

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIENCIAS TECNOLOGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA –
PPGGEL**

ROMÁRIO DE SOUZA COELHO

**ANÁLISE DA POTÊNCIA PROCESSADA PELO TRANSFORMADOR DE UM
CONVERSOR DAB COM AS MODULAÇÕES EPS, SPS E DPS**

JOINVILLE

2022

ROMÁRIO DE SOUZA COELHO

**ANÁLISE DA POTÊNCIA PROCESSADA PELO TRANSFORMADOR DE UM
CONVERSOR DAB COM AS MODULAÇÕES EPS, SPS E DPS**

Dissertação Apresentada ao
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica do Centro de
Ciências Tecnológicas da
Universidade do Estado de Santa
Catarina, como requisito parcial para
obtenção do grau de Mestre em
Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Eng. Alessandro Luiz
Batschauer

Joinville

2022

**Ficha catalográfica elaborada pelo programa de geração automática da
Biblioteca Setorial do CCT/UEDESC,
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)**

Coelho, Romário de Souza

Análise da potência processada pelo transformador de um
conversor DAB com as modulações EPS, SPS e DPS /
Romário de Souza Coelho. -- 2012.

98 p.

Orientador: Alessandro Luiz Batschauer
Dissertação (mestrado) -- Universidade do Estado de
Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2012.

1. Conversor DAB. 2. Estratégias de modulação. 3.
Análise pela série de Fourier. I. Batschauer, Alessandro Luiz .
II. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de
Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica. III. Título.

ROMÁRIO DE SOUZA COELHO

**ANÁLISE DA POTÊNCIA PROCESSADA PELO TRANSFORMADOR DE UM
CONVERSOR DAB COM AS MODULAÇÕES EPS, SPS E DPS**

Dissertação Apresentada ao
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica do Centro de
Ciências Tecnológicas da
Universidade do Estado de Santa
Catarina, como requisito parcial para
obtenção do grau de Mestre em
Engenharia Elétrica.

BANCA EXAMINADORA

Alessandro Luiz Batschauer, Dr. Eng.
CCT/UEDESC (Presidente/Orientador)

Membros:

Alessandro Luiz Batschauer, Dr. Eng.
CCT/UEDESC

Marcello Mezaroba, Dr. Eng.
CCT/UEDESC

Dr. Gierry Waltrich.
EMC/UFSC

Joinville, 30 de novembro de 2022

Dedico essa dissertação de mestrado à minha amada esposa Sheila que foi a grande impulsionadora para a realização deste trabalho.

AGRADECIMENTOS

A Deus, por toda sabedoria, sustento, saúde e força espiritual necessária para realizar este trabalho.

A minha esposa Sheila, meus pais, minha família, meu amigo/irmão Márcio, meu afilhado e amigo Vinícius, com o qual cursei algumas disciplinas do mestrado e foi fundamental para o seguimento deste trabalho, meus amigos/irmãos Carlos e Vanessa e os amigos BB's. Agradeço pela paciência, por compreenderem a ausência e darem o incentivo que muitas vezes se tornou essencial para o seguimento nesta jornada.

Ao meu orientador, professor Alessandro Luiz Batschauer por todo conhecimento repassado com paciência e dedicação, não apenas no período de orientação, mas também durante as disciplinas cursadas. Sua resiliência também foi um motivador na continuidade deste trabalho.

Aos professores do nPEE e aos membros avaliadores da banca que contribuíram com suas sugestões e questionamentos para o aperfeiçoamento deste trabalho.

Aos colegas do nPEE pelas conversas técnicas e não técnicas ao longo desse período.

A UDESC em todos os seus funcionários que, com seu trabalho, contribuem para a manutenção e melhoria das instalações para proporcionar condições em que muitos pesquisadores desenvolvam seus projetos.

“De fato, nenhum de nós vive para si mesmo e nenhum de nós morre para si mesmo” (Rm 14, 7).

RESUMO

A transmissão de energia através da corrente contínua em alta tensão (CCAT) tem crescido nos últimos anos. Muitos países têm adotado este modelo, devido ao fato de que a transmissão em corrente contínua apresenta menores perdas do que em corrente alternada. Nesse sentido, faz-se necessária a análise de conversores estáticos CC-CC que possam ser empregados nestes sistemas. Nesse contexto, este trabalho apresenta a comparação dos métodos de análise do desempenho das diferentes estratégias de modulação (EMs) aplicadas ao conversor *dual-active-bridge* (DAB), o qual tem grande aplicabilidade aos sistemas CCAT. Para a análise proposta são introduzidas as equações utilizadas no cálculo das principais grandezas observadas no projeto do conversor DAB. O projeto de um protótipo do conversor com capacidade de potência de 650 VA e 75/150 V de tensão de entrada/saída é desenvolvido. Por fim os resultados obtidos com os cálculos teóricos, simulação e experimentação prática em laboratório são comparados e a análise proposta na teoria é confirmada com os resultados experimentais.

Palavras-chave: Conversor DAB; Estratégias de modulação; Análise pela série de Fourier.

ABSTRACT

Power transmission through high voltage direct current (HVDC) has grown in recent years. Many countries have adopted this model due to the fact that direct current transmission has lower losses than alternating current. In this regard, it is necessary to analyze DC-DC static converters that can be used in these systems. Therefore, this work presents the comparison of the performance analysis methods of the different modulation schemes applied to DAB converter, which has great applicability in HVDC systems. For the proposed analysis, the equations used in the calculation of the main quantities considered in design of the DAB converter are introduced. The design of a converter prototype with a power capability of 650 VA and 75/150 V of input/output voltage is developed. Finally, the results obtained with theoretical calculations, simulation and practical experimentation in the laboratory are compared and the analysis proposed in theory is confirmed with the experimental results.

Keywords: DAB converter; modulation schemes; Fourier series analysis.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | |
|--|----|
| Figura 1 – Evolução do consumo total de eletricidade no Brasil (horizonte 2031) | 20 |
| Figura 2 – Aumento na capacidade de fornecimento de energia por fontes renováveis no Brasil (2022 - 2026) e respectiva porcentagem de participação na capacidade total | 21 |
| Figura 3 – Topologia do Conversor DAB..... | 25 |
| Figura 4 – Formas de onda do conversor DAB operando sob a EM TPS | 27 |
| Figura 5 – Relação entre as EMs..... | 28 |
| Figura 6 – Formas de onda do conversor DAB operando sob a EM SPS..... | 29 |
| Figura 7 – Formas de onda do conversor DAB operando sob a EM EPS: a) $D2 = D3$, b) $D1 = 0$ | 30 |
| Figura 8 – Formas de onda do conversor DAB operando sob a modulação DPS | 32 |
| Figura 9 – Circulação de corrente para a etapa de operação 1 para a EM SPS | 36 |
| Figura 10 – Circulação de corrente para a etapa de operação 2 para a EM SPS | 37 |
| Figura 11 – Circulação de corrente para a etapa de operação 2 para a EM SPS | 38 |
| Figura 12 – Circulação de corrente para a etapa de operação 4 para a EM SPS | 39 |
| Figura 13 – Circuito utilizado por (ZHAO et al., 2015) para o cálculo das principais grandezas do conversor DAB..... | 39 |
| Figura 14 – Ângulos utilizados para o cálculo das grandezas no conversor DAB em (ZHAO et al., 2015) | 40 |
| Figura 15 – Variação da potência ativa processada no transformador em termos da variação das razões de defasagem para as EMs a) SPS, b) EPS com $D1 = 0$, c) EPS com $D2 = D3$ e d) DPS | 41 |
| Figura 16 – Variação do valor de iL_{rms} em termos da variação das razões de defasagem para as EMs: a) SPS, b) EPS com $D1 = 0$, c) EPS com $D2 = D3$ e d) DPS..... | 45 |

| | |
|---|----|
| Figura 17 – Variação da potência aparente no transformador em termos da variação das razões de defasagem para as EMs: a) SPS, b) EPS com $D1 = 0$, c) EPS com $D2 = D3$ e d) DPS | 48 |
| Figura 18 – Valores obtidos através dos cálculos para P , iL_{rms} e S no conversor DAB..... | 52 |
| Figura 19 – Circuito utilizado em simulador..... | 54 |
| Figura 20 – Formas de onda obtidas através de simulador de circuitos para as tensões v_{h1} , v_L e v_{h2} para o conjunto de razões de defasagem angular $D1 = 0$, $D2 = 0,1$, $D3 = 0,1$ | 55 |
| Figura 21 – Formas de onda obtidas através de simulador de circuitos para as tensões v_{h1} , v_L e v_{h2} para o conjunto de razões de defasagem angular $D1 = 0,4$, $D2 = 0,2$, $D3 = 0,6$ | 56 |
| Figura 22 – Formas de onda obtidas através de simulador de circuitos para as tensões v_{h1} , v_L e v_{h2} para o conjunto de razões de defasagem angular $D1 = 0$, $D2 = 0$, $D3 = 0,4$ | 57 |
| Figura 23 – Dados de amplitude e defasagem angular para cada componente harmônica das grandezas de interesse no simulador | 58 |
| Figura 24 – Topologia do Conversor DAB com o capacitor de acoplamento ... | 66 |
| Figura 25 – Protótipo implementado: a) vista superior b) vista inferior..... | 75 |
| Figura 26 – <i>Setup</i> de testes montado | 76 |
| Figura 27 – Sinais de comando gerados: (canal 1 - azul escuro - 2,5 V/div - chave $S1$), (canal 2 - azul claro - 2,5 V/div - chave $S3$), (canal 3 - rosa - 2,5 V/div - chave $S5$), (canal 4 - verde - 2,5 V/div - chave $S7$) | 77 |
| Figura 28 – Valor médio da tensão na entrada do conversor (canal 4 - verde - 10 V/div)..... | 78 |
| Figura 29 – Valor médio da tensão na saída do conversor (canal 4 - verde - 20 V/div)..... | 79 |
| Figura 30 – Ondulação de tensão na saída do conversor (canal 4 - verde - 2 V/div)..... | 80 |
| Figura 31 – Forma de onda de tensão nos interruptores do lado primário (canal 1 – azul escuro - 10 V/div) | 81 |
| Figura 32 – Forma de onda de tensão nos interruptores do lado secundário (canal 1 – azul escuro - 50 V/div) | 81 |

| | |
|---|----|
| Figura 33 – Tensão V_{GS} nos transistores $S1$ e $S2$ (canal 1 - azul escuro - 5 V/div), (canal 2 - azul claro - 5 V/div) | 82 |
| Figura 34 – Forma de onda de tensão no capacitor C_a (canal 4 - verde - 5 V/div) | 83 |
| Figura 35 – Validação da EM SPS com $D1 = 0; D2 = 0,1; D3 = 0,1$ (canal 1 - azul escuro - 100 V/div - v_{h1}), (canal 2 - vermelho - 100 V/div - v_L), (canal 3 - azul claro - 250 V/div - v_{sec}) | 84 |
| Figura 36 – Validação da EM DPS com $D1 = 0,4; D2 = 0,2; D3 = 0,6$ (canal 1 - azul escuro - 100 V/div - v_{h1}), (canal 2 - vermelho - 100 V/div - v_L), (canal 3 - azul claro - 100 V/div - v_{sec})..... | 85 |
| Figura 37 – Validação da EM EPS com $D1 = 0; D2 = 0; D3 = 0,4$ (canal 1 - azul escuro - 100 V/div - v_{h1}), (canal 2 - vermelho - 100 V/div - v_L), (canal 3 - azul claro - 100 V/div - v_{sec}) | 86 |
| Figura 38 – Coleta dos valores eficaz e de defasagem angular para i_L (canal 1 - azul escuro - 2 A/div - i_L), (canal 3 - rosa - 50 V/div - v_{h2}) | 87 |
| Figura 39 – Coleta dos valores eficaz e de defasagem angular para v_{h2} (canal 1 - azul escuro - 2 A/div - i_L), (canal 3 - rosa - 50 V/div - v_{h2})..... | 88 |
| Figura 40 – Comparação dos valores obtidos para P através do experimento prático, das equações e da simulação para os pontos de operação observados | 90 |
| Figura 41 – Comparação dos valores obtidos para i_{Lrms} através do experimento prático, das equações e da simulação para os pontos de operação observados | 90 |
| Figura 42 – Comparação dos valores obtidos para S através do experimento prático, das equações e da simulação para os pontos de operação observados | 91 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|------|------------------------------------|
| ONU | Organização das Nações Unidas |
| CCAT | Corrente Contínua em Alta Tensão |
| MME | Ministério de Minas e Energia |
| HVDC | <i>High Voltage Direct Current</i> |
| cc | corrente contínua |
| ca | corrente alternada |
| DAB | <i>Dual Active Bridge</i> |
| FFT | <i>Fast Fourier Transform</i> |
| EMs | Estratégias de Modulação |
| SPS | <i>Single-phase-shift</i> |
| EPS | <i>Extended-phase-shift</i> |
| DPS | <i>Dual-phase-shift</i> |
| PS | <i>Phase Shift</i> |
| TPS | <i>Triple-phase-shift</i> |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|------------|---|
| v_{sec} | Tensão na saída da ponte do lado secundário |
| v_{h2} | Tensão no primário do transformador |
| ϕ_1 | Ângulo de defasagem entre o sinal de comando da chave S_1 e da chave S_3 |
| ϕ_2 | Ângulo de defasagem entre o sinal de comando da chave S_1 e da chave S_5 |
| ϕ_3 | Ângulo de defasagem entre o sinal de comando da chave S_1 e da chave S_7 |
| v_{h1} | Tensão na saída da ponte do lado primário |
| β | Ângulo de defasagem entre a linha de centro da forma de onda da tensão v_{h1} e da tensão v_{h2} |
| D_1 | Razão do ângulo de defasagem ϕ_1 |
| D_2 | Razão do ângulo de defasagem ϕ_2 |
| D_3 | Razão do ângulo de defasagem ϕ_3 |
| D_β | Razão do ângulo de defasagem β |
| i_{Lrms} | Valor eficaz da corrente que circula pelo indutor auxiliar |
| S | Potência aparente processada no transformador |
| α_1 | Ângulo de defasagem entre o sinal de comando da chave S_1 e o instante de elevação da tensão v_{h1} de 0 a V_1 |
| α_2 | Ângulo de defasagem entre o instante de elevação da tensão v_{h2} de $-V_2$ a 0 e o instante de elevação de 0 a V_1 |
| β' | Ângulo de defasagem entre o instante de elevação da tensão v_{h1} de 0 a V_1 e o instante de elevação da tensão v_{h2} de 0 a V_1 |
| P | Potência ativa processada no transformador |
| V_1 | Tensão do barramento de entrada do conversor |
| V_2 | Tensão do barramento de saída em relação à razão de transformação |
| n | Ordem da componente harmônica |
| ω_0 | Frequência angular |
| f_s | Frequência de chaveamento do conversor |

| | |
|----------------------|---|
| L | Indutância total |
| v_{h2rms} | Valor eficaz da tensão no primário do transformador |
| L_{max} | Valor máximo da indutância total para transferência de potência |
| v_{npeak} | Amplitude da componente harmônica de tensão de ordem “n” |
| i_{npeak} | Amplitude da componente harmônica de corrente de ordem “n” |
| ϕ_{vn} | Ângulo de fase da componente harmônica de tensão de ordem “n” |
| ϕ_{in} | Ângulo de fase da componente harmônica de corrente de ordem “n” |
| S_1, S_2, S_3, S_4 | Interruptores da ponte H do lado primário do conversor |
| S_5, S_6, S_7, S_8 | Interruptores da ponte H do lado secundário do conversor |
| $R_{\theta JC}$ | Resistência térmica junção-encapsulamento |
| $R_{\theta CD}$ | Resistência térmica encapsulamento-dissipador |
| P_{prim} | Potência dissipada nos transistores da ponte do lado primário |
| P_{sec} | Potência dissipada nos transistores da ponte do lado secundário |
| T_{Cprim} | Temperatura no encapsulamento para os transistores da ponte do lado primário |
| T_{Csec} | Temperatura no encapsulamento para os transistores da ponte do lado secundário |
| T_{Dprim} | Temperatura no dissipador para os transistores da ponte do lado primário |
| T_{Dsec} | Temperatura no dissipador para os transistores da ponte do lado secundário |
| T_{amb} | Temperatura ambiente |
| $R_{\theta DAprim}$ | Resistência térmica dissipador-ambiente para os transistores do lado primário |
| $R_{\theta DAssec}$ | Resistência térmica dissipador-ambiente para os transistores do lado secundário |
| C_a | Capacitor de acoplamento |
| V_{Ca} | Tensão sobre o capacitor de acoplamento |
| i_{Lpk} | Valor de pico da corrente no indutor |

| | |
|----------|---|
| X_{Ca} | Reatância capacitiva do capacitor de acoplamento |
| f_r | Frequência de ressonância do circuito LC formado pelo indutor e pelo capacitor de acoplamento |
| C_i | Capacitor do barramento de entrada |
| C_o | Capacitor do barramento de saída |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|----|
| Tabela 1 – Especificações do conversor projetado | 50 |
| Tabela 2 – Valores de P (W), i_{Lrms} (A) e S (VA), para cada conjunto de razões de defasagem angular e EM correspondente..... | 52 |
| Tabela 3 – Valores obtidos através das equações e simulações para P , i_{Lrms} e S , para cada ponto de operação | 59 |
| Tabela 4 – Esforços nos semicondutores | 62 |
| Tabela 5 – Perdas nos semicondutores | 63 |
| Tabela 6 – Propriedades térmicas do interruptor escolhido | 64 |
| Tabela 7 – Parâmetros para o cálculo do capacitor C_i | 69 |
| Tabela 8 – Parâmetros para o cálculo do capacitor C_o | 70 |
| Tabela 9 – Dados técnicos do transformador..... | 71 |
| Tabela 10 – Dados técnicos do indutor auxiliar..... | 71 |
| Tabela 11 – Comparação dos valores obtidos através das equações e simulações ideais e não ideais para P em cada ponto de operação | 72 |
| Tabela 12 – Comparação dos valores obtidos através das equações e simulações ideais e não ideais para i_{Lrms} para cada ponto de operação | 72 |
| Tabela 13 – Comparação dos valores obtidos através das equações e simulações ideais e não ideais para S para cada ponto de operação | 73 |
| Tabela 14 – Comparação dos valores obtidos para P , i_{Lrms} e S através do protótipo experimental e da simulação não ideal para cada ponto de operação | 89 |

SUMÁRIO

| | |
|--|----|
| 1 INTRODUÇÃO..... | 20 |
| 1.1 Objetivo Geral..... | 23 |
| 1.1.1 Objetivos específicos | 23 |
| 1.2 Estrutura da dissertação..... | 23 |
| 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA | 25 |
| 2.1 Estratégias de modulação baseadas no phase-shift | 26 |
| 2.1.1 Estratégia de modulação <i>single-phase-shift</i> | 28 |
| 2.1.2 Estratégia de modulação <i>extended-phase-shift</i> | 29 |
| 2.1.3 Estratégia de modulação <i>dual-phase-shift</i> | 31 |
| 2.2 Métodos de comparação do desempenho das estratégias de modulação para o conversor DAB..... | 32 |
| 2.3 CONCLUSÃO | 33 |
| 3 ANÁLISE DO DESEMPENHO DAS ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PARA O CONVERSOR DAB | 35 |
| 3.1 Análise qualitativa..... | 35 |
| 3.1.1 Etapas de operação para a modulação SPS | 35 |
| 3.1.1.1 Etapa 1 (0 à $D2$)..... | 35 |
| 3.1.1.2 Etapa 2 ($D2$ à $T_s/2$) | 36 |
| 3.1.1.3 Etapa 3 ($T_s/2$ à $T_s/2 + D2$)..... | 37 |
| 3.1.1.4 Etapa 4 ($T_s/2 + D2$ à T_s) | 38 |
| 3.2 Análise quantitativa..... | 39 |
| 3.2.1 Cálculo das principais grandezas do conversor DAB..... | 39 |
| 3.2.1.1 Cálculo da potência ativa processada no transformador do conversor DAB | 41 |
| 3.2.1.2 Cálculo do valor eficaz da corrente no indutor do conversor DAB | 44 |
| 3.2.1.3 Cálculo do valor da potência aparente processada no transformador | 47 |
| 3.2.2 Análise do equacionamento empregando um projeto e o | |

| | |
|--|----|
| simulador de circuitos | 50 |
| 3.2.3 Cálculo da indutância total necessária..... | 51 |
| 3.3 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR | 53 |
| 3.3.1 Coleta dos dados dos pontos de operação escolhidos | 57 |
| 3.4 Conclusão..... | 60 |
| 4 PROCEDIMENTO DE PROJETO..... | 62 |
| 4.1 Seleção dos semicondutores..... | 62 |
| 4.1.1 Perdas nos semicondutores..... | 63 |
| 4.2 Cálculo Térmico..... | 63 |
| 4.3 Capacitor de acoplamento..... | 66 |
| 4.3.1 Dimensionamento do capacitor C_a | 66 |
| 4.3.1.1 Critério da máxima queda de tensão | 67 |
| 4.3.1.2 Critério da frequência de ressonância..... | 68 |
| 4.4 Capacitores do barramento de entrada e saída | 68 |
| 4.5 Componentes magnéticos | 70 |
| 4.6 Simulação com componentes não ideais | 71 |
| 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS | 75 |
| 5.1 validação do conversor..... | 77 |
| 5.2 Obtenção dos resultados práticos | 86 |
| 5.3 Conclusão..... | 92 |
| 6 CONCLUSÃO GERAL..... | 93 |
| 6.1 Publicações | 94 |
| REFERÊNCIAS | 95 |

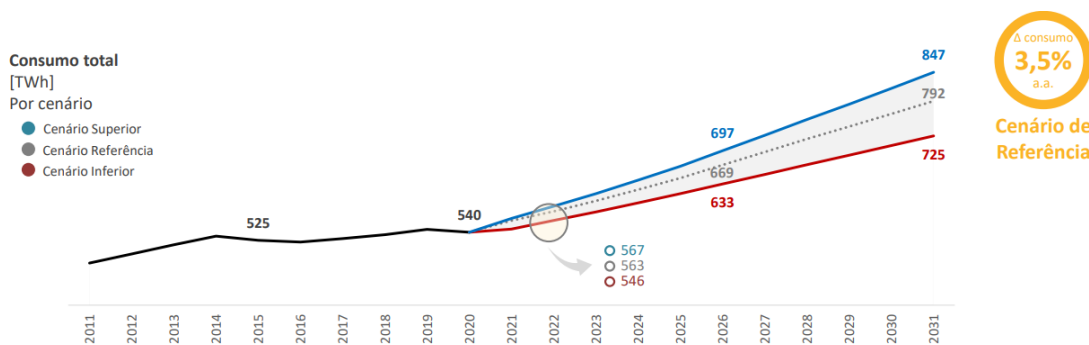
1 INTRODUÇÃO

O consumo de energia elétrica tem aumentado em todo o planeta. Dentre os vários fatores que compõem esse fenômeno, pode se citar o fato de muitas pessoas terem saído da linha da pobreza e, com isso, terem sido inseridas na rede de consumo de energia (GNPW, 2022).

Em paralelo a isso, a população mundial seguirá o ritmo de crescimento nos próximos anos. De acordo com o Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística (IBGE), o número de habitantes no Brasil continuará crescendo até 2047, quando chegará aos 233.233.670 habitantes, frente aos 214.828.540 no ano de 2022. Além disso, a maneira como o ser humano consome energia elétrica tem mudado nos últimos anos e o número de equipamentos utilizados que consomem energia elétrica também tem crescido.

Segundo estimativa apresentada no Plano Decenal de Expansão de Energia (PDE) 2031 (EPE, 2022), o consumo total de energia elétrica no Brasil terá um aumento de 3,5% ao ano até 2031. A evolução do consumo total de eletricidade é mostrada na Figura 1.

Figura 1 – Evolução do consumo total de eletricidade no Brasil (horizonte 2031)



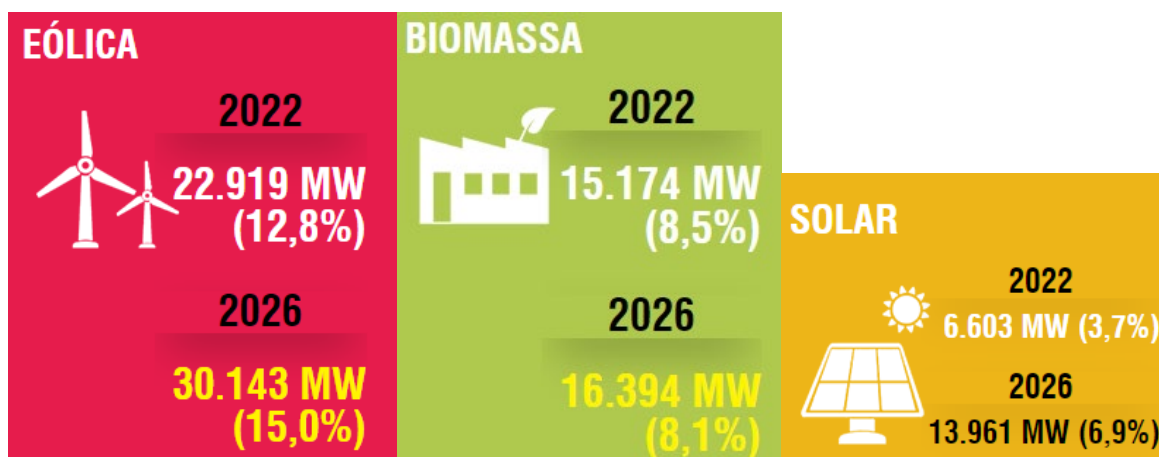
Fonte: (EPE, 2022)

Para suprir a demanda de consumo, a oferta de energia também deverá aumentar. De acordo com os dados do relatório realizado por (PEREIRA JUNIOR; CASTRO, 2018), o aumento da capacidade total instalada do sistema elétrico brasileiro no período entre 2015 e 2050 será de quase 150%.

Neste cenário, com vistas à preservação ambiental, as fontes de energia renováveis também têm atraído grande atenção das autoridades. Sistemas de geração de energia principalmente através da energia eólica, fotovoltaica,

biomassa, etc., têm sido instalados em todo o país. Segundo (ONS, 2022), estes sistemas terão sua capacidade aumentada nos próximos anos. A Figura 2 mostra a evolução na capacidade de fornecimento das fontes de energia renováveis no Brasil até 2026.

Figura 2 – Aumento na capacidade de fornecimento de energia por fontes renováveis no Brasil (2022 - 2026) e respectiva porcentagem de participação na capacidade total



Fonte: Adaptado de (ONS, 2022)

Porém não basta somente aumentar a capacidade de fornecimento de energia. Se os sistemas de geração, transmissão, distribuição e consumo não forem aprimorados para um melhor aproveitamento da energia gerada, grande parte desta energia será desperdiçada e, provavelmente, as fontes não serão capazes de suprir toda a necessidade de consumo. Por este motivo a preocupação com o uso eficiente da energia elétrica tem se tornado cada vez mais relevante nos últimos anos e décadas. Entre os objetivos de desenvolvimento sustentável da Organização das Nações Unidas (ONU), por exemplo, encontra-se o acesso à energia para todos e, mais especificamente, nos objetivos 7.3 e 7.a é citada a melhoria da eficiência energética como uma meta ser alcançada (ONU, 2015). Segundo (ABESCO, 2022) o Brasil trata o tema da eficiência energética como de interesse público desde os anos 80 e, desde então, tem desenvolvido e mantido diversos projetos que procuram melhorar a eficiência energética de equipamentos e sistemas. Entre estes, pode-se destacar o Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica (selo PROCEL) e o Programa de Eficiência Energética (PEE). Somente em projetos aprovados entre os anos de 2010 e 2020, foram investidos cerca de R\$ 6,2 bi

pelo PEE (ANEEL, 2022). No entanto, o estudo apresentado por (CASTRO-ALVAREZ et al., 2018), coloca o Brasil na 20ª posição entre 25 países estudados, no que se refere ao empenho na implementação de políticas para a melhoria da eficiência energética, o que indica que ainda há muito para se avançar neste campo.

Além dos avanços buscados para a eficiência dos sistemas de geração de energia, se faz necessário também avançar em relação ao rendimento dos sistemas que processam energia elétrica. Neste sentido, pode-se concluir que o desenvolvimento de projetos de pesquisa que visem melhorar o aproveitamento da energia processada em um conversor estático de potência, tem muito a contribuir nessa área.

Com o avanço da tecnologia o número de equipamentos e sistemas que processam energia elétrica, principalmente em corrente contínua (cc), tem aumentado, entre os mesmos, pode-se citar: sistemas de carregamento de veículos elétricos (NARAYANA; SURVE; SRINIVAS, 2022), (BLASUTTIGH; et al., 2022), distribuição de energia cc residencial (LEE; KIM; JUNG, 2020), (STIENEKER; DE DONCKER, 2015), micro/nanorredes (CARVALHO; et al., 2021), (ZHAO; YU; SUN, 2012), (SILVA, 2013), redes de transmissão de energia (ENGEL et al., 2015), energias renováveis (GUAN, 2019) e transformadores de estado sólido (KIRSTEN, 2014).

Um estudo realizado por (INOUE; AKAGI, 2007) aponta que, devido à introdução dos semicondutores *wide-band-gap*, os futuros sistemas de conversão de energia de média tensão utilizarão topologias de conversores eletrônicos de potência, mais especificamente circuitos isolados e bidirecionais, como núcleo de processamento de energia. Neste sentido, o conversor *dual-active-bridge* (DAB), aparece como uma topologia promissora, pois permite a interligação destes sistemas. Outro fator importante, é que este conversor possui uma capacidade de processamento de energia maior, se comparado a outras topologias isoladas e bidirecionais devido à sua estrutura com duas pontes “H” com quatro transistores cada.

As principais características do conversor DAB são destacadas por (KIRSTEN, 2014): “fluxo bidirecional de energia, isolamento galvânica, operação abaixadora e elevadora, distribuição igualitária de potência e comutação suave em todos os interruptores, alta densidade de potência, alta eficiência e simples

operação.” Apesar de possuir as vantagens/características elencadas, este conversor possui também algumas desvantagens: quando a relação entre os valores de tensão na entrada e na saída e razão de transformação difere da unidade, o nível de corrente circulante aumenta e o rendimento do conversor decresce rapidamente. Outro caso ocorre quando o conversor processa baixos níveis de potência, nessa situação, a faixa de comutação suave torna-se menor. (ZHAO et al., 2014).

1.1 OBJETIVO GERAL

Diante da situação apresentada, o principal objetivo deste trabalho é comparar o desempenho de diferentes estratégias de modulação (EMs) para o conversor DAB através do valor eficaz da corrente no indutor ($i_{L_{rms}}$) e do valor da potência aparente processada no transformador (S) e verificar se há diferenças nos resultados obtidos através dos dois métodos.

