiency, compatibility with medium voltage busbars and the ability to perform soft-switching are expected and discussed. Finally, experimental results are used in order to validate the concepts.

Keywords: Single-Phase DAB NPC Converter. Solid-State Transformer. DPS Modulation.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| Figura 1.1. Estruturas de microrredes integrando cargas ca e cc, sistemas de armazenamento de energia e fontes renováveis de energia: (a) implementação baseada na tecnologia padrão de transformadores de baixa frequência e (b) solução baseada em SST's [3]..... | 29 |
| Figura 1.2. Classificação dos SSTs [19]..... | 31 |
| Figura 1.3. SST proposto pelo FREEDM <i>System Center</i> [2]..... | 33 |
| Figura 1.4. Transformador de estado sólido apresentado pela <i>Bombardier Transportation</i> [24]. | 34 |
| Figura 1.5. Topologia do conversor DAB. | 36 |
| Figura 1.6. Estratégias de modulação: (a) SPS; (b) EPS; (c) DPS e (d) TPS..... | 39 |
| Figura 1.7. Variação do conversor DAB compreendido por um braço NPC no lado de média tensão e uma ponte completa no lado de baixa tensão [5]..... | 42 |
| Figura 1.8. Conversor DAB formado por uma ponte HNPC e uma ponte-H dois níveis [56]. | 42 |
| Figura 1.9. Conversor 5LDAB considerado para aplicações de média potência e ampla faixa de variação da tensão de entrada [57]..... | 43 |
| Figura 1.10. Conversor DAB ANPC em ponte [59]. | 44 |
| Figura 1.11. Circuito do conversor DAB NPC trifásico proposto em [60]..... | 44 |
| Figura 1.12. Conversor DAB NPC monofásico proposto. | 45 |
| Figura 2.1. Conversor DAB. | 47 |
| Figura 2.2. Modulação SPS: (a) pulsos de comando e (b) tensões nos enrolamentos do transformador. | 49 |
| Figura 2.3. Primeira etapa de operação do conversor DAB operando com modulação SPS.. | 51 |
| Figura 2.4. Segunda etapa de operação do conversor DAB operando com modulação SPS.. | 51 |
| Figura 2.5. Terceira etapa de operação do conversor DAB operando com modulação SPS. . | 52 |
| Figura 2.6. Quarta etapa de operação do conversor DAB operando com modulação SPS.... | 52 |
| Figura 2.7. Principais formas de onda do conversor DAB operando com modulação SPS.... | 53 |

| | |
|--|----|
| Figura 2.8. Potência ativa transferida em pu em função do ângulo de defasagem..... | 57 |
| Figura 2.9. Corrente de pico em pu em função do ângulo de defasagem..... | 58 |
| Figura 2.10. Corrente eficaz na porta 1 em pu em função do ângulo de defasagem..... | 60 |
| Figura 2.11. Potência reativa em pu em função do ângulo de defasagem..... | 61 |
| Figura 2.12. Fator de potência visto pela fonte de entrada em função do ângulo de defasagem. | 62 |
| Figura 2.13. Potência ativa, potência reativa, corrente de pico e corrente eficaz, em pu, em função do ângulo de defasagem..... | 63 |
| Figura 2.14. Condições para obtenção de comutação suave para modulação SPS. | 66 |
| Figura 2.15. Topologia do conversor DAB com carga resistiva conectada à porta 2. | 67 |
| Figura 2.16. Ondulação da tensão de saída do conversor DAB para carga resistiva na porta 2. | 68 |
| Figura 2.17. Modulação DPS: (a) pulsos de comando e (b) tensões nos enrolamentos do transformador. | 71 |
| Figura 2.18. Tensões e corrente no transformador para os casos possíveis da modulação DPS: (a) Caso 1, (b) Caso 2, (c) Caso 3 e (d) Caso 4. | 72 |
| Figura 2.19. Primeira etapa de operação do conversor DAB operando com modulação DPS para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$ | 73 |
| Figura 2.20. Segunda etapa de operação do conversor DAB operando com modulação DPS para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$ | 73 |
| Figura 2.21. Terceira etapa de operação do conversor DAB operando com modulação DPS para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$ | 74 |
| Figura 2.22. Quarta etapa de operação do conversor DAB operando com modulação DPS para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$ | 74 |
| Figura 2.23. Principais formas de onda do conversor DAB operando com modulação DPS para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$ | 76 |
| Figura 2.24. Casos da modulação DPS em relação aos parâmetros D_1 e D_2 | 79 |
| Figura 2.25. Potência ativa transferida, em pu, de acordo com o par D_1 e D_2 | 80 |

| | |
|---|-----|
| Figura 2.26. Corrente de pico no transformador, em pu, de acordo com o par D_1 e D_2 para (a) $d=1$ e (b) $d=0,75$. | 82 |
| Figura 2.27. Trajetória do par D_1 e D_2 para a estratégia de otimização da corrente de pico... | 86 |
| Figura 2.28. Comparação da trajetória do par D_1 e D_2 para as modulações DPS e SPS quando $d=0,75$. | 86 |
| Figura 2.29. Corrente de pico, em pu, para as modulações DPS e SPS em relação à potência ativa para $d=0,75$. | 87 |
| Figura 2.30. Condições para obtenção de comutação suave para modulação DPS e $d<1$. | 90 |
| Figura 2.31. Circuito equivalente do modelo médio da porta 2 do conversor DAB. | 92 |
| Figura 2.32. Resultado de simulação para validação do modelo médio da planta de tensão do conversor DAB. | 94 |
| Figura 3.1. Topologias comparadas: (a) <i>Full-Bridge</i> (FB), (b) <i>T-Type</i> (TT), (c) <i>Neutral Point Clamped</i> (NPC) e (d) <i>Flying Capacitor</i> (FC). | 96 |
| Figura 3.2. Conversor DAB NPC monofásico. | 98 |
| Figura 3.3. Modulação do braço NPC: (a) pulsos de comando e (b) tensão no enrolamento primário do transformador. | 98 |
| Figura 3.4. Modulação do conversor DAB NPC monofásico: (a) pulsos de comando e (b) tensões nos enrolamentos do transformador. | 99 |
| Figura 3.5. Primeira etapa de operação do conversor DAB NPC para $D_1>D_2$ e $D_1+D_2>1$... | 101 |
| Figura 3.6. Segunda etapa de operação do conversor DAB NPC para $D_1>D_2$ e $D_1+D_2>1$... | 102 |
| Figura 3.7. Terceira etapa de operação do conversor DAB NPC para $D_1>D_2$ e $D_1+D_2>1$... | 102 |
| Figura 3.8. Quarta etapa de operação do conversor DAB NPC para $D_1>D_2$ e $D_1+D_2>1$ | 103 |
| Figura 3.9. Principais formas de onda do conversor DAB NPC monofásico para $D_1>D_2$ e $D_1+D_2>1$. | 105 |
| Figura 3.10. Circuito equivalente do mecanismo de transferência de potência em três níveis. | 108 |
| Figura 3.11. Trajetória do par D_1 e D_2 para a estratégia de otimização da corrente de pico aplicada ao conversor DAB NPC monofásico. | 110 |

| | |
|--|-----|
| Figura 3.12. Potência ativa transferida em pu em função da defasagem angular D_2 e para $d=1$ | 111 |
| Figura 3.13. Divisão das correntes no braço NPC da porta 1..... | 112 |
| Figura 3.14. Correntes nos semicondutores S_1 , S_2 e D_{o1} , no capacitor C_1 e na porta 1..... | 114 |
| Figura 3.15. Efeito do tempo morto sobre as tensões de bloqueio dos semicondutores. | 117 |
| Figura 3.16. Condições para obtenção de comutação suave para $d<1$ | 120 |
| Figura 3.17. Conversor DAB NPC com carga resistiva conectada à porta 2..... | 121 |
| Figura 3.18. Ondulação da tensão de saída do conversor DAB NPC para carga resistiva na porta 2. | 123 |
| Figura 3.19. Modelo médio da saída do conversor DAB NPC: (a) circuito equivalente e (b) circuito simplificado. | 125 |
| Figura 3.20. Resultado de simulação para validação do modelo médio da planta de tensão do conversor DAB NPC. | 127 |
| Figura 3.21. Diagrama de blocos para controle da tensão na porta 2..... | 127 |
| Figura 3.22. Resultado de simulação do controle da tensão de saída. | 128 |
| Figura 4.1. Esquemáticos de testes..... | 130 |
| Figura 4.2. Foto da placa de potência do conversor DAB NPC..... | 132 |
| Figura 4.3. Foto da placa de controle. | 133 |
| Figura 4.4. Formas de onda da tensão na porta 1 (ch1: 200 V/div), da tensão na porta 2 (ch2: 200 V/div), da corrente na porta 2 (ch3: 500 mA/div) e da corrente na porta 1 (ch4: 500 mA/div) (tempo: 20 μ s/div)..... | 134 |
| Figura 4.5. Formas de onda da tensão na porta 1 (ch1: 200 V/div), da tensão na porta 2 (ch2: 200 V/div), da tensão sobre o interruptor S_2 (ch3: 100 V/div) e da corrente no indutor L (ch4: 2 A/div) (tempo: 20 μ s/div)..... | 134 |
| Figura 4.6. Formas de onda da tensão no enrolamento primário do transformador (ch1: 200 V/div), da tensão no enrolamento secundário do transformador (ch2: 200 V/div), da tensão sobre o interruptor S_1 (ch3: 200 V/div) e da corrente no indutor L (ch4: 2 A/div) (tempo: 5 μ s/div)..... | 135 |

| | |
|---|-----|
| Figura 4.7. Formas de onda da tensão sobre o capacitor C_1 (ch1: 100 V/div), da tensão sobre o capacitor C_2 (ch2: 100 V/div), da tensão sobre o capacitor C_3 (ch3: 100 V/div) e da tensão sobre o capacitor C_4 (ch4: 100 V/div) (tempo: 2 μ s/div). | 137 |
| Figura 4.8. Formas de onda da tensão sobre o capacitor C_1 (ch1: 100 V/div), da tensão sobre o capacitor C_2 (ch2: 100 V/div) e da tensão sobre o capacitor de bloqueio C_b (ch3: 20 V/div) (tempo: 5 μ s/div). | 138 |
| Figura 4.9. Formas de onda da tensão no enrolamento primário do transformador (ch1: 200 V/div), da tensão sobre o interruptor S_1 (ch2: 200 V/div), da tensão sobre o interruptor S_2 (ch3: 200 V/div) e da tensão sobre o diodo D_{o1} (ch4: 200 V/div) (tempo: 5 μ s/div)..... | 139 |
| Figura 4.10. Detalhamento das formas de onda da tensão no enrolamento primário do transformador (ch1: 200 V/div), da tensão sobre o interruptor S_1 (ch2: 200 V/div), da tensão sobre o interruptor S_2 (ch3: 200 V/div) e da tensão sobre o diodo D_{o1} (ch4: 200 V/div) (tempo: 500 ns/div). | 140 |
| Figura 4.11. Formas de onda da tensão no enrolamento primário do transformador (ch1: 200 V/div), da tensão sobre o interruptor S_3 (ch2: 200 V/div), da tensão sobre o interruptor S_4 (ch3: 200 V/div) e da tensão sobre o diodo D_{o2} (ch4: 200 V/div) (tempo: 5 μ s/div)..... | 141 |
| Figura 4.12. Formas de onda da tensão no enrolamento secundário do transformador (ch1: 100 V/div), da tensão sobre o interruptor S_5 (ch2: 100 V/div), da tensão sobre o interruptor S_6 (ch3: 100 V/div) e da tensão sobre o diodo D_{o3} (ch4: 100 V/div) (tempo: 5 μ s/div)..... | 142 |
| Figura 4.13. Formas de onda da tensão no enrolamento secundário do transformador (ch1: 100 V/div), da tensão sobre o interruptor S_7 (ch2: 100 V/div), da tensão sobre o interruptor S_8 (ch3: 100 V/div) e da tensão sobre o diodo D_{o4} (ch4: 100 V/div) (tempo: 5 μ s/div)..... | 143 |
| Figura 4.14. Formas de onda da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_1 (ch1: 200 V/div), da tensão de comando do interruptor S_3 (ch2: 5 V/div), da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_3 (ch3: 200 V/div) e da corrente no indutor L (ch4: 2 A/div) (tempo: 5 μ s/div)..... | 144 |
| Figura 4.15. Detalhamento das formas de onda da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_1 (ch1: 200 V/div), da tensão de comando do interruptor S_3 (ch2: 5 V/div), da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_3 (ch3: 200 V/div) e da corrente no indutor L (ch4: 2 A/div) (tempo: 500 ns/div). | 145 |

| | |
|---|-----|
| Figura 4.16. Formas de onda da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_2 (ch1: 200 V/div), da tensão de comando do interruptor S_4 (ch2: 5 V/div), da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_4 (ch3: 200 V/div) e da corrente no indutor L (ch4: 2 A/div) (tempo: 5 μ s/div)..... | 146 |
| Figura 4.17. Detalhamento das formas de onda da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_2 (ch1: 200 V/div), da tensão de comando do interruptor S_4 (ch2: 5 V/div), da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_4 (ch3: 200 V/div) e da corrente no indutor L (ch4: 2 A/div) (tempo: 500 ns/div)..... | 147 |
| Figura 4.18. Formas de onda da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_5 (ch1: 200 V/div), da tensão de comando do interruptor S_7 (ch2: 5 V/div), da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_7 (ch3: 200 V/div) e da corrente no indutor L (ch4: 2 A/div) (tempo: 2 μ s/div)..... | 148 |
| Figura 4.19. Formas de onda da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_6 (ch1: 200 V/div), da tensão de comando do interruptor S_8 (ch2: 5 V/div), da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_8 (ch3: 200 V/div) e da corrente no indutor L (ch4: 2 A/div) (tempo: 2 μ s/div)..... | 149 |
| Figura 4.20. Curva de rendimento do conversor DAB NPC monofásico. | 150 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|--|-----|
| Tabela 2.1. Interruptores em condução durante as etapas de operação do conversor DAB operando com modulação SPS. | 54 |
| Tabela 2.2. Interruptores em condução durante as etapas de operação do conversor DAB operando com modulação DPS para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$ | 75 |
| Tabela 2.3. Parâmetros de simulação para validação do modelo médio obtido. | 93 |
| Tabela 3.1. Interruptores em condução durante as etapas de operação do conversor DAB NPC monofásico para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$ | 104 |
| Tabela 3.2. Parâmetros de simulação para validação do modelo médio obtido. | 126 |
| Tabela 3.3. Requisitos do controle de tensão. | 128 |
| Tabela 4.1. Parâmetros do conversor DAB NPC. | 131 |
| Tabela 4.2. Lista de componentes de potência do conversor. | 132 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|--------|---|
| 3LDAB | <i>3 Level Dual Active Bridge</i> |
| 5LDAB | <i>5 Level Dual Active Bridge</i> |
| ANPC | <i>Active Neutral Point Clamped</i> |
| at | Alta Tensão |
| bt | Baixa Tensão |
| ca | Corrente Alternada |
| cc | Corrente Contínua |
| CHB | <i>Cascaded H-Bridge</i> |
| DAB | <i>Dual Active Bridge</i> |
| DHB | <i>Dual Half-Bridge</i> |
| DPS | <i>Dual-Phase-Shift</i> |
| DSP | <i>Digital Signal Processor</i> |
| EPS | <i>Extended-Phase-Shift</i> |
| FB | <i>Full-Bridge</i> |
| FC | <i>Flying Capacitor</i> |
| FREEDM | <i>Future Renewable Electric Energy Delivery and Management</i> |

| | |
|--------|--|
| GE | <i>General Electric</i> |
| HFT | <i>High Frequency Transformer</i> |
| HVDC | <i>High-Voltage Direct Current</i> |
| IEEE | <i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> |
| IGBT | <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> |
| LFT | <i>Low Frequency Transformer</i> |
| MMC | <i>Modular Multilevel Converter</i> |
| MOSFET | <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> |
| NPC | <i>Neutral Point Clamped</i> |
| PETT | <i>Power Electronic Traction Transformer</i> |
| PI | Proporcional-Integral |
| pu | Por Unidade |
| PV | <i>Photovoltaic</i> |
| PWM | <i>Pulse Width Modulation</i> |
| SiC | <i>Silicon Carbide</i> |
| SPS | <i>Single-Phase-Shift</i> |
| SSPS | <i>Solid State Power Substation</i> |

| | |
|-----|--------------------------------|
| SST | <i>Solid State Transformer</i> |
| TAB | <i>Triple Active Bridge</i> |
| TPS | <i>Triple-Phase-Shift</i> |
| TT | <i>T-Type</i> |
| VSI | <i>Voltage-Source Inverter</i> |
| ZCS | <i>Zero-Current Switch</i> |
| ZVS | <i>Zero-Voltage Switch</i> |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|--------------------|--|
| a | Relação de transformação do transformador |
| $C_{1,2}$ | Capacitor nas portas 1 e 2 |
| C_v | Controlador da planta de tensão |
| d | Ganho de tensão referente à entrada e saída |
| \tilde{d}_1 | Perturbação aplicada ao <i>phase-shift</i> interno |
| \tilde{d}_2 | Perturbação aplicada ao <i>phase-shift</i> externo |
| D_1 | Defasagem angular entre braços/ <i>phase-shift</i> interno |
| D_2 | Defasagem angular entre portas/ <i>phase-shift</i> externo |
| $D_{S1,2,\dots,8}$ | Diodos em antiparalelo aos interruptores |
| $D_{o1,2,\dots,4}$ | Diodos de grampeamento |
| $E_{max,min}$ | Energia máxima e mínima instantânea no capacitor [J] |
| FP | Fator de potência |
| f_c | Frequência de corte [Hz] |
| f_s | Frequência de comutação [Hz] |
| f_{res} | Frequência de ressonância [Hz] |
| G_{id2} | Planta de corrente em função da defasagem angular |

| | |
|---------------------------|--|
| G_{vd2} | Planta da tensão em função da defasagem angular |
| G_{vi} | Planta da tensão em função da corrente |
| i_1 | Corrente na porta 1 [A] |
| I_1 | Corrente média na porta 1 [A] |
| I_{1ef} | Corrente eficaz na porta 1 [A] |
| $I_{1ef pu}$ | Corrente eficaz na porta 1 em pu |
| i_2 | Corrente na porta 2 [A] |
| \tilde{i}_2 | Perturbação aplicada a corrente na porta 2 [A] |
| I_2 | Corrente média na porta 2 [A] |
| $I_{A,B,C,D}$ | Corrente nos instantes de comutação [A] |
| $I_{A,B,C,D I,II,III,IV}$ | Corrente nos instantes de comutação para os casos da modulação DPS |
| I_{base} | Corrente de base do sistema pu [A] |
| i_{C2} | Corrente no capacitor da porta 2 [A] |
| i_L | Corrente no indutor de transferência de potência [A] |
| $i_{L1,2,\dots,4}$ | Corrente no indutor de transferência de potência durante as etapas de operação [A] |
| I_{pico} | Corrente de pico no indutor de transferência de energia [A] |

| | | |
|--------------------|---|-----------------------|
| $I_{pico\ pu}$ | Corrente de pico no indutor de transferência de energia | em pu |
| $I_{pico\ pu}^A$ | Corrente de pico no indutor de transferência de energia | em pu para $d \leq 1$ |
| $I_{pico\ pu}^B$ | Corrente de pico no indutor de transferência de energia | em pu para $d > 1$ |
| i_{R2} | Corrente no resistor da porta 2 [A] | |
| $i_{s1,2,\dots,8}$ | Corrente nos interruptores de potência [A] | |
| k_c | Ganho do controlador PI | |
| k_{PWM} | Ganho do modulador PWM | |
| k_v | Ganho do sensor de tensão | |
| L | Indutância de transferência de potência [H] | |
| M_ϕ | Margem de fase [°] | |
| n_1 | Número de espiras do enrolamento primário | |
| n_2 | Número de espiras do enrolamento secundário | |
| P | Potência transferida [W] | |
| P_{base} | Potência de base do sistema pu [W] | |
| P_o | Potência ativa nominal transferida em pu | |
| P_{pu} | Potência transferida em pu | |
| P_{trans} | Potência ativa nominal transferida [W] | |

| | |
|-------------------|--|
| q | Carga acumulada no capacitor [C] |
| Q | Potência reativa [VAr] |
| Q_{pu} | Potência reativa em pu |
| R_2 | Resistência na porta 2 [Ω] |
| S | Potência aparente [VA] |
| S_{pu} | Potência aparente em pu |
| $s_{1,2,\dots,8}$ | Comandos dos interruptores de potência |
| $S_{1,2,\dots,8}$ | Interruptores de potência |
| T_s | Período de comutação [s] |
| V_1 | Tensão média na porta 1 [V] |
| v_2 | Tensão na porta 2 [V] |
| V_2 | Tensão média na porta 2 [V] |
| $V_{2max,min}$ | Tensão máxima e mínima na porta 2 [V] |
| V_{base} | Tensão de base do sistema pu [V] |
| v_L | Tensão sobre o indutor de transferência de energia [V] |
| v_{prim} | Tensão no enrolamento primário do transformador [V] |
| v_{sec} | Tensão no enrolamento secundário do transformador [V] |

| | | |
|------------------------------|--|---------|
| Δ_1 | <i>Phase-shift</i> interno nominal | |
| Δ_2 | <i>Phase-shift</i> externo nominal | |
| $\Delta i_{L1,2,\dots,4}$ | Variação da corrente durante uma etapa de operação | [A] |
| ΔV_2 | Ondulação de tensão pico-a-pico na porta 2 | [V] |
| $\Delta\theta_{1,2,\dots,4}$ | Duração angular de uma etapa de operação | [rad] |
| $\Delta\theta_{DB}$ | Duração angular do tempo morto | [rad] |
| η | Rendimento | |
| $\theta_{0,A,B}$ | Instante angular | [rad] |
| λ | Multiplicado de Lagrange | |
| φ | Ângulo de defasagem | [rad] |
| ω | Frequência angular de comutação | [rad/s] |
| ω_z | Frequência angular do zero do controlador PI | [rad/s] |

SUMÁRIO

| | |
|--|-----------|
| 1 ELEMENTOS INTRODUTÓRIOS | 26 |
| 1.1 Introdução Geral..... | 26 |
| 1.2 Revisão Bibliográfica..... | 30 |
| 1.2.1 Transformadores de Estado Sólido | 30 |
| 1.2.2 Conversor DAB | 35 |
| 1.2.3 Variações multiníveis do conversor DAB | 41 |
| 1.3 Motivação e Objetivos | 45 |
| 1.4 Conclusão..... | 46 |
| | |
| 2 CONVERTOR DAB | 47 |
| 2.1 Introdução | 47 |
| 2.2 Apresentação do Conversor | 47 |
| 2.3 Modulação SPS | 48 |
| 2.3.1 Etapas de operação..... | 50 |
| 2.3.2 Transferência de potência entre portas | 54 |
| 2.3.3 Corrente de pico e corrente eficaz | 57 |
| 2.3.4 Circulação de potência reativa..... | 60 |
| 2.3.5 Indutância de transferência de energia..... | 63 |
| 2.3.6 Condições para comutação suave | 64 |
| 2.3.7 Ondulação da tensão de saída | 67 |
| 2.4 Modulação DPS | 70 |
| 2.4.1 Etapas de operação..... | 72 |
| 2.4.2 Transferência de potência entre portas | 77 |
| 2.4.3 Corrente de pico e corrente eficaz | 80 |
| 2.4.4 Estratégia de otimização | 83 |
| 2.4.5 Condições para comutação suave | 87 |
| 2.5 Modelo de Pequenos Sinais | 90 |
| 2.6 Conclusão..... | 94 |
| | |
| 3 CONVERTOR DAB NPC | 95 |
| 3.1 Introdução | 95 |
| 3.2 Comparação entre Topologias Três Níveis | 95 |
| 3.3 Apresentação do Conversor | 97 |
| 3.3.1 Etapas de operação..... | 100 |
| 3.3.2 Principais formas de onda..... | 103 |

| | |
|---|------------|
| 3.4 Estudo de Algumas Figuras de Mérito do DAB NPC..... | 106 |
| 3.4.1 Transferência de potência | 106 |
| 3.4.2 Indutância de transferência de energia..... | 111 |
| 3.4.3 Esforços de corrente nos semicondutores..... | 112 |
| 3.4.4 Esforços de tensão nos semicondutores..... | 116 |
| 3.4.5 Condições para comutação suave | 118 |
| 3.4.6 Ondulação da tensão de saída | 121 |
| 3.5 Estratégia de Controle da Tensão de Saída | 124 |
| 3.6 Conclusão | 129 |
| 4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS | 130 |
| 4.1 Introdução | 130 |
| 4.2 Carga nominal | 133 |
| 4.3 Esforços de tensão..... | 138 |
| 4.4 Comutação suave | 143 |
| 4.5 Rendimento | 149 |
| 4.6 Conclusão | 150 |
| 5 CONSIDERAÇÕES FINAIS | 152 |
| 5.1 Introdução | 152 |
| 5.2 Discussão sobre os resultados obtidos | 152 |
| 5.3 Trabalhos futuros | 153 |
| 5.4 Conclusão geral..... | 153 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS..... | 155 |
| APÊNDICE A | 164 |
| APÊNDICE B..... | 176 |
| APÊNDICE C | 183 |
| APÊNDICE D | 193 |
| APÊNDICE E..... | 201 |

1 ELEMENTOS INTRODUTÓRIOS

1.1 INTRODUÇÃO GERAL

A demanda por energia elétrica é sempre crescente e mesmo qualquer apelo contrário, que pregue a redução do consumo por quaisquer motivos, deve ser revisto, pois o desenvolvimento social e econômico está intimamente conectado à disponibilidade de energia para o crescimento das atividades humanas.

Devido às imensas dificuldades atuais, no que diz respeito a impactos ambientais para construção de unidades geradoras de grande porte, formas alternativas de geração instaladas próximas aos consumidores finais ganham destaque, alterando o comportamento da presente cadeia geração/transmissão/distribuição. Estas alterações da composição do sistema elétrico, acompanhada pela necessidade do melhor aproveitamento da energia elétrica e no combate ao desperdício, implicam na revisão dos métodos de distribuição de eletricidade, retomando o questionamento do final do século dezenove a respeito da utilização de corrente contínua (cc) ou alternada (ca) e quais os níveis de tensão devem ser adotados.

O padrão de consumo de energia residencial e industrial está em constante mudança, o aumento na utilização de equipamentos eletrônicos como computadores, eletrodomésticos e inversores para o acionamento de máquinas alterou significativamente o perfil das cargas a serem atendidas pelos sistemas de distribuição. A característica não-linear das cargas eletrônicas introduz massivamente conteúdo harmônico ao qual o sistema elétrico não é capaz de corrigir, acarretando aumento de perdas e funcionamento indevido nos diversos elementos da rede elétrica.

No contexto das novas formas de consumo de energia mencionadas, juntamente com novas maneiras de geração necessárias para atender os requisitos econômicos e ambientais modernos e o desenvolvimento tecnológico obtido em mais de um século do estabelecimento do parque elétrico atual, tem-se a necessidade da utilização de redes inteligentes (*smart grids*), conforme indicam iniciativas pioneiras adotadas em outros países [1]. A visão de futuro para o sistema elétrico consiste em uma rede eficiente de distribuição baseada em mecanismos flexíveis de roteamento de fluxo de potência e amplo conhecimento sobre as necessidades fins dos consumidores, facilitando a integração de fontes de energia e sistemas de armazenamento à rede convencional. Parte essencial da tecnologia emergente capaz de suprir as necessidades

para a construção dessa nova rede inteligente é conhecida como Transformador de Estado Sólido (*Solid State Transformer – SST*), que pode ser definido como uma interface *plug-and-play* inteligente para intercâmbio de energia elétrica entre seus vários terminais [2] e recebe este nome devido a inclusão de um elevado número de dispositivos semicondutores em sua concepção.

Dentre as funcionalidades sem precedentes elencadas em um SST estão:

- Regulação do fluxo de potência e da tensão;
- Disponibilidade de barramento cc em baixa tensão (bt);
- Correção do fator de potência;
- Compensação de reativos;
- Filtragem ativa;
- Isolação de distúrbios;
- Proteções inteligentes;
- Fornecimento de tensão com frequência fora dos padrões comerciais (p. ex. 400 Hz).

O acesso ao barramento cc-bt tem como função a integração das fontes alternativas de energia e, juntamente aos parâmetros relacionados à qualidade de energia como correção do fator de potência, compensação de reativos e filtragem ativa, são de interesse primário. Outras características apresentadas estão relacionadas a abordagens inteligentes de proteção capazes de efetivamente isolar cargas de transitórios de rede, incluindo condições de curto-circuito e tensões de entrada desequilibradas, entre outros, aumentando assim a qualidade de energia do sistema [3]. Ressalta-se que estes novos recursos de desempenho e funcionalidades não são totalmente atendidos pelo modo padrão de fornecimento de energia elétrica baseado em transformadores de baixa frequência (*Low Frequency Transformer – LFT*).

Tanto no sistema futuro proposto, como o atual, a eficiência em distribuição de energia elétrica depende fortemente da escolha adequada dos níveis de tensão utilizados, pois para aplicações que envolvem grandes quantidades de potência faz-se necessário o uso de tensões mais elevadas, sendo, portanto, uma das atribuições dos SSTs a capacidade de conectar o sistema em questão diretamente a média tensão.

Como exemplo de aplicações dos conceitos apresentados têm-se as microrredes [4], sistemas de tração elétrica [5] e centrais de processamento de dados (*Data Centers*) [6, 7]. As Figuras 1.1 (a) e (b) apresentam instalações que utilizam o padrão atual e, em contrapartida, a implementação com SST, respectivamente. Em ambos os casos diferentes cargas ca e cc em

conjunto com fontes renováveis e bancos de baterias são conectados a rede local, garantindo a flexibilidade do fluxo de potência e mantendo cargas de ambas as naturezas alimentadas [3].

A partir do arranjo convencional mostrado na Figura 1.1 (a), entretanto, todas as questões envolvendo qualidade de energia anteriormente mencionadas, como filtragem ativa, correção do fator de potência e compensação de afundamento de tensão não seriam facilmente realizáveis, pois essas tarefas estariam distribuídas pelos diversos conversores estáticos do sistema, que necessitariam estar precisamente coordenados. Deste modo, a solução proposta na Figura 1.1 (b), que incorpora um estágio de retificação central, um barramento em alta tensão (at) e um conversor cc-cc isolado, representa uma solução mais atrativa, sendo a distribuição de energia elétrica não mais ocorrendo em corrente alternada e baixa tensão (ca-bt), mas no perfil cc-bt, que pode propiciar certas vantagens importantes sobre redes ca quando inseridas no contexto de geração distribuída [8]. Além disso, utilizando o conversor cc-cc isolado operado com um transformador de alta frequência (*High Frequency Transformer* – HFT), o rendimento e principalmente a densidade de potência desta solução podem ser aumentados [9].

Uma comparação bastante completa entre um sistema de distribuição em cc e ca é apresentada em [10] e conclui que a melhor eficiência entre um ou outro depende do tipo de carga que estes sistemas alimentam, propondo, assim, um sistema de distribuição misto que pode se enquadrar na definição de SSTs. Também se ressalta que a expansão da utilização do fornecimento em cc ganha importância graças às experiências positivas em transmissões em corrente contínua de alta tensão (*High-Voltage Direct Current* – HVDC).

Contudo, os atrativos expostos pela solução conceitual dos SSTs vêm acompanhados de vários desafios como manter baixas as perdas de energia, a alta densidade de potência, a baixa taxa de falhas e o custo competitivo, mesmo com o acréscimo de novos estágios de conversão na cadeia de suprimento [3].

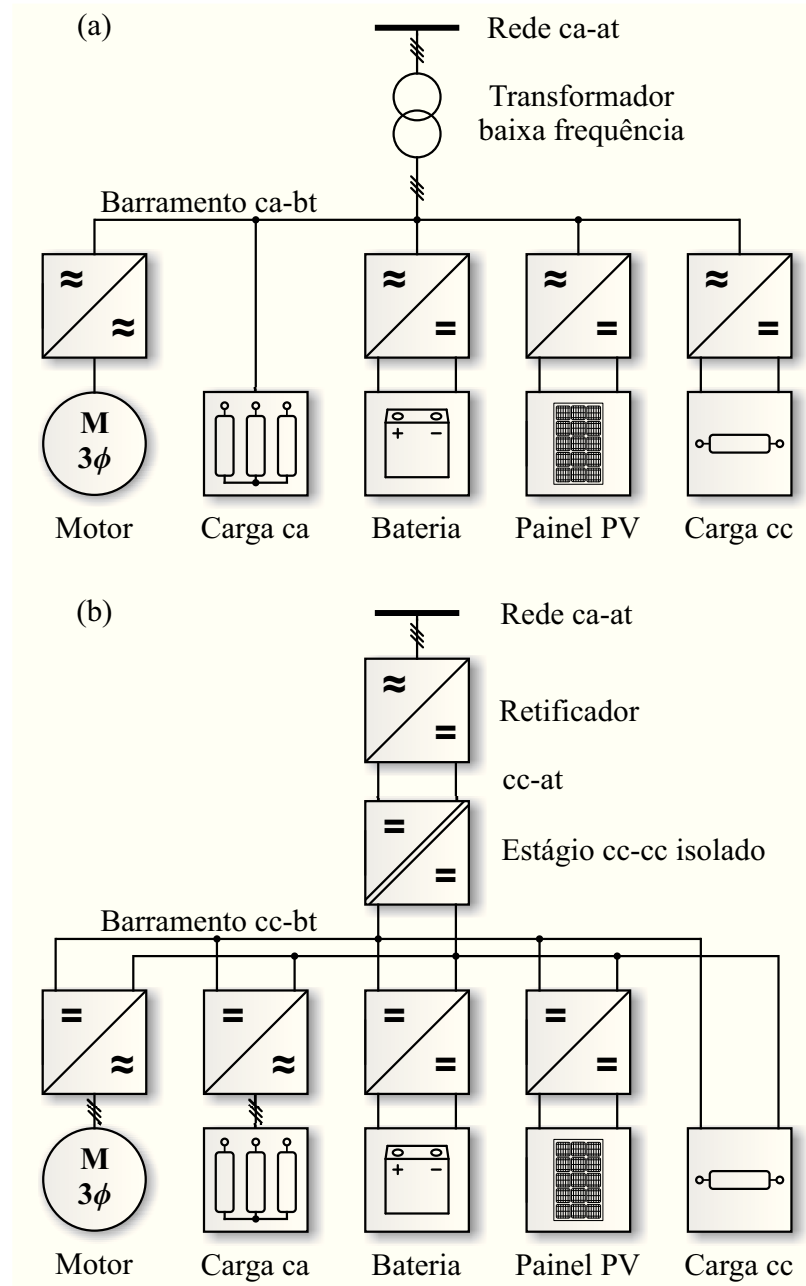


Figura 1.1. Estruturas de microrredes integrando cargas ca e cc, sistemas de armazenamento de energia e fontes renováveis de energia: (a) implementação baseada na tecnologia padrão de transformadores de baixa frequência e (b) solução baseada em SST's [3].

Considerando o cenário contextualizado até o momento, portanto, define-se como foco deste documento o conversor cc-cc isolado que se apresenta como elemento chave dos transformadores de estado sólido. Dentre os conversores multiportas com acoplamento (*link*) magnético capazes de atender as atribuições já elencadas destaca-se o conversor DAB (*Dual Active Bridge*), originalmente proposto em [11] para aplicações em médias e altas potências e possuindo características que o qualificam como célula básica de boa parte das topologias

estudadas [2, 5, 6, 12-17]. Deste modo, a presente dissertação propõe o estudo de uma variação multinível do conversor DAB, analisando a viabilidade da topologia para aplicações em microrredes cc de média tensão.

Estruturalmente o texto da dissertação é composto por cinco capítulos: o Capítulo 1 introduz e contextualiza o tema em foco, apresentando uma revisão bibliográfica sobre transformadores de estado sólido, conversores DAB e suas variações multiníveis encontradas na literatura; o Capítulo 2 aborda detalhadamente a análise do conversor DAB, destacando seu equacionamento e estratégias de modulação; no Capítulo 3 tem-se a descrição do funcionamento da topologia proposta baseada nos conceitos previamente estudados; o Capítulo 4 apresenta os resultados obtidos através dos ensaios experimentais; por fim o Capítulo 5 conclui a dissertação com a discussão dos resultados e sugestões para trabalhos futuros.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Esta seção contém uma breve revisão bibliográfica de alguns estudos atuais envolvendo transformadores de estado sólido em aplicações nas quais suas funcionalidades destacam-se. Adicionalmente, é apresentada uma revisão qualitativa do conversor DAB e suas principais variações e tendências encontradas na literatura, com ênfase nos trabalhos que utilizam topologias multiníveis conectadas ao *link* magnético, conforme condiz o tema proposto para esta dissertação.

1.2.1 Transformadores de Estado Sólido

O primeiro conversor eletrônico ca-ca com isolamento galvânico e controle do fluxo de potência foi proposto no início da década de setenta por William McMurray [18] e pode ser considerado como o primeiro SST concebido. Deste então surgiram diversas propostas de sistemas ca-ca que possuem isolação galvânica em média ou alta frequência, podendo ser tipificadas de acordo com a arquitetura formada a partir da interligação dos conversores estáticos empregados. A Figura 1.2 exhibe a classificação bastante difundida proposta por [19].

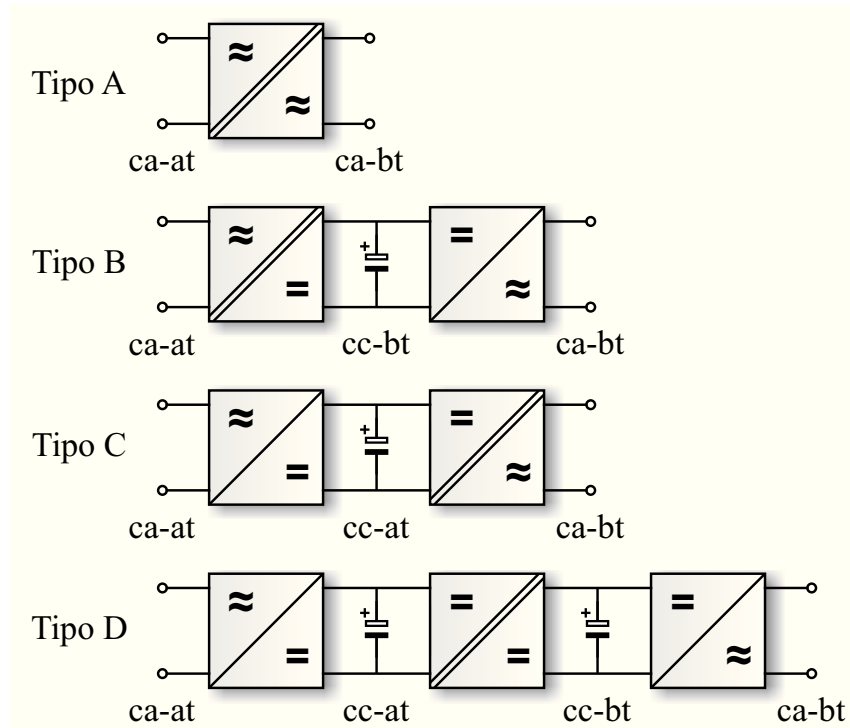


Figura 1.2. Classificação dos SSTs [19].

A configuração nomeada como Tipo A apresenta um único estágio de conversão, não havendo acumulação intermediária de energia. Nesta classificação encontram-se os conversores matriciais e outras topologias especiais como a variação em ca do conversor DAB [20, 21] e o regulador de tensão introduzido em [22]. Tradicionais cicloconversores não se aplicam a esta categoria, pois não possuem *link* magnético em alta frequência, não sendo comumente incluídos ao conceito de SSTs. Nota-se ainda que neste tipo de conversão não há disponibilidade de um barramento cc, dificultando o alcance dos benefícios desejáveis em microrredes [23].

Na estrutura Tipo B as adequações dos níveis ca é realizada em dois estágios. O primeiro formado por um retificador isolado, fornecendo uma tensão cc no barramento intermediário menor que a tensão eficaz de entrada. O segundo estágio formado por um inversor que tem como saída tensões ca-bt de magnitude próxima a do barramento cc.

Diferentemente do caso anterior, a categoria Tipo C propõem que no estágio inicial seja utilizado um conversor ca-cc não isolado, constituindo, portanto, um barramento cc-at; e no segundo estágio um conversor cc-ca isolado, adequando o nível de tensão do *link* cc a da rede em ca-bt de saída.

Por último, na configuração denominada Tipo D tem-se três estágios de conversão, incorporando um conversor cc-cc isolado em alta frequência com a finalidade de acoplar o barramento cc-at formado pelo retificador inicial ao barramento cc-bt que alimenta o inversor de conexão ao sistema ca-bt. Por apresentar dois barramentos cc com diferentes grandezas e capazes de atender as atribuições supracitadas das novas redes de distribuição, esta estrutura apresenta-se como a mais atrativa dentre as expostas, sendo predominante utilizada nos trabalhos em desenvolvimento na literatura.

Sobre a definição topológica de transformadores de estado sólido, vale ressaltar ainda que conversores *back-to-back*, que unem retificadores e inversores através de *link* capacitivo, não se aplicam ao conceito abordado pela mesma razão dos cicloconversores. A necessidade de inclusão de um transformador de baixa frequência antes do primeiro estágio para adequar a alta tensão e a baixa flexibilidade na otimização dos índices de performance não satisfaz as necessidades em aplicações que exigem alta eficiência e elevada densidade de potência [3].

Sabendo, portanto, das vantagens da estrutura Tipo D, a Figura 1.3 expõem um dos exemplos de trabalho pioneiro na implementação de SSTs para aplicações em *smart grids*. O estudo desenvolvido pelo *Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM) System Center*, Raleigh, Carolina do Norte, EUA, é descrito como um roteiro para um futuro sistema de distribuição de energia elétrica automatizado e flexível [2]. A arquitetura propõe o processamento eletrônico de 20 kVA em três estágios: o primeiro composto por conversores ponte-H em cascata (*Cascaded H-Bridge – CHB*) que formam três barramentos cc de alta tensão isolados a partir de uma entrada monofásica ca de 7,2 kV; em seguida o estágio de isolamento é constituído por conversores DAB que tem com saída barramentos cc de 400 V conectados em paralelo; finalmente, o terceiro estágio utiliza um inversor monofásico com filtro ativo para alimentar cargas ca em 240 V.

Com base nos resultados obtidos pelo sistema FREEDM, principalmente relacionados à qualidade da energia fornecida, confiabilidade e isolamento de falhas, o programa de pesquisa em SSTs da *North Carolina State University* continua em desenvolvimento, com objetivo de aprimorar o sistema supervisório de controle empregado e utilizar novas tecnologias de semicondutores, do tipo carbeto de silício (*Silicon Carbide – SiC*), que possibilitam tensões de bloqueio mais elevadas e menores perdas por comutação.

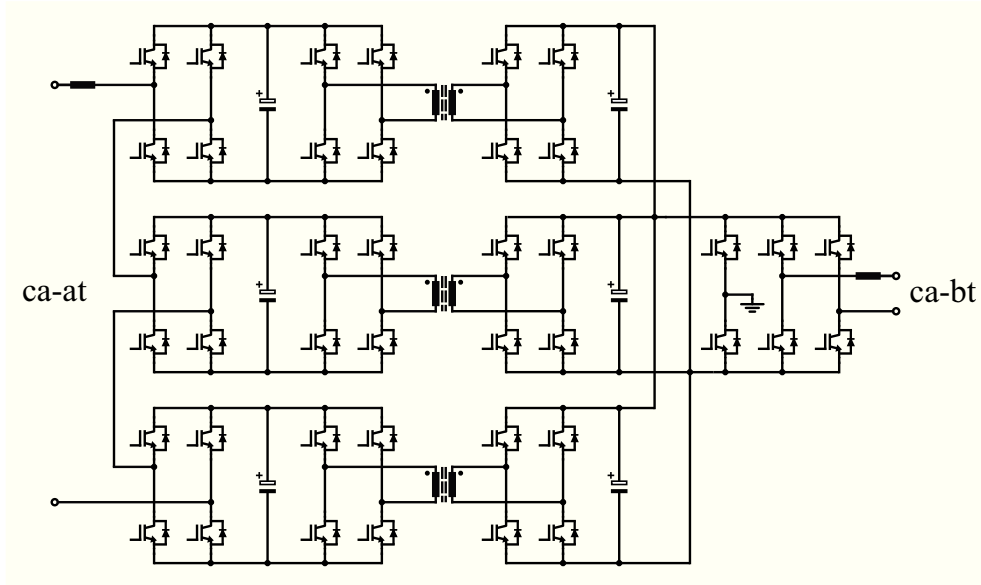


Figura 1.3. SST proposto pelo FREEDM *System Center* [2].

Muito em função da característica de alta densidade de potência, todavia, são em aplicações de espaço limitado, como tração elétrica, propulsão naval e aeronaves de propulsão distribuída que os SSTs estão mais próximos de ser uma realidade. Enquanto em *smart grids* os desafios de implementação, bem como os custos associados e a inércia de se modificar o robusto sistema de distribuição elétrica são questionamentos pendentes, a tração ferroviária e naval são casos claros onde um baixo volume e peso dos sistemas aumenta diretamente seu desempenho [3].

Como exemplo tem-se o sistema europeu de locomotivas elétricas, tipicamente alimentadas por linhas catenárias de média tensão, entre 15 e 25 kV, em 16,7 Hz e de maneira monofásica, apresentando como solução convencional o emprego de volumosos, caros e pesados transformadores de baixa frequência, seguidos de retificadores e inversores *back-to-back* para o acionamento dos motores elétricos de até 10 MW. Neste contexto, uma solução promissora para reduzir peso e volume além de simultaneamente acrescentar capacidade de potência e eficiência é a topologia em média frequência proposta pela *Bombardier Transportation* em [24] e apresentada na Figura 1.4.

A estrutura conecta vários subsistemas em série no primeiro estágio a fim de dividir a elevada tensão de entrada em barramentos cc isolados. Os subsistemas são conectados por chaves de redundância que tem a função de aumentar a confiabilidade do sistema, curto-circuitando uma das células em caso de falha. Para o estágio de isolamento, que conecta o barramento cc-at ao barramento cc-bt através de um *link* magnético, utiliza-se conversores

ressonantes, que são topologicamente idênticos ao conversor DAB, porém a relação entre sua frequência de ressonância e de comutação é pequena, sendo mais comumente controlados por modulação em frequência [25]; e também apresentam elevado rendimento para médias e altas frequências. No terceiro estágio os barramentos cc-bt são interligados em paralelo e, além de estarem disponíveis para alimentar os sistemas auxiliares da locomotiva, são seguidos de um inversor trifásico responsável pelo acionamento das máquinas de tração.

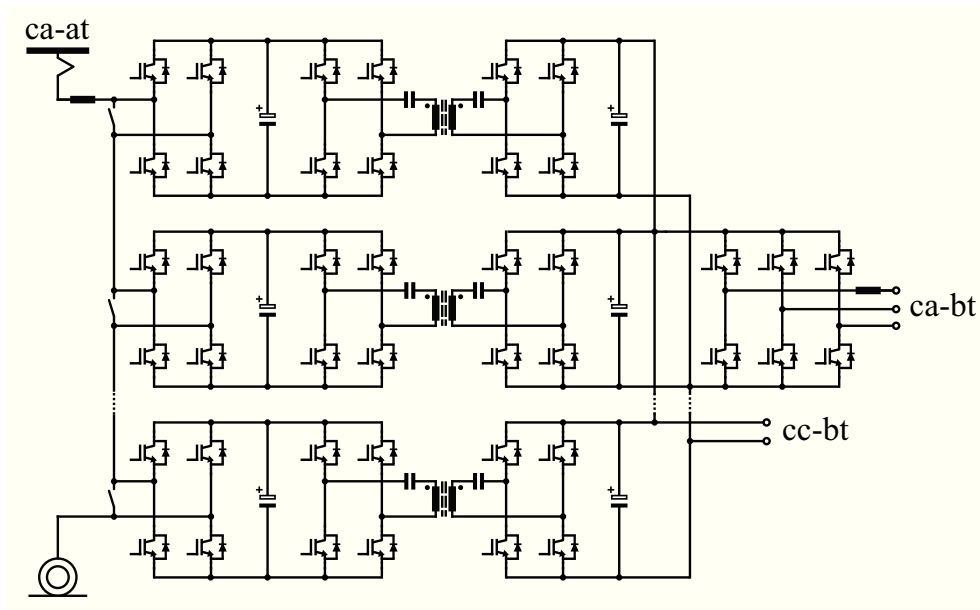


Figura 1.4. Transformador de estado sólido apresentado pela *Bombardier Transportation* [24].

Para potência de 3 MW proposta em [24], utiliza-se oito subsistemas e a frequência de comutação adotada é de 8 kHz, com expectativas de redução de 30% do peso total do sistema e de 50% das perdas decorrentes dos transformadores atuais, sendo sua aplicação no momento condicionada a um retorno financeiro viável.

Diversas outras propostas de utilização de SSTs podem ser encontradas na bibliografia atual do tema, além das mencionadas até então. Destacam-se as soluções desenvolvidas por grandes empresas como a parceria de pesquisadores da *Cree*, *Powerex* e *General Electric* (GE) para a construção da *Solid State Power Substation* (SSPS), que consiste em um sistema completamente modular por fase de conversores matriciais indiretos, utilizando modernos interruptores SiC MOSFET com capacidade de bloqueio de 10 kV e frequência de comutação de 20 kHz [26]. As tensões terminais são de 13,8 kV de entrada e 465 V de saída, com potência nominal de 1 MVA. Os autores afirmam que rendimento atingido foi de 97% e que o

sistema proporciona uma redução de 70% no peso e 50% no tamanho, se comparado a um transformador convencional de 60 Hz com as mesmas especificações de potência e tensão.

Outro trabalho envolvendo uma grande empresa a propor a utilização de transformadores de estado sólido, desta vez para tração elétrica, foi o desenvolvimento do *Power Electronic Traction Transformer* (PETT) pela ABB em [27]. Trata-se do primeiro SST já comissionado e instalado em locomotivas, sendo sua arquitetura novamente composta por três estágios: um retificador do tipo CHB, da mesma maneira que o sistema FREEDM, criando diversos barramentos cc em alta tensão; um estágio cc-cc isolado formado por conversores LLC ressonantes e com seus barramentos cc-bt conectados em paralelo; por fim, inversores trifásicos que realizam a interface do barramento cc com os motores da locomotiva.

Além das aplicações já detalhadas, vale ressaltar a utilização de SSTs em um novo conceito chamado transformador híbrido de distribuição. Este sistema é compreendido por um transformador de linha convencional interligado a um conversor eletrônico de potência auto conectado em seu secundário e que tem por objetivo adicionar funcionalidades ao LFT a partir de três estágios de processamento de energia com isolamento galvânico em média frequência. Um exemplo deste sistema, chamado então de regulador dinâmico de tensão, é proposto por [28] e apresenta como característica a capacidade de compensar afundamentos e picos de tensão, bem como distorções causadas pela rede. Sua topologia é do tipo matricial indireta, semelhante à configuração exposta em [26] pela GE, não utilizando elementos passivos acumuladores de energia, com diferenças significativas apenas nas suas conexões de entrada e saída. Estudos envolvendo esse novo conceito ainda são recentes e espera-se que a solução proposta melhore a qualidade de energia em transformadores de distribuição que vierem a ser utilizados em *smart grids*.

Destaca-se por fim que, embora atual, o tema transformadores de estado sólido apresenta inúmeras publicações e trabalhos em desenvolvimento, não sendo a intenção deste documento esgotar todas as fontes de referência.

1.2.2 Conversor DAB

Conforme previamente observado, conversores cc-cc isolados e bidirecionais quanto ao fluxo de potência apresentam-se como elemento fundamental das estruturas propostas para transformadores de estado sólido. Genericamente, as topologias presentes nessa classificação de conversores podem ser desenvolvidas a partir de seus respectivos pares unidirecionais, tais como a estrutura *flyback* pode compor o conversor bidirecional *dual-flyback*, as estruturas

meia-ponte (*half-bridge*) e *push-pull* possuem as variações bidirecionais *dual-half-bridge* (DHB) e *dual-push-pull*; e a modificação da topologia cc-cc em ponte completa (*full-bridge* – FB) tradicional forma o conversor *dual-active-bridge* (DAB) [29].

Alguns exemplos de bibliografia das variações topológicas mencionadas são o conversor bidirecional alimentado em corrente *flyback-push-pull* [30], a topologia híbrida que combina um circuito meia-ponte, um circuito ponte-completa e um dobrador de tensão [31]; e a estrutura mista *full-bridge-forward* [32], todas com característica de fonte de corrente em pelo menos um dos lados do conversor, o que as torna, contudo, inadequadas ao conceito de SSTs.

A capacidade de unir redes cc e regular suas tensões, juntamente com a possibilidade de disponibilizar barramentos cc auxiliares é imprescindível para as configurações de transformadores de estado sólido contextualizadas anteriormente, fazendo com que conversores com característica de fonte de tensão em ambos os lados sejam mais apropriados para essas aplicações.

Dessa forma, por oferecer vantagens como elevado rendimento, alta densidade de potência, modularidade, simetria, facilidade em se obter comutações suaves e dinâmicas de primeira ordem, o conversor DAB vem atraindo mais atenção recentemente.

A Figura 1.5 ilustra a topologia *Dual Active Bridge*, composta por duas pontes-H conectadas por um transformador e um indutor de alta frequência, possuindo duas saídas, ou portas, com características do tipo fonte de tensão, constituindo um conversor com fluxo de potência bidirecional. Levando em consideração que, em geral, para as mesmas especificações de tensão e corrente, quanto maior o número de dispositivos semicondutores empregados, maior é a capacidade de processamento de energia do sistema [29], trata-se de uma estrutura adaptada a trabalhar com potências relativamente elevadas. Na Figura 1.5 optou-se por utilizar simbolicamente IGBTs na representação dos interruptores de potência do circuito, podendo estes serem substituídos por semicondutores de semelhante característica de bloqueio.

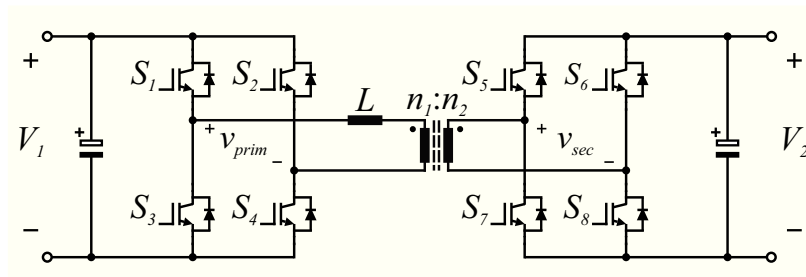


Figura 1.5. Topologia do conversor DAB.

O conversor DAB, segundo mencionado na seção anterior, em conjunto com sua versão trifásica foi primeiramente apresentado por [11] no ano de 1991, no entanto, devido às limitações da tecnologia dos semicondutores da época, a performance obtida pela estrutura foi considerada inaceitável. Com o avanço no desenvolvimento de novos dispositivos de potência e materiais magnéticos, a topologia proposta tornou-se viável, sendo candidata a ser utilizada nos futuros sistemas de distribuição de energia elétrica [29].

Considerando as vantagens supracitadas e devido a sua aplicabilidade no conceito de *smart-grids* e geração distribuída, inúmeros trabalhos sobre o conversor DAB podem ser encontrados na literatura vigente. O princípio de transferência de energia, dado pela defasagem angular (*phase-shift*) das tensões impostas ao indutor L pelas pontes-H é descrito em [33-35], onde é ressaltado sua similaridade ao controle do fluxo de potência em linhas de transmissão em ca, sendo a diferença caracterizada pelo conversor apresentar tensões quadradas em alta frequência nos terminais da indutância de transferência de energia, enquanto nos sistemas de potência convencionais as tensões nas barras são sinusoidais na frequência da rede.

A fim de estabelecer precisão ao sistema de controle da estrutura, modelos dinâmicos do conversor DAB foram estudados em [34, 36-40]. Os trabalhos [34, 36, 37] discutem o modelo de pequenos sinais simplificado de ordem reduzida, que negligencia a dinâmica de corrente do transformador. Considerando a inércia de corrente do indutor L e os intervalos transitórios ressonantes, o modelo de ordem completa e a análise de comutação sob tensão nula (*Zero Voltage Switching – ZVS*) foram analisados e um método de modelagem geral para desenvolver o modelo em tempo discreto foi proposto por [38]. Em [39] os termos cc (ordem zero) e os termos de primeira ordem da corrente do transformador e da tensão do capacitor foram utilizados como variáveis de estado, a partir de sua decomposição em série de Fourier, para obtenção do modelo médio de ordem elevada em tempo contínuo, resultando em uma função de transferência de terceira ordem para controle da tensão de saída. Os resultados obtidos mostram que o modelo de ordem superior proporciona maior precisão ao ganho utilizado nos controladores projetados no domínio da frequência, ao custo de elevar consideravelmente a complexidade do sistema [39].

Dado os efeitos causados na transferência de energia pela necessidade da utilização de tempo morto nas estruturas *full-bridge* da topologia DAB, o esquema de controle desenvolvido por [40] sugere a compensação desses fenômenos, regulando de maneira mais precisa a tensão de saída e elevando a eficiência do sistema por também expandir a faixa de comutação suave do conversor.

