

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

**OTIMIZAÇÃO DO RENDIMENTO DO CONVERSOR
DAB APLICADO AO TRANSFORMADOR
ELETRÔNICO**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Renan Piveta

**Santa Maria, RS, Brasil
2015**

OTIMIZAÇÃO DO RENDIMENTO DO CONVERSOR DAB APLICADO AO TRANSFORMADOR ELETRÔNICO

Renan Piveta

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, Linha de pesquisa em Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS) como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

Orientador: Prof. PhD. José Renes Pinheiro

**Santa Maria, RS, Brasil
2015.**

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

Piveta, Renan

OTIMIZAÇÃO DO RENDIMENTO DO CONVERSOR DAB APLICADO AO TRANSFORMADOR ELETRÔNICO / Renan Piveta. 2015.
172f.; 30 cm.

Orientador: José Renes Pinheiro

Coorientador: Hamiltom Confortin Sartori

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2015.

1. Rendimento 2. Conversor DAB 3. Comutação sob ZVS 4. Fator de corrente 5. Trio de controle I. Renes Pinheiro, José II. Confortin Sartori, Hamiltom III. OTIMIZAÇÃO DO RENDIMENTO DO CONVERSOR DAB APLICADO AO TRANSFORMADOR ELETRÔNICO

© 2015

Todos os direitos autorais reservados a Renan Piveta. A reprodução de partes ou do todo desse trabalho só poderá ser realizada com autorização por escrito do autor.

Endereço: Rua Olívio Ângelo Pivetta, S/N, Vista Alegre, Palma – 8º Distrito de Santa Maria, RS, CEP: 97130-900

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

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

**OTIMIZAÇÃO DO RENDIMENTO DO CONVERSOR DAB APLICADO
AO TRANSFORMADOR ELETRÔNICO**

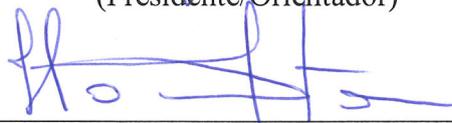
elaborada por
Renan Piveta

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:



José Renes Pinheiro, Dr.
(Presidente/Orientador)



Hamilton Confortin Sartori, Dr. (UFSM)
(Co-orientador)



Fabrício Hoff Dupont, Dr. (URI)



Leandro Roggia, Dr. (UFSM)

Santa Maria, 27 de Agosto de 2015.

Dedico a meus pais Vânia e Tarcício Piveta

*“O insucesso é apenas uma oportunidade para recomeçar de novo com mais
inteligência.”
Henry Ford*

AGRADECIMENTOS

Ao professor José Renes Pinheiro, por minha orientação, amizade, o qual acreditou na minha capacidade e me oportunizou realizar esse trabalho.

A banca formada pelos doutores Hamilton Confortin Sartori, Fabrício Hoff e Leandro Roggia, agradeço as contribuições necessárias para aparar as arestas desse trabalho e pela pronta disponibilidade em fazer parte da comissão examinadora.

Ao Hamilton Confortin Sartori pela coorientação e ao Leandro Roggia pelas explicações e sugestões no decorrer do tempo.

Aos meus pais Vânia e Tarcício, aos avôs maternos Clementina e Dorvalino, aos avôs paternos Ana e Olívio, aos tios e padrinhos e aos primos.

A minha segunda família Elci, Elvio, Thaíse, Larissa, e Mário.

A Thaíse pelo apoio, incentivo, auxílio na formatação, pelo amor incondicional dado a mim, tenho a certeza que essa conquista é tua também.

Ao Grupo de Pesquisa em Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) no qual realizei minha iniciação científica, onde pude aprender muito do que sei e realizar meu mestrado.

Aos amigos e colegas de laboratório, pela amizade, auxílios, e a todos que de algum modo contribuíram nessa trajetória.

Aos demais amigos, não citarei nomes, pois poderia não mencionar algum, o meu obrigado, valeu.

Ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) no qual realizei minha dissertação.

Ao Conselho nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo apoio financeiro concedido no período de desenvolvimento desse trabalho.

Ao projeto de Pesquisa e Desenvolvimento (P&D) financiado pela empresa Companhia Estadual de Energia Elétrica e de Distribuição (CEEE-D) sob o contrato número 9948928.

A todos os professores do PPGEE por ampliarem os meus conhecimentos.

A todos os colegas PPGEE da turma de 2013 que fizeram parte dessa caminhada.

Enfim, desculpe algum esquecimento, mas fica aqui o meu obrigado e a certeza de que todos tiveram seu papel na minha jornada.

A Deus pela vida.

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

OTIMIZAÇÃO DO RENDIMENTO DO CONVERSOR DAB APLICADO AO TRANSFORMADOR ELETRÔNICO

AUTOR: RENAN PIVETA

ORIENTADOR: JOSÉ RENES PINHEIRO

Data e Local da Defesa: Santa Maria, 27 de Agosto de 2015.

Este trabalho realiza uma investigação aprofundada sobre os diferentes padrões de modulação três níveis – três níveis que o conversor DAB pode assumir, e o impacto que esses diferentes padrões provocam sobre a energia circulante na estrutura e sobre o rendimento. O conversor DAB pode ser controlado por três variáveis de projeto, aqui definidos como trio de controle ($D1$, $D2$, φ). $D1$ é a razão cíclica aplicada ao *Full Bridge* do lado de alta tensão, $D2$ a razão cíclica aplicada ao *Full Bridge* do lado de baixa tensão e φ o ângulo de defasagem entre as duas tensões. Para a seleção do trio de controle que permita a redução da corrente circulante e a maximização do rendimento, foram desenvolvidos dois algoritmos baseados na varredura destas variáveis. No primeiro, através do rendimento médio ponderado (normatizado), são encontradas a frequência de comutação (fs), a relação de transformação (a) e a indutância (L_{HV}) que resulta em um projeto ótimo (máximo rendimento) considerando a curva de carga do transformador. Já, no segundo algoritmo, é utilizada uma figura de mérito, aqui denominada de fator de corrente que encontra o trio de controle que mitiga a energia circulante para cada ponto de operação especificado pelas tensões de entrada e saída e potência. Como resultado final, este trabalho aponta a melhor combinação de parâmetros de projeto (fs , a , L_{HV}) e do trio de controle ($D1$, $D2$, φ) para toda a faixa de operação (variações de tensões e potências no período de tempo) que implica no máximo rendimento do conversor DAB, de acordo com as tecnologias. Também é realizada uma análise das condições a serem satisfeitas para que a comutação das chaves ocorra sob zero de tensão.

Palavras-chave: Rendimento, Conversor DAB, Comutação sob ZVS, Fator de corrente, Trio de controle.

ABSTRACT

Master Course Dissertation
Professional Graduation Program in Electrical Engineering
Federal University of Santa Maria

EFFICIENCY OPTIMIZATION OF THE DAB CONVERTER APPLIED TO ELETRONIC TRANSFORMER

AUTHOR: RENAN PIVETA

ADVISER: JOSÉ RENES PINHEIRO

Date and Place of Defense: Santa Maria, 2015, 27 August.

This work developed a deep investigation about different three level – three level modulation patterns that the DAB converter can operate, and the impact of these different patterns over the converter power flow and efficiency. The DAB converter can be controlled by three design variables, here defined as control trio ($D1$, $D2$, φ). $D1$ is the duty cycle applied to the high voltage Full Bridge, $D2$ is the duty cycle applied to the low voltage Full Bridge and φ is the angle between the voltages. For the selection of the control trio that allow the current flow reduction and the efficiency maximization, two algorithms based on the sweep of these variables have been developed. First, the switching frequency (f_s), the transformation ratio (a) and the inductance (L_{HV}) are defined by the weighted average efficiency (standards) which result in an optimum design (maximum efficiency) considering the transformer load curve. On the second algorithm, one figure of merit is used, here called “current factor”, which finds the control trio to mitigate the power flow for each operation point, specified by input and output voltages and power. As result, this work figures out the best relation of design parameters (f_s , a , L_{HV}) and of the control trio ($D1$, $D2$, φ) for all the operation range (power and voltages variations in a defined period) that results in a maximum efficiency to the DAB converter, according with the component technologies. An analysis of the conditions to get zero voltage switching on semiconductors is also performed.