1.1.1 Objetivos específicos

- Revisar a bibliografia referente ao conversor DAB, verificando as estratégias de modulação (EMs) utilizadas na implementação deste conversor;
- Comparar o desempenho das EMs *single-phase-shift* (SPS), *extended-phase-shift* (EPS) e *dual-phase-shift* (DPS) para o conversor DAB, pelo método do valor de $i_{L_{rms}}$ e pelo método do valor de S ;
- Projetar, implementar e validar um protótipo físico de um conversor DAB para comparar experimentalmente as análises propostas;

1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho está organizado da seguinte maneira:

No capítulo 1 são mostradas as razões pelas quais os conversores isolados e bidirecionais devem ser estudados e suas aplicações em sistemas que demandam altos níveis de processamento de potência, bem como o

destaque que o conversor DAB têm diante das técnicas que estão sendo implementadas. No capítulo 2 é realizada uma revisão bibliográfica sobre a topologia utilizada para o conversor DAB, bem como as principais EMs e os métodos de comparação do desempenho de cada estratégia.

O capítulo 3 apresenta as análises qualitativa e quantitativa do conversor. As etapas de operação para a EM SPS são apresentadas e o comportamento das diferentes grandezas envolvidas no projeto do conversor, para toda a faixa de variação possível das razões dos ângulos de defasagem, é mostrado e analisado. Os resultados obtidos via simulação do conversor em *software* são mostrados e comparados com os resultados teóricos.

No capítulo 4 é elaborado o projeto dos componentes que integram o circuito de potência do conversor implementado. São realizados o dimensionamento e a seleção dos semicondutores que compõem as duas pontes, bem como o cálculo térmico para determinação do modelo de dissipador de calor e da utilização de ventilação forçada aplicados a estes componentes. O capacitor de acoplamento é projetado através de dois procedimentos diferentes que apresentam convergência no valor necessário para o componente. Por último são apresentadas as especificações necessárias para dimensionamento e aquisição dos componentes magnéticos.

O capítulo 5 mostra a validação do conversor de acordo com as especificações propostas. Também são apresentados os resultados obtidos com o protótipo do conversor implementado experimentalmente. São coletados os resultados para os pontos de operação escolhidos que corroboram com a análise proposta. Uma discussão sobre as discrepâncias encontradas é apresentada.

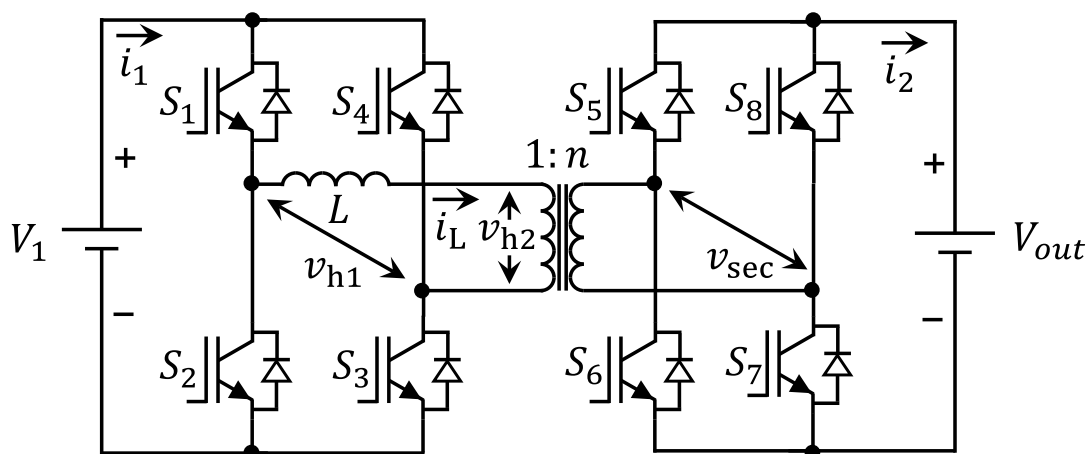
Por fim, no capítulo 6 é apresentada a conclusão sobre todos os resultados obtidos com o trabalho.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo é realizada uma revisão bibliográfica acerca dos elementos que compõem o tema proposto. Dentre esses, destacam-se as EMs utilizadas para o conversor DAB, bem como os métodos de comparação do desempenho dessas EMs.

O conversor DAB foi apresentado em (DE DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991). Alguns trabalhos encontrados na literatura (YAKOOB; LOO; LAI, 2018), (LI; BHAT, 2010), (YAKOOB; LOO; LAI, 2017), (ARREDONDO; SAL Y ROSAS, 2019) empregam o uso de circuitos ressonantes para o conversor DAB com o intuito de aumentar a região de operação em comutação suave. No entanto, com a inserção de componentes ressonantes, o custo, o peso e tamanho do conversor aumentam consideravelmente. Devido a estes fatores, a maioria dos trabalhos utiliza a topologia apresentada por (DE DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991). A Figura 3 mostra a topologia escolhida para este trabalho.

Figura 3 – Topologia do Conversor DAB



Fonte: Autor

No circuito tradicional do conversor DAB não-ressonante, oito interruptores são utilizados para realizar o processamento da energia, sendo uma ponte H com quatro transistores no lado primário e outra com quatro transistores no lado secundário do transformador. O transformador opera em alta frequência de acordo com a frequência de comutação das chaves. Muitos

trabalhos apontam que, teoricamente, o conversor DAB poderia operar sem a necessidade do indutor auxiliar, isso levando em consideração que a indutância de dispersão do transformador seria suficiente para transmitir a potência necessária. Na prática, o indutor auxiliar tem a função de complementar a indutância total.

Em comparação com o conversor *full-bridge*, o conversor DAB proporciona o fluxo bidirecional de energia. Em contrapartida, há a necessidade de sincronismo dos sinais de comando entre as pontes, uma vez que a ponte do lado secundário é composta de transistores em vez de diodos. O controle do fluxo de potência no conversor não é realizado através da razão cíclica, como observado na maioria dos conversores estáticos de potência, mas sim através da defasagem angular entre os sinais de comando dos interruptores.

Para conciliação das variáveis utilizadas neste trabalho com o estudo apresentado por (ZHAO et al., 2015), a tensão no secundário do transformador é representada neste trabalho como v_{sec} e a tensão no primário do transformador é representada como v_{h2} . O trabalho citado propôs as equações que são utilizadas no desenvolvimento desta pesquisa.

A maioria dos trabalhos encontrados na literatura que estudaram o conversor DAB fazem uso do *phase-shift* (PS), no entanto existem aplicações que empregam o uso de frequência variável. Esta última é mais vantajosa quando grandes variações de potência são requeridas. (HOU; LI, 2020). Para o trabalho em questão, optou-se por estudar as EMs PS.

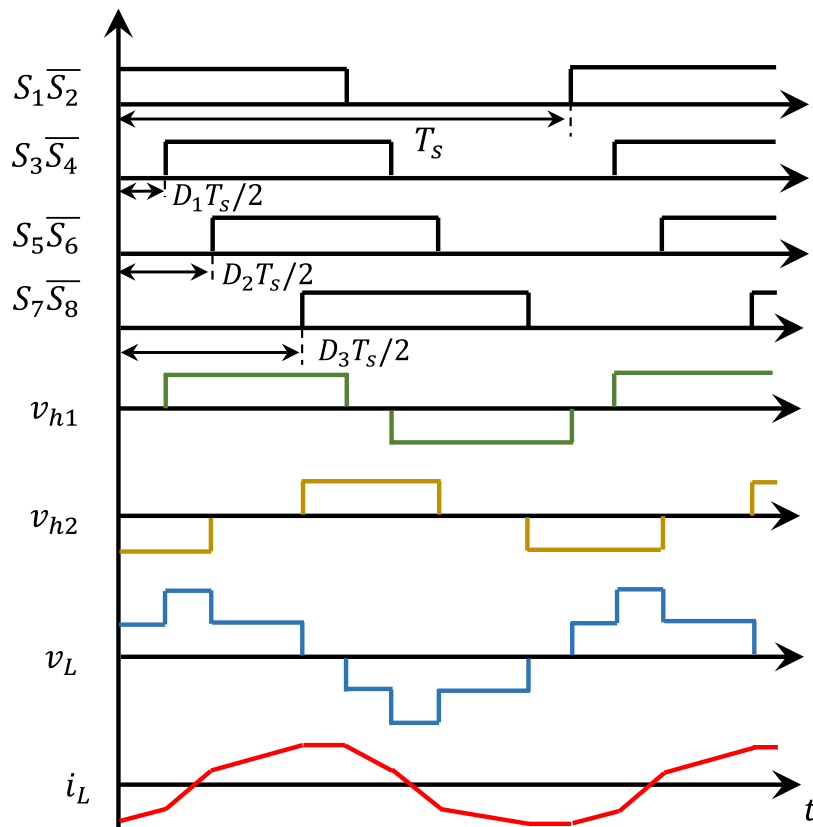
2.1 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO BASEADAS NO PHASE-SHIFT

Segundo (HOU; LI, 2020) as EMs baseadas no PS são as mais atrativas para o conversor DAB não ressonante pois proporcionam menores esforços nos componentes, filtros menores, perdas de comutação reduzidas, fluxo bidirecional de energia, operação abaixador-elevador e baixa sensibilidade a fenômenos parasitários. De acordo com (FENG; WANG; MAN, 2014), ao utilizar o PS, há uma maior facilidade para implementar a comutação suave neste conversor. Nessas EMs, os interruptores são comutados com razão cíclica fixa em 0,5 e o parâmetro variável é o ângulo de defasagem entre os sinais de comando dos interruptores. Além disso, a operação de conversores com razão cíclica fixa em

0,5 facilita o emprego de transformadores de pulso para comandar os transistores de potência.

Os modos de operação das EMs PS podem ser definidos de maneira unificada pela EM *triple-phase-shift* (TPS). Os ângulos utilizados na EM TPS são: o ângulo de defasagem entre os braços da ponte primária (φ_1), o ângulo de defasagem entre o primeiro braço da ponte primária e o primeiro braço da ponte secundária (φ_2), o ângulo de defasagem entre o primeiro braço da ponte primária e o segundo braço da ponte secundária (φ_3) e o ângulo de defasagem entre a linha de centro da forma de onda da tensão na saída da ponte do lado primário (v_{h1}) e da forma de onda da tensão v_{h2} (β). Por conveniência, todos os ângulos citados são convertidos nas razões D_1 , D_2 , D_3 e D_β através da relação $D_n = \varphi_n/\pi$ e $D_\beta = \beta/\pi$ respectivamente. As formas de onda mais relevantes do conversor DAB operando sob a EM TPS são mostradas na Figura 4.

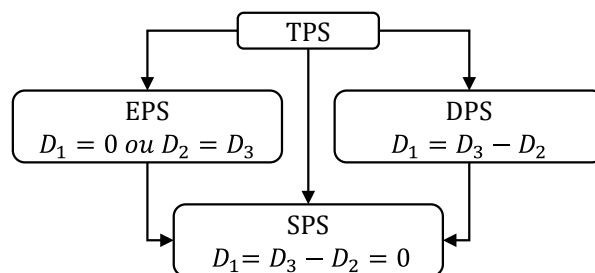
Figura 4 – Formas de onda do conversor DAB operando sob a EM TPS



Fonte: Autor

Um fato apresentado por (HOU; LI, 2020), é que a EM TPS pode ser considerada como um caso geral das demais EMs e, conseqüentemente, é a que apresenta os melhores resultados em termos de rendimento, faixa de operação em ZVS e redução de potência circulante entre todas as EMs apresentadas, pois pode alcançar o ponto de operação de cada uma em particular. Por esse motivo, essa EM não será estudada neste trabalho. A relação entre a EM TPS e as demais EMs de acordo com os valores dos ângulos de defasagem é mostrada na Figura 5.

Figura 5 – Relação entre as EMs



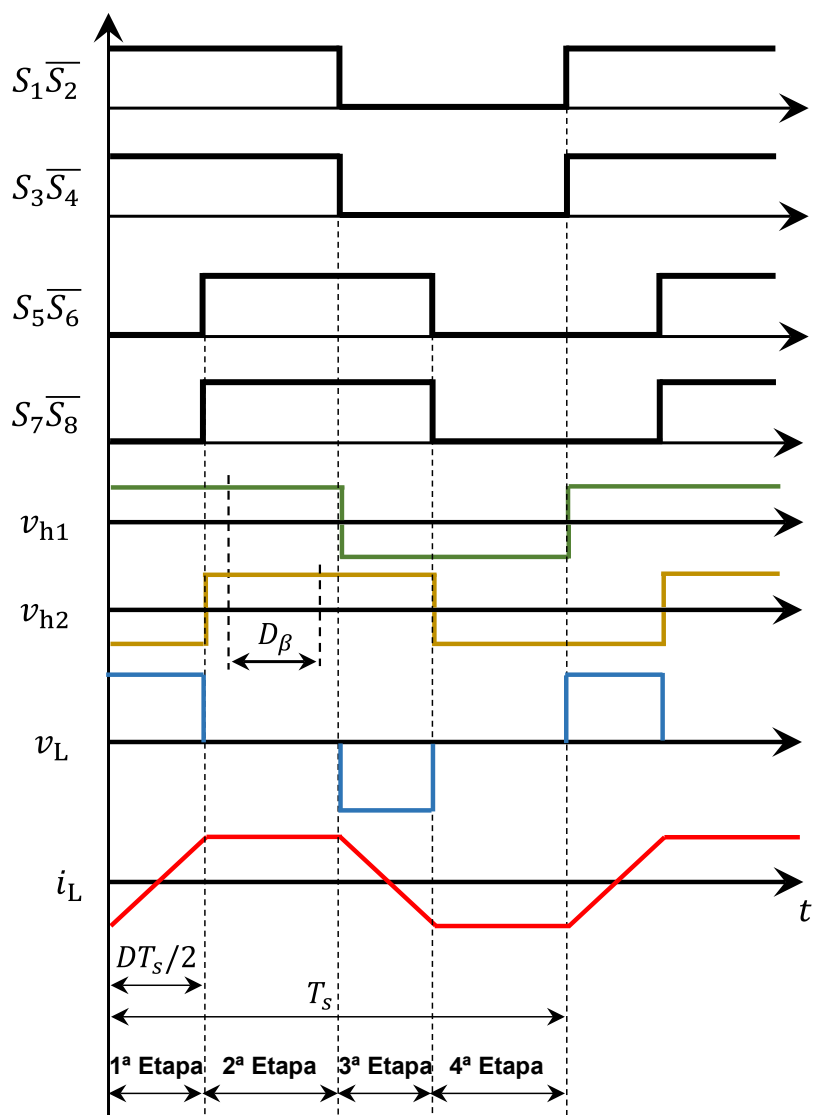
Fonte: Adaptada de HOU; LI, (2020, p.3154)

2.1.1 Estratégia de modulação *single-phase-shift*

Em (DE DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991) quando o conversor foi apresentado, foi utilizada uma EM chamada *phase-shift*. Com o desenvolvimento de outras EMs baseadas no PS, essa EM ficou conhecida como *single-phase-shift* (SPS). O funcionamento dessa EM segue o princípio: $D_1 = 0$ e $D_2 = D_3$. Devido à essa combinação, o valor de D_2 sempre será igual à D_3 . Os trabalhos que analisam a EM SPS utilizam somente D para se referir à única razão do ângulo de defasagem existente nesta EM.

Com esses valores para as razões dos ângulos de defasagem, uma forma de onda de tensão de dois níveis é produzida tanto em v_{h1} quanto em v_{h2} . As principais formas de onda para a EM SPS aplicadas ao conversor DAB são mostrados na Figura 6. Também são exibidos os períodos das quatro etapas de operação do conversor, operando sob esta EM, que são abordadas com mais detalhes na seção 3.1.1.

Figura 6 – Formas de onda do conversor DAB operando sob a EM SPS



Fonte: Autor

Com o avanço das pesquisas, outras EMs foram apresentadas com o intuito de suprir algumas deficiências da modulação SPS. Alguns fatores como: maior faixa de operação em comutação suave e, principalmente, menores níveis de potência circulante, podem ser alcançados com outras EMs (HOU; LI, 2020).

2.1.2 Estratégia de modulação *extended-phase-shift*

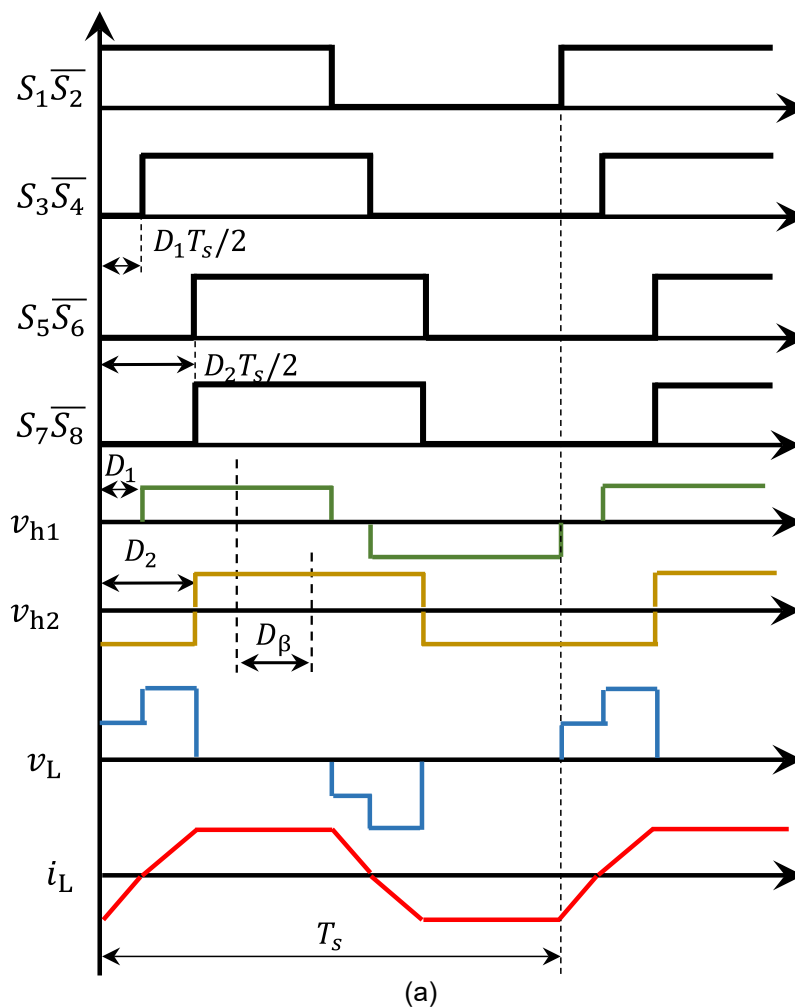
A EM EPS foi estudada em (OGGIER; GARCÍA; OLIVA, 2009) e (ZHAO; YU; SUN, 2012). A diferença entre as EMs SPS e EPS, é que enquanto uma das pontes opera com defasagem entre os braços a outra opera com sinais

complementares. Há duas formas de operação nessa EM:

- Se $D_1 \neq 0$, $D_2 = D_3$, nesse caso a tensão v_{h1} possui uma forma de onda de três níveis e a tensão v_{h2} possui uma forma de onda de dois níveis. As formas de onda para o conversor DAB operando sob esta condição são mostradas na Figura 7(a).
- Se $D_1 = 0$, $D_2 \neq D_3$, nesse caso a tensão v_{h1} possui uma forma de onda de dois níveis e a tensão v_{h2} possui uma forma de onda de três níveis. As formas de onda para o conversor DAB operando sob esta condição são mostradas na Figura 7(b).

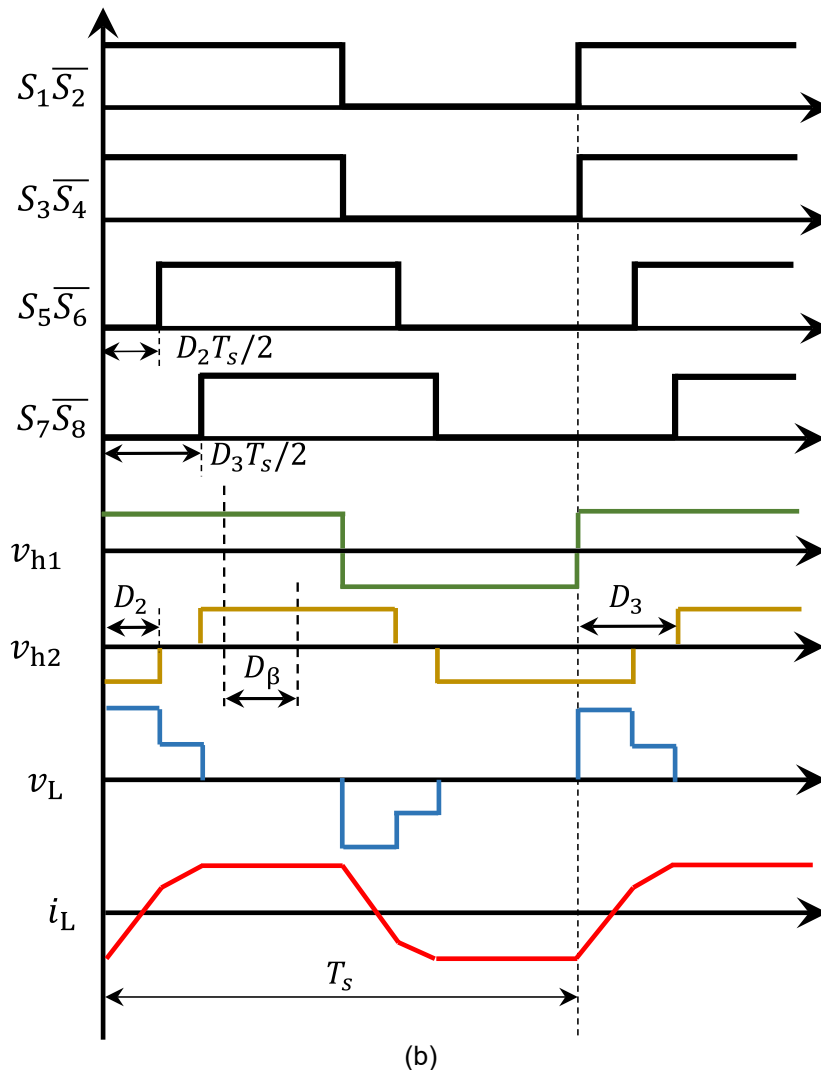
De acordo com (OGGIER; GARCÍA; OLIVA, 2009) essa EM proporciona a redução da energia reativa circulante se comparada à EM SPS.

Figura 7 – Formas de onda do conversor DAB operando sob a EM EPS: a) $D_2 = D_3$, b) $D_1 = 0$



Fonte: Autor

Figura 7 – Formas de onda do conversor DAB operando sob a EM EPS: a) $D_2 = D_3$, b) $D_1 = 0$

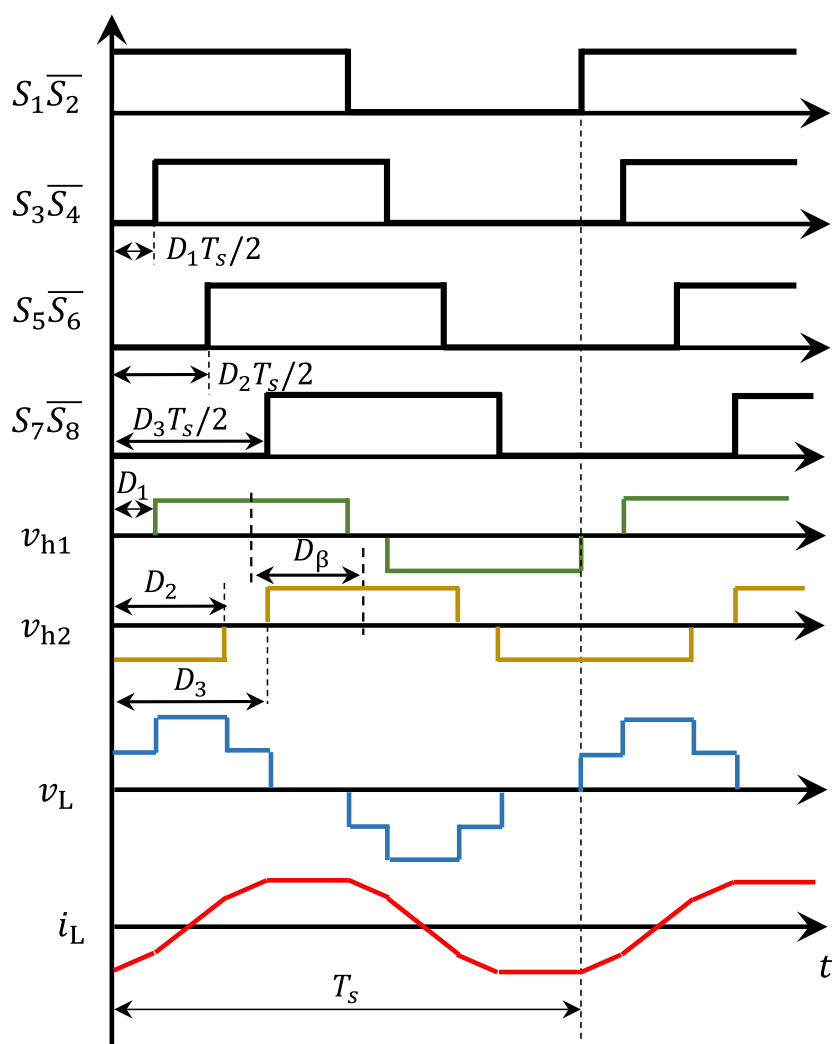


Fonte: Autor

2.1.3 Estratégia de modulação *dual-phase-shift*

O trabalho (BAI; MI, 2008) apresentou a EM DPS. O funcionamento dessa EM deve respeitar a relação: $D_1 + D_2 = D_3$. Com esses valores, tanto a tensão v_{h1} quanto a tensão v_{h2} apresentam três níveis e são simétricas. As principais formas de onda para o conversor DAB operando sob a EM DPS são mostradas na Figura 8.

Figura 8 – Formas de onda do conversor DAB operando sob a modulação DPS



Fonte: Autor

De acordo com (BAI; MI, 2008), além de melhorar o rendimento do conversor, a EM DPS permite a redução da corrente de partida do conversor.

2.2 MÉTODOS DE COMPARAÇÃO DO DESEMPENHO DAS ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PARA O CONVERSOR DAB

Para analisar os resultados e comparar o desempenho das diferentes EMs aplicadas ao conversor DAB, existem dois métodos. O primeiro e mais utilizado leva em conta o valor de i_{Lrms} . O trabalho de (HOU; LI, 2020), apresenta uma compilação dos trabalhos realizados anteriormente neste sentido. No entanto, ao verificar as formas de onda geradas pelas diferentes EMs utilizadas no conversor DAB, percebe-se que cada uma gera formas de onda de tensão

diferentes tanto nas pontes primária e secundária e, conseqüentemente, no transformador do conversor e, por isso, geram valores eficazes de tensão diferentes para cada conjunto de ângulos aplicados. Por conseqüência, o valor de S também é diferente para um mesmo valor de i_{Lrms} . Por este motivo, analisar somente o valor de i_{Lrms} pode levar a uma análise incompleta. Neste sentido, o trabalho apresentado por (ZHAO et al., 2015) introduz a análise das formas de onda através da série de Fourier. Com esta análise é possível comparar o valor de i_{Lrms} e S para cada ponto de operação.

2.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi realizada uma revisão bibliográfica sobre o conversor DAB, para que o leitor tenha um melhor entendimento do conversor e o conhecimento base para melhor compreensão do que é desenvolvido no decorrer deste trabalho. Foram comentados alguns aspectos acerca da topologia não-ressonante do conversor.

O circuito tradicional apresenta menor número de componentes passivos, com isso, o custo, peso e tamanho do conversor se torna menor quando comparado com os circuitos ressonantes. Ainda deve-se observar que, devido ao fato de a indutância de dispersão do transformador auxiliar na transferência de energia, o indutor externo será menor pois sua indutância irá compor o valor total da indutância necessária.

As principais EMs utilizadas no conversor foram apresentadas e suas vantagens e desvantagens foram comentadas. Decidiu-se por estudar apenas as EMs SPS, EPS e DPS, pois a EM TPS pode alcançar o ponto de operação de cada uma em particular e, portanto, apresentaria o melhor desempenho entre todas.

Por fim, foram apresentados os métodos utilizados para comparação do desempenho de cada EM. O método de comparação pelo valor de i_{Lrms} pode não apresentar um resultado completo, se for levado em consideração que cada EM gera uma forma de onda de tensão diferente e, conseqüentemente, um valor de S diferente.

No trabalho realizado por (ZHAO et al., 2015), são mostradas as equações e são apresentados os resultados obtidos para um ponto de operação. A

proposta deste trabalho é comparar os dois métodos de análise do desempenho das EMs para o conversor DAB, para vários pontos de operação distintos e, assim, apresentar uma conclusão sobre a utilização destes métodos.

3 ANÁLISE DO DESEMPENHO DAS ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PARA O CONVERSOR DAB

Neste capítulo busca-se fazer uma análise qualitativa e quantitativa das principais grandezas envolvidas no projeto do conversor DAB para as EMs estudadas.

3.1 ANÁLISE QUALITATIVA

Conforme abordado nos capítulos anteriores, o conversor DAB possui uma versatilidade no que diz respeito às etapas de operação, considerando que o conversor pode operar com numerosas combinações das razões de defasagem angular entre os sinais de comando dos interruptores. Devido a este motivo, a análise das etapas de operação para cada EM se torna complexa. Há vários trabalhos na literatura que já realizaram com riqueza de detalhes a análise da topologia tradicional do conversor DAB, com destaque para (SANTOS, 2011), (KIRSTEN, 2014) e (BOTTION, 2015).

Em seguida serão mostradas as etapas de operação do conversor sob a EM SPS.