Sendo a defasagem angular no comando dos interruptores das portas do conversor responsável pela regulação do seu fluxo de potência, variações na modulação empregada implicam em maior flexibilidade sobre o espectro da corrente que circula pelo indutor L e que determina todo funcionamento do sistema. A modulação mais comumente aplicada ao conversor DAB utiliza razão cíclica constante e de duração de metade do período de comutação, sendo o controle do fluxo de potência do sistema dado pela diferença angular imposta entre as pontes-H [25, 33-35, 41]. Essa estratégia de comando é usualmente nomeada *Single-Phase-Shift* (SPS).

A modulação SPS possui várias vantagens como baixa inércia de resposta ao controle e fácil obtenção de comutações suaves do tipo ZVS. Entretanto, a simplicidade deste método implica grande importância ao indutor de transferência de energia e as indutâncias de dispersão do transformador, que podem causar valores demasiadamente altos de corrente eficaz e de pico quando há uma ampla diferença da tensão nas duas portas, resultando na circulação de potência reativa desnecessária no sistema. Outro fator negativo desta estratégia é o alcance de comutação suave apenas para uma estreita faixa de carga, resultando em perda de eficiência do conversor.

Com o objetivo de elevar o rendimento do sistema outros métodos de controle empregados ao conversor DAB, e derivados da modulação SPS, são enunciados na literatura [42-47], sendo suas principais variantes conhecidas como modulação EPS (*Extended-Phase-Shift*), modulação DPS (*Dual-Phase-Shift*) e modulação TPS (*Triple-Phase-Shift*) [29]. A Figura 1.6 resume estas estratégias de modulação, exibindo os comandos dos interruptores e as tensões impostas aos enrolamentos do transformador. Na imagem a seguir o parâmetro D_2 é definido como a defasagem angular entre portas, também conhecido como *phase-shift* externo, e o parâmetro D_1 como a defasagem angular entre braços da ponte-H, também denominado *phase-shift* interno, e que deve ser igual a 1 para que se caracterize a modulação SPS.

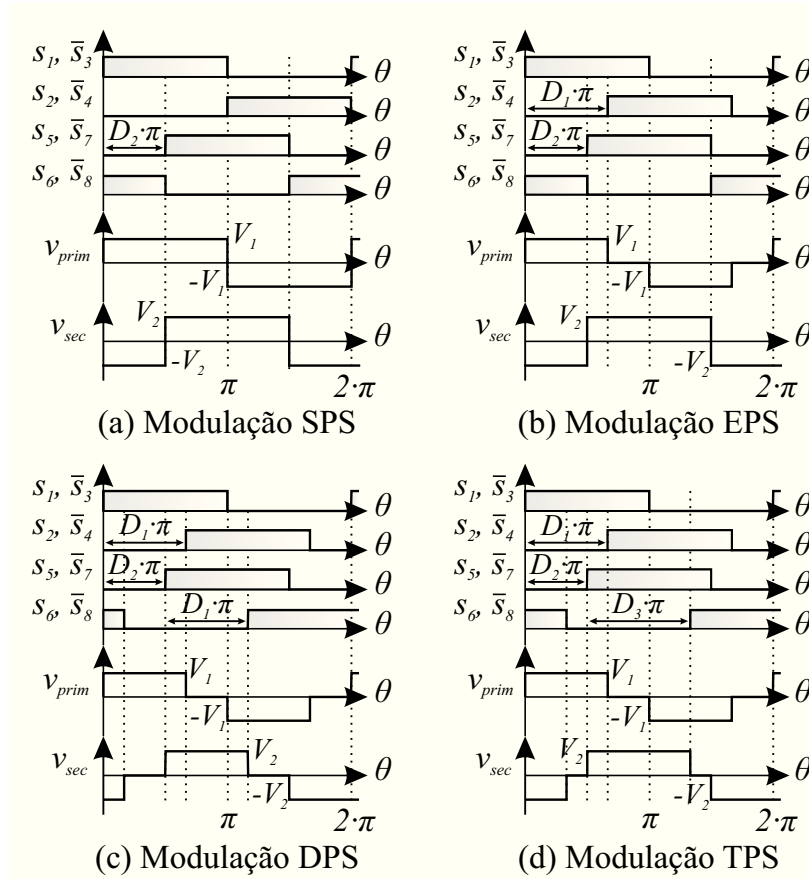


Figura 1.6. Estratégias de modulação: (a) SPS; (b) EPS; (c) DPS e (d) TPS.

A modulação EPS utiliza um valor de D_1 diferente de 1 para uma das portas, resultando numa tensão de três níveis em um dos enrolamentos do transformador, e D_1 igual a 1 para a outra porta, mantendo a tensão no outro enrolamento com dois níveis. Comparando com a modulação SPS, a modulação EPS não apenas acrescenta eficiência, pois reduz os estresses de corrente e a circulação de reativos, como também expande a faixa de comutação suave do conversor [29]. Entretanto, devido ao desequilíbrio dos níveis de tensão nos enrolamentos do transformador, quando ocorre à inversão do fluxo de potência entre portas, o estado de operação das pontes-H deve ser trocado a fim de manter a baixa circulação de reativos.

A modulação DPS, diferentemente da modulação EPS, aplica tensões de três níveis nos dois enrolamentos do transformador, adotando um valor de D_1 diferente de 1 e igual para as duas portas [42, 43]. Dessa forma, as vantagens do controle DPS são as mesmas pronunciadas anteriormente para a estratégia EPS, não sendo necessário alterar o estado de operação do conversor quando o fluxo de potência é invertido.

A modulação TPS também utiliza valores de D_I diferentes da unidade para as duas portas, porém, neste caso, os valores são desiguais, resultando em tensões no transformador com três níveis e tempos distintos. A diferença na defasagem angular interna de cada ponte-H é agora expressada como um terceiro grau de liberdade no controle, criando a possibilidade de novas otimizações no rendimento do conversor. Um exemplo dessa modulação, que minimiza as perdas por condução nos interruptores e as perdas no cobre dos elementos magnéticos, foi apresentado em [46, 47], sendo o sistema em questão utilizado em aplicações automotivas. Os resultados experimentais confirmaram um aumento considerável na eficiência do conversor principalmente nas situações de grande diferença nas tensões das portas e baixa carga.

Aproveitando a característica de alta densidade de potência proporcionada pelo transformador de alta frequência, variações do conversor DAB que apresentam mais de um enrolamento, constituindo um conversor multiportas, são naturalmente concebidas com intuito de integrar diversas fontes e cargas em um sistema. O *link* magnético comum proporciona a troca de energia entre todas as portas, além de oferecer isolamento galvânico e ajustar os níveis de tensão de cada saída. Dentre as variações multiportas destaca-se a estrutura com três enrolamentos, nomeada TAB (*Triple Active Bridge*), que possui mesma estratégia de modulação e controle que o conversor DAB, sendo seu funcionamento análogo à conexão indutiva entre três barras do sistema elétrico de distribuição em baixa frequência [48, 49]. Também, da mesma forma que para a topologia *Dual Active Bridge*, os estresses de corrente e circulação de potência reativa desnecessária são maiores conforme for a diferença na amplitude das tensões nas portas do conversor.

Outras variações topológicas do conversor DAB são sua versão em corrente alternada, já mencionada anteriormente, que difere apenas da estrutura convencional na utilização de interruptores de quatro quadrantes [20, 21]; e sua versão trifásica, proposta juntamente com a topologia padrão em [11]. Esta modificação tem o mesmo princípio de funcionamento que o DAB monofásico, porém, enquanto as pontes-H do primeiro aplicam tensões de dois ou três níveis aos enrolamentos do transformador, a versão trifásica impõe ao indutor de transferência de energia tensões com seis níveis [50].

Em [51] pode-se observar que, em comparação a versão monofásica, o DAB trifásico apresenta esforços de corrente em seus semicondutores ligeiramente menores, da mesma forma que a potência demandada pelo transformador é reduzida. Entretanto, a principal desvantagem na utilização de um link magnético trifásico em alta frequência é a dificuldade de construção do transformador com indutâncias de dispersão simétricas por fase, restringindo

sua aplicação a sistemas de maior potência, onde uma melhor divisão de corrente nos interruptores é necessária.

Além de variações estruturais, diversos trabalhos utilizam a modularidade do conversor DAB para realizar conexões entre seus terminais e, assim, processar maiores quantidade de potência em níveis de tensão mais elevados. Alguns exemplos de sistemas concebidos a partir de interligações do DAB foram apresentados anteriormente nas estruturas propostas para SSTs [2, 24, 26, 27] e outros estudos, dedicados a analisar a divisão de tensão e corrente, bem como a confiabilidade dessas estruturas modulares, são encontrados em [52-54].

No Capítulo 2 será apresentada uma análise quantitativa do conversor DAB, analisando suas principais figuras de mérito e detalhando sua operação com as modulações SPS e DPS.

1.2.3 Variações multiníveis do conversor DAB

Definindo a estrutura DAB como a conexão entre quaisquer duas pontes ativas através de um *link* magnético em alta frequência, por se tratar de uma topologia naturalmente adaptada a trabalhar com tensões relativamente elevadas, a utilização de estruturas multiníveis em conversores multiportas vem sendo proposta com intuito de absorver algumas características das modulações com maior grau de liberdade e melhorar a divisão dos esforços de tensão nos semicondutores de potência.

Em [5] é apresentado a variação do conversor DAB que utiliza um braço NPC (*Neutral Point Clamped*), na porta de média tensão, e uma ponte-H, na saída de baixa tensão, conectados via *link* magnético de alta frequência, conforme exhibe a Figura 1.7. A estrutura NPC tem a capacidade de dividir os esforços de tensão nos interruptores ao valor de metade da tensão de barramento e sua modulação três níveis é compatível com a topologia *full-bridge*, o que garante elevado rendimento ao sistema mesmo para condições de baixa carga, pois, dessa forma, opera com as vantagens já expostas para as estratégias de modulações com maior grau de liberdade do conversor DAB.

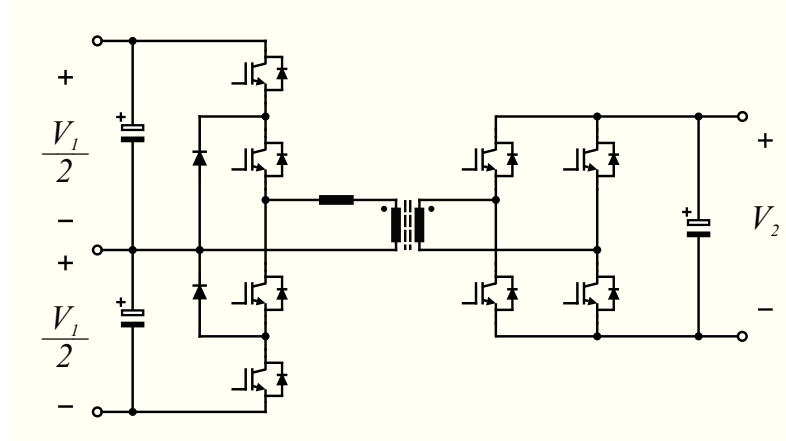


Figura 1.7. Variação do conversor DAB compreendido por um braço NPC no lado de média tensão e uma ponte completa no lado de baixa tensão [5].

Um exemplo semelhante de estudo envolvendo o uso de topologias multiníveis em sistemas conectados por transformadores de alta frequência é encontrado em [55, 56] e exposto na Figura 1.8, onde na porta de mais elevada tensão são utilizados dois braços NPC, formando uma ponte HNPC, e no lado de baixa tensão novamente utiliza-se a estrutura FB. Por apresentar maior número de semicondutores e aplicar diretamente ao indutor de transferência de energia a tensão total do barramento, é capaz de processar maiores quantidade de energia conservando os mesmos esforços de tensão impostos aos interruptores que a estrutura NPC meia ponte da Figura 1.7. A tensão no enrolamento primário do transformador possui cinco níveis, garantindo maior grau de liberdade à modulação empregada.

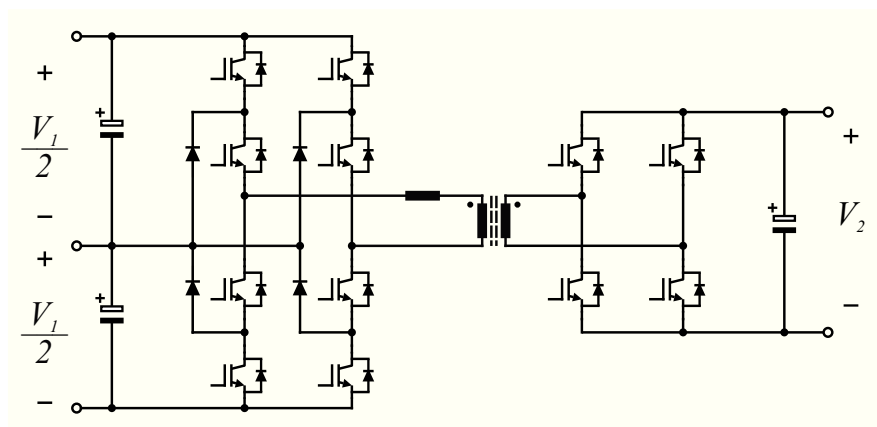


Figura 1.8. Conversor DAB formado por uma ponte HNPC e uma ponte-H dois níveis [56].

O trabalho [57] também propõe a utilização de um conversor DAB que aplique cinco níveis de tensão ao enrolamento de entrada do transformador, batizado 5LDAB (*5-Level Dual Active Bridge*), e que expanda a faixa de variação de tensão onde o sistema possa ser operado com alta eficiência. Os circuitos NPC apresentados até então necessitam de um intervalo de roda-livre de mínima duração para comutar entre o nível positivo e o nível negativo de tensão imposta ao *link* magnético, o que é uma contradição às exigências das estratégias de modulação otimizadas presentes em [42, 46] e pode acarretar em aumento de perdas em determinados pontos de operação. Por esta razão, o conversor 5LDAB considerado em [57] e ilustrado na Figura 1.9 utiliza dois braços com topologia tipo-T (*T-type*) em uma das portas, permitindo que a tensão de saída da ponte transite diretamente do positivo para o negativo ou vice-versa sem a necessidade de um tempo de retenção mínimo no estado de roda-livre. Os resultados obtidos na pesquisa apontam uma redução global na corrente eficaz no transformador com o uso da estrutura proposta.

Outro estudo relevante é apresentado em [58, 59] e propõe uma nova estratégia de modulação com intuito de obter equilíbrio na tensão dos capacitores de barramento para a topologia exibida na Figura 1.9. Por se tratar novamente de uma estrutura HNPC com cinco níveis de tensão impostos ao indutor de transferência de potência, o balanço de energia armazenada nos capacitores pode ser afetado por imprecisões nos moduladores, causando possíveis esforços destrutivos nos interruptores. Dessa forma, é proposta a utilização dos graus de liberdade adicionais proporcionados pela modulação no controle do fluxo de potência e das tensões dos barramentos cc, bem como a utilização da estrutura ANPC (*Active Neutral Point Clamped*) na composição das pontes ativas.

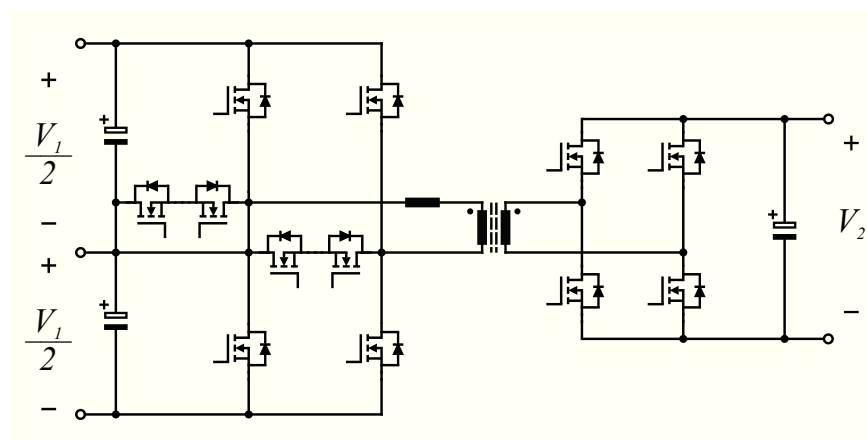


Figura 1.9. Conversor 5LDAB considerado para aplicações de média potência e ampla faixa de variação da tensão de entrada [57].

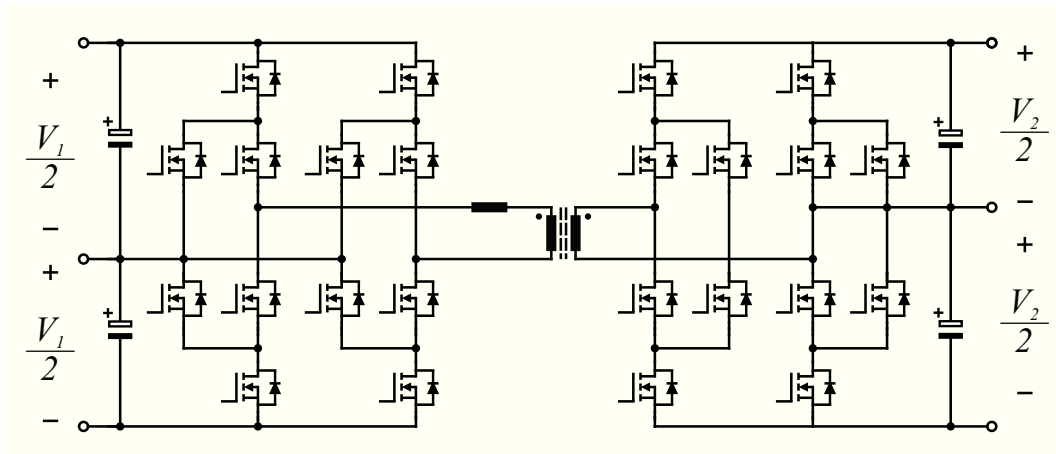


Figura 1.10. Conversor DAB ANPC em ponte [59].

Em [60] é apresentado um sistema com objetivo de processar grandes quantidades de potência a partir de elevadas tensões e utilizando um transformador trifásico de três enrolamentos conectando um inversor NPC trifásico a duas pontes dois níveis também trifásicas interligadas em paralelo na saída. O arranjo representado na Figura 1.11 foi desenvolvido para competir com as propostas de SSTs expostas na seção anterior, porém emprega uma metodologia distinta, enquanto, por exemplo, a estrutura da Figura 1.3 aposta na característica modular do conversor DAB e sua capacidade de realizar conexões em seus terminais de entrada e saída, o sistema em questão propõe a aplicação de conversores trifásicos que apresentem divisão nos esforços de tensão e corrente. Contudo, ressalta-se que para atingir os níveis de potência desejados, a proposta faz uso de dispositivos semicondutores do tipo SiC com tensão de bloqueio de 15 kV e que ainda possuem alto custo de mercado.

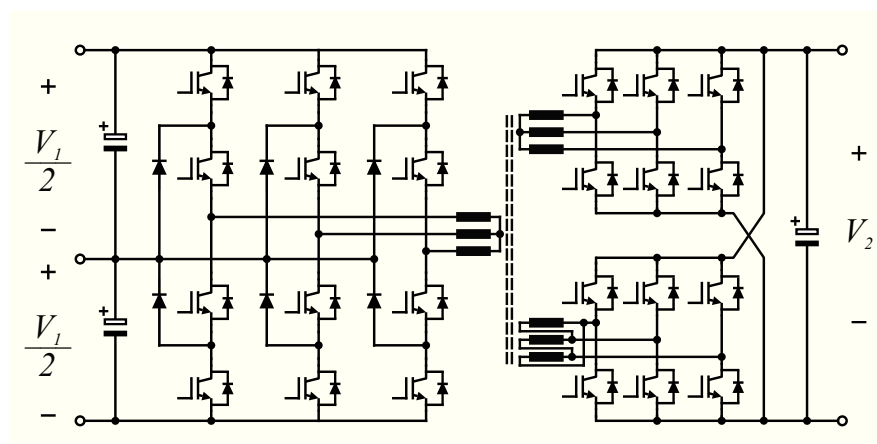


Figura 1.11. Circuito do conversor DAB NPC trifásico proposto em [60].

Além das topologias abordadas, outras variações do conversor DAB que aplicam tensões multiníveis nos enrolamentos do transformador podem ser encontradas na bibliografia do tema, com destaque para a utilização das estruturas CHB (*Cascaded H-Bridge*) [61] e MMC (*Modular Multilevel Converter*) [62, 63], ainda em estágio inicial de desenvolvimento.

1.3 MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS

Com o crescente apelo à integração de novas fontes de energia as redes de distribuição atuais, novos sistemas nomeados transformadores de estado sólido são elencados como uma das possíveis soluções aos desafios tecnológicos do presente.

Sabendo que as configurações de SSTs de três estágios apresentam-se como as mais completas e interessantes na disponibilidade das funções necessárias aos novos sistemas elétricos, esta dissertação propõe uma variação multinível do conversor DAB com intuito de ser empregada em *smart grids* cc de média tensão. A Figura 1.12 exhibe a topologia estudada denominada de conversor DAB NPC monofásico.

Sendo necessária a utilização de elevados níveis de tensão em aplicações que envolvam grandes quantidades de potência, o conversor proposto é desenvolvido com objetivo de trabalhar em média tensão, onde sua característica de divisão dos esforços de tensão possibilite a utilização de interruptores de classe de tensão mais baixa e que naturalmente apresentam menores perdas. Ainda, por se tratar de uma variação da topologia DAB, espera-se que a estrutura da Figura 1.12 mantenha suas mesmas atribuições vantajosas como alta densidade de potência, elevado rendimento e fácil controle.

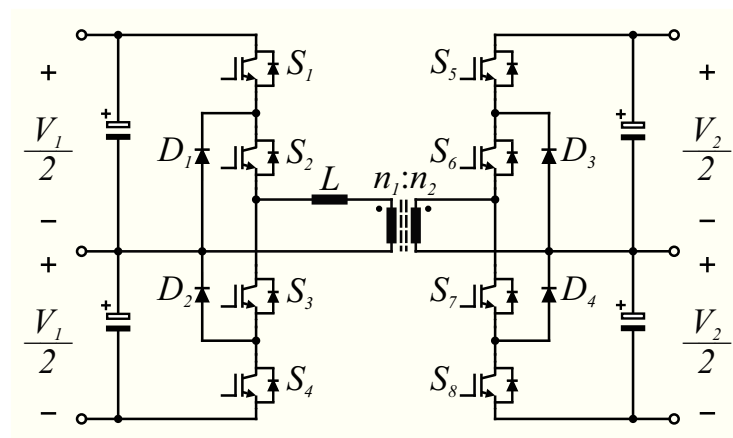


Figura 1.12. Conversor DAB NPC monofásico proposto.

Dessa forma, os principais objetivos a partir da análise e implementação do conversor proposto são:

- Processar potência a partir de um *link* cc de 800 V, dividindo os esforços de tensão igualmente entre os interruptores de mesmo braço e utilizando semicondutores com baixa tensão de bloqueio;
- Padronizar a estratégia de modulação três níveis empregada com as já existentes na literatura para o conversor DAB convencional, definindo os pontos ótimos de operação para determinadas condições de carga e de ganho de tensão;
- Obter performance global do sistema comparável com o conversor DAB padrão, avaliando as perdas nos semicondutores.

1.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi exposta a atual situação do sistema elétrico perante o novo perfil de cargas dos consumidores e as novas formas de geração empregadas. Conhecendo este contexto, o conceito de transformadores de estado sólido foi abordado juntamente com os principais trabalhos em desenvolvimento na área.

O conversor DAB, tido como bloco construtor de arranjos de SSTs, foi analisado qualitativamente, ressaltando suas vantagens e principais variações topológicas. Uma revisão do uso de estruturas multiníveis em *links* magnéticos de alta frequência foi apresentada e uma nova topologia, utilizando a estrutura NPC nos dois enrolamentos do transformador, foi proposta.

No capítulo seguinte o conversor DAB convencional será analisado em detalhes, com destaque para os benefícios da sua operação com estratégias de modulação mais elaboradas.

Equation Section (Next)

2 CONVERTOR DAB

2.1 INTRODUÇÃO

Tendo sua utilização recorrente nas mais diversas arquiteturas dos transformadores de estado sólido, o conversor *Dual Active Bridge* é examinado em detalhes neste capítulo, abordando as estratégias de modulação SPS e DPS e seus mecanismos de transferência de energia entre portas. A escolha do ponto de operação da estrutura será embasada na análise da circulação de potência não ativa no conversor, sendo as grandezas envolvidas quantificadas adequadamente. O equacionamento básico para determinação dos esforços nos interruptores será apresentado, da mesma forma que o modelo dinâmico para controle das variáveis do sistema.

2.2 APRESENTAÇÃO DO CONVERTOR

O conversor DAB pode ser entendido como a interligação, a partir de um *link* magnético, de duas pontes completas em seu lado ca, constituindo um conversor cc-cc isolado bidirecional simétrico com característica de fonte de tensão na entrada e na saída. A simetria é definida não somente pela estrutura em si, mas pelo fato do núcleo magnético não acumular energia em um período de comutação, ou seja, a topologia e a modulação empregada garantem valor médio nulo de corrente no *link* magnético.

A topologia do conversor DAB é exibida na Figura 1.5 e repetida agora como Figura 2.1, adotando sentido para as correntes na porta 1 ou de entrada i_1 , na porta 2 ou de saída i_2 e no indutor i_L .

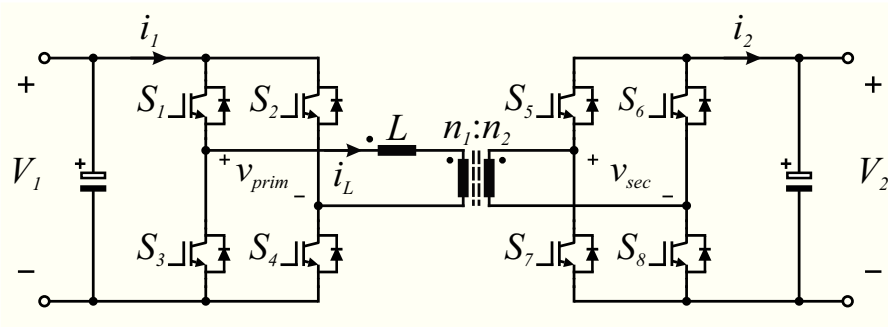


Figura 2.1. Conversor DAB.

Por ser proveniente da família dos conversores multiportas, estabelece-se a estrutura DAB como possuindo duas portas, definidas como saída ou ponto de conexão de cargas ou fontes. As indutâncias de dispersão do transformador, inconvenientes em muitas topologias de conversores isolados, neste caso não causam sobretensão nos interruptores e são associadas em série ao indutor L resultante, dito indutor de transferência de energia.

Além das indutâncias de dispersão, assumem-se outras simplificações à análise matemática do circuito equivalente do conversor DAB, como a indutância magnetizante do transformador ser grande o suficiente para não participar da transferência de potência e a operação do sistema em regime permanente periódico, onde as tensões de entrada e saída, V_1 e V_2 respectivamente, são constantes.

Para o equacionamento desenvolvido neste capítulo considera-se o conversor referenciado ao primário, conforme o conjunto de equações (2.1), sendo d o ganho referente à relação de transformação do transformador a e as tensões V_1 e V_2 nas portas do conversor.

$$d = a \cdot \frac{V_2}{V_1} = \frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{V_2}{V_1} \quad V_2' = a \cdot V_2 \quad (2.1)$$

Com o objetivo de normalizar as equações de corrente, tensão e potência, adota-se (2.2) como grandezas de base do sistema por unidade (pu).

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{base} = V_1 \\ I_{base} = \frac{V_1}{\omega L} \\ P_{base} = V_{base} \cdot I_{base} = \frac{V_1^2}{\omega L} \end{array} \right. \quad (2.2)$$

Em (2.2) a frequência angular ω está relacionada com a frequência de comutação f_s por $\omega = 2\pi f_s$.

2.3 MODULAÇÃO SPS

O princípio de funcionamento da estrutura DAB é baseado na transferência de energia a partir da defasagem angular das tensões impostas ao *link* magnético, comportando-se de maneira semelhante a uma linha de transmissão ca, onde a fase das tensões das barras controla

o fluxo de potência no sistema. Dessa forma, a modulação mais amplamente utilizada emprega apenas um grau de liberdade e é conhecida na literatura como *Single-Phase-Shift* (SPS) ou apenas *phase-shift*. A Figura 2.2 ilustra esta estratégia de modulação, que utiliza razão cíclica, ou defasagem angular interna, constante e de duração de metade do período de comutação, ou seja, $D_1=1$.

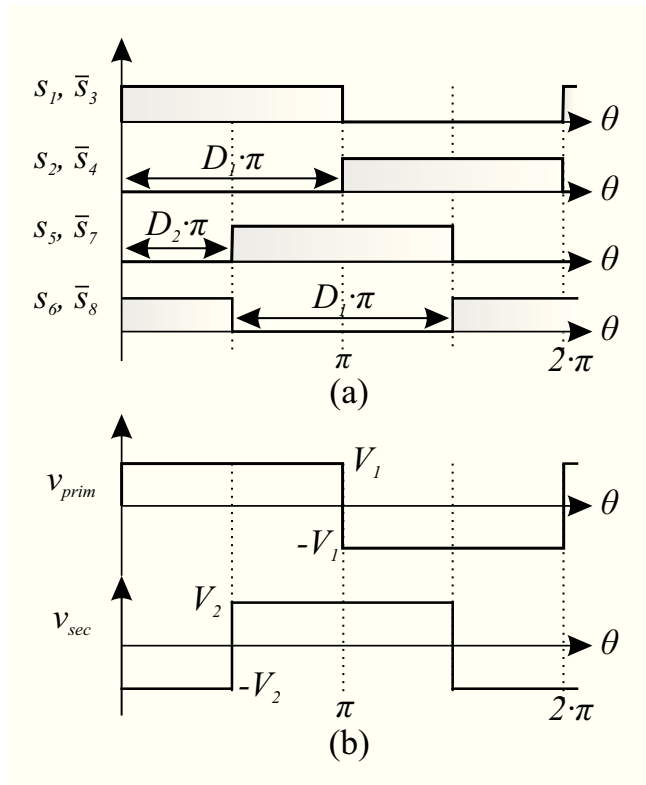


Figura 2.2. Modulação SPS: (a) pulsos de comando e (b) tensões nos enrolamentos do transformador.

Ainda, observando a Figura 2.2 nota-se que o parâmetro D_2 é definido como a defasagem angular entre portas, ou *phase-shift* externo, que para modulação SPS é efetivamente a variável de atuação do controle. A fim de facilitar o entendimento, opta-se por realizar a mudança de variável $\omega t = \theta$ na base de tempo, onde o período de comutação agora é dado por 2π , e pela utilização de φ como ângulo de defasagem, em radianos, de acordo com a relação (2.3).

$$\varphi = D_2 \cdot \pi \quad (2.3)$$

Análises mais genéricas de modulações empregadas ao conversor DAB utilizam os parâmetros D_1 e D_2 , conforme exibiram a Figura 1.6 e a Figura 2.2, entretanto, para o caso

específico da modulação SPS, na literatura costuma-se utilizar apenas a variável φ , sendo esta adotada nesta seção.

Devido ao emprego de estruturas em pontes na sua concepção, o conversor DAB deve obrigatoriamente apresentar tempo-morto entre o comando dos interruptores de mesmo braço, tendo esse efeito, a princípio, estando suprimido da presente análise do sistema.

2.3.1 Etapas de operação

A partir do comando proposto obtêm-se quatro etapas de operação para o conversor DAB operando com modulação *phase-shift*. Conforme a mudança de variável estabelecida, a tensão aplicada à indutância L tem sua relação volt/ampere dada por (2.4), que define a taxa de variação de corrente, sua inclinação, de acordo com a diferença de potencial estabelecida.

$$v_L(\theta) = \omega L \cdot \frac{di_L(\theta)}{d\theta} \quad (2.4)$$

Desenvolvendo a forma integral de (2.4) a partir de um ângulo inicial θ_0 chega-se em (2.5), demonstrando o comportamento da corrente i_L que circula por todo o circuito e é a grandeza fundamental para a análise das etapas de operação, conforme exhibe mais adiante as formas de onda da Figura 2.7.

$$i_L(\theta) - i_L(\theta_0) = \frac{v_L(\theta)}{\omega L} \cdot (\theta - \theta_0) \quad (2.5)$$

A tensão imposta aos terminais do indutor de transferência de energia v_L , dada por (2.6), juntamente com as demais variáveis do sistema serão referenciadas ao primário, de acordo com o número de espiras dos enrolamentos do transformador definidos em (2.1).

$$v_L(\theta) = v_{prim}(\theta) - v_{sec}'(\theta) \quad (2.6)$$

Etapa 1: Interruptores S_1 , S_4 , S_6 e S_7 são comandados a conduzir, porém, até o instante angular θ_A onde a corrente se anula são os diodos em antiparalelo aos interruptores que assumem a corrente, que parte de um valor inicial $-I_A$ e uma taxa de variação dada por (2.7). A partir deste instante a corrente flui pelo corpo dos semicondutores mantendo a mesma

inclinação até atingir o valor I_B . A Figura 2.3 expõe o estado topológico do conversor durante o primeiro intervalo de funcionamento.

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \cdot \Delta \theta_1 \quad (2.7)$$

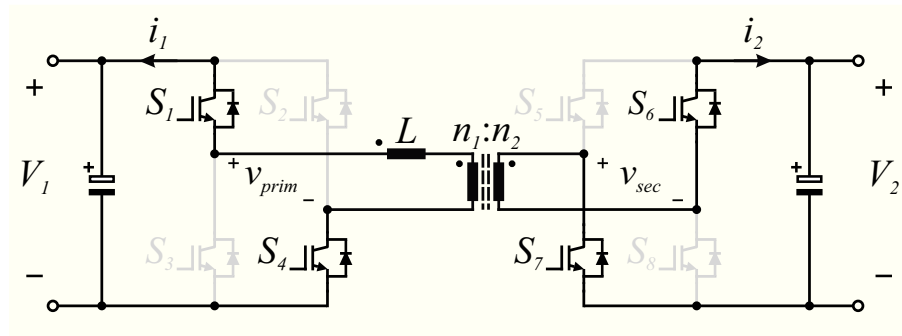


Figura 2.3. Primeira etapa de operação do conversor DAB operando com modulação SPS.

Etapa 2: Interruptores S_6 e S_7 são bloqueados e interruptores S_1 , S_4 , S_5 e S_8 são comandados a conduzir, conforme representado na Figura 2.4, invertendo a tensão inicialmente aplicada ao enrolamento secundário do transformador e impondo a taxa de variação (2.8). Devido ao sentido da corrente no secundário a condução ocorre através dos diodos em antiparalelo aos interruptores S_5 e S_8 até metade do período de comutação e o valor da corrente se tornar novamente igual a I_A .

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \cdot \Delta \theta_2 \quad (2.8)$$

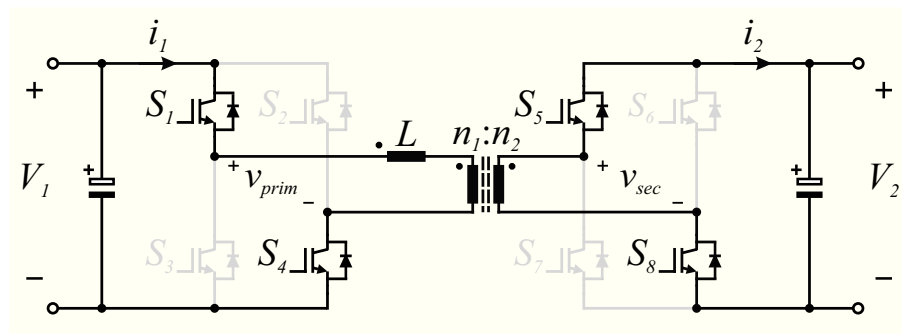


Figura 2.4. Segunda etapa de operação do conversor DAB operando com modulação SPS.

Etapa 3: Interruptores S_1 e S_4 são bloqueados e interruptores S_2 , S_3 , S_5 e S_8 são comandados a conduzir, entretanto, da mesma forma que na primeira etapa de operação os

diodos em antiparalelo aos interruptores assumem a corrente apenas até o instante $\pi+\theta_A$, quando a corrente se anula. A inclinação da corrente é dada por (2.9) e a mesma decresce até possuir valor igual a $-I_B$, de acordo com o exposto na Figura 2.5.

$$\Delta i_{L3} = \frac{-V_1 - V_2'}{\omega L} \cdot \Delta \theta_3 \quad (2.9)$$

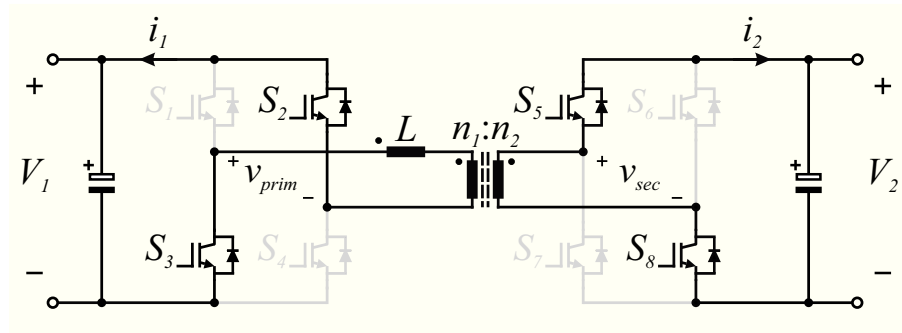


Figura 2.5. Terceira etapa de operação do conversor DAB operando com modulação SPS.

Etapa 4: Interruptores S_5 e S_8 são bloqueados e interruptores S_2 , S_3 , S_6 e S_7 são comandados a conduzir, aplicando uma taxa de variação à corrente de acordo com (2.10) e a Figura 2.6. A etapa se encerra em um período de comutação quando a corrente no indutor retorna ao seu valor inicial $-I_A$.

$$\Delta i_{L4} = \frac{-V_1 + V_2'}{\omega L} \cdot \Delta \theta_4 \quad (2.10)$$

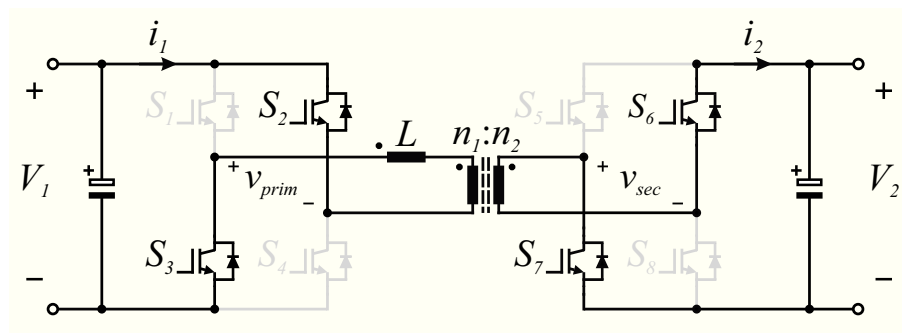


Figura 2.6. Quarta etapa de operação do conversor DAB operando com modulação SPS.

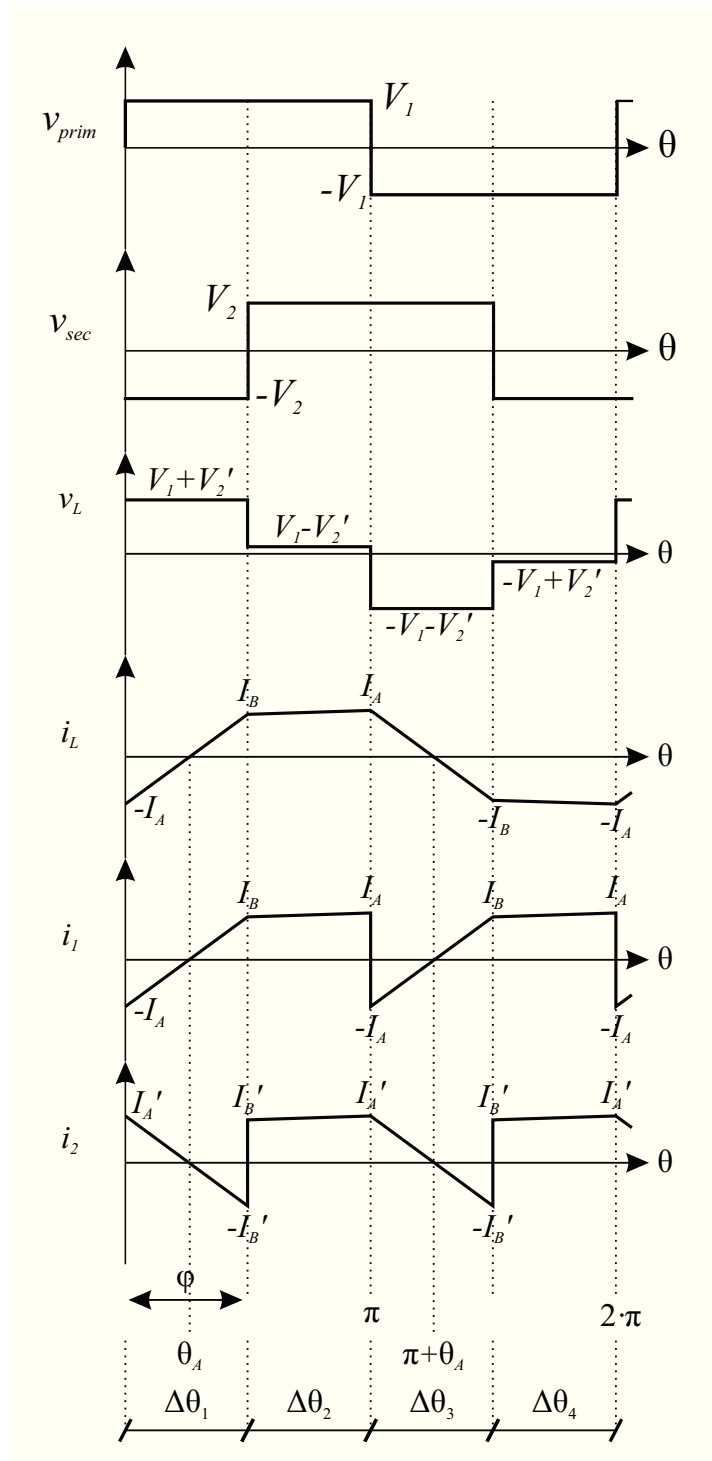


Figura 2.7. Principais formas de onda do conversor DAB operando com modulação SPS.

A Figura 2.7 esboça as principais formas de onda da topologia DAB operando com a modulação SPS, exibindo as tensões nos enrolamentos do transformador, a tensão e a corrente no indutor de transferência de energia L ; e as correntes de entrada e de saída do conversor. Para melhor entendimento da distribuição de corrente nos interruptores a Tabela 1.1 mostra quais semicondutores conduzem em cada etapa de operação, sendo os interruptores

denominados por S_i e os diodos em antiparalelo aos mesmos denominados D_{Si} , onde i é o número do semiconductor de acordo com as imagens das etapas de operação.

Tabela 2.1. Interruptores em condução durante as etapas de operação do conversor DAB operando com modulação SPS.

| Interruptores em condução | | Intervalo angular | |
|---------------------------|---------------------|--------------------------------|------------------|
| Primário | Secundário | | |
| D_{S1} e D_{S4} | D_{S6} e D_{S7} | 0 a θ_A | $\Delta\theta_1$ |
| S_1 e S_4 | S_6 e S_7 | θ_A a φ | |
| S_1 e S_4 | D_{S5} e D_{S8} | φ a π | $\Delta\theta_2$ |
| D_{S2} e D_{S3} | D_{S5} e D_{S8} | π a $\pi+\theta_A$ | $\Delta\theta_3$ |
| S_2 e S_3 | S_5 e S_8 | $\pi+\theta_A$ a $\pi+\varphi$ | |
| S_2 e S_3 | D_{S6} e D_{S7} | $\pi+\varphi$ a 2π | $\Delta\theta_4$ |

Como a corrente i_2 na Figura 2.7 é vista pelo secundário, os valores instantâneos apresentados são dados pela relação (2.11). Observa-se ainda que para composição das formas de onda do circuito foi adotado que a tensão na porta 1 é superior a tensão da porta 2.

$$I_A' = a \cdot I_A \quad (2.11)$$

Os intervalos das etapas de operação são dados por (2.12) e podem ser deduzidos por inspeção direta da Figura 2.7. Devido à periodicidade do sistema em meio ciclo do período de comutação as duas etapas finais de operação possuem mesma duração, sendo, portanto, omitidas.

$$\begin{cases} \Delta\theta_1 = \varphi \\ \Delta\theta_2 = \pi - \varphi \end{cases} \quad (2.12)$$

2.3.2 Transferência de potência entre portas

Considerando o conversor ideal, sem perdas nos semicondutores e nos elementos passivos, pode-se obter o equacionamento da potência transferida à carga a partir da corrente média da porta 1 ou da corrente média da porta 2. Conforme a análise matemática desenvolvida até então para a corrente no indutor L , e pela mesma ser igual a i_l no primeiro

semiciclo de comutação, opta-se pela determinação do equacionamento visto pelo primário. A simetria na forma de onda de i_L implica que a análise matemática pode ser feita a partir de apenas metade do período de comutação.

O sistema de equações (2.13), baseado em (2.5), descreve o comportamento de i_L em função da taxa de variação de corrente durante as etapas de operação e dos parâmetros destacados na Figura 2.7

$$\begin{cases} i_{L1}(\varphi) = \frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \cdot \Delta\theta_1 - I_A = I_B \\ i_{L2}(\pi) = \frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \cdot \Delta\theta_2 + I_B = I_A \end{cases} \quad (2.13)$$

Substituindo os intervalos angulares dados por (2.12) em (2.13) e solucionando o sistema de equações estabelecido, chega-se em (2.14) aos valores da corrente nos instantes de comutação.

$$\begin{cases} I_A = \frac{V_1\pi + V_2'(2\varphi - \pi)}{2\omega L} \\ I_B = \frac{V_1(2\varphi - \pi) + V_2'\pi}{2\omega L} \end{cases} \quad (2.14)$$

Definidas as equações de corrente em cada etapa de operação, o cálculo da corrente média de entrada pode ser realizado através de (2.15), onde $\langle \rangle$ denota o valor médio da função dentro de um intervalo de comutação, ou pelo seu equivalente, através da soma das áreas da forma de onda divididas pelo período da função, no caso igual a π , em (2.16).

$$\langle i_1 \rangle = I_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_1(\theta) d\theta \quad (2.15)$$

$$I_1 = \frac{-I_A\theta_A}{2\pi} + \frac{I_B(\varphi - \theta_A)}{2\pi} + \frac{I_B(\pi - \varphi)}{\pi} + \frac{(I_A - I_B)(\pi - \varphi)}{2\pi} \quad (2.16)$$

O instante angular θ_A , presente na Figura 2.7, pode ser encontrado igualando a zero a primeira equação de corrente do sistema (2.13), conforme exibem (2.17) e (2.18).

$$i_{L_1}(\theta_A) = 0 = \frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \cdot \theta_A - I_A \quad (2.17)$$

$$\theta_A = \frac{V_1 \pi + V_2' (2\varphi - \pi)}{2(V_1 + V_2')} \quad (2.18)$$

Resolvendo (2.16) e utilizando a relação $V_2' = aV_2$ chega-se na expressão da corrente média na porta 1 dada por (2.19).

$$I_1 = \frac{aV_2}{\omega L} \varphi \left(1 - \frac{\varphi}{\pi} \right) \quad (2.19)$$

Multiplicando I_1 pela tensão na porta 1 obtêm-se a potência média transferida em (2.20), onde o acréscimo do módulo ao parâmetro φ representa a bidirecionalidade do sistema.

$$P = \frac{aV_1V_2}{\omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (2.20)$$

A expressão (2.20) ilustra o comportamento da potência média fornecida pela entrada à carga em função da defasagem angular aplicada. Dividindo (2.20) pela potência base do sistema definida em (2.2) e utilizando o ganho d dado por (2.1) chega-se na equação genérica (2.21), que pode ser plotada em função do *phase-shift* entre portas e para $d=1$, resultando na Figura 2.8.

$$P_{pu} = \frac{P}{P_{base}} = d\varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (2.21)$$

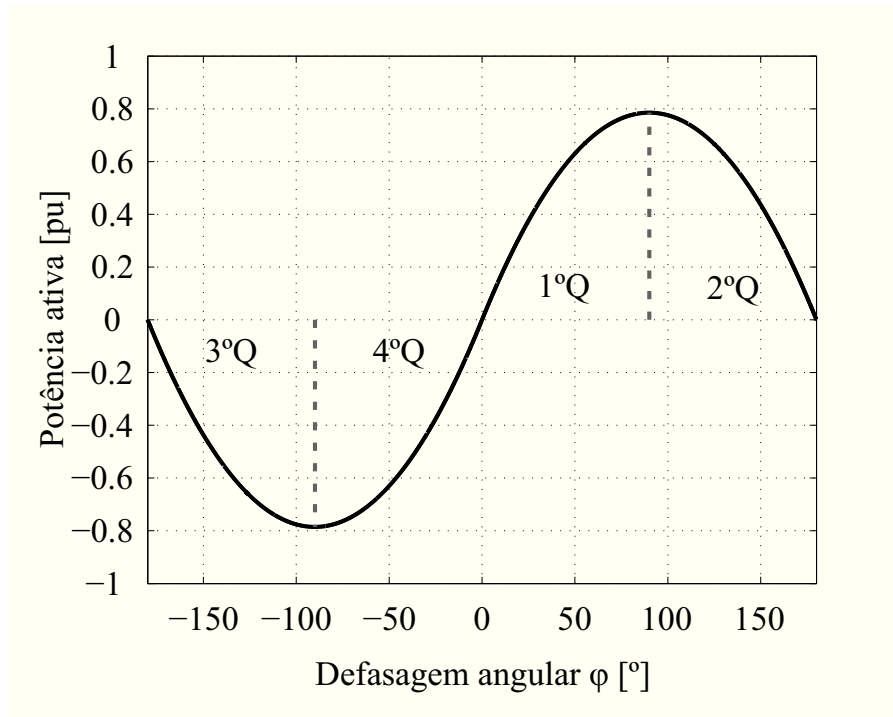


Figura 2.8. Potência ativa transferida em pu em função do ângulo de defasagem.

Os quadrantes demarcados na Figura 2.8 referem-se à divisão angular do círculo trigonométrico, sendo perceptível que o pico de potência ativa ocorre em $\varphi = \pm 90^\circ$. Contudo, a operação do conversor neste ângulo e a cima dele implica em alta circulação de potência reativa no circuito, comprometendo o rendimento do sistema, como será demonstrado nas próximas seções.

2.3.3 Corrente de pico e corrente eficaz

Para escolher o ponto de operação adequado é necessária a análise de algumas grandezas do sistema, entre elas o valor de pico da corrente no indutor de transferência de energia. Para as condições da Figura 2.7, onde $V_1 > V_2$ e $d < 1$, a corrente de pico é igual a I_A e pode ser normalizada em pu de acordo com (2.22).

$$I_{A_{pico_{pu}}} = \frac{I_{pico}}{I_{base}} = \frac{V_1 \pi + a V_2 (2\varphi - \pi)}{2V_1} \quad (2.22)$$

Entretanto, caso $d > 1$, ou $V_2 > V_1$ para uma relação de transformação a unitária, I_B será a corrente de pico que em pu é dada por (2.23).

$$I_{B_{pico_{pu}}} = \frac{I_B}{I_{base}} = \frac{V_1(2\varphi - \pi) + aV_2\pi}{2V_1} \quad (2.23)$$

Empregando novamente o ganho d para simplificar o equacionamento e unificando as expressões (2.22) e (2.23) obtêm-se o sistema (2.24), capaz de descrever a variação da corrente de pico em função de φ e diferentes valores de d , conforme mostra a Figura 2.9.

$$I_{pico_{pu}} = \frac{1}{2} \cdot \begin{cases} \pi(1-d) + 2d\varphi, & \text{para } d \leq 1 \\ \pi(d-1) + 2\varphi, & \text{para } d > 1 \end{cases} \quad (2.24)$$

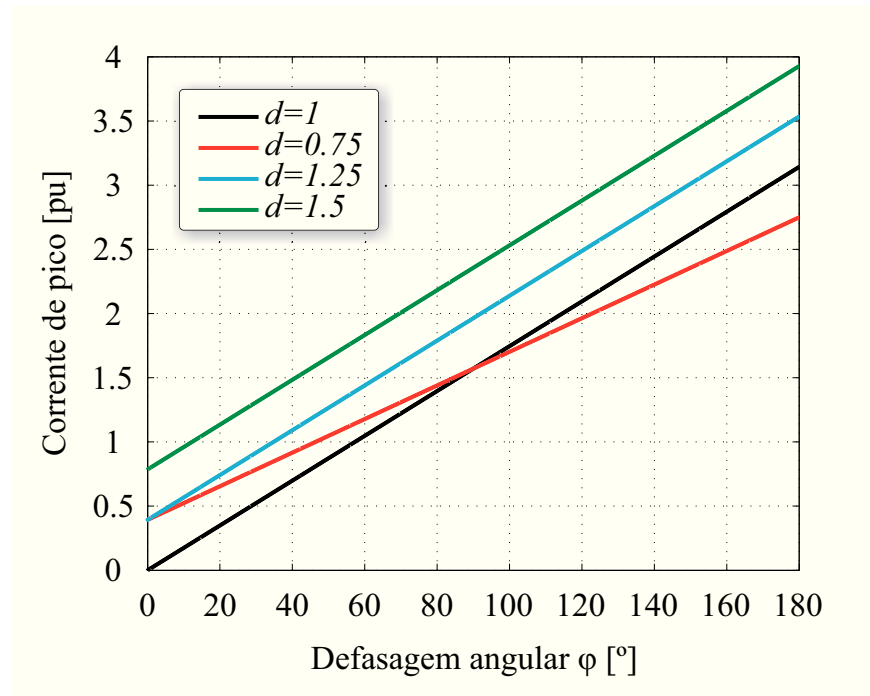


Figura 2.9. Corrente de pico em pu em função do ângulo de defasagem.

Diferentemente da potência, a equação da corrente de pico em função do ângulo de defasagem é influenciada pelo parâmetro d não apenas no ganho em pu, mas também no comportamento da mesma ao longo da variação do *phase-shift*, como pode ser visto na imagem anterior.

Ainda sobre a Figura 2.9, em comparação à Figura 2.8, nota-se que para $\varphi > 90^\circ$ a corrente de pico no indutor L e em i_l continua crescente enquanto a potência fornecida à carga decresce. Esse comportamento é característico do mecanismo de transferência de energia do conversor DAB e, conforme será observado em sequência, é recorrente para as demais grandezas do sistema.

Outra figura de mérito relevante na determinação do melhor ponto de operação do conversor é a corrente eficaz na porta 1, pois a partir de sua determinação é possível definir quantitativamente a potência reativa que circula pelo sistema. Aplicando a definição de valor eficaz na descrição de i_l dada pelo conjunto (2.13) chega-se em (2.25), cuja solução é vista em (2.26).

$$I_{1ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left\{ \int_0^{\varphi} \left[\frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \cdot \theta - I_A \right]^2 d\theta + \int_{\varphi}^{\pi} \left[\frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \cdot (\theta - \varphi) + I_B \right]^2 d\theta \right\}} \quad (2.25)$$

$$I_{1ef} = \sqrt{\frac{12\pi V_1 V_2' \varphi^2 - 8V_1 V_2' \varphi^3 + \pi^3 (V_1 - V_2')^2}{12\pi (\omega L)^2}} \quad (2.26)$$

Novamente empregando o sistema por unidade e a relação de tensão (2.1) encontra-se a expressão da corrente eficaz na porta 1 em pu em função da defasagem angular, dada por (2.27) e representada graficamente na Figura 2.10.

$$I_{1ef_{pu}} = \sqrt{\frac{(-1+d)^2 \pi^3 + 12d\pi\varphi^2 - 8d\varphi^3}{12\pi}} \quad (2.27)$$

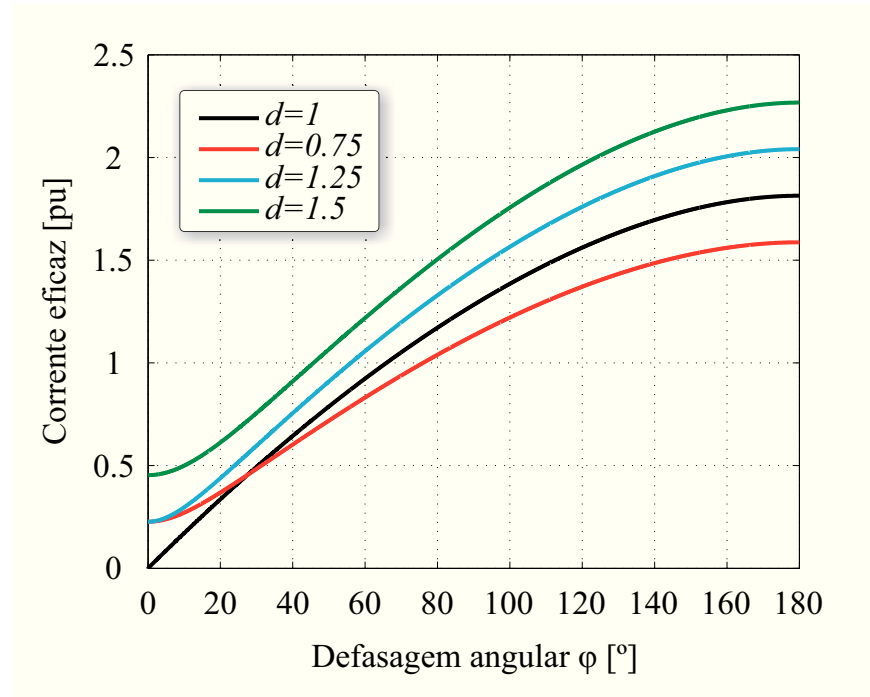


Figura 2.10. Corrente eficaz na porta 1 em pu em função do ângulo de defasagem.