Keywords: Efficiency, DAB converter, zero voltage switching (ZVS), current factor and control trio.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Oferta de energia primária mundial	23
Figura 2 – Quantidade emitida de CO ₂ a partir da queima de combustíveis fósseis entre os anos de 1870 e 2010.	24
Figura 3 – Geração de energia elétrica mundial por fonte (%)	25
Figura 4 – Evolução do consumo de energia elétrica a nível mundial e brasileiro	26
Figura 5 – Matriz de capacidade instalada de geração de energia elétrica do Brasil – Dezembro de 2014	26
Figura 6 – Projeção de vendas anuais de carros modelos <i>electric vehicles</i> (EV) e <i>plug-in hybrid electric vehicle</i> (PHEV)	29
Figura 7 – Esquemático de uma rede elétrica inteligente	30
Figura 8 – SST com integração de GD, sistema de armazenamento e cargas inteligentes ...	31
Figura 9 – Possíveis futuras aplicações do SST no sistema de distribuição comparando com o atual	31
Figura 10 – Volume atingido por diferentes projetos de transformadores com diferentes frequências de operação (todos dimensionados para 1 MW)	32
Figura 11 – Classificação das topologias usadas no SST	33
Figura 12 – Tipos de conexão entre os módulos na estrutura do SST	34
Figura 13 – Esquemático do SST e de um módulo	34
Figura 14 – Esquemático de um módulo que constitui o SST	35
Figura 15 – Circuito do conversor DAB	37
Figura 16 – Formas de ondas do conversor DAB para um ponto de operação com $\theta = \omega \cdot t$..	39
Figura 17 – Formas de ondas para a operação ideal do conversor DAB com modulação PSM	40
Figura 18 – Potência em função do ângulo de defasagem	41
Figura 19 – Correntes no lado HV do conversor DAB: RMS em preto; média em azul	42
Figura 20 – Limites de operação ZVS do conversor DAB para diferentes ganhos de tensão	42
Figura 21 – Modulações propostas por Schibli (2000): (a) Modulação TRM; (b) Modulação TZM	43
Figura 22 – Modulação PTRM: (a) fluxo positivo de potência; (b) fluxo negativo de potência	44
Figura 23 – Diferentes padrões de modulação e seus rendimentos	45
Figura 24 – Curvas de rendimentos	45
Figura 25 – Possíveis formas de ondas para a modulação NMS	48
Figura 26 – Comparações do rendimento obtido com NMS (♦) e com a PSM	48
Figura 27 – Possíveis formas de ondas para a modulação DPS	49
Figura 28 – Topologia do conversor DAB com indutância variável	51
Figura 29 – Topologia com indutância adaptativa	51
Figura 30 – Topologia de correção de fator de potência usando o conversor DAB com a utilização das “indutâncias de comutação”	52
Figura 31 – Esquemático do conversor DAB com sentidos de tensões e correntes	55
Figura 32 – Representação elétrica do conversor DAB com os conversores FB substituídos por fontes quadradas de tensões com razões cíclicas variáveis	56
Figura 33 – Modelo do circuito elétrico sem perdas do conversor DAB	56
Figura 34 – Formas de onda das correntes no indutor e das do lado de alta e baixa tensão, tensões dos FB e sinais de comando das chaves com $\theta = \omega \cdot t$	58
Figura 35 – Etapas de operação do conversor DAB para as formas de ondas mostradas na Figura 34	62
Figura 36 – Representação da chave com a capacitância intrínseca de saída	64

Figura 37 – Etapas operação para a comutação sob ZVS, desprezando as capacitâncias das chaves: (a) chave S1 abre; (b) diodo D3 inicia a condução; (c) chave S3 fecha sob ZVS.....	65
Figura 38 – Etapas operação para a comutação sob ZVS, considerando as capacitâncias das chaves.....	66
Figura 39 – Etapas de operação para a comutação sob ZVS para o equacionamento da corrente mínima considerando o tempo	68
Figura 40 – Formas de ondas em S1 para a comutação sob ZVS resultante das etapas mostradas na Figura 39	69
Figura 41 – (a) Sentido das tensões e correntes para φ negativo. (b) Sentido das tensões e correntes para φ positivo	70
Figura 42 – Pontos destacados de mesma potência parametrizada do conversor DAB	78
Figura 43 – Correntes parametrizadas no conversor DAB: RMS no indutor em linha contínua; média do lado HV em linha tracejada	79
Figura 44 – Formas de ondas e o valor RMS no indutor para diferentes trios de controle	80
Figura 45 – Região das comutações sob ZVS (hachurada) para a modulação PSM com os limites em linhas tracejadas.....	85
Figura 46 – (a) Operação normal. (b) Operação com carga menor do que a nominal. (c) Operação com tensão de entrada menor que a nominal	86
Figura 47 – Estrutura cristalina em que cada linha representa um elétron: (a) cristal no estado puro formado por átomos de silício (Si); (b) cristal do tipo N com impureza de antimônio (Sb); (c) cristal do tipo P com impureza de alumínio (Al).....	90
Figura 48 – Estrutura mostrando as ligações químicas covalentes para impurezas do tipo P e N.....	91
Figura 49 – Diodo de potência: (a) estrutura semicondutora com as camadas dopadas (POMILIO, 1998); (b) símbolo; (c) circuito equivalente (BROWN, 1990)	92
Figura 50 – Formas de ondas de tensão e corrente para o diodo.....	93
Figura 51 – MosFET canal N: (a) estrutura semicondutora com as camadas dopadas (POMILIO, 1998); (b) símbolo; (c) circuito equivalente (COSTINETT, 2013)	94
Figura 52 – IGBT canal N: (a) estrutura semicondutora com as camadas dopadas (POMILIO, 1998); (b) símbolo; (c) circuito equivalente.....	96
Figura 53 – Formas de ondas de tensão e corrente das chaves semicondutoras.....	97
Figura 54 – Situação I da comutação sob quasi-ZVS no <i>turn-off</i> da chave S1 com a corrente e a tensão sobre ela	98
Figura 55 – Etapas de operação para a comutação sob ZVS da Figura 54: (a) início da abertura de S1 com a carga de C1 e descarga de C3; (b) diodo D3 é polarizado diretamente; (c) término da abertura de S1; (d) S3 fecha sob ZVS	99
Figura 56 – Situação II da comutação sob quasi-ZVS no <i>turn-off</i> da chave S1 com a corrente e a tensão sobre ela.....	100
Figura 57 – Comutação sob não ZVS no <i>turn-on</i> da chave S7	101
Figura 58 – Etapas de operação para a comutação sob não ZVS da Figura 57.....	102
Figura 59 – Vista superior das estruturas cristalinas dos politipos SiC: (a) 4H-SiC; (b) 6H-SiC.....	103
Figura 60 – Comparação das propriedades elétricas dos semicondutores GaN, SiC e Si....	104
Figura 61 – Comparação entre tecnologias de MosFET: (a) MosFET convencional; (b) MosFET CoolMOS	105
Figura 62 – Típica curva de histerese para materiais ferromagnéticos	106
Figura 63 – Comparação entre as estimativas das perdas usando MSE, GSE e iGSE com os valores medidos.....	109

Figura 64 – Comparação entre as estimativas usando iGSE e i ² GSE com os valores medidos	109
Figura 65 – Núcleo EE e seu carretel.....	110
Figura 66 – Indutor formado pelo núcleo magnético com entreferro	111
Figura 67 – Representação do transformador	113
Figura 68 – Fluxo magnético no núcleo do transformador ao aplicar uma tensão quadrada	114
Figura 69 – Curvas de B-H para diferentes materiais magnéticos.....	117
Figura 70 – Estrutura de um módulo.....	118
Figura 71 – Circuito equivalente do capacitor considerando a resistência e a indutância série parasita	118
Figura 72 – Sistema dissipador de calor com um semiconductor.....	120
Figura 73 – Algoritmo para a obtenção dos parâmetros de projeto ótimos (f_{s_ot} , $a_{_ot}$, L_{HV_ot}) através do rendimento médio ponderado	126
Figura 74 – Algoritmo para a obtenção do trio de controle ótimo ($D1$, $D2$, φ) através do fator de corrente	129
Figura 75 – Curva $I_C \times V_{CE}$ para o IGBT IXBF55N300 para T_J de 125 °C: (a) obtido do <i>datasheet</i> ; (b) proveniente de (106).....	135
Figura 76 – Capacitâncias para o IGBT IXBF55N300 obtido do <i>datasheet</i>	135
Figura 77 – Curva $I_F \times V_F$ para o IGBT IXBF55N300: (a) obtido do <i>datasheet</i> ; (b) proveniente de (107) e (108).....	136
Figura 78 – Curva $V_{DS} \times I_D$ para o MosFET IRFP4242 com T_J em 25 °C: (a) obtido do <i>datasheet</i> ; (b) proveniente de (109).....	137
Figura 79 – Curva normalizada $T_J \times R_{DS(on)}$ para o MosFET IRFP4242: (a) obtido do <i>datasheet</i> ; (b) proveniente de (110).....	137
Figura 80 – Curva $V_{DS} \times C$ para o MosFET IRFP4242: (a) obtido do <i>datasheet</i> ; (b) proveniente de (111), (112) e (113).....	138
Figura 81 – Curva $I_{SD} \times V_{SD}$ para o MosFET IRFP4242: (a) obtido do <i>datasheet</i> ; (b) proveniente de (114) e (115).....	139
Figura 82 – Curva de perdas magnéticas do material IP12R: (a) obtido do <i>datasheet</i> ; (b) proveniente de (117) para a temperatura de 80 °C	140
Figura 83 – Curva $B \times H$ para o material IP12R	141
Figura 84 – Curva normalizada para o ESR do capacitor eletrolítico de alumínio: (a) obtido do <i>datasheet</i> ; (b) proveniente de (118) e (119).....	142
Figura 85 – Curvas de potências do conjunto residencial para cada módulo do transformador: potência consumida nas residências (vermelho), potência gerada nas residências (azul) e potência processada pelo conversor DAB (preto tracejado).....	143
Figura 86 – Tempo de operação do conversor DAB em cada faixa de potência usando passo de 20 W	144
Figura 87 – Pesos das ponderações para cada faixa de potência usando passo de 20 W.....	145
Figura 88 – Rendimento médio ponderado em função da frequência de comutação (f_s), relação de transformação (a/a_n) com $a_n=1/6$ e indutância (L_{HV}/L_{HVmax})	147
Figura 89 – Rendimento médio ponderado para os parâmetros de projeto $f_s = 20$ kHz e $a/a_n = 1,05$ variando-se L_{HV}/L_{HVmax}	148
Figura 90 – Fator de corrente máximo (FC), rendimento para o fator de corrente máximo (η_{FC}) e rendimento máximo (η) e em função da potência para seis condições distintas de operação do conversor DAB.....	149
Figura 91 – Comportamento do trio de controle em função da potência para seis condições distintas de operação do conversor DAB.....	150
Figura 92 – Trios de controle da Figura 90 (e) destacados por padrão de modulação: P01 ciano, P02 vermelho, P03 azul, P04 verde, P05 magenta e P06 preto	151