3.1.1 Etapas de operação para a modulação SPS

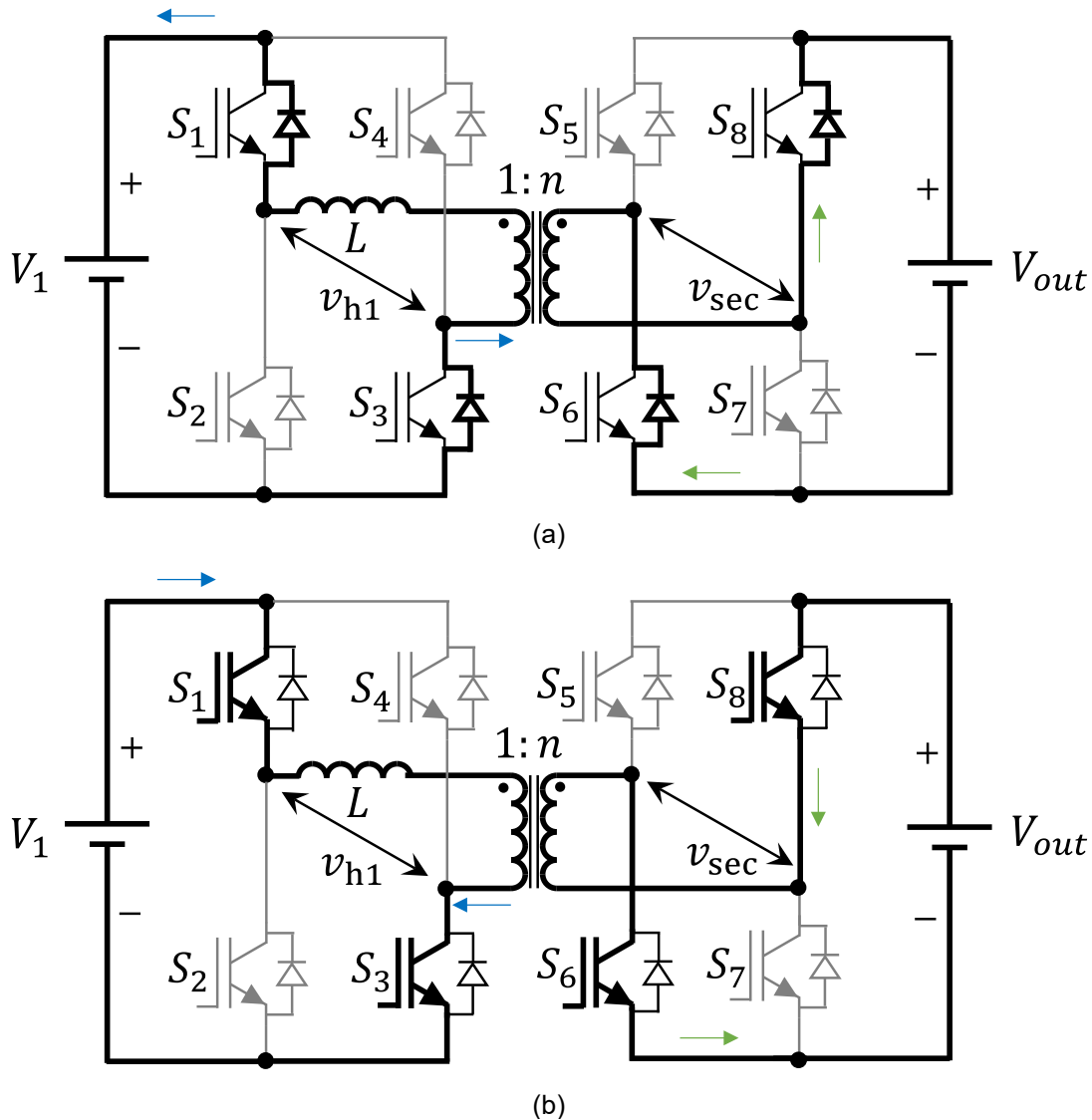
Para a análise das etapas de operação, considera-se os sinais de comando exibidos na Figura 6.

3.1.1.1 Etapa 1 (0 à D_2)

De acordo com os sinais de comando, no início desta etapa as chaves S_1 e S_3 entram em condução e as chaves S_2 e S_4 saem de condução. Para manter o sentido de circulação da corrente, a mesma flui através dos diodos das chaves em condução. Devido ao ângulo de defasagem, as chaves do lado secundário permanecem no mesmo estado em que estavam, com S_6 e S_8 conduzindo e S_5 e S_7 bloqueadas. Da mesma forma que do lado primário, a corrente circula pelos diodos das chaves que estão comandadas a conduzir. No final da etapa, a

corrente circula pelas chaves com sinal de comando. A circulação da corrente no circuito é mostrada na Figura 9 (a) para o início da etapa 1 e na Figura 9 (b) para o final da etapa 1.

Figura 9 – Circulação de corrente para a etapa de operação 1 para a EM SPS



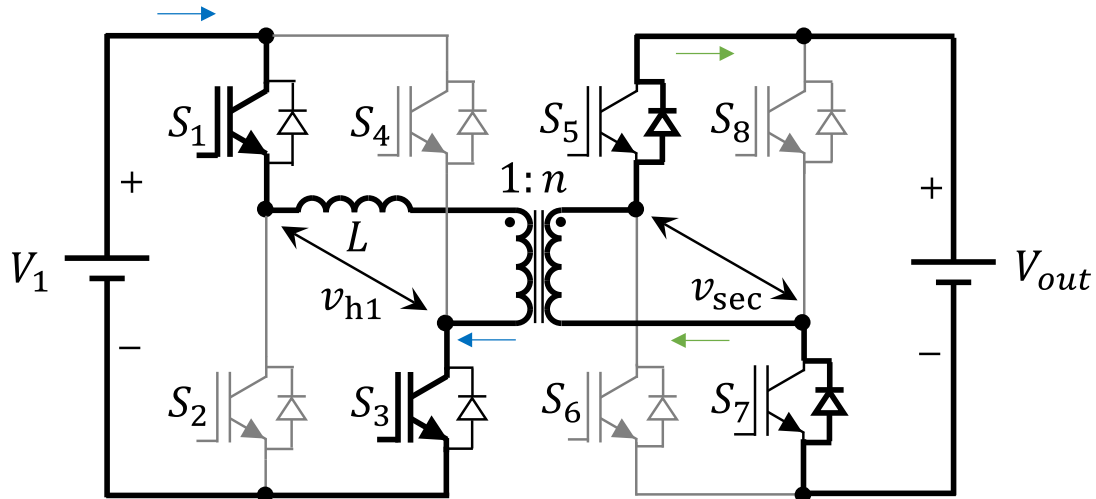
Fonte: Autor

3.1.1.2 Etapa 2 (D_2 à $T_s/2$)

Na segunda etapa de operação, as chaves do lado primário permanecem no mesmo estado em que se encontravam na etapa anterior. As chaves S_5 e S_7 são comandadas a conduzir e as chaves S_6 e S_8 são bloqueadas. Para manter o sentido da corrente, a mesma circula pelos diodos em paralelo com as chaves

acionadas no secundário. A corrente na segunda etapa de operação para a EM SPS é mostrada na Figura 10.

Figura 10 – Circulação de corrente para a etapa de operação 2 para a EM SPS

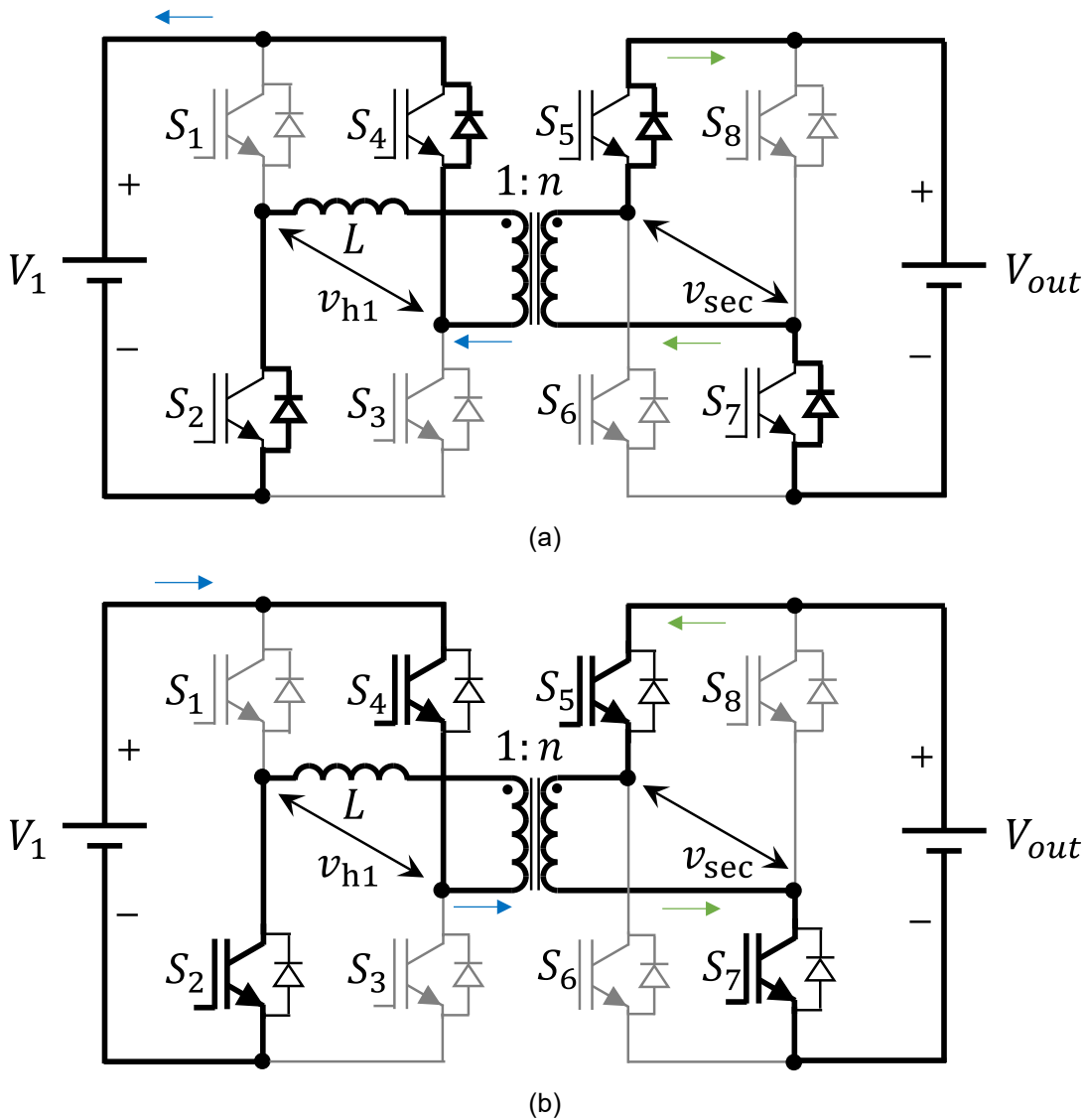


Fonte: Autor

3.1.1.3 Etapa 3 ($T_s/2$ à $T_s/2 + D_2$)

A terceira etapa inicia com a comutação das chaves do lado primário. S_2 e S_4 passam a conduzir e S_1 e S_3 são comandadas a bloquear. Para manter o sentido da corrente, a mesma circula pelos diodos das chaves comandadas. As chaves do lado secundário permanecem com a mesma configuração da etapa anterior. No fim da terceira etapa, o sentido da corrente no primário e no secundário se torna exatamente o oposto do início da etapa, com a corrente circulando pela chave e não mais pelo diodo. A corrente na terceira etapa de operação é mostrada na Figura 11 (a) para o início da etapa e na Figura 11 (b) para o fim da etapa.

Figura 11 – Circulação de corrente para a etapa de operação 2 para a EM SPS

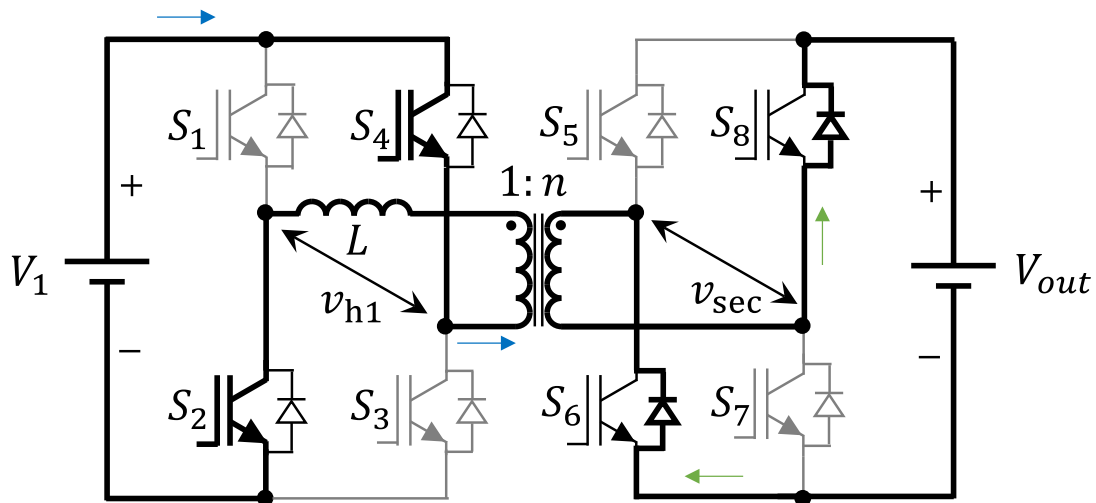


Fonte: Autor

3.1.1.4 Etapa 4 ($T_s/2 + D_2$ à T_s)

Na quarta e última etapa de operação, as chaves do lado primário permanecem no mesmo estado em que se encontravam na etapa anterior. As chaves S_6 e S_8 são comandadas a conduzir e as chaves S_5 e S_7 são bloqueadas. Para manter o sentido da corrente, a mesma circula pelos diodos em paralelo com as chaves ativas no secundário. A corrente na quarta etapa de operação para a EM SPS é mostrada na Figura 12.

Figura 12 – Circulação de corrente para a etapa de operação 4 para a EM SPS



Fonte: Autor

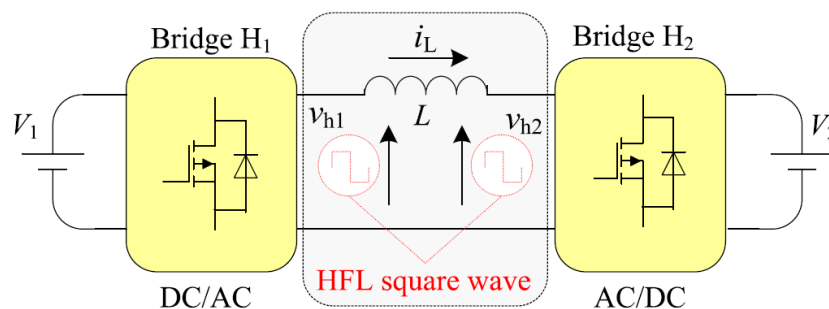
3.2 ANÁLISE QUANTITATIVA

A análise quantitativa do conversor neste trabalho, se destina a verificar o comportamento das diferentes grandezas estudadas frente às variações das razões dos ângulos de defasagem.

3.2.1 Cálculo das principais grandezas do conversor DAB

O trabalho desenvolvido por (ZHAO et al., 2015) apresentou um método de cálculo para as grandezas mais importantes do conversor DAB, o qual utiliza a série de Fourier. O circuito utilizado para o cálculo é mostrado na Figura 13.

Figura 13 – Circuito utilizado por (ZHAO et al., 2015) para o cálculo das principais grandezas do conversor DAB

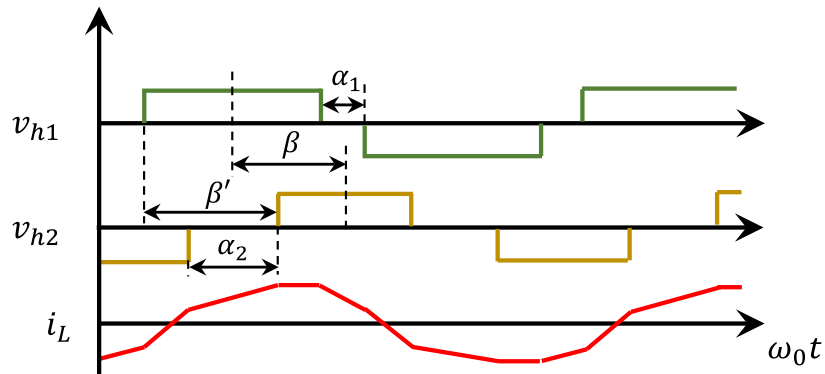


Fonte: ZHAO et al. (2015)

Cabe ressaltar que tanto a tensão v_{h2} , quanto a tensão V_2 , são relativas ao primário do transformador em respeito à relação de transformação.

Com exceção do ângulo β , os ângulos utilizados pelo autor para o cálculo não são os citados na seção 2.1 deste trabalho. Os ângulos utilizados são mostrados na Figura 14.

Figura 14 – Ângulos utilizados para o cálculo das grandezas no conversor DAB em (ZHAO et al., 2015)



Fonte: Adaptado de ZHAO et al. (2015)

Apesar da definição dos ângulos ser diferente, é possível estabelecer uma relação entre eles. As equações (1) à (4) mostram essas relações.

$$\alpha_1 = D_1 \tag{1}$$

$$\alpha_2 = D_3 - D_2 \tag{2}$$

$$\beta' = D_3 - D_1 \tag{3}$$

$$\beta = \beta' + \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2} \tag{4}$$

Esta última equação foi corrigida neste trabalho, pois a equação fornecida por (ZHAO et al., 2015) está incorreta. Após as definições apresentadas acima, é possível calcular as principais grandezas envolvidas no projeto do conversor.

Os resultados da análise teórica, mostrados a seguir, estão normalizados de acordo com o máximo valor observado considerando todas as EMs.

3.2.1.1 Cálculo da potência ativa processada no transformador do conversor DAB

O valor da potência ativa processada no transformador do conversor DAB (P) é um dos parâmetros mais importantes a serem considerados no projeto do conversor DAB, pois determina a capacidade de transferência de potência a uma carga conectada na saída do conversor. De acordo com (ZHAO et al., 2015) o cálculo do valor de P pode ser feito através da equação (5).

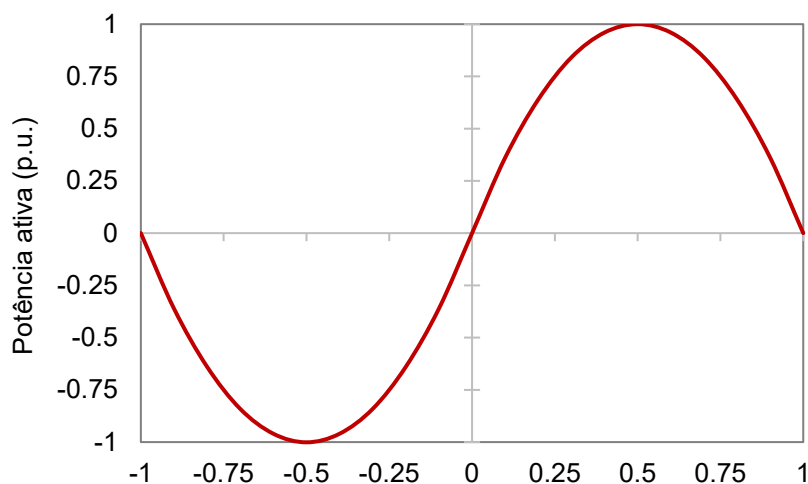
$$P = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{8V_1V_2}{n^3\pi^2\omega_0L} \cos\left(n\frac{\alpha_1}{2}\right) \cos\left(n\frac{\alpha_2}{2}\right) \sin(n\beta) \quad (5)$$

A frequência angular ω_0 é definida como $\omega_0 = 2\pi f_s$, onde f_s é a frequência de chaveamento do conversor. A indutância total L é a soma da indutância de dispersão do transformador e da indutância auxiliar externa.

Na Figura 15 é mostrada a variação do valor de P para o conversor operando sob as EMs estudadas.

Figura 15 – Variação da potência ativa processada no transformador em termos da variação das razões de defasagem para as EMs a) SPS, b) EPS com $D_1 = 0$, c) EPS com $D_2 = D_3$ e d)

DPS



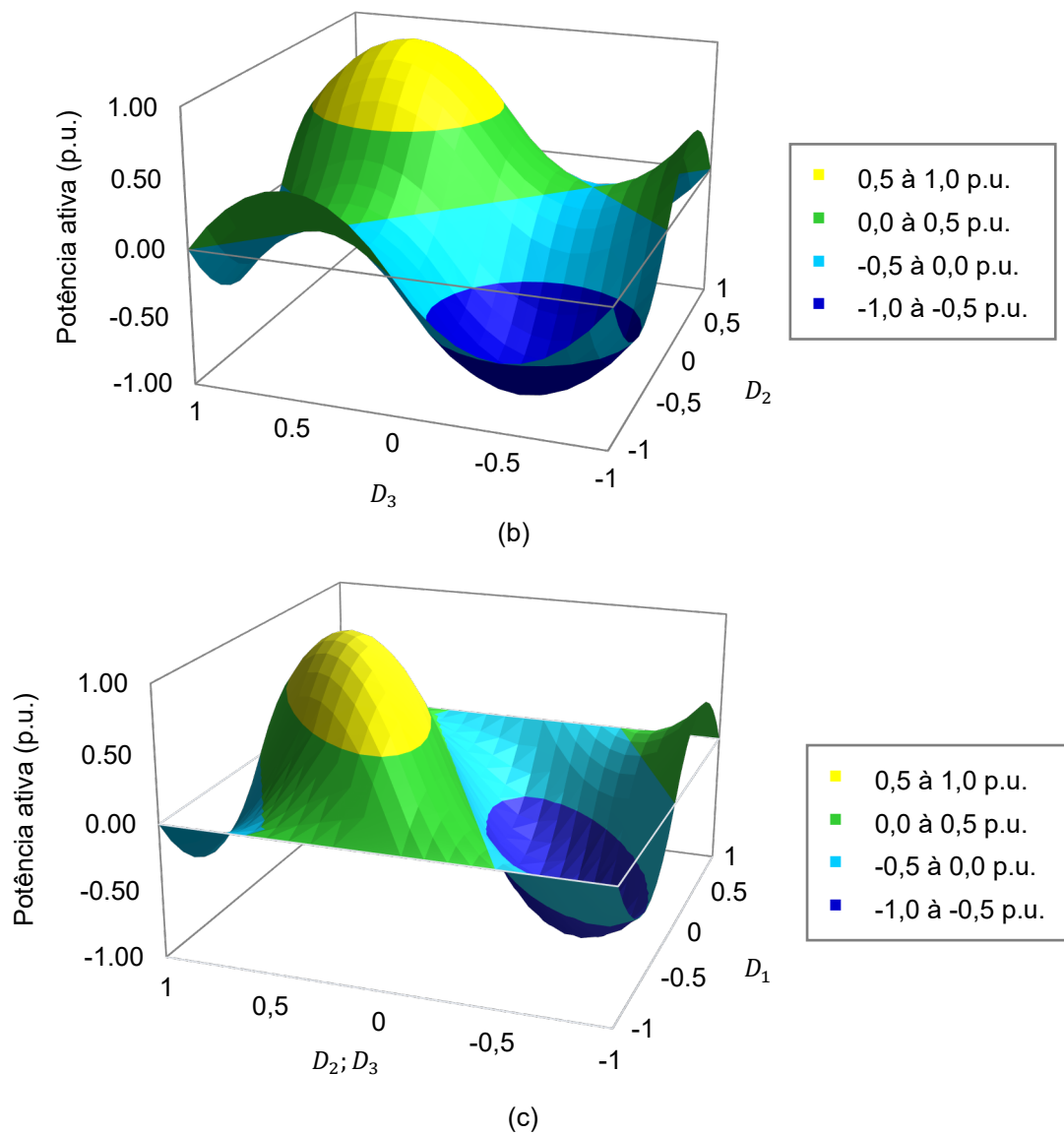
$D_2; D_3$

(a)

Fonte: Autor

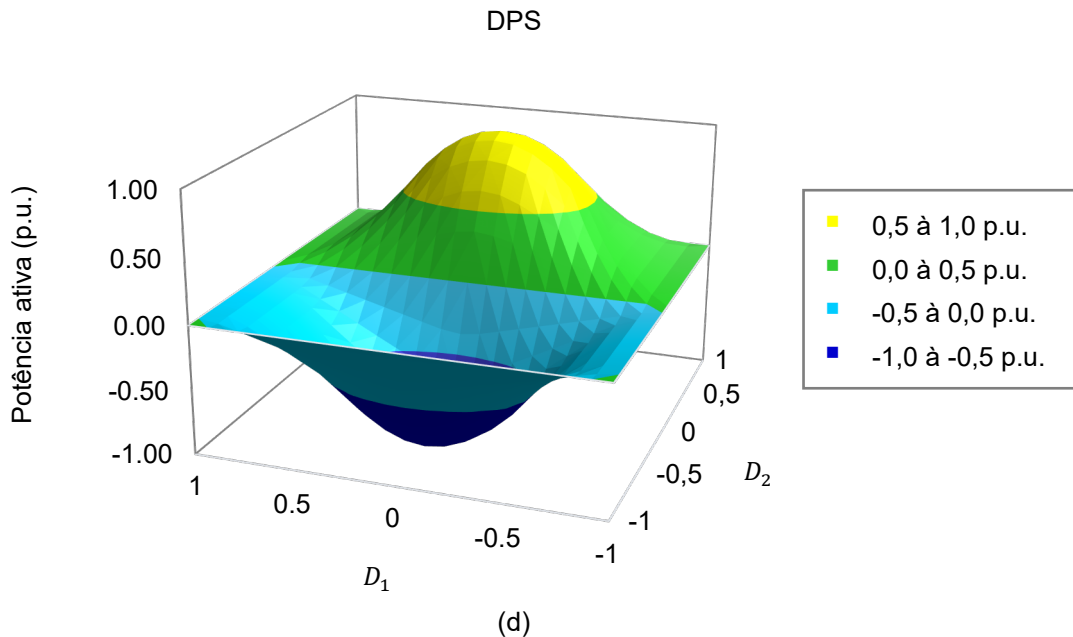
Figura 15 – Variação da potência ativa processada no transformador em termos da variação das razões de defasagem para as EMs a) SPS, b) EPS com $D_1 = 0$, c) EPS com $D_2 = D_3$ e d)

DPS



Fonte: Autor

Figura 15 – Variação da potência ativa processada no transformador em termos da variação das razões de defasagem para as EMs a) SPS, b) EPS com $D_1 = 0$, c) EPS com $D_2 = D_3$ e d)



Fonte: Autor

Na Figura 15(a) é possível visualizar que o ponto de máxima potência tanto para valores positivos (fluxo de energia da fonte V_1 para a fonte V_2) quanto para valores negativos (fluxo de energia da fonte V_2 para a fonte V_1), é obtido com $D_\beta = \pm 0,5$. Já na Figura 15(b) onde $D_1 = 0$, os dois pontos de máxima potência são obtidos com $D_2 = D_3 = 0,5$ e $D_2 = D_3 = -0,5$.

Na Figura 15(c) onde $D_2 = D_3$, o ponto de máxima potência negativa ocorre em $D_1 = 0$ e $D_2 = D_3 = -0,5$ e o ponto de máxima potência positiva ocorre em $D_1 = 0$ e $D_2 = D_3 = 0,5$.

A Figura 15(d), mostra que o ponto de máxima potência é obtido com $D_1 = 0$ e $D_2 = D_3 = -0,5$ para valores negativos e $D_1 = 0$ e $D_2 = D_3 = 0,5$ para valores positivos. Apesar de o valor de D_3 não ser mostrado, sabe-se que $D_3 = D_2 + D_1$, portanto considerando o valor de $D_1 = 0$, o valor de D_3 será igual a D_2 .

Analisando as combinações acima, verifica-se que todos os pontos de máxima potência, são obtidos com a mesma combinação de ângulos, ou seja, não há uma combinação de ângulos possível em uma EM que permita uma potência maior que nas demais. Um outro fato a ser analisado é que há vários pontos, compostos por combinações de razões de ângulos de defasagem diferentes, que resultam no mesmo valor de P . Portanto, há vários pontos

distintos que podem ser comparados para verificar qual o desempenho de cada um destes no que se refere ao valor de i_{Lrms} e de S .

3.2.1.2 Cálculo do valor eficaz da corrente no indutor do conversor DAB

O valor de i_{Lrms} do conversor DAB é o parâmetro de comparação do desempenho mais utilizado na maioria dos trabalhos encontrados na literatura. No trabalho realizado por (ZHAO et al., 2015) o cálculo de i_{Lrms} pode ser feito através da equação (6).

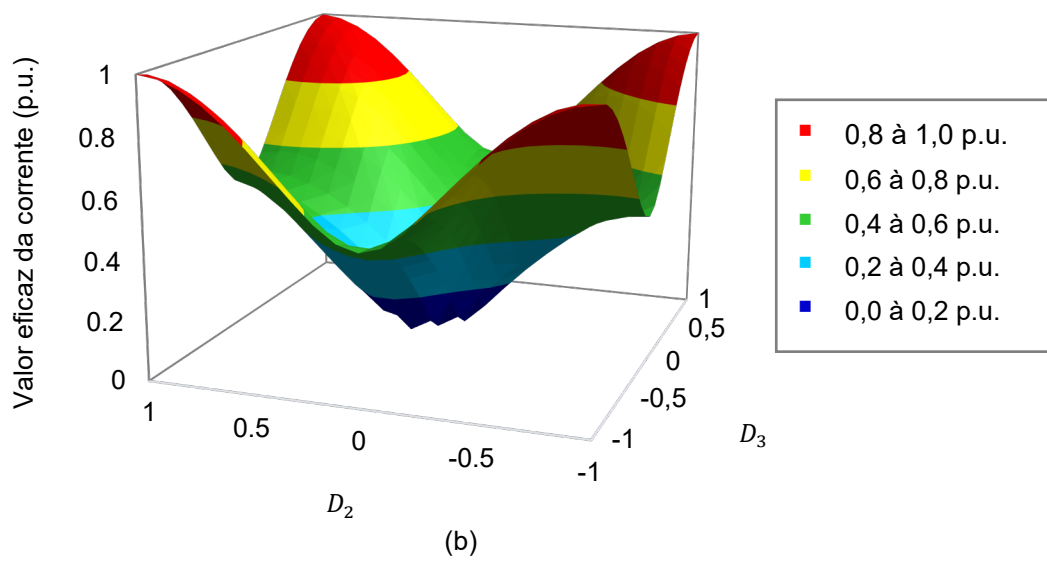
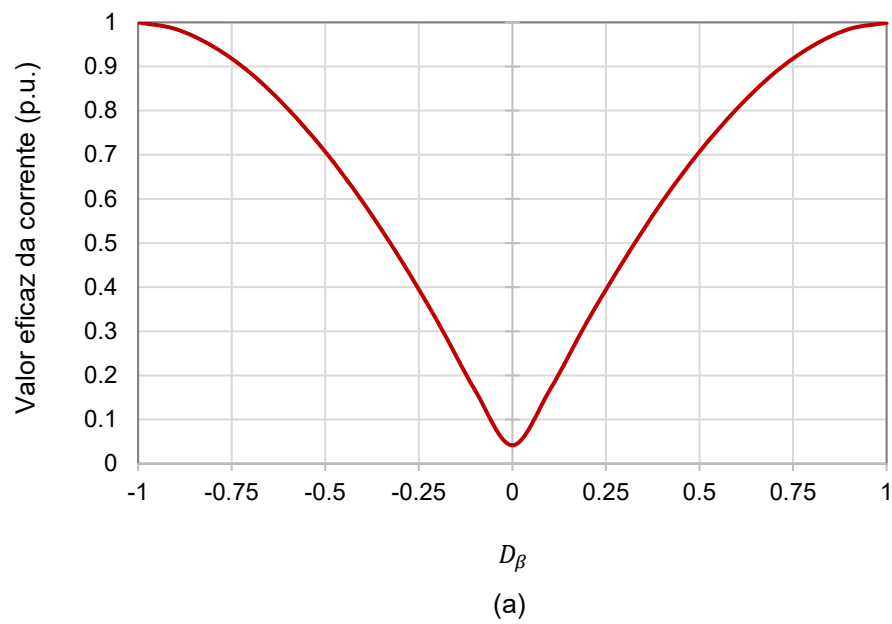
$$i_{Lrms} = \sqrt{\sum_{n=1,3,5,\dots} \left[\frac{2\sqrt{2}}{n^2\pi\omega_0 L} \sqrt{A^2 + B^2} \right]^2} \quad (6)$$

Onde:

$$\begin{cases} A = V_2 \cos\left(n \frac{\alpha_2}{2}\right) \cos(n\beta) - V_1 \cos\left(n \frac{\alpha_1}{2}\right) \\ B = V_2 \cos\left(n \frac{\alpha_2}{2}\right) \sin(n\beta) \end{cases} \quad (7)$$

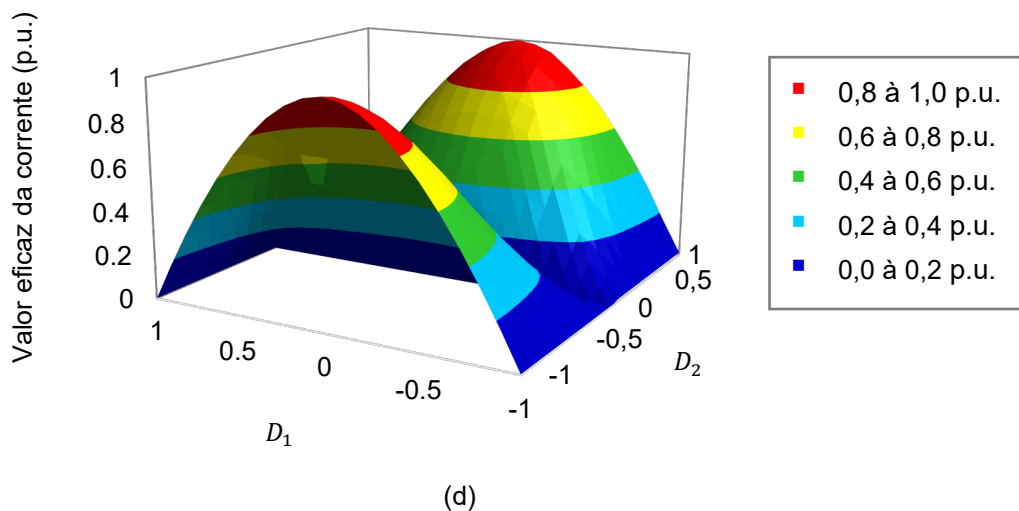
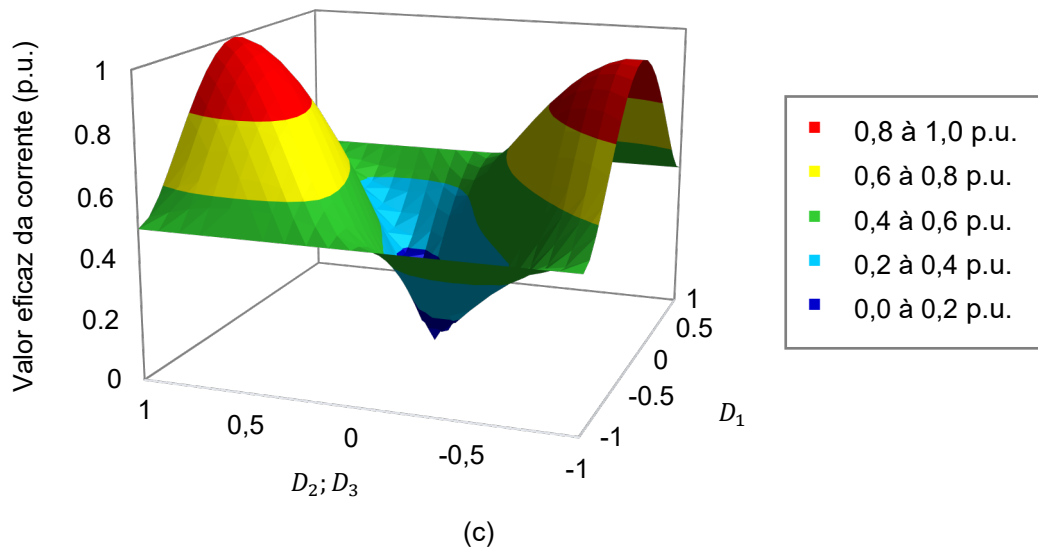
O valor de A e B varia para cada componente harmônica da forma de onda da corrente em uma mesma combinação de ângulos. Na Figura 16 é mostrada a variação de i_{Lrms} para o conversor operando sob as EMs estudadas.