Da mesma forma que para a corrente de pico, pode-se inferir a partir da imagem acima que comportamento de I_{1ef} é dependente do valor de d e cresce quanto maior o ângulo de defasagem utilizado. Para os casos em que $d \neq 1$ a corrente eficaz apresenta valores iniciais em $\varphi=0$ diferentes de zero, o que, novamente em comparação a Figura 2.8, significa que mesmo sem transmitir potência ativa existe circulação de potência reativa e, vide a curva de $d=1,5$, quanto maior a diferença do parâmetro d da unidade mais elevada é a corrente em pu, mesmo para pequenas defasagens angulares.

2.3.4 Circulação de potência reativa

A definição de circulação de energia reativa em conversores cc-cc não é completamente estabelecida na literatura vigente, não sendo o foco deste trabalho abordar as teorias de potência instantânea em circuitos não-lineares. Dessa forma, define-se potência aparente por analogia ao conceito empregado em circuitos lineares e de corrente senoidal, conforme expõe (2.28).

$$S_{pu} = V_1 \cdot I_{1ef_{pu}} \quad (2.28)$$

Por consequência em (2.29) tem-se a expressão da potência reativa em pu fornecida pela fonte V_I , que novamente pode ser plotada em função do ângulo de defasagem, resultando na Figura 2.11.

$$Q_{pu} = \sqrt{S_{pu}^2 - P_{pu}^2} \quad (2.29)$$

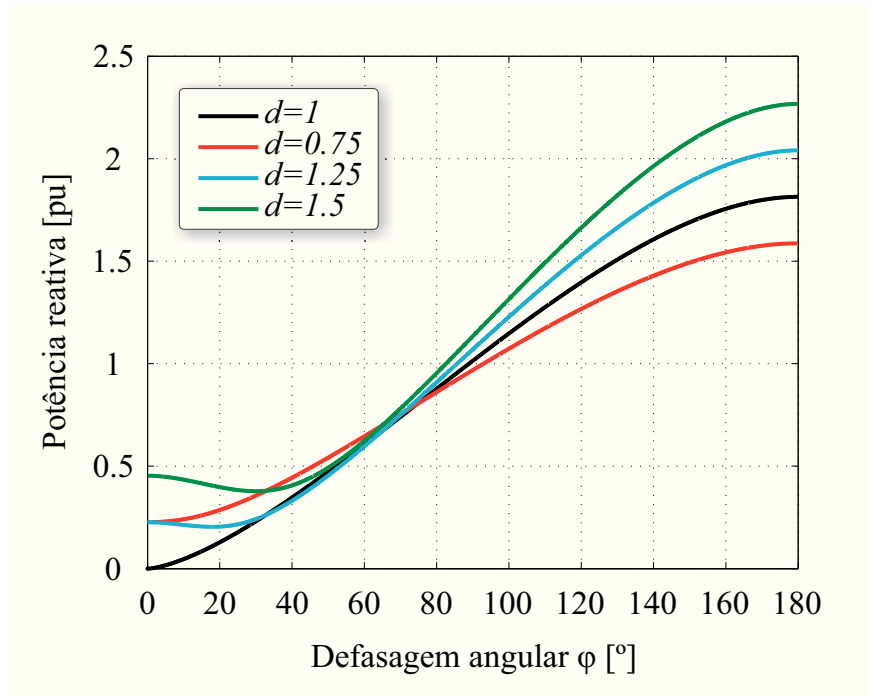


Figura 2.11. Potência reativa em pu em função do ângulo de defasagem.

Em comparação a Figura 2.9 e a Figura 2.10 conclui-se que a abordagem matemática adotada para potência reativa corrobora com as conclusões elencadas anteriormente, onde mais uma vez a operação do conversor DAB com ângulo de defasagem elevado resulta na circulação de grandes correntes sem produzir potência ativa, se traduzindo, portanto, em perdas desnecessárias nos semicondutores.

Ainda vale observar que a definição por si só de potência reativa em circuitos não-lineares é problemática, sendo possível encontrar na bibliografia a utilização de diversos conceitos, como os empregados ao conversor DAB em [44, 45].

A partir de (2.29) e da potência ativa transferida à carga pode-se estabelecer o fator de potência do conversor visto pela fonte de entrada, dado por (2.30), sendo seu comportamento em função da defasagem angular exibido na Figura 2.12.

$$FP = \frac{P_{pu}}{S_{pu}} \quad (2.30)$$

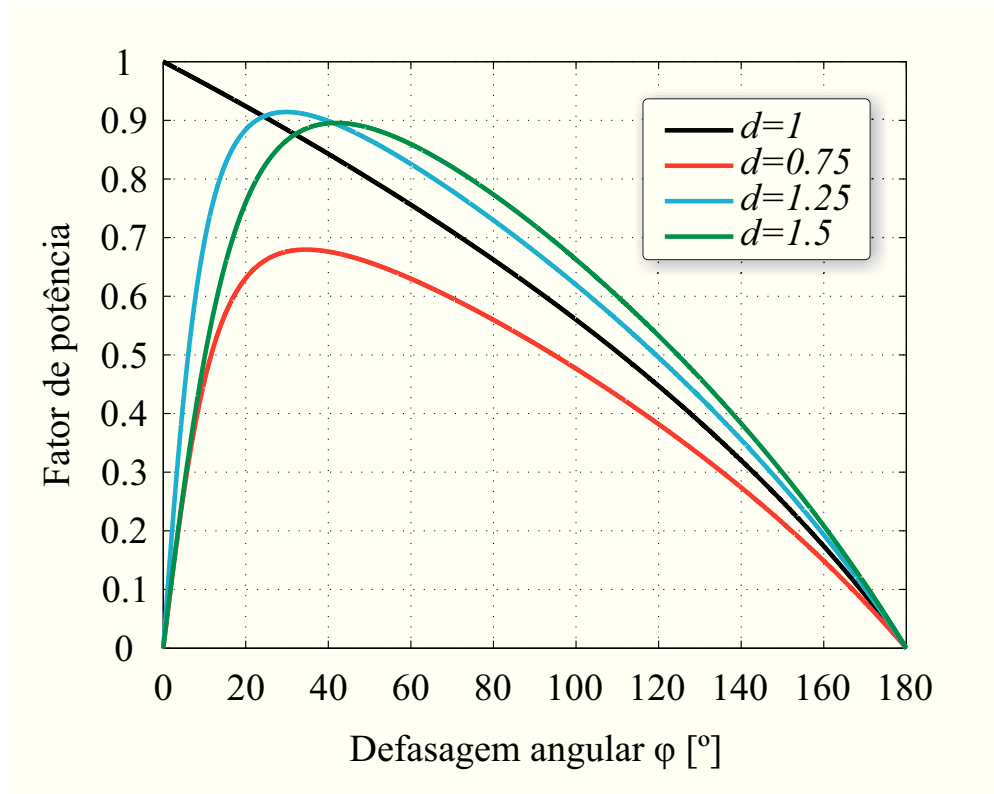


Figura 2.12. Fator de potência visto pela fonte de entrada em função do ângulo de defasagem.

Adotando o entendimento que o fator de potência conforme foi apresentado mensura a relação entre potência ativa fornecida à carga e potência reativa que circula pelo conversor, percebe-se que para $d \neq 1$ e pequenos ângulos ϕ o sistema trabalha com baixo fator de utilização, tornando essa faixa inicial, juntamente com o intervalos angulares elevados, proibitiva para o conversor DAB atuando com modulação SPS. As Figuras 2.9, 2.10, 2.11 e 2.12 evidenciam a importância do ganho de tensão d como fator determinante para obtenção de alto rendimento da topologia, fazendo com que a escolha preferida de projeto para operação em condições nominais seja muitas vezes $d=1$ [15, 25].

Por fim, a Figura 2.13 ilustra graficamente a mencionada proporcionalidade entre as grandezas definidas neste capítulo: potência ativa, potência reativa, corrente de pico e corrente eficaz. De fato, nota-se a existência de uma relação quase linear entre a corrente de pico e a corrente eficaz no primeiro quadrante de ϕ . Na composição da imagem abaixo o parâmetro d foi escolhido igual à unidade.

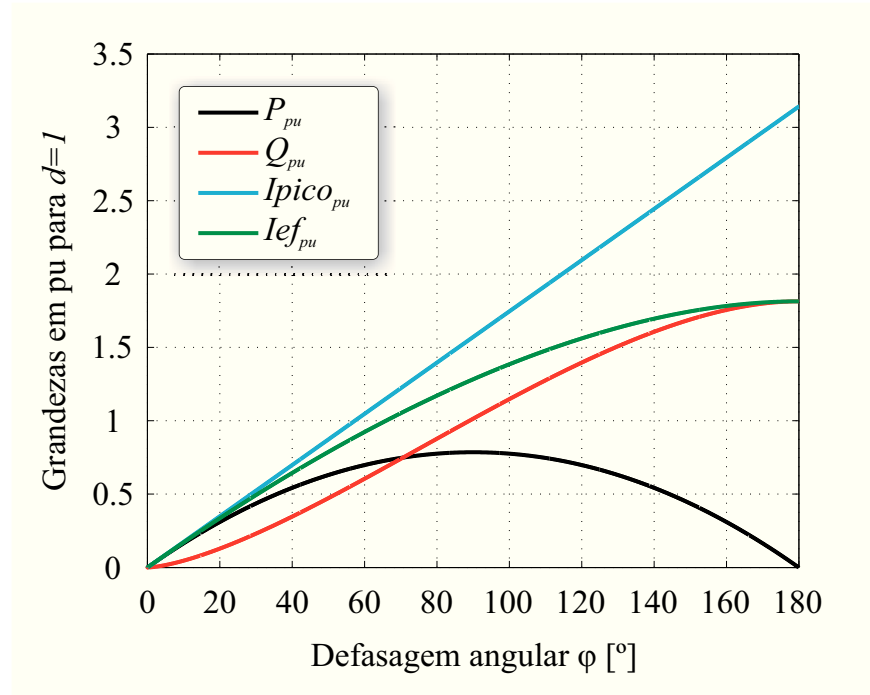


Figura 2.13. Potência ativa, potência reativa, corrente de pico e corrente eficaz, em pu, em função do ângulo de defasagem.

2.3.5 Indutância de transferência de energia

O indutor externo em série ao transformador, elemento do *link* magnético de alta frequência que domina o mecanismo de transferência de potência do conversor DAB, é dimensionado isolando o parâmetro L em (2.20), resultando em (2.31).

$$L = \frac{aV_1V_2}{\omega P} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (2.31)$$

Observando (2.31) nota-se que o valor da indutância é dependente das especificações de tensão, potência e frequência de comutação, além do ângulo de operação com carga nominal. Portanto, a partir das escolhas de projeto, resta determinar qual a melhor defasagem angular de trabalho.

Qualitativamente, a partir das equações de corrente de pico (2.14) sabe-se que o emprego de baixos valores de L acarreta em elevados picos de corrente. Entretanto, verificando (2.31) conclui-se que o uso de uma alta indutância, apesar de diminuir os estresses de corrente, reduz a capacidade de transmissão de potência.

Ainda, a escolha da defasagem angular nominal deve levar em consideração as condições nas quais o conversor operará, principalmente a faixa de potência em que se deseja

obter elevado rendimento. Conforme detalhado em trabalhos dedicados a metodologias de projeto do conversor DAB [17], para a escolha de um ângulo nominal baixo o sistema tende a apresentar um rendimento mais elevado na potência máxima, entretanto, a eficiência cai bruscamente com o decréscimo de carga. Para a escolha de um ângulo nominal maior, mais próximo ao pico da potência transferida em $\varphi=\pi/2$, a topologia possui rendimento inferior na operação em carga nominal, devido ao fato do aumento de circulação de potência não ativa com o aumento de φ , porém, a eficiência tende a se manter próxima a da nominal mesmo para baixas potências, resultando em uma curva de rendimento quase plana.

Dessa forma, considerando as aplicações em SSTs supracitadas, onde se deve atingir elevado rendimento da estrutura para condições de até meia carga, adota-se 45° como ângulo nominal de trabalho. Assim, sendo o critério angular de projeto estabelecido, substitui-se $\varphi=\pi/4$ em (2.31) e chega-se na expressão do indutor de transferência de energia (2.32).

$$L = \frac{aV_1V_2}{\omega P} \cdot \frac{3\pi}{16} \quad (2.32)$$

2.3.6 Condições para comutação suave

Uma das qualidades do conversor DAB que o destaca dentre os conversores cc-cc isolados bidirecionais com entrada e saída em tensão é o fato do mesmo poder apresentar comutações não dissipativas para uma extensa faixa de carga. Sabendo que para uma análise precisa do mecanismo de comutação de qualquer conversor deve-se levar em consideração as capacitâncias dos interruptores empregados e demais não idealidades do circuito, este trabalho limita-se a apresentar um estudo referente às condições para a comutação suave nos interruptores da topologia DAB.

Observando as formas de onda da Figura 2.7 sabe-se que a corrente nos interruptores da porta 1 e 2 são frações da corrente de entrada i_l e da corrente de saída i_2 , respectivamente. De acordo com a Tabela 2.1, pode-se determinar com facilidade quais semicondutores conduzem em cada intervalo de operação, sendo suas relações com as correntes de entrada e saída dadas por (2.33).

$$\begin{aligned} i_1(\theta) &= i_{S1}(\theta) + i_{S2}(\theta) \\ i_2(\theta) &= -i_{S5}(\theta) - i_{S6}(\theta) \end{aligned} \quad (2.33)$$

Devido ao fato dos interruptores iniciarem a condução em valores negativos de corrente para as condições da Figura 2.7, tem-se que os diodos em antiparalelo aos interruptores assumem inicialmente a corrente até a mesma atingir o valor zero, quando a tensão de bloqueio aplicada ao semicondutor também já se anulou, resultando em uma comutação sob tensão nula (ZVS). Dessa forma, estabelece-se como condição para a obtenção de comutação não dissipativa que o valor da corrente no início da condução seja menor que zero.

Sendo o valor inicial da corrente nos interruptores da porta 1 e da porta 2 iguais a $-I_A$ e $-I_B$, respectivamente, chega-se na inequação (2.34) que descreve as condições para comutação do tipo ZVS em todos os semicondutores do conversor.

$$\begin{aligned} -I_A &\leq 0 \\ -I_B' &\leq 0 \end{aligned} \quad (2.34)$$

Com o objetivo de determinar para quais valores do ganho de tensão d e do ângulo de defasagem φ em que existem as condições para comutação suave, utiliza-se a relação (2.1) em (2.14), resultando nas expressões das correntes nos instantes de comutação dadas por (2.35), onde se emprega a nomenclatura d_I e d_{II} em referência aos valores d em que existem condições para a comutação suave dos interruptores da porta 1 e da porta 2, respectivamente.

$$\begin{aligned} I_A &= \frac{V_1}{2\omega L} [\pi + d_I (2\varphi - \pi)] \\ I_B' &= \frac{aV_1}{2\omega L} [(2\varphi - \pi) + d_{II} \pi] \end{aligned} \quad (2.35)$$

Substituindo (2.35) nas condições postas em (2.34) obtêm-se o conjunto de inequações (2.36), representadas graficamente na Figura 2.14, que descreve a faixa de valores de φ em que o valor inicial da corrente nos semicondutores é negativo para variações no parâmetro d .

$$\begin{aligned} d_I &\leq \frac{\pi}{\pi - 2\varphi} \\ d_{II} &\leq \frac{\pi - 2\varphi}{\pi} \end{aligned} \quad (2.36)$$

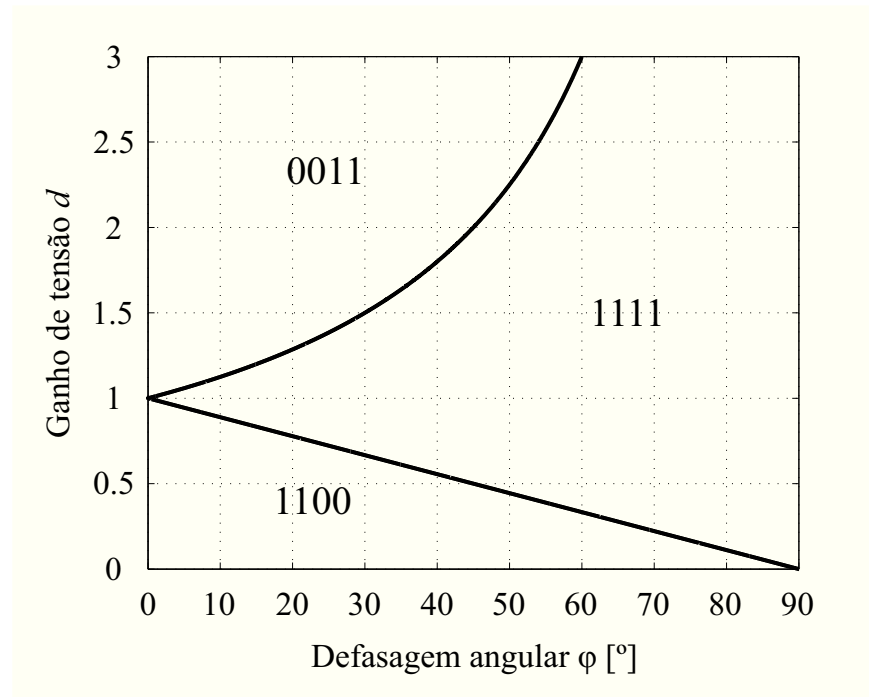


Figura 2.14. Condições para obtenção de comutação suave para modulação SPS.

Na Figura 2.14 adotou-se a representação em 4 bits dos pares de interruptores que apresentam possibilidade de comutação do tipo ZVS, onde cada bit equivale a um braço do conversor DAB que recebe pulso de comando complementar, sendo o bit mais à esquerda referente aos semicondutores S_1 e S_3 , o segundo bit referente aos semicondutores S_2 e S_4 , o terceiro bit referente aos semicondutores S_5 e S_7 e o quarto bit referente aos semicondutores S_6 e S_8 . Para cada bit, “1” significa a possibilidade de comutação do tipo ZVS e “0” significa comutação dissipativa. As regiões delimitadas na Figura 2.14 indicam quando será possível a comutação não dissipativa para cada par de interruptores, de acordo com as variações de d e φ .

A partir das curvas da Figura 2.14 nota-se que o único caso em que existe a possibilidade de se obter comutações do tipo ZVS em todos os interruptores e para toda a faixa de carga é quando se opta por trabalhar com o ganho de tensão d igual à unidade. Para os demais valores de d observa-se que quanto menor for a defasagem angular empregada, mais difícil é a obtenção de comutações suaves em todos os interruptores para ampla faixa de potência.

Esta última afirmação, juntamente com o afunilamento das curvas em relação a $d=1$, corroboram com a análise prévia sobre ângulos nominais de operação, onde atestou-se que definido como defasagem angular nominal valores pequenos de φ o rendimento do conversor tende a diminuir consideravelmente em baixa carga.

Ressalta-se ainda que todas as análises para obtenção de comutação suave apresentadas são condições necessárias, porém não suficientes para garantir sua ocorrência, sendo imprescindível para tanto considerar a influência das não idealidades do sistema, com destaque para as capacitâncias intrínsecas dos interruptores, a indutância magnetizante do transformador e o tempo morto entre pulsos de comando de mesmo braço.

2.3.7 Ondulação da tensão de saída

Para determinação da ondulação da tensão nas portas do conversor conecta-se uma carga resistiva na saída da topologia DAB, conforme representado na Figura 2.15, adotando o fluxo de potência no sistema com sentido da porta 1 para a porta 2. A relação entre as correntes de saída, do capacitor C_2 e da resistência de carga é descrita por (2.37).

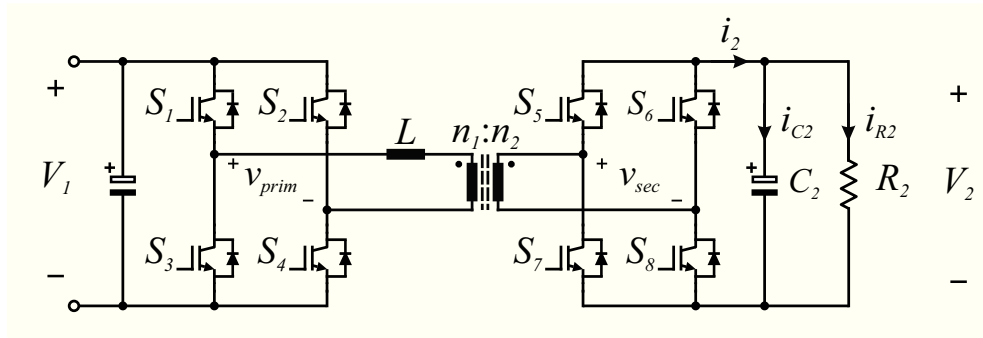


Figura 2.15. Topologia do conversor DAB com carga resistiva conectada à porta 2.

$$i_2(\theta) = i_{C_2}(\theta) + i_{R_2}(\theta) \quad (2.37)$$

Conhecendo o comportamento da corrente i_2 , já ilustrado na Figura 2.7, e sabendo que o valor médio da corrente em qualquer capacitor operando em regime permanente periódico é nulo, podem-se esboçar as formas de onda de corrente e tensão no capacitor de saída, segundo exibe a Figura 2.16.

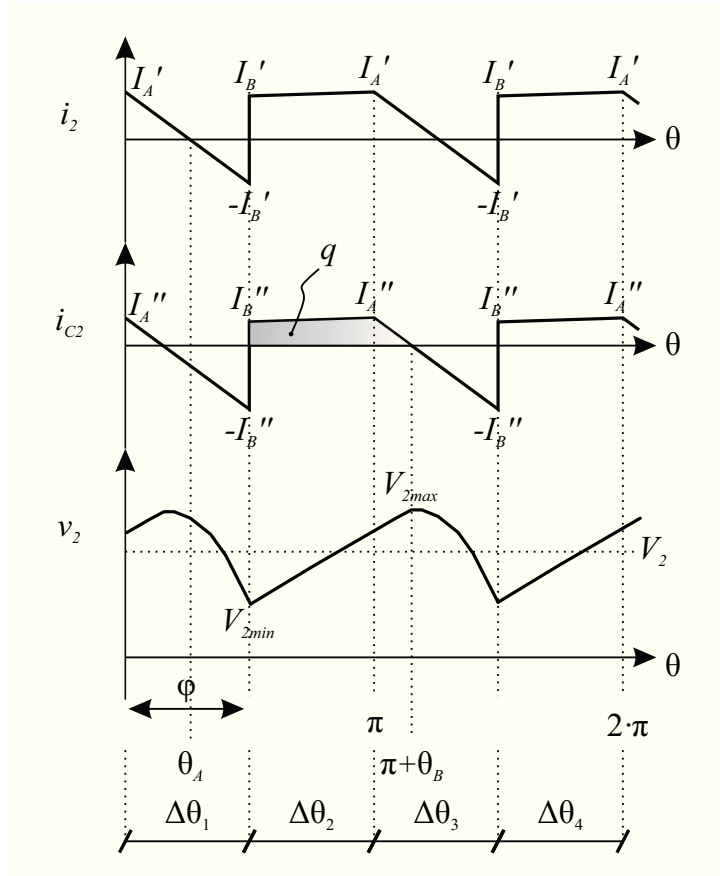


Figura 2.16. Ondulação da tensão de saída do conversor DAB para carga resistiva na porta 2.

Os valores de corrente nos instantes de comutação são dados por (2.38), onde I_2 é a corrente média na porta 2 facilmente obtida em (2.39) igualando a potência de entrada e saída do conversor, tido como ideal nesta análise.

$$\begin{aligned} I_A'' &= I_A' - I_2 = a \cdot I_A - I_2 \\ I_B'' &= I_B' - I_2 = a \cdot I_B - I_2 \end{aligned} \quad (2.38)$$

$$I_2 = \frac{aV_1}{\omega L} \varphi \left(1 - \frac{\varphi}{\pi} \right) \quad (2.39)$$

Estando a corrente no capacitor C_2 descrita matematicamente por (2.40), pode-se aplicar a relação volt/ampere do mesmo e integrar a expressão resultante entre os intervalos de interesse, conforme expõe (2.41).

$$i_{C2}(\theta) = \begin{cases} \frac{-V_1 - V_2'}{\omega L} \cdot \theta - I_A'', & 0 < \theta < \varphi \\ \frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \cdot (\theta - \varphi) - I_B'', & \varphi < \theta < \pi \end{cases} \quad (2.40)$$

$$\int_{\varphi}^{\pi + \theta_B} dv_2(\theta) = \frac{1}{\omega C_2} \cdot \int_{\varphi}^{\pi + \theta_B} i_{C2}(\theta) d\theta \quad (2.41)$$

O instante angular θ_B é determinado igualando a primeira expressão da corrente no capacitor de saída à zero, resultando em (2.42).

$$\theta_B = \frac{I_A'' \omega L}{-V_1 - V_2'} \quad (2.42)$$

Observando a Figura 2.16 percebe-se que a frequência de oscilação da tensão de saída v_2 é o dobro da frequência de comutação do conversor e, que para uma determinação precisa da diferença entre o valor máximo e mínimo da tensão na porta 2, emprega-se alternativamente à (2.41) a determinação da carga acumulada no capacitor durante a variação de tensão, representada pela área em destaque na curva de corrente i_{C2} e determinada por (2.43).

$$q = I_B'' (\pi - \varphi) + \frac{(I_A'' - I_B'')(\pi - \varphi)}{2} + \frac{I_A'' \theta_B}{2} \quad (2.43)$$

Sendo todos os parâmetros de (2.43) previamente estabelecidos, chega-se na ondulação de tensão na porta 2 (2.44) a partir da relação básica carga, capacitância e diferença de tensão em um capacitor.

$$\Delta V_2 = \frac{q}{C_2} \quad (2.44)$$

Entretanto, apesar da precisão, o resultado (2.44) é dependente de todos os parâmetros do circuito, não sendo de fácil interpretação e pouco prático na determinação da influência

paramétrica na ondulação da tensão de saída. Dessa forma, adota-se como equação de projeto o cálculo através da variação da energia nos pontos de máxima e mínima tensão, conforme exhibe (2.45).

$$\begin{aligned} E_{\max} &= \frac{1}{2} \cdot C_2 \cdot V_{2\max}^2 \\ E_{\min} &= \frac{1}{2} \cdot C_2 \cdot V_{2\min}^2 \end{aligned} \quad (2.45)$$

Sabendo que a potência está relacionada à energia a partir da taxa de variação instantânea da mesma, isolando o capacitor de saída em (2.45) e considerando a frequência de v_2 duas vezes a frequência de comutação chega-se na expressão prática (2.46).

$$C_2 = \frac{P}{\left(V_{2\max}^2 - V_{2\min}^2\right) f_s} \quad (2.46)$$

A característica da tensão de saída oscilar com o dobro da frequência de comutação garante ao conversor DAB e suas variações que mesmo para a utilização de uma pequena capacitância nas portas do conversor a ondulação de tensão se mantenha pequena.

2.4 MODULAÇÃO DPS

Após todo o desenvolvimento teórico realizado para a modulação SPS, conclui-se que a especificação da relação de transformação do transformador em relação às tensões nas portas é crucial no dimensionamento do conversor, sendo a escolha natural de projeto utilizar o ganho de tensão d igual à unidade, pois para as situações contrárias a esta condição a operação do sistema com baixa carga tende a apresentar baixo rendimento, uma vez que existe circulação de potência reativa mesmo com pouco fornecimento de potência ativa à carga.

Entretanto, em aplicações em que a tensão de uma das portas pode variar faz-se necessária a utilização de uma nova estratégia de modulação que acrescente maior liberdade no equacionamento da transferência de potência, possibilitando a operação do conversor em condições mais favoráveis, ou seja, com baixa corrente de pico e eficaz mesmo para pequenos ângulos de defasagem.

Assim, a modulação DPS, conforme já mencionado, com dois graus de liberdade no controle da transferência de potência, pode melhorar o desempenho global do conversor DAB

se comparado ao mesmo utilizando a modulação SPS. A Figura 2.17 exhibe detalhes desta estratégia de modulação. O equacionamento subsequente volta a empregar os parâmetros D_1 e D_2 no estudo da modulação DPS.

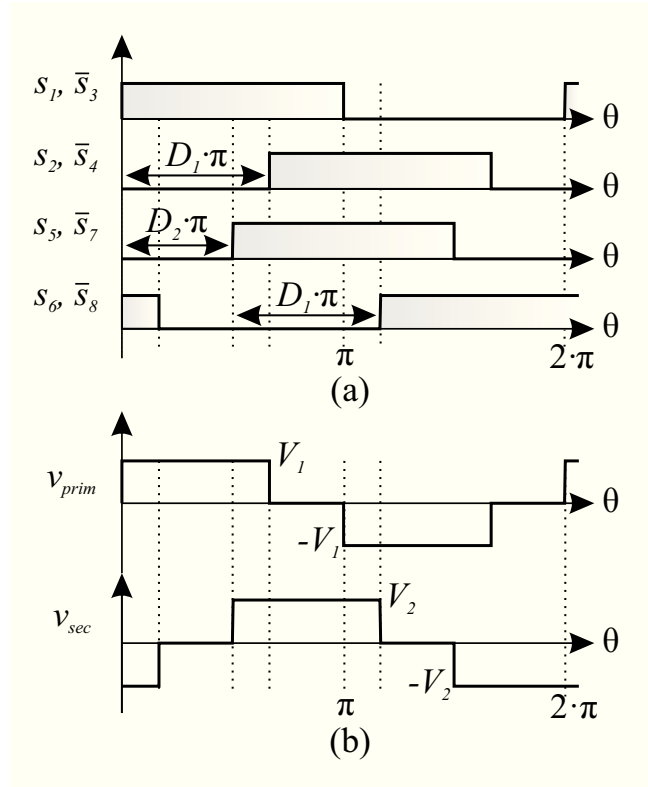


Figura 2.17. Modulação DPS: (a) pulsos de comando e (b) tensões nos enrolamentos do transformador.

Analisando a Figura 2.17 pode-se inferir que para os diversos valores de D_1 e D_2 a diferença de tensão entre os enrolamentos do transformador, que na prática é a tensão imposta ao indutor de transferência de energia, assumirá diferentes assinaturas. Essas possibilidades de casos acarretam em uma descontinuidade na curva de potência transferida do conversor, sendo necessário avaliar cada um dos casos para a construção dos gráficos que descrevem o comportamento do sistema. A Figura 2.18 expõe os quatro possíveis casos da modulação DPS.

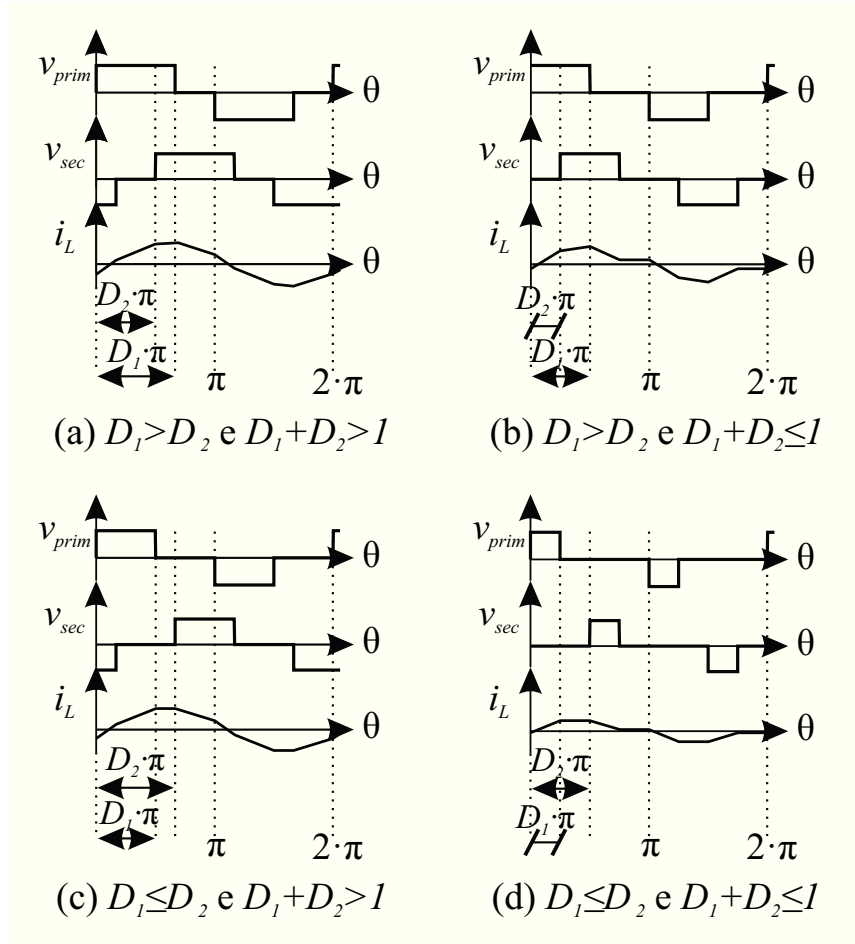


Figura 2.18. Tensões e corrente no transformador para os casos possíveis da modulação DPS: (a) Caso 1, (b) Caso 2, (c) Caso 3 e (d) Caso 4.

A fim de referenciar a nomenclatura das situações possíveis ilustradas na Figura 2.18, os casos da modulação DPS serão batizados da seguinte forma:

- Caso 1: $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$;
- Caso 2: $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 \leq 1$;
- Caso 3: $D_1 \leq D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$;
- Caso 3: $D_1 \leq D_2$ e $D_1 + D_2 \leq 1$.

2.4.1 Etapas de operação

Levando em consideração o comando proposto obtêm-se oito etapas de operação do conversor para cada um dos casos mencionados anteriormente. Adotando o Caso 1 da Figura 2.18 (a) como exemplo, ou seja, $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$, as etapas de operação do conversor são descritas a seguir, utilizando a mesma terminologia empregada para o equacionamento da modulação SPS, onde as expressões estabelecidas são referentes ao circuito equivalente do

conversor novamente visto pelo primário. Para melhor entendimento das etapas de operação a Figura 2.23 exibe mais adiante as principais formas de onda do conversor.

Etapa 1: Interruptores S_1 , S_4 , S_6 e S_7 são comandados a conduzir, porém, inicialmente a corrente circula pelos diodos em antiparalelo aos mesmos, até o instante θ_A onde a corrente, partindo de um valor inicial $-I_A$ e uma taxa de variação dada por (2.47), adquire novo sentido. A Figura 2.19 exibe esta primeira etapa de operação, que se encerra no instante em que a corrente assume valor igual a I_B .

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_1 + V_2}{\omega L} \cdot \Delta \theta_1 \quad (2.47)$$

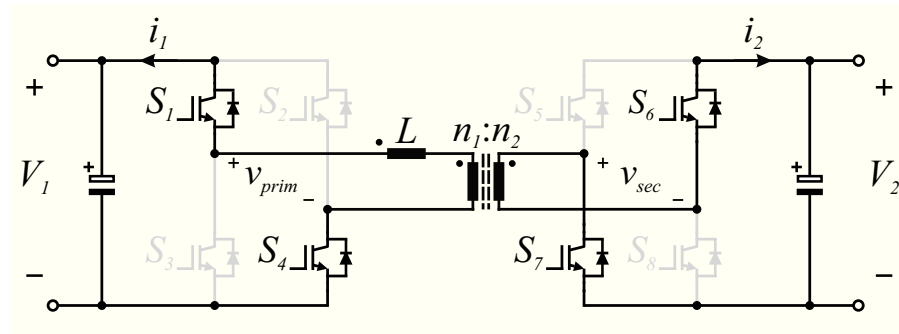


Figura 2.19. Primeira etapa de operação do conversor DAB operando com modulação DPS para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$.

Etapa 2: Interruptor S_6 é bloqueado e interruptores S_1 , S_4 , S_7 e S_8 são comandados a conduzir, anulando a tensão no enrolamento secundário do transformador e impondo a taxa de variação de corrente dada por (2.48), segundo representado na Figura 2.20.

$$\Delta i_{L_2} = \frac{V_1}{\omega L} \cdot \Delta \theta_2 \quad (2.48)$$

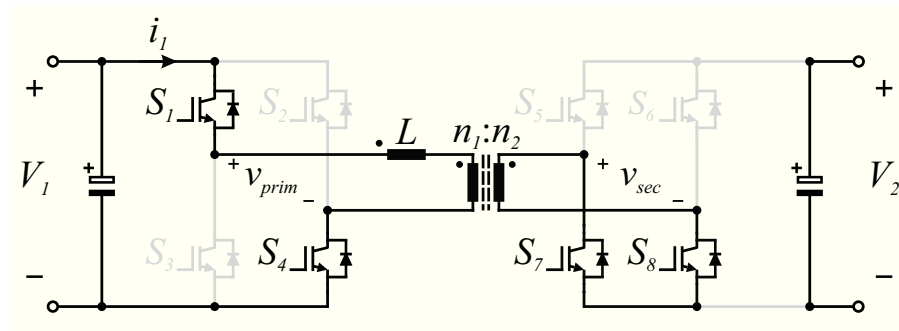


Figura 2.20. Segunda etapa de operação do conversor DAB operando com modulação DPS para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$.

Etapa 3: Interruptor S_7 é bloqueado, no instante em que a corrente possui valor igual a I_C , e interruptores S_1 , S_4 , S_5 e S_8 são comandados a conduzir. Novamente, devido ao sentido do fluxo magnético induzido no transformador a corrente no secundário flui pelos diodos em antiparalelo aos interruptores comandados. A equação (2.49) descreve a inclinação da corrente no indutor L , conforme a Figura 2.21, até a mesma atingir o valor I_D .

$$\Delta i_{L3} = \frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \cdot \Delta \theta_3 \quad (2.49)$$

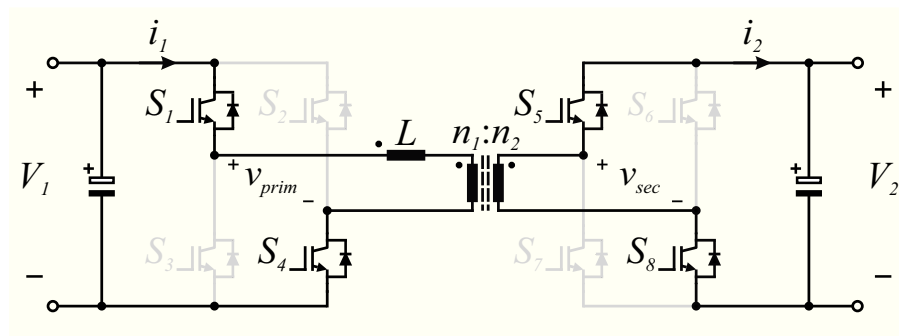


Figura 2.21. Terceira etapa de operação do conversor DAB operando com modulação DPS para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$.

Etapa 4: Interruptor S_4 é bloqueado e interruptores S_1 , S_2 , S_5 e S_8 são comandados a conduzir, anulando a tensão no enrolamento primário e estabelecendo a taxa de variação negativa dada por (2.50), até o instante π em que a corrente atinge novamente o valor inicial I_A . A Figura 2.22 expõe o estado topológico do conversor durante o quarto intervalo de funcionamento.

$$\Delta i_{L4} = \frac{-V_2'}{\omega L} \cdot \Delta \theta_4 \quad (2.50)$$

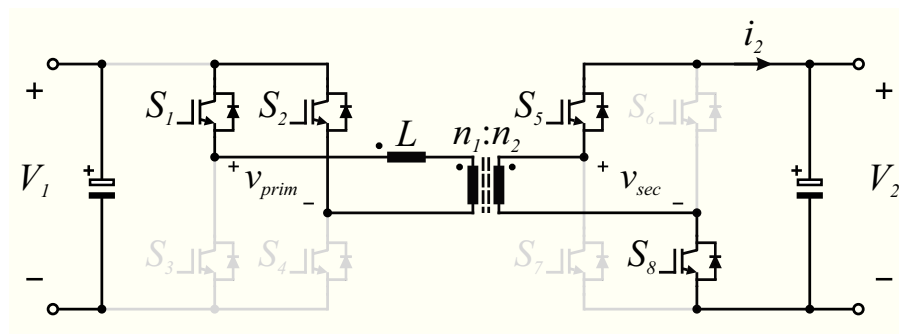


Figura 2.22. Quarta etapa de operação do conversor DAB operando com modulação DPS para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$.

Nota-se que devido à periodicidade do sistema em meio ciclo do período de comutação as quatro etapas finais de operação são complementares as iniciais e, portanto, não são necessárias para a análise dos valores médios das grandezas do sistema.

A Tabela 2.2 resume os estados de condução dos interruptores do circuito durante os oito intervalos de operação onde, em conjunto com a Figura 2.23 que ilustra as principais formas de onda do conversor DAB operando com modulação DPS para $D_1 > 1$ e $D_1 + D_2 > 1$, observa-se a simetria das curvas em relação à π e a repetição dos valores instantâneos de corrente nas comutações. Para a construção dos gráficos da Figura 2.23 considerou-se que $V_1 > V_2$ para uma relação de transformação unitária, ou seja, $d < 1$.

Tabela 2.2. Interruptores em condução durante as etapas de operação do conversor DAB operando com modulação DPS para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$.

| Interruptores em condução | | Intervalo angular | |
|---------------------------|---------------------|--|------------------|
| Primário | Secundário | | |
| D_{S1} e D_{S4} | D_{S6} e D_{S7} | 0 a θ_A | $\Delta\theta_1$ |
| S_1 e S_4 | S_6 e S_7 | θ_A a $\Delta\theta_1$ | |
| S_1 e S_4 | S_7 e D_{S8} | $\Delta\theta_1$ a $D_2\pi$ | $\Delta\theta_2$ |
| S_1 e S_4 | D_{S5} e D_{S8} | $D_2\pi$ a $D_1\pi$ | $\Delta\theta_3$ |
| S_1 e D_{S2} | D_{S5} e D_{S8} | $D_1\pi$ a π | $\Delta\theta_4$ |
| D_{S2} e D_{S3} | D_{S5} e D_{S8} | π a $\pi + \theta_A$ | $\Delta\theta_5$ |
| S_2 e S_3 | S_5 e S_8 | $\pi + \theta_A$ a $\pi + \Delta\theta_1$ | |
| S_2 e S_3 | S_5 e D_{S6} | $\pi + \Delta\theta_1$ a $\pi + D_2\pi$ | $\Delta\theta_6$ |
| S_2 e S_3 | D_{S6} e D_{S7} | $\pi + D_2\pi$ a $\pi + D_1\pi$ | $\Delta\theta_7$ |
| S_3 e D_{S4} | D_{S6} e D_{S7} | $\pi + D_1\pi$ a 2π | $\Delta\theta_8$ |

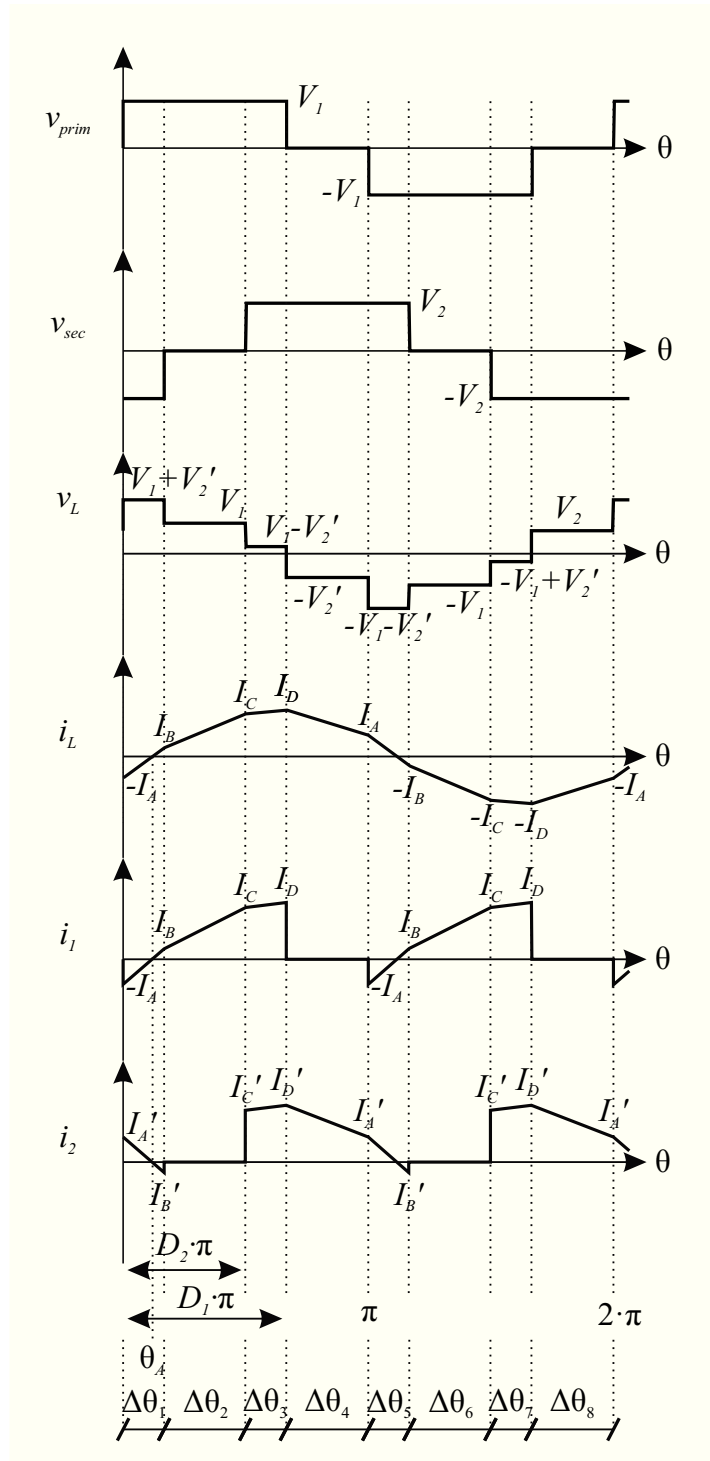


Figura 2.23. Principais formas de onda do conversor DAB operando com modulação DPS para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$.

A partir de inspeção da Figura 2.23 chega-se nos intervalos das etapas de operação dados por (2.51). Devido à periodicidade das derivadas de corrente impostas ao indutor de transferência de energia as quatro últimas etapas de operação possuem mesma duração que as quatro primeiras sendo, portanto, não mencionadas em (2.51).

$$\begin{cases} \Delta\theta_1 = (D_1 + D_2 - 1) \cdot \pi \\ \Delta\theta_2 = (1 - D_1) \cdot \pi \\ \Delta\theta_3 = (D_1 - D_2) \cdot \pi \\ \Delta\theta_4 = (1 - D_1) \cdot \pi \end{cases} \quad (2.51)$$

2.4.2 Transferência de potência entre portas

Escrevendo o sistema de equações que corresponde ao comportamento da corrente no indutor L , formada pela composição de seguimentos de retas, e substituindo a variável independente θ pelos instantes angulares de interesse chega-se no conjunto de expressões (2.52).

$$\begin{cases} i_{L_1}(\Delta\theta_1) = \frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \cdot \Delta\theta_1 - I_A = I_B \\ i_{L_2}(D_2\pi) = \frac{V_1}{\omega L} \cdot \Delta\theta_2 + I_B = I_C \\ i_{L_3}(D_1\pi) = \frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \cdot \Delta\theta_3 + I_C = I_D \\ i_{L_4}(\pi) = \frac{-V_2'}{\omega L} \cdot \Delta\theta_4 + I_D = I_A \end{cases} \quad (2.52)$$

Substituindo (2.51) em (2.52) e resolvendo o sistema de quatro equações e quatro incógnitas encontram-se os valores instantâneos de corrente dados por (2.53).

$$\begin{cases} I_A = \frac{1}{4f_s L} \cdot [V_1 D_1 + V_2' (D_1 + 2D_2 - 2)] \\ I_B = \frac{1}{4f_s L} \cdot [V_1 (D_1 + 2D_2 - 2) + V_2' D_1] \\ I_C = \frac{1}{4f_s L} \cdot [V_1 (-D_1 + 2D_2) + V_2' D_1] \\ I_D = \frac{1}{4f_s L} \cdot [V_1 D_1 + V_2' (-D_1 + 2D_2)] \end{cases} \quad (2.53)$$

Da mesma maneira que para a modulação SPS, a fim de determinar o valor médio da corrente na porta 1 através do cálculo das áreas sobre a curva i_1 , necessita-se conhecer o

instante angular θ_A em que a corrente inverte seu sentido. Assim, repetindo em (2.54) o procedimento já descrito em (2.17), utiliza-se a expressão de I_A em (2.53) e obtém-se (2.55).

$$i_{L_1}(\theta_A) = 0 = \frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \cdot \theta_A - I_A \quad (2.54)$$

$$\theta_A = \frac{\pi}{2(V_1 + V_2')} \cdot [V_1 D_1 + V_2' (D_1 + 2D_2 - 2)] \quad (2.55)$$

Definidos todos os pontos de interesse da forma de onda de i_l na Figura 2.23, pode-se calcular a corrente média de entrada através da área da curva dividida pelo período da função, conforme exhibe (2.56).

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \cdot \left[\begin{array}{l} \frac{-\theta_A I_A}{2} + \frac{(\Delta\theta_1 - \theta_A) I_B}{2} + I_B \Delta\theta_2 + \\ \frac{\Delta\theta_2 (I_C - I_B)}{2} + \Delta\theta_3 I_C + \frac{\Delta\theta_3 (I_D - I_C)}{2} \end{array} \right] \quad (2.56)$$

Após a substituição dos parâmetros conhecidos e simplificando a expressão resultante chega-se na corrente média na porta 1 (2.57) em função da tensão de saída, da frequência de comutação, do indutor de transferência de energia e dos parâmetros da modulação.

$$I_1 = \frac{V_2'}{4f_s L} \cdot (-1 + 2D_1 - D_1^2 + 2D_2 - 2D_2^2) \quad (2.57)$$

Por fim, utilizando a relação (2.1) e multiplicando I_1 pela tensão média na porta 1 determina-se em (2.58) a potência ativa transferida em função dos parâmetros D_1 e D_2 . Nota-se ainda que a equação (2.58), referente ao Caso 1 da modulação DPS, está intimamente relacionada à expressão (2.20) da potência ativa para a modulação SPS, bastando à utilização de $D_1=1$ e da relação (2.3) entre D_2 e φ .

$$P = \frac{aV_1 V_2'}{4f_s L} \cdot (-1 + 2D_1 - D_1^2 + 2D_2 - 2D_2^2) \quad (2.58)$$

Sendo (2.58) limitada ao Caso 1 da modulação DPS, para completa determinação do mecanismo de transferência de potência em três níveis é necessário repetir a presente análise para as quatro situações da Figura 2.18. O Apêndice A contém a dedução do equacionamento das principais figuras de mérito para todos os casos da modulação DPS.

Com intuito de proporcionar melhor entendimento da descontinuidade da modulação *dual-phase-shift*, a Figura 2.24 exhibe o plano cartesiano em relação aos parâmetros D_1 e D_2 com destaque para as áreas de validade de cada caso da modulação.

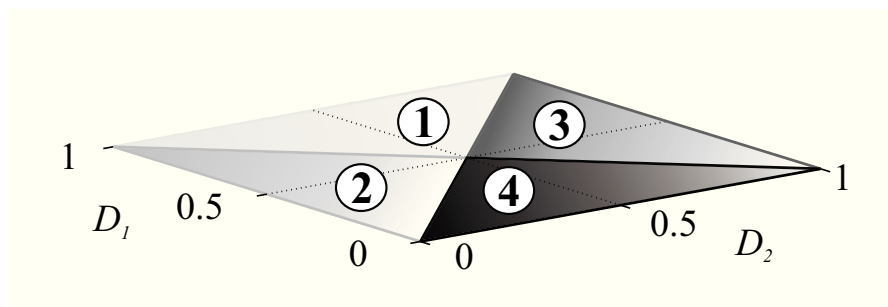


Figura 2.24. Casos da modulação DPS em relação aos parâmetros D_1 e D_2 .

Utilizando as bases do sistema pu definidas em (2.2), a definição de d em (2.1) e as equações de potência ativa para todos os casos da modulação DPS encontradas no Apêndice A chega-se na expressão (2.59), ilustrada para $d=1$ pela superfície da Figura 2.25, que resume o comportamento da transferência de potência em função dos parâmetros da modulação.

$$P_{pu} = d \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \begin{cases} (-1 + 2D_1 - D_1^2 + 2D_2 - 2D_2^2), & \text{quando } D_1 > D_2 \text{ e } D_1 + D_2 > 1 \\ D_2(2D_1 - D_2), & \text{quando } D_1 > D_2 \text{ e } D_1 + D_2 \leq 1 \\ (2D_1 - D_2^2 + 2D_2 - 2D_1D_2 - 1), & \text{quando } D_1 \leq D_2 \text{ e } D_1 + D_2 > 1 \\ D_1^2, & \text{quando } D_1 \leq D_2 \text{ e } D_1 + D_2 \leq 1 \end{cases} \quad (2.59)$$

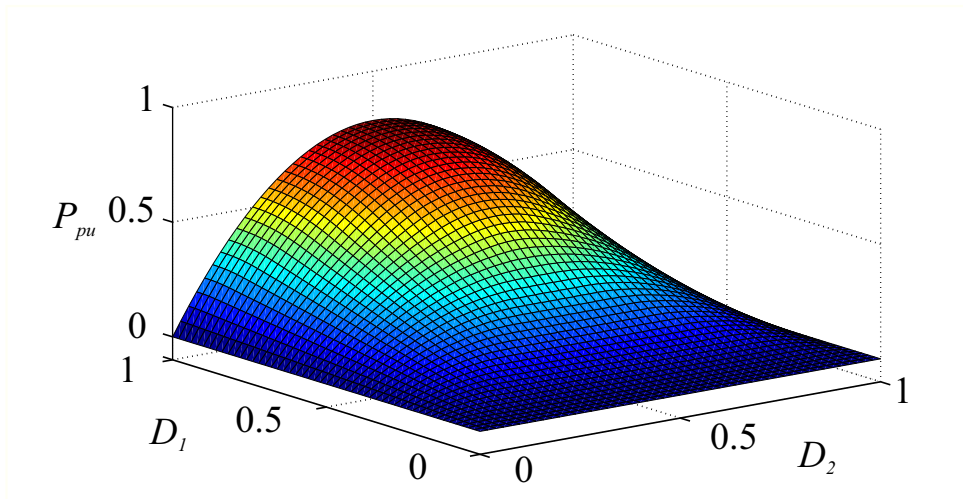


Figura 2.25. Potência ativa transferida, em pu, de acordo com o par D_1 e D_2 .

Nota-se graficamente que para o plano em que $D_1=1$ a superfície da Figura 2.25, agora reduzida a uma curva em duas dimensões, é igual aos dois primeiros quadrantes da Figura 2.8 da modulação SPS, estando de acordo com a observação feita a respeito de (2.58).

2.4.3 Corrente de pico e corrente eficaz

De acordo com as formas de onda da Figura 2.23 a corrente de pico no indutor de transferência de energia possui valor igual a I_D , podendo ser reescrita a partir de (2.53) e (2.1) conforme (2.60).

$$I_{D_{pico}} = \frac{V_1}{4f_s L} \cdot [D_1 + d(-D_1 + 2D_2)] \quad (2.60)$$

Entretanto, como as curvas da Figura 2.23 foram traçadas supondo ganho de tensão entre portas menor que 1, caso $d > 1$, ou $V_2 > V_1$ para uma relação de transformação a unitária, I_C será a corrente de pico e também pode ser reescrita segundo (2.61).

$$I_{C_{pico}} = \frac{V_1}{4f_s L} \cdot (-D_1 + 2D_2 + dD_1) \quad (2.61)$$

Adotando o sistema pu e fazendo uso dos valores instantâneos de corrente contidos no Apêndice A obtêm-se em (2.62) o resumo da corrente de pico para a modulação DPS, em pu, de acordo com o par D_1 e D_2 .

$$I_{pico_{pu}} = \frac{\pi}{2} \cdot \begin{cases} D_1 + d(-D_1 + 2D_2), & \text{quando } D_1 > D_2 \text{ e } d \leq 1 \\ -D_1 + 2D_2 + dD_1, & \text{quando } D_1 > D_2 \text{ e } d > 1 \\ D_1(1+d), & \text{quando } D_1 \leq D_2 \end{cases} \quad (2.62)$$

Observa-se que, para mesma condição de d , o Caso 1 e o Caso 2 apresentam mesma equação para corrente de pico, da mesma forma que os casos 3 e 4.

Diferentemente do caso da potência média, para a corrente de pico o ganho d influencia não somente na magnitude, mas também no comportamento de I_{pico} em relação aos parâmetros da modulação, conforme expõe as superfícies da Figura 2.26 para valores de d igual a 1 e igual a 0,75.

Igualmente como acontece para superfície da Figura 2.25, na situação em $D_1=1$ a corrente de pico para a modulação DPS apresenta mesmo comportamento que para a modulação SPS ilustrada na Figura 2.9, conforme é possível inferir a partir do plano exterior a esquerda das duas imagens da Figura 2.26.