Figura 93 – Trios de controle para η máximo (D1 η , D2 η , $\varphi \eta$) e para o FC máximo (D1 FC, D2 FC, φ FC).....	152
Figura 94 – (a) Fatores de corrente; (b) correntes RMS no indutor.....	153

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Benefícios da geração distribuída	27
Tabela 2 – Resumo dos três métodos de modulações e seus limites de potência.....	46
Tabela 3 – Resumo dos padrões de modulação do conversor DAB com suas equações	72
Tabela 4 – Especificações do conversor DAB	80
Tabela 5 – Corrente eficaz no indutor proveniente da simulação mostrada na Figura 44	81
Tabela 6 – Especificações do conversor DAB para a análise de variações de tensão de entrada e de carga	83
Tabela 7 – Amostragem da curva de carga para exemplo	124
Tabela 8 – Especificações dos semicondutores	134
Tabela 9 – Especificações dos núcleos magnéticos.....	139
Tabela 10 – Especificações dos capacitores de barramento.	141
Tabela 11 – Especificações dos parâmetros de projeto (f_s , a/a_n , L_{HVmax}) para as ilustrações da Figura 88	146

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO GERAL	23
CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	37
CAPÍTULO 3 – ESTUDO E ANÁLISE DO CONVERSOR.....	55
3.1 Introdução	55
3.2 Análise da operação	55
3.2.1 Análise da comutação sob zero de tensão.....	63
3.3 Padrões de modulação	70
3.4 Simulações em diferentes modos de operação	78
3.4.1 Variação de carga e de tensão na entrada.....	81
3.7 Conclusão	87
CAPÍTULO 4 – PROJETO E MODELOS DE PERDAS DOS COMPONENTES	89
4.1 Introdução	89
4.2 Semicondutores	89
4.2.1 Diodo	91
4.2.2 MosFET e IGBT.....	94
4.2.3 Tecnologia de semicondutores.....	103
4.3 Materiais magnéticos	105
4.3.1 Indutor	110
4.3.2 Transformador	113
4.3.3 Tecnologia de materiais magnéticos.....	116
4.4 Capacitor.....	117
4.5 Dissipadores.....	119
4.6 Conclusão	120
CAPÍTULO 5 – FIGURA DE MÉRITO E ALGORITMO PARA A OTIMIZAÇÃO DO CONVERSOR DAB	121
5.1 Introdução	121
5.2 Estudo e análise de critérios e fatores de mérito para avaliação e projeto do conversor DAB.....	121
5.3 Desenvolvimento da ferramenta computacional para a otimização do rendimento do conversor DAB	124
5.4 Conclusão	130
CAPÍTULO 6 – VALIDAÇÃO DA PROPOSTA	133
6.1 Introdução	133
6.2 Resultados de simulação.....	133
6.3 Análise e propostas	154
6.4 Conclusão	155
CAPÍTULO 7 – CONCLUSÕES GERAIS	157
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	159

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO GERAL

A partir da Revolução Industrial, ocorrida em meados do século XVIII na Inglaterra, houve a elevação da demanda por energia necessária ao funcionamento das máquinas que substituíram o trabalho braçal. Com o passar do tempo, a população mundial cresceu, novas tecnologias foram desenvolvidas e a qualidade de vida das pessoas melhorou, levando a um consumo ainda maior de energia tanto a nível nacional quanto mundial. As fontes energéticas primárias, responsáveis pelo desenvolvimento da humanidade, baseiam-se, principalmente, em combustíveis fósseis cuja origem provém da decomposição de matérias orgânicas em que o processo de formação leva milhares de anos. Por isso são denominados de combustíveis não renováveis. O primeiro combustível fóssil usado em larga escala foi o carvão mineral. Posteriormente, com a descoberta e obtenção de combustíveis derivados do petróleo, que também é fóssil, ocorreu o desenvolvimento dos motores a combustão sendo, atualmente, a mais importante fonte primária de energia no mundo para gerar eletricidade e movimentar veículos conforme o relatório divulgado pela British Petroleum (2014). Ao longo da História, muitas guerras, invasões, disputas territoriais, revoluções, golpes de Estado e cismas políticas aconteceram com a intenção de tomar posse das reservas petrolíferas. A oferta total de energia primária mais do que duplicou entre 1971 e 2012, baseando-se principalmente em combustíveis fósseis, conforme mostrado na Figura 1

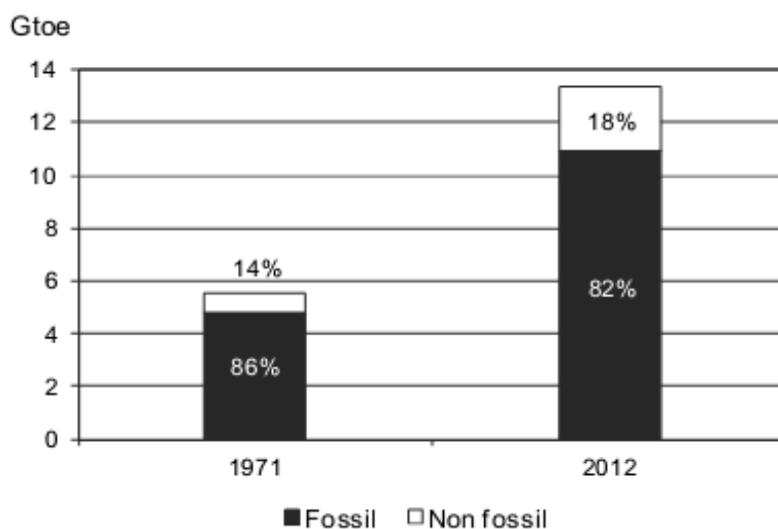


Figura 1 – Oferta de energia primária mundial

Fonte: IEA, 2014.

Contudo, o uso em larga escala dos combustíveis fósseis levou ao aumento dos índices de emissões de dióxido de carbono (CO_2), intensificando o efeito estufa e as mudanças climáticas. A Figura 2 mostra a elevação exponencial das emissões de CO_2 a partir de 1870.

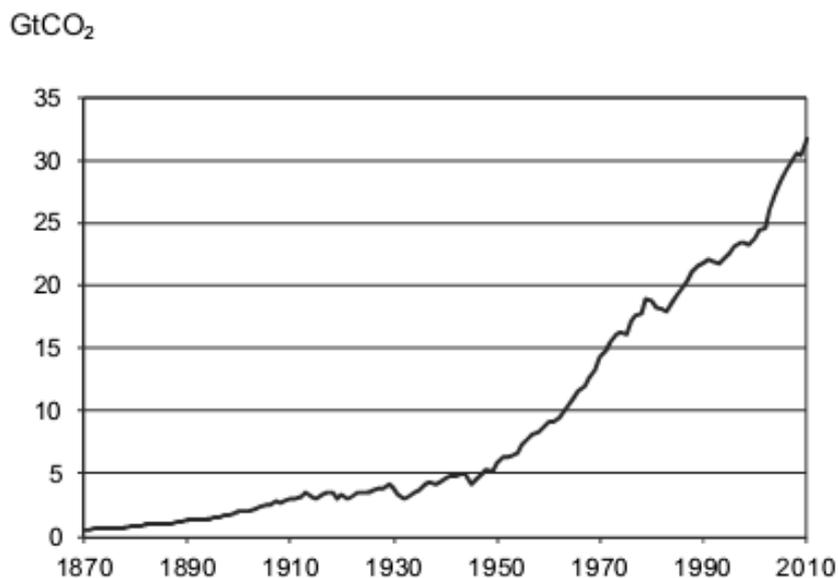


Figura 2 – Quantidade emitida de CO_2 a partir da queima de combustíveis fósseis entre os anos de 1870 e 2010

Fonte: IEA, 2014.