Figura 16 – Variação do valor de i_{Lrms} em termos da variação das razões de defasagem para as EMs: a) SPS, b) EPS com $D_1 = 0$, c) EPS com $D_2 = D_3$ e d) DPS



Fonte: Autor

Figura 16 – Variação do valor de i_{Lrms} em termos da variação das razões de defasagem para as EMs: a) SPS, b) EPS com $D_1 = 0$, c) EPS com $D_2 = D_3$ e d) DPS



Fonte: Autor

Na Figura 16, verifica-se que o valor de i_{Lrms} apresenta crescimento, conforme as razões dos ângulos de defasagem se afastam de zero, para todas as EMs. Ao confrontar estes resultados com os de P da Figura 9, constata-se que para pontos de mesma potência em combinações de ângulos diferentes, o valor de i_{Lrms} é diferente. Com isso, chega-se à conclusão, que ângulos de defasagem mais próximos de zero proporcionam menores esforços de corrente nos componentes.

3.2.1.3 Cálculo do valor da potência aparente processada no transformador

Poucos trabalhos encontrados na literatura abordam o valor de S . Apesar disso, esse dado é de extrema relevância, pois determina o tamanho do transformador a ser utilizado e impacta em diversos fatores do conversor como: rendimento, volume, peso, custo, etc. Como o valor de i_{Lrms} , calculado anteriormente, é o mesmo valor da corrente no primário do transformador, para obter o valor de S basta calcular o valor eficaz da tensão v_{h2} . Em (ZHAO et al., 2015) o cálculo do valor de v_{h2rms} pode ser feito através da equação (8).

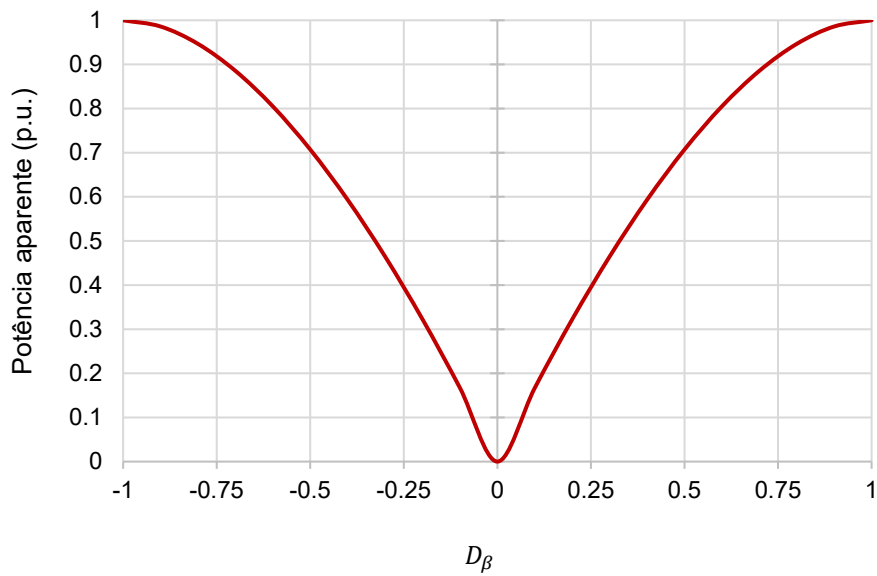
$$v_{h2rms} = \sqrt{\sum_{n=1,3,5,\dots} \left[\frac{2\sqrt{2}V_2}{n\pi} \cos\left(n \frac{\alpha_2}{2}\right) \right]^2} \quad (8)$$

Após o cálculo do valor de v_{h2rms} calcula-se o valor de S através da equação (9).

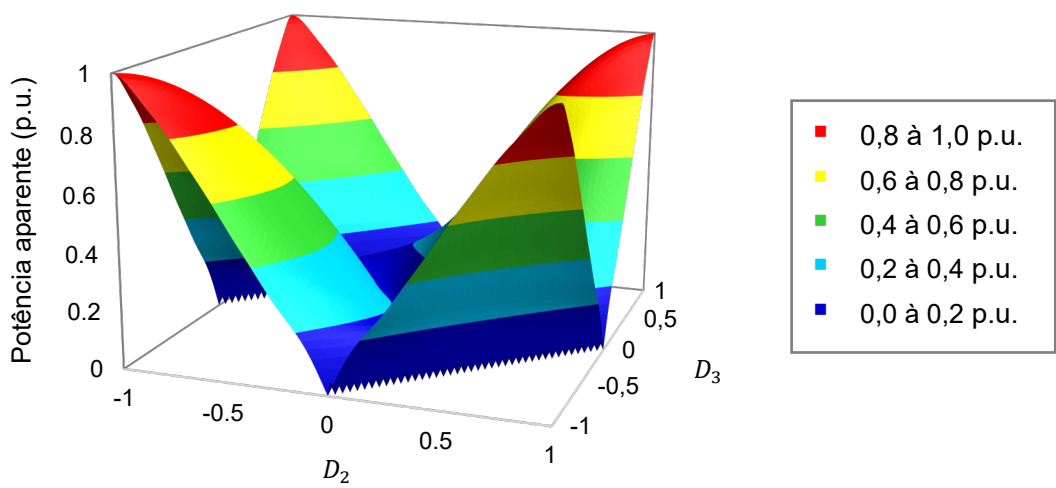
$$S = v_{h2rms} * i_{Lrms} \quad (9)$$

Na Figura 17 é mostrada a variação de S para o conversor operando sob as EMs estudadas.

Figura 17 – Variação da potência aparente no transformador em termos da variação das razões de defasagem para as EMs: a) SPS, b) EPS com $D_1 = 0$, c) EPS com $D_2 = D_3$ e d) DPS



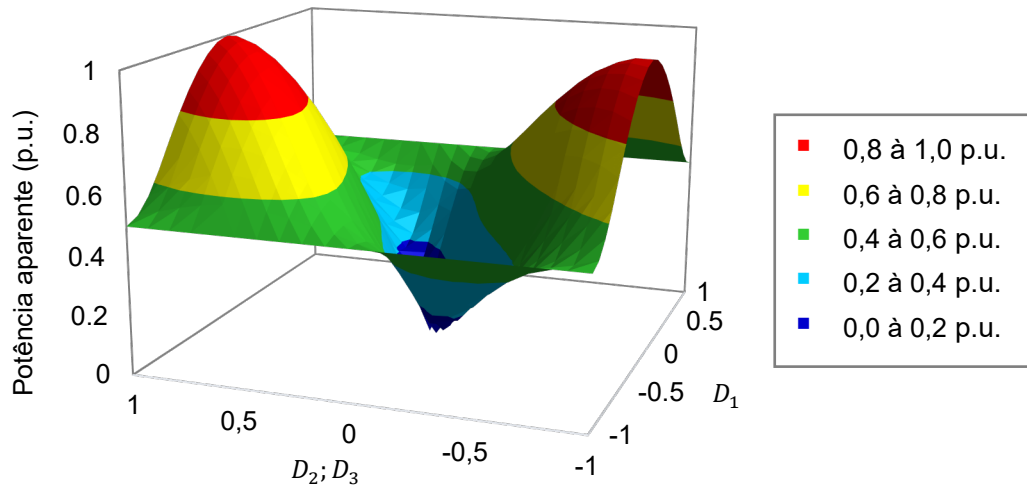
(a)



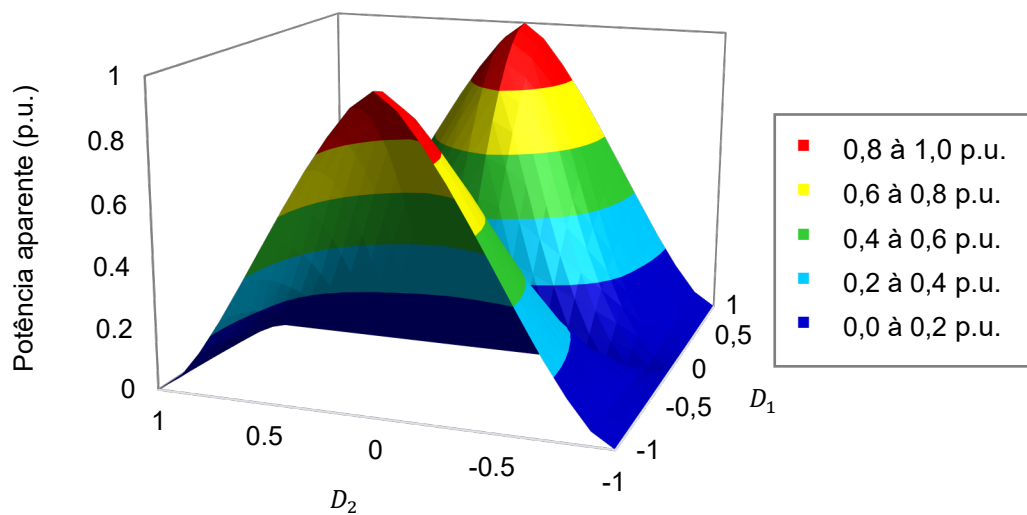
(b)

Fonte: Autor

Figura 17 – Variação da potência aparente no transformador em termos da variação das razões de defasagem para as EMs: a) SPS, b) EPS com $D_1 = 0$, c) EPS com $D_2 = D_3$ e d) DPS



(c)



(d)

Fonte: Autor

Na Figura 17 (a) e na Figura 17 (c) verifica-se que o comportamento de S é similar ao de i_{Lrms} mostrado na Figura 16, isto se deve ao fato de estas EMs aplicarem uma forma de onda de tensão de dois níveis na ponte do lado secundário do transformador. Como esta tensão é aplicada diretamente sobre o secundário do transformador, ao variar os valores das razões dos ângulos de defasagem, o valor eficaz da tensão v_{h2} não se altera. Para estes casos, analisar somente o valor de i_{Lrms} já é suficiente para verificar qual EM gera o melhor rendimento para o conversor. No entanto, na Figura 17 (b) e na Figura 17 (d)

verifica-se que há diferença na superfície de variação de S em relação à de i_{Lrms} apresentada na Figura 16, pois nestes casos, a forma de onda da tensão aplicada ao secundário é de três níveis e varia de acordo com as combinações possíveis de ângulos a serem aplicados.

Na Figura 17 (b) nota-se um efeito serrilhado na base da forma de onda. Esse efeito não tem relação com o comportamento de S para o conversor, mas sim com o passo de cálculo utilizado. Se fosse utilizado um passo de cálculo maior, a linha seria contínua.

3.2.2 Análise do equacionamento empregando um projeto e o simulador de circuitos

Para validar as equações apresentadas por (ZHAO et al., 2015), foram definidas as especificações a serem utilizadas em uma implementação prática do conversor. Essas especificações são mostradas na Tabela 1.

Tabela 1 – Especificações do conversor projetado

| Parâmetro | Sigla | Valor |
|--------------------------|-----------|--------|
| Tensão de entrada | V_1 | 75 V |
| Tensão de saída | V_{out} | 150 V |
| Potência ativa máxima | P_{max} | 280 W |
| Relação de transformação | $1/n$ | 1:2 |
| Frequência de comutação | f_s | 10 kHz |

Fonte: Autor

Cabe ressaltar que o valor de f_s escolhido não baseia-se apenas no nível de potência processada, mas principalmente na coleta dos dados práticos com os equipamentos disponíveis em laboratório, uma vez que as componentes do espectro harmônico das grandezas observadas chegam à nona ordem. Dessa forma, se fosse utilizada uma frequência mais elevada, como 50 kHz por exemplo, o osciloscópio e as ponteiros disponíveis deveriam ter a capacidade de manipular os dados até a frequência de 450 kHz, inviabilizando a análise com os equipamentos disponíveis.

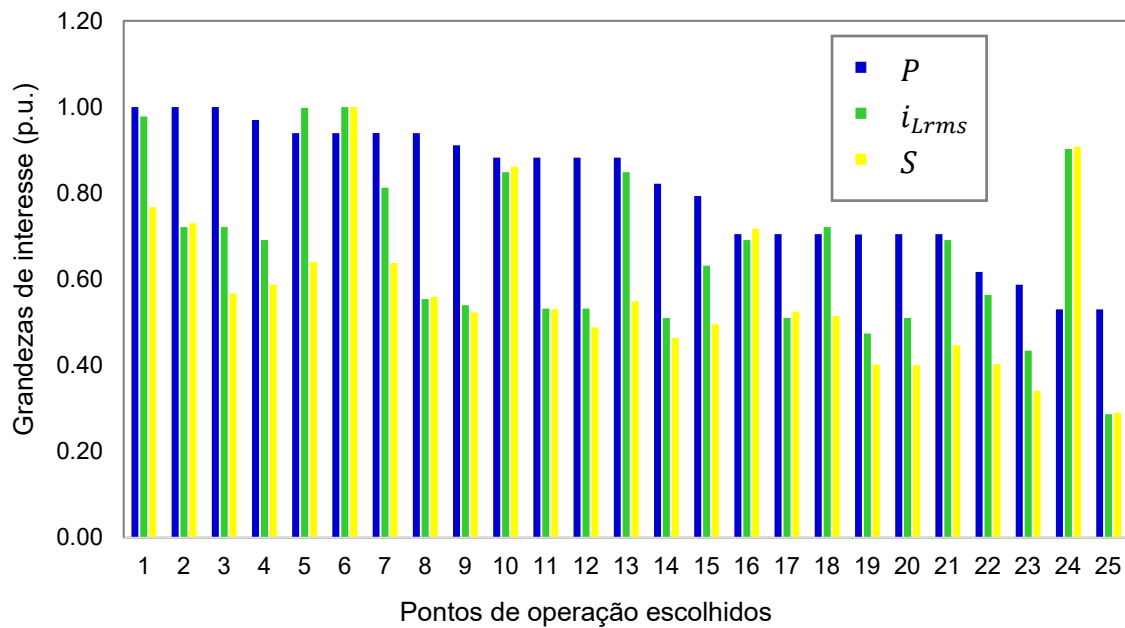
3.2.3 Cálculo da indutância total necessária

Para o projeto do conversor, é necessário calcular o valor da indutância total (L). O valor de L determina a potência ativa máxima processada no transformador (P_{max}). Para calcular o valor máximo da indutância total (L_{max}), utiliza-se a equação (10).

$$L_{max} = \frac{V_{in}V_{out}}{n\omega_0 P_{max}} \frac{\pi}{4}$$
$$L_{max} = \frac{75.150}{2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 280} \cdot \frac{\pi}{4} \quad (10)$$
$$L_{max} = 251,12 \mu\text{H}$$

Definiu-se então o valor de L como 250 μH . Após a definição das especificações, são calculados, através das equações mostradas anteriormente, os valores de P , i_{Lrms} e S para 25 pontos de operação, formados por conjuntos de ângulos distintos. A escolha destes pontos para a análise levou em conta a faixa de variação de P de 100 W a 190 W, considerando somente valores positivos para as razões de defasagem angular e passo de variação de 0,1. Estes valores são mostrados na Figura 18. Para uma melhor visualização e comparação dos valores obtidos, eles são exibidos em p.u.. A ordem de exibição dos pontos de operação escolhidos é tal que os valores de P estão em ordem decrescente.

Figura 18 – Valores obtidos através dos cálculos para P , i_{Lrms} e S no conversor DAB



Fonte: Autor

Os valores de P , i_{Lrms} e S e os conjuntos de ângulos para os quais foram coletados os valores das grandezas são mostrados na Tabela 2.

Tabela 2 – Valores de P (W), i_{Lrms} (A) e S (VA), para cada conjunto de razões de defasagem angular e EM correspondente

(continua)

| Nº | Conjunto | EM | P (W) | i_{Lrms} (A) | S (VA) |
|----|-----------------------------------|-----|---------|----------------|----------|
| 1 | $D_1 = 0,4; D_2 = 0,5; D_3 = 0,9$ | DPS | 191,46 | 4,93 | 281,47 |
| 2 | $D_1 = 0,4; D_2 = 0,5; D_3 = 0,5$ | EPS | 191,46 | 3,65 | 267,8 |
| 3 | $D_1 = 0; D_2 = 0,1; D_3 = 0,5$ | EPS | 191,46 | 3,64 | 207,99 |
| 4 | $D_1 = 0,3; D_2 = 0,3; D_3 = 0,6$ | DPS | 185,67 | 3,49 | 215,58 |
| 5 | $D_1 = 0; D_2 = 0,2; D_3 = 0,8$ | EPS | 179,8 | 5,08 | 234,65 |
| 6 | $D_1 = 0,6; D_2 = 0,8; D_3 = 0,8$ | EPS | 179,8 | 4,99 | 366,81 |
| 7 | $D_1 = 0,4; D_2 = 0,4; D_3 = 0,8$ | DPS | 179,88 | 4,1 | 234,04 |
| 8 | $D_1 = 0; D_2 = 0,2; D_3 = 0,2$ | SPS | 179,88 | 2,79 | 205,12 |
| 9 | $D_1 = 0,1; D_2 = 0,2; D_3 = 0,3$ | DPS | 174,38 | 2,72 | 191,92 |
| 10 | $D_1 = 0,6; D_2 = 0,7; D_3 = 0,7$ | EPS | 168,97 | 4,30 | 316,09 |
| 11 | $D_1 = 0,2; D_2 = 0,3; D_3 = 0,3$ | EPS | 168,97 | 2,65 | 194,57 |
| 12 | $D_1 = 0; D_2 = 0,1; D_3 = 0,3$ | EPS | 168,97 | 2,71 | 179,27 |

Fonte: Autor

Tabela 2 – Valores de P (W), i_{Lrms} (A) e S (VA), para cada conjunto de razões de defasagem angular e EM correspondente

| | | | | | (conclusão) |
|----|-----------------------------------|-----|--------|------|-------------|
| 13 | $D_1 = 0; D_2 = 0,1; D_3 = 0,7$ | EPS | 168,97 | 4,36 | 201,46 |
| 14 | $D_1 = 0,2; D_2 = 0,2; D_3 = 0,4$ | DPS | 157,36 | 2,57 | 170,05 |
| 15 | $D_1 = 0,4; D_2 = 0,3; D_3 = 0,7$ | DPS | 151,93 | 3,18 | 181,66 |
| 16 | $D_1 = 0,6; D_2 = 0,6; D_3 = 0,6$ | EPS | 134,93 | 3,58 | 263,11 |
| 17 | $D_1 = 0,4; D_2 = 0,4; D_3 = 0,4$ | EPS | 134,93 | 2,62 | 192,55 |
| 18 | $D_1 = 0,5; D_2 = 0,4; D_3 = 0,9$ | DPS | 134,93 | 3,63 | 188,73 |
| 19 | $D_1 = 0,3; D_2 = 0,2; D_3 = 0,5$ | DPS | 134,87 | 2,39 | 147,63 |
| 20 | $D_1 = 0; D_2 = 0; D_3 = 0,4$ | EPS | 134,93 | 2,57 | 146,85 |
| 21 | $D_1 = 0; D_2 = 0; D_3 = 0,6$ | EPS | 134,93 | 3,54 | 163,83 |
| 22 | $D_1 = 0,5; D_2 = 0,3; D_3 = 0,8$ | DPS | 118,21 | 2,85 | 147,82 |
| 23 | $D_1 = 0,4; D_2 = 0,2; D_3 = 0,6$ | DPS | 112,41 | 2,19 | 125,07 |
| 24 | $D_1 = 0,8; D_2 = 0,9; D_3 = 0,9$ | EPS | 101,52 | 4,53 | 332,84 |
| 25 | $D_1 = 0; D_2 = 0,1; D_3 = 0,1$ | SPS | 101,52 | 1,45 | 106,25 |

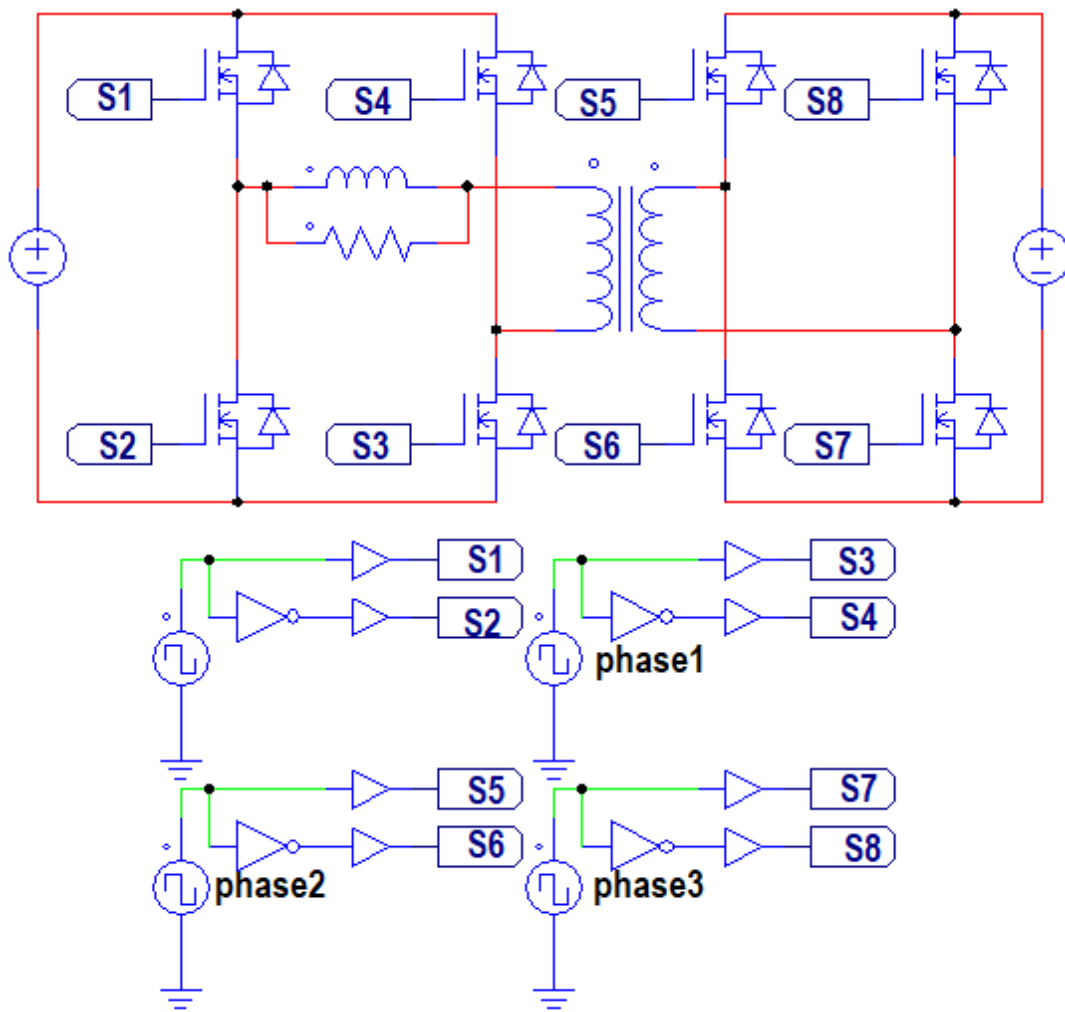
Fonte: Autor

Analisando os dados da Figura 18 e da Tabela 2, ao comparar os valores de i_{Lrms} e S para um mesmo valor de P verifica-se, conforme destacado na seção 473.2.1.3, que para as EMs que aplicam dois níveis de tensão no secundário do transformador (EPS com $D_2 = D_3$ e SPS) a análise pelo valor de S corrobora com a análise pelo valor de i_{Lrms} . Já para os demais casos (EPS com $D_1 = 0$ e DPS), onde são aplicados três níveis de tensão, verifica-se que há diferença entre os valores de S e i_{Lrms} , justificando uma análise que considere ambos os valores.

3.3 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR

Para validar os cálculos realizados e definir os demais valores de grandezas a serem utilizados, são realizadas várias simulações utilizando o software PSIM®. O circuito utilizado nas simulações é mostrado na Figura 19.

Figura 19 – Circuito utilizado em simulador

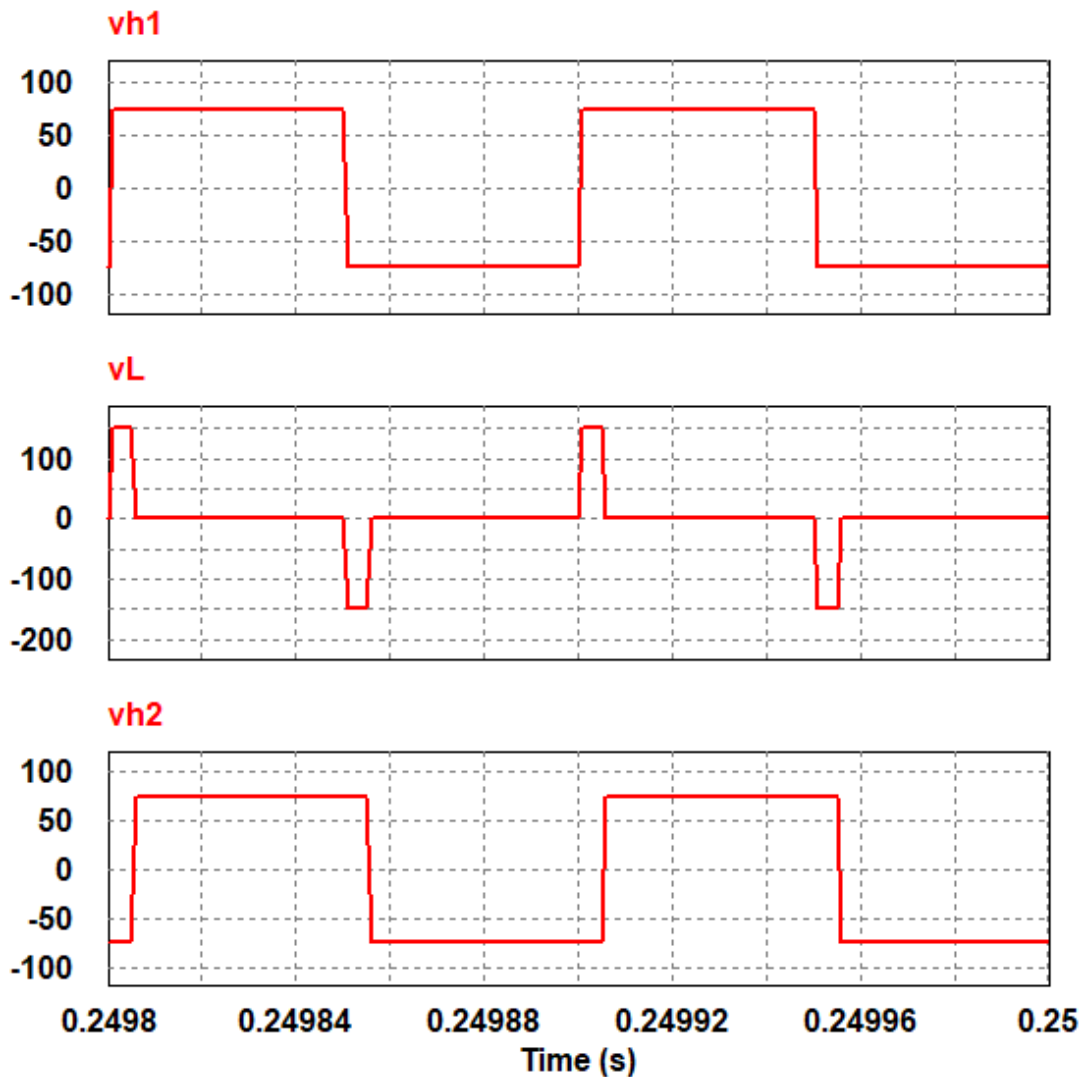


Fonte: Autor

Na seção 4.3, é abordada a questão da circulação de corrente contínua pelo transformador e sua solução prática. No circuito simulado, essa questão também aparece, porém a mesma pode ser resolvida inserindo um valor de corrente que anule o valor médio ao longo do período de simulação. Dessa forma, é necessário que seja introduzido, em paralelo com o indutor auxiliar, um resistor de resistência elevada (em torno de megaohms).