Para determinação da corrente eficaz na porta 1, que segundo o conceito já apresentado de potência reativa em conversores cc-cc é um parâmetro capaz de que quantificar a energia não ativa que circula no conversor, aplica-se a definição de valor eficaz nos segmentos de retas que compõem i_1 , segundo exhibe (2.63).

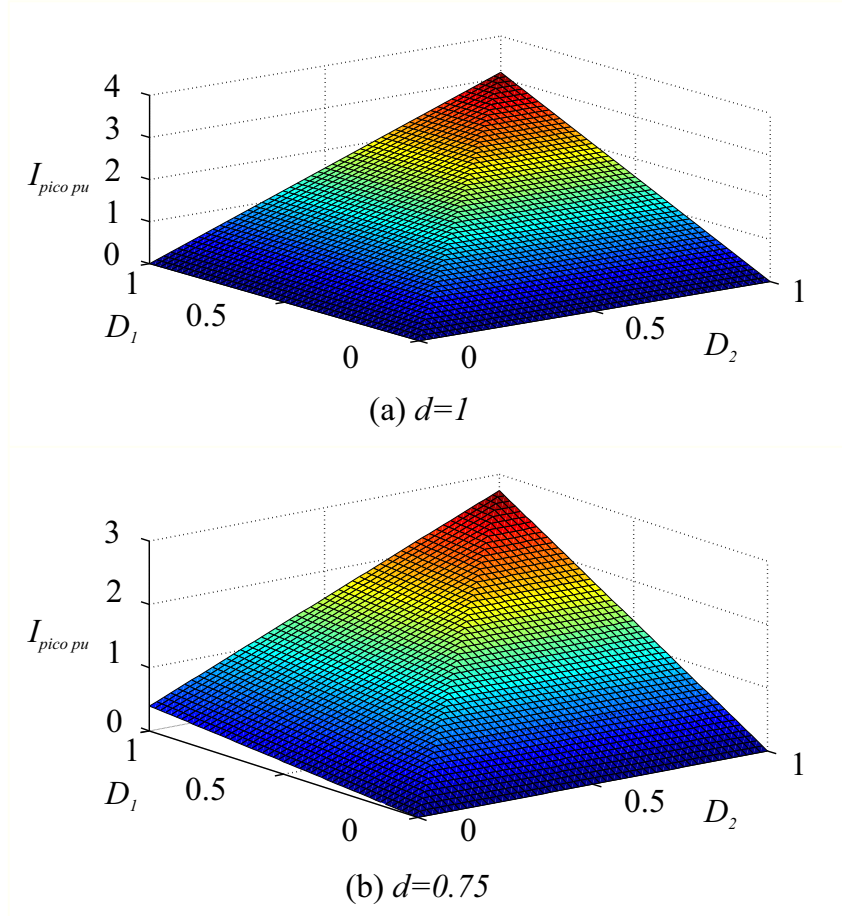


Figura 2.26. Corrente de pico no transformador, em pu, de acordo com o par D_1 e D_2 para (a) $d=1$ e (b) $d=0,75$.

$$I_{1ef} = \frac{1}{\pi} \cdot \sqrt{\left\{ \int_0^{\Delta\theta_1} \left[\frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \cdot \theta - I_A \right]^2 d\theta + \int_{\Delta\theta_1}^{D_2\pi} \left[\frac{V_1}{\omega L} \cdot (\theta - \Delta\theta_1) + I_B \right]^2 d\theta + \int_{D_2\pi}^{D_1\pi} \left[\frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \cdot (\theta - D_2\pi) + I_C \right]^2 d\theta \right\}}$$

(2.63)

O resultado analítico de (2.63) é demasiadamente extenso e de difícil interpretação simbólica, contudo, por analogia à Figura 2.13, que relaciona potência reativa, corrente eficaz e corrente de pico para a modulação SPS, sabe-se que existe uma proporcionalidade entre essas grandezas, principalmente no primeiro quadrante de operação, ou seja, para $D_2 \leq 0,5$. Dessa forma, com o objetivo de apresentar didaticamente uma estratégia de minimização de perdas do conversor DAB trabalhando com a modulação DPS, escolhe-se a corrente de pico para a análise seguinte.

Caso fosse de interesse aplicar os procedimentos de otimização descritos a seguir para a corrente eficaz ou para potência reativa, o equacionamento empregado seria o mesmo, porém seria necessária a utilização de soluções numéricas e de tabelas com a correspondência entre os valores ótimos de D_1 e D_2 .

2.4.4 Estratégia de otimização

Uma vez que o objetivo da modulação DPS é elevar a eficiência do sistema, de maneira genérica pode-se dividir as perdas do conversor entre os elementos magnéticos e os interruptores. No transformador, as perdas ocorrem no cobre e núcleo: no cobre são dadas pela corrente eficaz; e no núcleo são devido às correntes de Foucault e à histerese, sendo ambas funções da máxima densidade de fluxo, que é proporcional à corrente de pico. Nos semicondutores, as perdas são relacionadas à condução e à comutação: na condução ocorrem devido à corrente eficaz e na comutação devido ao pico de corrente no instante anterior a interrupção da condução.

Assim, analisando o equacionando e as imagens de potência e corrente expostas, conclui-se que a partir da seleção adequada de D_1 e D_2 é possível obter menor circulação de reativos para mesma potência ativa fornecida, sendo, também devido a resultados positivos encontrados na literatura [42, 43], a corrente de pico adotada como parâmetro que quantifica indiretamente as perdas e, por consequência, a potência reativa no conversor. Nota-se que enquanto a superfície da Figura 2.25 é simétrica em relação à $D_2=0,5$, a superfície da corrente de pico da Figura 2.26 não apresenta simetria e cresce para $D_2>0,5$, sendo dessa forma, natural optar-se por trabalhar com $D_2<0,5$, descartando o Caso 3 da modulação DPS dos estudos futuros, assim como o Caso 4 que não possui interesse prático devido a ser uma região de baixo fornecimento de potência ativa.

Para obtenção da minimização de um dos parâmetros de perdas do sistema proporcionada pela inclusão de um segundo grau de liberdade na modulação, e observando as equações de interesse (2.59) e (2.62), o método dos multiplicadores de Lagrange se apresenta como possível estratégia para encontrar os pontos de máximo ou mínimo de uma função de uma ou mais variáveis susceptíveis a uma ou mais restrições.

Em tendo a função da corrente de pico dada por (2.62) como sendo a função a ser minimizada e sujeita à restrição da forma $P_{pu}(D_1, D_2)=P_o$ dada por (2.59), pode-se encontrar o ponto de operação ótimo do conversor a partir do sistema de equações (2.64), que exhibe a proposta do método dos multiplicadores de Lagrange, onde o parâmetro λ é conhecido como o multiplicador de Lagrange.

$$\begin{cases} \nabla I_{pico_{pu}}(D_1, D_2) = \lambda \cdot \nabla P_{pu}(D_1, D_2) \\ P_{pu}(D_1, D_2) = P_o \end{cases} \quad (2.64)$$

O vetor gradiente em (2.64) é definido por (2.65) e o ponto de operação P_o , que determina a curva de nível que pondera a função a ser otimizada, é o valor em pu da potência ativa nominal transmitida pelo conversor P_{trans} , pode ser expresso por (2.66).

$$\nabla f(x, y) = \langle f_x(x, y), f_y(x, y) \rangle = \frac{\partial f}{\partial x} \cdot \hat{i} + \frac{\partial f}{\partial y} \cdot \hat{j} \quad (2.65)$$

$$P_o = \frac{P_{trans}}{P_{base}} = P_{trans} \cdot \frac{2\pi f_s L}{V_1^2} \quad (2.66)$$

A fim de delimitar o escopo deste estudo, serão consideradas apenas as situações em que o ganho de tensão d é menor ou igual à unidade, sendo, portanto, a segunda expressão em (2.62) negligenciada nas etapas seguintes. O sistema de três equações e três incógnitas resultante de (2.64) está exposto em (2.67).

$$\begin{cases} \frac{\partial I_{pico_{pu}}(D_1, D_2)}{\partial D_1} = \lambda \cdot \frac{\partial P_{pu}(D_1, D_2)}{\partial D_1} \\ \frac{\partial I_{pico_{pu}}(D_1, D_2)}{\partial D_2} = \lambda \cdot \frac{\partial P_{pu}(D_1, D_2)}{\partial D_2} \\ P_{pu}(D_1, D_2) = P_o \end{cases} \quad (2.67)$$

A solução das duas primeiras igualdades em (2.67) implica no equacionamento da relação entre D_1 e D_2 , enquanto a terceira expressão pondera esta relação em função do ponto de operação. Portanto, o par de defasagens D_1 e D_2 resultante da solução de (2.67) para os casos 1 e 2 da modulação DPS é apresentado em (2.68).

$$\begin{aligned}
D_2 &= \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{d(d\pi - 4P_o)}{\pi(2 - 4d + 6d^2)}}, D_1 = \frac{-1 + 3d - 2dD_2 + 2D_2}{2d}, \\
&\text{quando } D_1 > D_2 \text{ e } D_1 + D_2 > 1 \\
D_2 &= \sqrt{\frac{2P_o(1-d)}{d\pi(3d+1)}}, D_1 = \frac{D_2(d+1)}{1-d}, \\
&\text{quando } D_1 > D_2 \text{ e } D_1 + D_2 \leq 1
\end{aligned} \tag{2.68}$$

Quantificando (2.68) pode-se plotar a trajetória do par D_1 e D_2 de acordo com o acréscimo da potência transferida, ou seja, fazendo uma varredura até a potência nominal onde cada ponto no plano cartesiano representa uma curva de nível de potência ativa na Figura 2.25. A Figura 2.27 exibe a trajetória para diversos casos de d , sendo possível observar a diferença de inclinação existente na curva devido à descontinuidade inerente à modulação DPS que gera os dois casos descritos em (2.68). Optou-se pelo uso do parâmetro de potência em (2.68) em unidade real, sendo P_o substituído de acordo com a relação (2.66) e a indutância de transferência de energia projetada para trabalhar com ângulo nominal de $\varphi=\pi/4$, ou seja, $D_2=0,25$.

Analisando o caso especial em que $d=1$, por substituição no primeiro conjunto de expressões em (2.68) chega-se que D_1 deve obrigatoriamente ser igual à unidade, reduzindo a modulação DPS à modulação SPS e mostrando, dessa forma, a validade da utilização dessa nova estratégia de modulação apenas para os casos em que $d \neq 1$.

Ainda sobre a Figura 2.27, percebe-se que na potência nominal, ou seja, o último ponto da trajetória, quanto menor o valor de d maior seu correspondente em D_2 , o que significa que operando com a mesma indutância é necessário elevar a defasagem angular a fim de garantir a potência transferida, onde na situação $d=1$ o parâmetro D_2 é igual a 0,25, conforme esperado.

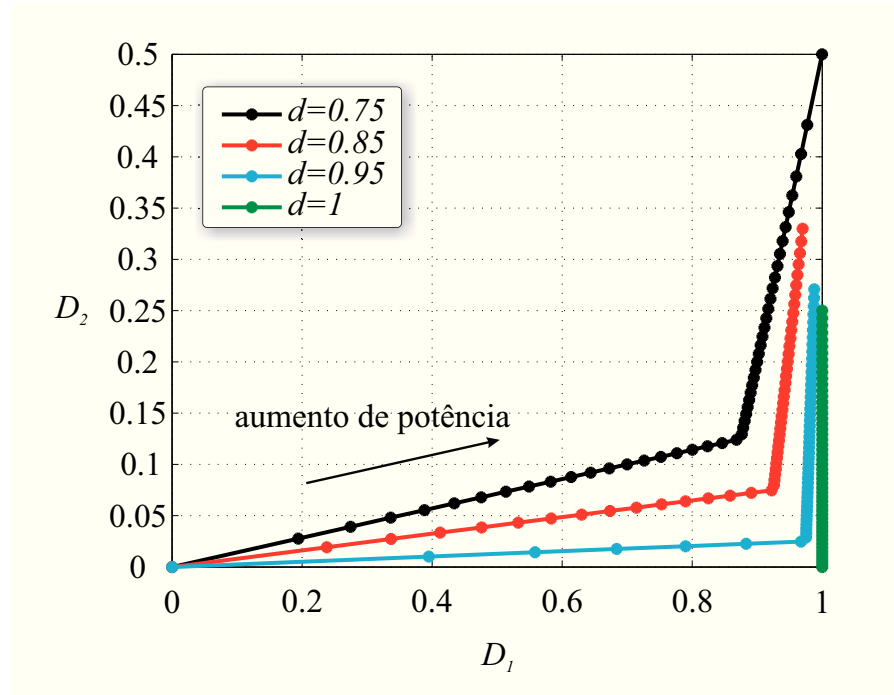


Figura 2.27. Trajetória do par D_1 e D_2 para a estratégia de otimização da corrente de pico.

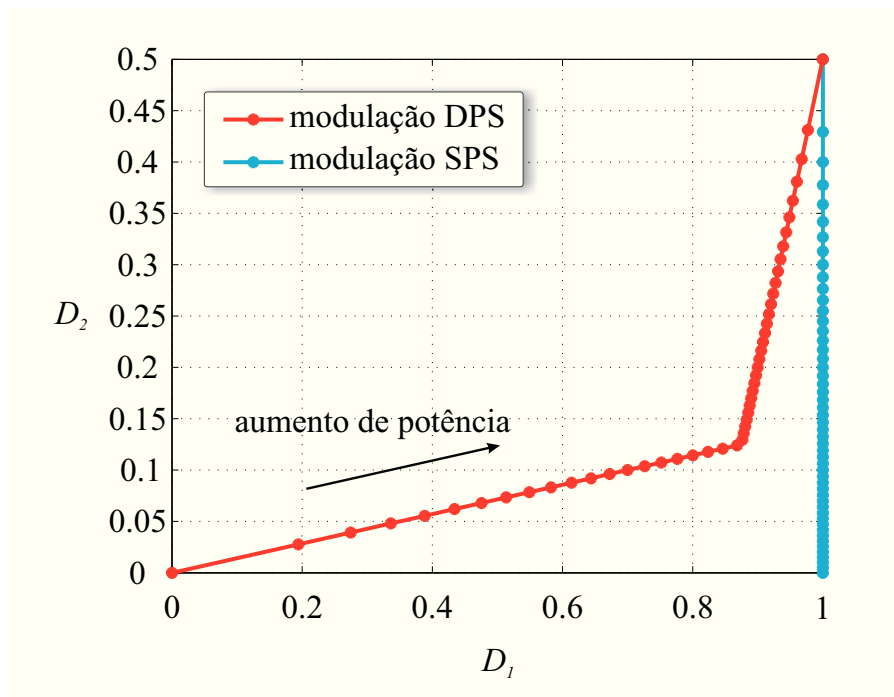


Figura 2.28. Comparação da trajetória do par D_1 e D_2 para as modulações DPS e SPS quando $d=0,75$.

A Figura 2.28 exibe a comparação da trajetória do par D_1 e D_2 para as modulações DPS e SPS quando $d=0,75$, onde outra vez cada ponto do gráfico corresponde a um valor de potência ativa. Como o parâmetro L foi dimensionado para um ângulo nominal de 45° , na

situação exposta o indutor de transferência de energia trabalha no seu limite de operação, ou seja, com defasagem angular $D_2=0,5$.

Utilizando a trajetória otimizada dada por (2.68) e exibida na Figura 2.28 é possível analisar a eficácia dos resultados obtidos a partir da comparação da corrente de pico do conversor DAB atuando com as duas modulações, dada por (2.62). A Figura 2.29 exhibe essa comparação de acordo com a potência transferida pelo sistema e para $d=0,75$.

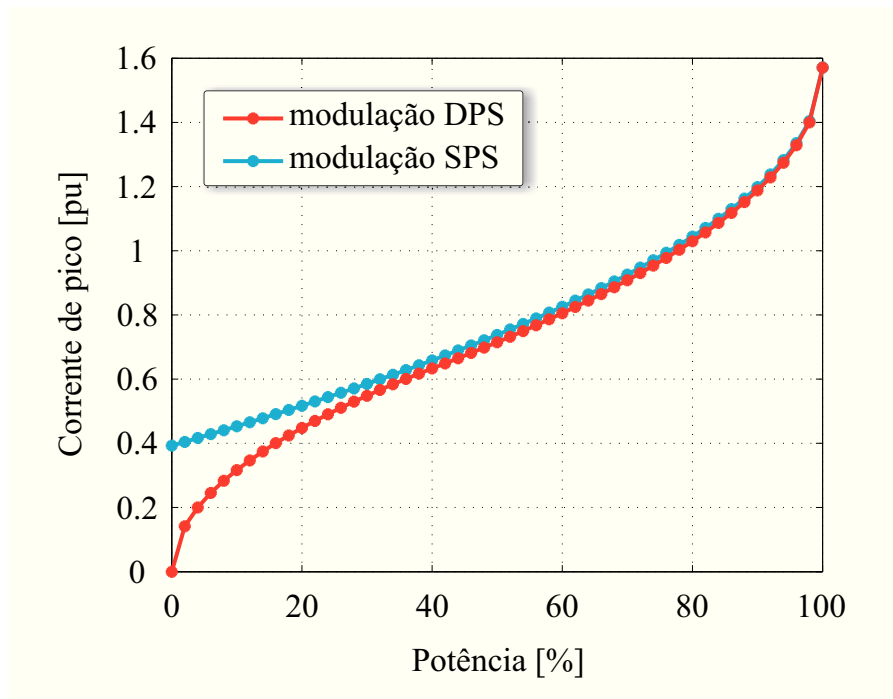


Figura 2.29. Corrente de pico, em pu, para as modulações DPS e SPS em relação à potência ativa para $d=0,75$.

Avaliando os gráficos da Figura 2.29 conclui-se que, de acordo com o previsto, a rotina de otimização apresentou diminuição da corrente para condições de baixa carga, pois conforme ocorre o acréscimo de potência as trajetórias da Figura 2.28 tendem à convergência. Também observando a Figura 2.27, percebe-se que quanto mais diferente for a relação das tensões nas portas, mais acentuada é a diferença das correntes de pico das duas modulações.

2.4.5 Condições para comutação suave

O mecanismo que possibilita comutação suave no conversor DAB se resume ao fato da corrente nos interruptores no instante em que os mesmos entram em condução apresentar valor negativo, forçando-a a inicialmente circular pelos diodos em antiparalelo aos interruptores e apenas posteriormente pelo corpo do semiconductor, quando a tensão aplicada a seus terminais já é nula, caracterizando uma comutação do tipo ZVS.

Diferentemente da modulação SPS, a análise das possibilidades de comutação não dissipativa para a modulação DPS deve abordar as expressões das correntes nos instantes de comutação para todos os valores de D_1 e D_2 , ou seja, para todos os casos da modulação, acarretando em um dispendioso esforço matemático. Entretanto, conforme previamente adotado pela estratégia de otimização, pode-se restringir a análise da comutação suave a apenas os Casos 1 e 2 da modulação DPS, que são de fato as situações de interesse prático.

Também a fim de facilitar o entendimento das condições para comutação suave limita-se este estudo para casos em que $d < 1$, novamente a mesma condição adotada para a estratégia de otimização, pois se considerado situações em que $d > 1$ o procedimento para determinação das condições para comutação do tipo ZVS apresenta análise igual a exibida na sequência, com diferença apenas de quais interruptores apresentariam comutações não dissipativa de acordo com a variação dos parâmetros da modulação, de maneira semelhante ao que ocorre para a modulação SPS, conforme ilustra a Figura 2.14.

Dessa forma, observando as expressões de corrente instantânea contidas no Apêndice A deste documento e em concordância com a Tabela 2.2 percebe-se que para cada braço das pontes H do conversor DAB existe uma expressão de corrente correspondente ao instante do início da condução dos interruptores, segundo mostra (2.69) para o Caso 1 da modulação DPS.

$$\begin{aligned}
 S_1, S_3 &\rightarrow -I_{A_I} \leq 0 \\
 S_2, S_4 &\rightarrow -I_{D_I} \leq 0 \\
 S_5, S_7 &\rightarrow -I_{C_I} \leq 0 \\
 S_6, S_8 &\rightarrow -I_{B_I} \leq 0
 \end{aligned} \tag{2.69}$$

Estabelecendo como condição para a obtenção de comutação não dissipativa que o valor inicial de corrente nos semicondutores seja menor que zero, conclui-se a partir das informações do Apêndice A que para os pares S_1, S_3 e S_2, S_4 as inequações expostas em (2.69) são sempre válidas, enquanto para o par S_5, S_7 e para o par S_6 e S_8 as condições para comutação do tipo ZVS ocorrem quando as inequações (2.70) e (2.71), respectivamente, são respeitadas.

$$D_2 \geq D_1 \frac{(1-d)}{2} \tag{2.70}$$

$$D_2 \geq D_1 \frac{(-1-d)}{2} + 1 \quad (2.71)$$

Tomando agora o Caso 2 como estudo, utiliza-se mais uma vez as deduções do Apêndice A para definir qual expressão de corrente influencia na comutação de cada par de interruptores, segundo exhibe (2.72).

$$\begin{aligned} S_1, S_3 &\rightarrow -I_{AII} \leq 0 \\ S_2, S_4 &\rightarrow -I_{CII} \leq 0 \\ S_5, S_7 &\rightarrow -I_{BII} \leq 0 \end{aligned} \quad (2.72)$$

Pelo fato de existir uma etapa de operação no Caso 2 da modulação DPS em que não há tensão aplicada aos terminais do indutor L tem-se que I_{DII} é igual à I_{AII} , ocasionando que para o par S_6 e S_8 o valor inicial de corrente seja sempre positivo, não existindo possibilidade de comutação não dissipativa nesses semicondutores na situação em que $d < 1$. Entretanto, para o par S_1 e S_3 , da mesma forma que para o Caso 1 e segundo as expressões do Apêndice A, a condição posta em (2.72) indica que é sempre possível à ocorrência de comutação suave nesses semicondutores.

Relacionando os valores instantâneos de corrente do Caso 2, indicados com o índice II, com os valores instantâneos de corrente do Caso 1, destacados com o índice I, todos presentes no Apêndice A deste documento, chega-se nas igualdades (2.73) que comprovam a validade da análise realizada para o Caso 1 da modulação DPS também para o Caso 2 da modulação DPS, sendo possível, portanto, traçar na Figura 2.30 as retas referentes a (2.70) e (2.71) empregando novamente a representação em 4 bits dos pares de interruptores que apresentam possibilidade de comutação do tipo ZVS, onde o bit mais à esquerda refere-se aos semicondutores S_1 e S_3 , o segundo bit à S_2 e S_4 , o terceiro bit à S_5 e S_7 e o quarto bit à S_6 e S_8 (cada bit “1” significa a possibilidade de comutação do tipo ZVS e cada bit “0” significa comutação dissipativa).

$$\begin{aligned} I_{CI} &= I_{BII} \\ I_{DI} &= I_{CII} \end{aligned} \quad (2.73)$$

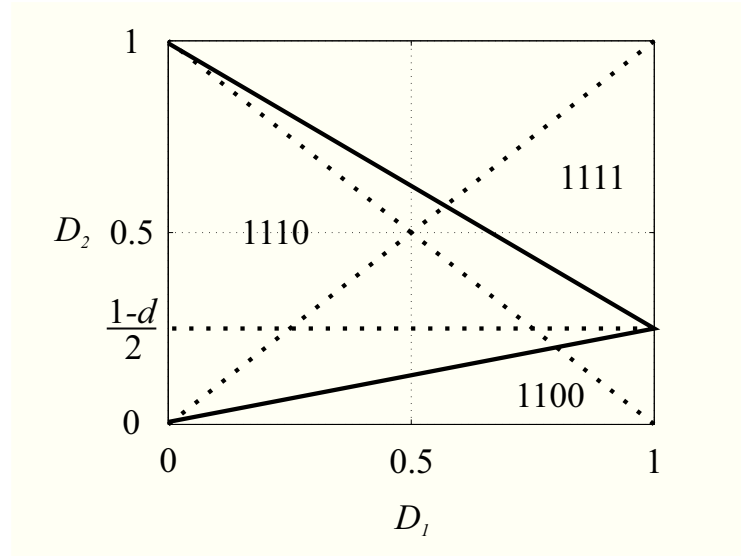


Figura 2.30. Condições para obtenção de comutação suave para modulação DPS e $d < 1$.

Na imagem acima as linhas preenchidas representam as retas dadas por (2.70) e (2.71), enquanto as linhas tracejadas delimitam os casos da modulação DPS.

Sobrepondo as trajetórias ótimas da Figura 2.27 com as regiões delimitadas na Figura 2.30 observa-se que existe uma expansão da faixa de comutação suave para o conversor DAB operando com modulação DPS em comparação a operação deste conversor com a modulação SPS, ilustrada na Figura 2.14. Limitando a análise a $d < 1$, nota-se que, para pequenos ângulos de operação, no caso da modulação SPS apenas os semicondutores da porta 1 apresentam a possibilidade de comutação ZVS, enquanto no caso da modulação DPS 3 pares de interruptores possuem essa condição, se os parâmetros D_1 e D_2 forem escolhidos adequadamente.

Outra forma de observar essa vantagem da modulação DPS pode ser vista na Figura 2.30, onde o eixo em que $D_1=1$ representa a trajetória da modulação SPS e apenas dois bits são iguais a “1” para operação em baixa carga, ou seja, para pequenos valores de D_2 .

2.5 MODELO DE PEQUENOS SINAIS

Com o objetivo de controlar algumas das grandezas variantes no tempo do DAB faz-se necessário à obtenção do modelo de pequenos sinais do conversor. Para esta análise será empregado o método de linearização em torno do ponto de operação proposto em [64], que utiliza o primeiro termo da expansão em série de Fourier das variáveis não lineares para obter o modelo médio do conversor que apresente dinâmica equivalente ao modelo real comutado.

Além da abordagem apresentada a seguir, encontra-se na literatura modelos de maior ordem que levam em conta a dinâmica do indutor de transferência de energia considerando também a primeira harmônica da decomposição em série de Fourier das variáveis de estado que compõem as equações diferenciais do sistema [39]. Entretanto, devido ao foco deste trabalho não ser a respeito de técnicas refinadas de controle, o estudo da modelagem dinâmica do conversor DAB será limitada ao modelo de ordem zero por este ser suficiente para o projeto de controladores que garantam seguimento de referência com o erro nulo.

Sendo a equação da corrente na porta 2 para o Caso 1 da modulação DPS, que é onde está situado o ponto de operação nominal, facilmente derivada de (2.58), pode-se reescrevê-la em função das variáveis de controle e considerando sua variação no tempo conforme (2.74).

$$i_2(t) = \frac{aV_1}{4f_s L} \cdot \left(1 - 2D_1(t) - D_1(t)^2 + 2D_2(t) - 2D_2(t)^2\right) \quad (2.74)$$

Aplicando uma perturbação nas grandezas do sistema, segundo exhibe (2.75), tem-se que as variáveis de interesse agora são compostas por um valor cc mais uma perturbação ca de primeira ordem, dita consideravelmente menor que a parcela de ordem zero.

$$\begin{cases} D_1(t) = \tilde{d}_1(t) + \Delta_1 \\ D_2(t) = \tilde{d}_2(t) + \Delta_2 \\ i_2(t) = \tilde{i}_2(t) + I_2 \end{cases} \quad (2.75)$$

Expandindo (2.74) a partir de (2.75) e mantendo apenas os termos de primeira ordem resultantes chega-se a (2.76).

$$\tilde{i}_2(t) = \frac{aV_1}{2f_s L} \cdot \left[\tilde{d}_1(t) \cdot (1 - \Delta_1) + \tilde{d}_2(t) \cdot (1 - 2\Delta_2) \right] \quad (2.76)$$

Empregando a relação de otimização entre o par de defasagens angulares exibida em (2.68), reescrita aqui em (2.77), e mais uma vez aplicando uma perturbação de pequena magnitude nas variáveis de controle, onde despreza-se os termos constantes e de mais alta ordem, tem-se agora a relação entre as perturbações dada por (2.78).

$$D_1 = \frac{-1 + 3d - 2dD_2 + 2D_2}{2d} \quad (2.77)$$

$$\tilde{d}_1(t) = \tilde{d}_2(t) \cdot \frac{(1-d)}{d} \quad (2.78)$$

Substituindo (2.78) em (2.76) chega-se na expressão da corrente de saída em função do *phase-shift* entre portas (2.79), que pode ser ilustrada através da Figura 2.31 onde o circuito equivalente do modelo médio da porta 2 do conversor é exibido.

$$\tilde{i}_2(t) = \frac{aV_1}{2f_s L} \cdot \tilde{d}_2(t) \cdot \left(1 - 2\Delta_2 + \frac{1-d-\Delta_1+d\Delta_1}{d} \right) \quad (2.79)$$

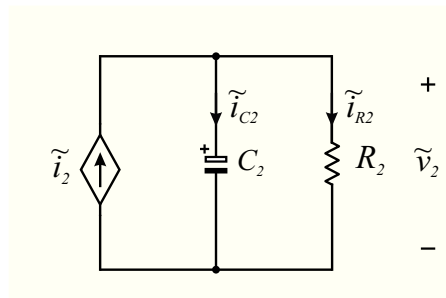


Figura 2.31. Circuito equivalente do modelo médio da porta 2 do conversor DAB.

Aplicando a transformada de Laplace à (2.79) obtém-se a planta da corrente média na porta 2 em função da variável de controle D_2 , segundo a função de transferência (2.80).

$$G_{id_2}(s) = \frac{\tilde{i}_2(s)}{\tilde{d}_2(s)} = \frac{aV_1}{2f_s L} \cdot \left(1 - 2\Delta_2 + \frac{1-d-\Delta_1+d\Delta_1}{d} \right) \quad (2.80)$$

Analisando o circuito da Figura 2.31 estabelece-se a relação entre as correntes do mesmo de acordo com (2.81).

$$\tilde{i}_2(t) = \tilde{i}_{C_2}(t) + \tilde{i}_{R_2}(t) \quad (2.81)$$

Utilizando a relação volt/ampere dos elementos passivos do sistema, reescreve-se (2.81) como (2.82) e, em seguida, a partir da transformada de Laplace, como (2.83), onde chega-se na planta da tensão média na porta 2 em função da corrente de saída.

$$\tilde{i}_2(t) = C_2 \cdot \frac{d\tilde{v}_2(t)}{dt} + \frac{\tilde{v}_2(t)}{R_2} \quad (2.82)$$

$$G_{vi}(s) = \frac{\tilde{v}_2(s)}{\tilde{i}_2(s)} = \frac{R_2}{sC_2R_2 + 1} \quad (2.83)$$

Por fim, multiplicando (2.80) por (2.83) obtém-se a função de transferência utilizada para o controle da tensão média na porta 2, dada pela planta exposta em (2.84).

$$G_{vd2}(s) = \frac{\tilde{v}_2(s)}{\tilde{d}_2(s)} = \frac{aV_1}{2f_sL} \cdot \left(1 - 2\Delta_2 + \frac{1-d-\Delta_1+d\Delta_1}{d} \right) \cdot \frac{R_2}{sC_2R_2 + 1} \quad (2.84)$$

Visando validar o modelo médio da planta de tensão do conversor DAB realizou-se uma simulação comparando o modelo obtido com o circuito real comutado. A Tabela 2.3 apresenta os parâmetros utilizados nesta simulação, onde os valores nominais de defasagens foram determinados a partir da estratégia de otimização dada por (2.68).

Impondo uma perturbação equivalente ao acréscimo de 1° de defasagem angular em d_2 a Figura 2.32 mostra o resultado da simulação descrita exibindo o comportamento da tensão na porta 2 do circuito comutado V_2 e da tensão de saída do modelo médio V_{planta} .

Tabela 2.3. Parâmetros de simulação para validação do modelo médio obtido.

| Parâmetro | Símbolo | Valor |
|------------------------------------|------------|--------------|
| Tensão na porta 1 | V_1 | 800 V |
| Tensão na porta 2 | V_2 | 600 V |
| Relação de transformação | a | 1 |
| Frequência de comutação | f_s | 50 kHz |
| Indutor de transmissão | L | 0,9 mH |
| Capacitor na porta 2 | C_2 | 20 μ F |
| Resistor na porta 2 | R_2 | 360 Ω |
| <i>Phase-shift</i> interno nominal | Δ_1 | 0,919 |
| <i>Phase-shift</i> externo nominal | Δ_2 | 0,257 |

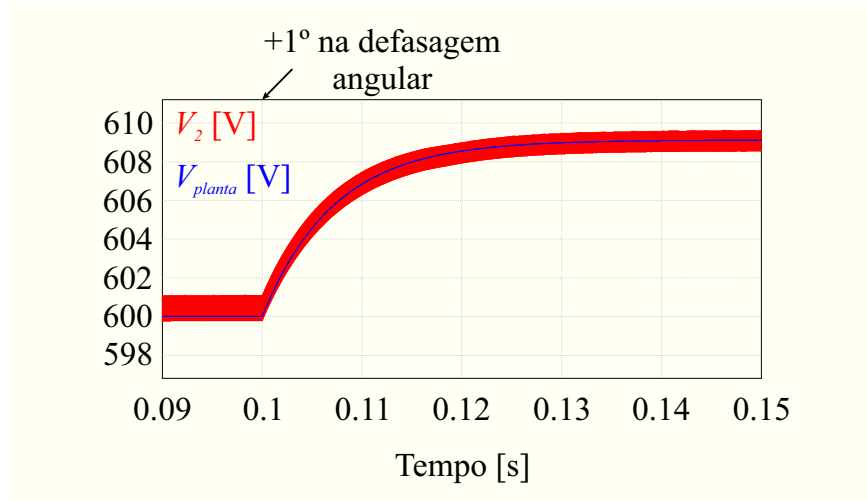


Figura 2.32. Resultado de simulação para validação do modelo médio da planta de tensão do conversor DAB.

Conforme esperado o modelo apresentou resposta equivalente ao sistema chaveado, com eliminação apenas da ondulação em alta frequência contida na tensão de saída, confirmando a validade das funções de transferência deduzidas.

2.6 CONCLUSÃO

Este capítulo foi dedicado ao estudo do conversor DAB operando com as modulações SPS e DPS, abordando o comportamento das principais grandezas do sistema em razão das definições de potência reativa em conversores cc-cc estabelecidas.

A partir da exposição dessas duas estratégias de modulação, podem-se compreender as condições em que o acréscimo de um grau de liberdade no comando da estrutura acarreta em ganho de eficiência para o conversor, seja em função da menor circulação de potência não ativa no sistema ou pela expansão da faixa de comutação suave no mesmo.

Finalmente, os conceitos colocados até então serão diretamente aplicados à análise do conversor DAB NPC, foco desta dissertação, no capítulo seguinte.

3 CONVERSOR DAB NPC

3.1 INTRODUÇÃO

O presente capítulo destina-se a análise da variação multinível do conversor DAB, denominado então conversor DAB NPC monofásico ou 3LDAB (*3 Level Dual Active Bridge*), expondo as justificativas para escolha da topologia NPC, bem com a estratégia de modulação empregada e principais figuras de mérito que detalham o princípio de funcionamento da estrutura e possibilitam escolhas adequadas de projeto.

Ressalta-se que por ser uma variação da topologia DAB convencional, o conversor DAB NPC compartilha os conceitos elencados no capítulo passado, possuindo equacionamento derivado do exposto anteriormente.

3.2 COMPARAÇÃO ENTRE TOPOLOGIAS TRÊS NÍVEIS

Sendo o conversor DAB naturalmente adaptado a trabalhar com tensões e potências relativamente elevadas, uma vez que possui como característica entrada e saída em tensão, o estudo de topologias vantajosas no trato com médias tensões é justificável.

Como candidatas a aplicações nessa faixa de tensão existem inúmeras estruturas multiníveis, onde, limitando o estudo a topologias três níveis, as mais difundidas são a Tipo-T (*T-Type – TT*), a NPC (*Neutral Point Clamped*) e a Capacitor Flutuante (*Flying Capacitor – FC*), expostas na Figura 3.1 juntamente com a topologia em ponte completa dois níveis (*Full Bridge – FB*) utilizada no conversor DAB convencional [65].

Apesar da topologia *T-Type* não apresentar divisão igualitária nas tensões de bloqueio de seus interruptores, pois os semicondutores não conectados ao ponto médio estão sujeitos a tensão total de barramento V_{PN} , trabalhos recentes tem indicado elevada performance desta estrutura [66], que tem como vantagem não empregar diodos ou capacitores auxiliares e permitir que a tensão V_{BO} transite diretamente entre $+V_{PN}/2$ e $-V_{PN}/2$ sem a necessidade de uma etapa de roda-livre, o que favorece as estratégias de modulação otimizadas exibidas até então.

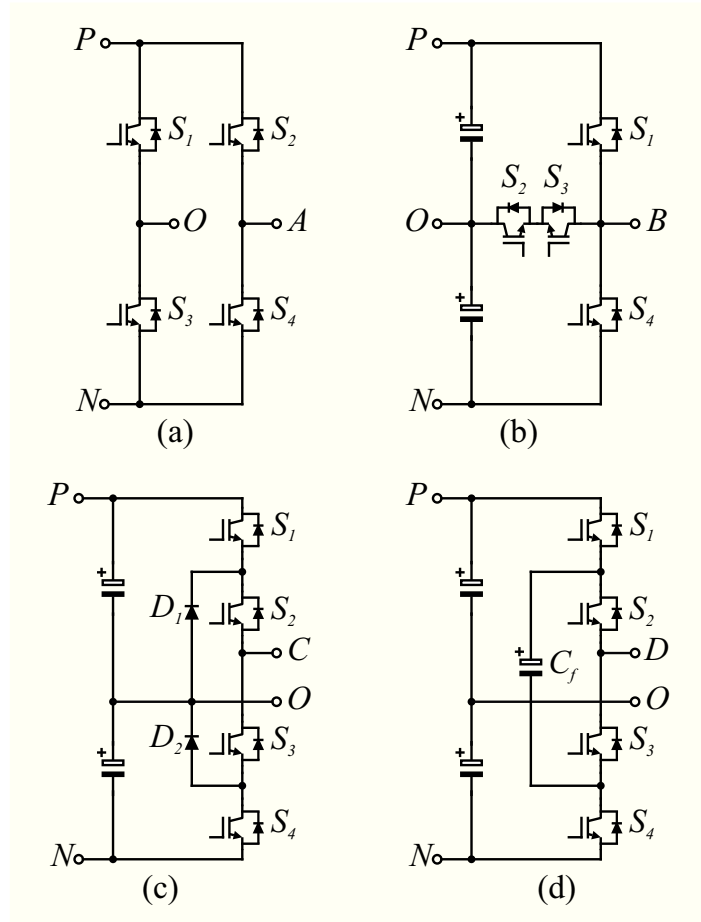


Figura 3.1. Topologias comparadas: (a) *Full-Bridge* (FB), (b) *T-Type* (TT), (c) *Neutral Point Clamped* (NPC) e (d) *Flying Capacitor* (FC).

A topologia NPC três níveis proporciona que seus interruptores estejam submetidos de maneira igualitária a apenas metade da tensão total de barramento, ao custo do emprego de diodos de grameamento. Essa característica pode garantir elevado rendimento a esta estrutura até mesmo para aplicações em baixa tensão, já que propicia a utilização de semicondutores de classe de menor tensão, que por consequência apresentam menores perdas em condução e mais rápida comutação, conforme demonstra a avaliação dos benefícios do uso de topologias três níveis em conversores de baixa tensão realizada em [67].

Tradicionalmente a topologia FC vem sendo constantemente comparada às demais estruturas multiníveis, entretanto, sua absorção pela indústria em geral tem sido bastante restringida devido, em grande parte, ao emprego do capacitor flutuante C_f adicional. Trata-se de uma topologia que pode utilizar a mesma classe de semicondutores que o braço NPC, ou seja, submete seus interruptores a apenas metade da tensão total de barramento, porém o capacitor flutuante deve ser sempre pré-carregado e ter sua tensão controlada, acrescentando complexidade ao sistema. O capacitor C_f , em aplicações de potências relativamente elevadas,

tende a ser mais volumoso e caro que os diodos de grampeamento da estrutura NPC, por exemplo, inviabilizando sua utilização.

Além disso, o fato desta topologia possuir uma maior redundância intra-fase que as demais não é de grande valia para a aplicação na família de conversores multiportas, pois estes não utilizam modulação PWM senoidal e, portanto, as vantagens da modulação vetorial não são aplicadas.

Por fim, no caso da topologia FB todos os interruptores estão submetidos à tensão V_{PN} , sendo obrigatório o emprego de semicondutores com maior tensão de bloqueio e, dessa forma, um indutor de transferência de energia quatro vezes maior para garantir o mesmo fornecimento de potência à carga, segundo será demonstrado adiante em conjunto com as consequências decorrentes disso.

Portanto, sabendo que a escolha pela topologia utilizada se resume ao tipo de aplicação ao qual o conversor é destinado, observa-se a estrutura NPC como a mais vantajosa para aplicações de transformadores de estado sólido que requisitam um barramento cc fixo regulado e de média tensão. Uma comparação semelhante a esta apresentada e bastante elaborada, também destinada a aplicações em SSTs e *smart grids*, é exposta em [68], onde as perdas nos semicondutores de potência são analisadas com foco para as vantagens do emprego de interruptores de menor classe de tensão.

3.3 APRESENTAÇÃO DO CONVERSOR

Optando-se, assim, pelo emprego do braço NPC, a variação multinível do conversor DAB utilizando a versão três níveis desta estrutura é apresentada na Figura 1.12 e repetido aqui como Figura 3.2, destacando o sentido da corrente no indutor de transferência de energia L e nos interruptores S_1 e S_5 , que possuem valor médio igual a corrente na porta 1 e na porta 2, respectivamente.

Da mesma forma que a topologia DAB convencional, o conversor da Figura 3.2 é constituído pela conexão do lado ca de dois braços NPC através de um *link* magnético de alta frequência composto por um transformador e um indutor, resultando em uma estrutura isolada, simétrica e bidirecional.

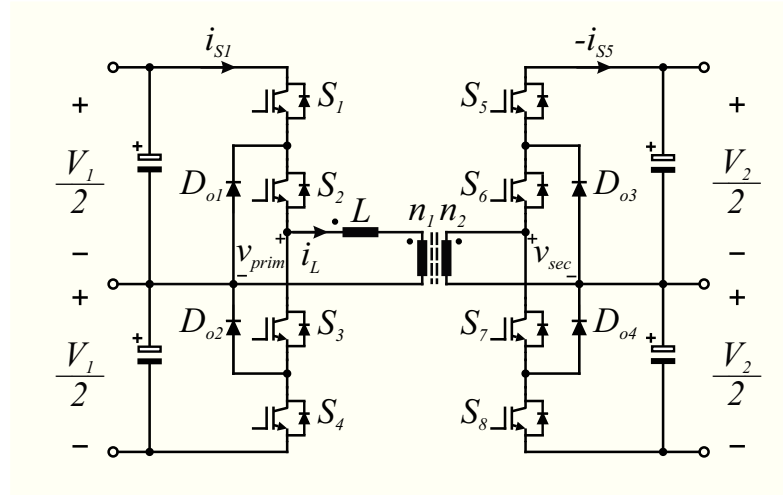


Figura 3.2. Conversor DAB NPC monofásico.

O conversor DAB NPC mais uma vez se baseia na defasagem angular das tensões impostas aos enrolamentos do transformador para processar potência entre suas portas. Porém, devido às peculiaridades da topologia agora empregada, os pulsos de comando dos interruptores de mesma ponte não possuem todos a mesma largura, conforme a modulação natural do braço NPC da Figura 3.1 (c) ilustrada na Figura 3.3.

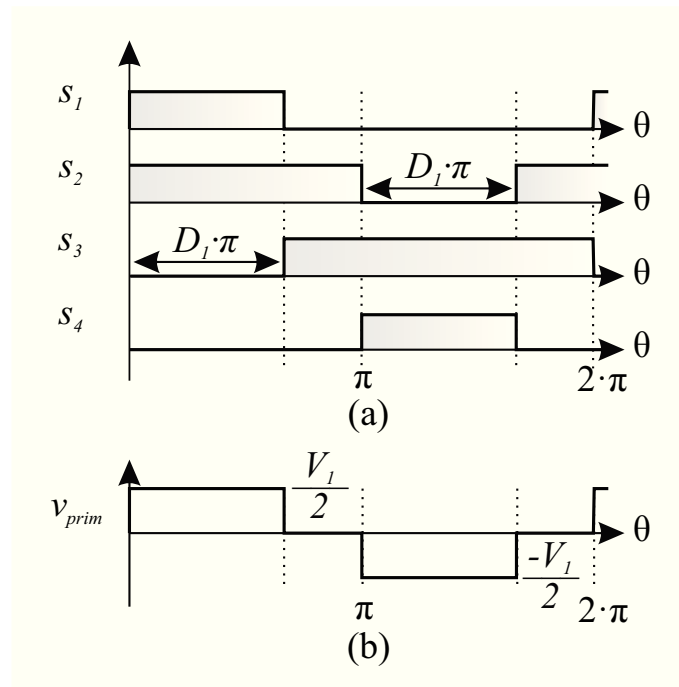


Figura 3.3. Modulação do braço NPC: (a) pulsos de comando e (b) tensão no enrolamento primário do transformador.

O parâmetro D_1 , que para o conversor DAB convencional operando com modulação DPS era o *phase-shift* interno entre braços, para a topologia NPC é a razão cíclica de operação

que determina a largura do nível zero na tensão três níveis da Figura 3.3 (b) e deve necessariamente ser diferente de 1, pois caso contrário os interruptores precisariam comutar instantaneamente em série, o que em uma implementação prática pode-se mostrar bastante problemático, já que os parâmetros de cada interruptor que determinam os tempos de entrada em condução e bloqueio variam individualmente para cada componente. Além disso, caso tente-se comutar entre o nível positivo e o nível negativo diretamente, durante a comutação dos quatro interruptores do braço NPC a dinâmica da tensão em cada semicondutor não pode ser mantida a mesma, ocasionando eventualmente sobretensões destrutivas nos semicondutores de potência.

Assim, atendo-se a esta importante característica da estrutura e mantendo a analogia com a modulação DPS, a Figura 3.4 exibe a estratégia de modulação do conversor DAB NPC monofásico de acordo com D_1 e com o *phase-shift* entre pontes D_2 .

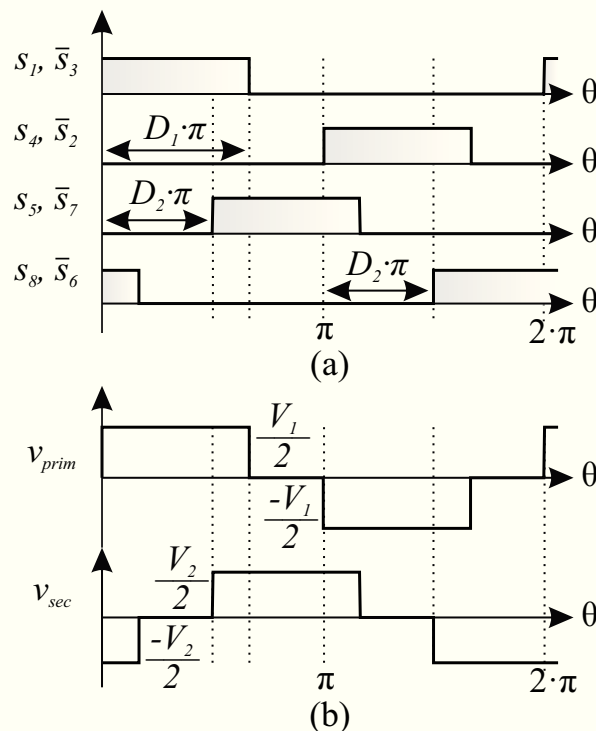


Figura 3.4. Modulação do conversor DAB NPC monofásico: (a) pulsos de comando e (b) tensões nos enrolamentos do transformador.

Vale destacar que a estratégia de comando ilustrada na Figura 3.4 também pode ser aplicada ao conversor DAB convencional utilizando a estrutura em ponte completa dois níveis em suas portas, bastando para isso apenas alterar quais interruptores recebem pulsos complementares aos apresentados na imagem anterior. Como resultado dessa modulação tem-

se igualmente tensões três níveis nos enrolamentos do transformador com diferença apenas nos esforços de corrente nos semicondutores, que agora não mais distribuídos de maneira igualitária entre os quatro interruptores de mesma ponte. Assim, essa característica possibilita a interligação via *link* magnético de um braço NPC com uma ponte-H, viabilizando o uso de topologias como a exibida na Figura 1.7 da revisão bibliográfica deste documento.

Para a análise quantitativa subsequente, as mesmas simplificações matemáticas adotadas no capítulo 2 serão empregadas aqui: a indutância de dispersão do transformador é incorporada ao indutor L ; a indutância magnetizante é considerada grande o suficiente; e o sistema opera em regime permanente onde as tensões V_1 e V_2 são constantes. Nos equacionamentos dos circuitos equivalente da topologia DAB NPC considera-se o conversor referenciado ao primário, sendo d o ganho referente à relação de transformação do transformador convenientemente repetido em (3.1).

$$d = a \cdot \frac{V_2}{V_1} = \frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{V_2}{V_1} \quad V_2' = a \cdot V_2 \quad (3.1)$$

Da mesma forma que para a modulação DPS, o formato da tensão três níveis nos enrolamentos do transformador é construído de acordo com os valores de D_1 e D_2 , implicando nos quatro possíveis casos para a modulação, conforme já exposto na Figura 2.18 do capítulo anterior. Porém, para o conversor DAB NPC apenas metade da tensão total de barramento é aplicada ao *link* magnético. Essa característica sugere que, para manter a conformidade com a modulação DPS, novas bases expressadas em (3.2) devem ser adotadas para formar o sistema pu.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{base} = \frac{V_1}{2} \\ I_{base} = \frac{V_1}{2\omega L} \\ P_{base} = V_{base} \cdot I_{base} = \frac{V_1^2}{4\omega L} \end{array} \right. \quad (3.2)$$

3.3.1 Etapas de operação

Partindo da modulação apresentada na Figura 3.4, obtêm-se mais uma vez oito etapas de operação para cada um dos modos possíveis para o par D_1 e D_2 . Novamente tomando como

exemplo o caso em que $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$, as etapas de operação são estudadas a seguir, empregando a mesma terminologia adotada na análise do conversor DAB.

Etapa 1: Interruptores S_1 , S_2 , S_7 e S_8 são comandados a conduzir, entretanto, em um primeiro momento a corrente flui pelos diodos em antiparalelo aos mesmos, até o instante θ_A (ver Figura 3.9) onde a corrente, partindo de um valor inicial $-I_A$ e uma taxa de variação dada por (3.3), se anula. A partir deste instante a corrente circula pelo corpo dos semicondutores até assumir valor igual a I_B , segundo mostra a Figura 3.5.

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_1 + V_2}{2\omega L} \cdot \Delta\theta_1 \quad (3.3)$$

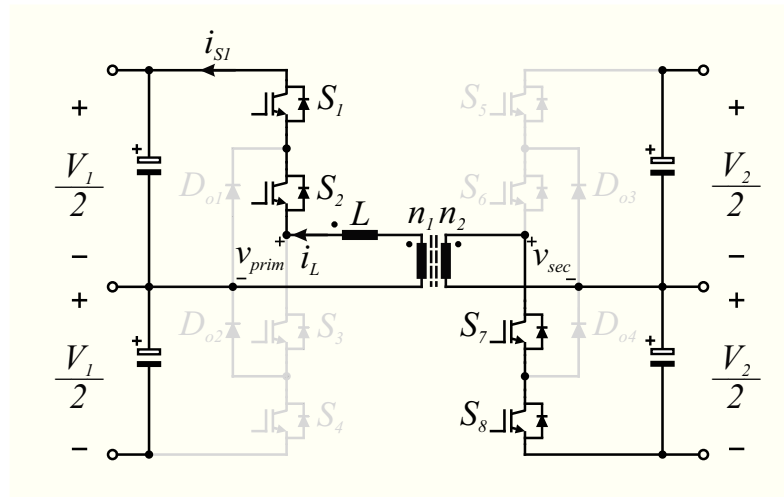


Figura 3.5. Primeira etapa de operação do conversor DAB NPC para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$.

Etapa 2: Interruptor S_8 é bloqueado e interruptores S_1 , S_2 , S_6 e S_7 são comandados a conduzir, conforme representado na Figura 3.6. Devido ao sentido do fluxo magnético induzido no indutor de transferência de energia, na porta 2 a corrente circula através do diodo de grameamento D_{o4} , anulando a tensão no enrolamento secundário do transformador e impondo a taxa de variação de corrente dada por (3.4).

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_1}{2\omega L} \cdot \Delta\theta_2 \quad (3.4)$$

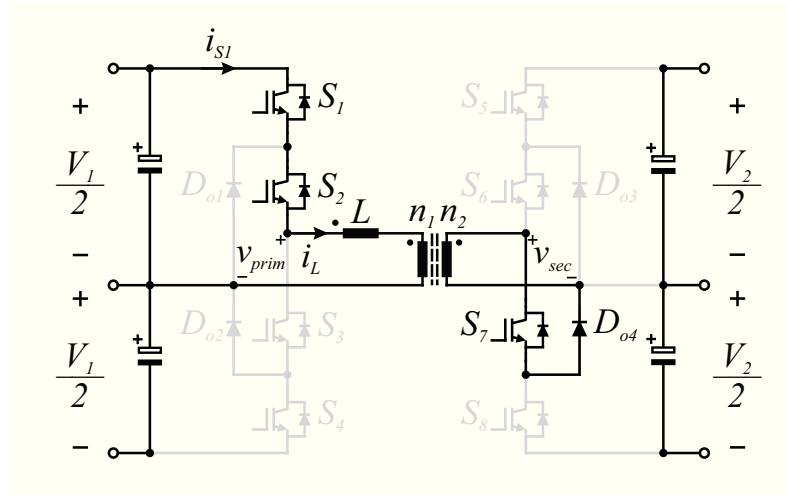


Figura 3.6. Segunda etapa de operação do conversor DAB NPC para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$.

Etapa 3: Interruptores S_7 é bloqueado, no instante em que a corrente possui valor igual a I_C , e interruptores S_1 , S_2 , S_5 e S_6 são comandados a conduzir. Novamente, devido ao sentido do fluxo magnético induzido no transformador a corrente no secundário flui pelos diodos em antiparalelo aos interruptores comandados no secundário. A equação (3.5) descreve a inclinação da corrente no indutor L , conforme a Figura 3.7, até a mesma atingir o valor I_D (ver Figura 3.9).

$$\Delta i_{L3} = \frac{V_1 - V_2'}{2\omega L} \cdot \Delta \theta_3 \quad (3.5)$$

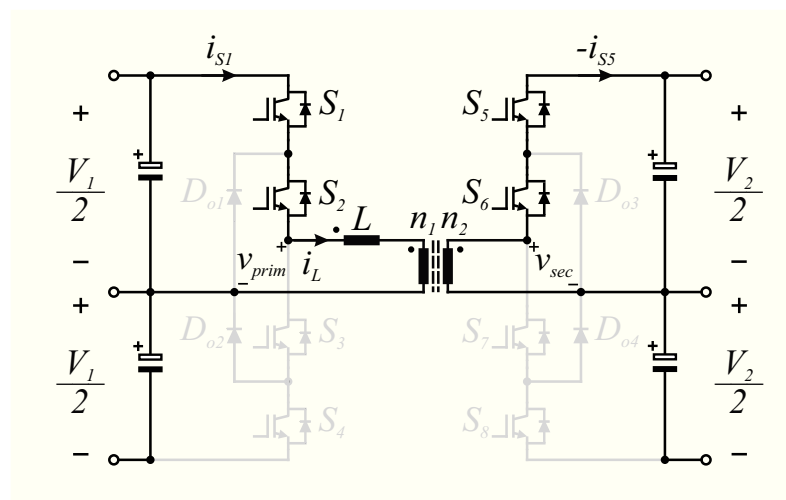


Figura 3.7. Terceira etapa de operação do conversor DAB NPC para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$.

Etapa 4: Interruptor S_1 é bloqueado e interruptores S_2 , S_3 , S_5 e S_6 são comandados a conduzir, anulando a tensão no enrolamento primário através do diodo de grampeamento D_{o1} ,

que é polarizado devido ao sentido da corrente i_L . A taxa de variação estabelecida é igual a (3.6) até o instante π em que a corrente atinge o valor inicial I_A (ver Figura 3.9). A Figura 3.8 expõe o estado topológico do conversor durante o quarto intervalo de funcionamento.

$$\Delta i_{L4} = \frac{-V_2'}{2\omega L} \cdot \Delta\theta_4 \quad (3.6)$$

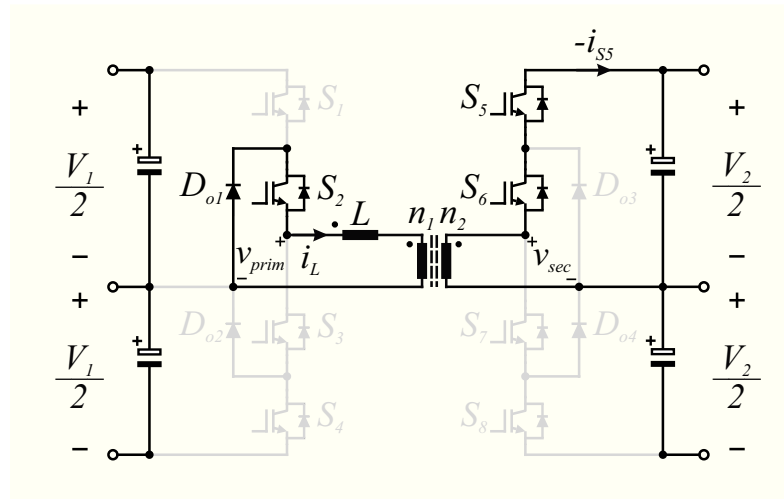


Figura 3.8. Quarta etapa de operação do conversor DAB NPC para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$.