A evolução da matriz de geração de energia elétrica por tipo de fonte primária a nível mundial é apresentada na Figura 3. Observa-se que a participação percentual das usinas térmicas convencionais em 1980 e em 2011, na matriz energética mundial, quase não se altera. Contudo, a energia solar e a eólica começam a ganhar espaço, pois as alterações climáticas estão se tornando cada vez mais debatidas e existe a tendência das energias ditas “limpas” ganharem cada vez mais espaço.

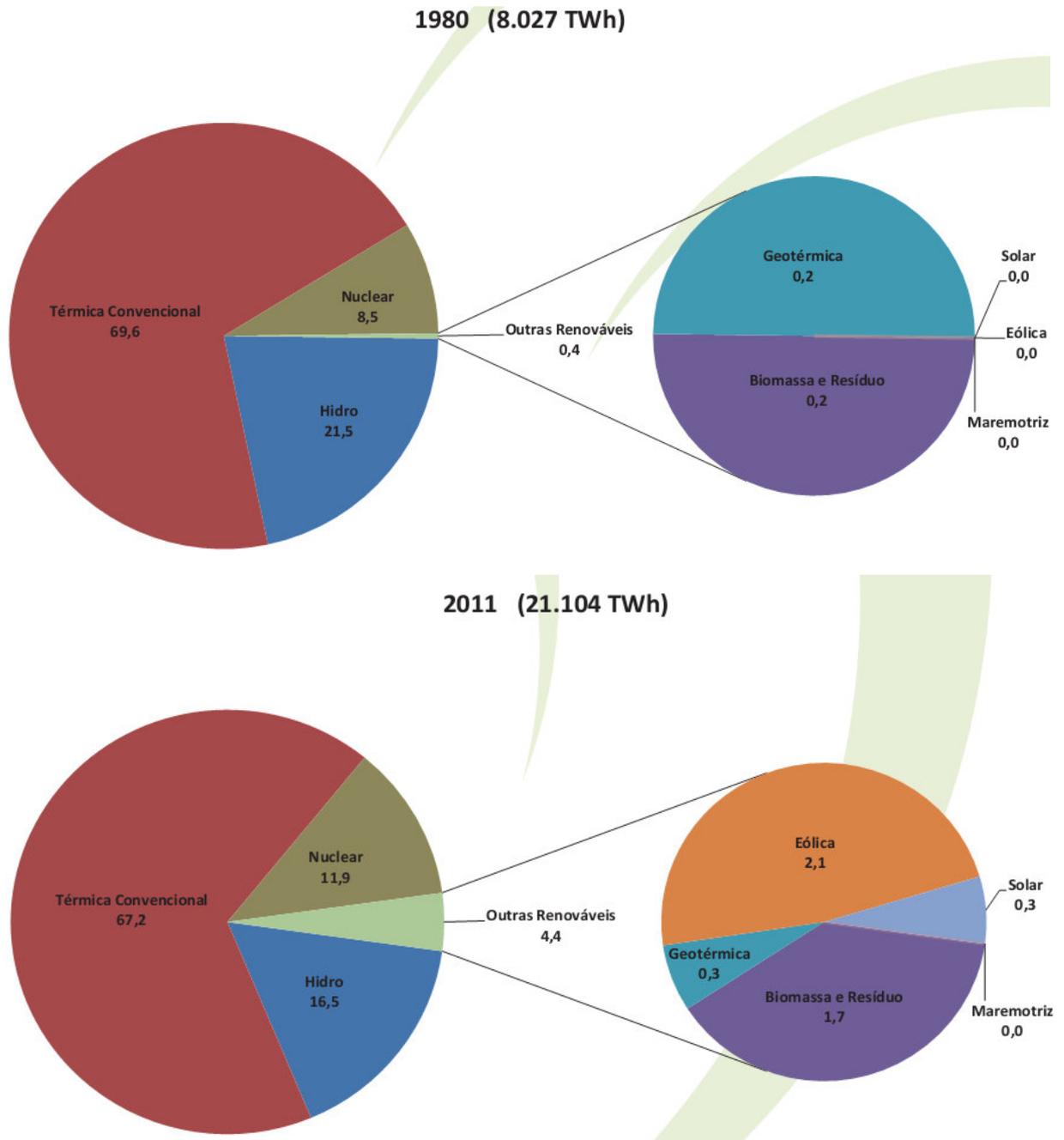


Figura 3 – Geração de energia elétrica mundial por fonte (%)

Fonte: BRASIL, 2014a.

Detendo-se na demanda de energia no setor elétrico, a Figura 4 apresenta a evolução do consumo da energia elétrica no cenário mundial e brasileiro. Pode-se observar a tendência crescente em ambas.

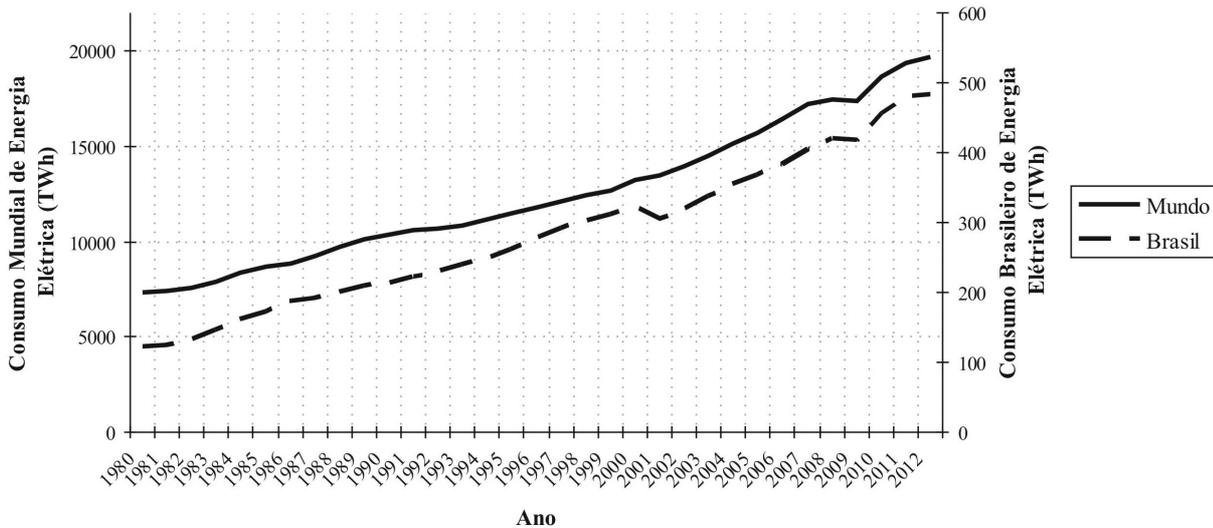


Figura 4 – Evolução do consumo de energia elétrica a nível mundial e brasileiro

Fonte: EIA, 2014.

Conforme mostra a Figura 5, no Brasil, ao contrário do ocorre em âmbito mundial (Figura 3), a matriz energética elétrica é altamente dependente de hidroelétricas e em caso de emergência, as térmicas são acionadas. Contudo, com as mudanças climáticas atuais, os níveis das represas das hidroelétricas estão sujeitos à irregularidade das chuvas.

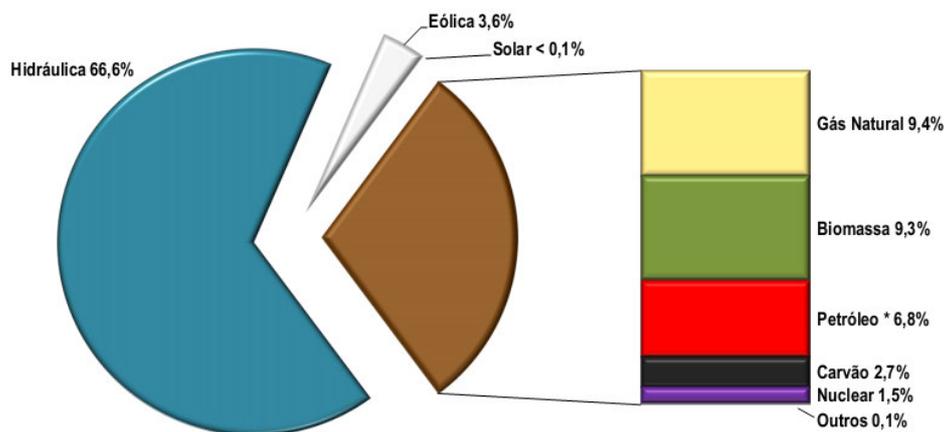


Figura 5 – Matriz de capacidade instalada de geração de energia elétrica do Brasil – Dezembro de 2014

Fonte: BRASIL, 2014b.