A título de validação do circuito simulado, são coletadas as formas de onda de v_{h1} , v_L e v_{h2} , para três pontos de operação de três EMs distintas. As formas de onda das grandezas citadas para o conjunto de razões de defasagem angular $D_1 = 0, D_2 = 0,1, D_3 = 0,1$ são mostradas na Figura 20.

Figura 20 – Formas de onda obtidas através de simulador de circuitos para as tensões v_{h1} , v_L e v_{h2} para o conjunto de razões de defasagem angular $D_1 = 0, D_2 = 0,1, D_3 = 0,1$

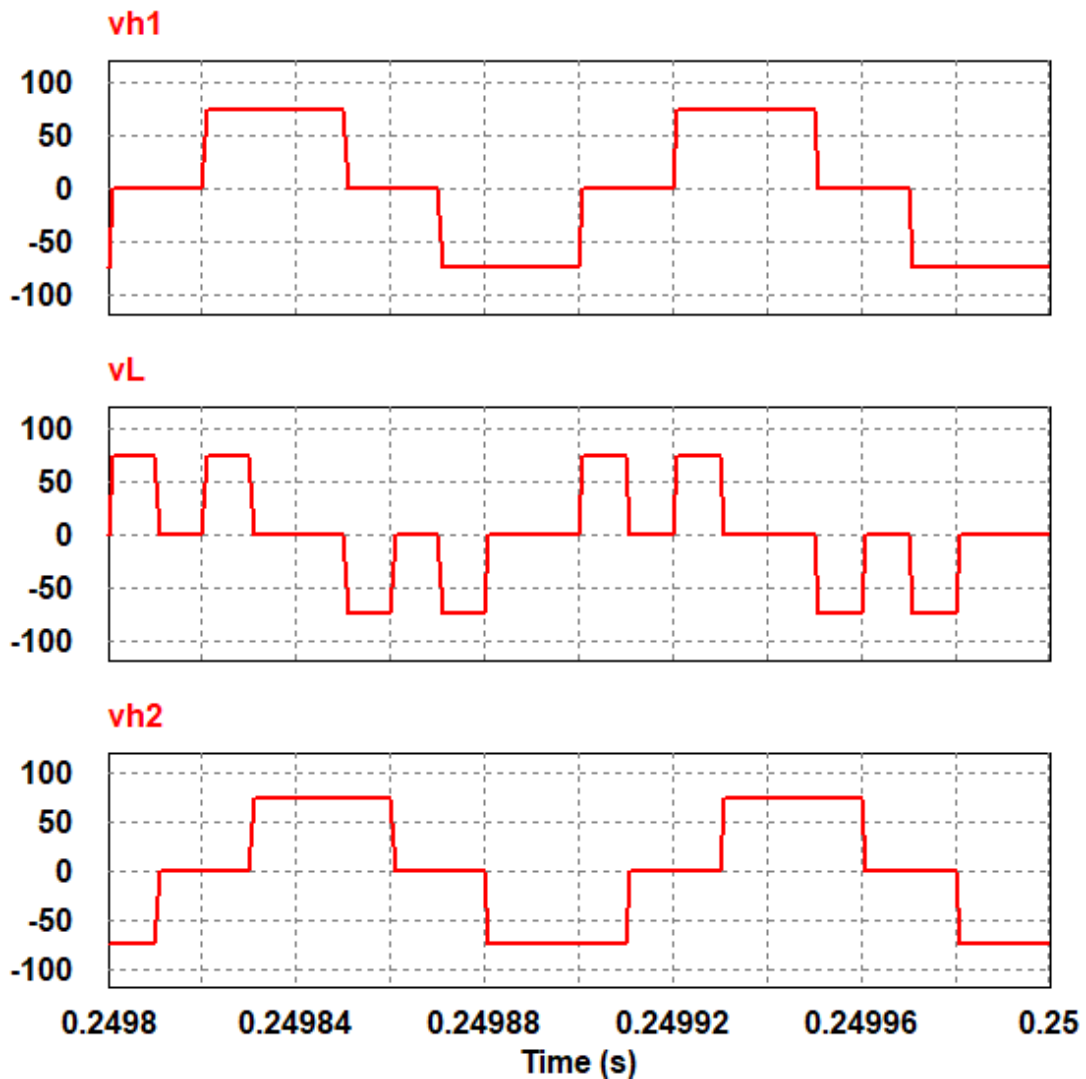


Fonte: Autor

Analisando as formas de onda da Figura 14, verifica-se que ambas as tensões v_{h1} e v_{h2} operam com dois níveis de tensão, evidenciando que se trata da EM SPS. Verifica-se também que a defasagem angular está de acordo com o previsto.

O próximo ponto a ser validado é o das razões de defasagem angular $D_1 = 0,4, D_2 = 0,2, D_3 = 0,6$. As formas de onda das grandezas v_{h1} , v_L e v_{h2} , são mostradas na Figura 21.

Figura 21 – Formas de onda obtidas através de simulador de circuitos para as tensões v_{h1} , v_L e v_{h2} para o conjunto de razões de defasagem angular $D_1 = 0,4, D_2 = 0,2, D_3 = 0,6$

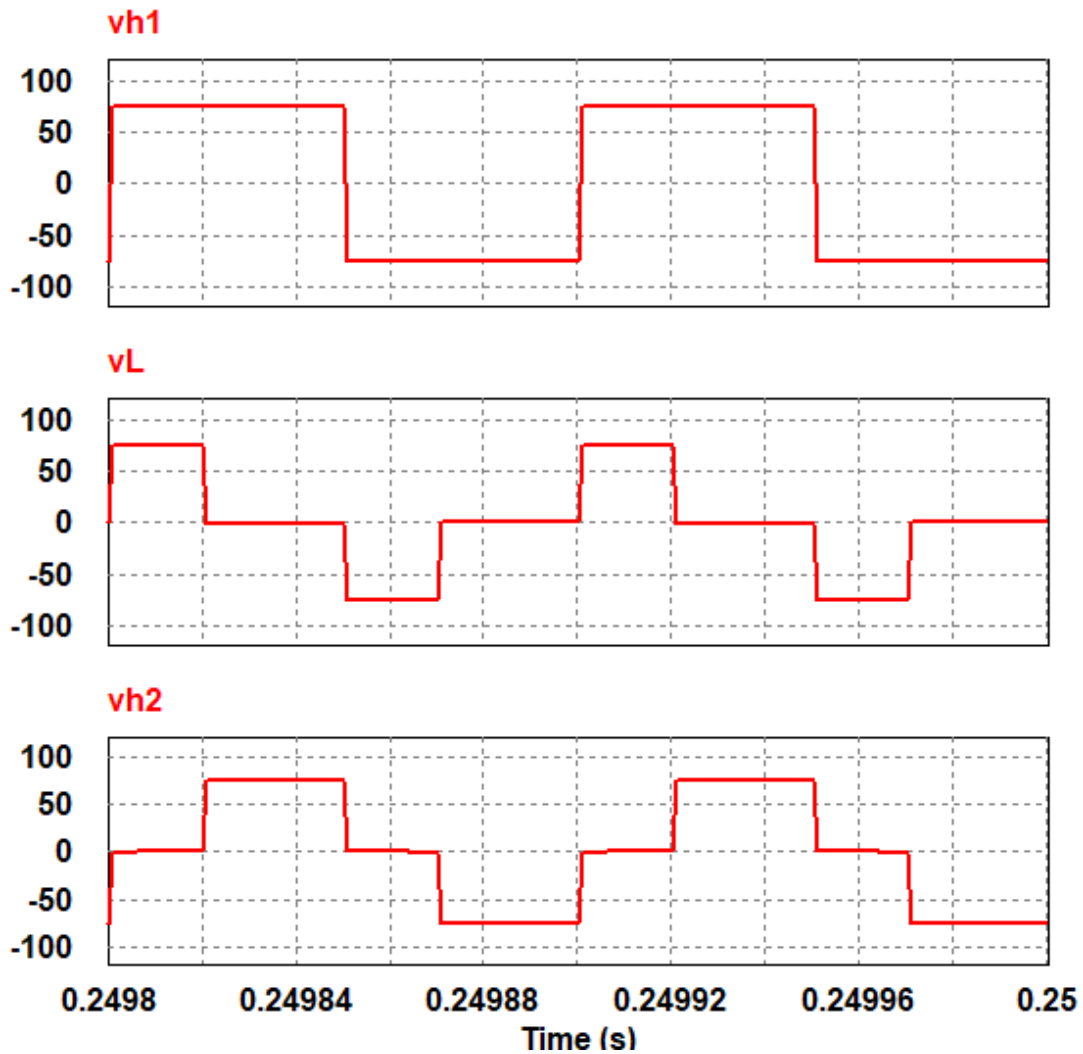


Fonte: Autor

Analisando as formas de onda da Figura 21 é possível verificar que ambas as tensões v_{h1} e v_{h2} operam com três níveis de tensão. Para constatar que se trata da EM DPS, é preciso verificar se as duas formas de onda possuem a mesma largura em todos os ângulos observados, o que é possível visualizar nessa imagem.

O próximo ponto a ser validado é o das razões de defasagem angular $D_1 = 0, D_2 = 0, D_3 = 0,4$. As formas de onda das grandezas v_{h1} , v_L e v_{h2} para esse ponto de operação, são mostradas na Figura 22.

Figura 22 – Formas de onda obtidas através de simulador de circuitos para as tensões v_{h1} , v_L e v_{h2} para o conjunto de razões de defasagem angular $D_1 = 0, D_2 = 0, D_3 = 0,4$



Fonte: Autor

Analisando a Figura 22, verifica-se que a tensão v_{h1} possui uma forma de onda com dois níveis e a tensão v_{h2} possui três níveis. Desta forma, confirma-se que se trata da EM EPS, nesse caso com $D_1 = 0$.

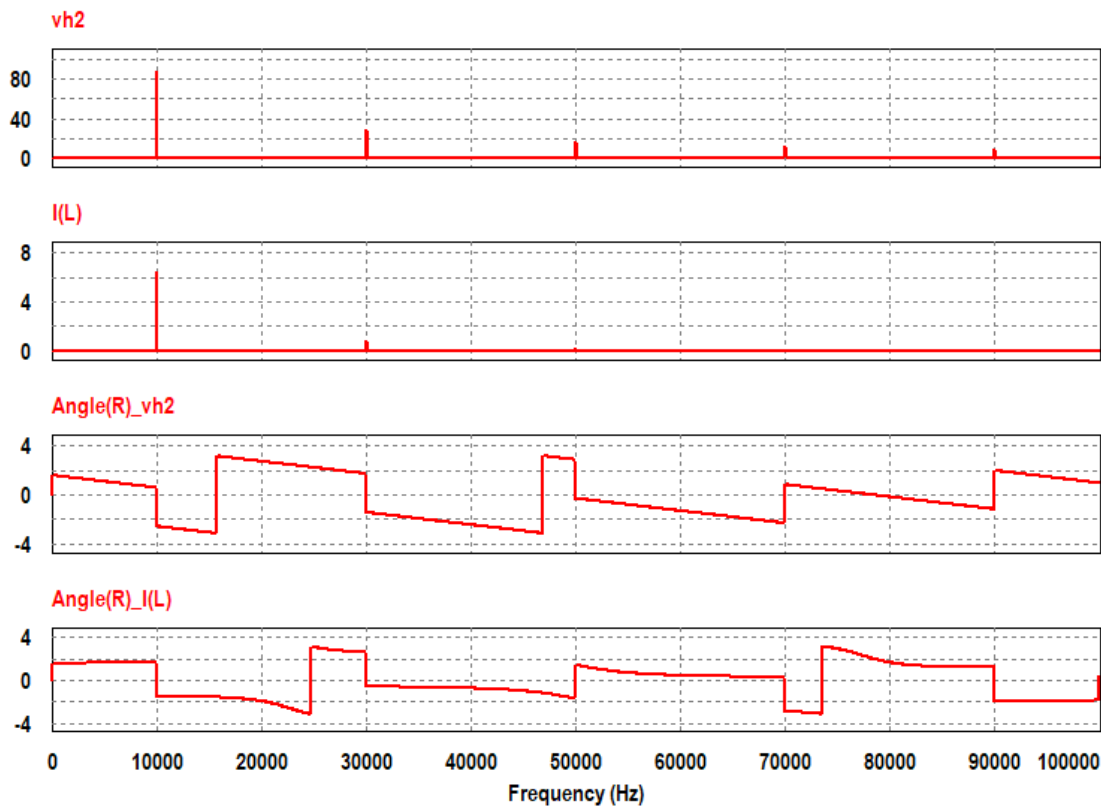
Após a validação do funcionamento do conversor, são realizadas as coletas dos dados de amplitude e defasagem angular da corrente i_{Lrms} e da tensão v_{h2} .

3.3.1 Coleta dos dados dos pontos de operação escolhidos

Para realizar a análise proposta, são coletados os dados referentes aos pontos de operação mostrados na Tabela 2.

Após a simulação do ponto de operação escolhido, são selecionadas as formas de onda das grandezas de interesse. O valor de $i_{L,rms}$ é obtido na janela de visualização da forma de onda, com a função “rms”. Na janela de visualização, há também a função “FFT”, que permite visualizar o espectro harmônico das formas de onda exibidas através da transformada rápida de Fourier (*fast Fourier transform* – FFT). Há também a possibilidade de visualizar a defasagem angular de cada componente harmônica em particular. Um exemplo é mostrado na Figura 23.

Figura 23 – Dados de amplitude e defasagem angular para cada componente harmônica das grandezas de interesse no simulador



Fonte: Autor

A aquisição dos dados mencionados é realizada até à nona harmônica de cada sinal. Decidiu-se pelo truncamento do cálculo na nona harmônica em função dos valores inexpressivos obtidos para as componentes de ordem mais elevada. Após esse processo, é calculado o valor de S seguindo a equação (11).

$$S = \sum_{n=1,\dots,9} \frac{v_{npeak} i_{npeak}}{2} \quad (11)$$

Onde v_{npeak} é o valor da amplitude da componente harmônica de tensão em questão de ordem “n” e i_{npeak} é o valor da amplitude componente harmônica de corrente em questão de ordem “n”.

Para calcular o valor de P , utilizou-se a equação (12).

$$P = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{v_{npeak} \cdot i_{npeak}}{2} \cos(\phi_{vn} - \phi_{in}) \quad (12)$$

Onde ϕ_{vn} e ϕ_{in} são os ângulos de defasagem de cada componente de ordem “n” para a tensão e a corrente respectivamente.

Após a realização dos cálculos, chegou-se aos valores de P , i_{Lrms} e S para cada ponto de operação escolhido. Estes valores, bem como os valores obtidos com os cálculos, são mostrados na Tabela 3.

Tabela 3 – Valores obtidos através das equações e simulações para P , i_{Lrms} e S , para cada ponto de operação

(continua)

| Nº | P (calc.) | P (simul.) | % erro | i_{Lrms} (calc.) | i_{Lrms} (simul.) | % erro | S (calc.) | S (simul.) | % erro |
|----|----------------|-----------------|-----------|-----------------------|------------------------|-----------|----------------|-----------------|-----------|
| 1 | 190,70 | 183,98 | 3,52 | 4,93 | 4,93 | 0,00 | 280,36 | 273,60 | 2,41 |
| 2 | 190,70 | 184,64 | 3,18 | 3,65 | 3,63 | 0,55 | 266,74 | 256,05 | 4,01 |
| 3 | 190,70 | 189,22 | 0,78 | 3,64 | 3,63 | 0,27 | 207,17 | 203,39 | 1,83 |
| 4 | 184,90 | 184,37 | 0,28 | 3,49 | 3,49 | 0,00 | 214,73 | 211,52 | 1,50 |
| 5 | 179,09 | 175,81 | 1,83 | 5,08 | 5,04 | 0,79 | 233,72 | 212,80 | 8,95 |
| 6 | 179,09 | 168,85 | 5,72 | 4,99 | 5,04 | 0,99 | 365,37 | 354,77 | 2,90 |
| 7 | 179,20 | 175,30 | 2,18 | 4,1 | 4,1 | 0,00 | 233,11 | 225,63 | 3,21 |
| 8 | 179,09 | 175,41 | 2,05 | 2,79 | 2,79 | 0,00 | 204,31 | 203,10 | 0,59 |
| 9 | 173,70 | 170,81 | 1,66 | 2,72 | 2,73 | 0,37 | 191,16 | 191,23 | 0,04 |
| 10 | 168,30 | 147,74 | 12,22 | 4,30 | 4,28 | 0,47 | 314,85 | 298,11 | 5,32 |
| 11 | 168,30 | 165,19 | 1,85 | 2,65 | 2,68 | 1,12 | 193,81 | 193,49 | 0,16 |
| 12 | 168,30 | 165,48 | 1,68 | 2,71 | 2,68 | 1,11 | 178,56 | 176,47 | 1,17 |
| 13 | 168,30 | 166,31 | 1,18 | 4,36 | 4,28 | 1,83 | 200,67 | 176,69 | 11,95 |
| 14 | 156,70 | 155,32 | 0,88 | 2,57 | 2,57 | 0,00 | 169,38 | 168,73 | 0,38 |

Fonte: Autor

Tabela 3 – Valores obtidos através das equações e simulações para P , i_{Lrms} e S , para cada ponto de operação

(conclusão)

| Nº | P (calc.) | P (simul.) | % erro | i_{Lrms} (calc.) | i_{Lrms} (simul.) | % erro | S (calc.) | S (simul.) | % erro |
|----|----------------|-----------------|-----------|-----------------------|------------------------|-----------|----------------|-----------------|-----------|
| 15 | 151,30 | 149,10 | 1,45 | 3,18 | 3,18 | 0,00 | 180,95 | 178,32 | 1,45 |
| 16 | 134,40 | 131,60 | 2,09 | 3,58 | 3,49 | 2,51 | 262,08 | 241,17 | 7,98 |
| 17 | 134,40 | 129,49 | 3,65 | 2,62 | 2,57 | 1,91 | 191,79 | 181,62 | 5,30 |
| 18 | 134,40 | 130,51 | 2,89 | 3,63 | 3,63 | 0,00 | 187,98 | 181,61 | 3,39 |
| 19 | 134,30 | 133,67 | 0,47 | 2,39 | 2,39 | 0,00 | 147,05 | 150,41 | 2,23 |
| 20 | 134,40 | 135,26 | 0,64 | 2,57 | 2,57 | 0,00 | 146,27 | 141,97 | 2,94 |
| 21 | 134,40 | 134,86 | 0,34 | 3,47 | 3,49 | 1,41 | 163,19 | 141,62 | 13,22 |
| 22 | 117,70 | 115,06 | 2,24 | 2,83 | 2,85 | 0,00 | 147,24 | 144,30 | 2,00 |
| 23 | 112,00 | 110,59 | 1,26 | 2,18 | 2,19 | 0,00 | 124,58 | 124,03 | 0,44 |
| 24 | 101,12 | 88,39 | 12,59 | 4,53 | 4,56 | 0,66 | 331,53 | 322,19 | 2,82 |
| 25 | 101,12 | 99,42 | 1,68 | 1,44 | 1,45 | 0,00 | 105,83 | 105,91 | 0,07 |

Fonte: Autor

Analisando os valores obtidos na Tabela 3, verifica-se que para a grandeza P , todos os pontos de operação apresentam um erro percentual menor que 15%, sendo apenas três com mais de 5%. Desta forma, para essa grandeza, comparando os valores calculados e simulados, as equações estão validadas. Já para i_{Lrms} , observa-se que há uma variação percentual menor. A maior variação percentual observada está em torno de 2,51%. Na última grandeza a ser analisada, o valor percentual de erro para S , assim como na primeira, não passa de 15%, indicando que as equações e a simulação apresentaram resultados relativamente similares.

De todo modo, ainda há que se comparar estes valores com os resultados obtidos com a simulação envolvendo as perdas e com a implementação do protótipo.

3.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi realizada uma análise quantitativa sobre as principais grandezas envolvidas na comparação do desempenho das EMs aplicadas ao conversor DAB. As equações utilizadas para o cálculo de P , i_{Lrms} e S foram apresentadas e o comportamento destas grandezas para toda a faixa de

variação possível foi mostrada e analisada. Com os resultados obtidos para as grandezas, verifica-se que há distintos pontos de operação possíveis que proporcionam o mesmo valor para P e apresentam valor diferente tanto para i_{Lrms} quanto para S .

Em seguida, foram apresentados os resultados obtidos com a escolha de determinados pontos de operação e os dados que justificam a comparação não somente pelo valor de i_{Lrms} , mas também pelo valor de S .

Por fim, foram apresentados os resultados obtidos para simulação do conversor e o procedimento de cálculo das variáveis de interesse a partir dos resultados obtidos. Comparando os resultados de simulação com os resultados das equações, verifica-se que os mesmos apresentam comportamento relativamente similar, desta forma a utilização das equações propostas por (ZHAO et al., 2015) são validadas para os pontos de operação escolhidos.

4 PROCEDIMENTO DE PROJETO

Neste capítulo são mostradas as especificações do protótipo implementado e o projeto dos componentes escolhidos para a sua composição. Como o conversor deve operar em uma faixa de potência ampla, o ponto de operação escolhido para o projeto, $D_1 = 0,6$; $D_2 = 0,8$; $D_3 = 0,8$ é o que apresenta os maiores esforços entre todos. As especificações são as mesmas exibidas na Tabela 1.

4.1 SELEÇÃO DOS SEMICONDUTORES

Para definir o modelo de semicondutor a ser utilizado, é necessário determinar os esforços de tensão e corrente que devem ser suportados por estes componentes. A Tabela 4 mostra os valores obtidos através da simulação do conversor realizada com o auxílio do *software* PSIM®.

Tabela 4 – Esforços nos semicondutores

| Interruptores | Grandeza | Valor |
|----------------------|---------------------------|--------|
| S_1, S_2, S_3, S_4 | Valor de pico da corrente | 7,79 A |
| | Valor médio da corrente | 2,2 A |
| | Valor eficaz da corrente | 3,64 A |
| | Valor máximo da tensão | 75 V |
| S_5, S_6, S_7, S_8 | Valor de pico da corrente | 3,89 A |
| | Valor médio da corrente | 1,11 A |
| | Valor eficaz da corrente | 1,82 A |
| | Valor máximo da tensão | 150 V |

Fonte: Autor

De posse dos valores dos esforços a serem suportados pelos dispositivos semicondutores, optou-se por utilizar o MOSFET IRFP460 – encapsulamento TO-247 fabricado pela empresa International Rectifier, tanto para a ponte do lado primário, quanto para a ponte do lado secundário. De acordo com o fabricante, esse modelo de transistor suporta tensão entre dreno e fonte de até 500 V e corrente contínua no dreno de até 13 A operando a uma temperatura de até

100 °C no encapsulamento.

4.1.1 Perdas nos semicondutores

Para obter os valores das perdas nos semicondutores, utilizou-se a ferramenta “*Thermal module*” disponível no *software* PSIM®. Para utilizar essa ferramenta é necessário que os parâmetros provenientes do *datasheet* do componente sejam informados no campo “*Device Database Editor*”. Neste caso, o modelo IRFP460 possui seus dados informados. Realizou-se então a simulação para o ponto de operação que apresentou os maiores esforços de corrente nos componentes. Os valores obtidos para as perdas nos semicondutores utilizados são mostrados na Tabela 5.

Tabela 5 – Perdas nos semicondutores

| Interruptores | Valor |
|----------------------|--------------|
| S_1, S_2, S_3, S_4 | 3,7 W |
| S_5, S_6, S_7, S_8 | 0,82 W |
| Total | 18,08 W |

Fonte: Autor

Com os valores obtidos para as perdas, é possível dimensionar o dissipador de calor necessário para manter a temperatura de operação do interruptor dentro dos limites estabelecidos pelo fabricante.

4.2 CÁLCULO TÉRMICO

Para evitar que a temperatura de junção ultrapasse o valor limite especificado pelo fabricante, se faz necessário o uso de dissipadores de calor. Para realizar o dimensionamento destes dissipadores, além da verificação das perdas nos componentes realizada anteriormente, se faz necessário levantar os valores de resistência térmica junção-encapsulamento e encapsulamento-dissipador, fornecidos pelo fabricante no *datasheet* do componente. Os valores destes parâmetros são mostrados na Tabela 6.

Tabela 6 – Propriedades térmicas do interruptor escolhido

| Parâmetro | Sigla | Valor |
|---|-----------------|-----------|
| Resistência térmica junção-encapsulamento | $R_{\theta JC}$ | 0,45 °C/W |
| Resistência térmica encapsulamento-dissipador | $R_{\theta CD}$ | 0,24 °C/W |

Fonte: Autor

Para manter a temperatura da junção (T_J) abaixo de 100 °C e garantir o valor de corrente especificada pelo fabricante, foi considerado o valor de T_J como 100 °C. A temperatura do encapsulamento para os interruptores do primário e do secundário são calculadas nas equações 13 e 14 respectivamente.

$$\begin{aligned}
 T_{Cprim} &= T_J - R_{\theta JC} P_{prim} \\
 T_{Cprim} &= 100 - 0,45 \cdot 3,7 \\
 T_{Cprim} &= 98,3 \text{ °C}
 \end{aligned}
 \tag{13}$$

$$\begin{aligned}
 T_{Csec} &= T_J - R_{\theta JC} P_{sec} \\
 T_{Csec} &= 100 - 0,45 \cdot 0,82 \\
 T_{Csec} &= 99,6 \text{ °C}
 \end{aligned}
 \tag{14}$$

Decidiu-se pela utilização de dois dissipadores, um para os interruptores do primário e outro para os interruptores do secundário para manter transistores da mesma ponte fixados ao mesmo dissipador.

Para calcular a temperatura em cada dissipador, utiliza-se os valores obtidos para a temperatura no encapsulamento e a resistência térmica encapsulamento-dissipador da Tabela 6, além da soma das perdas para cada interruptor fixado ao dissipador, além disso, como são quatro interruptores fixados ao mesmo dissipador, divide-se a resistência térmica pelo número de componentes. A temperatura nos dissipadores para o primário e o secundário do conversor é calculada nas equações 15 e 16 respectivamente.

$$T_{Dprim} = T_{Cprim} - \frac{R_{\theta CD}}{4} P_{prim} \cdot 4$$

$$T_{Dprim} = 98,3 - \frac{0,24}{4} \cdot 3,7 \cdot 4$$

$$T_{Dprim} = 97,45 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$T_{Dsec} = T_{Csec} - \frac{R_{\theta CD}}{4} P_{sec} \cdot 4$$

$$T_{Dsec} = 99,6 - \frac{0,24}{4} \cdot 0,82 \cdot 4$$

$$T_{Dsec} = 99,43 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

Em seguida, é possível calcular a resistência térmica dissipador-ambiente necessária. A temperatura ambiente escolhida para operação é de 25 °C. A resistência térmica dissipador-ambiente dos dissipadores para os braços do primário e secundário do conversor é calculada nas equações 17 e 18, respectivamente.

$$R_{\theta DAprim} = \frac{T_{Dprim} - T_{amb}}{P_{prim} \cdot 4}$$

$$R_{\theta DAprim} = \frac{94,8 - 25}{3,7 \cdot 4}$$

$$R_{\theta DAprim} = 4,9 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{\theta DAssec} = \frac{T_{Dsec} - T_{amb}}{P_{sec} \cdot 4}$$

$$R_{\theta DAssec} = \frac{98,8 - 25}{0,82 \cdot 4}$$

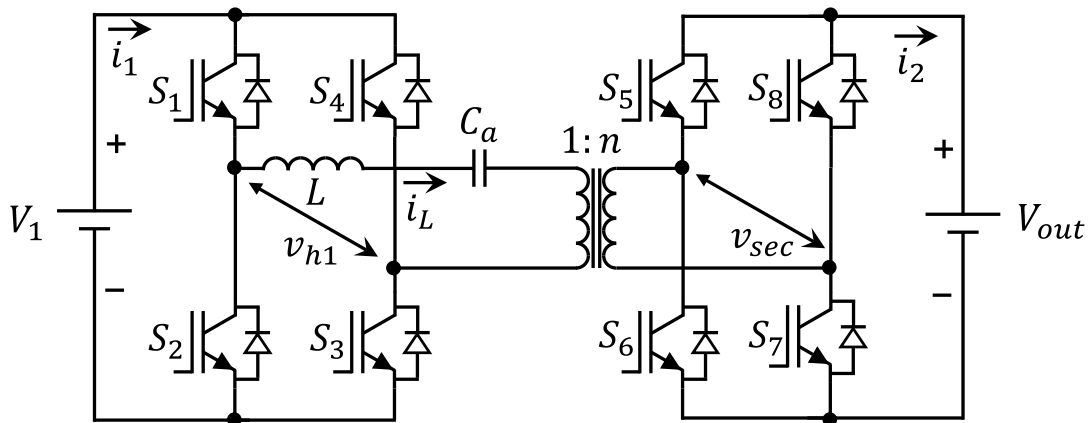
$$R_{\theta DAssec} = 22,69 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

Os dissipadores selecionados são do modelo HS 3542 do fabricante HS dissipadores, cuja resistência térmica vale 3,19 °C/W. Além do dissipador, também se utilizará de ventilação forçada para reduzir a temperatura tanto dos semicondutores, quanto dos magnéticos.

4.3 CAPACITOR DE ACOPLAMENTO

Um problema que surge na implementação prática do conversor é a circulação de corrente contínua no transformador devido ao tempo morto existente entre o disparo das chaves. Para eliminar este nível cc e evitar a saturação do transformador, um capacitor de acoplamento (C_a) é inserido em série com o transformador. A topologia com a presença do capacitor C_a é mostrada na Figura 24.

Figura 24 – Topologia do Conversor DAB com o capacitor de acoplamento



Fonte: Autor

Cabe ressaltar que, quando bem dimensionado, o capacitor C_a pode ser ignorado das análises uma vez que, na frequência de chaveamento do conversor, este componente se comporta como um curto circuito, não influenciando nas características estáticas e dinâmicas do conversor. (SANTOS, 2011)

4.3.1 Dimensionamento do capacitor C_a

O dimensionamento do capacitor C_a pode ser realizado de duas maneiras: o critério da máxima queda de tensão e o critério da frequência de ressonância.

4.3.1.1 Critério da máxima queda de tensão

Para dimensionar o capacitor C_a pelo critério da máxima queda de tensão, deve-se estabelecer o máximo valor percentual de queda de tensão no capacitor $V_{C_{amax}}$ quando este estiver conduzindo o máximo valor de corrente possível (i_{Lpk}). Na prática, utilizou-se em 5% da tensão V_1 .