As quatro etapas finais de operação são complementares as quatro iniciais, possuindo taxa de variação de corrente sobre o *link* magnético oposta as apresentadas e, assim, podendo ser omitidas na análise seguinte.

3.3.2 Principais formas de onda

A Tabela 3.1 mostra a distribuição de corrente nos interruptores em cada etapa de operação e, juntamente com as principais formas de onda do conversor DAB NPC monofásico para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$ esboçadas na Figura 3.9, destaca a similaridade da topologia estudada em relação ao conversor DAB operando com a modulação DPS, cujo funcionamento foi exposto na Figura 2.23. Nas duas situações as curvas apresentam simetria em relação à π e mesma duração dos intervalos das etapas de operação dados por (3.7).

Para a construção das formas de onda da Figura 3.9 foi adotado que a tensão na porta 1 é superior a tensão da porta 2, ou seja, $d < 1$.

Tabela 3.1. Interruptores em condução durante as etapas de operação do conversor DAB NPC monofásico para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$.

| Interruptores em condução | | Intervalo angular | |
|---------------------------|---------------------|--|------------------|
| Primário | Secundário | | |
| D_{S1} e D_{S2} | D_{S7} e D_{S8} | 0 a θ_A | $\Delta\theta_1$ |
| S_1 e S_2 | S_7 e S_8 | θ_A a $\Delta\theta_1$ | |
| S_1 e S_2 | S_7 e D_{o4} | $\Delta\theta_1$ a $D_2\pi$ | $\Delta\theta_2$ |
| S_1 e S_2 | D_{S5} e D_{S6} | $D_2\pi$ a $D_1\pi$ | $\Delta\theta_3$ |
| S_2 e D_{o1} | D_{S5} e D_{S6} | $D_1\pi$ a π | $\Delta\theta_4$ |
| D_{S3} e D_{S4} | D_{S5} e D_{S6} | π a $\pi + \theta_A$ | $\Delta\theta_5$ |
| S_3 e S_4 | S_5 e S_6 | $\pi + \theta_A$ a $\pi + \Delta\theta_1$ | |
| S_3 e S_4 | S_6 e D_{o3} | $\pi + \Delta\theta_1$ a $\pi + D_2\pi$ | $\Delta\theta_6$ |
| S_3 e S_4 | D_{S7} e D_{S8} | $\pi + D_2\pi$ a $\pi + D_1\pi$ | $\Delta\theta_7$ |
| S_3 e D_{o2} | D_{S7} e D_{S8} | $\pi + D_1\pi$ a 2π | $\Delta\theta_8$ |

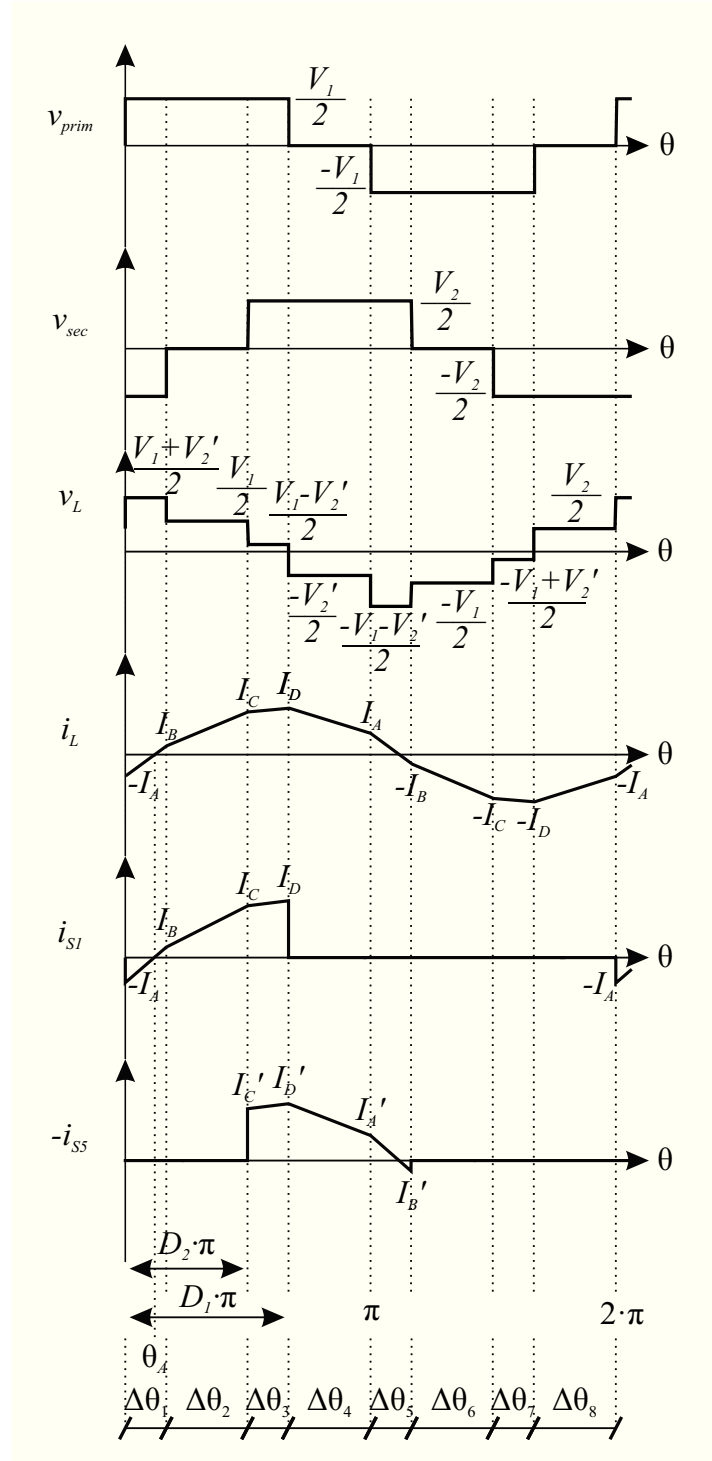


Figura 3.9. Principais formas de onda do conversor DAB NPC monofásico para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$.

$$\begin{cases} \Delta\theta_1 = (D_1 + D_2 - 1) \cdot \pi \\ \Delta\theta_2 = (1 - D_1) \cdot \pi \\ \Delta\theta_3 = (D_1 - D_2) \cdot \pi \\ \Delta\theta_4 = (1 - D_1) \cdot \pi \end{cases} \quad (3.7)$$

3.4 ESTUDO DE ALGUMAS FIGURAS DE MÉRITO DO DAB NPC

Nesta seção serão analisadas algumas importantes figuras de mérito do conversor DAB NPC monofásico operando em regime permanente periódico, onde a grandeza principal abordada é a corrente no indutor L . Ao fim deste estudo pretende-se ter o equacionamento necessário para a concepção e projeto do conversor, a partir da determinação do ponto ótimo de trabalho, dos esforços nos semicondutores e das condições para comutação não dissipativa dos interruptores de potência.

3.4.1 Transferência de potência

O sistema de quatro equações de segmentos de reta (3.8) descreve o comportamento de i_L em função das tensões nos terminais de L , onde a variável independente θ é substituída pelos instantes angulares de interesse.

$$\begin{cases} i_{L_1}(\Delta\theta_1) = \frac{V_1 + V_2'}{2\omega L} \cdot \Delta\theta_1 - I_A = I_B \\ i_{L_2}(D_2\pi) = \frac{V_1}{2\omega L} \cdot \Delta\theta_2 + I_B = I_C \\ i_{L_3}(D_1\pi) = \frac{V_1 - V_2'}{2\omega L} \cdot \Delta\theta_3 + I_C = I_D \\ i_{L_4}(\pi) = \frac{-V_2'}{2\omega L} \cdot \Delta\theta_4 + I_D = I_A \end{cases} \quad (3.8)$$

Substituindo os intervalos angulares dados por (3.7) em (3.8) e solucionando o sistema linear resultante chega-se em (3.9) nas expressões de corrente nos instantes de comutação.

$$\begin{cases} I_A = \frac{1}{8f_s L} \cdot [V_1 D_1 + V_2' (D_1 + 2D_2 - 2)] \\ I_B = \frac{1}{8f_s L} \cdot [V_1 (D_1 + 2D_2 - 2) + V_2' D_1] \\ I_C = \frac{1}{8f_s L} \cdot [V_1 (-D_1 + 2D_2) + V_2' D_1] \\ I_D = \frac{1}{8f_s L} \cdot [V_1 D_1 + V_2' (-D_1 + 2D_2)] \end{cases} \quad (3.9)$$

Conhecendo, assim, todos os valores presentes nas curvas da Figura 3.9 pode-se mais uma vez determinar a função de transferência de potência entre portas a partir do valor médio

da corrente de entrada. Como para qualquer capacitor a corrente média em regime permanente é obrigatoriamente nula, é possível definir a corrente média na porta 1 através de $\langle i_{S1} \rangle$. Empregando o procedimento do cálculo de áreas sob a forma de onda da função descrito no capítulo 2, inicialmente calcula-se o instante angular θ_A em que a corrente se anula, segundo o exposto em (2.54) e com resultado igual a (3.10).

$$\theta_A = \frac{\pi}{2(V_1 + V_2')} \cdot [V_1 D_1 + V_2' (D_1 + 2D_2 - 2)] \quad (3.10)$$

Como a curva i_{S1} tem exatamente o mesmo formato da curva de i_1 na Figura 2.23 no capítulo 2, a equação (2.56) pode ser empregada novamente aqui, alterando apenas o período de π para 2π no qual o valor médio é determinado. Simplificando a expressão resultante encontra-se a corrente média de entrada (3.11) em função da tensão de saída, da frequência de comutação, do indutor de transmissão e dos parâmetros da modulação.

$$I_1 = \frac{V_2'}{16f_s L} \cdot (-1 + 2D_1 - D_1^2 + 2D_2 - 2D_2^2) \quad (3.11)$$

Utilizando a relação (3.1) e multiplicando (3.11) pela tensão de entrada determina-se em (3.12) a potência média de acordo com o par D_1 e D_2 .

$$P = \frac{aV_1V_2'}{16f_s L} \cdot (-1 + 2D_1 - D_1^2 + 2D_2 - 2D_2^2) \quad (3.12)$$

Observando (3.9), (3.11) e (3.12) nota-se que as expressões de corrente e potência para o conversor DAB NPC são semelhantes às do conversor DAB convencional operando com modulação DPS, com diferença somente no fator multiplicativo das mesmas.

Dessa forma, a partir da escolha adequada de bases do sistema pu definidas em (3.2) e utilizando os resultados presentes no Apêndice A para o comportamento da potência em função dos parâmetros D_1 e D_2 chega-se em (3.13) no conjunto de equações que descrevem a potência ativa em pu entre portas para o conversor DAB NPC monofásico, que é igual a (2.59) determinada anteriormente.

$$P_{pu} = d \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \begin{cases} (-1 + 2D_1 - D_1^2 + 2D_2 - 2D_2^2), & \text{quando } D_1 > D_2 \text{ e } D_1 + D_2 > 1 \\ D_2(2D_1 - D_2), & \text{quando } D_1 > D_2 \text{ e } D_1 + D_2 \leq 1 \\ (2D_1 - D_2^2 + 2D_2 - 2D_1D_2 - 1), & \text{quando } D_1 \leq D_2 \text{ e } D_1 + D_2 > 1 \\ D_1^2, & \text{quando } D_1 \leq D_2 \text{ e } D_1 + D_2 \leq 1 \end{cases} \quad (3.13)$$

Sabendo então da correspondência das equações deduzidas para a modulação DPS com o conversor DAB NPC, pode-se generalizar o mecanismo de transferência de energia em três níveis para os conversores multiportas que utilizam a defasagem angular entre suas saídas para processar potência, conforme ilustra o circuito equivalente da Figura 3.10 onde o transformador é considerado ideal e as estruturas em pontes conectadas aos enrolamentos são condensadas em fontes de tensão quadradas.

As fontes da Figura 3.10 podem representar tanto a estrutura em ponte completa do conversor DAB convencional como qualquer uma das topologias presentes na Figura 3.1, mantendo a validade do equacionamento realizado para modulação DPS também para as demais estruturas, que devem apenas utilizar as bases do sistema pu adequadas a fim manter essa conformidade.

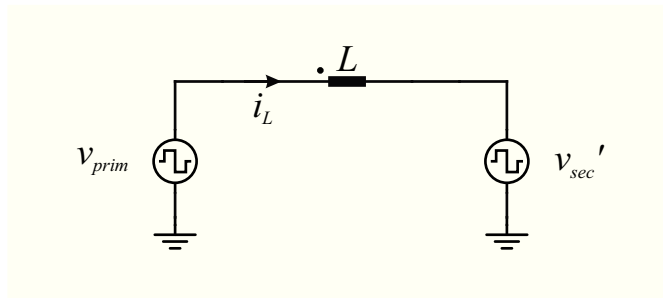


Figura 3.10. Circuito equivalente do mecanismo de transferência de potência em três níveis.

Igualmente ao Caso 1 da modulação DPS, de acordo com as formas de onda da Figura 3.9 a corrente de pico no indutor de transferência de energia possui valor igual a I_D e pode ser reescrita empregando a relação de transformação do transformador em (3.9) segundo exibe (3.14).

$$I_{D_{pico}} = \frac{V_1}{8f_s L} \cdot [D_1 + d(-D_1 + 2D_2)] \quad (3.14)$$

Contudo, levando em consideração que as curvas da Figura 3.9 foram traçadas para $d < 1$, caso $d > 1$ I_C será a corrente de pico e também pode ser reescrita conforme (3.15).

$$I_{C_{pico}} = \frac{V_1}{8f_s L} \cdot (-D_1 + 2D_2 + dD_1) \quad (3.15)$$

Dividindo (3.14) e (3.15) por I_{base} chega-se mais uma vez na corrente de pico no indutor L do conversor DAB NPC em pu dada por (3.16) igual às expressões deduzidas para a modulação DPS no capítulo 2, o que mantém a correspondência já mencionada para as equações de potência. Na composição do conjunto de expressões (3.16) consideraram-se os resultados contidos no Apêndice A deste documento.

$$I_{pico_{pu}} = \frac{\pi}{2} \cdot \begin{cases} D_1 + d(-D_1 + 2D_2), & \text{quando } D_1 > D_2 \text{ e } d \leq 1 \\ -D_1 + 2D_2 + dD_1, & \text{quando } D_1 > D_2 \text{ e } d > 1 \\ D_1(1 + d), & \text{quando } D_1 \leq D_2 \end{cases} \quad (3.16)$$

Conhecendo assim a direta analogia existente entre o conversor DAB NPC e a modulação DPS, tem-se por consequência a validade das superfícies apresentadas na Figura 2.25 e na Figura 2.26, bem como da estratégia de minimização de corrente proposta, pois a mesma foi deduzida genericamente no sistema por unidade, mitigando as diferenças de magnitudes das grandezas.

Porém, devido à impossibilidade da estrutura NPC em trabalhar com $D_1=1$, a trajetória do par D_1 e D_2 para a estratégia de otimização da corrente pico exposta na Figura 2.27 deve ser corrigida, limitando a razão cíclica a um valor máximo denominado D_{1max} . A Figura 3.11 ilustra a trajetória otimizada descrita matematicamente por (2.68) de acordo com o acréscimo da potência transferida e considerando a particularidade do conversor DAB NPC.

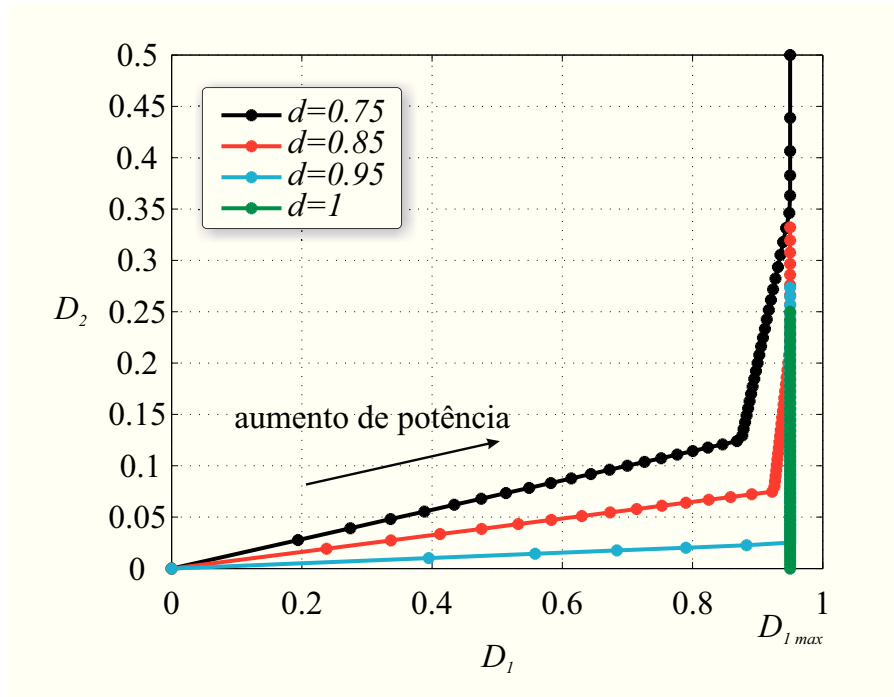


Figura 3.11. Trajetória do par D_1 e D_2 para a estratégia de otimização da corrente de pico aplicada ao conversor DAB NPC monofásico.

No caso especial em que $d=1$, quando o conjunto de expressões de otimização (2.68) resume a modulação DPS à modulação SPS, ou seja, D_1 deve ser igual à unidade, a trajetória exibida na Figura 3.11 é limitada a D_{1max} , implicando que a transferência de potência no conversor DAB NPC sempre será caracterizada por (3.13). O valor de D_{1max} é determinado pelas propriedades dos semicondutores de potência utilizados, sendo função dos tempos de subida e descida da comutação dos mesmos e da frequência de chaveamento empregada.

A Figura 3.12 expõe a potência média transmitida em pu em função do *phase-shift* entre portas (D_2) para $d=1$ e alguns valores de D_{1max} . Nota-se que as curvas da Figura 3.12 nada mais são que recortes dos planos correspondentes aos valores destacados de D_1 na superfície da Figura 2.25 e que para os extremos de D_2 , delimitados pelas linhas tracejadas em destaque, a potência transferida segue a função estabelecida pelos Casos 2 e 3 da modulação DPS.

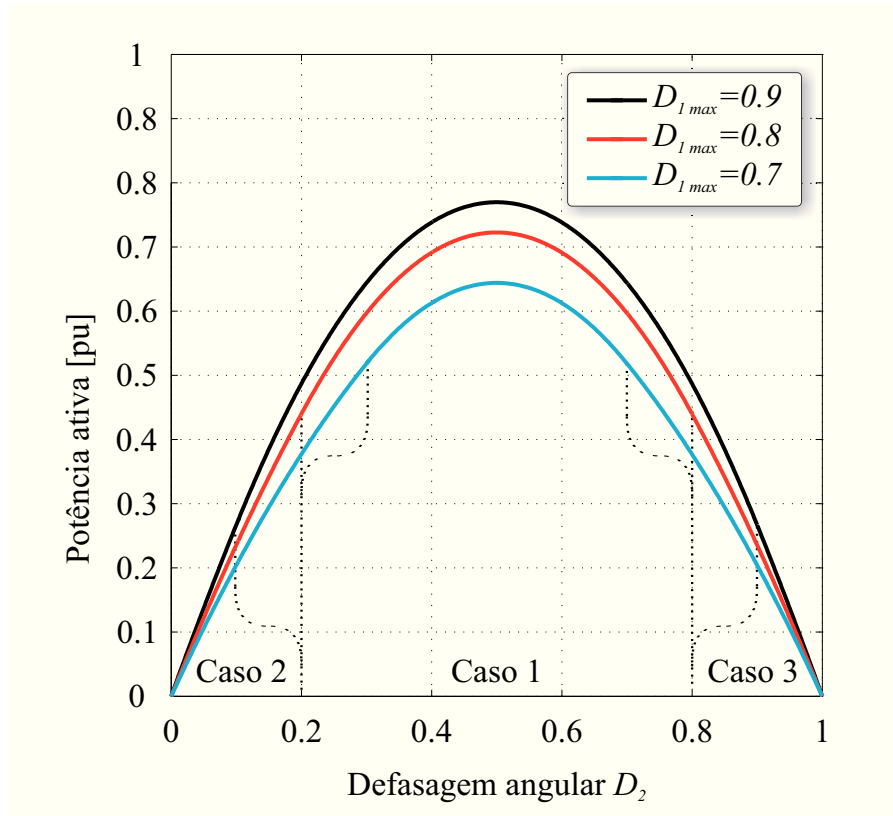


Figura 3.12. Potência ativa transferida em pu em função da defasagem angular D_2 e para $d=1$.

3.4.2 Indutância de transferência de energia

A expressão que determina a indutância necessária para se transmitir a potência desejada à carga é calculada isolando o parâmetro L em (3.12) de acordo com (3.17).

$$L = \frac{aV_1V_2}{16f_sP} \cdot (-1 + 2D_1 - D_1^2 + 2D_2 - 2D_2^2) \quad (3.17)$$

Sabendo que o valor estipulado para o indutor está diretamente atrelado à escolha do par D_1 e D_2 de operação com carga nominal e levando em consideração as consequências da escolha de projeto descritas no capítulo 2, adota-se novamente 45° como ângulo nominal de trabalho. Substituindo, portanto, $D_1=1$ e $D_2=0,25$ em (3.17) e utilizando a relação $\omega=2\pi f_s$, chega-se na expressão (3.18).

$$L = \frac{aV_1V_2}{\omega P} \cdot \frac{3\pi}{64} \quad (3.18)$$

Apesar da impossibilidade do conversor DAB NPC em trabalhar com razão cíclica unitária, o indutor L dimensionado para tanto garante o fornecimento de potência com um acréscimo de ângulo ao valor de D_2 nominal conforme for a limitação imposta pelos tempos de comutação representados por D_{1max} .

Em comparação com a expressão (2.32) deduzida para o conversor DAB convencional operando nominalmente com $\varphi = \pi/4$, nota-se que o indutor para a variação NPC da topologia DAB é quatro vezes menor, o que, apesar de construtivamente ser vantajoso, acarreta em valores instantâneos de i_L maiores, uma vez que a corrente de pico no indutor é inversamente proporcional à indutância L .

Portanto, em termos de eficiência pode-se afirmar que apesar do conversor DAB NPC utilizar semicondutores com menor tensão de bloqueio, e por consequência menores perdas por condução e comutação, ele também apresenta maior corrente eficaz no *link* magnético que o conversor DAB convencional operando com as mesmas especificações.

Devido às topologias multiportas serem melhores adaptadas a trabalhar com tensões e não correntes elevadas, existe validade quanto ao uso de variações multiníveis do conversor DAB, conforme já abordado no capítulo 1. Porém, considerando a análise qualitativa a respeito dos esforços de tensão e corrente exposta, a escolha entre topologias deve sempre ocorrer considerando a aplicação ao qual o conversor é proposto.

3.4.3 Esforços de corrente nos semicondutores

A fim determinar os valores médios e eficazes de corrente nos elementos semicondutores a Figura 3.13 exibe a divisão das correntes na porta 1 do conversor DAB NPC monofásico.

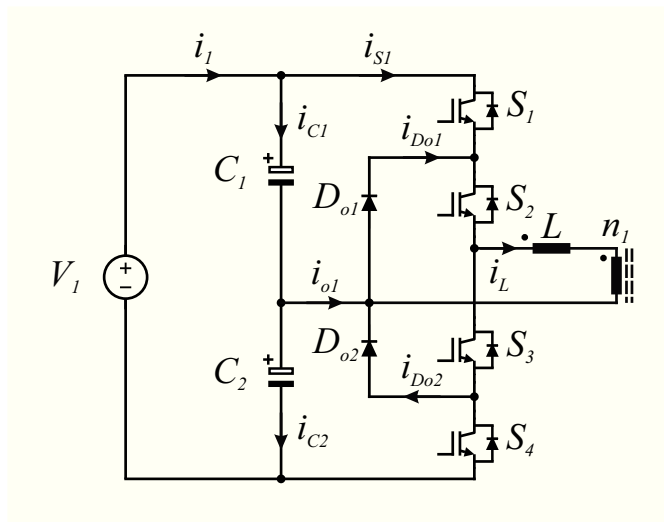


Figura 3.13. Divisão das correntes no braço NPC da porta 1.

Estando as curvas das correntes i_{S1} e i_L descritas na Figura 3.9, pode-se escrever através da análise nodal do circuito a corrente no interruptor S_2 , a corrente no ponto médio entre capacitores e a corrente da porta 1 conforme (3.19), (3.20) e (3.21), respectivamente.

$$i_{S2} = i_{S1} + i_{Do1} \quad (3.19)$$

$$i_{o1} = -i_L + i_{Do1} - i_{Do2} \quad (3.20)$$

$$i_1 = i_{S1} + i_{C1} \quad (3.21)$$

Segundo a modulação do braço NPC apresentada na Figura 3.3, no intervalo $0 < \theta < D_1\pi$ a tensão aplicada ao enrolamento primário é positiva, não havendo condução por parte dos diodos de grampeamento que atuam somente quando o braço NPC possui tensão de saída nula, resultando que a corrente i_{o1} seja igual a i_L com exceção aos intervalos em que os diodos conduzem. Dessa forma é possível traçar as curvas das correntes de interesse conforme ilustra a Figura 3.14.

A corrente eficaz na porta 1, que quantifica a circulação de reativos no sistema, é calculada de maneira semelhante ao exposto em (2.63), conforme mostra (3.22).

O procedimento para se avaliar os esforços em cada um dos interruptores e dos diodos é o mesmo, sendo possível conhecer o intervalo de condução de cada semiconductor a partir dos dados presentes na Tabela 3.1 e seus valores instantâneos de corrente são iguais aos equacionados para o indutor L , já que, conforme demonstra a Figura 3.14, o formato da corrente em cada dispositivo é uma fração da corrente i_L .

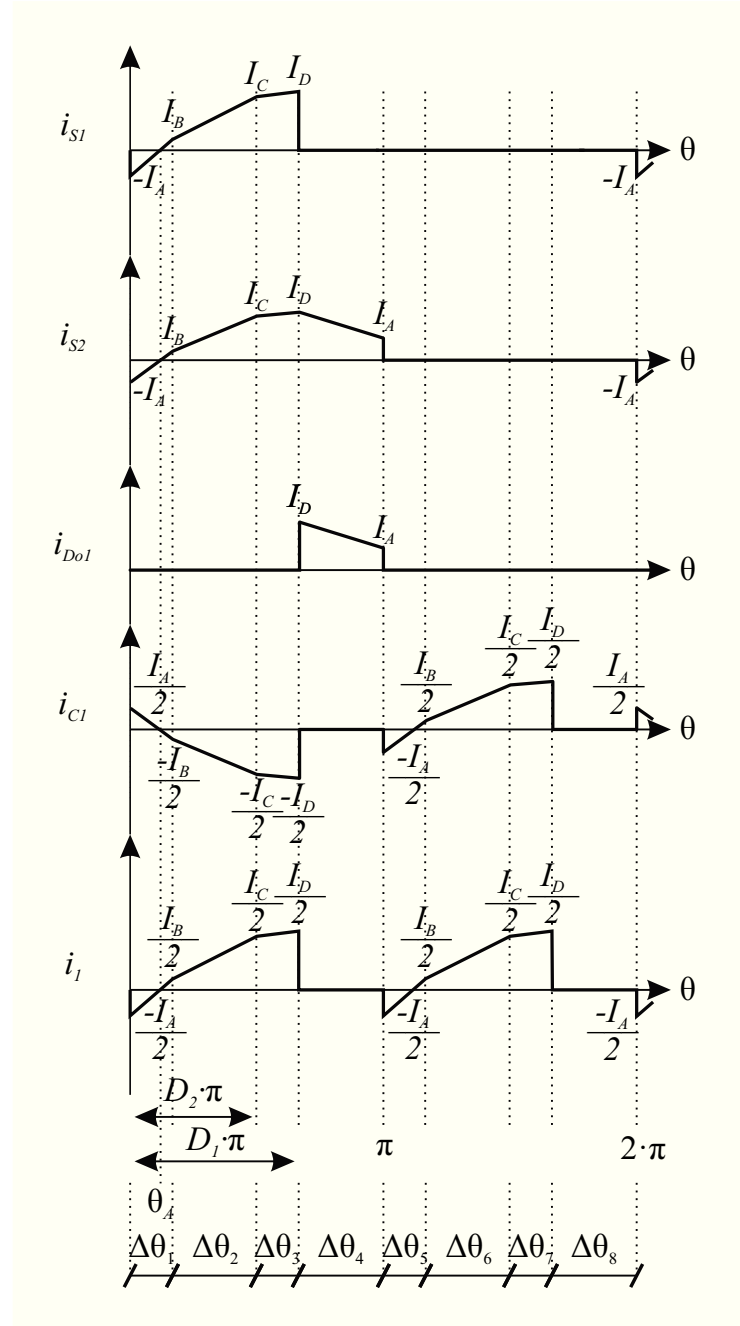


Figura 3.14. Correntes nos semicondutores S_1 , S_2 e D_{01} , no capacitor C_1 e na porta 1.

$$I_{1ef} = \frac{1}{\pi} \cdot \sqrt{\left[\int_0^{\Delta\theta_1} \left[\frac{V_1 + V_2}{2\omega L} \cdot \theta - \frac{I_A}{2} \right]^2 d\theta + \int_{\Delta\theta_1}^{D_2\pi} \left[\frac{V_1}{2\omega L} \cdot (\theta - \Delta\theta_1) + \frac{I_B}{2} \right]^2 d\theta + \int_{D_2\pi}^{D_1\pi} \left[\frac{V_1 - V_2}{2\omega L} \cdot (\theta - D_2\pi) + \frac{I_C}{2} \right]^2 d\theta \right]}$$

(3.22)

Tomando como exemplo o cálculo dos esforços de corrente no semicondutor S_1 , dividindo suas perdas entre seu diodo em antiparalelo D_{S1} e o corpo do interruptor, as expressões (3.23) e (3.24) exibem a corrente média e eficaz, respectivamente, em D_{S1} .

$$I_{DS1} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\theta_A} \left(\frac{V_1 + V_2'}{2\omega L} \cdot \theta - I_A \right) d\theta \quad (3.23)$$

$$I_{DS1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\theta_A} \left(\frac{V_1 + V_2'}{2\omega L} \cdot \theta - I_A \right)^2 d\theta} \quad (3.24)$$

Para determinação da corrente no corpo do interruptor S_1 aplica-se novamente a definição de valor médio e eficaz dentro de um período de operação, segundo expõe (3.25) e (3.26).

$$I_{S1} = \frac{1}{2\pi} \cdot \left\{ \int_{\theta_A}^{\Delta\theta_1} \left(\frac{V_1 + V_2'}{2\omega L} \cdot \theta - I_A \right) d\theta + \int_{\Delta\theta_1}^{D_2\pi} \left[\frac{V_1}{2\omega L} \cdot (\theta - \Delta\theta_1) + I_B \right] d\theta + \int_{D_2\pi}^{D_1\pi} \left[\frac{V_1 - V_2'}{2\omega L} \cdot (\theta - D_2\pi) + I_C \right] d\theta \right\} \quad (3.25)$$

$$I_{S1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left\{ \int_{\theta_A}^{\Delta\theta_1} \left[\frac{V_1 + V_2'}{2\omega L} \cdot \theta - I_A \right]^2 d\theta + \int_{\Delta\theta_1}^{D_2\pi} \left[\frac{V_1}{2\omega L} \cdot (\theta - \Delta\theta_1) + I_B \right]^2 d\theta + \int_{D_2\pi}^{D_1\pi} \left[\frac{V_1 - V_2'}{2\omega L} \cdot (\theta - D_2\pi) + I_C \right]^2 d\theta \right\}} \quad (3.26)$$

A metodologia apresentada nesta seção pode ser repetida para os demais semicondutores do conversor DAB NPC e é fundamental para o dimensionamento dos dispositivos a partir do conhecimento das perdas por condução nos mesmos.

Um fato relevante presente na Tabela 3.1 é que nos semicondutores controlados do braço NPC conectado à porta 2, devido ao sentido do fluxo de potência adotado, os diodos em antiparalelo aos interruptores assumem a condução de corrente por maiores intervalos de tempo, enquanto nos semicondutores da porta 1 a corrente flui primordialmente pelo corpo dos IGBTs. Essa característica afeta a distribuição das perdas no conversor e deve ser considerada na determinação dos esforços de corrente.

3.4.4 Esforços de tensão nos semicondutores

A divisão igualitária de tensão entre os semicondutores de potência é uma das vantagens supracitadas da topologia NPC. Observando o comportamento dinâmico da tensão de bloqueio durante a comutação dos interruptores, nota-se que nenhum dos IGBTs ou diodos de grampeamento está submetido a tensões mais elevadas que a metade da tensão de barramento.

Com intuito de comprovar os esforços de tensão nos semicondutores e levando em consideração o tempo morto que deve ser necessariamente empregado no comando dos interruptores que recebem pulso complementar, investiga-se a transição da sétima para a oitava etapa de operação, ou seja, do intervalo $\Delta\theta_7$ para $\Delta\theta_8$, conforme ilustra a Figura 3.15

No estudo de caso abordado os interruptores e diodos bloqueados serão modelados por impedâncias denominadas Z_{Sx} e Z_{Dox} , respectivamente, o intervalo de tempo morto é denotado $\Delta\theta_{DB}$ e a tensão sobre os capacitores de barramento é considerada fixa e com valor igual a $V_1/2=E$. Apesar do modelo mais preciso de impedância de bloqueio de semicondutores considerar as capacitâncias intrínsecas dos mesmos, nesta análise os interruptores serão modelados como resistências de igual valor.

No instante anterior ao bloqueio do interruptor S_4 a tensão de saída do braço NPC é igual a $-E$ e, por análise do circuito da Figura 3.15 (b), a tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 é igual a E . A partir do bloqueio de S_4 , ilustrado pela Figura 3.15 (c), a tensão no enrolamento primário se anula, fazendo com que a corrente no indutor i_L entre em um estado de roda-livre circulando pelo diodo D_{o2} .

Nesta etapa, a distribuição de tensão sobre as impedâncias de bloqueio dos semicondutores é dependente do divisor resistivo representado pelo circuito equivalente dos interruptores do grupo positivo do braço NPC. Como as impedâncias, a princípio, são consideradas iguais, a tensão nos terminais de S_2 e D_{o1} é igual a $E/3$ enquanto nos terminais de S_1 é igual a $2E/3$.

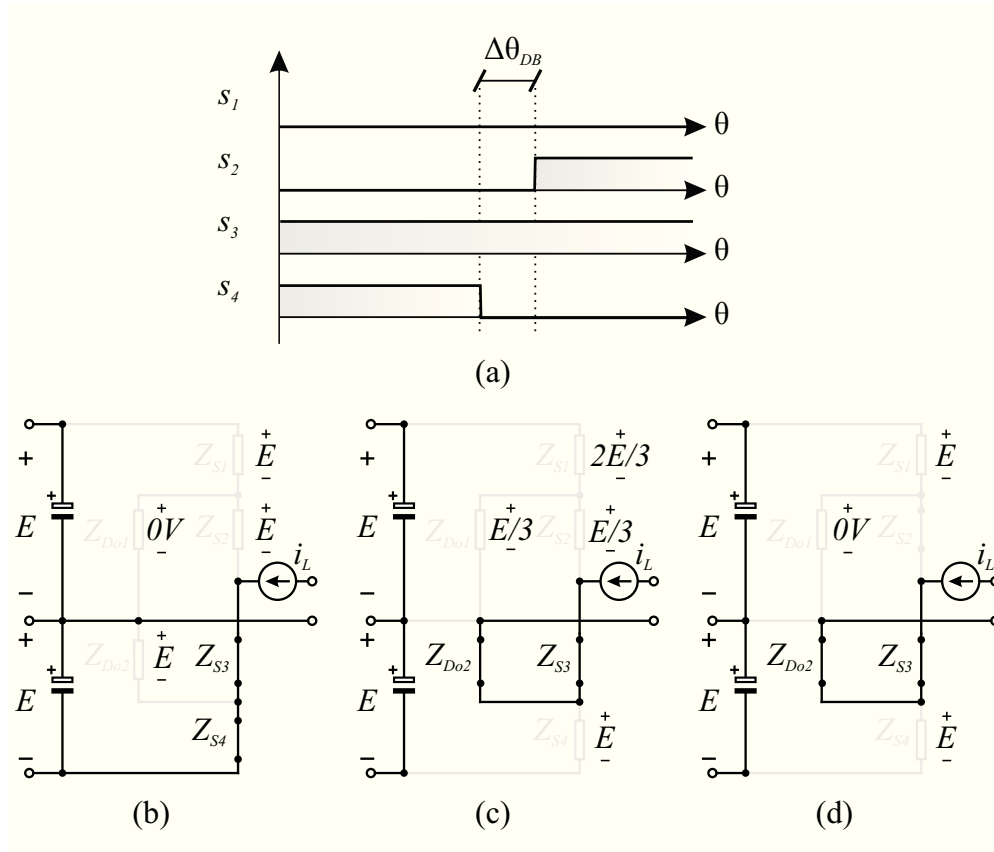


Figura 3.15. Efeito do tempo morto sobre as tensões de bloqueio dos semicondutores.

Finalizando o estudo, após o intervalo de tempo morto o interruptor S_2 entra em condução anulando a tensão sobre o mesmo e impondo a tensão E em S_1 , conforme mostra a Figura 3.15 (d). A tensão no enrolamento primário e a corrente i_L não se alteram, terminando a comutação para a próxima etapa de operação.

Portanto, pode-se concluir que mesmo considerando o efeito do tempo morto todos os dispositivos do braço NPC estão submetidos no máximo à metade da tensão total do barramento de entrada, não havendo problemas de divisão dinâmica de tensão e ocorrendo espontaneamente a equalização estática das tensões sem a necessidade do uso de componentes adicionais para tanto.

Ressalta-se ainda que o fenômeno descrito ocorre para todos os grupos de semicondutores do conversor, tanto no primário como no secundário, variando apenas qual a etapa de operação da ocorrência em função do sentido da corrente no indutor de transferência de energia.

3.4.5 Condições para comutação suave

Por ser concebido como uma variação da topologia DAB, o conversor DAB NPC monofásico compartilha o princípio de funcionamento desta estrutura, bem como o mecanismo que possibilita comutação não dissipativa nos semicondutores.

De maneira bastante similar a modulação DPS descrita no capítulo 2, haverá condições para a comutação suave nos interruptores de potência se a corrente no instante da entrada em condução dos mesmos for negativa, implicando na circulação de corrente em um primeiro momento pelos diodos em antiparalelo aos IGBTs e posteriormente pelo corpo dos interruptores, quando a tensão de bloqueio já tiver se anulado.

Pelos mesmos motivos do apresentado para a modulação DPS, a presente análise será limitada inicialmente ao caso em que $d < 1$, a mesma condição da estratégia de otimização utilizada.

Assim, analisando os valores instantâneos de corrente nos semicondutores, que em pu coincidem com os da modulação DPS, tem-se que para o Caso 1 da modulação as condições para obtenção de comutação do tipo ZVS são dadas por (3.27), onde I_{AI} e I_{CI} correspondem a corrente inicial em cada interruptor destacado.

$$\begin{aligned} S_1, S_2, S_3, S_4 &\rightarrow -I_{AI} \leq 0 \\ S_5, S_6, S_7, S_8 &\rightarrow -I_{CI} \leq 0 \end{aligned} \quad (3.27)$$

Nota-se que, diferentemente da topologia em ponte completa empregada no DAB convencional, para o conversor DAB NPC todos os interruptores de mesma porta apresentam mesmo valor inicial de corrente. Entretanto, devido à condução obrigatória dos diodos do braço NPC, pois D_1 deve ser menor que 1, os interruptores internos das duas portas S_2, S_3 e S_6, S_7 sempre podem operar com comutação suave

Por exemplo, utilizando o estudo dos esforços de tensão realizado na seção anterior, percebe-se que S_2 recebe o pulso de comando no início da oitava etapa de operação, porém a corrente ainda flui pelo diodo de grampeamento e por S_3 até este último ser bloqueado e o interruptor S_1 entrar em condução, caracterizando a comutação de S_2 como do tipo ZVS. Esse mesmo raciocínio, também demonstrado pela comparação entre a estratégia de modulação exposta na Figura 3.4 com os dados da Tabela 3.1, pode ser aplicado aos demais interruptores internos, fazendo com que possam operar com comutação não dissipativa independente de seus valores iniciais de corrente.

Devido às informações contidas no Apêndice A, igualmente como ocorre para a modulação DPS a inequação exibida em (3.27) é sempre válida para os interruptores S_1 e S_4 , enquanto para o par S_5 e S_8 as condições para comutação suave ocorrem quando a relação (3.28) é atendida.

$$D_2 \geq D_1 \frac{(1-d)}{2} \quad (3.28)$$

Para o Caso 2 da modulação DPS aplicada ao conversor DAB NPC as condições necessárias para os semicondutores apresentarem comutações não dissipativa é resumida em (3.29). Os interruptores internos novamente apresentam comportamento diferenciado em relação ao seu instante de entrada em condução, ocorrendo para os interruptores do primário a mesma situação do Caso 1, mas para os interruptores do secundário, pelo fato de existir uma etapa de operação em que a tensão aplicada aos terminais do indutor L é nula, ou seja, $I_{DI} = I_{AI}$, a condução do par S_6 e S_7 ocorre por um intervalo maior de tempo implicando que o valor inicial de corrente seja sempre positivo para uma tensão de bloqueio não nula.

$$\begin{aligned} S_1, S_2, S_3, S_4 &\rightarrow -I_{AI} \leq 0 \\ S_5, S_6, S_7, S_8 &\rightarrow -I_{BI} \leq 0 \end{aligned} \quad (3.29)$$

Utilizando as informações do Apêndice A, a relação exposta em (3.29) é sempre válida para o par S_1 e S_4 , enquanto para o par S_5 e S_8 , conhecendo a relação entre os valores instantâneos de corrente nos dois casos da modulação dada por (3.30), a comutação do tipo ZVS é possível quando (3.28) é respeitada.

$$I_{CI} = I_{BI} \quad (3.30)$$

Estando definido o comportamento das condições para comutação suave de todos os interruptores e para os dois casos de interesse da modulação DPS pode-se construir a representação em 4 bits da Figura 3.16 onde o primeiro bit corresponde ao par de interruptores S_1 e S_4 , o segundo bit ao par S_2 e S_3 , o terceiro bit ao par S_5 e S_8 e o quarto bit ao par S_6 e S_7 .

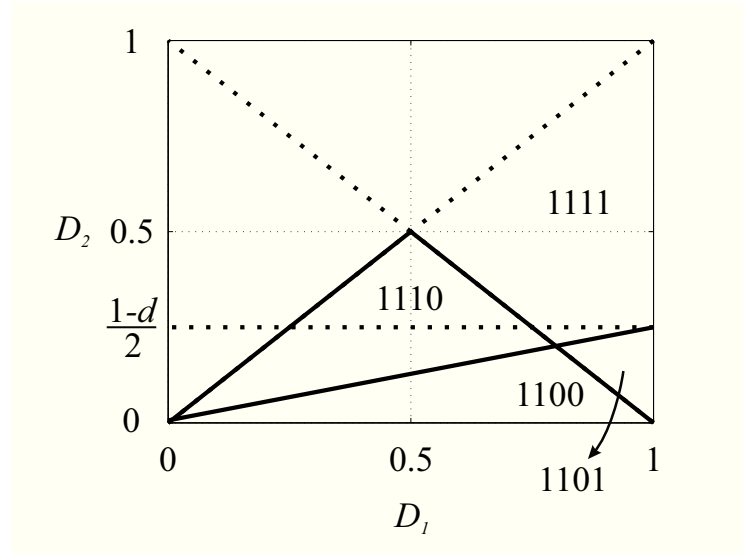


Figura 3.16. Condições para obtenção de comutação suave para $d < 1$.

Observando a Figura 3.16 percebe-se que, para o conversor DAB NPC monofásico operando com $d < 1$, a partir da escolha adequada dos parâmetros da modulação é possível obter comutações não dissipativas em um número elevado de semicondutores. A sobreposição da trajetória da Figura 3.11 corrobora com este fato e valida a estratégia de otimização apresentada no capítulo 2 também para a variação NPC do conversor DAB.

Na situação não descrita nesta seção em que $d=1$ tem-se um comportamento similar ao deduzido para a modulação SPS. Mesmo com a impossibilidade da topologia DAB NPC em trabalhar com $D_1=1$, observa-se para todos os interruptores condições para a comutação suave.

No Caso 1 da modulação os interruptores internos possuem o mesmo comportamento já citado, os interruptores S_1 e S_4 também sempre obedecem a condições exposta em (3.27) e para os interruptores S_5 e S_8 nota-se que a inequação (3.28), agora com d igual à unidade, sempre é válida.

No Caso 2 da modulação dessa vez tanto para os interruptores internos do primário quanto para os do secundário existe a possibilidade de comutações do tipo ZVS. Apesar de novamente a tensão se anular sobre os terminais de L , devido à relação de transformação empregada a corrente também se anula, não ocasionando em valores iniciais de corrente positivos para S_6 e S_7 . Os semicondutores S_1 , S_4 e S_5 e S_8 mais uma vez sempre satisfazem as condições de (3.29) e, portanto, confirmam-se as afirmações iniciais a respeito da situação em que $d=1$.

3.4.6 Ondulação da tensão de saída

A fim de se observar o comportamento da ondulação das tensões nas portas do conversor, repete-se a análise realizada no capítulo 2 para a topologia DAB convencional, segundo mostra o circuito equivalente da Figura 3.17.

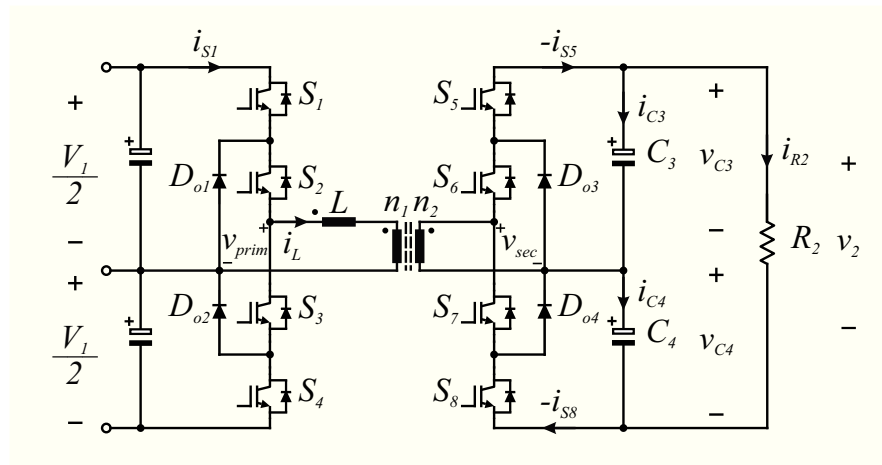


Figura 3.17. Conversor DAB NPC com carga resistiva conectada à porta 2.

Com uma carga resistiva conectada na saída e adotando o fluxo de potência com sentido da porta 1 para a porta 2, tem-se a relação entre correntes destacadas na Figura 3.17 dada por (3.31), onde $-i_{S5}$ é conhecido pela dedução feita na Figura 3.9 e a corrente na carga R_2 é igual a corrente média de saída, já que o valor médio da corrente em qualquer capacitor operando em regime permanente é sempre nulo.

$$\begin{aligned} -i_{S5} &= i_{C3} + i_{R2} \\ -i_{S8} &= i_{C4} + i_{R2} \end{aligned} \quad (3.31)$$

A corrente no interruptor S_8 , e por consequência em C_4 , devido à modulação empregada apresenta comportamento idêntico ao de seu interruptor complementar S_5 , apenas com uma defasagem de meio período de comutação. Portanto, pode-se esboçar as formas de onda de corrente e tensão nos capacitores da porta 2 bem como a tensão resultante de saída na carga, conforme ilustra a Figura 3.18.

A partir da consideração a respeito da corrente média de saída, os valores instantâneos de corrente em evidência na Figura 3.18 são determinados por (3.32), onde I_2 é definido igualando as potências de entrada e saída do conversor conforme realizado em (3.11) resultando em (3.33).

$$I_{A,B,C,D}'' = I_{A,B,C,D}' - I_2 = a \cdot I_{A,B,C,D} - I_2 \quad (3.32)$$

$$I_2 = \frac{aV_1}{16f_s L} \cdot (-1 + 2D_1 - D_1^2 + 2D_2 - 2D_2^2) \quad (3.33)$$

Observando a Figura 3.18 nota-se que as correntes e tensões nos capacitores do barramento de saída apresentam periodicidade igual a da frequência de comutação do conversor, enquanto a tensão aplicada à carga, devido ao intercalamento entre v_{C3} e v_{C4} representado por (3.34), oscila com o dobro da frequência de comutação, mantendo, dessa forma, a característica de baixa ondulação de saída para pequenos valores de capacitância equivalente da mesma forma que ocorre para o conversor DAB convencional.

$$v_{C3} + v_{C4} = v_2 \quad (3.34)$$

Sendo o capacitor equivalente visto pela carga dado por (3.35), pode-se estabelecer conforme deduzido no capítulo 2 a equação de projeto (3.36) que determina através da energia nos pontos de interesse a capacitância necessária para uma ondulação estipulada. Caso fosse de interesse estudar o comportamento dos valores máximo e mínimos de v_2 em função dos parâmetros do circuito, pode-se aplicar a metodologia do cálculo da carga acumulada também apresentada no capítulo anterior. Porém, segundo afirmado na ocasião, o resultado desse procedimento não é de fácil interpretação e na prática é preterido em relação à análise aqui exposta.

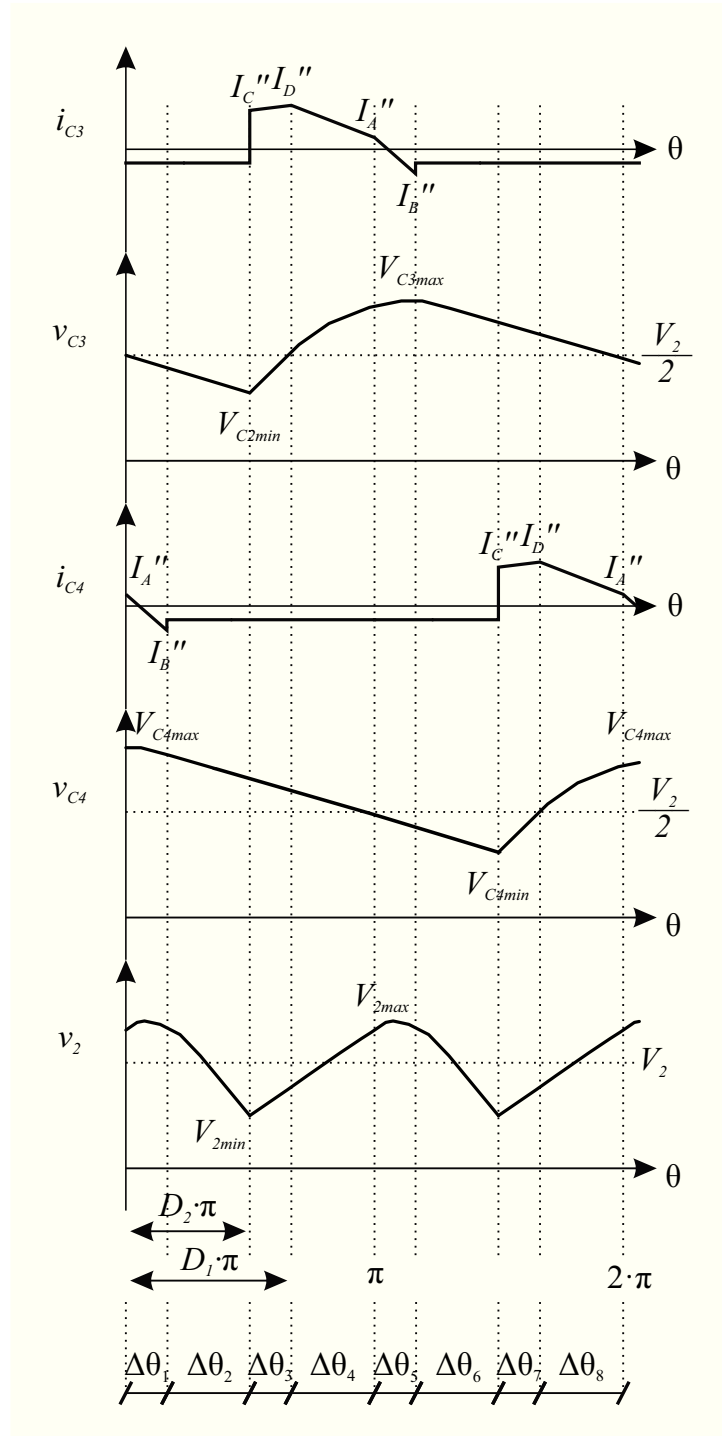


Figura 3.18. Ondulação da tensão de saída do conversor DAB NPC para carga resistiva na porta 2.

$$C_{2eq} = \frac{C_3}{2} = \frac{C_4}{2} \quad (3.35)$$

$$C_{2eq} = \frac{P}{(V_{2max}^2 - V_{2min}^2) f_s} \quad (3.36)$$

3.5 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA

O modelo de pequenos sinais do conversor DAB NPC monofásico é obtido através dos mesmos procedimentos descritos no Capítulo 2 para o conversor DAB convencional. Primeiramente destaca-se a equação que expõe o comportamento da grandeza a ser analisada, em seguida aplica-se uma perturbação nesta grandeza, para, por fim, utilizar a transformada de Laplace na expressão com funções variáveis no tempo.

Assim, retomando a expressão da corrente na porta 2 a partir da potência transferida nominal dada por (3.12), tem-se em (3.37) i_2 em função dos parâmetros da modulação.

$$i_2(t) = \frac{aV_1}{16f_s L} \cdot \left(1 - 2D_1(t) - D_1(t)^2 + 2D_2 - 2D_2(t)^2\right) \quad (3.37)$$

Linearizando (3.37) através do método clássico presente em [64], aplicam-se as perturbações (3.38) e mantendo somente os termos de primeira ordem da expressão resultante chega-se a (3.39). Desta vez, diferentemente da dedução realizada no capítulo passado, considerou-se que o conversor DAB NPC monofásico possui o ganho de tensão d unitário, ou seja, a razão cíclica D_1 será tida como constante.

$$\begin{cases} D_1(t) = \Delta_1 \\ D_2(t) = \tilde{d}_2(t) + \Delta_2 \\ i_2(t) = \tilde{i}_2(t) + I_2 \end{cases} \quad (3.38)$$

$$\tilde{i}_2(t) = \frac{aV_1}{8f_s L} \cdot \tilde{d}_2(t) \cdot (1 - 2\Delta_2) \quad (3.39)$$

A corrente de saída em função da defasagem angular entre portas pode ser sumarizada por uma fonte controlada que substitui o sistema comutado original, de acordo com o exposto na Figura 3.19. Sendo o objetivo desta linearização obter o modelo médio do conversor, e uma vez que o valor cc da corrente i_{o2} no ponto de conexão dos capacitores é nulo, o circuito da Figura 3.19 (a) pode ser substituído pelo circuito equivalente da Figura 3.19 (b), onde o capacitor equivalente C_{2eq} é determinado através de (3.35).

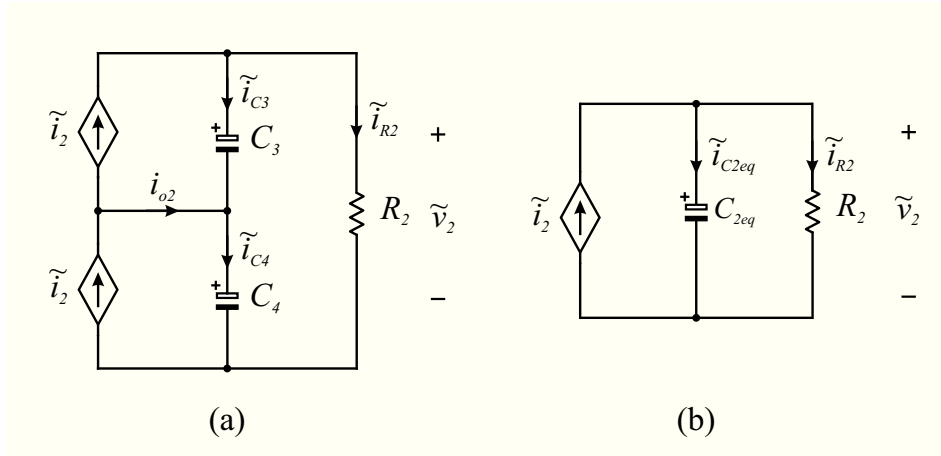


Figura 3.19. Modelo médio da saída do conversor DAB NPC: (a) circuito equivalente e (b) circuito simplificado.