Além da influência das mudanças climáticas, a alta demanda por energia torna imprescindível a construção de novas usinas geradoras. Contudo, a legislação ambiental

brasileira está mais severa, e essas construções, geralmente, são de grande porte, o que as tornam caras e demoradas, além de proporcionar alto grau de impacto ambiental e social com a retirada das populações locais, caso existam. Outra desvantagem está no seu local de implantação que, na grande maioria das vezes, é distante dos grandes centros consumidores.

Então, existe a tendência a nível global pela geração distribuída (GD), onde geradores em escala reduzida produzem vários quilowatts (kW) a dezenas de megawatts (MW) de potência e são geralmente ligadas à rede nos níveis de distribuição ou nas de subestações. As unidades de GD usam uma ampla gama de tecnologias de geração, incluindo as turbinas a gás, motores a diesel, os painéis fotovoltaicos (PV), turbinas eólicas, células a combustível, biomassa e pequenos geradores hidrelétricos. Ainda, algumas unidades de GD que utilizam motores a queima de combustível são projetados para que o calor seja aproveitado em aquecimento de edifícios ou em processos industriais. Segundo Chiradeja e Ramakumar (2004), os principais benefícios decorrentes da GD são resumidos na Tabela 1.

Tabela 1 – Benefícios da geração distribuída

Confiabilidade e Segurança	Econômico	Meio Ambiente	Qualidade da Energia
Aumento da segurança para cargas críticas;	Redução dos custos associados com perdas;	Diminuição da geração e emissão de poluentes como o CO ₂ ;	Melhoria do perfil de tensão;
Aliviar o sistema de transmissão e distribuição;	Adiamento de investimentos para geração, transmissão e distribuição;		
Aumento na diversidade de fontes para geração de energia.	Menores custos operacionais devido à diminuição do pico de geração;	Menor impacto ambiental.	Redução da distorção harmônica.
	Preservação das reservas de recursos naturais.		

Analisando a Figura 5 e os benefícios da GD descritos na Tabela 1, bem como as alterações climáticas, a diversificação da matriz energética do Brasil é fundamental para a

segurança do sistema elétrico. A ANEEL, através da Resolução Normativa nº 482/2012 (BRASIL, 2012), permitiu ao consumidor brasileiro gerar sua própria energia elétrica a partir de fontes renováveis (baseada em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa ou cogeração), podendo fornecer o excedente para a rede de distribuição de sua localidade. Esta norma estabelece que a central geradora tenha que estar enquadrada em microgeração com potência instalada menor ou igual a 100 kW, ou em minigeração cuja faixa de potência está entre 101 kW a 1 MW. Porém, a inserção de fontes de geração de maneira indiscriminada, pode fazer com que o sistema elétrico apresente efeitos indesejados ou o leve à instabilidade (LASSETER; PAIGI, 2004).

Outra característica da rede elétrica atual está no tipo de cargas conectadas a ela. Geralmente, a grande maioria dos equipamentos em nossas residências e indústrias funciona em tensão contínua ou com frequência diferente a da rede elétrica. Assim, eles necessitam de um meio de conversão para que a tensão alternada, proveniente da rede elétrica pública, enquadre-se para a alimentação do equipamento (ARRILLAGA; WATSON, 2003). Elas são conhecidas como cargas não lineares, ou seja, produzem harmônicos de corrente diferentes dos da tensão conforme IEEE 1459 (IEEE, 2010). Dependendo da tecnologia e da forma utilizada para realizar a conversão, harmônicos de corrente podem ser injetados e propagados através da rede, interferindo em outros equipamentos e degradando a qualidade da energia elétrica entregue a outros consumidores. Contudo, atualmente, existe uma maior exigência e vigilância pela qualidade e confiabilidade da energia elétrica fornecida ao consumidor como, por exemplo, frequência, níveis de máxima taxa de distorção harmônica da tensão, desequilíbrio das fases de tensão e flutuação de tensão, que causa o fenômeno de cintilação luminosa (*flicker*). No Brasil, os índices admissíveis estão descritos nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (BRASIL, 2010).

Outro ponto que em breve impactará a rede elétrica de distribuição será o de veículos elétricos que ganharão grande espaço. Uma projeção realizada pela IEA (2011) apresentada na Figura 6 mostra que, em um futuro próximo, os carros elétricos, do inglês *electric vehicles* (EV) e *plug-in hybrid electric vehicle* (PHEV), serão numerosos, podendo chegar em 2050 a 106,3 milhões de unidades. Estes veículos possuem um conector para a carga de suas baterias através da rede elétrica, e eles se tornarão uma parcela considerável de novas cargas no sistema elétrico de distribuição mundial.

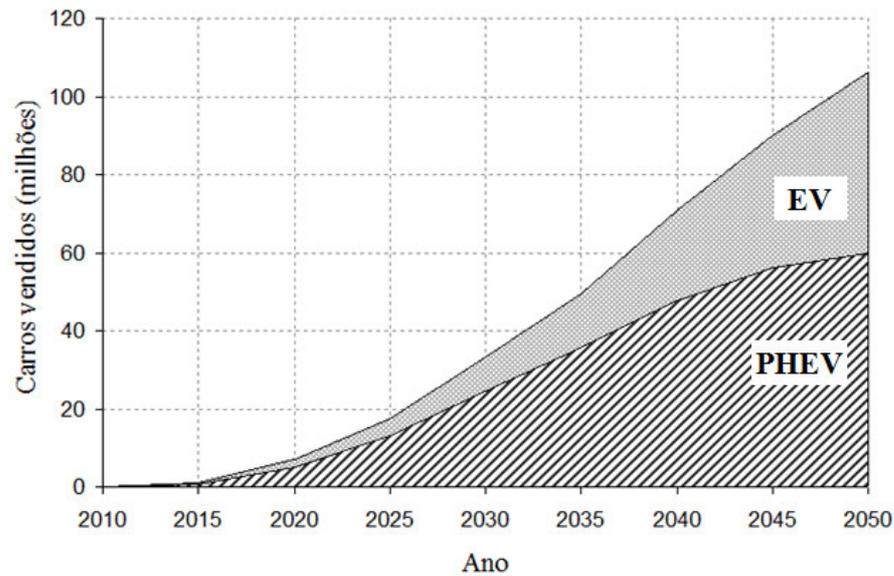


Figura 6 – Projeção de vendas anuais de carros modelos *electric vehicles* (EV) e *plug-in hybrid electric vehicle* (PHEV)

Fonte: IEA (2010) apud IEA (2011).

Existem estudos de como gerenciar essas novas cargas para que não ocorram sobrecargas no sistema e queda na qualidade da energia (CHEN; QUEK; TAN, 2012; PETIT; PEREZ, 2013). Também existem estudos visando o uso da energia armazenada nas baterias desses veículos para a geração de eletricidade à rede elétrica em momentos de alta demanda (THOMAS; CHACKO, 2014; ERDINC et al., 2015).

Para absorver e administrar estas mudanças no perfil da rede elétrica há uma tendência da rede atual de distribuição ser parcialmente substituída por redes inteligentes (*smart grids*). Nelas pode-se gerenciar de forma autônoma o fluxo de potência, acomodando a geração distribuída, por meio de manobras no sistema elétrico realizadas de acordo com os dados medidos em tempo real e da comunicação com os diferentes elementos do sistema (BANDEIRA, 2012; RIVERA; ESPOSITO; TEIXEIRA, 2013) tendendo a tornar o sistema mais estável. Uma representação geral pode ser vista na Figura 7. Com a implantação dessas redes, haverá a melhora da qualidade da energia elétrica entregue ao consumidor e a redução de custos operacionais.