Pode-se calcular então o valor máximo da tensão sobre o capacitor através da equação (19).

$$\begin{aligned}V_{C_{amax}} &= V_1 \cdot 5\% \\V_{C_{amax}} &= 75 \cdot 5\% \\V_{C_{amax}} &= 3,75 \text{ V}\end{aligned}\tag{19}$$

Considerando o valor de pico da corrente no indutor auxiliar, apresentado na Tabela 4, como 7,79 A, o valor da reatância capacitiva pode ser calculado através da lei de Ohm.

$$\begin{aligned}X_{Ca} &= \frac{V_{C_{amax}}}{i_{Lpk}} \\X_{Ca} &= \frac{3,75}{7,79} \\X_{Ca} &= 0,48 \Omega\end{aligned}\tag{20}$$

O valor do capacitor então pode ser determinado através da equação da reatância capacitiva, mostrada em (21).

$$\begin{aligned}X_{Ca} &= \frac{1}{2\pi f_s C_a} \\C_a &= \frac{1}{2\pi f_s X_{Ca}} \\C_a &= \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,48} = 33,1 \mu\text{F}\end{aligned}\tag{21}$$

Na prática utilizou-se um capacitor eletrolítico não-polarizado de 40 μF / 250 V.

4.3.1.2 Critério da frequência de ressonância

De acordo com (BARBI, 2007) e (SANTOS, 2011), a frequência de ressonância do circuito LC formado (f_r) deve ser tal que não permita que o conversor opere como ressonante. Para isso, é importante que a frequência de chaveamento (f_s) esteja distante de f_r . Uma prática é utilizar o valor de f_r aproximadamente com uma década de afastamento de f_s . Com o valor de C_a obtido anteriormente, calcula-se o valor de f_r através da equação (22).

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_a}}$$
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{250 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^{-6}}}$$
$$f_r = 1,59 \text{ kHz}$$
(22)

Percebe-se que o valor encontrado para a frequência de ressonância está afastado de quase uma década da frequência de chaveamento do conversor, o que pode ser considerado como um valor aceitável para evitar a entrada em ressonância.

4.4 CAPACITORES DO BARRAMENTO DE ENTRADA E SAÍDA

O dimensionamento dos capacitores do barramento de entrada (C_i) e do barramento de saída (C_o) do conversor seguiu o método aplicado por (KIRSTEN, 2014), que leva em consideração o balanço da energia do capacitor, no qual a energia da descarga deve ser igual à energia da carga. Para o cálculo da capacitância dos capacitores citados é utilizada a equação (23).

$$C_{o,i} = \frac{P_{max}}{4f\Delta V_c V_c}$$
(23)

A frequência de comutação sobre o capacitor é representada por f . O parâmetro ΔV_c representa o valor percentual máximo desejado para a variação da tensão sobre o capacitor e V_c é a tensão do barramento no qual o capacitor está conectado. Para o capacitor C_i são utilizados os valores da Tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros para o cálculo do capacitor C_i

| Parâmetro | Valor |
|-------------------------------|--------|
| Potência máxima | 280 W |
| Frequência sobre o capacitor | 120 Hz |
| Variação da tensão de entrada | 5 % |
| Tensão de entrada | 75 V |

Fonte: Autor

A frequência de 120 Hz foi utilizada devido à previsão de utilização de um variador de tensão ca monofásico com retificador de onda completa em ponte. Com os valores mostrados na Tabela 8, calculou-se então o valor do capacitor C_i .

$$C_i = \frac{280}{4 \cdot 120 \cdot 5 \cdot 75} = 1.556 \mu\text{F} \quad (24)$$

Para uma melhor distribuição na placa, foram utilizados três capacitores eletrolíticos de 680 μF x 200 V. Depois da implementação prática, tomou-se a decisão de utilizar uma fonte de tensão cc do fabricante SUPPLIER, devido à disponibilidade e também pelo fato de o variador de tensão ca disponível não ter capacidade de suprir a necessidade de corrente do circuito. Desta forma, a capacitância de C_i poderia ser menor, pois a frequência a ser considerada seria $2f_s$ e não a frequência de saída de um retificador monofásico de onda completa.

Para o cálculo do capacitor C_o , são utilizados os dados da Tabela 8.

Tabela 8 – Parâmetros para o cálculo do capacitor C_o

| Parâmetro | Valor |
|------------------------------|--------|
| Potência máxima | 280 W |
| Frequência sobre o capacitor | 20 kHz |
| Variação da tensão de saída | 0,5 % |
| Tensão de saída | 150 V |

Fonte: Autor

Com os valores mostrados na Tabela 8, calcula-se o valor da capacitância de C_o .

$$C_o = \frac{280}{4 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0,5 \cdot 150} = 46,7 \mu\text{F} \quad (25)$$

Devido à disponibilidade em laboratório, utilizou-se um capacitor eletrolítico de 100 μF / 400 V.

Para diminuir a amplitude dos surtos de tensão sobre os interruptores, tanto nos braços do lado primário, quanto nos braços do lado secundário do transformador, são utilizados ainda capacitores de poliéster com capacitância de 1 μF / 400 V em paralelo com os capacitores eletrolíticos, posicionados o mais próximo possível dos interruptores que compõem cada braço.

4.5 COMPONENTES MAGNÉTICOS

Os componentes magnéticos utilizados no protótipo são escolhidos a partir dos valores máximos obtidos via cálculos e simulações para os esforços de corrente, tensão e potência aparente. Após a obtenção dos valores, são encomendados o indutor auxiliar e o transformador, seguindo a exigência de que, somando a indutância de dispersão do transformador e a indutância do indutor auxiliar, o valor da indutância total deve ser 250 μH . Os dados técnicos do transformador e do indutor adquiridos são mostrados na Tabela 9 e na Tabela 10 respectivamente.

Tabela 9 – Dados técnicos do transformador

| | |
|---------------------------------|-------------|
| Fabricante | Magmattec |
| Material | Sendust |
| Modelo do núcleo | MMTS26T4718 |
| Diâmetro externo | 52,3 mm |
| Peso | 192 g |
| Indutância de dispersão medida | 28 μ H |
| Número de espiras do primário | 54 |
| Número de espiras do secundário | 108 |

Fonte: Autor

Tabela 10 – Dados técnicos do indutor auxiliar

| | |
|-------------------|-------------|
| Fabricante | Magmattec |
| Material | Sendust |
| Modelo do núcleo | MMTS60T2711 |
| Diâmetro externo | 31,5 mm |
| Peso | 46 g |
| Indutância medida | 223 μ H |
| Número de espiras | 58 |

Fonte: Autor

4.6 SIMULAÇÃO COM COMPONENTES NÃO IDEAIS

Após o projeto e a seleção dos componentes a serem utilizados no circuito é realizada uma simulação considerando as não idealidades. Os resultados obtidos para as grandezas avaliadas em cada um dos pontos de operação escolhidos são mostrados nas Tabelas 11, 12 e 13.

Tabela 11 – Comparação dos valores obtidos através das equações e simulações ideais e não ideais para P em cada ponto de operação

| Nº | Calculado | Simulação ideal | Simulação não ideal | erro % |
|----|-----------|-----------------|---------------------|--------|
| 1 | 190,70 | 183,98 | 200,0 | 8,0 |
| 2 | 190,70 | 184,64 | 192,1 | 3,9 |
| 3 | 190,70 | 189,22 | 196,6 | 3,8 |
| 4 | 184,90 | 184,37 | 189,6 | 2,7 |
| 5 | 179,09 | 175,81 | 191,0 | 7,9 |
| 6 | 179,09 | 168,85 | 185,0 | 8,7 |
| 7 | 179,20 | 175,30 | 184,8 | 5,1 |
| 8 | 179,09 | 175,41 | 180,0 | 2,5 |
| 9 | 173,70 | 170,81 | 174,8 | 2,3 |
| 10 | 168,30 | 147,74 | 168,5 | 12,3 |
| 11 | 168,30 | 165,19 | 167,9 | 1,8 |
| 12 | 168,30 | 165,48 | 172,2 | 4,0 |
| 13 | 168,30 | 166,31 | 177,6 | 6,4 |
| 14 | 156,70 | 155,32 | 158,2 | 1,8 |
| 15 | 151,30 | 149,10 | 154,8 | 3,7 |
| 16 | 134,40 | 131,60 | 137,1 | 4,0 |
| 17 | 134,40 | 129,49 | 135,5 | 4,4 |
| 18 | 134,40 | 130,51 | 138,9 | 6,1 |
| 19 | 134,30 | 133,67 | 135,8 | 1,5 |
| 20 | 134,40 | 135,26 | 137,7 | 2,4 |
| 21 | 134,40 | 134,86 | 141,3 | 4,9 |
| 22 | 117,70 | 115,06 | 118,4 | 2,8 |
| 23 | 112,00 | 110,59 | 112,9 | 2,0 |
| 24 | 101,12 | 88,39 | 105,1 | 15,9 |
| 25 | 101,12 | 99,42 | 100,4 | 1,7 |

Fonte: Autor

Tabela 12 – Comparação dos valores obtidos através das equações e simulações ideais e não ideias para i_{Lrms} para cada ponto de operação

(continua)

| Nº | Calculado | Simulação ideal | Simulação não ideal | erro % |
|----|-----------|-----------------|---------------------|--------|
| 1 | 4,93 | 4,93 | 5,31 | 7,2 |
| 2 | 3,65 | 3,63 | 3,81 | 4,7 |
| 3 | 3,64 | 3,63 | 3,77 | 3,7 |
| 4 | 3,49 | 3,49 | 3,65 | 4,4 |

Fonte: Autor

Tabela 12 – Comparação dos valores obtidos através das equações e simulações ideais e não ideias para i_{Lrms} para cada ponto de operação

(conclusão)

| Nº | Calculado | Simulação ideal | Simulação não ideal | erro % |
|----|-----------|-----------------|---------------------|--------|
| 5 | 5,08 | 5,04 | 5,35 | 5,7 |
| 6 | 4,99 | 5,04 | 5,41 | 7,8 |
| 7 | 4,1 | 4,1 | 4,35 | 5,7 |
| 8 | 2,79 | 2,79 | 2,9 | 3,6 |
| 9 | 2,72 | 2,73 | 2,82 | 3,5 |
| 10 | 4,30 | 4,28 | 4,52 | 5,3 |
| 11 | 2,65 | 2,68 | 2,79 | 5,0 |
| 12 | 2,71 | 2,68 | 2,78 | 3,6 |
| 13 | 4,36 | 4,28 | 4,44 | 3,6 |
| 14 | 2,57 | 2,57 | 2,66 | 3,4 |
| 15 | 3,18 | 3,18 | 3,34 | 4,8 |
| 16 | 3,58 | 3,49 | 3,62 | 3,6 |
| 17 | 2,62 | 2,57 | 2,66 | 3,4 |
| 18 | 3,63 | 3,63 | 3,86 | 6,0 |
| 19 | 2,39 | 2,39 | 2,47 | 3,2 |
| 20 | 2,57 | 2,57 | 2,59 | 0,8 |
| 21 | 3,47 | 3,49 | 3,51 | 1,1 |
| 22 | 2,83 | 2,85 | 2,98 | 5,0 |
| 23 | 2,18 | 2,19 | 2,27 | 4,0 |
| 24 | 4,53 | 4,56 | 4,86 | 6,8 |
| 25 | 1,44 | 1,45 | 1,49 | 3,4 |

Fonte: Autor

Tabela 13 – Comparação dos valores obtidos através das equações e simulações ideais e não ideias para S para cada ponto de operação

(continua)

| Nº | Calculado | Simulação ideal | Simulação não ideal | erro % |
|----|-----------|-----------------|---------------------|--------|
| 1 | 280,36 | 273,60 | 287,82 | 4,9 |
| 2 | 266,74 | 256,05 | 265,44 | 4,0 |
| 3 | 207,17 | 203,39 | 213,67 | 4,8 |
| 4 | 214,73 | 211,52 | 222,1 | 4,8 |
| 5 | 233,72 | 212,80 | 225,55 | 9,0 |
| 6 | 365,37 | 354,77 | 366,82 | 3,3 |
| 7 | 233,11 | 225,63 | 237,53 | 5,0 |

Fonte: Autor

Tabela 13 – Comparação dos valores obtidos através das equações e simulações ideais e não ideais para S para cada ponto de operação

(conclusão)

| Nº | Calculado | Simulação ideal | Simulação não ideal | erro % |
|----|-----------|-----------------|---------------------|--------|
| 8 | 204,31 | 203,10 | 209,95 | 3,3 |
| 9 | 191,16 | 191,23 | 198,29 | 3,6 |
| 10 | 314,85 | 298,11 | 301,79 | 5,3 |
| 11 | 193,81 | 193,49 | 200,25 | 3,4 |
| 12 | 178,56 | 176,47 | 184,63 | 4,4 |
| 13 | 200,67 | 176,69 | 187,88 | 11,9 |
| 14 | 169,38 | 168,73 | 175,37 | 3,8 |
| 15 | 180,95 | 178,32 | 186,9 | 4,6 |
| 16 | 262,08 | 241,17 | 245,57 | 8,0 |
| 17 | 191,79 | 181,62 | 188,15 | 5,3 |
| 18 | 187,98 | 181,61 | 190,44 | 4,6 |
| 19 | 147,05 | 150,41 | 152,41 | 3,5 |
| 20 | 146,27 | 141,97 | 145,41 | 2,9 |
| 21 | 163,19 | 141,62 | 148,63 | 13,2 |
| 22 | 147,24 | 144,30 | 150,73 | 4,3 |
| 23 | 124,58 | 124,03 | 128,61 | 3,6 |
| 24 | 331,53 | 322,19 | 330,16 | 2,8 |
| 25 | 105,83 | 105,91 | 108,03 | 2,0 |

Fonte: Autor

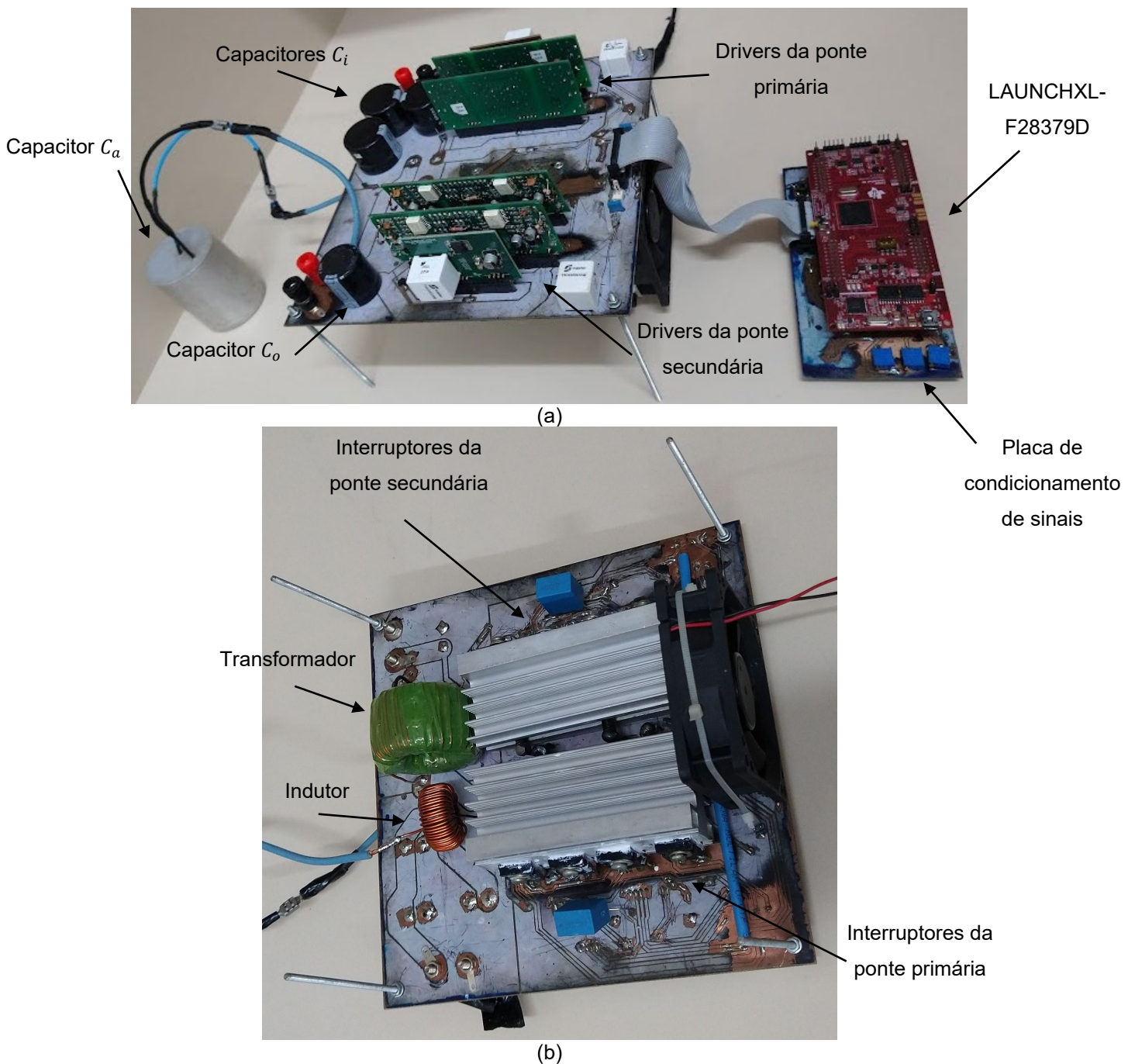
Para manter a potência de saída nominal em cada um dos pontos, optou-se por manter a tensão de saída constante no valor nominal e ajustar a tensão de entrada conforme necessário. Dessa forma, o conversor não opera com ganho igual ao valor da relação de transformação e o nível das perdas aumenta.

Analisando os valores obtidos para as grandezas observadas através da simulação com componentes não ideais e comparando seu resultado com os das equações e da simulação com componentes ideais, percebe-se que, considerando as perdas nos componentes, não há grandes variações. Ainda resta comparar os valores obtidos com a implementação do protótipo físico.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após a finalização do projeto, dimensionamento e escolha dos componentes utilizados no conversor, iniciou-se a montagem do protótipo. A Figura 25 mostra o protótipo implementado com os principais componentes identificados.

Figura 25 – Protótipo implementado: a) vista superior b) vista inferior



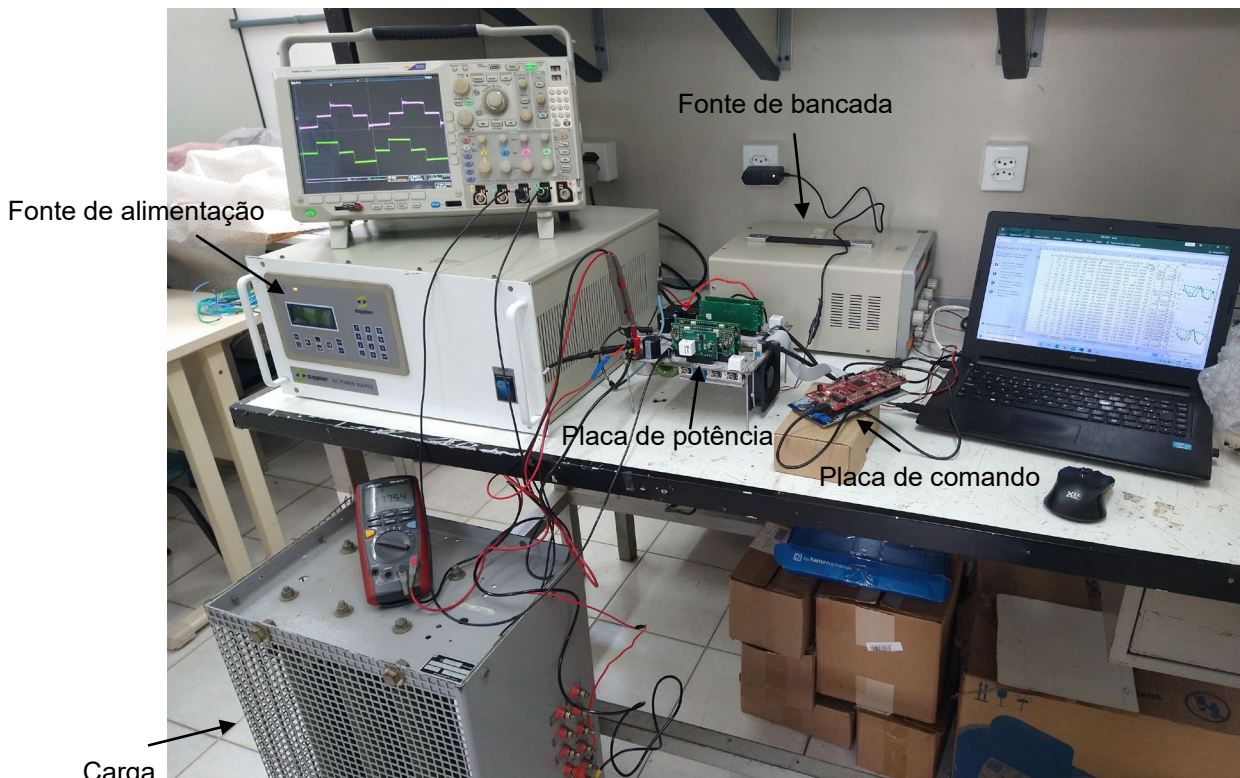
Fonte: Autor

Na Figura 25 (a) é mostrada a vista superior da etapa de potência do conversor implementado com os capacitores C_i , C_o e C_a , os drivers de acionamento dos transistores (modelo DRO100D25A do fabricante SUPPLIER) com as respectivas fontes auxiliares (modelo DS320-08A do fabricante SUPPLIER), o *kit* LAUNCHXL-F28379D utilizado para geração dos pulsos de comando e a placa de condicionamento de sinais projetada e confeccionada pelo autor deste trabalho. Procurou-se manter os sinais de comando todos na superfície inferior da placa, portanto visualiza-se, na superfície superior, somente as trilhas de maior largura por onde circula a corrente da etapa de potência do conversor.

Na Figura 25 (b) é mostrada a vista inferior da etapa de potência do conversor. Os componentes montados neste lado da placa são aqueles que apresentam maior aquecimento, onde é fixado o ventilador para resfriamento destes componentes. As trilhas dos sinais de comando são visualizadas nesta superfície.

Para validar o funcionamento do conversor montou-se um *setup* de testes, o mesmo pode ser visualizado na Figura 26.

Figura 26 – *Setup* de testes montado

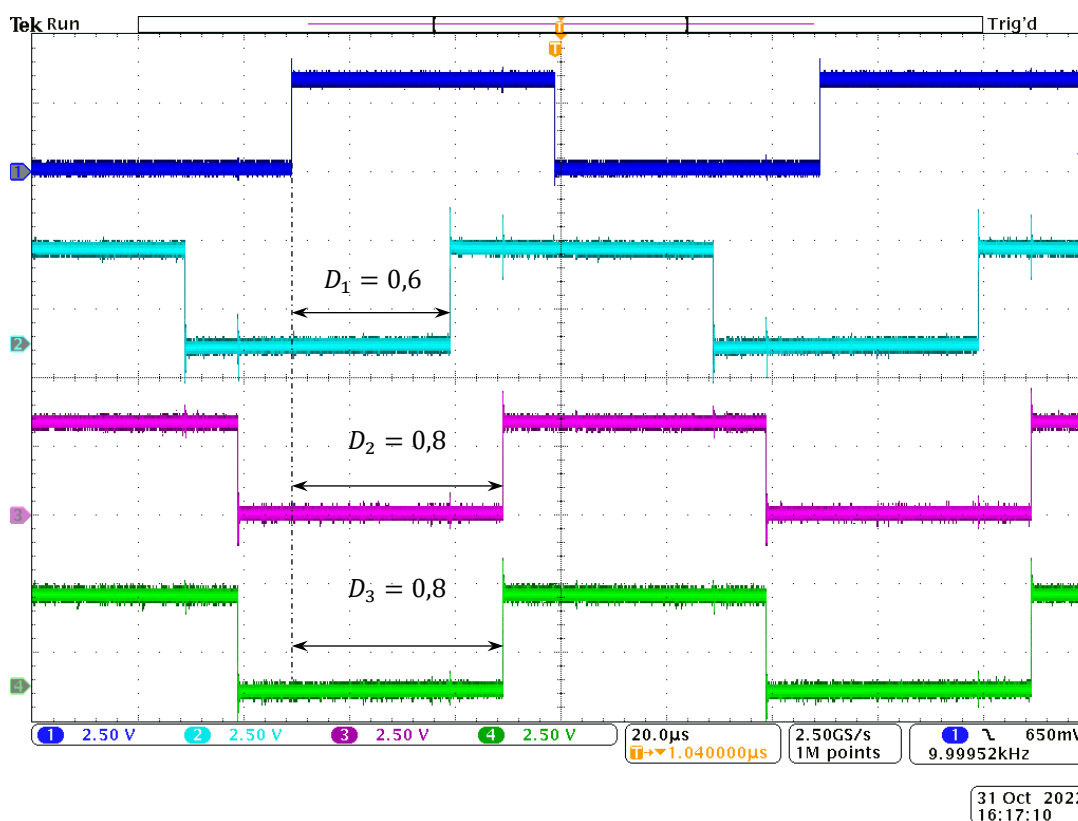


Fonte: Autor

5.1 VALIDAÇÃO DO CONVERSOR

O processo de validação procedeu-se inicialmente com a verificação prática do código de comando. Como o conversor opera em malha aberta, basta verificar se os quatro sinais de comando principais e seus respectivos complementares estão configurados de acordo com as defasagens escolhidas. Para isso, escolheu-se o ponto de operação com $D_1 = 0,6$; $D_2 = 0,8$; $D_3 = 0,8$. Os sinais de comando gerados com o DSP são mostrados na Figura 27. Conforme mostrado na mesma, verifica-se que os sinais de comando obtidos são condizentes com o esperado para o conjunto de ângulos escolhido.

Figura 27 – Sinais de comando gerados: (canal 1 - azul escuro - 2,5 V/div - chave S_1), (canal 2 - azul claro - 2,5 V/div - chave S_3), (canal 3 - rosa - 2,5 V/div - chave S_5), (canal 4 - verde - 2,5 V/div - chave S_7)

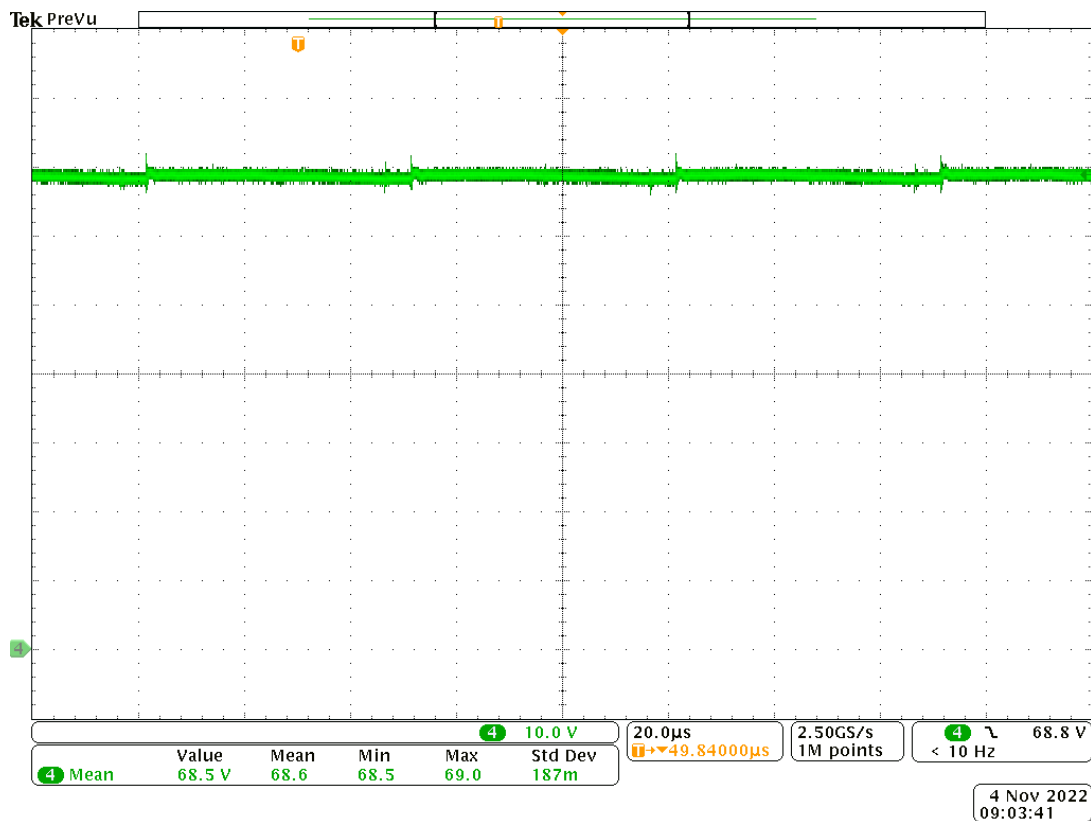


Fonte: Autor

Em seguida, iniciou-se o processo de validação da etapa de potência. São realizados diversos testes aplicando valores intermediários para a tensão de entrada até chegar ao valor nominal. Da mesma forma que na seção 4.6, optou-

se por manter a potência de saída de acordo com o valor nominal de projeto, dessa forma, a tensão de saída também é mantida. No entanto, devido às perdas do conversor, observa-se que é necessário elevar a tensão de entrada além do necessário na maioria dos pontos. Entretanto, há dois pontos ($D_1 = 0$; $D_2 = 0$ e $D_3 = 0,4$) e ($D_1 = 0$; $D_2 = 0$ e $D_3 = 0,6$) em que a tensão de entrada ainda está abaixo do valor nominal e a tensão de saída já está acima do valor especificado em projeto. Um exemplo é mostrado na Figura 28 e na Figura 29 para o ponto ($D_1 = 0$; $D_2 = 0$ e $D_3 = 0,4$) onde o valor médio da tensão aplicada na entrada é 68,5 V e o valor médio da tensão obtido na saída é 152 V. Os valores nominais de projeto são 75 V e 150 V respectivamente.