Transformando (3.39) para o domínio da frequência complexa via transformada de Laplace obtém-se a planta expressa em (3.40) que relaciona a corrente média na porta 2 e o *phase-shift* entre portas.

$$G_{id_2}(s) = \frac{\tilde{i}_2(s)}{\tilde{d}_2(s)} = \frac{aV_1}{8f_s L} \cdot (1 - 2\Delta_2) \quad (3.40)$$

Através de análise direta do circuito equivalente da Figura 3.19 (b) e empregando a relação volt/ampere dos componentes, chega-se em (3.41) no equacionando das correntes na porta 2. Novamente utilizando a transformada de Laplace em (3.41), obtém-se em (3.42) a planta da tensão média de saída em função da corrente da corrente i_2 .

$$\tilde{i}_2(t) = C_{2eq} \cdot \frac{d\tilde{v}_2(t)}{dt} + \frac{\tilde{v}_2(t)}{R_2} \quad (3.41)$$

$$G_{vi}(s) = \frac{\tilde{v}_2(s)}{\tilde{i}_2(s)} = \frac{R_2}{sC_{2eq}R_2 + 1} \quad (3.42)$$

Tendo em vista que o objetivo da modelagem matemática apresentada até então, juntamente com o do controle a ser desenvolvido a seguir, destina-se à regulação da tensão na porta 2, entendida aqui como os pontos de conexão da carga, multiplica-se (3.40) por (3.42) resultando em (3.43) na função de transferência entre v_2 e a variável de controle d_2 .

$$G_{vd2}(s) = \frac{\tilde{v}_2(s)}{\tilde{d}_2(s)} = \frac{aV_1}{8f_s L} \cdot (1 - 2\Delta_2) \cdot \frac{R_2}{sC_{2eq}R_2 + 1} \quad (3.43)$$

A fim de validar a função deduzida em (3.43) e adotando os mesmos procedimentos do Capítulo 2 para o conversor DAB convencional, realizou-se uma simulação comparativa entre modelo médio obtido e o circuito comutado em alta frequência. A Tabela 3.2 exibe os parâmetros utilizados em simulação, sendo esses os mesmo empregados no dimensionado e projeto do conversor DAB NPC monofásico construído para esta dissertação e descrito em maiores detalhes no Capítulo 4.

A Figura 3.20 ilustra o resultado dessa simulação, onde V_2 é a tensão na porta 2 do circuito chaveado e V_{planta} é a tensão de saída do modelo médio. Aplicando uma perturbação equivalente ao acréscimo de 1° de defasagem angular em d_2 , observa-se a sobreposição das curvas, com eliminação somente da ondulação em alta frequência, concluindo-se, portanto, pela equivalência entre o comportamento do sistema comutado e o comportamento do modelo médio estabelecido.

Tabela 3.2. Parâmetros de simulação para validação do modelo médio obtido.

| Parâmetro | Símbolo | Valor |
|----------------------------|---------------|--------------|
| Tensão na porta 1 | V_1 | 800 V |
| Tensão na porta 2 | V_2 | 600 V |
| Relação de transformação | a | 4/3 |
| Frequência de comutação | f_s | 50 kHz |
| Indutor de transmissão | L | 0,3 mH |
| Capacitores na porta 2 | C_3 e C_4 | 20 μ F |
| Resistor na porta 2 | R_2 | 360 Ω |
| Razão cíclica nominal | Δ_1 | 0,9 |
| <i>Phase-shift</i> nominal | Δ_2 | 0,26 |

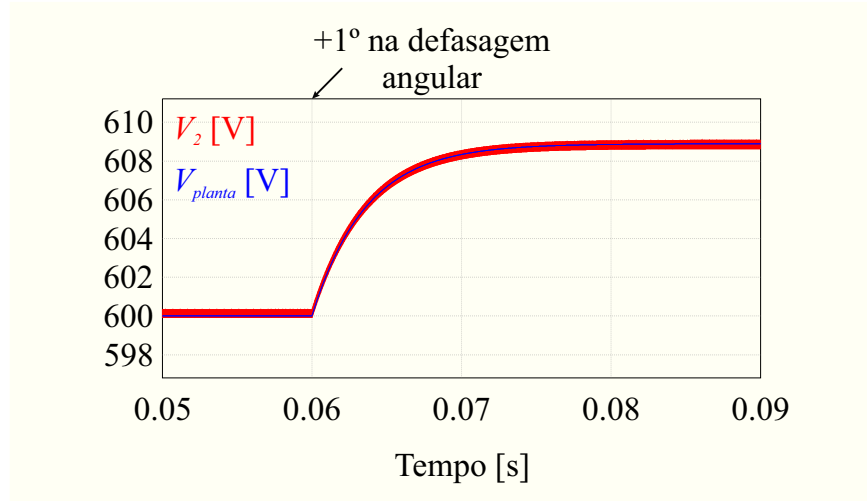


Figura 3.20. Resultado de simulação para validação do modelo médio da planta de tensão do conversor DAB NPC.

Estando o modelo médio da planta de tensão do sistema deduzido e validado numericamente, pode-se representar o sistema a ser controlado através do diagrama de blocos presente na Figura 3.21. Como a planta de tensão $G_{vd2}(s)$ caracteriza um sistema de primeira ordem, um simples controlador proporcional-integral (PI) garante erro nulo em relação à uma referência tipo degrau, além de um grau de liberdade para ajuste, em torno do ponto de linearização, do sobressinal e tempo de resposta de v_2 .

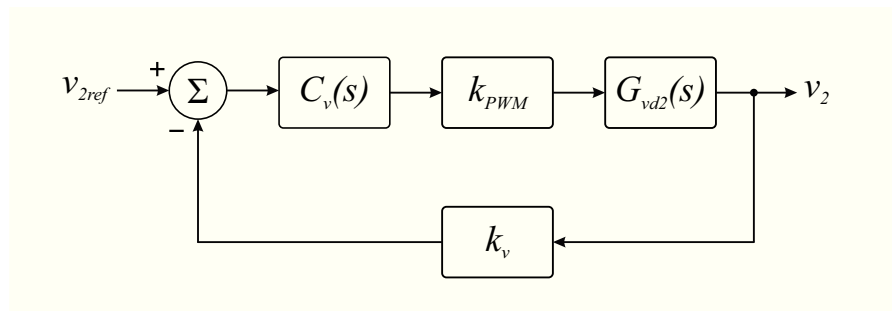


Figura 3.21. Diagrama de blocos para controle da tensão na porta 2.

O projeto do controlador de tensão $C_v(s)$, cuja função de transferência é dada por (3.44), pode ser realizado através do método de resposta em frequência, onde locando a margem de fase e a frequência de cruzamento, determina-se os valores de k_c e ω_z do controlador PI. A Tabela 3.3 exibe os requisitos de controle adotados, além do ganho do modulador PWM e do sensor de tensão utilizados em simulação, enquanto no Apêndice B deste documento encontra-se a dedução, a partir da condição de pertinência de módulo e do conceito de margem de fase, dos cálculos dos parâmetros do controlador.

$$C_v(s) = \frac{k_c (s + \omega_z)}{s} \quad (3.44)$$

Tabela 3.3. Requisitos do controle de tensão.

| Parâmetro | Símbolo | Valor |
|--|-----------|--------|
| Frequência de cruzamento do sistema compensado | f_c | 500 Hz |
| Margem de fase do sistema compensado | M_ϕ | 80° |
| Ganho do modulador PWM | k_{PWM} | 2 |
| Ganho do sensor de tensão | k_v | 1 |

Para validação do comportamento dinâmico do controle da tensão de saída, a Figura 3.22 exibe o resultado de simulação do conversor DAB NPC monofásico frente a variações positivas e negativas de 50% da carga nominal. Os parâmetros de projeto do conversor são os mesmos já apresentados na Tabela 3.2.

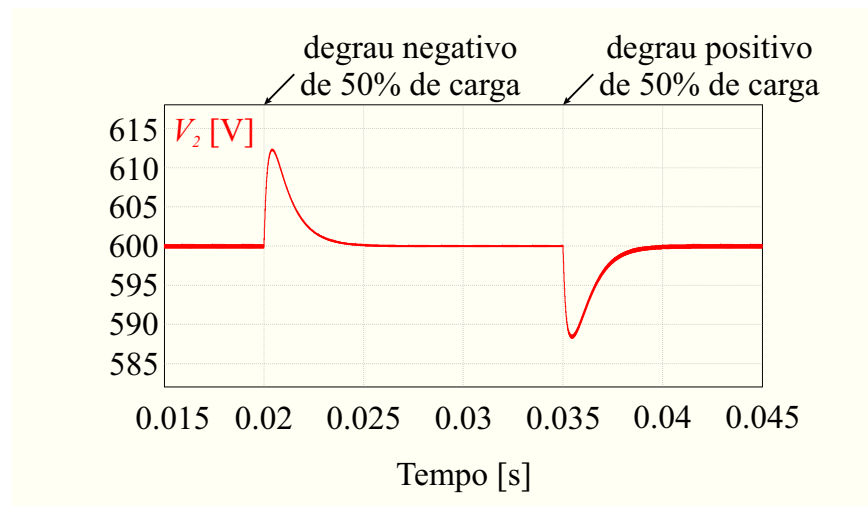


Figura 3.22. Resultado de simulação do controle da tensão de saída.

Ao analisar os resultados de simulação, verifica-se que o controlador utilizado garantiu a tensão v_2 em seu valor nominal e, por ter sido projetado para elevado valor de margem de fase, por consequência elevado amortecimento, apresentou baixo sobressinal. De toda a forma, conforme previamente destacado, por se tratar de um sistema de primeira ordem

resultados dinâmicos satisfatórios são alcançados sem necessidade de um grande esforço de controle.

3.6 CONCLUSÃO

O presente capítulo descreveu em detalhes a variação multinível do conversor DAB que emprega a topologia NPC em seu *link* magnético. Mantendo a conformidade com o conteúdo apresentado no Capítulo 2, destacou-se a semelhança entre as equações do conversor estudado com o conversor DAB tradicional, inclusive em relação às condições para a comutação suave dos interruptores e o equacionamento para obtenção dos modelos de pequenos sinais.

Por fim, através de resultados de simulação, demonstrou-se a simplicidade no controle das grandezas do sistema estudado, mantendo essa atrativa característica presente nas demais variações topológicas dessa família de conversores.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo destina-se a expor os resultados experimentais obtidos com intuito de validar o equacionamento proposto para o conversor DAB NPC monofásico, bem como observar comportamentos não modelados do sistema.

Serão apresentados resultados do conversor operando em regime permanente, com carga nominal e em malha aberta, sendo o valor da tensão na carga ajustado via DSP para seu valor nominal. Apesar de se tratar de um conversor bidirecional, experimentalmente optou-se por empregar na porta 1 uma fonte de tensão de 800 V e na porta 2 uma carga resistiva variável. A Figura 4.1 exibe o esquemático do circuito de potência do protótipo desenvolvido e testado.

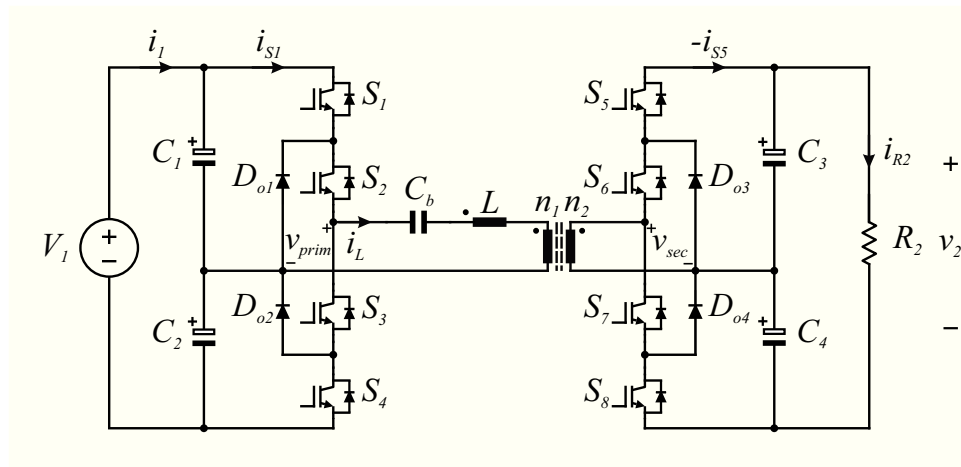


Figura 4.1. Esquemáticos de testes.

Conforme se observa na imagem a cima, verifica-se que foi adicionado ao *link* magnético do transformador de alta frequência um capacitor de bloqueio denominado C_b , que tem por finalidade manter a corrente média em seu ramo sempre nula, evitando uma possível saturação do transformador. Com intuito de não alterar o comportamento do conversor em regime permanente, e por consequência não alterar suas principais formas de onda, a frequência de ressonância do tanque LC conectado em série ao primário do transformador f_{res} , expressa por (4.1), deve ser desacoplada da frequência de comutação do circuito f_s . Dessa

forma, locando f_{res} de maneira que uma frequência relativa f_r seja maior do que a unidade, conforme expõe (4.2), chega-se em (4.3) na expressão do capacitor de bloqueio.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_b}} \quad (4.1)$$

$$f_r = \frac{f_s}{f_{res}} \gg 1 \quad (4.2)$$

$$C_b = \left(\frac{f_r}{f_s}\right)^2 \frac{1}{4\pi^2 L} \quad (4.3)$$

O fato de, ao acrescentar o capacitor C_b também ser incluído seu resistor série, acarretando em uma queda de tensão sobre o conjunto dos elementos, além de demais efeitos adversos relacionados a sua presença no circuito de potência serão discutidos mais adiante neste capítulo.

Tabela 4.1. Parâmetros do conversor DAB NPC.

| Parâmetro | Símbolo | Valor |
|------------------------------|-------------------------|--------------|
| Tensão na porta 1 | V_1 | 800 V |
| Tensão na porta 2 | V_2 | 600 V |
| Potência transferida | P | 1 kW |
| Relação de transformação | a | 4/3 |
| Frequência de comutação | f_s | 50 kHz |
| Indutor de transmissão | L | 0,3 mH |
| Capacitores nas portas 1 e 2 | C_1, C_2, C_3 e C_4 | 20 μ F |
| Capacitor de bloqueio | C_b | 20 μ F |
| Resistor na porta 2 | R_2 | 360 Ω |
| Razão cíclica nominal | Δ_1 | 0,9 |
| <i>Phase-shift</i> nominal | Δ_2 | 0,26 |

A Tabela 4.1 apresenta as especificações de projeto adotadas para a construção do protótipo do conversor DAB NPC monofásico estudado. Optando-se por uma relação de transformação a igual a 4/3, mantém-se o ganho de tensão d unitário, o que, conforme

amplamente debatido nos Capítulos 2 e 3, é teoricamente vantajoso em termos de eficiência para esta topologia.

A determinação do indutor de transferência de energia, bem como dos capacitores nas portas do conversor, do capacitor de bloqueio, da carga resistiva nominal e dos parâmetros nominais de modulação está descrita em detalhes no Apêndice B deste documento. Tanto o transformador de alta frequência, quanto o indutor L , necessários para a topologia estudada, foram construídos pelo próprio autor, estando seus projetos descritos no Apêndice C e no Apêndice D, respectivamente. A Figura 4.2 apresenta uma foto da placa de potência do protótipo construído e Tabela 4.2 lista os demais componentes empregados em sua construção.

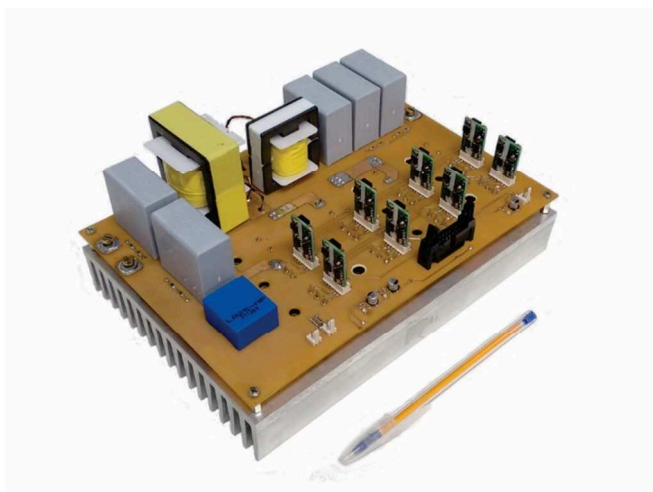


Figura 4.2. Foto da placa de potência do conversor DAB NPC.

Para comando dos interruptores construiu-se a placa de controle exposta na Figura 4.3, que utiliza um kit experimental Texas Instruments com o DSP TMS320F28377S, responsável por gerar os pulsos PWM e monitorar tensões e correntes do sistema. Os esquemáticos das placas de potência e controle encontram-se no Apêndice E desta dissertação.

Tabela 4.2. Lista de componentes de potência do conversor.

| Componente | Parâmetro | Fabricante | Modelo |
|-------------|--------------------------|---------------|----------------|
| Capacitores | $C = 20 \mu\text{F}$ | Vishay | MKP184860704P4 |
| IGBTs | $V_{CE} = 600 \text{ V}$ | International | IRGP50B60PD |
| | $I_C = 33 \text{ A}$ | Rectifier | |
| Diodos | $V_R = 600 \text{ V}$ | International | 30EPH06 |
| | $I_F = 30 \text{ A}$ | Rectifier | |



Figura 4.3. Foto da placa de controle.

Para as medições apresentadas a seguir, a aquisição dos sinais foi realizada através do osciloscópio LeCroy WaveRunner 610Zi.

4.2 CARGA NOMINAL

Com o objetivo de observar as principais formas de onda do conversor em questão, ajustou-se a resistência conectada a porta 2 a seu valor nominal, conforme esquemático da Figura 4.1 e valores da Tabela 4.1, resultando no processamento de 1 kW. Dessa forma, a Figura 4.4 exibe a tensão (imposta pela fonte de alimentação) e a corrente na porta 1, mais a tensão e a corrente na porta 2. Já a Figura 4.5 ilustra novamente as tensões V_1 e V_2 , mas dessa vez acompanhadas da tensão no interruptor S_2 e da corrente no indutor L .

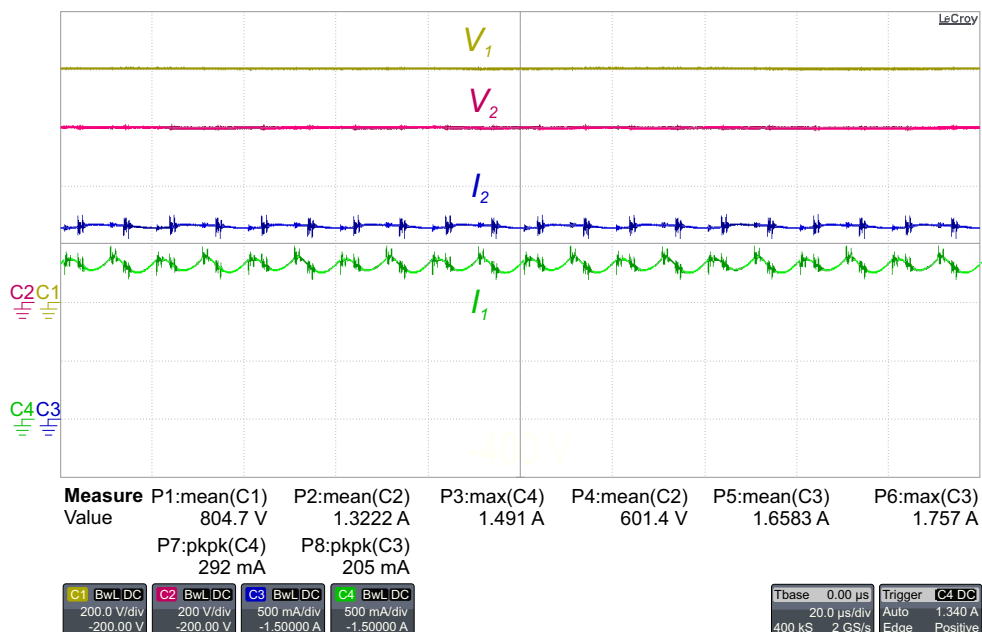


Figura 4.4. Formas de onda da tensão na porta 1 (ch1: 200 V/div), da tensão na porta 2 (ch2: 200 V/div), da corrente na porta 2 (ch3: 500 mA/div) e da corrente na porta 1 (ch4: 500 mA/div) (tempo: 20 μ s/div).

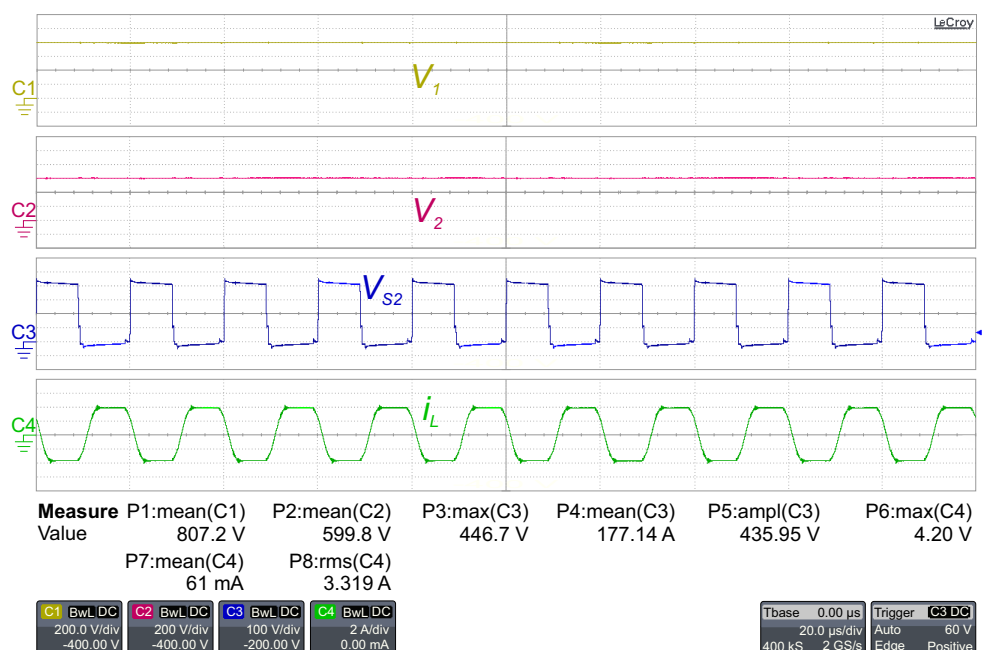


Figura 4.5. Formas de onda da tensão na porta 1 (ch1: 200 V/div), da tensão na porta 2 (ch2: 200 V/div), da tensão sobre o interruptor S_2 (ch3: 100 V/div) e da corrente no indutor L (ch4: 2 A/div) (tempo: 20 μ s/div).

Ambas as imagens, juntamente com as medições destacadas na parte inferior das figuras, demonstram a conformidade do projeto com as formas de onda teóricas previamente deduzidas. A tensão na carga manteve-se contínua e com ondulação imperceptível, fato garantido pelos valores adotados para as capacitâncias de filtragem. O esforço de tensão sobre

S_2 se manteve limitado à metade da tensão do barramento, apresentando apenas um pequeno pico durante sua dinâmica de bloqueio.

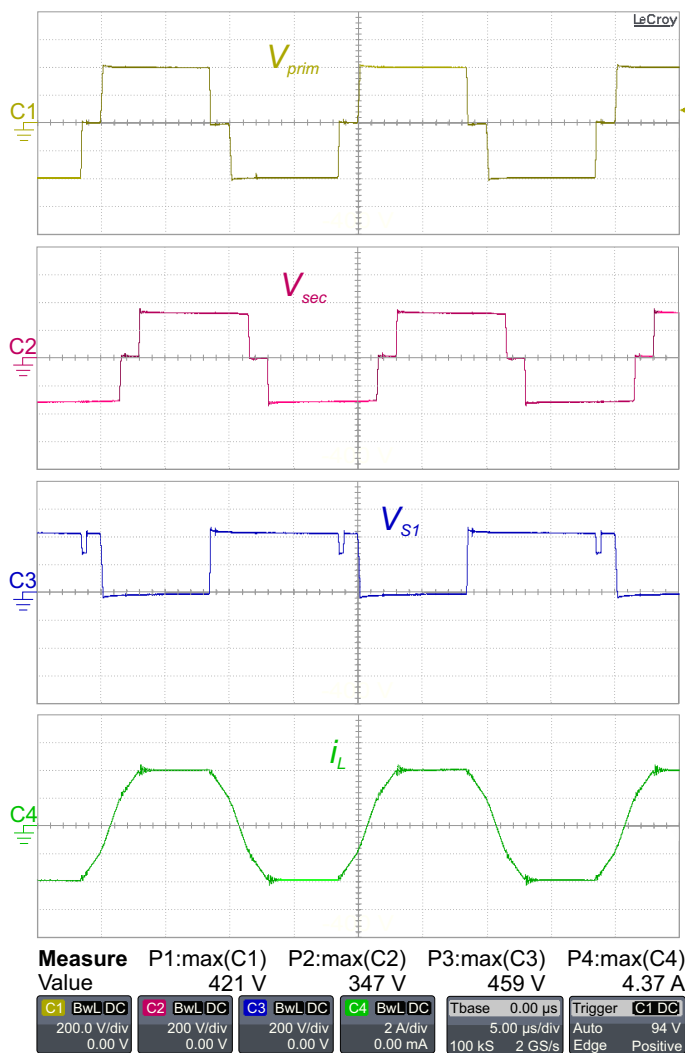


Figura 4.6. Formas de onda da tensão no enrolamento primário do transformador (ch1: 200 V/div), da tensão no enrolamento secundário do transformador (ch2: 200 V/div), da tensão sobre o interruptor S_1 (ch3: 200 V/div) e da corrente no indutor L (ch4: 2 A/div) (tempo: 5 μ s/div).

Para as correntes da Figura 4.4, nota-se uma ondulação na frequência de comutação, porém diferentes das descritas na Figura 3.14, pois as indutâncias dos cabos de alimentação que conectam a fonte ao conversor e o conversor à carga atuam como filtros que impedem a passagem por zero da corrente. Entretanto, os valores médios desses sinais corroboram com os valores nominais calculados no Apêndice B.

A Figura 4.6 expõem as tensões V_{prim} e V_{sec} , destacadas no esquemático da Figura 4.1, além da tensão sobre S_1 e da corrente i_L em detalhes. No caso das tensões dos enrolamentos e da corrente no indutor do *link* magnético nota-se que também atendem ao deduzido na Figura 3.9, apresentando inclinações correspondentes ao ganho de tensão d adotado. A tensão entre

coletor e emissor do interruptor S_1 novamente é grampeada em 400 V, ratificando a vantagem da topologia NPC no trato de tensões elevadas. O afundamento momentâneo de tensão presente no sinal do canal 3 é explicado pelo fenômeno descrito na seção 3.4.4 do capítulo passado e será debatido mais adiante neste documento.

Ainda sobre as formas de onda das tensões no transformador, ressalte-se que seu espectro é fundamental no entendimento da operação do conversor DAB NPC. A duração do valor zero destas tensões corresponde a razão cíclica nominal Δ_1 empregada, que, conforme debatido no Capítulo 3, deve obrigatoriamente ser menor que a unidade a fim de evitar sobretensão nos semicondutores de potência. O atraso de tempo entre o sinal do canal 1 e o sinal do canal 2 mensura a defasagem angular nominal Δ_2 utilizada, cuja função é garantir a transferência de potência entre portas.

Com o intuito de observar o balanço das tensões nos barramentos do conversor, mediu-se a diferença de potencial nos quatro capacitores de filtragem, conectando sondas de tensão aos barramentos independentes de cada porta. A Figura 4.7 exhibe essas quatro medições onde V_{IP} e V_{IN} são as tensões nos capacitores C_1 e C_2 ; e V_{2P} e V_{2N} são as tensões nos capacitores C_3 e C_4 , respectivamente

Comparando os valores de tensão de cada barramento, conclui-se que, mesmo não existindo um grampeamento específico, como um capacitor flutuante que garanta o equilíbrio exato das tensões, o braço NPC monofásico empregado naturalmente mantém o valor médio da tensão nos barramentos muito próximos. Contudo, analisando com maior afinco a porta 1, percebe-se a existência da influência do capacitor C_b adicionado ao link magnético.

Assim, a partir das formas de onda apresentada na Figura 4.8, que sobrepõem as tensões V_{IP} e V_{IN} além de exibir a tensão diretamente sobre o capacitor de bloqueio, nota-se que C_b é um fator de desequilíbrio, alterando, mesmo que em um valor percentualmente pequeno, as tensões do barramento de entrada, fato que não ocorre no barramento conectado à carga.

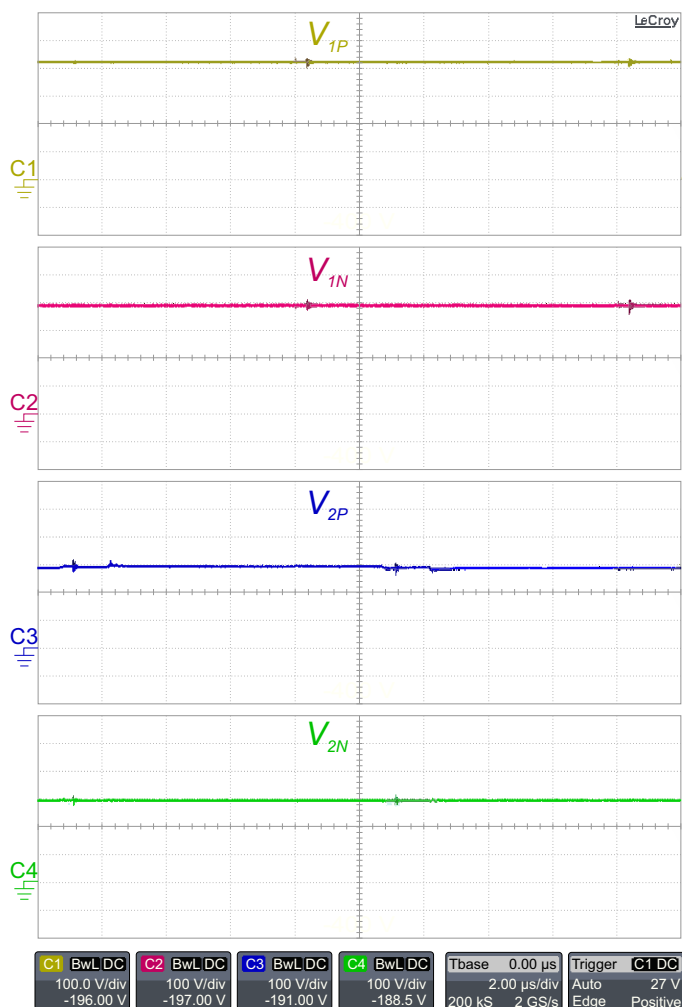


Figura 4.7. Formas de onda da tensão sobre o capacitor C_1 (ch1: 100 V/div), da tensão sobre o capacitor C_2 (ch2: 100 V/div), da tensão sobre o capacitor C_3 (ch3: 100 V/div) e da tensão sobre o capacitor C_4 (ch4: 100 V/div) (tempo: 2 μ s/div).

Como solução para esta anomalia propõe-se a retirada deste capacitor do circuito de potência do conversor, já que a precisão dos pulsos PWM gerados pelo DSP utilizado já é suficiente o bastante para evitar correntes cc no *link* magnético e a saturação do transformador de alta frequência.

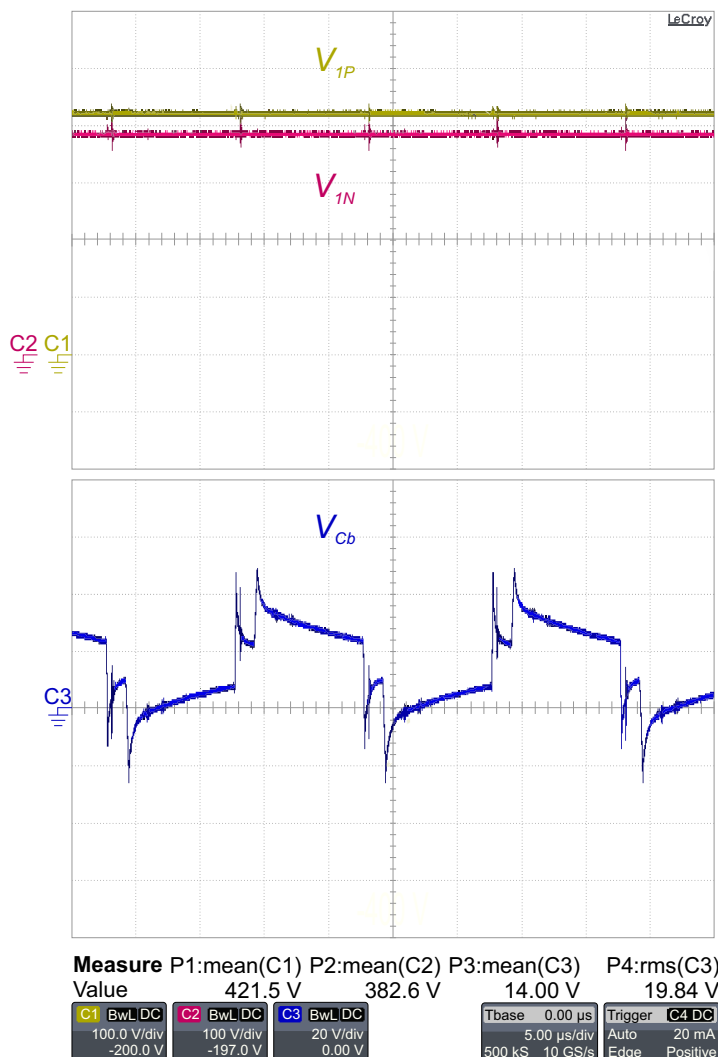


Figura 4.8. Formas de onda da tensão sobre o capacitor C_1 (ch1: 100 V/div), da tensão sobre o capacitor C_2 (ch2: 100 V/div) e da tensão sobre o capacitor de bloqueio C_b (ch3: 20 V/div) (tempo: 5 μ s/div).

4.3 ESFORÇOS DE TENSÃO

Como uma das principais vantagens de utilizar uma variação multinível é minimizar o esforço de tensão sobre os interruptores de potência, serão destacadas a seguir as tensões sobre os IGBTs e diodos dos braços do conversor.

A Figura 4.9 ilustra a tensão no enrolamento primário, a tensão sobre o interruptor S_1 , a tensão sobre o interruptor S_2 e a tensão sobre o diodo D_{o1} . Além de comprovar que todos os semicondutores estão submetidos a apenas metade da tensão total do barramento na porta 1, o conjunto de formas de onda a seguir ilustra o efeito do tempo morto empregado no comando das chaves controladas, já descrito em detalhes na seção 3.4.4 do Capítulo 3.

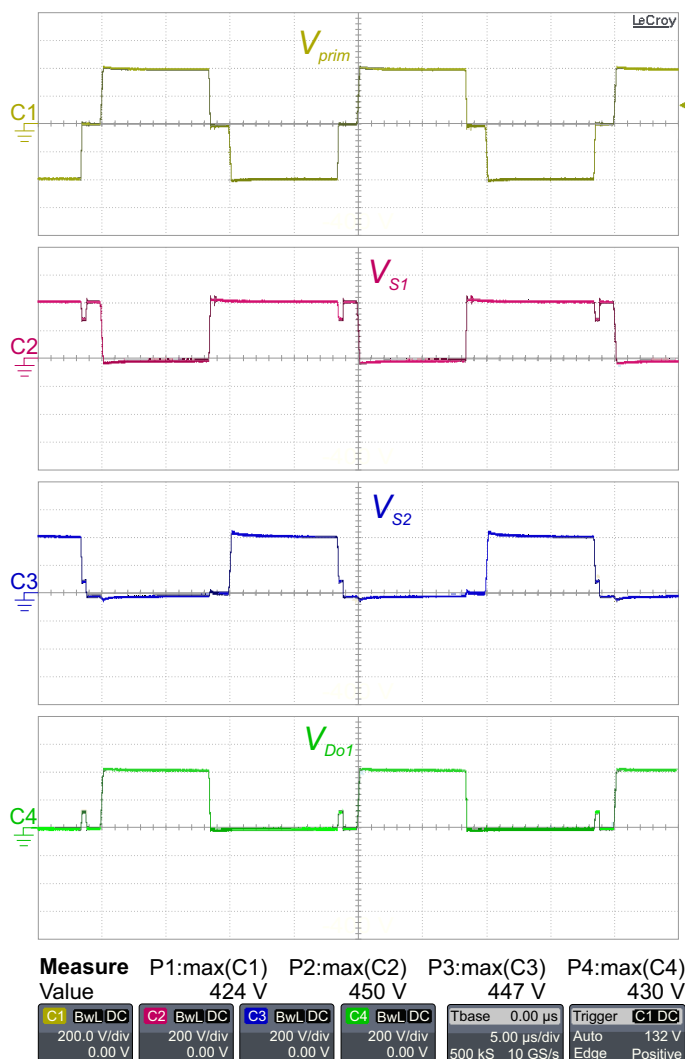


Figura 4.9. Formas de onda da tensão no enrolamento primário do transformador (ch1: 200 V/div), da tensão sobre o interruptor S_1 (ch2: 200 V/div), da tensão sobre o interruptor S_2 (ch3: 200 V/div) e da tensão sobre o diodo D_{o1} (ch4: 200 V/div) (tempo: 5 μ s/div).

Devido à frequência de comutação adotada e a tecnologia do IGBT utilizado, empregou-se um tempo morto entre o comando dos interruptores que recebem pulso complementar igual a 500 ns. Assim, pode-se observar na Figura 4.10, a qual exibe as mesmas formas de onda da Figura 4.9, porém com uma escala de tempo reduzida, que na entrada em condução do interruptor S_2 , a tensão sobre S_1 afunda a aproximadamente 2/3 da tensão original de bloqueio e a tensão sobre D_{o1} eleva-se para aproximadamente 1/3 de sua tensão nominal de bloqueio, enquanto a tensão em S_2 decai para 1/3 da metade da tensão do barramento para depois atingir o valor zero.

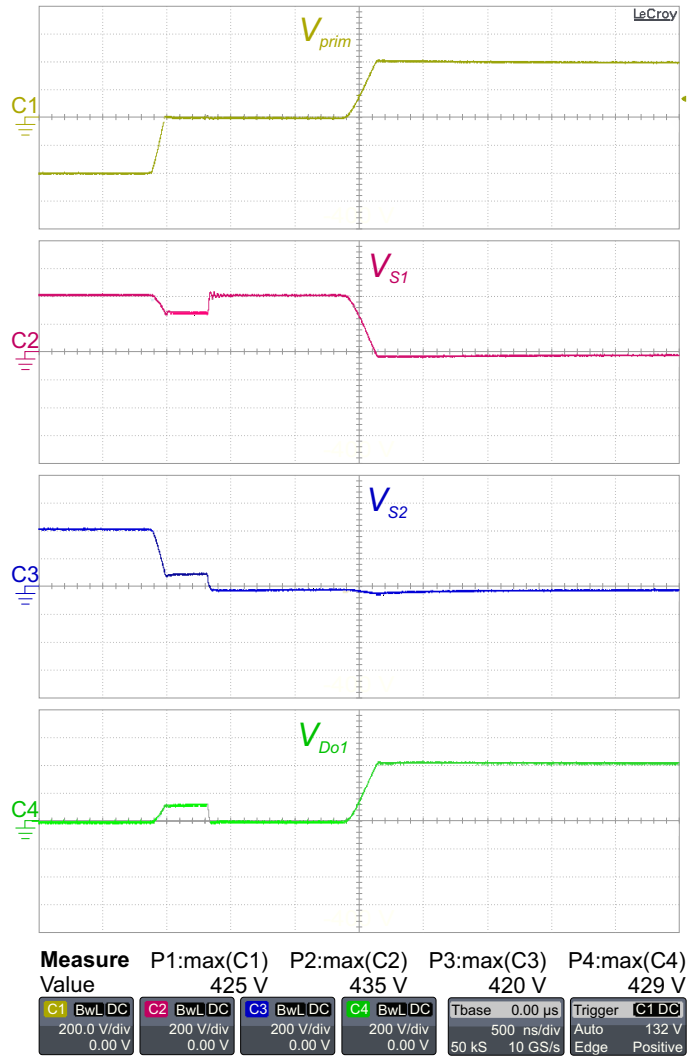


Figura 4.10. Detalhamento das formas de onda da tensão no enrolamento primário do transformador (ch1: 200 V/div), da tensão sobre o interruptor S_1 (ch2: 200 V/div), da tensão sobre o interruptor S_2 (ch3: 200 V/div) e da tensão sobre o diodo D_{o1} (ch4: 200 V/div) (tempo: 500 ns/div).

Conforme estudado no capítulo anterior, o efeito do tempo morto ocorre em todos os grupos de interruptores nos dois braços do conversor, podendo ser suprimido apenas caso fosse possível trabalhar com tempo morto nulo. Entretanto, por não se tratar de um efeito danoso que reduz a eficiência do sistema, não há necessidade aparente de mitiga-lo.

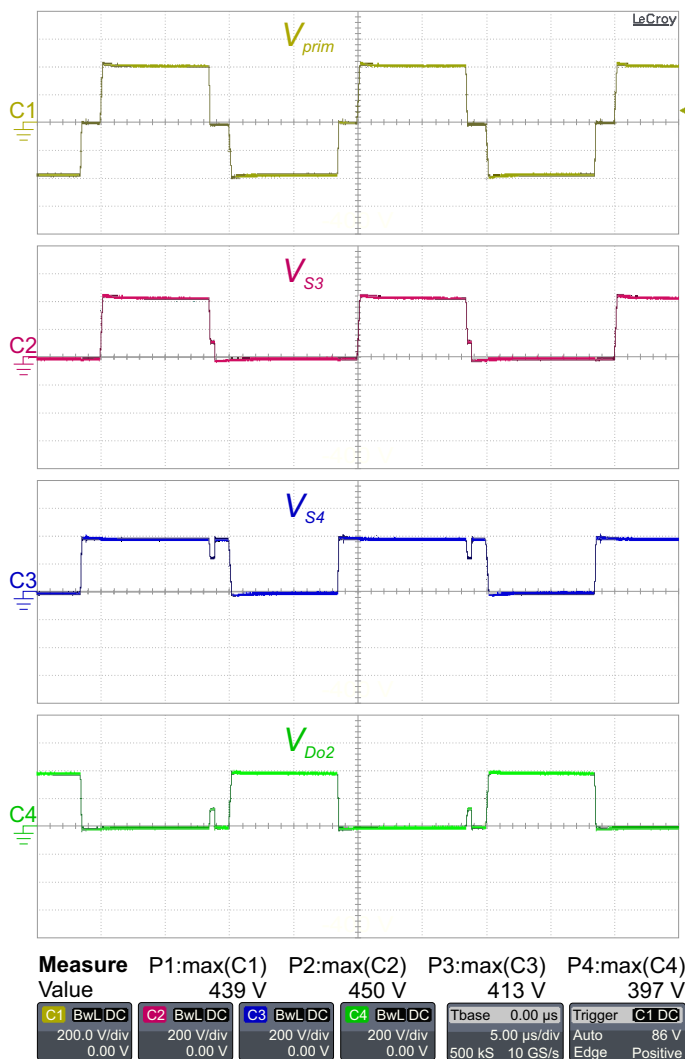


Figura 4.11. Formas de onda da tensão no enrolamento primário do transformador (ch1: 200 V/div), da tensão sobre o interruptor S_3 (ch2: 200 V/div), da tensão sobre o interruptor S_4 (ch3: 200 V/div) e da tensão sobre o diodo D_{o2} (ch4: 200 V/div) (tempo: 5 µs/div).

A Figura 4.11 ilustra as formas de onda das tensões no grupo de interruptores restante da porta 1, onde novamente observa-se que a tensão de bloqueio de ambos é limitada em 400 V e existe a ocorrência do efeito do tempo morto. Da mesma maneira na Figura 4.12 estão ilustradas as tensões sobre um grupo de semicondutores da porta 2, que apresentam tensão de bloqueio igual a 300 V e o mesmo efeito do tempo morto das chaves da porta 1.

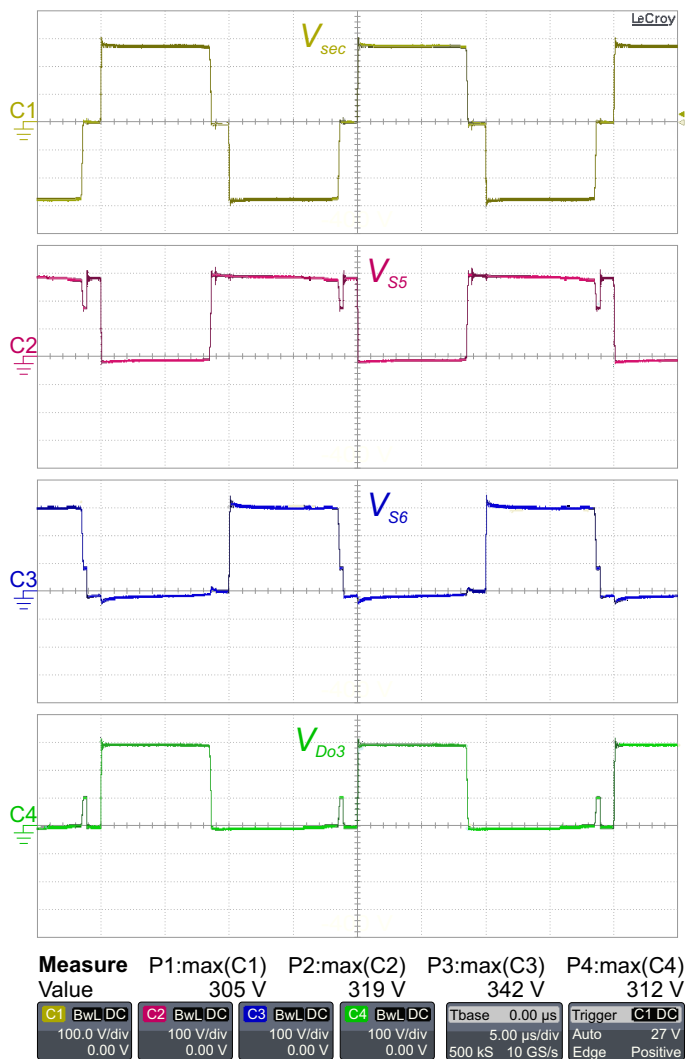


Figura 4.12. Formas de onda da tensão no enrolamento secundário do transformador (ch1: 100 V/div), da tensão sobre o interruptor S_5 (ch2: 100 V/div), da tensão sobre o interruptor S_6 (ch3: 100 V/div) e da tensão sobre o diodo D_{o3} (ch4: 100 V/div) (tempo: 5 μ s/div).

Já a Figura 4.13 exibe a tensão V_{sec} , a tensão sobre o interruptor S_7 , a tensão sobre o interruptor S_8 e a tensão sobre o diodo D_{o4} . Todas essas formas de onda acompanham os resultados previamente discutidos para os demais semicondutores do conversor.

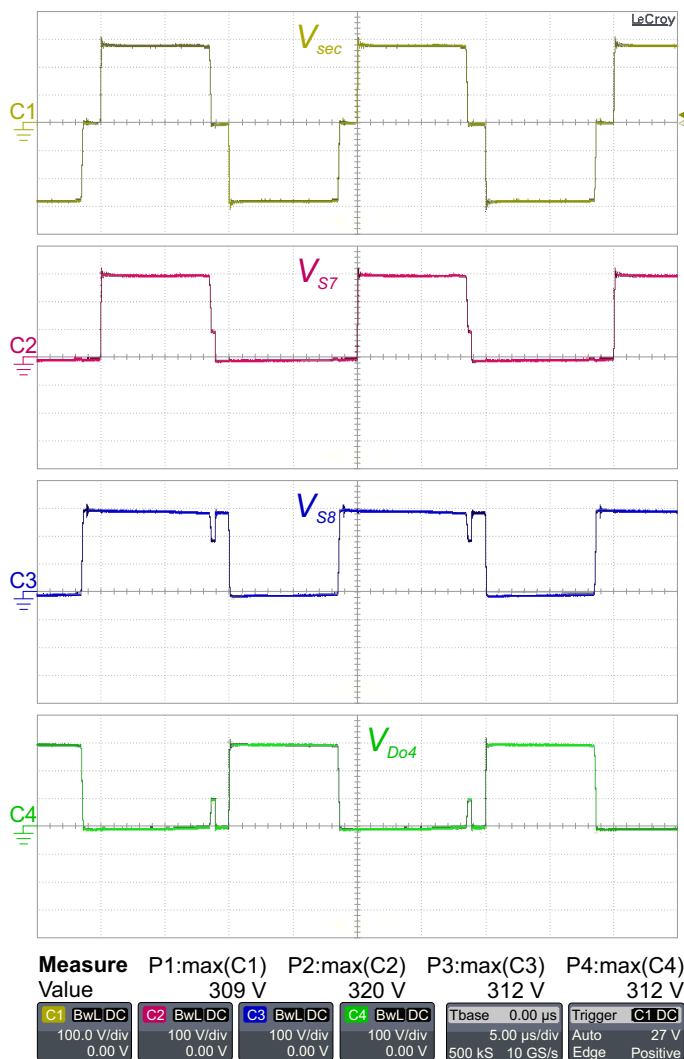


Figura 4.13. Formas de onda da tensão no enrolamento secundário do transformador (ch1: 100 V/div), da tensão sobre o interruptor S_7 (ch2: 100 V/div), da tensão sobre o interruptor S_8 (ch3: 100 V/div) e da tensão sobre o diodo D_{o4} (ch4: 100 V/div) (tempo: 5 μ s/div).

4.4 COMUTAÇÃO SUAVE

Sendo a comutação suave um atrativo importante da topologia DAB convencional, no Capítulo 3 foram abordadas as condições necessárias para que a estrutura DAB NPC também apresentasse comutações não dissipativa em seus interruptores. Devido à escolha da relação de transformação para o projeto do protótipo em questão resultar em um ganho de tensão $d=1$, espera-se que o conversor apresente comutação do tipo ZVS em todos os seus interruptores para a carga nominal.

Como o objetivo deste trabalho não é abordar os circuitos ressonantes que de fato modelam a entrada e saída em condução dos semicondutores para diversas faixas de carga, não será abordado nesta dissertação situações de comutação em carga leve.

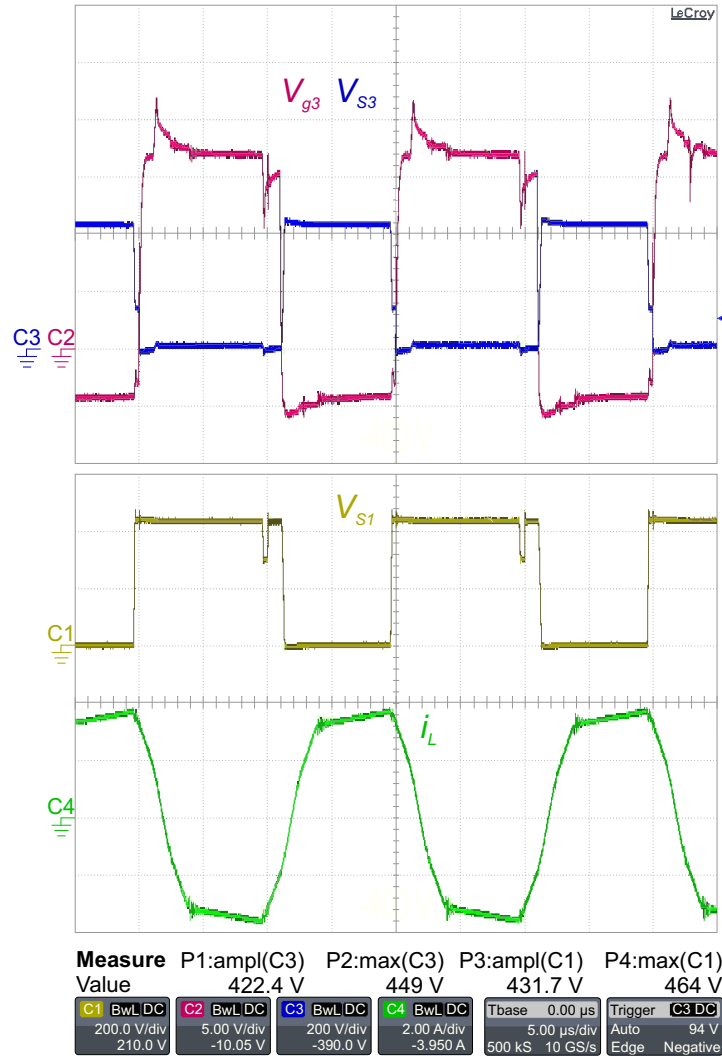


Figura 4.14. Formas de onda da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_1 (ch1: 200 V/div), da tensão de comando do interruptor S_3 (ch2: 5 V/div), da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_3 (ch3: 200 V/div) e da corrente no indutor L (ch4: 2 A/div) (tempo: 5 μ s/div).

Dessa forma, a Figura 4.14 e a Figura 4.15 expõem as formas de onda das tensões sobre os interruptores S_1 e S_3 , que recebem pulso de comando complementar, a tensão de comando do interruptor S_3 e a corrente sobre o indutor de transferência de energia, a qual é um espelho do sinal de corrente em cada interruptor considerando seu intervalo de condução.

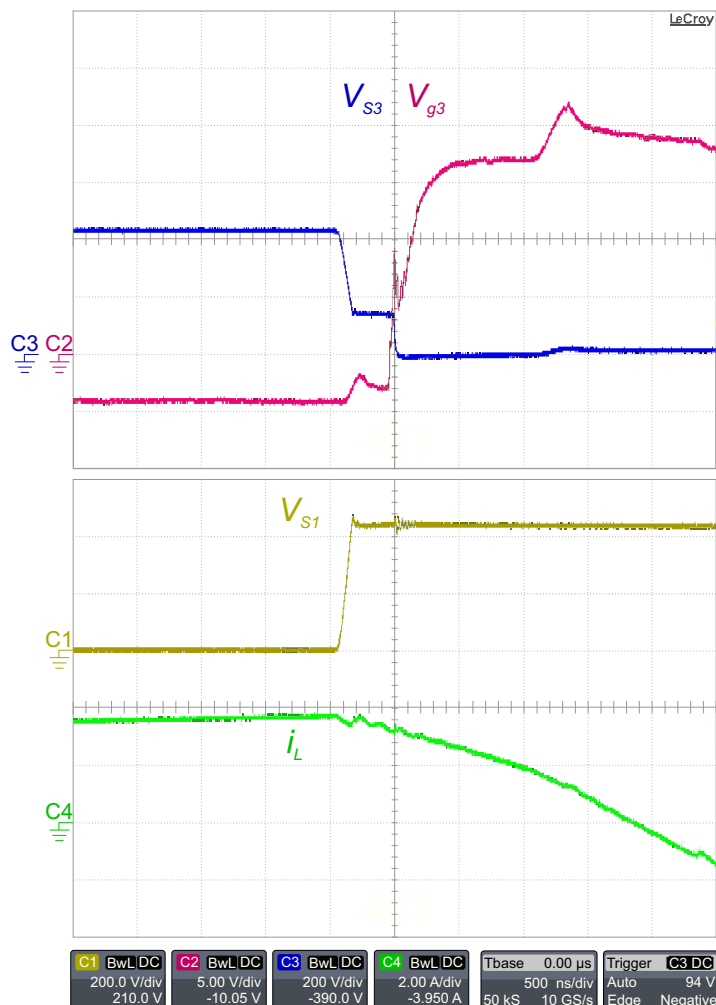


Figura 4.15. Detalhamento das formas de onda da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_1 (ch1: 200 V/div), da tensão de comando do interruptor S_3 (ch2: 5 V/div), da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_3 (ch3: 200 V/div) e da corrente no indutor L (ch4: 2 A/div) (tempo: 500 ns/div).

No instante em que o pulso de comando V_{g3} atinge o nível de tensão suficiente para comutar o interruptor S_3 , o mesmo semiconductor já apresenta tensão entre coletor e emissor nula, evidenciando a comutação como do tipo ZVS. O mecanismo de comutação do braço NPC já foi elucidado no capítulo passado, onde, em resumo, a condição necessária para comutação não dissipativa dos interruptores está relacionada com a polaridade de sua corrente na entrada em condução. Portanto, para a situação da Figura 4.14 e da Figura 4.15, além da nítida separação temporal entre o sinal de comando e tensão sobre o IGBT, observa-se que a corrente apenas circulará pelo corpo do semiconductor quando a polaridade da corrente se alterar, fato que ocorre após sua tensão coletor-emissor se anular.

Recordando o estudo presente na seção 3.4.5 do Capítulo 3, sabe-se que o comportamento da comutação do interruptor S_3 é repetido para os demais semicondutores

controlados internos do braço NPC, como é o caso de S_2 , que recebe pulso de comando igual a V_{g3} apenas defasado no tempo.

Por sua vez, a Figura 4.16 apresenta as formas de onda das tensões sobre os interruptores S_2 e S_4 , a tensão de gatilho do interruptor S_4 e a corrente no indutor L . Em uma análise mais minuciosa, nota-se que, por inicialmente a corrente no interruptor em questão ser negativa, a mesma circula pelo diodo em antiparalelo ao IGBT, iniciando o processo de carga do capacitor intrínseco de S_2 e de descarga do capacitor intrínseco de S_4 . Como a corrente apenas circulará pelo canal do IGBT quando seu sentido for invertido, é possível identificar que, no momento em que a tensão de gatilho V_{g4} está em nível lógico alto, a diferença de potencial sobre os terminais de S_4 é zero, ou seja, a comutação ocorre sob tensão nula.