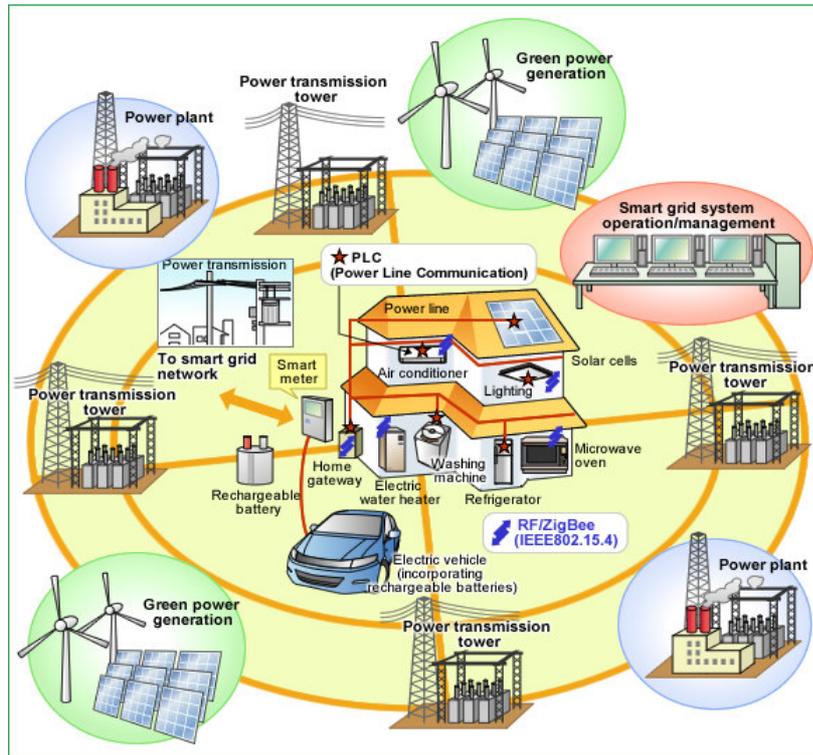


Figura 7 – Esquemático de uma rede elétrica inteligente

Fonte: RENESAS (2014).

Nestas redes, um dos equipamentos candidatos a sofrer mudanças será o transformador. O transformador convencional da rede de distribuição poderá ser substituído por um transformador eletrônico, também conhecido por transformador de estado sólido ou do inglês *solid state transformer* (SST), que consegue intervir nas grandezas de interesse de forma ativa, além de possibilitar o acesso e envio de dados em tempo real. Também é possível conectar as fontes renováveis diretamente no estágio CC do SST como mostrado na Figura 8 (FALCONES; AYYANAR; MAO, 2013) em que um arranjo de painéis solares, um banco de baterias e cargas inteligentes podem ser conectados a este estágio do transformador.

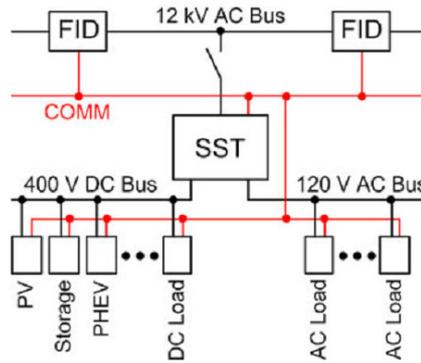


Figura 8 – SST com integração de GD, sistema de armazenamento e cargas inteligentes

Fonte: Falcones, Ayyanar e Mao (2013).

Como o SST é composto por chaves semicondutoras controladas, é possível administrar de forma ativa o gerenciamento do fluxo de potência, a compensação de reativos, a adequação dos níveis de tensão, o controle de frequência e a correção de componentes harmônicos, sem perder a isolamento galvânica presente nos transformadores convencionais (FALCONES; MAO; AYYANAR, 2010). A Figura 9 mostra as possíveis aplicações em que o SST pode ser utilizado, comparando-as com a realidade atual.

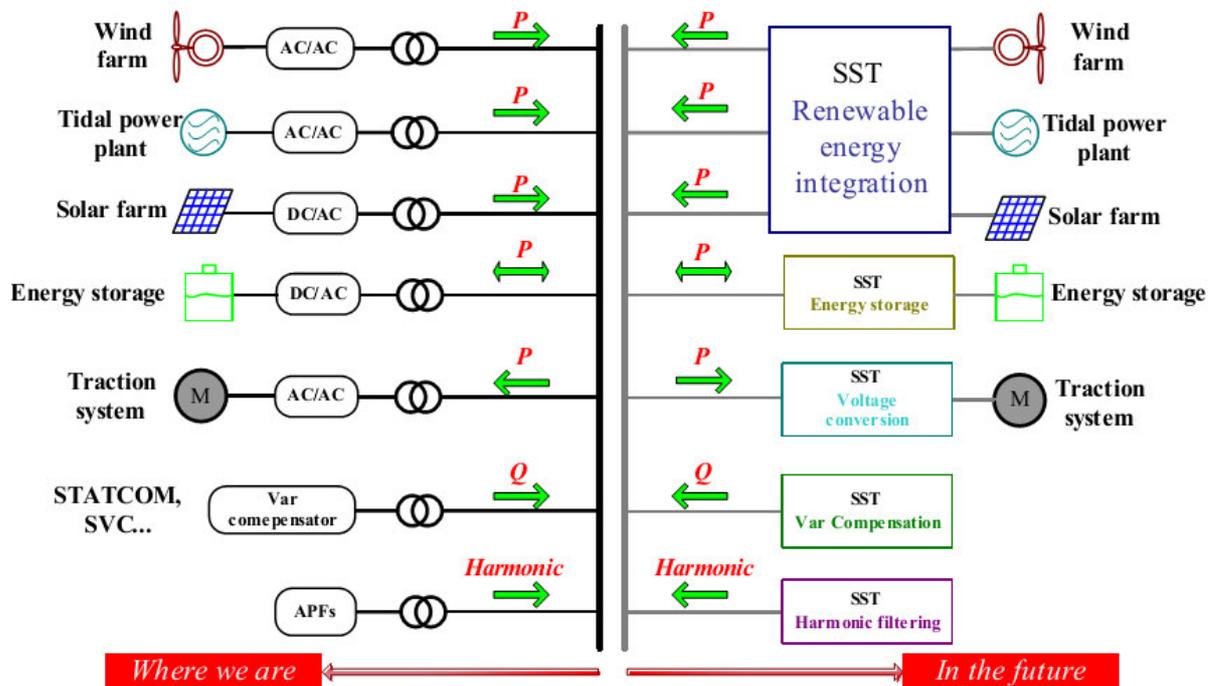


Figura 9 – Possíveis futuras aplicações do SST no sistema de distribuição comparando com o atual

Fonte: She, Huang e Burgos (2013).

Geralmente os níveis de tensões e as potências envolvidas em um sistema de distribuição são elevados e o uso de conversores modulares na estrutura do SST se mostra atraente. A modularidade também reduz o custo pela produção em série e aumenta a confiabilidade do sistema, pois caso um módulo se danifique, o SST não necessariamente precisa parar de operar (STIENEKER; DONCKER, 2012; ENGEL et al., 2015). Além disso, existe um interesse em diminuir o volume e o peso desses equipamentos para facilitar o transporte e seu manuseio (ORTIZ; BIELA; KOLAR, 2010). A Figura 10 mostra um gráfico que relaciona o volume e a frequência de operação do transformador que alguns centros de pesquisa montaram ou estão desenvolvendo, todos dimensionados para 1 MW.

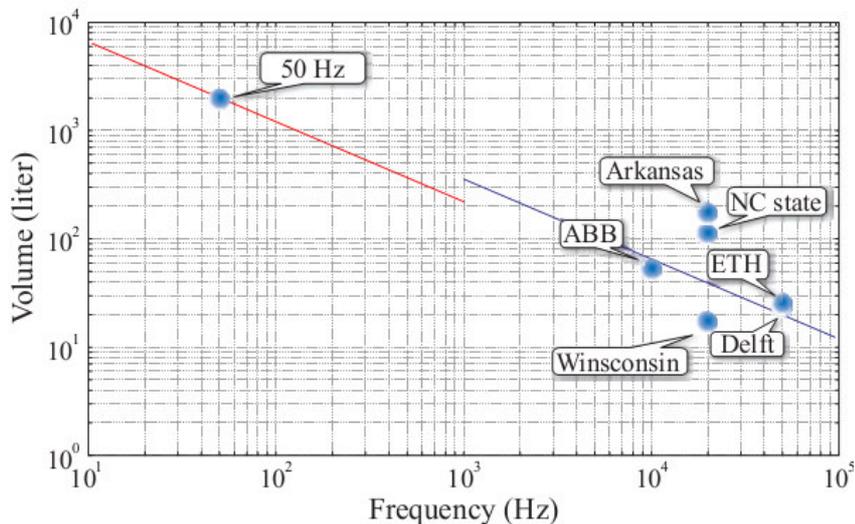


Figura 10 – Volume atingido por diferentes projetos de transformadores com diferentes frequências de operação (todos dimensionados para 1 MW)

Fonte: Ortiz, Biela e Kolar (2010).

Outra questão é a eliminação do óleo isolante e refrigerante usados nos transformadores, pois ele é altamente poluente e deve ser descartado de forma ecologicamente correta, elevando-se consideravelmente o custo.