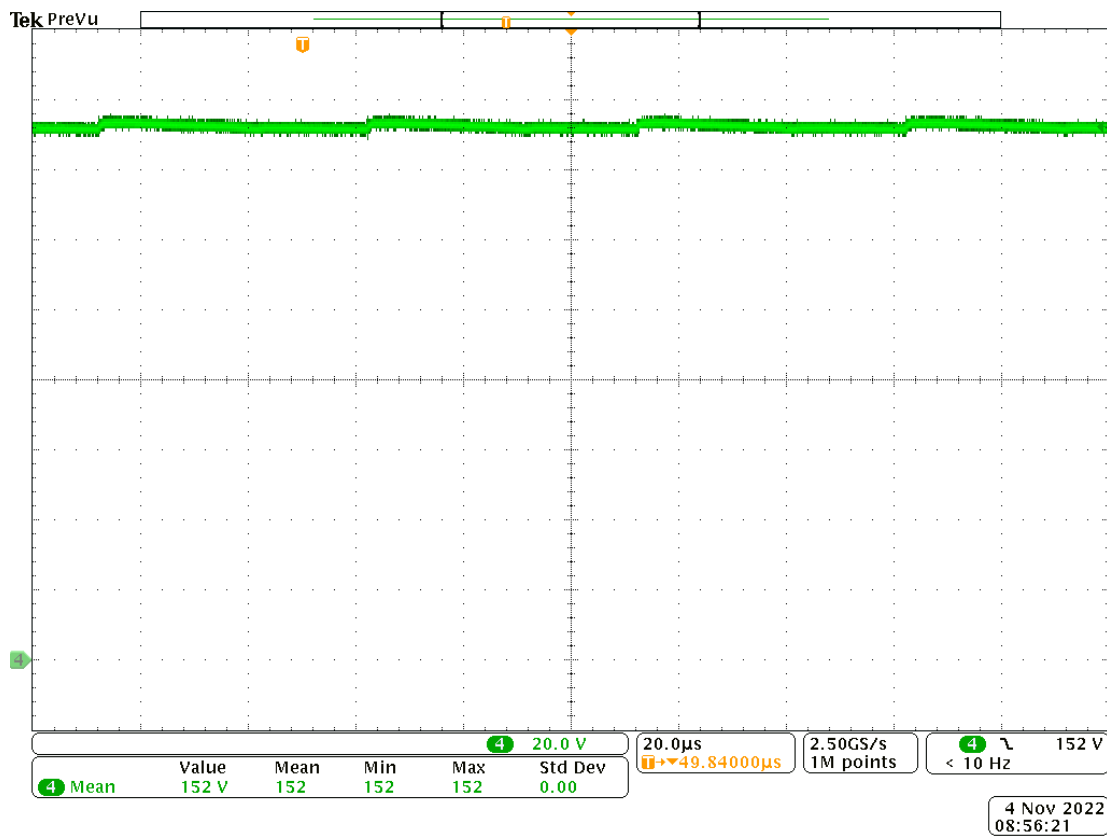
Figura 28 – Valor médio da tensão na entrada do conversor (canal 4 - verde - 10 V/div)



Fonte: Autor

É necessária uma investigação maior para se determinar o motivo desta discrepância.

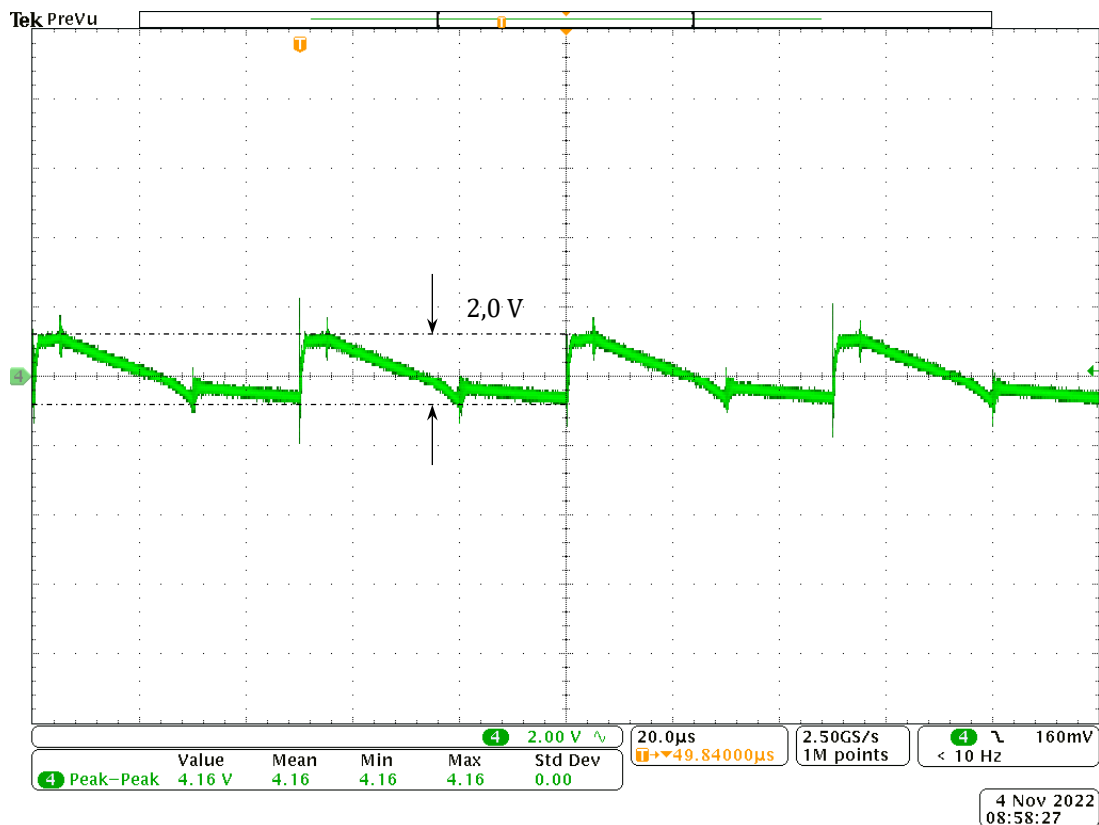
Figura 29 – Valor médio da tensão na saída do conversor (canal 4 - verde - 20 V/div)



Fonte: Autor

Na Figura 29 verifica-se que há ondulação na tensão de saída do conversor. A Figura 30 mostra, em detalhe, a ondulação de tensão na saída do conversor. Verifica-se na mesma que, desprezando os picos de chaveamento, a ondulação está em torno de 2,0 V. Este valor ficou acima do projetado, principalmente considerando que é utilizado o dobro da capacitância calculada. Apesar dessa diferença, o valor obtido na prática não causa problemas com o desenvolvimento do projeto.

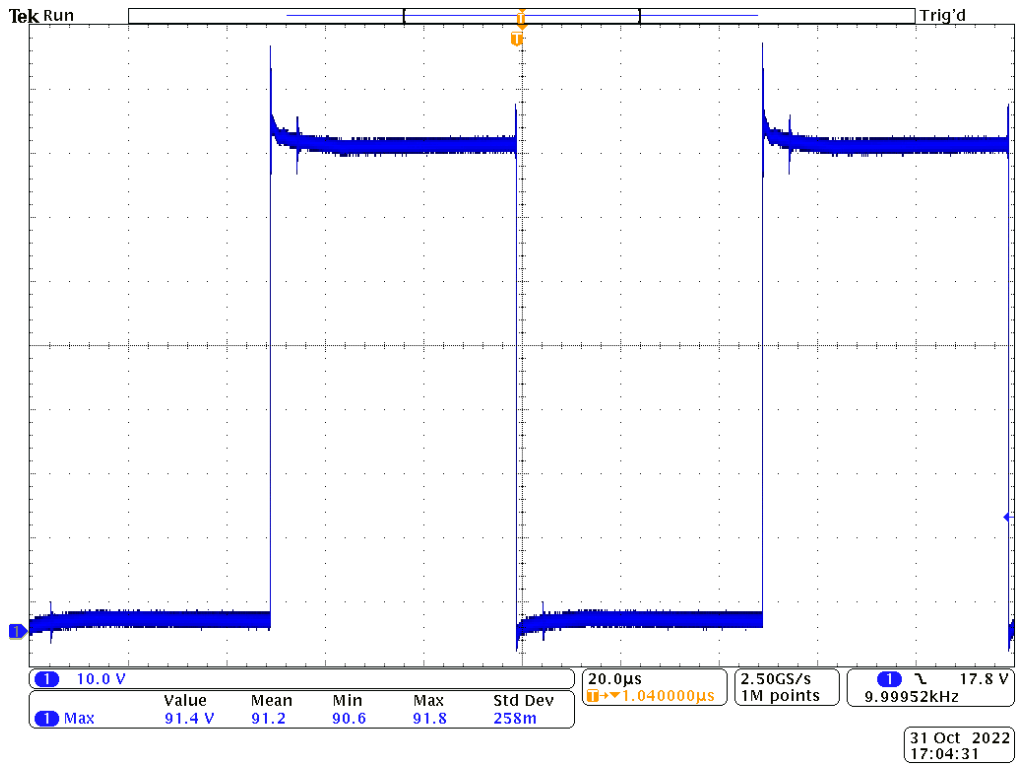
Figura 30 – Ondulação de tensão na saída do conversor (canal 4 - verde - 2 V/div)



Fonte: Autor

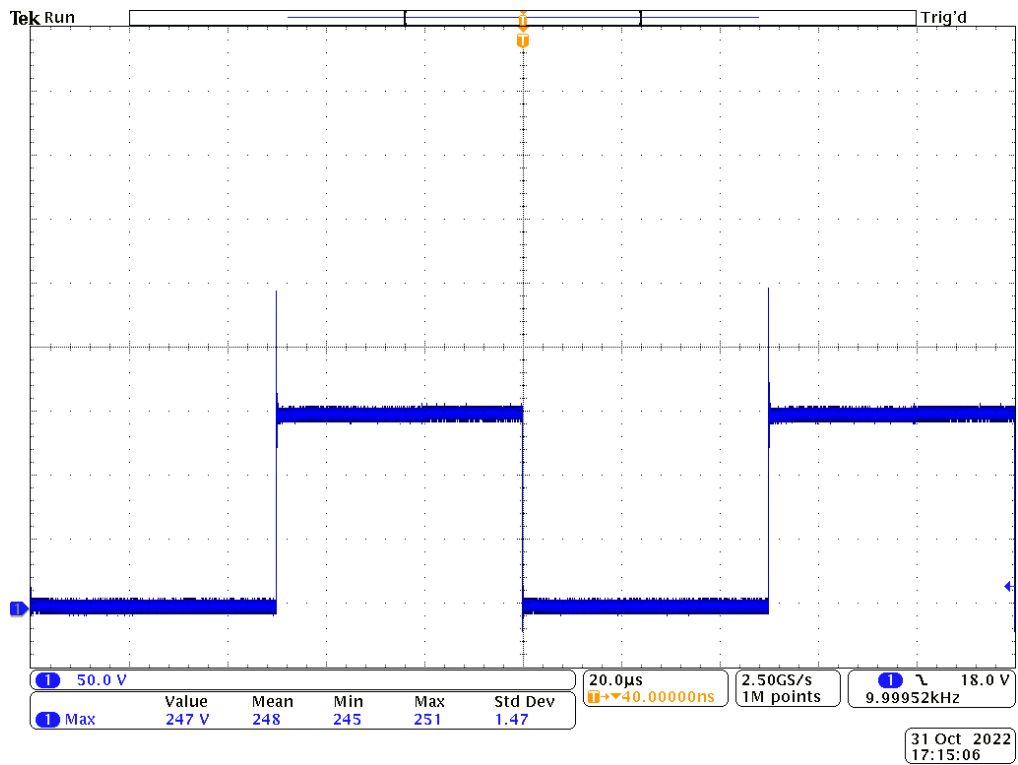
Em seguida, verificou-se as formas de onda de tensão tanto para os interruptores da ponte do lado primário, quanto dos interruptores da ponte do lado secundário do transformador. As formas de onda de tensão para os interruptores do primário e do secundário são mostradas na Figura 31 e na Figura 32 respectivamente. Para os interruptores do primário, verifica-se que o valor máximo de tensão atingido durante o pico é de 91,8 V. Para os interruptores do secundário verifica-se que o valor máximo é de 251 V. Ambos os valores estão abaixo do valor máximo de tensão de 500 V garantido pelo fabricante.

Figura 31 – Forma de onda de tensão nos interruptores do lado primário (canal 1 – azul escuro - 10 V/div)



Fonte: Autor

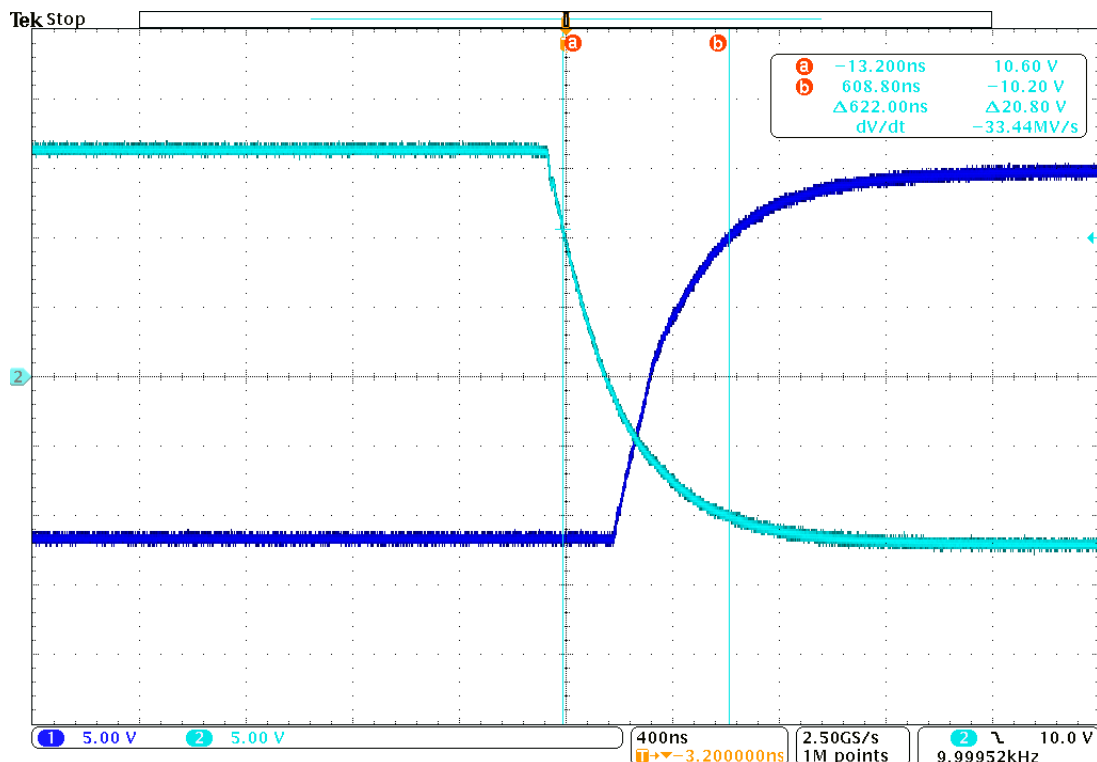
Figura 32 – Forma de onda de tensão nos interruptores do lado secundário (canal 1 – azul escuro - 50 V/div)



Fonte: Autor

Devido à estrutura com transistores posicionados em braço, é necessário que haja um tempo morto entre os sinais de comando dos mesmos para evitar que ocorra curto circuito de braço tanto na entrada, quanto na saída do conversor. Para verificar se os sinais de comando estão operando com o tempo morto desejado, coletou-se as formas de onda de tensão V_{GS} para os transistores S_1 e S_2 . Essas formas de onda são mostradas com detalhe para o momento de comutação dos dois transistores na Figura 33. Verifica-se na figura que o tempo morto obtido é de 622 ns. De acordo com os dados do *datasheet* do modelo escolhido, o tempo total de acionamento da chave é 77 ns e o tempo total de desligamento é 168 ns, somando os dois valores chega-se ao tempo total de 245 ns para um transistor desligar totalmente e o outro ligar totalmente. Desta forma, conclui-se que o tempo morto obtido é suficiente para garantir a operação segura dos transistores.

Figura 33 – Tensão V_{GS} nos transistores S_1 e S_2 (canal 1 - azul escuro - 5 V/div), (canal 2 - azul claro - 5 V/div)

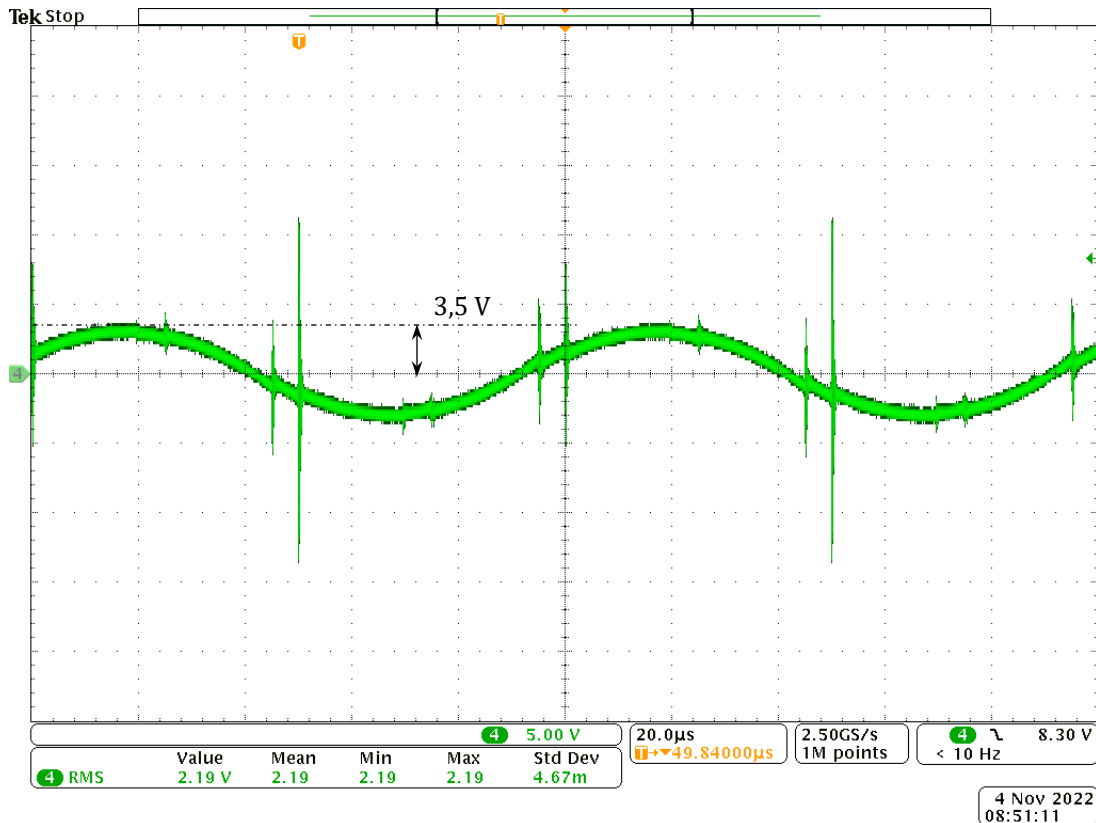


7 Nov 2022
08:13:43

Fonte: Autor

Em seguida foi verificado o funcionamento do capacitor C_a . Para isso, foi coletada a forma de onda de tensão neste componente. Esta forma de onda é mostrada na Figura 34. Desprezando os ruídos de comutação, verifica-se que o valor máximo de tensão atingido no capacitor é de 3,5 V, abaixo do valor de 3,75 V determinado em projeto.

Figura 34 – Forma de onda de tensão no capacitor C_a (canal 4 - verde - 5 V/div)

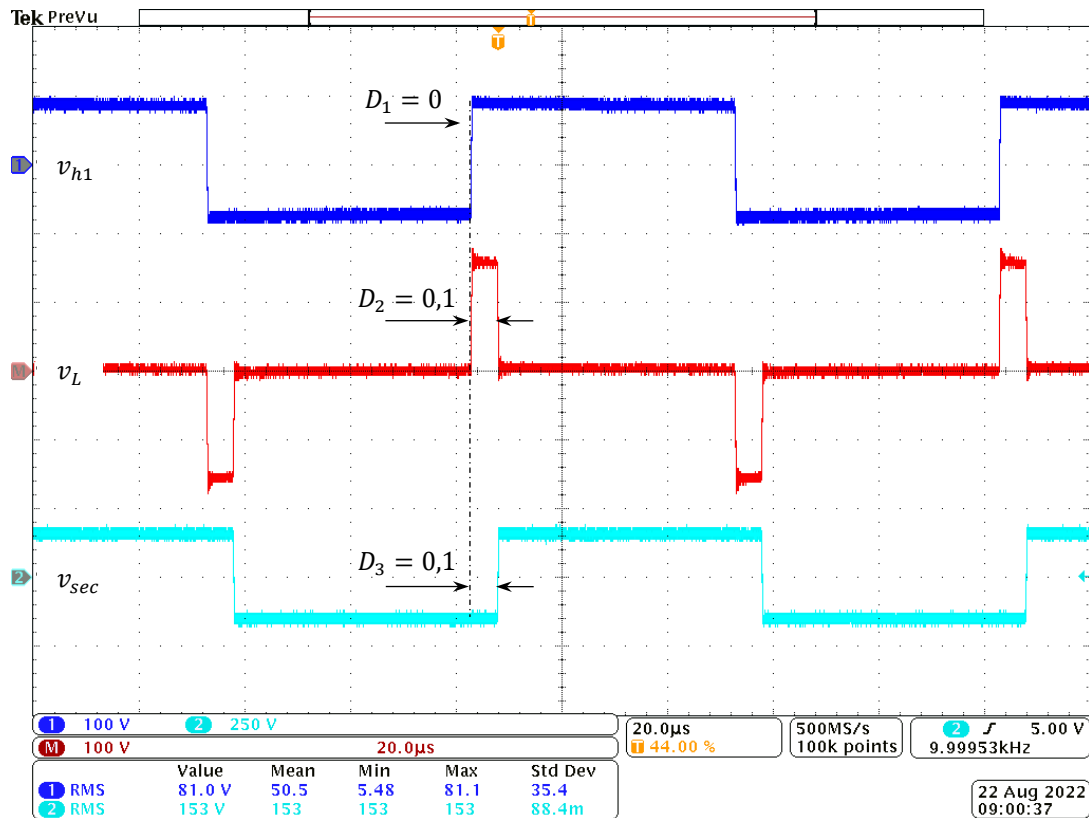


Fonte: Autor

Após a etapa de validação dos componentes individuais, verificou-se as formas de onda de tensão nas pontes e no indutor para validar o funcionamento em conjunto do conversor implementado.

Foram testados três pontos de operação distintos, um para cada estratégia de modulação estudada. A validação da EM SPS com $D_1 = 0$; $D_2 = 0,1$; $D_3 = 0,1$ é mostrada na Figura 35.

Figura 35 – Validação da EM SPS com $D_1 = 0$; $D_2 = 0,1$; $D_3 = 0,1$ (canal 1 - azul escuro - 100 V/div - v_{h1}), (canal 2 - vermelho - 100 V/div - v_L), (canal 3 - azul claro - 250 V/div - v_{sec})

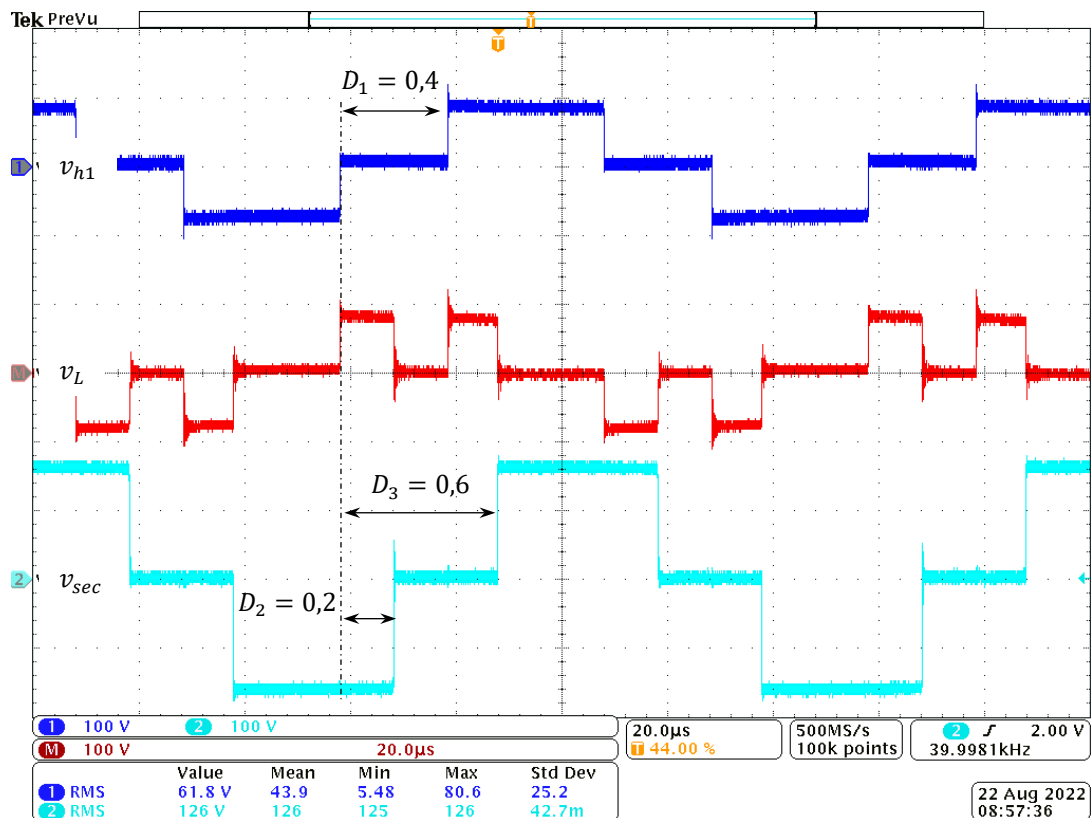


Fonte: Autor

Na Figura 35 são mostradas as formas de onda da tensão v_{h1} em azul escuro, da tensão v_L em vermelho e da tensão no secundário do transformador (v_{sec}) em azul claro. As formas de onda de tensão de v_{h1} e v_{sec} possuem apenas dois níveis, o que caracteriza a EM SPS e comprova que o valor de $D_1 = 0$ e $D_2 = D_3$. O valor medido para a defasagem angular entre as duas pontes está de acordo com o esperado.

Em seguida, procedeu-se com a validação da EM DPS. Para isso, foi configurado o código de comando para estabelecer os valores de razões de defasagem angular para os valores $D_1 = 0,4$; $D_2 = 0,2$; $D_3 = 0,6$. Esta configuração é mostrada na Figura 36.

Figura 36 – Validação da EM DPS com $D_1 = 0,4$; $D_2 = 0,2$; $D_3 = 0,6$ (canal 1 - azul escuro - 100 V/div - v_{h1}), (canal 2 - vermelho - 100 V/div - v_L), (canal 3 - azul claro - 100 V/div - v_{sec})

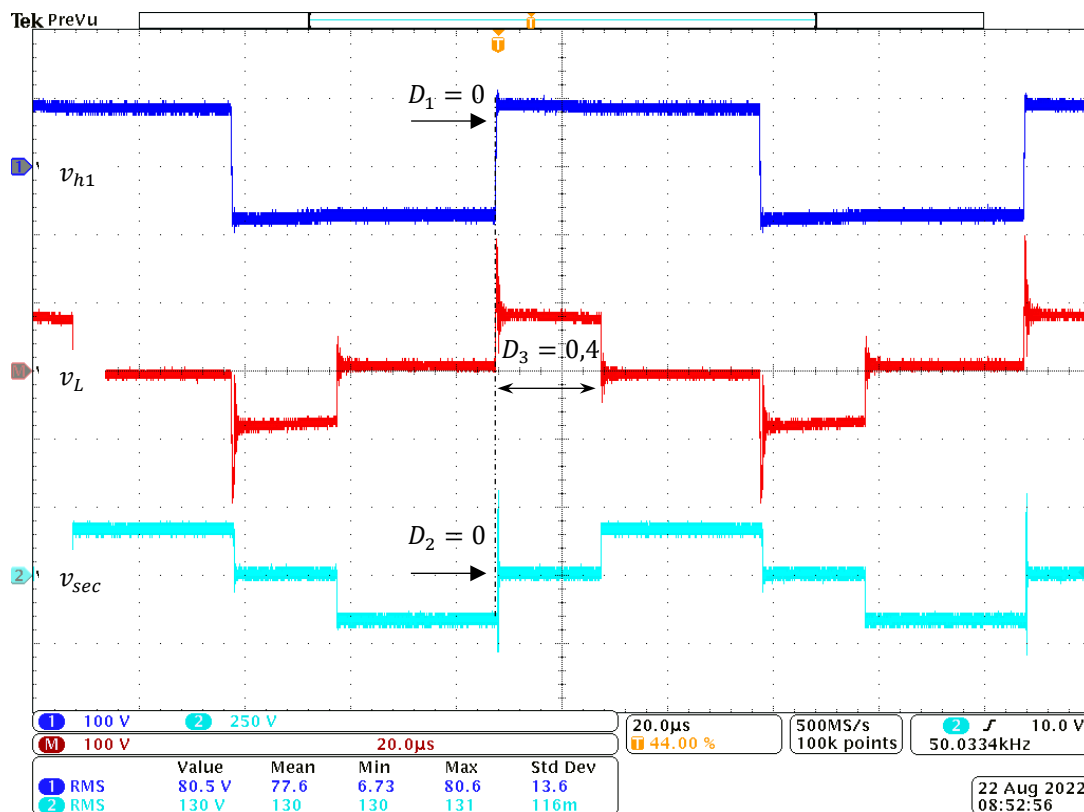


Fonte: Autor

Novamente, visualiza-se na Figura 36 as formas de onda mencionadas anteriormente. Nota-se que ambas as formas de ondas de v_{h1} e v_{sec} possuem três níveis. Além disso, o valor de D_3 é igual à soma de D_2 e D_3 . Conclui-se então, que a configuração realizada está de acordo com o esperado para a EM DPS.

Por último, foi realizada a validação para a EM EPS. Para esse procedimento, foram escolhidos os valores de D_1 , D_2 e D_3 como 0, 0 e 0,4 respectivamente. A configuração dos ângulos para a EM EPS é mostrada na Figura 37.

Figura 37 – Validação da EM EPS com $D_1 = 0$; $D_2 = 0$; $D_3 = 0,4$ (canal 1 - azul escuro - 100 V/div - v_{h1}), (canal 2 - vermelho - 100 V/div - v_L), (canal 3 - azul claro - 100 V/div - v_{sec})



Fonte: Autor

Também são visualizadas na Figura 37, as formas de onda de tensão mencionadas nos testes anteriores. No teste em questão, verifica-se que uma das pontes possui uma forma de onda de tensão com dois níveis, no caso a tensão v_{h1} , confirmando também que o valor de D_1 é igual a zero. A tensão v_{sec} possui uma forma de onda de tensão de três níveis, confirmando que o valor de D_3 é diferente de D_2 .