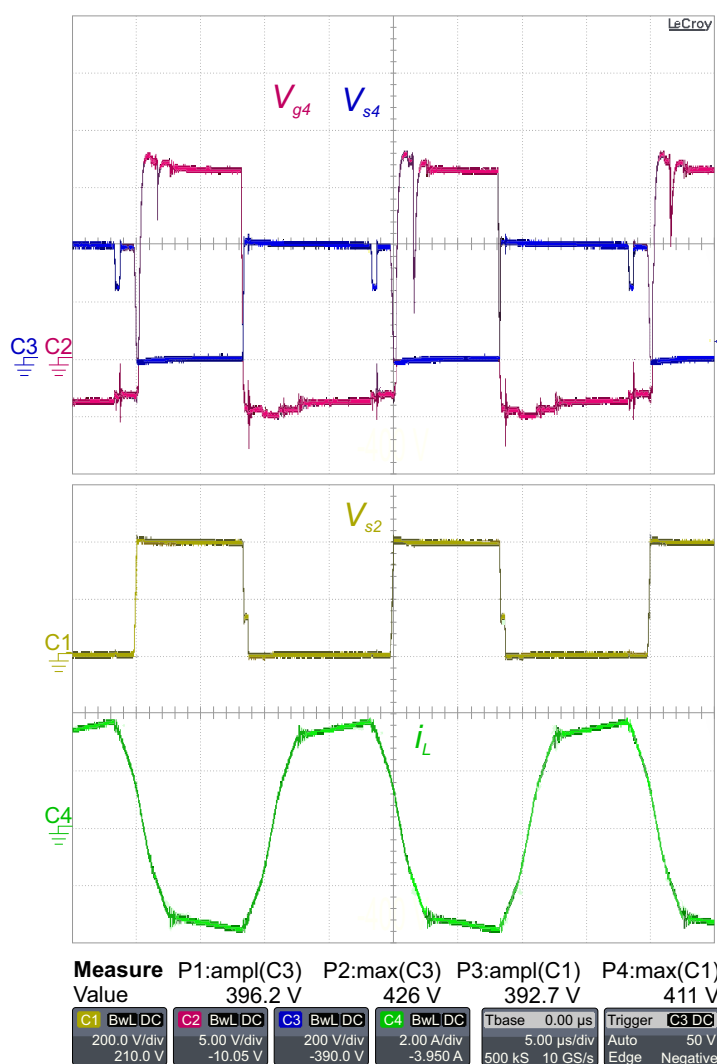


Figura 4.16. Formas de onda da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_2 (ch1: 200 V/div), da tensão de comando do interruptor S_4 (ch2: 5 V/div), da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_4 (ch3: 200 V/div) e da corrente no indutor L (ch4: 2 A/div) (tempo: 5 μ s/div).

Devido à estratégia de modulação empregada, todos interruptores conectados as extremidades do braço NPC possuem mesmo o padrão de comutação de S_4 destacado na Figura 4.17, que exibe as mesmas formas de onda da Figura 4.16, contudo em uma escala de tempo reduzida.

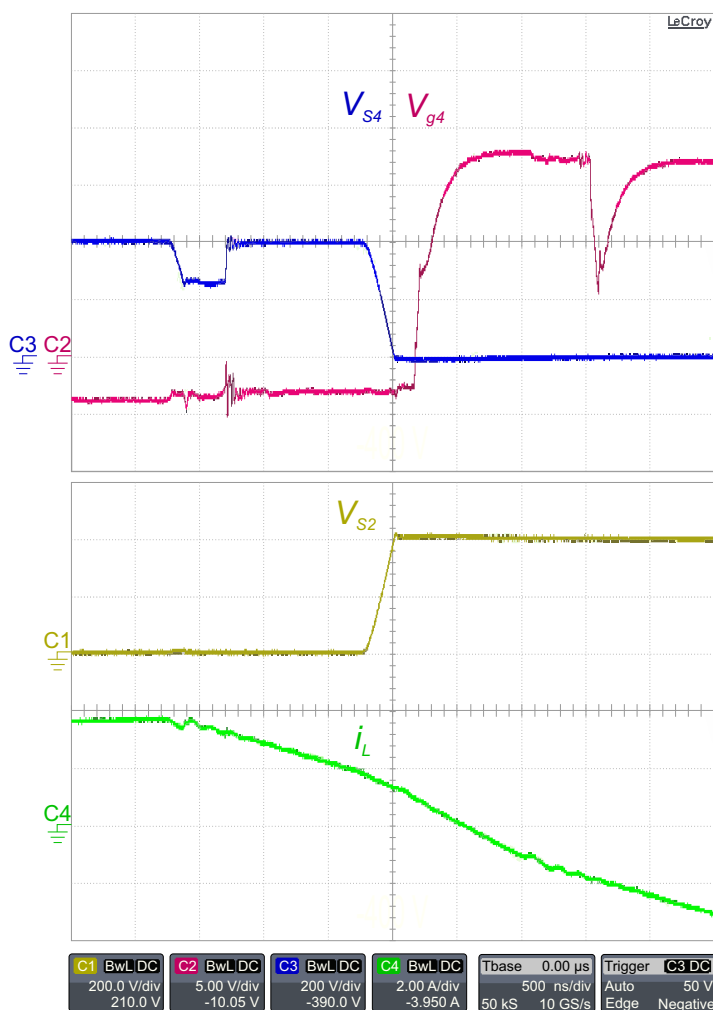


Figura 4.17. Detalhamento das formas de onda da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_2 (ch1: 200 V/div), da tensão de comando do interruptor S_4 (ch2: 5 V/div), da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_4 (ch3: 200 V/div) e da corrente no indutor L (ch4: 2 A/div) (tempo: 500 ns/div).

A Figura 4.18 e a Figura 4.19 retratam um período de comutação dos interruptores S_7 e S_8 , respectivamente, demonstrando que o comportamento dos semicondutores conectados a porta 2 é o mesmo dos conectados à porta 1, podendo ser concluído, portanto, que todos os interruptores do conversor trabalham com comutação suave quando operando em carga nominal.

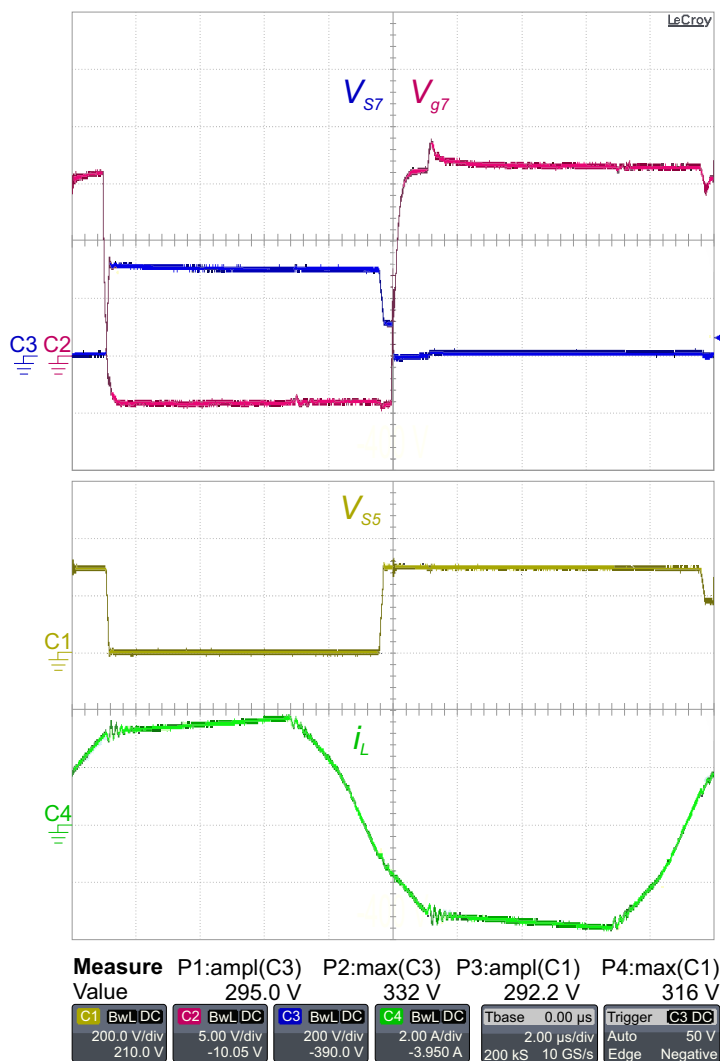


Figura 4.18. Formas de onda da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_5 (ch1: 200 V/div), da tensão de comando do interruptor S_7 (ch2: 5 V/div), da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_7 (ch3: 200 V/div) e da corrente no indutor L (ch4: 2 A/div) (tempo: 2 μ s/div).

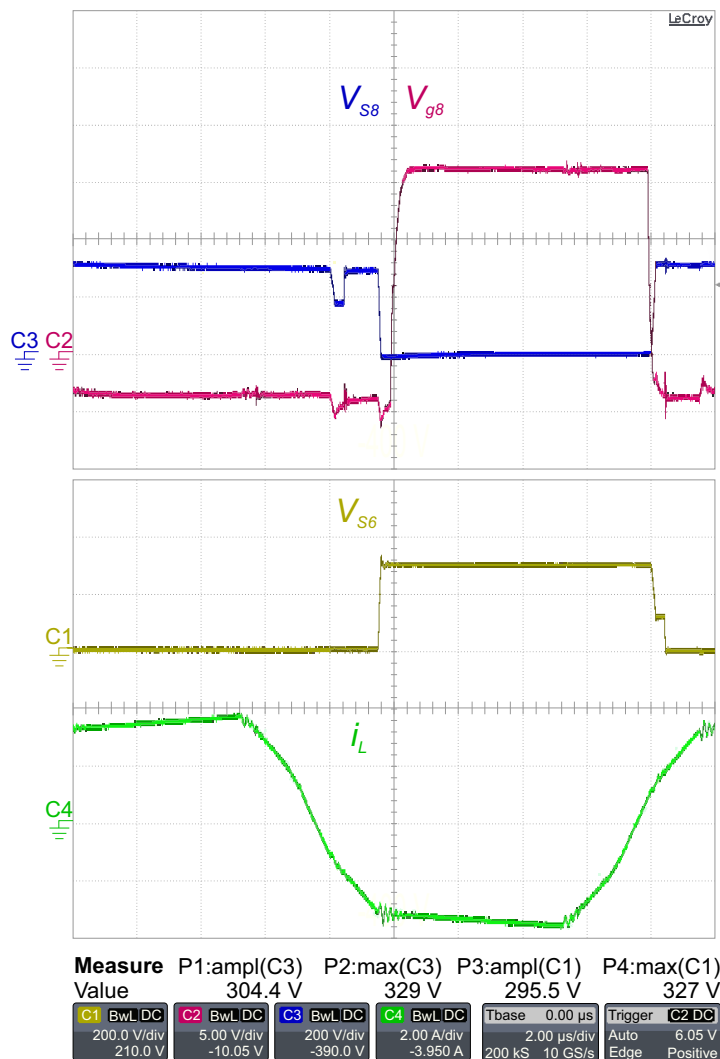


Figura 4.19. Formas de onda da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_6 (ch1: 200 V/div), da tensão de comando do interruptor S_8 (ch2: 5 V/div), da tensão entre coletor e emissor do interruptor S_8 (ch3: 200 V/div) e da corrente no indutor L (ch4: 2 A/div) (tempo: 2 μ s/div).

4.5 RENDIMENTO

Para avaliar o rendimento prático do protótipo construído, mantendo a tensão na carga regulada a seu valor nominal, variou-se a potência processada alterando a resistência conectada aos terminais da porta 2. A Figura 4.20 apresenta a curva de rendimento do conversor DAB NPC monofásico, onde a aquisição dos valores de potência ativa de entrada e saída do sistema foram realizadas com o analisador de potência Yokogawa WT500.

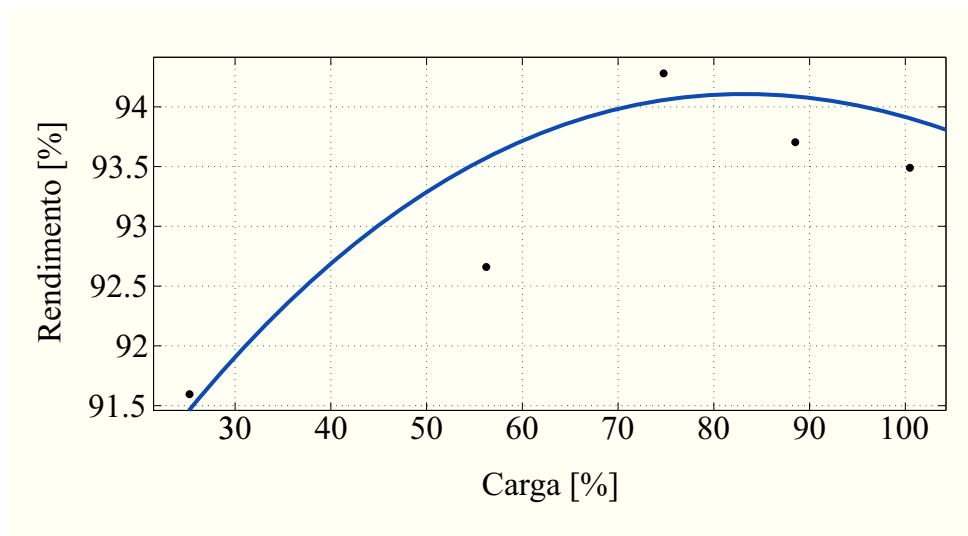


Figura 4.20. Curva de rendimento do conversor DAB NPC monofásico.

Com o intuito de ressaltar os pontos mais importantes do gráfico da Figura 4.20, nota-se que para uma potência entregue à carga igual a 747,6 W o protótipo atingiu seu rendimento máximo de 94,28 %, enquanto no caso de carga nominal, para uma potência de saída igual a 1004,7 W o conversor operou com rendimento igual a 93,49 %.

A partir de medições de temperatura realizadas durante os testes com o protótipo, observou-se um aquecimento inesperado do transformador de alta frequência, o que aparentemente contribuiu para queda de performance do conversor. Também se nota que a curva acima apresenta uma queda de eficiência para situações de carga leve, o que provavelmente significa a esperada perda de comutação suave da estrutura para baixas potências.

Entretanto, em uma comparação com os rendimentos de conversores DAB convencionais encontrados na literatura, percebe-se que os resultados obtidos são bastante próximos à média, com destaque para [15] que emprega a topologia *Dual Active Bridge* tradicional também com potência nominal de 1 kW e com a mesma tecnologia de interruptores, obtendo valores de rendimento bastante próximos aos da Figura 4.20.

4.6 CONCLUSÃO

Este capítulo teve por objetivo expor os resultados obtidos em bancada a partir de uma série de testes com o protótipo do conversor DAB NPC monofásico, que foi objeto de estudo desta dissertação.

Confrontando as formas de onda adquiridas via osciloscópio com o estudo teórico desenvolvido nos capítulos passados, pode-se concluir pela validade do equacionamento

proposto. Para o problema de desequilíbrio de tensão na porta 1 encontrado na prática laboratorial, indica-se como solução a retirada do capacitor de bloqueio do link magnético.

Finalmente, em relação a performance mensurada para a topologia DAB NPC, observa-se que o conversor operou com comutação suave em todos os seus interruptores e obteve elevado rendimento, preservando estas atrativas características amplamente conhecidas para o conversor DAB convencional.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

5.1 INTRODUÇÃO

O presente capítulo finaliza o texto desta dissertação, apresentando comentários sobre os resultados encontrados, tanto teóricos como em bancada, além de propor sugestões de estudos futuros que possam complementar e agregar valor ao assunto de transformadores de estado sólido abordado neste documento.

5.2 DISCUSSÃO SOBRE OS RESULTADOS OBTIDOS

Utilizando-se da ampla bibliografia existente atualmente sobre o conversor Dual Active Bridge, o Capítulo 2 dedicou-se a desenvolver uma completa análise matemática dos modos de funcionamento desta topologia, considerando as duas principais estratégias de modulação usualmente empregadas.

Neste ponto, estabelece-se que a modulação DPS apenas apresentará vantagens caso o sistema projetado tenha como objetivo trabalhar com tensões de entrada e saída variáveis, o que pode ser um dos atrativos dos futuros SSTs. Expondo as etapas de operação, o mecanismo de transferência de potência ativa e reativa entre portas, condições para comutação suave em plena carga e modelo de pequenos sinais, espera-se que este documento contribua para os estudos futuros das topologias multiportas empregadas em transformadores de estado sólido.

Quanto ao Capítulo 3, reservado à análise do conversor tema desta dissertação, verifica-se a compatibilidade do extenso equacionamento apresentado anteriormente com o do conversor DAB NPC monofásico, demonstrando que este pode ser tratado como uma variação multinível da topologia convencional, conservando o princípio básico de funcionamento e demais figuras de mérito dessa família de conversores.

Por fim, no Capítulo 4 exibe-se os resultados dos experimentos obtidos em laboratório, que validam as expressões previamente deduzidas através de um protótipo desenvolvido em escala e com especificações atrativas a uma variação multinível da topologia DAB. O comportamento observado para esta nova topologia foi tido como satisfatório, já que atingiu um rendimento elevado e compatível com a tecnologia de IGBTs e magnéticos empregados. Mesmo conhecendo o fato de que, devido ao indutor de transferência de energia para a

topologia DAB NPC ser menor se comparado ao conversor DAB dois níveis, a corrente no *link* magnético ser mais elevada; e a limitação de razão cíclica inerente a este sistema, a eficiência mensurada para este conversor foi praticamente a mesma do DAB tradicional.

As formas de onda adquiridas na prática também demonstram a validade do uso de semicondutores de potência de menor classe de tensão, pois observou-se uma divisão igualitária na diferença de potencial aplicada aos terminais dos interruptores, sendo a topologia estudada, portanto, adequada a aplicações de média tensão.

5.3 TRABALHOS FUTUROS

Sabendo que os principais tópicos previstos inicialmente para estudo nesta dissertação tenham sido abordados no escopo deste documento, para continuidade da pesquisa sobre variações multiníveis do conversor DAB aplicado a transformadores de estado sólido propõem-se:

- Estudo teórico e avaliação prática do mecanismo de comutação suave do conversor DAB NPC monofásico, considerando o circuito ressonante que engloba as capacitâncias dos semicondutores e situações de comutação em carga leve;
- Validação laboratorial do controle de tensão apresentado no Capítulo 3, além da estratégia de otimização da modulação para variações de tensão nas portas;
- Análise matemática de outras variações multiníveis do conversor DAB, com destaque para a estrutura em ponte HNPC e versões trifásicas destinadas ao processamento de elevada potência;
- Emprego de técnicas de otimização de hardware a fim de elevar o rendimento do conversor DAB NPC monofásico.

5.4 CONCLUSÃO GERAL

Esta dissertação teve como objetivo expor um estudo acerca da topologia DAB NPC monofásico destinado a aplicações em transformadores de estado sólido. Em comparação com os demais conversores utilizados em SSTs, o sistema analisado mostrou-se competitivo, operando com elevado rendimento para especificações de barramentos de médias tensões.

Sobre o contexto de transformadores de estado sólido destacado no capítulo inicial desta dissertação, algumas observações e conclusões podem ser elencadas.

Primeiramente pode-se dizer que os SSTs não vão substituir totalmente os transformadores de baixa frequência convencionais, não tem essa pretensão nem este objetivo.

Conforme dito na introdução geral, acrescentar funcionalidades que atendam a demanda da nova característica de distribuição de energia elétrica é o principal alvo dos trabalhos em desenvolvimento a respeito dessa tecnologia

Acredita-se que sistemas confinados como tração elétrica e propulsão naval serão as primeiras aplicações práticas financeiramente viáveis a utilizarem SSTs. As *Smart grids* podem aparecer em seguida, com desafios como robustez, custo de implementação e manutenção; e confiabilidade, que acompanham a tendência de evolução da eletrônica de potência, onde conversores isolados serão substituídos por sistemas constituídos por vários conversores interligados, onde o controle e a comunicação são imprescindíveis para sua imersão no sistema elétrico atual.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] M. G. Simoes *et al.*, "A Comparison of Smart Grid Technologies and Progresses in Europe and the U.S.," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 4, pp. 1154-1162, July-Aug. 2012.
- [2] A. Q. Huang, M. L. Crow, G. T. Heydt, J. P. Zheng and S. J. Dale, "The Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM) System: The Energy Internet," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 1, pp. 133-148, Jan. 2011.
- [3] J. W. Kolar and G. Ortiz, "Solid-State-Transformers: Key Components of Future Traction and Smart Grid Systems," *Proceedings of the International Power Electronics Conference - ECCE Asia (IPEC 2014)*, May 18-21 2014.
- [4] R. F. Coelho, "Concepção, Análise e Implementação de uma Microrrede Interligada à Rede Elétrica para Alimentação Ininterrupta de Cargas CC a partir de Fontes Renováveis," Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2013.
- [5] G. Ortiz, "High-Power DC-DC Converter Technologies for Smart Grid and Traction Applications," Ph.D. dissertation, Swiss Federal Institute of Technology Zurich, 2011.
- [6] D. J. Costinett, "Analysis and Design of High Efficiency, High Conversion Ratio, DC-DC Power Converters," Ph. D Thesis, Department of Electrical, Computer, and Energy Engineering, University of Colorado Boulder, 2013.
- [7] B. Hafez, H. S. Krishnamoorthy, P. Enjeti, S. Ahmed and I. J. Pitel, "Medium voltage power distribution architecture with medium frequency isolation transformer for data centers," *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, Fort Worth, TX, 2014, pp. 3485-3489.
- [8] M. L. Heldwein, "Microrredes em Corrente Contínua: Qualidade de Fornecimento e Eficiência em Futuras Redes de Distribuição," Departamento de Engenharia Elétrica,

Monografia entregue ao concurso público 23080.012809/2009-83, Universidade Federal de Santa Catarina, 2009.

[9] J. E. Huber and J. W. Kolar, "Volume/weight/cost comparison of a 1MVA 10 kV/400 V solid-state against a conventional low-frequency distribution transformer," *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Pittsburgh, PA, 2014, pp. 4545-4552.

[10] M. Starke, L. M. Tolbert and B. Ozpineci, "AC vs. DC distribution: A loss comparison," *2008 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, Chicago, IL, 2008, pp. 1-7.

[11] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63-73, Jan/Feb 1991.

[12] S. Inoue and H. Akagi, "A Bidirectional Isolated DC-DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 535-542, March 2007.

[13] Tao Yang, C. O'Loughlin, R. Meere, T. O'Donnell, Ningning Wang and Z. Pavlovic, "Investigation of modularity in DC-DC converters for solid state transformers," *2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Galway, 2014, pp. 1-8.

[14] W. M. dos Santos, "Contribuição ao Estudo e Concepção de Conversores Multiportas com Acoplamento Magnético para Utilização em SST," Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2016.

[15] H. R. Mamede, "Interligação de Conversores DAB para Aplicação em Transformadores de Estado Sólido," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2016.

- [16] A. J. B. Bottion, "Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Isolados," Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2015.
- [17] A. L. Kirsten, "Metodologia de Projeto do Conversor DAB Aplicado a Transformadores de Estado Sólido," Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Santa Maria, 2014.
- [18] W. McMurray, "The Thyristor Electronic Transformer: a Power Converter Using a High-Frequency Link," in *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, vol. IGA-7, no. 4, pp. 451-457, July 1971.
- [19] S. Falcones, X. Mao and R. Ayyanar, "Topology comparison for Solid State Transformer implementation," *IEEE PES General Meeting Minneapolis, MN*, 2010, pp. 1-8.
- [20] H. Qin and J. W. Kimball, "Solid-State Transformer Architecture Using AC-AC Dual-Active-Bridge Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 9, pp. 3720-3730, Sept. 2013.
- [21] G. G. Facchinello, H. Mamede, L. L. Brighenti, S. L. Brockveld, W. Dos Santos and D. C. Martins, "AC-AC hybrid dual active bridge converter for solid state transformer," *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Vancouver, BC, 2016, pp. 1-8.
- [22] C. A. Petry, J. C. Fagundes and I. Barbi, "New Direct Ac-Ac Converters Using Switching Modules Solving the Commutation Problem," *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Montreal, Que., 2006, pp. 864-869.
- [23] T. Dragicevic, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero and D. Skrlec, "Advanced LVDC Electrical Power Architectures and Microgrids: A step toward a new generation of power distribution networks.," in *IEEE Electrification Magazine*, vol. 2, no. 1, pp. 54-65, March 2014.
- [24] M. Steiner and H. Reinold, "Medium frequency topology in railway applications," *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, Aalborg, 2007, pp. 1-10.

- [25] W. M. Santos, "Estudo e implementação do conversor TAB (Triple Active Bridge) aplicado a sistemas renováveis solares fotovoltaicos," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2011.
- [26] D. Grider *et al.*, "10 kV/120 A SiC DMOSFET half H-bridge power modules for 1 MVA solid state power substation," *2011 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, Alexandria, VA, 2011, pp. 131-134.
- [27] D. Dujic *et al.*, "Power Electronic Traction Transformer-Low Voltage Prototype," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5522-5534, Dec. 2013.
- [28] T. Kang, S. Essakiappan, P. Enjeti and S. Choi, "Towards a smart distribution transformer for smart grid," *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, Seoul, 2015, pp. 1997-2003.
- [29] B. Zhao, Q. Song, W. Liu and Y. Sun, "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 4091-4106, Aug. 2014.
- [30] E. V. de Souza and I. Barbi, "Bidirectional Current-Fed Flyback-Push-Pull DC-DC Converter," *XI Brazilian Power Electronics Conference*, Praiamar, 2011, pp. 8-13.
- [31] Z. Zhang, Z. Ouyang, O. C. Thomsen and M. A. E. Andersen, "Analysis and Design of a Bidirectional Isolated DC–DC Converter for Fuel Cells and Supercapacitors Hybrid System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 848-859, Feb. 2012.
- [32] L. Roggia, L. Schuch, J. E. Baggio, C. Rech and J. R. Pinheiro, "Integrated Full-Bridge-Forward DC–DC Converter for a Residential Microgrid Application," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1728-1740, April 2013.

- [33] D. Aggeler, J. Biela, S. Inoue, H. Akagi and J. W. Kolar, "Bi-Directional Isolated DC-DC Converter for Next-Generation Power Distribution - Comparison of Converters using Si and SiC Devices," *2007 Power Conversion Conference - Nagoya*, Nagoya, 2007, pp. 510-517.
- [34] W. M. d. Santos and D. C. Martins, "Dual Active Bridge converter as gyrator," *2012 IEEE Third International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, Kathmandu, 2012, pp. 169-176.
- [35] F. Krismer, J. Biela and J. W. Kolar, "A comparative evaluation of isolated bi-directional DC/DC converters with wide input and output voltage range," *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.*, 2005, pp. 599-606 Vol. 1.
- [36] G. D. Demetriades and H. P. Nee, "Dynamic modeling of the Dual-Active Bridge topology for high-power applications," *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Rhodes, 2008, pp. 457-464.
- [37] Hua Bai, Chunting Mi, Chongwu Wang and S. Gargies, "The dynamic model and hybrid phase-shift control of a dual-active-bridge converter," *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Orlando, FL, 2008, pp. 2840-2845.
- [38] F. Krismer and J. W. Kolar, "Accurate Small-Signal Model for the Digital Control of an Automotive Bidirectional Dual Active Bridge," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 12, pp. 2756-2768, Dec. 2009.
- [39] H. Qin and J. W. Kimball, "Generalized Average Modeling of Dual Active Bridge DC-DC Converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 2078-2084, April 2012.
- [40] D. Costinett, R. Zane and D. Maksimovic, "Automatic voltage and dead time control for efficiency optimization in a Dual Active Bridge converter," *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Orlando, FL, 2012, pp. 1104-1111.

- [41] D. Costinett, D. Maksimovic and R. Zane, "Design and Control for High Efficiency in High Step-Down Dual Active Bridge Converters Operating at High Switching Frequency," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 8, pp. 3931-3940, Aug. 2013.
- [42] M. Kim, M. Rosekeit, S. K. Sul and R. W. A. A. De Doncker, "A dual-phase-shift control strategy for dual-active-bridge DC-DC converter in wide voltage range," *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE)*, 2011 IEEE 8th International Conference on, Jeju, 2011, pp. 364-371.
- [43] Y. C. Wang, Y. C. Wu and T. L. Lee, "Design and implementation of a bidirectional isolated dual-active-bridge-based DC/DC converter with dual-phase-shift control for electric vehicle battery," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2013 IEEE, Denver, CO, 2013, pp. 5468-5475.
- [44] H. Bai and C. Mi, "Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, pp. 2905-2914, Nov. 2008.
- [45] H. Bai and C. Mi, "Correction to Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control" [Nov 08 2905-2914]," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 9, pp. 4177-4177, Sept. 2012.
- [46] F. Krismer and J. W. Kolar, "Closed Form Solution for Minimum Conduction Loss Modulation of DAB Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 174-188, Jan. 2012.
- [47] F. Krismer and J. W. Kolar, "Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2745-2760, July 2012.

- [48] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte and M. A. M. Hendrix, "Transformer-Coupled Multiport ZVS Bidirectional DC-DC Converter With Wide Input Range," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 771-781, March 2008.
- [49] W. M. dos Santos, M. S. Ortmann, R. Schweitzer, S. A. Mussa and D. C. Martins, "Design and experimental results of the TAB converter with PV power injection," *XI Brazilian Power Electronics Conference*, Praiamar, 2011, pp. 352-358.
- [50] D. Segaran, D. G. Holmes and B. P. McGrath, "Comparative analysis of single and three-phase dual active bridge bidirectional DC-DC converters," *2008 Australasian Universities Power Engineering Conference*, Sydney, NSW, 2008, pp. 1-6.
- [51] H. van Hoek, K. Jacobs, M. Neubert and R. W. De Doncker, "Enhanced operating strategy for a three-phase dual-active-bridge converter including frequency variation," *2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Sydney, NSW, 2015, pp. 492-498.
- [52] H. Akagi and R. Kitada, "Control and Design of a Modular Multilevel Cascade BTB System Using Bidirectional Isolated DC/DC Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 9, pp. 2457-2464, Sept. 2011.
- [53] H. R. Mamede, W. M. dos Santos and D. C. Martins, "Interconnection of DAB converters for application in solid-state transformers with redundancy," *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Aachen, 2015, pp. 1-6.
- [54] A. J. Bento Bottion and I. Barbi, "Series-series association of two Dual Active Bridge (DAB) converters," *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Seville, 2015, pp. 1161-1166.
- [55] Moonem, M.A.; Krishnaswami, H., "Analysis and control of multi-level dual active bridge DC-DC converter," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012 IEEE, vol., no., pp.1556-1561, 15-20 Sept. 2012.

- [56] M. A. Moonem and H. Krishnaswami, "Control and configuration of three-level dual-active bridge DC-DC converter as a front-end interface for photovoltaic system," *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, Fort Worth, TX, 2014, pp. 3017-3020.
- [57] P. A. M. Bezerra, F. Krismer, R. Burkart, J. W. Kolar, "Bidirectional Isolated Non-Resonant DAB DC-DC Converter for Ultra-Wide Input Voltage Range Applications," *Proceedings of the IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC 2014)*, Shanghai, China, November 5-8, 2014.
- [58] A. Filbà-Martínez, S. Busquets-Monge and J. Bordonau, "Modulation and capacitor voltage balancing control of a three-level NPC dual-active-bridge DC-DC converter," *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, Vienna, 2013, pp. 6251-6256.
- [59] A. Filba-Martinez, S. Busquets-Monge, J. Nicolas-Apruzzese and J. Bordonau, "Operating Principle and Performance Optimization of a Three-Level NPC Dual-Active-Bridge DC-DC Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 2, pp. 678-690, Feb. 2016.
- [60] A. K. Tripathi *et al.*, "Design Considerations of a 15-kV SiC IGBT-Based Medium-Voltage High-Frequency Isolated DC-DC Converter," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 4, pp. 3284-3294, July-Aug. 2015.
- [61] T. Zhao, "Design and Control of a Cascaded H-Bridge Converter based Solid State Transformer (SST)," Ph.D thesis, Electrical Engineering, North Carolina State University, 2010.
- [62] A. Shojaei and G. Joos, "A modular solid state transformer with a single-phase medium-frequency transformer," *2013 IEEE Electrical Power & Energy Conference*, Halifax, NS, 2013, pp. 1-5.

- [63] S. O. Demercil, P. P. Praça, L. H. S. C. Barreto, B. A. Silva, H. M. Oliveira and D. A. Honório, "A two-stage AC/DC SST based on modular multilevel converter," *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, Gramado, 2013, pp. 254-258.
- [64] R. W. Erickson, D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics," *2nd ed. Colorado : Kluwer Academics Publishers*, 2001.
- [65] B. Wu, "High-Power Converters and AC Drives," *John Wiley & Sons*, 2007.
- [66] M. Schweizer and J. W. Kolar, "Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, pp. 899-907, Feb. 2013.
- [67] L. F. Costa, G. Buticchi and M. Liserre, "Comparison of basic power cells for quad-active-bridge DC-DC converter in smart transformer," *Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, *2015 17th European Conference on*, Geneva, 2015, pp. 1-10.
- [68] R. Teichmann and S. Bernet, "A comparison of three-level converters versus two-level converters for low-voltage drives, traction, and utility applications," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 3, pp. 855-865, May-June 2005.

APÊNDICE A

EQUACIONAMENTO COMPLETO DOS CASOS DA MODULAÇÃO DPS PARA O CONVERSOR DAB

A fim de determinar o funcionamento do mecanismo de transferência de potência em três níveis do conversor DAB, este apêndice expõe a dedução completa do equacionamento das principais figuras de mérito para todos os casos da modulação DPS, denominados de acordo com:

- **Caso I:** $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$;
- **Caso II:** $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 \leq 1$;
- **Caso III:** $D_1 \leq D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$;
- **Caso IV:** $D_1 \leq D_2$ e $D_1 + D_2 \leq 1$.

Onde os prefixos I, II, III e IV serão incorporados nas expressões subsequentes. Cada uma das possíveis situações da modulação DPS possui oito etapas de operação, sendo a taxa de variação de corrente em cada etapa dependente da tensão imposta ao indutor de transferência de energia, segundo exhibe a expressão (A.1). Todo o equacionamento apresentado a seguir será considerando o circuito equivalente do conversor referenciado ao primário.

$$v_L(\theta) = v_{prim}(\theta) - v_{sec}'(\theta) \quad (A.1)$$

Devido à periodicidade da função que descreve o comportamento da corrente de entrada do conversor i_1 , variável escolhida para a dedução da equação da potência média de todos os casos da modulação DPS, as quatro etapas finais de operação serão omitidas na análise matemática. Para a elaboração das formas de onda de tensão e corrente e cada caso da modulação DPS considera-se que $V_1 > V_2$ para uma relação de transformação unitária, ou seja, $d < 1$.

A.1 Caso I: $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$

A Figura A.1 ilustra as tensões nos enrolamentos do transformador, a corrente no indutor de transferência de energia e a corrente na porta para o conversor DAB operando com $D_1 > 1$ e $D_1 + D_2 > 1$. Por observação direta da variação da corrente i_L em relação à D_1 e D_2 chega-se na duração dos intervalos das etapas de operação dados por (A.2)

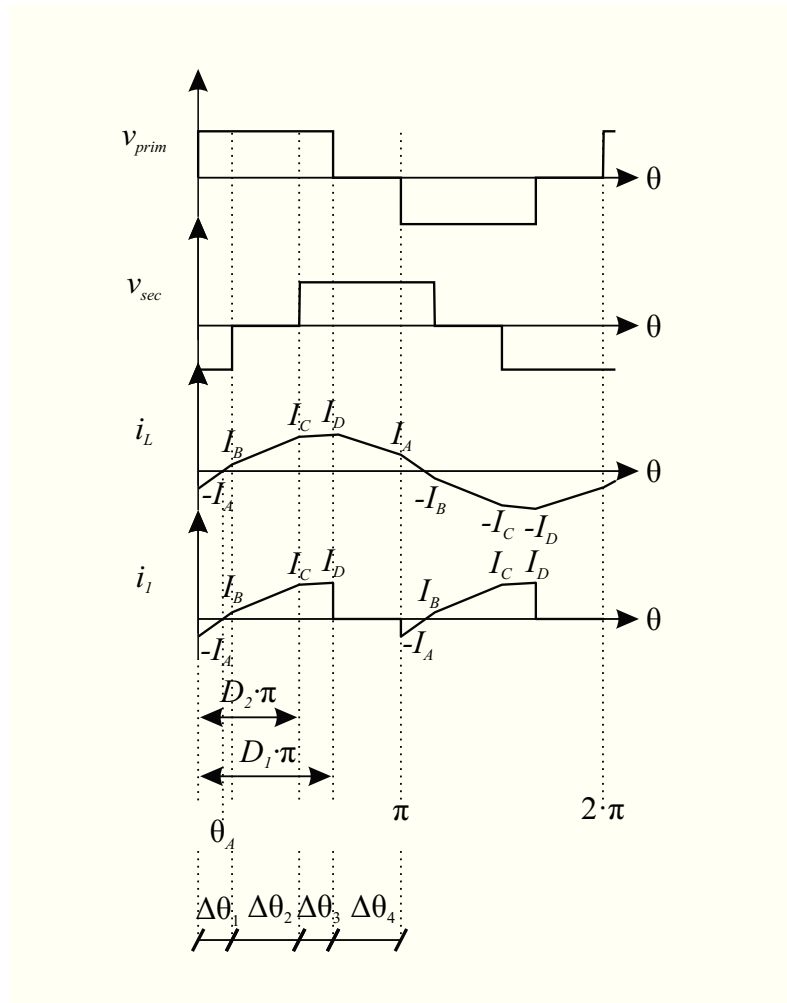


Figura A.1. Principais formas de onda do conversor DAB operando com modulação DPS para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$.

$$\begin{cases} \Delta\theta_{1_I} = (D_1 + D_2 - 1) \cdot \pi \\ \Delta\theta_{2_I} = (1 - D_1) \cdot \pi \\ \Delta\theta_{3_I} = (D_1 - D_2) \cdot \pi \\ \Delta\theta_{4_I} = (1 - D_1) \cdot \pi \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

Escrevendo o sistema de equações correspondente a i_L e substituindo a variável independente θ pelos instantes angulares de interesse chega-se no conjunto de expressões (A.3).

$$\begin{cases} i_{L1_I}(\Delta\theta_{1_I}) = \frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \cdot \Delta\theta_{1_I} - I_{A_I} = I_{B_I} \\ i_{L2_I}(D_2\pi) = \frac{V_1}{\omega L} \cdot \Delta\theta_{2_I} + I_{B_I} = I_{C_I} \\ i_{L3_I}(D_1\pi) = \frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \cdot \Delta\theta_{3_I} + I_{C_I} = I_{D_I} \\ i_{L4_I}(\pi) = \frac{-V_2'}{\omega L} \cdot \Delta\theta_{4_I} + I_{D_I} = I_{A_I} \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

Aplicando os intervalos (A.2) em (A.3) e resolvendo o sistema linear de equações encontra-se em (A.4) os valores instantâneos de corrente destacados na Figura A.1.

$$\begin{cases} I_{A_I} = \frac{1}{4f_s L} \cdot [V_1 D_1 + V_2' (D_1 + 2D_2 - 2)] \\ I_{B_I} = \frac{1}{4f_s L} \cdot [V_1 (D_1 + 2D_2 - 2) + V_2' D_1] \\ I_{C_I} = \frac{1}{4f_s L} \cdot [V_1 (-D_1 + 2D_2) + V_2' D_1] \\ I_{D_I} = \frac{1}{4f_s L} \cdot [V_1 D_1 + V_2' (-D_1 + 2D_2)] \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

Com o objetivo de calcular a corrente média de entrada a partir da soma das áreas no gráfico de i_1 divididas pelo período da função do mesmo, faz-se necessário estabelecer o instante em que a corrente inverte seu sentido. Para isso, utilizando a primeira expressão do sistema (A.3) e o valor encontrado para I_{A_I} em (A.4) determina-se θ_{A_I} a partir de (A.5), resultando na solução dada por (A.6).

$$i_{L1_I}(\theta_{A_I}) = 0 = \frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \cdot \theta_{A_I} - I_{A_I} \quad (\text{A.5})$$

$$\theta_{A_I} = \frac{\pi}{2(V_1 + V_2')} \cdot [V_1 D_1 + V_2' (D_1 + 2D_2 - 2)] \quad (\text{A.6})$$

Estando, portanto, todos os intervalos angulares e valores de corrente nos instantes de comutação conhecidos pode-se determinar a corrente média na porta 1 para o Caso I de acordo com (A.7), que tem como resultado a expressão (A.8).

$$I_{1I} = \frac{1}{\pi} \cdot \left[\begin{aligned} & \frac{-\theta_{A_I} I_{A_I}}{2} + \frac{(\Delta\theta_{1I} - \theta_{A_I}) I_{B_I}}{2} + I_{B_I} \Delta\theta_{2I} + \\ & \frac{\Delta\theta_{2I} (I_{C_I} - I_{B_I})}{2} + \Delta\theta_{3I} I_{C_I} + \frac{\Delta\theta_{3I} (I_{D_I} - I_{C_I})}{2} \end{aligned} \right] \quad (\text{A.7})$$

$$I_{1I} = \frac{V_2'}{4f_s L} \cdot (-1 + 2D_1 - D_1^2 + 2D_2 - 2D_2^2) \quad (\text{A.8})$$

Multiplicando (A.8) pela tensão da porta 1 e utilizando a relação de transformação do transformador a chega-se, por fim, na potência ativa transferida dada por (A.9).

$$P_I = \frac{aV_1V_2'}{4f_s L} \cdot (-1 + 2D_1 - D_1^2 + 2D_2 - 2D_2^2) \quad (\text{A.9})$$

A.2 Caso II: $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 \leq 1$

Aplicando as condições do Caso II para os parâmetros da modulação D_1 e D_2 chega-se nas formas de onda da Figura A.2. O método para determinação da equação de transferência de potência é o mesmo que o descrito para o Caso I, sendo, dessa forma, resumido a seguir.

Através de inspeção da Figura A.2 determina-se os intervalos angulares das etapas de operação do conversor DAB de acordo com (A.10).

$$\begin{cases} \Delta\theta_{1II} = D_2 \cdot \pi \\ \Delta\theta_{2II} = (D_1 - D_2) \cdot \pi \\ \Delta\theta_{3II} = D_2 \cdot \pi \\ \Delta\theta_{4II} = (1 - D_1 - D_2) \cdot \pi \end{cases} \quad (\text{A.10})$$

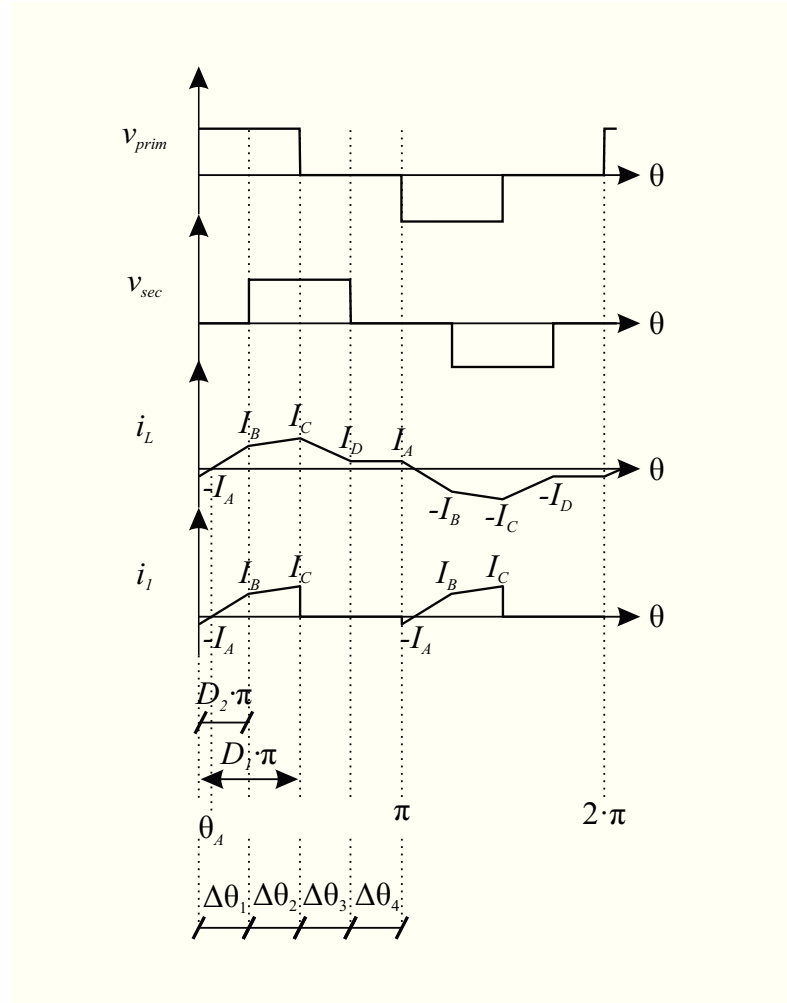


Figura A.2. Principais formas de onda do conversor DAB operando com modulação DPS para $D_1 > D_2$ e $D_1 + D_2 \leq 1$.

$$\begin{cases} i_{L1II}(D_2\pi) = \frac{V_1}{\omega L} \cdot \Delta\theta_{1II} - I_{AII} = I_{BII} \\ i_{L2II}(D_1\pi) = \frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \cdot \Delta\theta_{2II} + I_{BII} = I_{CII} \\ i_{L3II}(D_1\pi + D_2\pi) = \frac{-V_2'}{\omega L} \cdot \Delta\theta_{3II} + I_{CII} = I_{DII} \\ i_{L4II}(\pi) = 0 + I_{DII} = I_{AII} \end{cases} \quad (\text{A.11})$$

O conjunto de equações referente aos segmentos de reta que compõem i_L são dados por (A.11), onde a variável independente θ é substituída pelos instantes angulares no momento das comutações. Substituindo (A.10) em (A.11) e resolvendo o sistema resultante é possível determinar, conforme exhibe (A.12), o valor da corrente nos mesmos instantes destacados. Como durante o quarto intervalo de operação não existe tensão aplicada aos

enrolamentos do transformador, a taxa de variação de corrente no indutor L é nula e, portanto, I_{DII} é igual à I_{AII} .

$$\begin{cases} I_{AII} = \frac{1}{4f_s L} \cdot D_1 \cdot (V_1 - V_2') \\ I_{BII} = \frac{1}{4f_s L} \cdot [V_1(-D_1 + 2D_2) + V_2' D_1] \\ I_{CII} = \frac{1}{4f_s L} \cdot [V_1 D_1 + V_2'(-D_1 + 2D_2)] \\ I_{DII} = I_{AII} \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

Empregando novamente o procedimento exposto em (A.5) para o Caso I, chega-se em (A.13) no instante angular θ_{AII} necessário para cálculo do valor médio de corrente na porta 1 através do método das áreas.

$$\theta_{AII} = \frac{\pi}{2V_1} \cdot D_1 \cdot (V_1 - V_2') \quad (\text{A.13})$$

Assim, somando as áreas do gráfico de i_1 ilustrado na Figura A.2 e dividindo pelo período da função, conforme a expressão (A.14), encontra-se em (A.15) a expressão final da corrente média de entrada e em (A.16) a expressão da potência ativa transferida para o Caso II da modulação DPS.

$$I_{1II} = \frac{1}{\pi} \cdot \left[\frac{-\theta_{AII} I_{AII}}{2} + \frac{(\Delta\theta_{1II} - \theta_{AII}) I_{BII}}{2} + \frac{I_{BII} \Delta\theta_{2II}}{2} + \frac{\Delta\theta_{2II} (I_{CII} - I_{BII})}{2} \right] \quad (\text{A.14})$$

$$I_{1II} = \frac{V_2'}{4f_s L} \cdot [D_2 (2D_1 - D_2)] \quad (\text{A.15})$$

$$P_{II} = \frac{aV_1 V_2'}{4f_s L} \cdot [D_2 (2D_1 - D_2)] \quad (\text{A.16})$$

A.3 Caso III: $D_1 \leq D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$

A Figura A.3 apresenta as principais formas de onda do conversor DAB operando com modulação DPS para $D_1 \leq D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$.

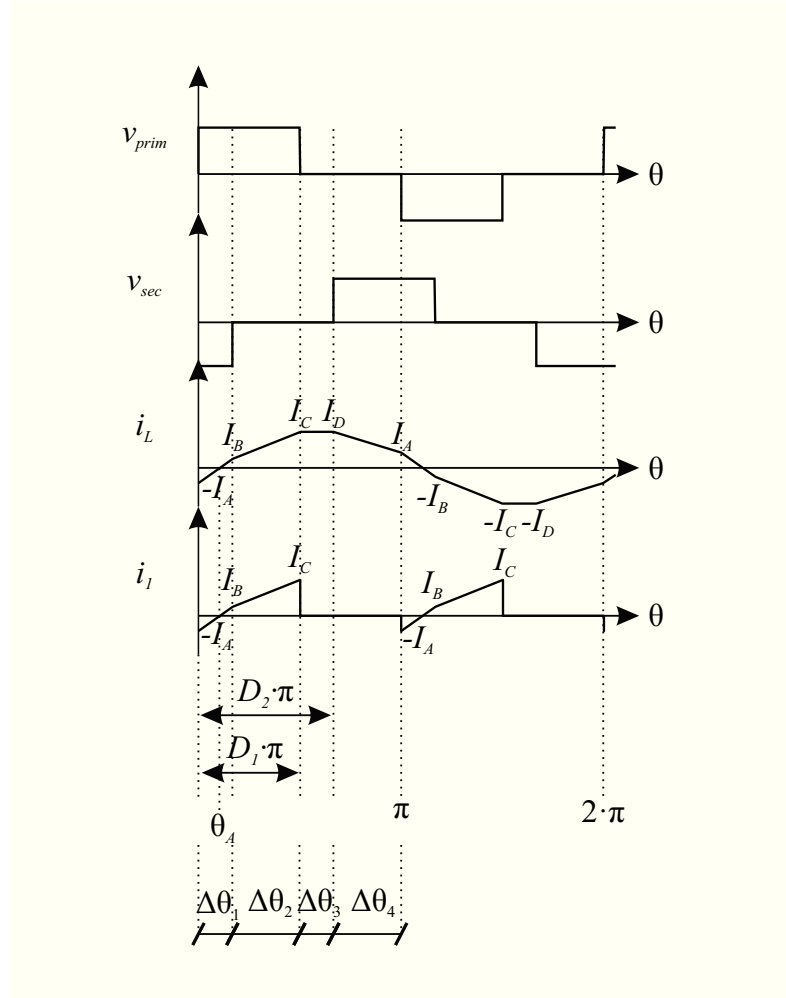


Figura A.3. Principais formas de onda do conversor DAB operando com modulação DPS para $D_1 \leq D_2$ e $D_1 + D_2 > 1$.

Novamente avaliando os intervalos angulares da Figura A.3 em relação ao par D_1 e D_2 chega-se em (A.17) no conjunto de expressões referente à duração de cada etapa de operação.

$$\begin{cases} \Delta\theta_{1III} = (D_1 + D_2 - 1) \cdot \pi \\ \Delta\theta_{2III} = (1 - D_2) \cdot \pi \\ \Delta\theta_{3III} = (D_2 - D_1) \cdot \pi \\ \Delta\theta_{4III} = (1 - D_2) \cdot \pi \end{cases} \quad (\text{A.17})$$

Analisando o comportamento da corrente i_L nos instantes de comutação obtêm-se o sistema de equações (A.18) cuja solução, obtida a partir de (A.17), acarreta nos valores de corrente dados por (A.19).

$$\begin{cases} i_{L1III} (\Delta\theta_{1III}) = \frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \cdot \Delta\theta_{1III} - I_{AIII} = I_{BIII} \\ i_{L2III} (D_1\pi) = \frac{V_1}{\omega L} \cdot \Delta\theta_{2III} + I_{BIII} = I_{CIII} \\ i_{L3III} (D_2\pi) = 0 + I_{CIII} = I_{DIII} \\ i_{L4III} (\pi) = \frac{-V_2'}{\omega L} \cdot \Delta\theta_{4III} + I_{DIII} = I_{AIII} \end{cases} \quad (\text{A.18})$$

$$\begin{cases} I_{AIII} = \frac{1}{4f_s L} \cdot [V_1 D_1 + V_2' (D_1 + 2D_2 - 2)] \\ I_{BIII} = \frac{1}{4f_s L} \cdot [V_1 (D_1 + 2D_2 - 2) + V_2' D_1] \\ I_{CIII} = \frac{1}{4f_s L} \cdot D_1 \cdot (V_1 + V_2') \\ I_{DIII} = I_{CIII} \end{cases} \quad (\text{A.19})$$

Durante o terceiro intervalo de operação a tensão aplicada ao indutor L é nula, não existindo variação na corrente i_L e resultando, dessa forma, em $I_{DIII} = I_{CIII}$.

Mais uma vez determinando o instante angular θ_{AIII} conforme o equacionamento proposto em (A.5), segundo exhibe (A.20), é possível calcular a corrente média na porta 1 empregando o método das áreas no gráfico de i_1 dado pela expressão (A.21).

$$\theta_{AIII} = \frac{\pi}{2(V_1 + V_2')} \cdot [V_1 D_1 + V_2' (D_1 + 2D_2 - 2)] \quad (\text{A.20})$$

$$I_{1III} = \frac{1}{\pi} \cdot \left[\frac{-\theta_{AIII} I_{AIII}}{2} + \frac{(\Delta\theta_{1III} - \theta_{AIII}) I_{BIII}}{2} + I_{BIII} \Delta\theta_{2III} + \frac{\Delta\theta_{2III} (I_{CIII} - I_{BIII})}{2} \right] \quad (\text{A.21})$$

Substituindo os intervalos angulares de (A.17) e os valores de corrente de (A.19) em (A.21) e simplificando o resultado chega-se em (A.22) na corrente média de entrada e, a partir da multiplicação de (A.22) por V_1 , e em (A.23) na potência ativa transferida para o Caso III da modulação DPS.

$$I_{III} = \frac{V_2'}{4f_s L} \cdot (2D_1 - D_2^2 + 2D_2 - 2D_1D_2 - 1) \quad (A.22)$$

$$P_{III} = \frac{aV_1V_2'}{4f_s L} \cdot (2D_1 - D_2^2 + 2D_2 - 2D_1D_2 - 1) \quad (A.23)$$

A.4 Caso IV: $D_1 \leq D_2$ e $D_1 + D_2 \leq 1$

Para a modulação DPS nas condições de operação do Caso IV obtêm-se oito etapas de operação para o conversor DAB. A Figura A.4 ilustra as tensões nos enrolamentos do transformador, a corrente no indutor de transferência de energia e a corrente de entrada para esta situação.

Por inspeção direta da Figura A.4 chega-se nos intervalos das etapas de operação dados por (A.24). O sistema de equações (A.25) descreve o comportamento de i_L nos instantes de interesse, seguindo o padrão adotado até então no equacionamento dos casos da modulação DPS.

Na segunda e na quarta etapa de operação as tensões nos dois enrolamentos do transformador são iguais à zero, resultando em uma taxa de variação de corrente no indutor L também nula e que acarreta em $I_{CIV} = I_{BIV}$ e $I_{DIV} = I_{AIV}$.