Heinemann e Mauthe (2001), Falcones, Mao e Ayyanar (2010), e She et al. (2012) classificaram as topologias de SST em quatro grupos que consideram básicos e que são mostrados na Figura 11. Nesta figura, copiada de She et al. (2012), HVAC se refere à tensão alternada no lado de alta tensão, LVAC à tensão alternada no lado de baixa tensão, HVDC à tensão contínua no lado de alta tensão e LVDC à tensão contínua no lado de baixa tensão. As

topologias do tipo A (*Type A*) englobam as que possuem somente um estágio de conversão (KANG; ENJETI; PITEL, 1997; QIN; KIMBALL, 2013). As do tipo B (*Type B*) são constituídas por topologias de dois estágios de conversão (DRABEK et al., 2011; HUGO et al., 2007), assim como as do tipo C (*Type C*) (SABAHI et al., 2010). As topologias do tipo D (*Type D*) são formadas por quatro estágios de conversão (BRANDO; DANNIER; PIZZO, 2010; ORTIZ et al., 2010; HATUA et al., 2011). Por possuírem barramentos CC em ambos os lados (HVDC e LVDC), a do tipo D possibilita a correção das distorções harmônicas de corrente e tensão tanto no lado de baixa como no de alta tensão.

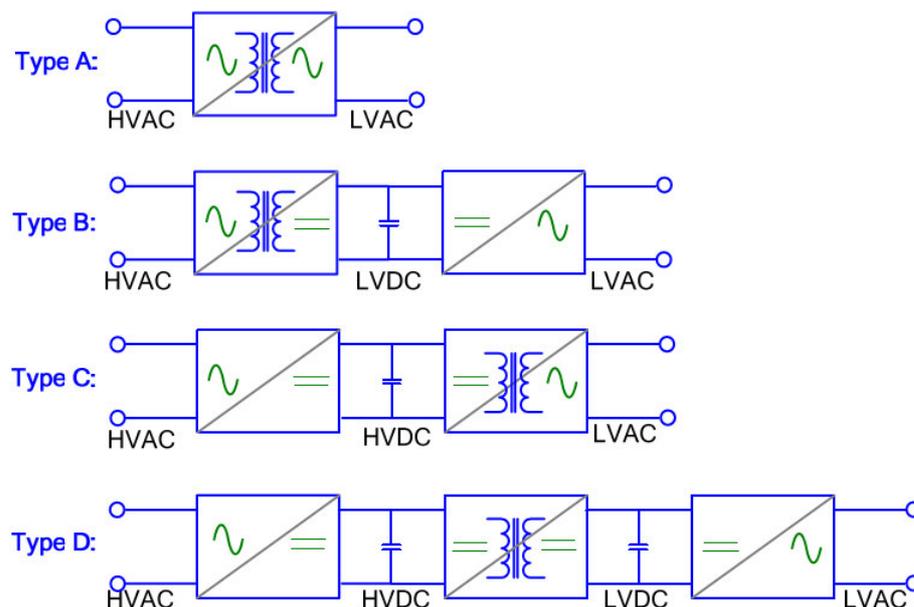


Figura 11 – Classificação das topologias usadas no SST

Fonte: She et al. (2012).

Ainda, She et al. (2012) dividiu as estruturas do SST quando às configurações das conexões entre os módulos no lado de alta e de baixa tensão conforme a Figura 12. As seguintes nomenclaturas foram usadas de acordo com a ligação dos terminais do módulo no lado HVAC e no lado LVAC: ISOP (*input series output parallel*) quando a entrada está em série e a saída em paralelo, IPOP (*input parallel output parallel*) quando a entrada e a saída estão em paralelo e ISOS (*input series output series*) quando entrada e saídas estão ligados em série.

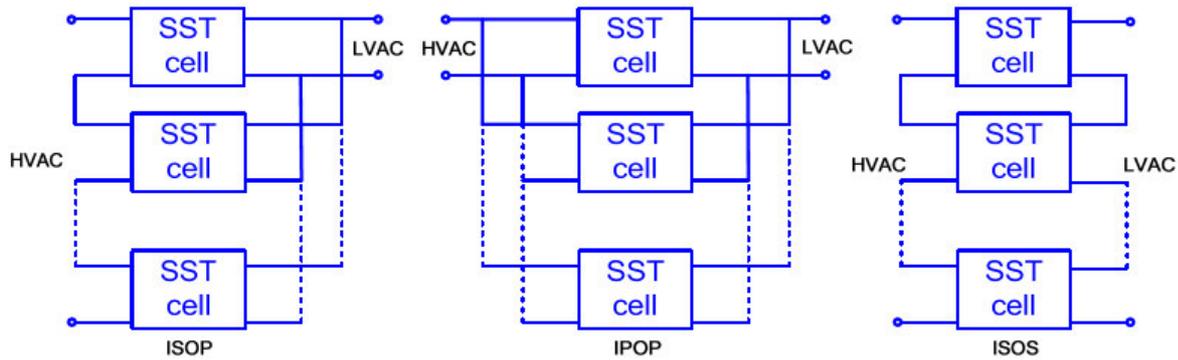


Figura 12 – Tipos de conexão entre os módulos na estrutura do SST

Fonte: She et al. (2012).

A topologia mais utilizada e escolhida para a substituição dos transformadores convencionais foi a modular com três estágios de conversão, sendo a conexão entre os módulos do lado de alta tensão ligados em série e os de baixa tensão conectados em paralelo. A Figura 13 mostra o esquemático do SST, e dos conversores que formam cada módulo.

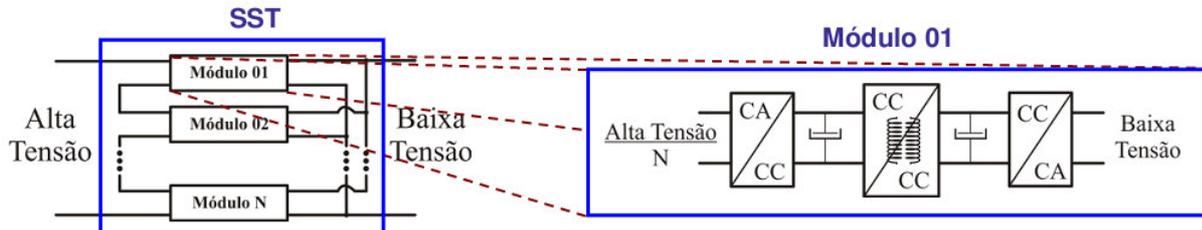


Figura 13 – Esquemático do SST e de um módulo

Cada módulo, representado na Figura 14, é constituído por um conversor CA/CC, um conversor CC/CC isolado no estágio central e um conversor CC/CA. O conversor aplicado no estágio intermediário é considerado o principal deste sistema e merece maior atenção (AKAGI; INOUE, 2006; INOUE; AKAGI, 2006; ZHAO et al., 2007).

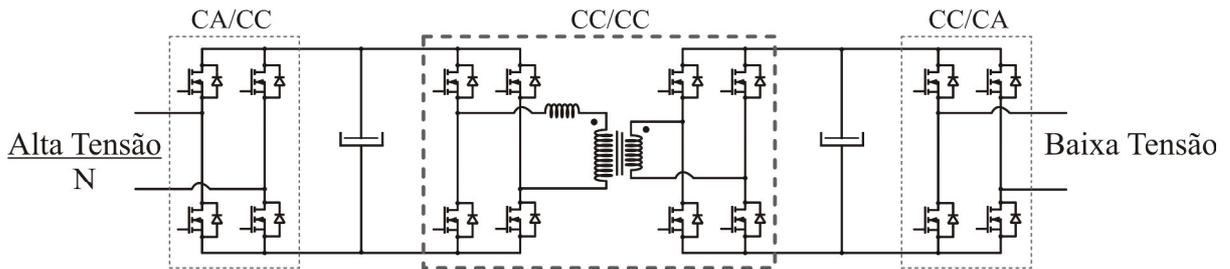


Figura 14 – Esquemático de um módulo que constitui o SST

Por possuir isolamento galvânico entre os lados de baixa e alta tensão, ser bidirecional no fluxo de potência, apresentar comutação suave, ser capaz de abaixar ou elevar os níveis de tensão e possuir alta densidade de potência (STEIGERWALD; DONCKER; KHERALUWALA, 1996; KRISMER; BIELA; KOLAR, 2005), o conversor CC/CC selecionado foi o conversor *Dual Active Bridge* (DAB). Este conversor é também utilizado no estágio central do SST (LEUNG et al., 2010; ZHAO et al., 2010; EL-MEZYANI et al., 2012; NAN; AYYANAR, 2013; QIN; KIMBALL, 2013; OGGIER; ORDONEZ, 2014; ZENGIN; BOZTEPE, 2014).

Atualmente, a pesquisa sobre o conversor DAB está concentrada principalmente sobre quatro temas:

1) **Aplicações:** a fim de permitir bidirecionalidade na transferência de potência entre o lado de alta tensão, do inglês *high voltage* (HV), e o lado de baixa tensão, do inglês *low voltage* (LV), de veículos elétricos híbridos e veículos elétricos (GUIDI et al., 2010; KRISMER; KOLAR, 2010) e para o armazenamento de energia elétrica em ultracapacitores em sistemas de aeronaves (NAAYAGI; FORSYTH, 2010).