5.2 OBTENÇÃO DOS RESULTADOS PRÁTICOS

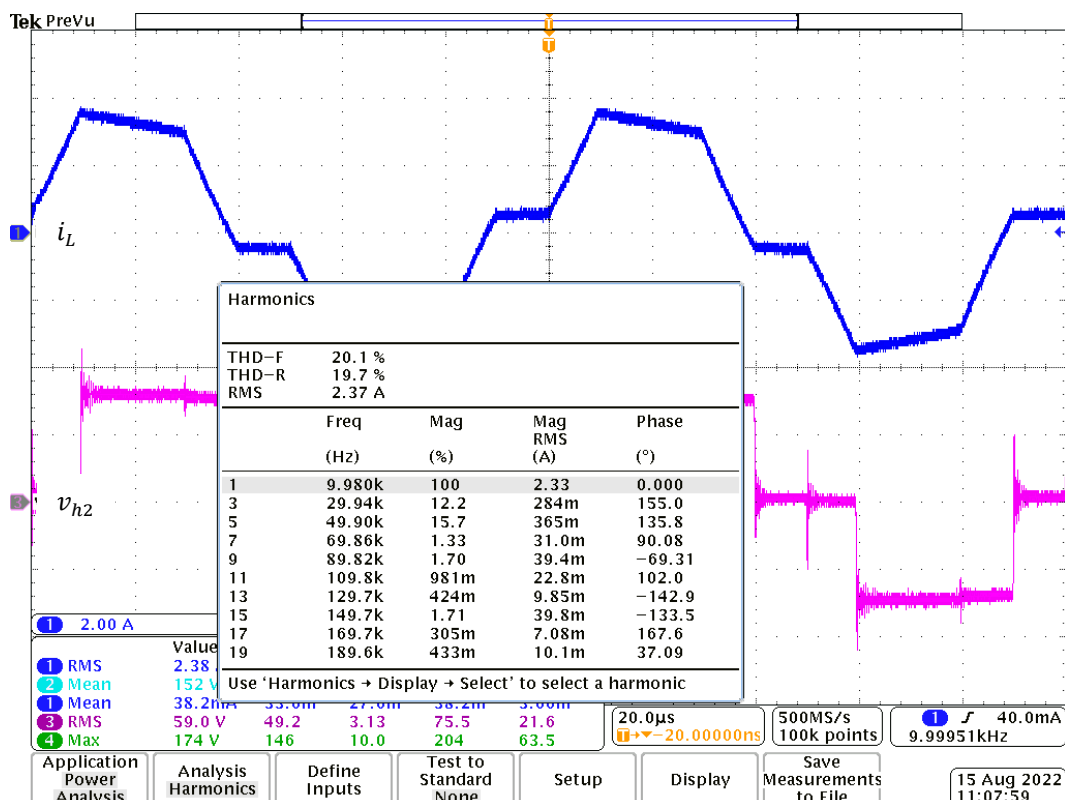
Após a validação do conversor por componentes e em conjunto, procedeu-se com os testes para obtenção dos resultados práticos sobre os pontos de operação escolhidos para a análise proposta. Para cada teste realizado o conversor permanece ligado por um período de, no mínimo, 30 minutos com monitoramento constante da temperatura nos interruptores do primário e do secundário, no indutor auxiliar e no transformador. Os valores

máximos de temperatura observados no encapsulamento dos transistores são 76,5 °C e 35 °C, na ponte do primário e do secundário respectivamente. Em relação aos magnéticos, os máximos valores de temperatura observados são 63 °C e 70 °C, no transformador e no indutor auxiliar respectivamente.

Para proceder com a obtenção dos resultados, são coletados os valores eficaz e de defasagem angular de cada componente harmônica de i_L e v_{h2} em cada ponto de operação escolhido. O equipamento utilizado para esta coleta de informações é o osciloscópio modelo MDO0454B-3 do fabricante Tektronix, mostrado na Figura 26, que permite a análise da FFT indicando os valores eficaz e de fase de cada componente harmônica do sinal.

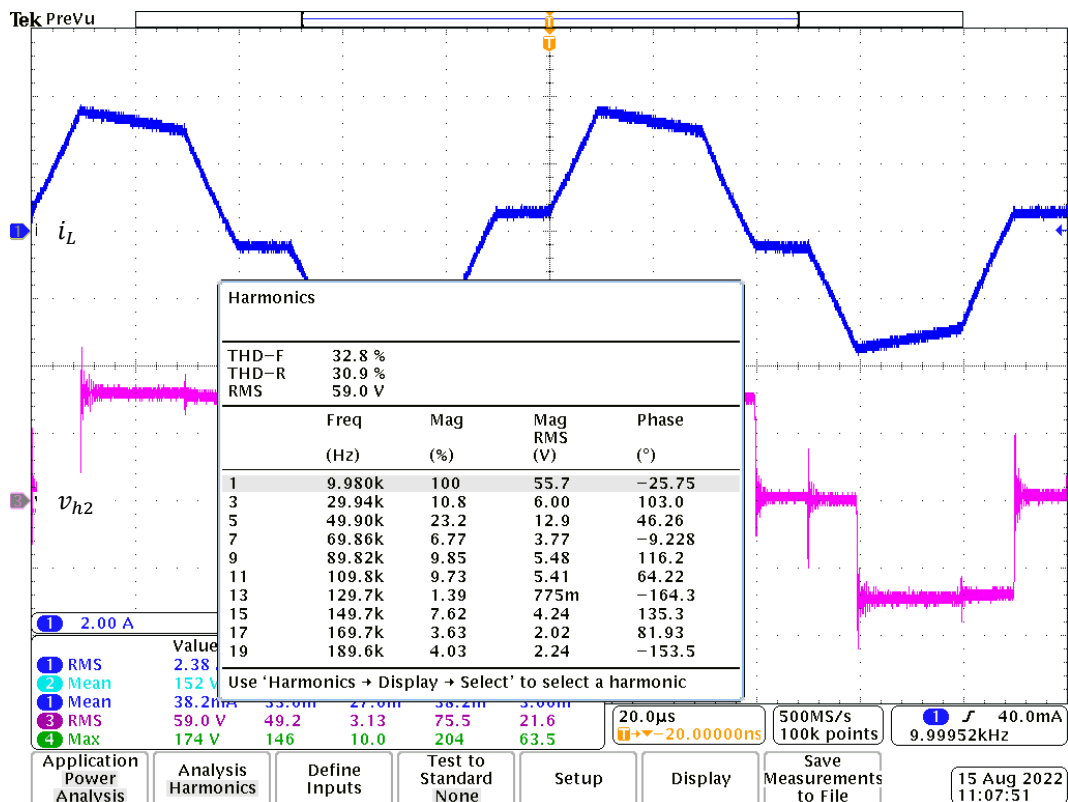
Um exemplo do procedimento de coleta de resultados é mostrado na Figura 38 e na Figura 39 onde são mostrados os valores coletados para i_{Lrms} e v_{h2} respectivamente para o ponto de operação $D_1 = 0,4; D_2 = 0,2; D_3 = 0,6$.

Figura 38 – Coleta dos valores eficaz e de defasagem angular para i_L (canal 1 - azul escuro - 2 A/div - i_L), (canal 3 - rosa - 50 V/div - v_{h2})



Fonte: Autor

Figura 39 – Coleta dos valores eficaz e de defasagem angular para v_{h2} (canal 1 - azul escuro - 2 A/div - i_L), (canal 3 - rosa - 50 V/div - v_{h2})



Fonte: Autor

Conforme mencionado na seção 3.3.1 foram coletados os valores das grandezas mencionadas até à nona componente harmônica da forma de onda devido aos valores sem expressividade obtidos após essa ordem de componentes. Após a coleta desses dados, foram realizados os cálculos conforme procedimento mostrado na seção 3.3.1.

Para comparar os valores obtidos através da implementação prática com os resultados da simulação não ideal, os mesmos são mostrados na Tabela 14.

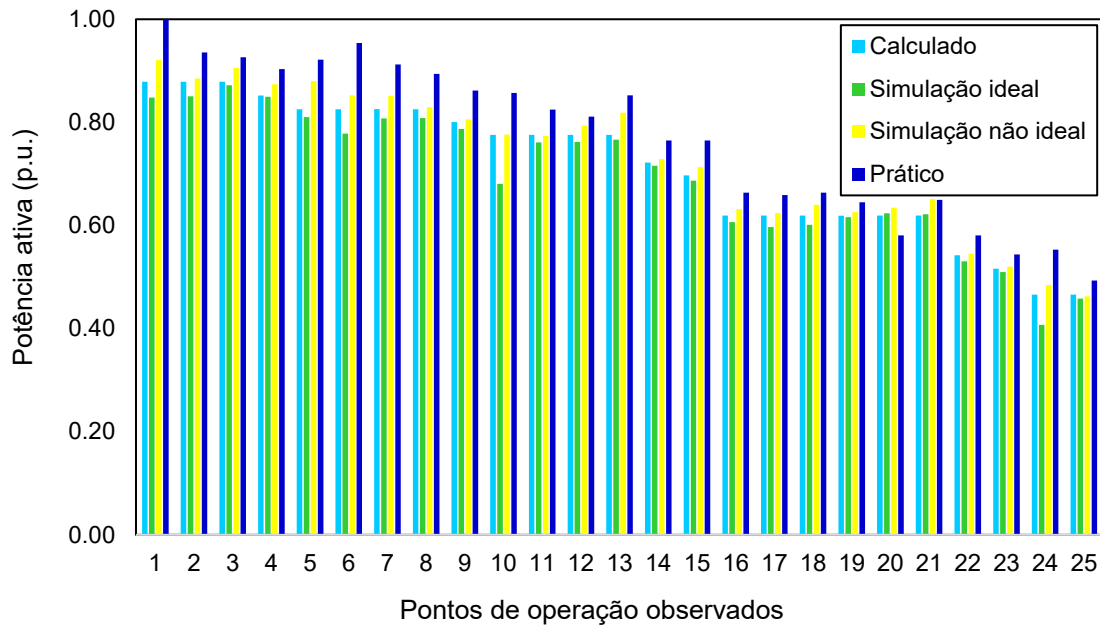
Tabela 14 – Comparação dos valores obtidos para P , i_{Lrms} e S através do protótipo experimental e da simulação não ideal para cada ponto de operação

| Nº | P (simul.) | P (prático) | erro % | i_{Lrms} (simul.) | i_{Lrms} (prático) | erro % | S (simul.) | S (prático) | erro % |
|----|-----------------|------------------|-----------|------------------------|-------------------------|-----------|-----------------|------------------|--------|
| 1 | 200,0 | 217 | 7,9 | 5,31 | 6,23 | 14,8 | 287,82 | 345 | 16,6 |
| 2 | 192,1 | 203 | 5,4 | 3,81 | 4,15 | 8,2 | 265,44 | 291 | 8,8 |
| 3 | 196,6 | 201 | 2,2 | 3,77 | 3,97 | 5,0 | 213,67 | 245 | 12,8 |
| 4 | 189,6 | 196 | 3,3 | 3,65 | 3,92 | 6,9 | 222,10 | 241 | 7,8 |
| 5 | 191,0 | 200 | 4,5 | 5,35 | 5,93 | 9,9 | 225,55 | 260 | 13,2 |
| 6 | 185,0 | 207 | 10,6 | 5,41 | 6,77 | 20,1 | 366,82 | 472 | 22,3 |
| 7 | 184,8 | 198 | 6,7 | 4,35 | 4,88 | 10,9 | 237,53 | 271 | 12,4 |
| 8 | 180,0 | 194 | 7,2 | 2,9 | 3,09 | 6,3 | 209,95 | 225 | 6,7 |
| 9 | 174,8 | 187 | 6,5 | 2,82 | 3 | 6,0 | 198,29 | 212 | 6,5 |
| 10 | 168,5 | 186 | 9,4 | 4,52 | 5,31 | 14,9 | 301,79 | 369 | 18,2 |
| 11 | 167,9 | 179 | 6,2 | 2,79 | 2,91 | 4,1 | 200,25 | 210 | 4,6 |
| 12 | 172,2 | 176 | 2,1 | 2,78 | 2,93 | 5,1 | 184,63 | 194 | 4,8 |
| 13 | 177,6 | 185 | 4,0 | 4,44 | 4,73 | 6,1 | 187,88 | 208 | 9,7 |
| 14 | 158,2 | 166 | 4,7 | 2,66 | 2,79 | 4,7 | 175,37 | 186 | 5,7 |
| 15 | 154,8 | 166 | 6,7 | 3,34 | 3,63 | 8,0 | 186,90 | 206 | 9,3 |
| 16 | 137,1 | 144 | 4,8 | 3,62 | 4,04 | 10,4 | 245,57 | 276 | 11,0 |
| 17 | 135,5 | 143 | 5,3 | 2,66 | 2,81 | 5,3 | 188,15 | 200 | 5,9 |
| 18 | 138,9 | 144 | 3,5 | 3,86 | 4,24 | 9,0 | 190,44 | 215 | 11,4 |
| 19 | 135,8 | 140 | 3,0 | 2,47 | 2,58 | 4,3 | 152,41 | 160 | 4,7 |
| 20 | 137,7 | 126 | 8,5 | 2,59 | 2,52 | 2,7 | 145,41 | 134 | 7,8 |
| 21 | 141,3 | 141 | 0,2 | 3,51 | 3,52 | 0,3 | 148,63 | 148 | 0,4 |
| 22 | 118,4 | 126 | 6,1 | 2,98 | 3,2 | 6,9 | 150,73 | 163 | 7,5 |
| 23 | 112,9 | 118 | 4,4 | 2,27 | 2,37 | 4,2 | 128,61 | 137 | 6,1 |
| 24 | 105,1 | 120 | 12,4 | 4,86 | 6,09 | 20,2 | 330,16 | 425 | 22,3 |
| 25 | 100,4 | 107 | 6,2 | 1,49 | 1,55 | 3,9 | 108,03 | 114 | 5,2 |

Fonte: Autor

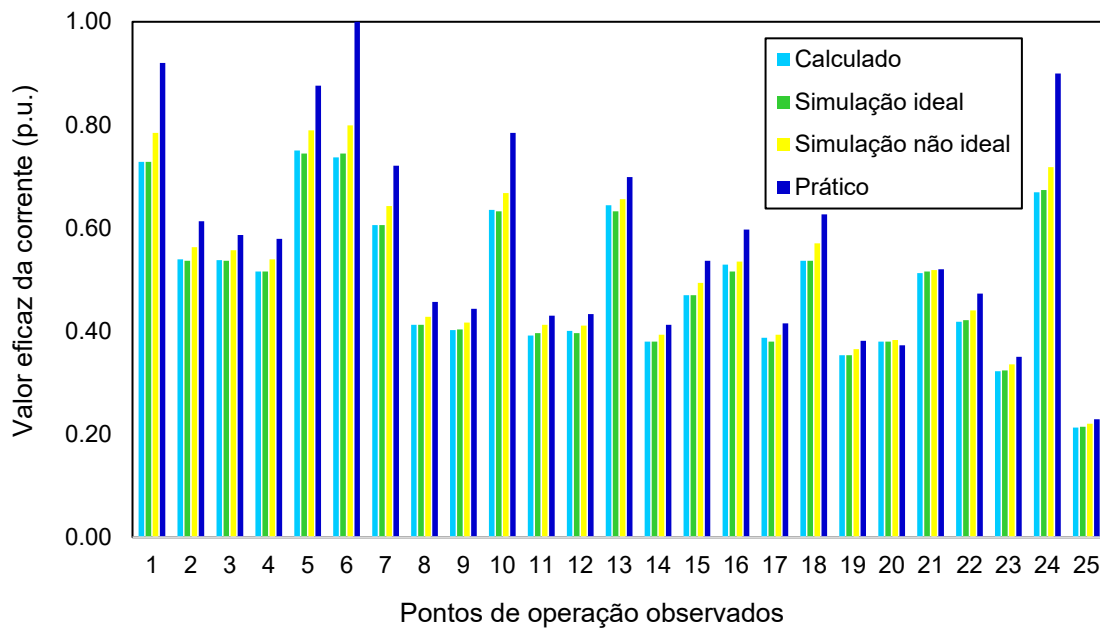
Para comparar os valores das grandezas de interesse obtidos via experimento prático, com os valores das mesmas grandezas obtidos via equacionamento e simulação, os valores destas grandezas são mostrados em p.u. na Figura 40, na Figura 41 e na Figura 42.

Figura 40 – Comparação dos valores obtidos para P através do experimento prático, das equações e da simulação para os pontos de operação observados



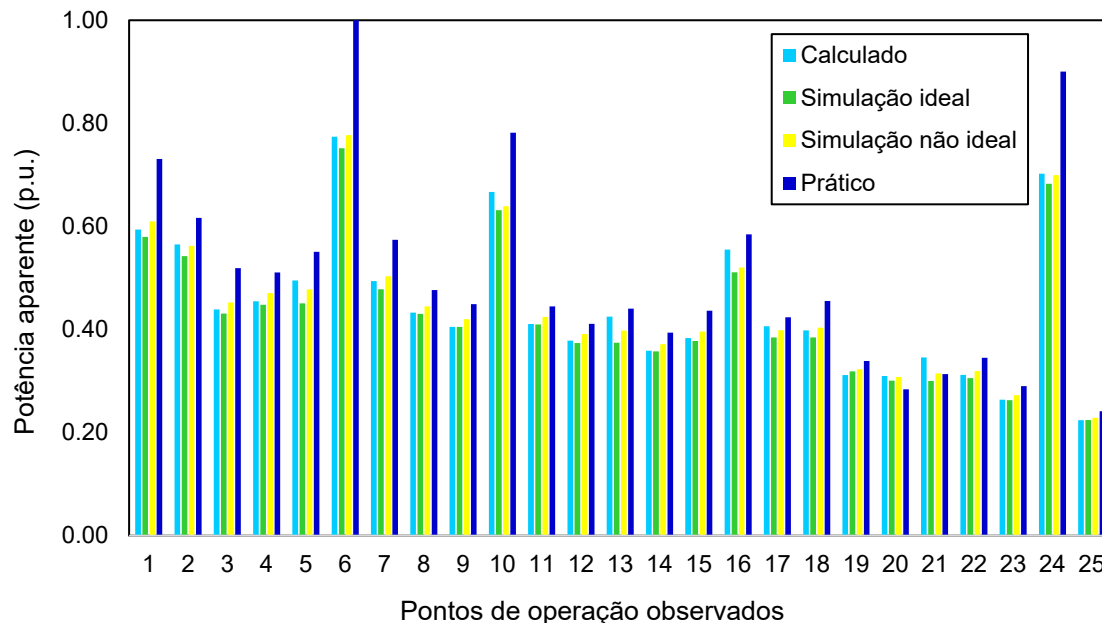
Fonte: Autor

Figura 41 – Comparação dos valores obtidos para i_{Lrms} através do experimento prático, das equações e da simulação para os pontos de operação observados



Fonte: Autor

Figura 42 – Comparação dos valores obtidos para S através do experimento prático, das equações e da simulação para os pontos de operação observados



Fonte: Autor

Analisando os resultados obtidos nas figuras citadas acima, verifica-se que os resultados obtidos indicam uma mesma tendência observada naqueles obtidos no desenvolvimento teórico e nas simulações ideal e não ideal.

Para a maior parte dos pontos, os valores obtidos para as grandezas não apresentam grande variação.

Alguns pontos apresentam variação elevada e são aqueles onde o valor das perdas também são elevados. Mesmo os valores obtidos com a simulação não ideal apresentam discrepância ao serem comparados com os resultados do experimento prático. Seria necessário explorar um pouco mais sobre esses pontos de operação para levantar o motivo de tal diferença.

Considerando que a maioria dos pontos apresenta resultado similar para equações, simulações e experimento, fica constatado que as equações apresentadas por (ZHAO et al., 2015) representam bem os valores das grandezas obtidos através da implementação do protótipo prático.

Fica comprovado também, conforme previsto na seção 3.1.3, a análise que relaciona o número de níveis da tensão v_{h2} e o método de comparação do desempenho a ser utilizado.

5.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo são realizados os procedimentos de validação do protótipo implementado, comparando os resultados de cada componente com o projeto realizado. De uma maneira geral, o projeto do conversor está validado. O único componente que apresenta discrepância entre o projeto e a prática é o capacitor C_o que apresenta ondulação acima do esperado. Apesar disso os valores obtidos não apresentam influência na análise proposta.

Em seguida é apresentado o processo de coleta dos dados para a análise proposta. Verificou-se, que os resultados obtidos, em sua maioria, apresentam valores semelhantes aos observados com as equações e simulações. Para aqueles que apresentaram maior diferença, conclui-se que este fato é devido ao aumento das perdas do conversor nestes pontos de operação. Desta forma, conclui-se que quando a EM apresenta dois níveis de tensão no transformador a comparação pelo valor de i_{Lrms} é suficiente e quando três níveis de tensão são aplicados ao transformador, a análise deve ser feita tanto pelo valor de i_{Lrms} , quanto pelo valor de S .

6 CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou uma comparação sobre os métodos de análise do desempenho das EMs aplicadas ao conversor DAB. Foi apresentada uma revisão bibliográfica sobre as características mais relevantes do conversor DAB envolvendo principalmente as EMs mais utilizadas em projetos realizados para o conversor. Além disso também foram introduzidos os métodos de comparação do desempenho das EMs aplicadas ao conversor. Verificou-se que o método mais utilizado para comparação pode ocultar informações relevantes, devido a analisar somente o valor de i_{Lrms} e desprezar a situação da tensão no transformador do conversor. Devido a isso, propôs-se que os dois métodos fossem comparados.

Em seguida, foram apresentados os cálculos realizados para obter a faixa de variação das principais grandezas do conversor. Uma análise para um conjunto com 25 pontos de operação distintos foi apresentada e os resultados obtidos através dos cálculos e de simulação realizada em *software* foram exibidos e discutidos. Concluiu-se que quando a determinada EM aplica dois níveis de tensão no transformador, a análise pelo valor de i_{Lrms} é suficiente para comparar o desempenho das EMs. Porém quando a EM aplica três níveis de tensão no transformador a análise do valor de S deve ser utilizado pois apresenta resultados diferentes para os esforços neste componente.

Após a etapa anterior, foi realizado o projeto do conversor de acordo com as especificações estabelecidas.

Por fim, foram exibidos os resultados experimentais obtidos com a implementação prática do conversor em laboratório. O método de processamento dos dados também foi apresentado. A análise teórica realizada previamente foi comprovada pelos resultados obtidos, indicando que as EMs que aplicam dois níveis de tensão em v_{h2} podem ser comparadas apenas pelo valor de i_{Lrms} e aquelas que aplicam três níveis de tensão em v_{h2} devem levar em consideração também o valor de S .

Como sugestão para os trabalhos futuros a serem desenvolvidos nesta área propõe-se:

- Desenvolvimento de um controlador que analise o valor de S para os

pontos de operação em que for conveniente.

- Aplicação da análise do valor de S para outras EMs existentes em trabalhos encontrados na literatura.
- Aplicação da análise do valor de S para topologias ressonantes e outras topologias além do conversor DAB.

6.1 PUBLICAÇÕES

Com o desenvolvimento deste trabalho, foi possível a publicação do artigo a seguir:

Coelho, R. S.; Batschauer, A. L. **Analysis and Comparison of SPS, EPS and DPS Modulation Schemes for Dual Active Bridge Converter**, 2021 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2021, pp. 1-3

Além do trabalho citado acima, atualmente está sendo desenvolvido um artigo para ser publicado em revista da área de eletrônica de potência.

REFERÊNCIAS

ABESCO. **Eficiência Energética: A saída para produzir e consumir melhor gastando menos.** São Paulo, 2 jul 2022.

ALEKSEEVA, N. D. et al. **Reliability analysis and comparison of long-distance HVAC and HVDC power transmission lines.** International Conference on Power System. 2002.

ANEEL. **Gestão do Programa de Eficiência Energética.**

Disponível em: https://antigo.aneel.gov.br/web/guest/programa-eficiencia-energetica/-/asset_publisher/94kK2bHDLPmo/content/gestao-do-programa/656831?inheritRedirect=false&redirect=https%3A%2F%2Fantigo.aneel.gov.br%2Fweb%2Fguest%2Fprograma-eficiencia-energetica%3Fp_p_id%3D101_INSTANCE_94kK2bHDLPmo%26p_p_lifecycle%3D0%26p_p_state%3Dnormal%26p_p_mode%3Dview%26p_p_col_id%3Dcolumn-2%26p_p_col_pos%3D1%26p_p_col_count%3D2 Acesso em 19 dez 2022.

ARREDONDO, J.; SAL Y ROSAS, D. **Series-Resonant DC–DC Converter for Solar Photovoltaic Non Isolated Applications.** CHILECON 2019. out. 2019.

BAI, H.; MI, C. **Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge dc–dc converters using novel dual-phase-shift control.** IEEE Transactions On Power Electronics. v. 23, n. 6, nov. 2008.

BARBI, I. **Projeto de Fontes Chaveadas.** 2ed. ed. Florianópolis: [s.n.].

BLASUTTIGH, N.; BEIRANVAND, H.; PEREIRA, T.; LISERRE, M. **Comparative Study of Single-phase and Three-phase DAB for EV Charging Application.** 2022 24th European Conference on Power Electronics Applications. set. 2022.

BOTTION, A. J. B. **Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Isolados.** Tese de doutorado—Florianópolis: UFSC, abr. 2015.

CARVALHO, E. L.; BELLINASSO, L. V.; CARDOSO, R.; MICHELS, L. **Experimental Evaluation of a Dual DC Buses Nanogrid with Interlink Converter.** João Pessoa: 2021 Brazilian Power Electronics Conference. nov. 2021.

CASTRO-ALVAREZ, F.; VAIDYANATHAN, S.; BASTIAN, H.; KING, J. **The 2018 International Energy Efficiency Scorecard.** Washington 25 jun. 2018.

DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H. **A three-phase soft-switched high-power density dc–dc converter for high-power**

applications. IEEE Transactions On Industry Applications. v. 27, n. 1, jan. 1991.

ENGEL, S. P. et al. **Comparison of the Modular Multilevel DC Converter and the Dual-Active Bridge Converter for Power Conversion in HVDC and MVDC Grids.** IEEE Transactions On Power Electronics. v. 30, n. 1, jan. 2015.

FAUST, R. G. **Conversor Flyback modular conectado em série na entrada e série na saída operando no modo descontínuo com pulso único de comando.** Dissertação de mestrado—Florianópolis: UFSC, 29 ago. 2014.

FENG, B.; WANG, Y.; MAN, J. **A Novel Dual-Phase-Shift Control Strategy for Dual-Active-Bridge DC-DC Converter.** . Em: IECON 2014 - 40TH ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY. nov. 2014.

FERREIRA, J. R. B. L. **Transmissão em corrente contínua com conversor multinível modular em ponte semicompleta.** Dissertação de mestrado—Rio de Janeiro: UFRJ, abr. 2014.

GUAN, M. **A Series-Connected Offshore Wind Farm Based on Modular Dual-Active-Bridge (DAB) Isolated DC-DC Converter.** IEEE Transactions On Energy Conversion. v. 34, n. 3, set. 2019.

HE, P.; KHALIGH, A.; **Comprehensive Analyses and Comparison of 1 kW Isolated DC-DC Converters for Bidirectional EV Charging Systems.** v. 3, n. 1, mar. 2017.

HOU, N.; LI, Y. W. **Overview and Comparison of Modulation and Control Strategies for a Nonresonant Single-Phase Dual-Active-Bridge DC-DC Converter.** v. 35, n. 3, mar. 2020.

IBGE. **Projeção da população do Brasil e das Unidades da Federação.** Disponível em: <https://www.ibge.gov.br/apps/populacao/projecao/index.html> Acesso em 05 nov. 2022

INOUE, S.; AKAGI, H. **A Bidirectional Isolated DC-DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System.** IEEE Transactions On Power Electronics. v. 22, n. 2, mar. 2007.

JUNG, C. W.; LEE, D. C. **Decoupling Control of Input-Paralleled System with Dual Active Bridge Converters.** International Symposium on Electrical and Electronics Engineering. out. 2019.

KIRSTEN, A. L. **Metodologia de projeto do conversor DAB aplicado a transformadores de estado sólido.** Tese de doutorado—Santa Maria: UFSM,

ago. 2014.

LEE, J. Y.; KIM, H. S.; JUNG, J. H. **Enhanced Dual-Active-Bridge DC–DC Converter for Balancing Bipolar Voltage Level of DC Distribution System**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 67, n 12, p.10399-10409, dez. 2020

LI, X.; BHAT, A. K. S. **Analysis and Design of High-Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter**. IEEE Transactions On Power Electronics. v. 25, n. 4, p. 850–862, abr. 2010.

MME; EPE. **Plano Decenal de Expansão de Energia 2031**, 2022.

NARAYANA, T. H.; SURVE, U.; SRINIVAS, S. **ZVS Enhancement of Dual Active Bridge Converter Using Series Connected Inductors for EV Battery Charging Application**. 2022 IEEE 2nd International Conference on Sustainable Energy and Future Electric Transportation. ago. 2022.

OGGIER, G. G.; GARCÍA, G. O.; OLIVA, A. R. **Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses**. IEEE Transactions On Power Electronics. v. 24, n. 7, jul. 2009.

ONS. **Evolução da capacidade instalada no sin - novembro 2022/ dezembro 2026**. Disponível em: < <http://www.ons.org.br/paginas/sobre-o-sin/o-sistema-em-numeros>>. Acesso em: 05 nov. 2022

ONU. **Objetivo de Desenvolvimento Sustentável 7: Energia limpa e acessível**. , 2015. Disponível em: <<https://www.un.org/sustainabledevelopment/>>. Acesso em: 19 set. 2022

PEREIRA JUNIOR, A. O.; CASTRO, G. **Cenários de Emissão de Gases de Efeito Estufa até 2050 no Setor de Oferta de Energia: Referência e 1,5°C COPPE / UFRJ**, Rio de Janeiro, 2018.

PILLAY, C. J.; KABEYA, M.; DAVIDSON, I. E. **Transmission Systems: HVAC vs HVDC**. 5th NA International Conference on Industrial Engineering and Operations Management. 10 ago. 2020.

PRESCOTT, P. **Transmissão em corrente contínua: impactos do seu uso**., 22 jun. 2020. Disponível em: <<https://abrate.org.br/transmissao-em-corrente-continua-impactos-do-seu-uso/>>. Acesso em: 26 set. 2022

SANTOS, W. M. DOS. **Estudo e Implementação do Conversor TAB (Triple Active Bridge) Aplicado a Sistemas Renováveis Solares Fotovoltaicos**. Dissertação de mestrado—Florianópolis: UFSC, jun. 2011.

SILVA, W. W. A. G. **Estudo e implementação de um conversor bidirecional como interface na regulação de tensão em barramento c.c. e carregamento**

de baterias em um sistema nanorrede. Dissertação de mestrado—Belo Horizonte: UFMG, set. 2013.

YAKOUB, M.; LOO, K.-H.; LAI, Y. M. **Extension of Soft-Switching Region of Dual-Active-Bridge Converter by a Tunable Resonant Tank.** IEEE Transactions On Power Electronics. v. 32, n. 12, p. 9093–9103, dez. 2017.

YAKOUB, M.; LOO, K.-H.; LAI, Y. M. **Fully Soft-Switched Dual-Active-Bridge Series-Resonant Converter With Switched-Impedance-Based Power Control.** IEEE Transactions On Power Electronics. v. 33, n. 11, p. 9267–9281, nov. 2018.

ZHAO, B. et al. **Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System.** IEEE Transactions On Power Electronics. v. 29, n. 8, ago. 2014.

ZHAO, B. et al. **Universal High-Frequency-Link Characterization and Practical Fundamental-Optimal Strategy for Dual-Active-Bridge DC-DC Converter Under PWM Plus Phase-Shift Control.** IEEE Transactions On Power Electronics. v. 30, n. 12, dez. 2015.

ZHAO, B.; YU, Q.; SUN, W. **Extended-phase-shift control of isolated bidirectional dc–dc converter for power distribution in microgrid.** IEEE Transactions On Power Electronics. v. 27, n. 11, nov. 2012.