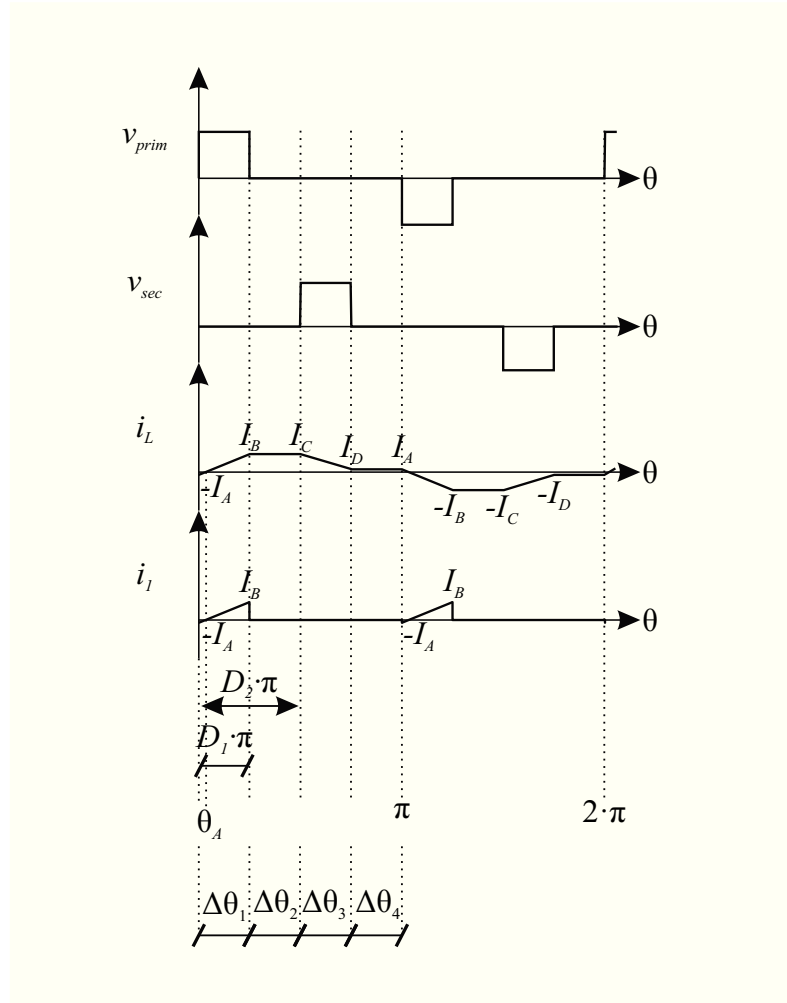


Figura A.4. Principais formas de onda do conversor DAB operando com modulação DPS para $D_1 \leq D_2$ e $D_1 + D_2 \leq 1$.

$$\begin{cases} \Delta\theta_{1IV} = D_1 \cdot \pi \\ \Delta\theta_{2IV} = (D_2 - D_1) \cdot \pi \\ \Delta\theta_{3IV} = D_1 \cdot \pi \\ \Delta\theta_{4IV} = (1 - D_1 - D_2) \cdot \pi \end{cases} \quad (\text{A.24})$$

$$\begin{cases} i_{L1IV}(D_1\pi) = \frac{V_1}{\omega L} \cdot \Delta\theta_{1IV} - I_{AIV} = I_{BIV} \\ i_{L2IV}(D_2\pi) = 0 + I_{BIV} = I_{CIV} \\ i_{L3IV}(D_1\pi + D_2\pi) = \frac{-V_2'}{\omega L} \cdot \Delta\theta_{3IV} + I_{CIV} = I_{DIV} \\ i_{L4IV}(\pi) = 0 + I_{DIV} = I_{AIV} \end{cases} \quad (\text{A.25})$$

Resolvendo (A.25) a partir de (A.24) chega-se nos valores instantâneos de corrente dados por (A.26).

$$\begin{cases} I_{AIV} = \frac{1}{4f_s L} \cdot D_1 \cdot (V_1 - V_2') \\ I_{BIV} = \frac{1}{4f_s L} \cdot D_1 \cdot (V_1 + V_2') \\ I_{CIV} = I_{BIV} \\ I_{DIV} = I_{AIV} \end{cases} \quad (\text{A.26})$$

Novamente encontrando o instante angular θ_{AIV} em que corrente tem seu sentido invertido, segundo apresentado em (A.5), conforme a expressão (A.27), pode-se determinar o valor médio da corrente na porta 1 pela soma das áreas da curva de i_1 no Figura A.4, de acordo com (A.28).

$$\theta_{AIV} = \frac{\pi}{2V_1} \cdot D_1 \cdot (V_1 - V_2') \quad (\text{A.27})$$

$$I_{1IV} = \frac{1}{\pi} \cdot \left[\frac{-\theta_{AIV} I_{AIV}}{2} + \frac{(\Delta\theta_{1IV} - \theta_{AIV}) I_{BIV}}{2} \right] \quad (\text{A.28})$$

Substituindo as equações deduzidas até então em (A.28) e simplificando o resultado chega-se em (A.29) na corrente média de entrada e em (A.30) na potência ativa transferida entre portas para o Caso IV da modulação DPS.

$$I_{1IV} = \frac{V_2'}{4f_s L} \cdot D_1^2 \quad (\text{A.29})$$

$$P_{IV} = \frac{aV_1V_2'}{4f_s L} \cdot D_1^2 \quad (\text{A.30})$$

A.5 Resumo do equacionamento dos casos da modulação DPS

Reunindo as expressões (A.9), (A.16), (A.23) e (A.30) que descrevem a potência ativa para os quatro casos da modulação DPS e utilizando a definição (A.31) do ganho de tensão entre portas d e as bases do sistema pu dadas por (A.32) chega-se em (A.33) no conjunto de equações que resumem a transferência de potência para o conversor DAB operando com a modulação DPS.

Da mesma forma para a corrente de pico, dada por I_{DI} , I_{CII} , I_{CIII} e I_{BIV} para os casos I, II, III e IV, respectivamente, o conjunto de expressões (A.34) resume o valor da mesma para todas as situações da modulação DPS.

Conforme previamente mencionado, nas imagens expostas neste apêndice as curvas foram traçadas considerando $V_1 > V_2$ para relação de transformação do transformador unitária e, portanto, as equações exibidas em (A.34) levam em consideração apenas que o parâmetro d é menor ou igual a 1. Caso contrário, outro valor instantâneo de corrente será o valor de pico, sendo necessário acrescentar essa informação em (A.34) se uma análise mais genérica for necessária.

$$d = a \cdot \frac{V_2}{V_1} = \frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{V_2}{V_1} \quad (\text{A.31})$$

$$\begin{cases} V_{base} = V_1 \\ I_{base} = \frac{V_1}{\omega L} \\ P_{base} = V_{base} \cdot I_{base} = \frac{V_1^2}{\omega L} \end{cases} \quad (\text{A.32})$$

$$P_{pu} = d \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \begin{cases} \left(-1 + 2D_1 - D_1^2 + 2D_2 - 2D_2^2 \right), & \text{quando } D_1 > D_2 \text{ e } D_1 + D_2 > 1 \\ D_2 (2D_1 - D_2), & \text{quando } D_1 > D_2 \text{ e } D_1 + D_2 \leq 1 \\ \left(2D_1 - D_2^2 + 2D_2 - 2D_1D_2 - 1 \right), & \text{quando } D_1 \leq D_2 \text{ e } D_1 + D_2 > 1 \\ D_1^2, & \text{quando } D_1 \leq D_2 \text{ e } D_1 + D_2 \leq 1 \end{cases} \quad (\text{A.33})$$

$$I_{pico\ pu} = \frac{\pi}{2} \cdot \begin{cases} D_1 + d(-D_1 + 2D_2), & \text{quando } D_1 > D_2 \\ D_1(1 + d), & \text{quando } D_1 \leq D_2 \end{cases} \quad (\text{A.34})$$

APÊNDICE B

DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA E PROJETO DO CONTROLADOR DE TENSÃO

B.1 Especificações

Frequência de comutação: $f_s := 50\text{kHz}$ $\omega_s := 2 \cdot \pi \cdot f_s$

Potência média na carga: $P_o := 1\text{kW}$

Tensão na porta 1: $V_1 := 800\text{V}$

Tensão na porta 2: $V_2 := 600\text{V}$

Relação de transformação: $n_1 := 4$ $n_2 := 3$

$$a := \frac{n_1}{n_2} = 1.333$$

Ganho de tensão do conversor referido ao primário: $d := a \cdot \frac{V_2}{V_1} = 1$

Corrente média na porta 1: $I_1 := \frac{P_o}{V_1} = 1.25\text{ A}$

Corrente média na porta 2: $I_2 := \frac{P_o}{V_2} = 1.667\text{ A}$

Resistência de carga: $R_2 := \frac{V_2^2}{P_o} = 360\ \Omega$

B.2 Dimensionamento dos componentes de potência

Indutor de transferência de energia
($D_1=1$ $D_2=0.25$, equivalente a 45°):

$$L_{\text{dab}} := \frac{a \cdot V_1 \cdot V_2}{\omega_s \cdot P_o} \cdot \frac{3 \cdot \pi}{64} = 0.3 \cdot \text{mH}$$

Bases sistema p.u.:

$$V_{\text{base}} := \frac{V_1}{2} = 400 \text{ V}$$

$$I_{\text{base}} := \frac{V_1}{2 \cdot \omega_s \cdot L_{\text{dab}}} = 4.244 \text{ A}$$

$$P_{\text{base}} := \frac{V_1^2}{4 \cdot \omega_s \cdot L_{\text{dab}}} = 1.698 \cdot \text{kW}$$

$$P_{\text{pu}} := \frac{P_o}{P_{\text{base}}} = 0.589$$

Parâmetros da modulação:

Razão cíclica nominal: $\Delta_1 := 0.9$

Phase-shift nominal:

$$\Delta_2 := \frac{1}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{-d \cdot \pi + 4 \cdot d \cdot \Delta_1 \cdot \pi - 2 \cdot d \cdot \Delta_1^2 \cdot \pi - 4 \cdot P_{\text{pu}}}{d \cdot \pi}} \right) = 0.26$$

Corrente de pico: $I_{\text{pico_pu}} := \frac{\pi}{2} \cdot \Delta_1 + d \cdot (-\Delta_1 + 2\Delta_2) = 0.817$

$$I_{\text{pico}} := I_{\text{pico_pu}} \cdot I_{\text{base}} = 3.469 \text{ A}$$

Razão entre frequências para o desacoplamento: $f_r := 10$

Frequência de ressonância do tanque LC: $f_o := \frac{f_s}{f_r} = 5 \cdot \text{kHz}$

Capacitor de bloqueio (valor mínimo):

$$C_{b_min} := \frac{1}{f_o^2 \cdot 4\pi^2 \cdot L_{dab}} = 3.377 \cdot \mu\text{F}$$

Capacitor de bloqueio (valor escolhido): $C_b := 20 \mu\text{F}$

Frequência de ressonância corrigida:

$$f_{res} := \sqrt{\frac{1}{C_b \cdot 4\pi^2 \cdot L_{dab}}} = 2.055 \cdot \text{kHz}$$

Capacitor equivalente de filtragem na porta 1 (valor mínimo):

$$C_{1eq_min} := \frac{P_o}{(1.01 \cdot V_1)^2 - (0.99 \cdot V_1)^2 \cdot f_s} = 0.781 \cdot \mu\text{F}$$

Capacitor equivalente de filtragem na porta 1 (valor escolhido):

$$C_{1eq} := 10 \mu\text{F}$$

Capacitores na porta 1: $C_1 := 2 \cdot C_{1eq} = 20 \cdot \mu\text{F}$

Capacitor equivalente de filtragem na porta 2 (valor mínimo):

$$C_{2eq_min} := \frac{P_o}{(1.01 \cdot V_2)^2 - (0.99 \cdot V_2)^2 \cdot f_s} = 1.389 \cdot \mu\text{F}$$

Capacitor equivalente de filtragem na porta 2 (valor escolhido):

$$C_{2eq} := 10 \mu\text{F}$$

Capacitores na porta 2:

$$C_2 := 2 \cdot C_{2eq} = 20 \cdot \mu\text{F}$$

B.3 Projeto do controle da tensão de saída

Variável complexa:

$$j := \sqrt{-1}$$

Planta da corrente média na porta 2 por D_2 (ganho da malha de tensão):

$$G_{id2} := \frac{a \cdot V_1 \cdot (1 - 2 \cdot \Delta_2)}{8 \cdot f_s \cdot L_{dab}} = 4.263 \text{ A}$$

Função de transferência da planta de tensão:

$$G_{vd2}(\omega) := G_{id2} \cdot \frac{R_2}{(j \cdot \omega) \cdot C_{2eq} \cdot R_2 + 1}$$

Ganho do sensor de tensão:

$$k_v := 1$$

Ganho do modulador pwm:

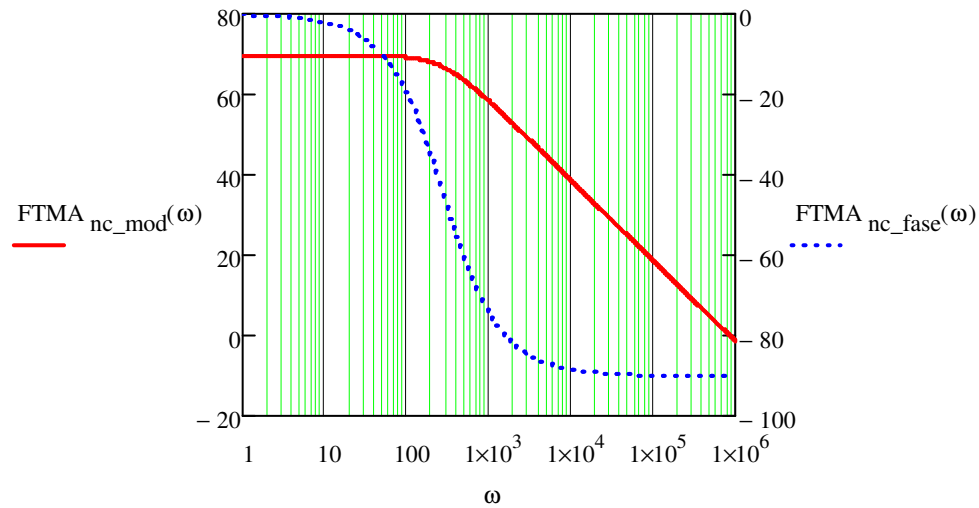
$$k_{pwm} := 2 \cdot \frac{1}{V}$$

Função de transferência de malha aberta não compensada:

$$FTMA_{nc}(\omega) := k_v \cdot k_{pwm} \cdot G_{vd2}(\omega)$$

$$FTMA_{nc_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(FTMA_{nc}(\omega))$$

$$FTMA_{nc_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTMA_{nc}(\omega))$$



Frequência de cruzamento do sistema após a compensação:

$$f_c := 500\text{Hz} \quad \omega_c := 2 \cdot \pi \cdot f_c = 3.142 \times 10^3 \frac{1}{s} \cdot \text{rad}$$

Margem de fase do sistema após a compensação:

$$M_{fase} := 80 \cdot \frac{\pi}{180} = 1.396$$

Frequência do zero do controlador PI:

$$\omega_Z := \frac{\omega_c}{\tan\left(M_{\text{fase}} - \frac{\pi}{2} - \arg(\text{FTMA}_{\text{nc}}(\omega_c))\right)} = 844.898 \frac{1}{\text{s}}$$

$$\tau_Z := \frac{1}{\omega_Z} = 1.184 \times 10^{-3} \text{ s}$$

Ganho do controlador PI:

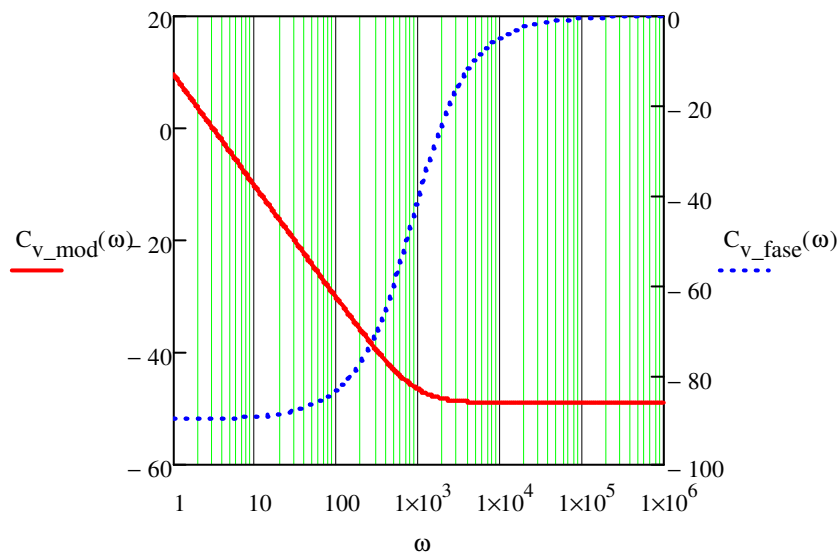
$$k_c := \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_Z^2} \cdot \text{FTMA}_{\text{nc}}(\omega_c)} = 3.572 \times 10^{-3}$$

Função de transferência do controlador PI:

$$C_V(\omega) := k_c \cdot \frac{(j \cdot \omega + \omega_Z)}{j \cdot \omega}$$

$$C_{V_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(C_V(\omega))$$

$$C_{V_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(C_V(\omega))$$

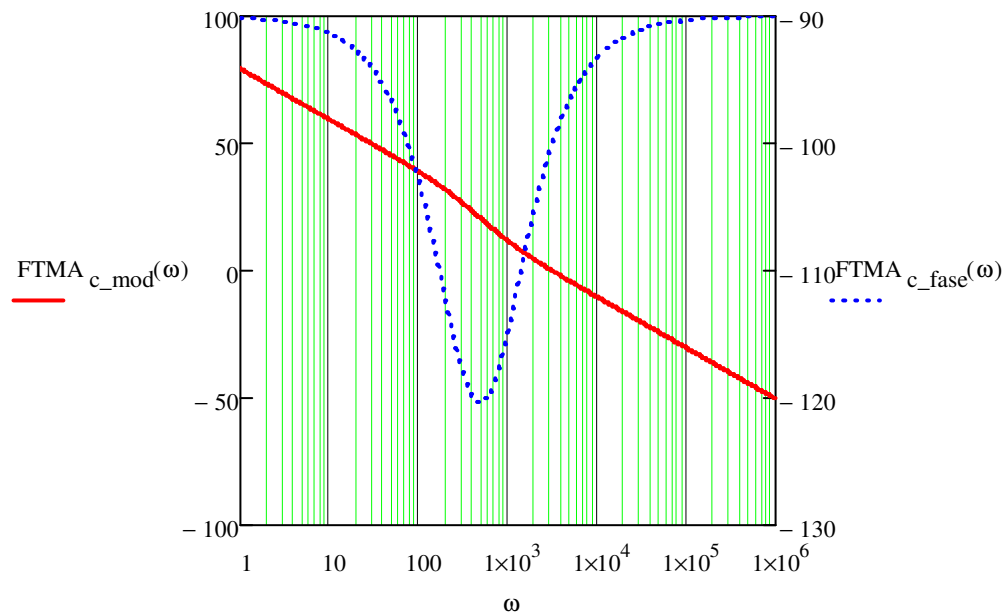


Função de transferência de malha aberta compensada:

$$FTMA_c(\omega) := FTMA_{nc}(\omega) \cdot C_V(\omega)$$

$$FTMA_{c_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(FTMA_c(\omega))$$

$$FTMA_{c_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTMA_c(\omega))$$



Parâmetros controlador PI PSIM:

$$K_{psim} := k_c = 3.572 \times 10^{-3} \quad T_{psim} := \frac{1}{\omega_z} = 1.184 \times 10^{-3} \text{ s}$$

APÊNDICE C

PROJETO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

C.1 Especificações

| | | |
|--|---|---|
| Frequência de comutação: | $f_s := 50\text{kHz}$ | $\omega_s := 2 \cdot \pi \cdot f_s$ |
| Potência média na carga: | $P_o := 1000\text{W}$ | |
| Tensão na porta 1: | $V_1 := 800\text{V}$ | |
| Tensão na porta 2: | $V_2 := 600\text{V}$ | |
| Relação de transformação: | $n_1 := 4$ | $n_2 := 3$ $a := \frac{n_1}{n_2} = 1.333$ |
| Ganho de tensão do conversor referido ao primário: | $\frac{V_2}{V_1} := a = 1$ | |
| Corrente média na porta 2: | $I_2 := \frac{P_o}{V_2} = 1.667\text{A}$ | |
| Indutância de transferência de energia (D1=1 D2=0.25 equivalente a 45°): | $L_{\text{dab}} := \frac{a \cdot V_1 \cdot V_2}{\omega_s \cdot P_o} \cdot \frac{3 \cdot \pi}{64} = 0.3 \cdot \text{mH}$ | |
| Densidade de fluxo magnético máxima: | $B_{\text{max}} := 0.15\text{T}$ | |
| Densidade de corrente nos enrolamentos: | $J_{\text{max}} := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$ | |
| Fator de utilização da janela do núcleo: | $k_u := 0.7$ | |
| Fator de forma de onda: | $k_f := 4$ | |

Corrente eficaz no primário: $I_{\text{prim_rms}} := 3.16\text{A}$

Corrente eficaz no secundário: $I_{\text{sec_rms}} := I_{\text{prim_rms}} \cdot a = 4.213\text{A}$

Variação térmica permitida: $\Delta T := 50\text{K}$ $T_a := 30^\circ\text{C}$

C.2 Seleção do núcleo: IP12R

Potência total processada pelo transformador:

$$S_t := \frac{V_1}{2} \cdot I_{\text{prim_rms}} + \frac{V_2}{2} \cdot I_{\text{sec_rms}} = 2.528 \times 10^3 \text{ W}$$

Cálculo do produto das áreas:

$$A_e A_w := \frac{S_t}{k_f \cdot k_u \cdot f_s \cdot B_{\text{max}} \cdot J_{\text{max}}} = 2.675 \cdot \text{cm}^4$$

NÚCLEO ESCOLHIDO: EE-55/28/21

Área da seção transversal: $A_e := 3.54\text{cm}^2$

Área da janela: $A_w := 2.5\text{cm}^2$

Produto das áreas: $A_p := A_e \cdot A_w = 8.85 \cdot \text{cm}^4$

Comprimento médio de um laço de fluxo magnético: $MPL := 11.2\text{cm}$

Comprimento médio de uma espira: $MLT := 11.6\text{cm}$

Volume do núcleo: $V_e := 42.5\text{cm}^3$

Peso do ferro: $W_{tfe} := 131 \text{ gm}$

Altura do carretel para núcleo escolhido: $h_{car} := 3.7 \text{ cm}$

Área da superfície do núcleo: $A_t := 137.859 \text{ cm}^2$

Dimensão do carretel do núcleo: $b_j := 3.22 \text{ cm}$

C.3 Projeto do enrolamento

Número de espiras do primário: $N_1 := \text{ceil} \left(\frac{\left(\frac{V_1}{2} \right)}{k_f \cdot B_{\max} \cdot f_s \cdot A_e} \right) = 38$

Número de espiras do secundário: $N_2 := \text{ceil} \left(\frac{n_2}{n_1} \cdot N_1 \right) = 29$

Pode-se considerar uma queda de tensão de 5% do primário para o secundário

Resistividade do cobre (20°C): $\rho_{w_20} := 1.724 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$

Resistividade do cobre (60°C): $\rho_{w_60} := 2.012 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$

Efeito skin: $\delta := \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f_s \cdot \mu_0 \cdot \frac{1}{\rho_{w_60}}}}$

Diâmetro máximo do fio: $d_{\max} := 2 \cdot \delta = 0.064 \cdot \text{cm}$

Área máxima de seção transversal:

$$A_{\text{avg}_{\text{max}}} := \pi \cdot \left(\frac{d_{\text{max}}}{2} \right)^2 = 3.202 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

Enrolamento primário:

Área da seção transversal de cobre no primário:

$$S_{\text{cu_prim}} := \frac{I_{\text{prim_rms}}}{J_{\text{max}}} = 7.022 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

Condutor escolhido: 24AWG

$$S_{\text{fio_prim}} := 0.002047 \text{cm}^2$$

$$S_{\text{fio_iso_prim}} := 0.002586 \text{cm}^2$$

Número de condutores:

$$n_{\text{cond_prim}} := \frac{S_{\text{cu_prim}}}{S_{\text{fio_prim}}} = 3.43$$

~~$$n_{\text{cond_prim}} := 4$$~~

Resistividade do fio (100°C):

$$\rho_{\text{fio_prim}} := 0.001125 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Diâmetro de cobre do fio:

$$d_{\text{fio_prim}} := 0.057 \text{cm}$$

$$\text{raio}_{\text{fio_prim}} := \frac{d_{\text{fio_prim}}}{2} = 0.029 \cdot \text{cm}$$

Enrolamento secundário:

Área da seção transversal de cobre no secundário:

$$S_{\text{cu_sec}} := \frac{I_{\text{sec_rms}}}{J_{\text{max}}} = 9.363 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

Condutor escolhido: 24AWG

$$S_{\text{fio_sec}} := 0.002047 \text{cm}^2$$

$$S_{\text{fio_iso_sec}} := 0.002586 \text{ cm}^2$$

Número de condutores:

$$n_{\text{cond_sec}} := \frac{S_{\text{cu_sec}}}{S_{\text{fio_sec}}} = 4.574$$

~~$$n_{\text{cond_sec}} := 5$$~~

Resistividade do fio (100°C):

$$\rho_{\text{fio_sec}} := 0.001125 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Diâmetro de cobre do fio:

$$d_{\text{fio_sec}} := 0.057 \text{ cm}$$

$$\text{raio}_{\text{fio_sec}} := \frac{d_{\text{fio_sec}}}{2} = 0.029 \text{ cm}$$

C.4 Perdas nos enrolamentos

Perdas no enrolamento primário:

Comprimento do chicote:

$$l_{\text{fio_primX}} := N_1 \cdot \text{MLT} = 4.408 \text{ m}$$

Teste com fator de sobre-diâmetro para correção do comprimento do chicote:

Fator de sobre-diâmetro:
(de acordo com número de condutores em paralelo)

$$F_{\text{SD_prim}} := 2.56$$

Número de camadas do enrolamento primário:

$$N_{\text{C_prim}} := \text{ceil} \left(\frac{F_{\text{SD_prim}} \cdot d_{\text{fio_prim}} \cdot N_1}{b_j} \right) = 2$$

Comprimento do chicote corrigido:

$$l_{\text{fio_prim}} := (\text{MLT} + N_{\text{C_prim}} \cdot 8 \cdot F_{\text{SD_prim}} \cdot d_{\text{fio_prim}}) \cdot N_1 = 5.295 \text{ m}$$

Resistência DC:
$$R_{\text{dc_prim}} := \frac{\rho_{\text{fio_prim}} \cdot l_{\text{fio_prim}}}{n_{\text{cond_prim}}} = 0.149 \Omega$$

Determinação da resistência AC pelo método do fator de correção de Dowell.

$$h_{\text{cprim}} := \sqrt{\frac{\pi}{4 \cdot n_{\text{cond_prim}}}} \cdot d_{\text{fio_prim}} = 2.526 \times 10^{-4} \text{ m}$$

$$\lambda_{\text{prim}} := \frac{h_{\text{cprim}}}{\delta} = 0.791$$

$$\sinh_{\lambda_{\text{prim}}} := \frac{e^{\lambda_{\text{prim}}} - e^{-\lambda_{\text{prim}}}}{2} = 0.876$$

$$\sinh_{2\lambda_{\text{prim}}} := \frac{e^{2\lambda_{\text{prim}}} - e^{-2\lambda_{\text{prim}}}}{2} = 2.33$$

$$\cosh_{\lambda_{\text{prim}}} := \frac{e^{\lambda_{\text{prim}}} + e^{-\lambda_{\text{prim}}}}{2} = 1.33$$

$$\cosh_{2\lambda_{\text{prim}}} := \frac{e^{2\lambda_{\text{prim}}} + e^{-2\lambda_{\text{prim}}}}{2} = 2.536$$

$$M_{\text{prim}} := \frac{\sinh_{2\lambda_{\text{prim}}} + \sin(2\lambda_{\text{prim}})}{\cosh_{2\lambda_{\text{prim}}} - \cos(2 \cdot \lambda_{\text{prim}})} = 1.307$$

$$D_{\text{prim}} := \frac{\sinh_{\lambda_{\text{prim}}} - \sin(\lambda_{\text{prim}})}{\cosh_{\lambda_{\text{prim}}} + \cos(\lambda_{\text{prim}})} = 0.081$$

$$F_{\text{prim}} := \lambda_{\text{prim}} \cdot \left[M_{\text{prim}} + \frac{2}{3} \cdot N_{\text{C_prim}}^2 - 1 \cdot D_{\text{prim}} \right] = 1.163$$

Perdas no cobre corrigidas:

$$P_{\text{cu_prim}} := F_{\text{prim}} \cdot R_{\text{dc_prim}} \cdot I_{\text{prim_rms}}^2 = 1.729 \text{ W}$$

Perdas no enrolamento secundário:

Comprimento do chicote: $l_{\text{fio_secX}} := N_2 \cdot \text{MLT} = 3.364 \text{ m}$

Teste com fator de sobre-diâmetro para correção do comprimento do chicote:

Fator de sobre-diâmetro: $F_{\text{SD_sec}} := 3$
(de acordo com número de condutores em paralelo)

Número de camadas do enrolamento primário:

$$N_{\text{C_sec}} := \text{ceil} \left(\frac{F_{\text{SD_sec}} \cdot d_{\text{fio_sec}} \cdot N_2}{b_j} \right) = 2$$

Comprimento do chicote corrigido:

$$l_{\text{fio_sec}} := (\text{MLT} + N_{\text{C_sec}} \cdot 8 \cdot F_{\text{SD_sec}} \cdot d_{\text{fio_sec}}) \cdot N_2 = 4.157 \text{ m}$$

Resistência DC: $R_{\text{dc_sec}} := \frac{\rho_{\text{fio_sec}} \cdot l_{\text{fio_sec}}}{n_{\text{cond_sec}}} = 0.094 \Omega$

Determinação da resistência AC pelo método do fator de correção de Dowell.

$$h_{csec} := \sqrt{\frac{\pi}{4 \cdot n_{cond_sec}}} \cdot d_{fio_sec} = 2.259 \times 10^{-4} \text{ m}$$

$$\lambda_{sec} := \frac{h_{csec}}{\delta} = 0.708$$

$$\sinh_{\lambda_{sec}} := \frac{e^{\lambda_{sec}} - e^{-\lambda_{sec}}}{2} = 0.768$$

$$\sinh_{2\lambda_{sec}} := \frac{e^{2\lambda_{sec}} - e^{-2\lambda_{sec}}}{2} = 1.937$$

$$\cosh_{\lambda_{sec}} := \frac{e^{\lambda_{sec}} + e^{-\lambda_{sec}}}{2} = 1.261$$

$$\cosh_{2\lambda_{sec}} := \frac{e^{2\lambda_{sec}} + e^{-2\lambda_{sec}}}{2} = 2.18$$

$$M_{sec} := \frac{\sinh_{2\lambda_{sec}} + \sin(2\lambda_{sec})}{\cosh_{2\lambda_{sec}} - \cos(2\lambda_{sec})} = 1.444$$

$$D_{sec} := \frac{\sinh_{\lambda_{sec}} - \sin(\lambda_{sec})}{\cosh_{\lambda_{sec}} + \cos(\lambda_{sec})} = 0.058$$

$$F_{sec} := \lambda_{sec} \cdot \left[M_{sec} + \frac{2}{3} \cdot N_{C_sec}^2 - 1 \cdot D_{sec} \right] = 1.105$$

Perdas no cobre corrigidas:

$$P_{cu_sec} := F_{sec} \cdot R_{dc_sec} \cdot I_{sec_rms}^2 = 1.835 \text{ W}$$

C.5 Perdas magnéticas

Indução magnética de saturação:

$$B_{\text{sat}} := 0.3\text{T}$$

Coeficientes da eq. de Steinmetz:
(Material Thornton IP12R - Método de cálculo
pag. 244 livro Hurley)

$$\alpha := 1.404$$

$$\beta := 2.34$$

$$K_c := 5.038$$

$$V_e := \frac{V_e}{3} \quad f_s := f_s \cdot s \quad B_{\text{max}} := \frac{B_{\text{max}}}{T}$$

Perdas no ferro:

$$P_{\text{fe}} := V_e \cdot K_c \cdot f_s^\alpha \cdot B_{\text{max}}^\beta = 10.001$$

$$P_{\text{fe}} := P_{\text{fe}} \cdot W = 10.001 \text{ W}$$

C.6 Eficiência do projeto

Perdas totais:

$$P_{\text{totais}} := P_{\text{cu_prim}} + P_{\text{cu_sec}} + P_{\text{fe}} = 13.565 \text{ W}$$

Eficiência (%):

$$\eta := \frac{P_o}{P_o + P_{\text{totais}}} \cdot 100 = 98.662$$

C.7 Possibilidade de execução

Área mínima de janela:

$$A_{W_min} := \frac{N_1 \cdot S_{\text{fio_iso_prim}} \cdot n_{\text{cond_prim}} + N_2 \cdot S_{\text{fio_iso_sec}} \cdot n_{\text{cond_sec}}}{k_u} = 1.097 \cdot \text{cm}^2$$

Fator de execução:
$$\text{Exec} := \frac{A_{w_min}}{A_w} = 0.439$$

C.8 Relatório do projeto

Núcleo escolhido: EE-55/28/21

Enrolamento primário:

| | |
|-----------------------------------|-----------------------------------|
| Condutor escolhido: | 24 AWG |
| Número de espiras: | $N_1 = 38$ |
| Número de condutores em paralelo: | $n_{cond_prim} = 4$ |
| Número de camadas: | $N_{C_prim} = 2$ |
| Tamanho chicote: | $l_{fio_prim} = 5.295 \text{ m}$ |
| Perdas no cobre: | $P_{cu_prim} = 1.729 \text{ W}$ |

Enrolamento secundário:

| | |
|-----------------------------------|----------------------------------|
| Condutor escolhido: | 24 AWG |
| Número de espiras: | $N_2 = 29$ |
| Número de condutores em paralelo: | $n_{cond_sec} = 5$ |
| Número de camadas: | $N_{C_sec} = 2$ |
| Tamanho chicote: | $l_{fio_sec} = 4.157 \text{ m}$ |
| Perdas no cobre: | $P_{cu_sec} = 1.835 \text{ W}$ |

Dados gerais:

| | |
|--------------------|---------------------------------|
| Perdas totais: | $P_{totais} = 13.565 \text{ W}$ |
| Fator de execução: | $\text{Exec} = 0.439$ |

APÊNDICE D

PROJETO DO INDUTOR DE ALTA FREQUÊNCIA

D.1 Especificações

| | | |
|--|--|---|
| Frequência de comutação: | $f_s := 50\text{kHz}$ | $\omega_s := 2 \cdot \pi \cdot f_s$ |
| Potência média na carga: | $P_o := 1000\text{W}$ | |
| Tensão na porta 1: | $V_1 := 800\text{V}$ | |
| Tensão na porta 2: | $V_2 := 600\text{V}$ | |
| Relação de transformação: | $n_1 := 4$ | $n_2 := 3$ $a := \frac{n_1}{n_2} = 1.333$ |
| Ganho de tensão do conversor referido ao primário: | $dt := a \cdot \frac{V_2}{V_1} = 1$ | |
| Corrente média na porta 2: | $I_2 := \frac{P_o}{V_2} = 1.667\text{A}$ | |
| Indutância de transferência de energia (D1=1 D2=0.25 equivalente a 45°): | $L_{dab} := \frac{a \cdot V_1 \cdot V_2}{\omega_s \cdot P_o} \cdot \frac{3 \cdot \pi}{64} = 0.3 \cdot \text{mH}$ | |
| Ind. dispersão do transformador: | $L_{leak} := 9.37\mu\text{H}$ | |
| Indutância própria necessária: | $L_{dab1} := L_{dab} - L_{leak} = 0.291 \cdot \text{mH}$ | |
| Densidade de fluxo magnético máxima: | $B_{max} := 0.15\text{T}$ | |

Densidade de corrente nos enrolamentos: $J_{\max} := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$

Fator de utilização da janela do núcleo: $k_u := 0.7$

Fator de forma de onda: $k_f := 4$

(Quadrada = 4, senoidal = 4.44)

Corrente eficaz no primário: $I_{\text{prim_rms}} := 3.16\text{A}$

Corrente eficaz no secundário: $I_{\text{sec_rms}} := I_{\text{prim_rms}} \cdot a = 4.213\text{A}$

Tensão eficaz máxima sobre o indutor: $V_L := 354\text{V}$

Variação térmica permitida: $\Delta T := 50\text{K}$ $T_a := 30^\circ\text{C}$

D.2 Seleção do núcleo: IP12R

Potência aparente total processada pelo indutor (posicionado no primário): $S_t := V_L \cdot I_{\text{prim_rms}} = 1.119 \times 10^3 \text{W}$

Cálculo do produto das áreas: $A_e A_w := \frac{S_t}{k_f \cdot k_u \cdot f_s \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} = 1.184 \cdot \text{cm}^4$

NÚCLEO ESCOLHIDO: EE-42/21/15

Área da seção transversal: $A_e := 1.8\text{cm}^2$

Área da janela: $A_w := 1.57\text{cm}^2$

| | |
|--|--|
| Produto das áreas: | $A_p := A_e \cdot A_w = 2.826 \cdot \text{cm}^4$ |
| Comprimento médio de uma laço de fluxo magnético: | $MPL := 9.7 \text{cm}$ |
| Comprimento médio de uma espira: | $MLT := 8.7 \text{cm}$ |
| Volume do núcleo: | $V_e := 17.10 \text{cm}^3$ |
| Peso do ferro: | $W_{\text{tfe}} := 44 \text{g}$ |
| Dimensão do carretel do núcleo: | $b_j := (28.5 - 1.3 \cdot 2) \text{mm} = 2.59 \cdot \text{cm}$ |
| Permeabilidade relativa para o material escolhido: | $\mu_m := 2100$ |

D.3 Projeto do enrolamento

| | |
|-------------------------------|---|
| Número de espiras do indutor: | $N_L := \text{ceil} \left(\frac{V_L}{k_f \cdot B_{\text{max}} \cdot f_s \cdot A_e} \right) = 66$ |
| Reatância indutiva: | $X_L := \frac{V_L}{I_{\text{prim_rms}}} = 112.025 \Omega$ |
| Indutância real: | $L_{\text{real}} := \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f_s} = 0.357 \cdot \text{mH}$ |
| Entreferro: | $l_{\text{gapX}} := \frac{N_L^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_{\text{dab1}}} = 3.39 \cdot \text{mm}$ |
| Cálculo corrigido: | $l_{\text{gap}} := \frac{N_L^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_{\text{dab1}}} - \frac{MPL}{\mu_m} = 3.344 \cdot \text{mm}$ |

Fator de frangiamento de fluxo: $F_{\text{frang}} := 1 + \frac{l_{\text{gap}}}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot b_j}{l_{\text{gap}}} \right) = 1.683$

Novo número de espiras devido ao frangeamento: $N_{\text{Lnov}} := \text{ceil} \left(\sqrt{\frac{l_{\text{gap}} \cdot L_{\text{dab1}}}{\mu_0 \cdot F_{\text{frang}} \cdot A_e}} \right) = 51$

Nova densidade de fluxo magnético: $B_{\text{ac}} := \frac{V_L}{k_f \cdot N_{\text{Lnov}} \cdot A_e \cdot f_s} = 0.193 \text{ T}$

Resistividade do cobre (20°C): $\rho_{\text{w}_20} := 1.724 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$

Resistividade do cobre (60°C): $\rho_{\text{w}_60} := 2.012 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$

Efeito skin: $\delta := \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f_s \cdot \mu_0 \cdot \frac{1}{\rho_{\text{w}_60}}}}$

Diâmetro máximo do fio: $d_{\text{max}} := 2 \cdot \delta = 0.064 \text{ cm}$

Área máxima de seção transversal: $A_{\text{awg}_{\text{max}}} := \pi \cdot \left(\frac{d_{\text{max}}}{2} \right)^2 = 3.202 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$

Área da seção transversal de cobre no primário: $S_{\text{cu}_{\text{prim}}} := \frac{I_{\text{prim}_{\text{rms}}}}{J_{\text{max}}} = 7.022 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$

Condutor escolhido: 24AWG $S_{\text{fio}_{\text{prim}}} := 0.002047 \text{ cm}^2$

$S_{\text{fio}_{\text{iso}_{\text{prim}}}} := 0.002586 \text{ cm}^2$

Número de condutores: $n_{\text{cond_prim}} := \frac{S_{\text{cu_prim}}}{S_{\text{fio_prim}}} = 3.43$

~~$n_{\text{cond_prim}} := 4$~~

Resistividade do fio (100°C): $\rho_{\text{fio_prim}} := 0.001125 \frac{\Omega}{\text{cm}}$

Diâmetro de cobre do fio: $d_{\text{fio_prim}} := 0.057 \text{cm}$

$\text{raio}_{\text{fio_prim}} := \frac{d_{\text{fio_prim}}}{2} = 0.029 \text{cm}$

D.4 Perdas no enrolamento

Comprimento do chicote: $l_{\text{fio_primX}} := N_{\text{Lnov}} \cdot \text{MLT} = 4.437 \text{m}$

Teste com fator de sobre-diâmetro para correção do comprimento do chicote:

Fator de sobre-diâmetro: $F_{\text{SD_prim}} := 2.56$
(de acordo com número de condutores em paralelo)

Número de camadas do enrolamento primário:

$$N_{\text{C_prim}} := \text{ceil} \left(\frac{F_{\text{SD_prim}} \cdot d_{\text{fio_prim}} \cdot N_{\text{Lnov}}}{b_j} \right) = 3$$

Comprimento do chicote corrigido:

$$l_{\text{fio_prim}} := (\text{MLT} + N_{\text{C_prim}} \cdot 8 \cdot F_{\text{SD_prim}} \cdot d_{\text{fio_prim}}) \cdot N_{\text{Lnov}} = 6.223 \text{m}$$

Resistência DC:
$$R_{dc_prim} := \frac{\rho_{fio_prim} \cdot l_{fio_prim}}{n_{cond_prim}} = 0.175 \Omega$$

Determinação da resistência AC pelo método do fator de correção de Dowell.

$$h_{cprim} := \sqrt{\frac{\pi}{4 \cdot n_{cond_prim}}} \cdot d_{fio_prim} = 2.526 \times 10^{-4} \text{ m}$$

$$\lambda_{prim} := \frac{h_{cprim}}{\delta} = 0.791$$

$$\sinh_{\lambda_{prim}} := \frac{e^{\lambda_{prim}} - e^{-\lambda_{prim}}}{2} = 0.876$$

$$\sinh_{2\lambda_{prim}} := \frac{e^{2\lambda_{prim}} - e^{-2\lambda_{prim}}}{2} = 2.33$$

$$\cosh_{\lambda_{prim}} := \frac{e^{\lambda_{prim}} + e^{-\lambda_{prim}}}{2} = 1.33$$

$$\cosh_{2\lambda_{prim}} := \frac{e^{2\lambda_{prim}} + e^{-2\lambda_{prim}}}{2} = 2.536$$

$$M_{prim} := \frac{\sinh_{2\lambda_{prim}} + \sin(2\lambda_{prim})}{\cosh_{2\lambda_{prim}} - \cos(2 \cdot \lambda_{prim})} = 1.307$$

$$D_{prim} := \frac{\sinh_{\lambda_{prim}} - \sin(\lambda_{prim})}{\cosh_{\lambda_{prim}} + \cos(\lambda_{prim})} = 0.081$$

$$F_{prim} := \lambda_{prim} \left[M_{prim} + \frac{2}{3} \cdot N_{C_prim}^2 - 1 \cdot D_{prim} \right] = 1.377$$

Perdas no cobre corrigidas:

$$P_{\text{cu_prim}} := F_{\text{prim}} \cdot R_{\text{dc_prim}} \cdot I_{\text{prim_rms}}^2 = 2.407 \text{ W}$$

D.5 Perdas magnéticas

Indução magnética de saturação:

$$B_{\text{sat}} := 0.3 \text{ T}$$

Coeficientes da eq. de Steinmetz:
(Material Thornton IP12R - Método de cálculo
pag. 244 livro Hurley)

$$\alpha := 1.404$$

$$\beta := 2.34$$

$$K_c := 5.038$$

$$V_e := \frac{V_e}{m^3} \quad f_s := f_s \cdot s \quad B_{\text{max}} := \frac{B_{\text{max}}}{T}$$

Perdas no ferro:

$$P_{\text{fe}} := V_e \cdot K_c \cdot f_s^\alpha \cdot B_{\text{max}}^\beta = 4.024$$

$$P_{\text{fe}} := P_{\text{fe}} \cdot W = 4.024 \text{ W}$$

D.6 Eficiência do projeto

Perdas totais:

$$P_{\text{totais}} := P_{\text{cu_prim}} + P_{\text{fe}} = 6.431 \text{ W}$$

Eficiência (%):

$$\eta := \frac{P_o}{P_o + P_{\text{totais}}} \cdot 100 = 99.361$$

D.7 Possibilidade de execução

Área mínima de janela:

$$A_{w_min} := \frac{N_{Lnovo} \cdot S_{fio_iso_prim} \cdot n_{cond_prim}}{k_u} = 0.754 \cdot \text{cm}^2$$

Fator de execução: $Exec := \frac{A_{w_min}}{A_w} = 0.48$

D.8 Relatório do projeto

Núcleo escolhido: EE-42/21/15

Enrolamento:

| | |
|-----------------------------------|-----------------------------------|
| Condutor escolhido: | 24 AWG |
| Número de espiras: | $N_{Lnovo} = 51$ |
| Comprimento do gap: | $l_{gap} = 3.344 \cdot \text{mm}$ |
| Número de condutores em paralelo: | $n_{cond_prim} = 4$ |
| Número de camadas: | $N_{C_prim} = 3$ |
| Tamanho chicote: | $l_{fio_prim} = 6.223 \text{ m}$ |
| Perdas no cobre: | $P_{cu_prim} = 2.407 \text{ W}$ |

Dados gerais:

| | |
|--------------------|--------------------------------|
| Perdas totais: | $P_{totais} = 6.431 \text{ W}$ |
| Fator de execução: | $Exec = 0.48$ |

APÊNDICE E

ESQUEMÁTICOS DAS PLACAS DE POTÊNCIA E CONTROLE E PROJEÇÃO DO MODELO 3D DA PLACA DE POTÊNCIA

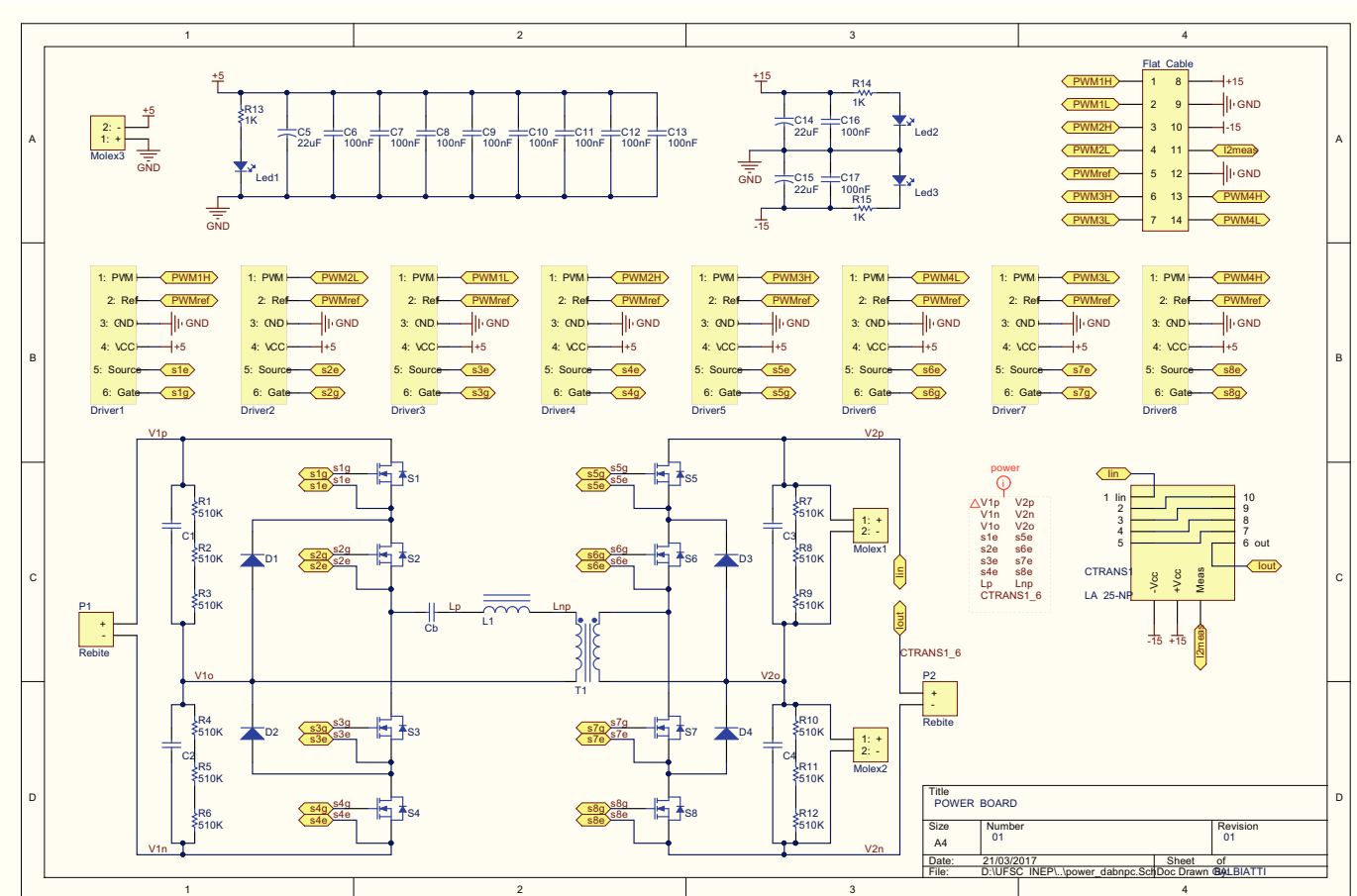


Figura E.1. Esquemático placa de potência.

Figura E.2. Esquemático placa de controle (página 1).

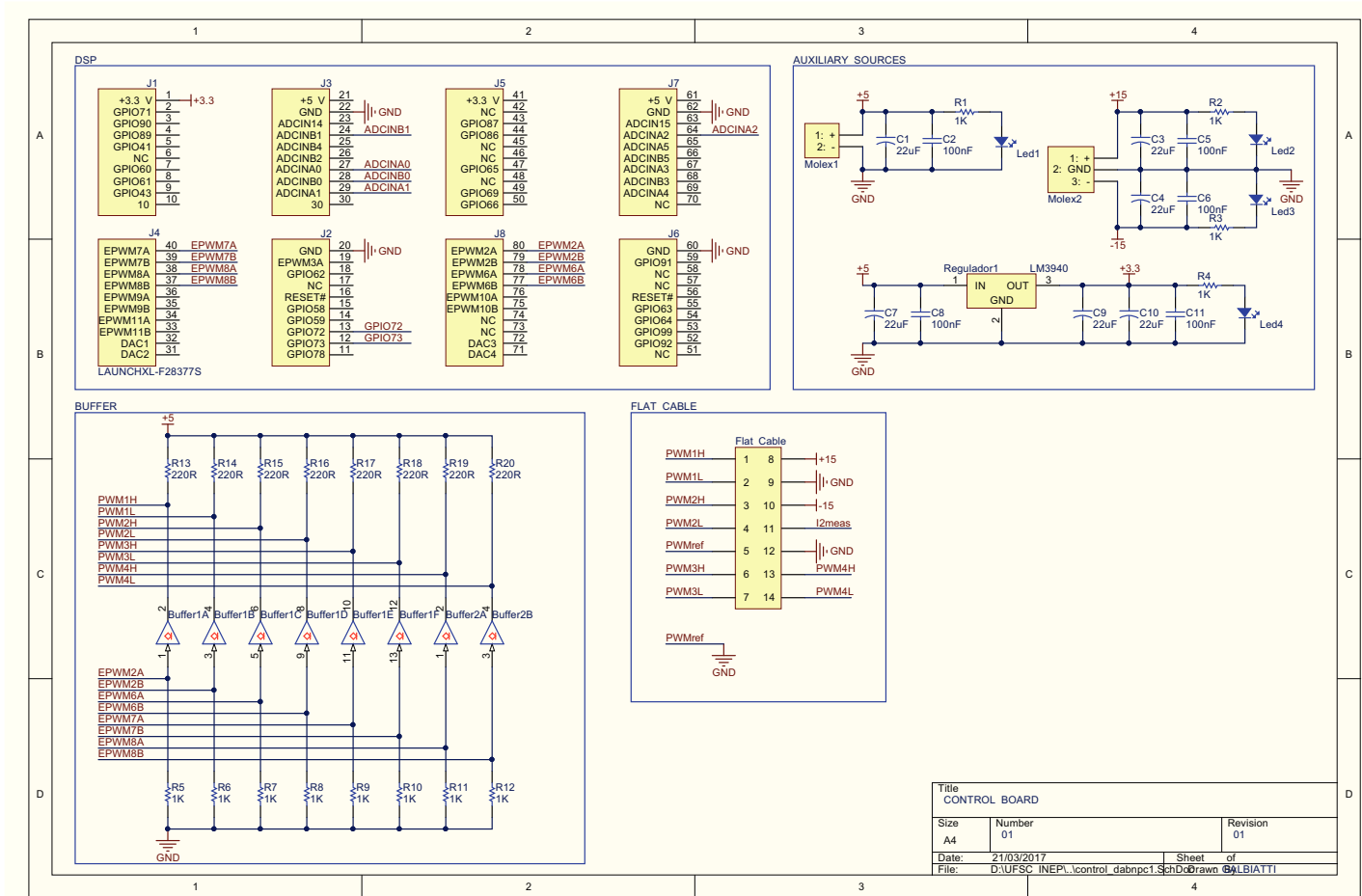
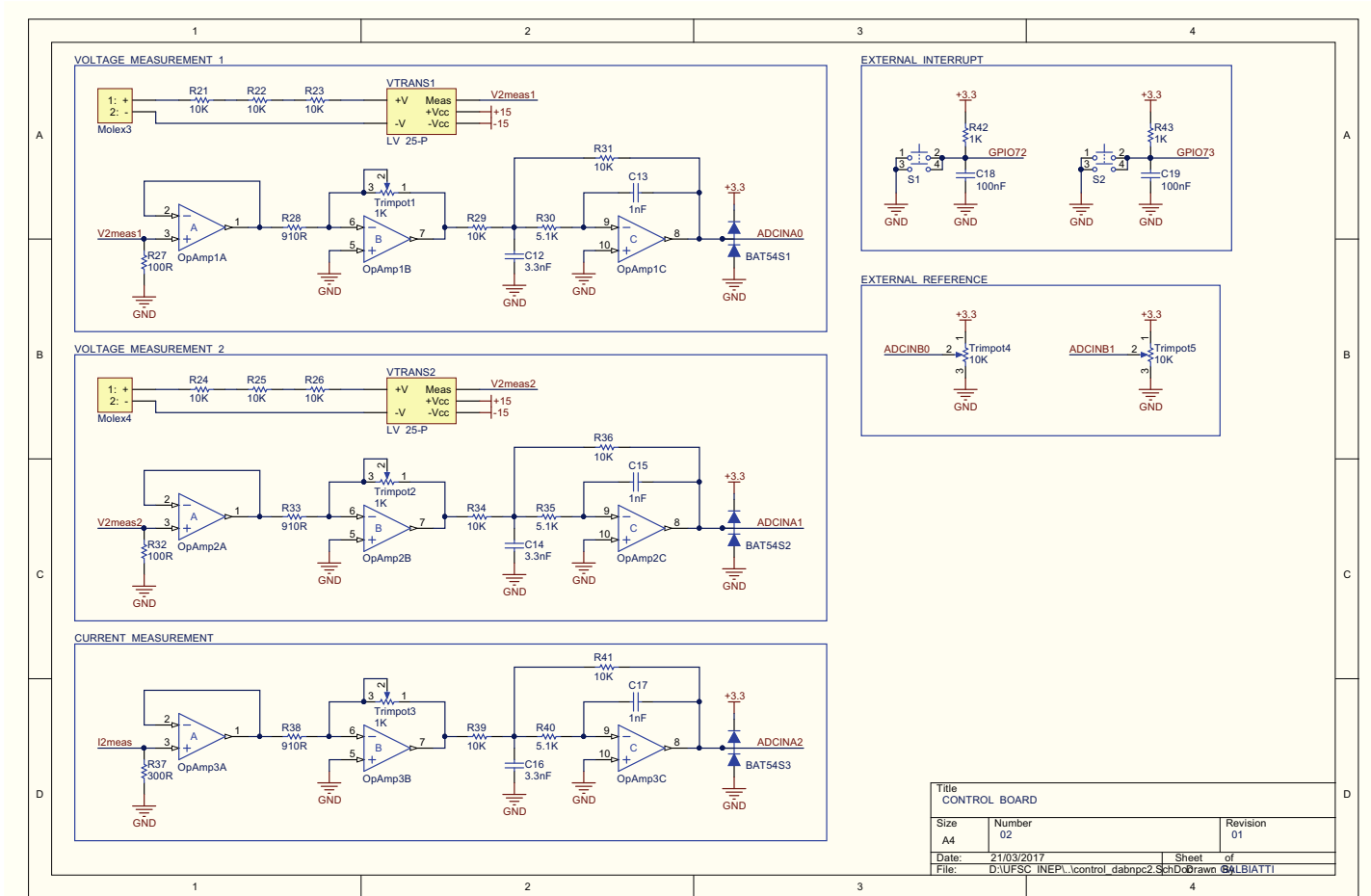


Figura E.3. Esquemático placa de controle (página 2).



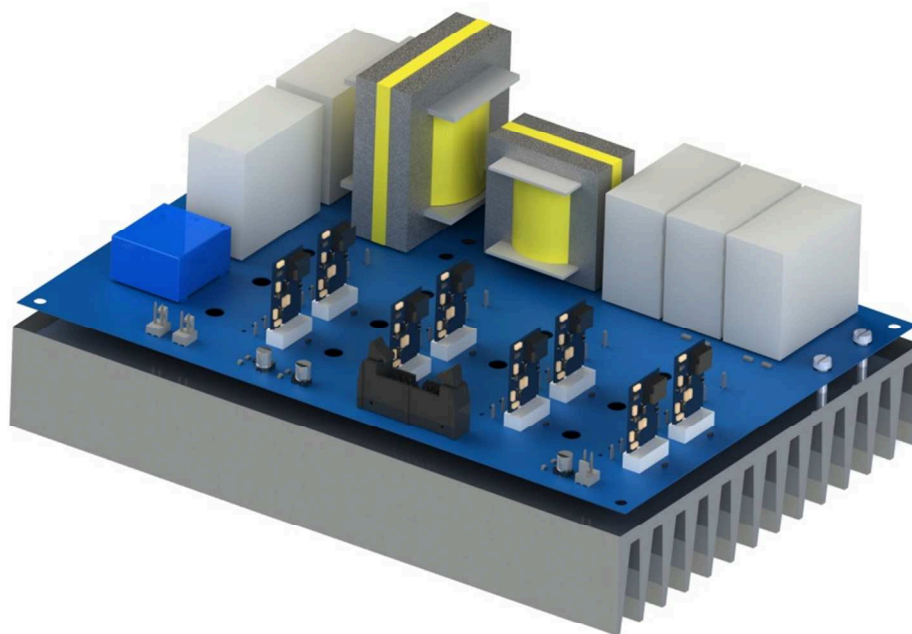


Figura E.4. Projeção do modelo 3D da placa de potência.