2) **Características do DAB em regime permanente:** cálculo do impacto do tempo morto e das perdas nos semicondutores sobre a potência transferida (XIE; SUN; FREUDENBERG, 2010); operação do conversor em níveis baixos de potência (ZHOU; KHAMBADKONE, 2009) e predição exata das perdas de potência no conversor DAB (KRISMER; KOLAR, 2010).

3) **Modelagem das características dinâmicas e de controle do conversor:** derivação do modelo de pequenos sinais do DAB incluindo a dinâmica do filtro de EMI (KRISMER; KOLAR, 2009); desenvolvimento do modelo de um controle não-linear que considera o impacto dos efeitos do tempo morto sobre as propriedades dinâmicas do conversor (SEGARAN; MCGRATH; HOLMES, 2010) e investigação do impacto da técnica de modulação empregada sobre as propriedades dinâmicas do conversor (BAI; NIE; MI, 2010).

4) **Estratégia de modulação:** novas técnicas de modulação, que facilitam o aumento da eficiência e/ou a densidade de potência do conversor DAB (SCHIBLI, 2000; OGGIER et al., 2006; BAI; MI, 2008; WANG; HAAN; FERREIRA, 2009; ZHOU; KHAMBADKONE, 2009; OGGIER; GARCÍA; OLIVA, 2011; KRISMER; KOLAR, 2012a; KRISMER; KOLAR, 2012b; SHI; JIANG; GUO, 2012; HOEK; NEUBERT; DONCKER, 2013; HARRYE et al., 2014a; ZHAO et al., 2014).

Como exposto acima, o principal foco das pesquisas recai sobre o tema de elevação da eficiência e/ou da densidade de potência através do emprego de diferentes técnicas de modulações. O aumento de eficiência também é apresentado em outros trabalhos para outras topologias visando estabelecer uma metodologia para obter a máxima eficiência ou a melhor relação densidade de potência e rendimento (KOLAR; BIELA; MINIBOCK, 2009; BIELA; KOLAR; DEBOY, 2010; VERSÈLE; DEBLECKER; LOBRY, 2010; BELTRAME et al., 2013; SARTORI et al., 2013a; SARTORI et al., 2013b). Este tópico é relevante e bastante discutido na literatura para obter o máximo aproveitamento da energia gerada pelas fontes ao processá-la. É necessário que o conversor que realiza a interface entre a fonte e o sistema elétrico ou entre a rede elétrica e a carga tenha o maior rendimento possível, fornecendo à carga a máxima potência gerada.

Dependendo do ponto de operação e das variáveis de controle escolhidas, o conversor DAB, inicialmente proposto por Doncker, Divan e Kheraluwala (1991), pode sofrer uma drástica diminuição de sua eficiência devido ao aumento da energia circulante. Gitau, Ebersohn e Kettleborough (2007) realizaram um estudo sobre este conversor mostrando a energia circulante em diferentes pontos de operação. Para a elevação do rendimento, é necessário encontrar os parâmetros que mitiguem esta energia circulante.

Assim, este trabalho define uma metodologia de pré-projeto do conversor DAB em que são consideradas a sua curva de carga e as tecnologias dos componentes envolvidas, processo semelhante ao realizado por Beltrame et al. (2014a) para o conversor *boost* conectado a um sistema de geração fotovoltaico. Também se buscará a redução da energia circulante pela estrutura, tendo como base a pesquisa realizada por Krismer e Kolar (2012b). Desta maneira, são definidos os possíveis padrões de modulação para o conversor DAB com os seus conversores *Full Bridge* operando em três níveis e suas respectivas equações das correntes. Através de um algoritmo, obtêm-se os valores do trio de variáveis de controle ($D1$, $D2$, φ) para toda a faixa de potência que mitiguem a energia circulante, e que, conseqüentemente, eleve a eficiência do conversor. A variável $D1$ representa a razão cíclica do conversor *Full Bridge* do lado HV, $D2$ a do lado LV e φ o ângulo de defasagem entre elas.

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O conversor DAB, Figura 15, foi proposto primeiramente em 1991 (DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991).

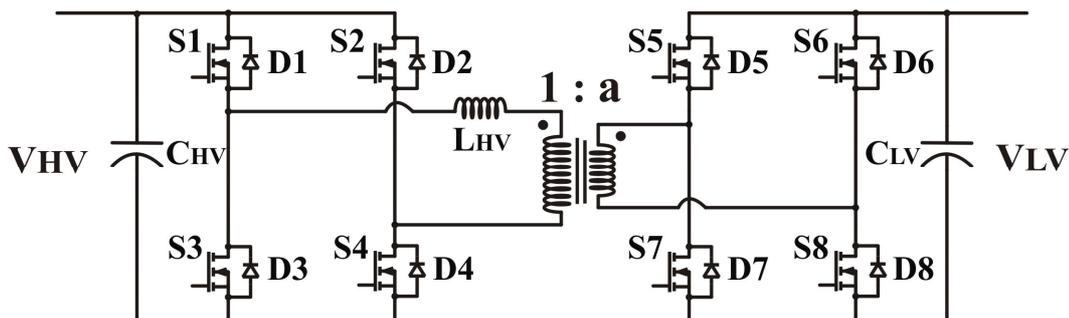


Figura 15 – Circuito do conversor DAB

Ele é constituído por dois conversores *Full Bridge* (FB) isolados por um transformador de alta frequência – *High frequency* (HF) – com relação de transformação de $1:a$. O indutor L_{HV} é usado no processo de transferência de potência e é calculado em função da máxima potência especificada no projeto. O L_{HV} é formado pela indutância de dispersão do transformador e, caso necessário, por mais um indutor auxiliar que pode ser conectado em série tanto no lado primário quanto no secundário do transformador. O conversor FB do lado HV pode gerar três níveis de tensões ($-V_{HV}$, 0 , $+V_{HV}$), assim como o do lado de baixa tensão (LV) que pode sintetizar ($-V_{LV}$, 0 , $+V_{LV}$). Cada FB é formado por quatro chaves e quatro diodos conectados em antiparalelo as suas respectivas chaves. O par formado pelas chaves S1 e S3, S2 e S4, assim como pelos outros pares, constituem um braço do conversor FB, pois as duas chaves são acionadas de maneira complementar, sendo necessária a adição de um intervalo de tempo entre o bloqueio de uma e o acionamento da outra para evitar um curto-circuito. Este intervalo de tempo transcorrido entre os sinais de comando de abertura e fechamento é conhecido como tempo morto ou tempo de comutação.

Para o controle do conversor DAB, como por exemplo, para a regulação das tensões, existem três variáveis de modulação geradas a partir de uma lógica e da lei de controle do sistema. Estas variáveis são definidas como: $D1$ sendo a razão cíclica da tensão gerada pelo conversor FB no lado de HV; $D2$ sendo a razão cíclica da tensão gerada pelo conversor FB no

lado de LV; e φ sendo o ângulo de defasagem entre as duas tensões geradas. As faixas de variação dos parâmetros de modulação são: $0 \leq D1 \leq 0,5$; $0 \leq D2 \leq 0,5$; e $-180^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$.

Na Figura 16, que representa um ponto de operação, o trio das variáveis de controle ($D1$, $D2$, φ) está representado em azul. Na forma de onda da corrente no indutor, as comutações estão representadas por círculos. O círculo preenchido significa que a comutação ocorre sob zero de tensão, do inglês, *zero voltage switching* (ZVS). Por outro lado, o vazado, representa a comutação que não acontece sob ZVS.

Outra característica do conversor DAB é o seu ganho de tensão (d) (DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991) que é definido por:

$$d = \frac{V_{LV}}{a \cdot V_{HV}} \quad (1)$$

A faixa abrangida pelos valores do ganho de tensão é $0 \leq d < +\infty$. Dependendo do valor assumido por d , o conversor DAB pode apresentar característica *Boost* ($d > 1$) ou *Buck* ($d \leq 1$). Esta terminologia também foi adotada em Kheraluwala et al. (1992) e em Naayagi, Forsyth e Shuttleworth (2011). Considerando d diferente de um, quando o fluxo de potência é bidirecional, o conversor DAB operará em um sentido como *boost* e no outro como *Buck* ($1/d$). Se d for igual a um, em ambos os sentidos operará como *Buck*.

A primeira estratégia de modulação empregada (DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991) foi a *phase-shift* (PSM) (Figura 17 (b)) onde as razões cíclicas ($D1$ e $D2$) são fixas em 0,5 e a variável de controle é o ângulo de defasagem entre as duas tensões (φ). Por possuir somente um grau de liberdade, o que a torna simples e de fácil implementação, esta modulação apresenta limitações quando submetida às variações de tensões e de carga em sua faixa de operação sob ZVS. Em Kheraluwala et al. (1992) e em Naayagi, Forsyth e Shuttleworth (2012) foi realizado um estudo mais aprofundado para a obtenção da zona de comutação sob zero de tensão (ZVS) considerando as capacitâncias parasitas dos semicondutores e a indutância magnetizante do transformador.

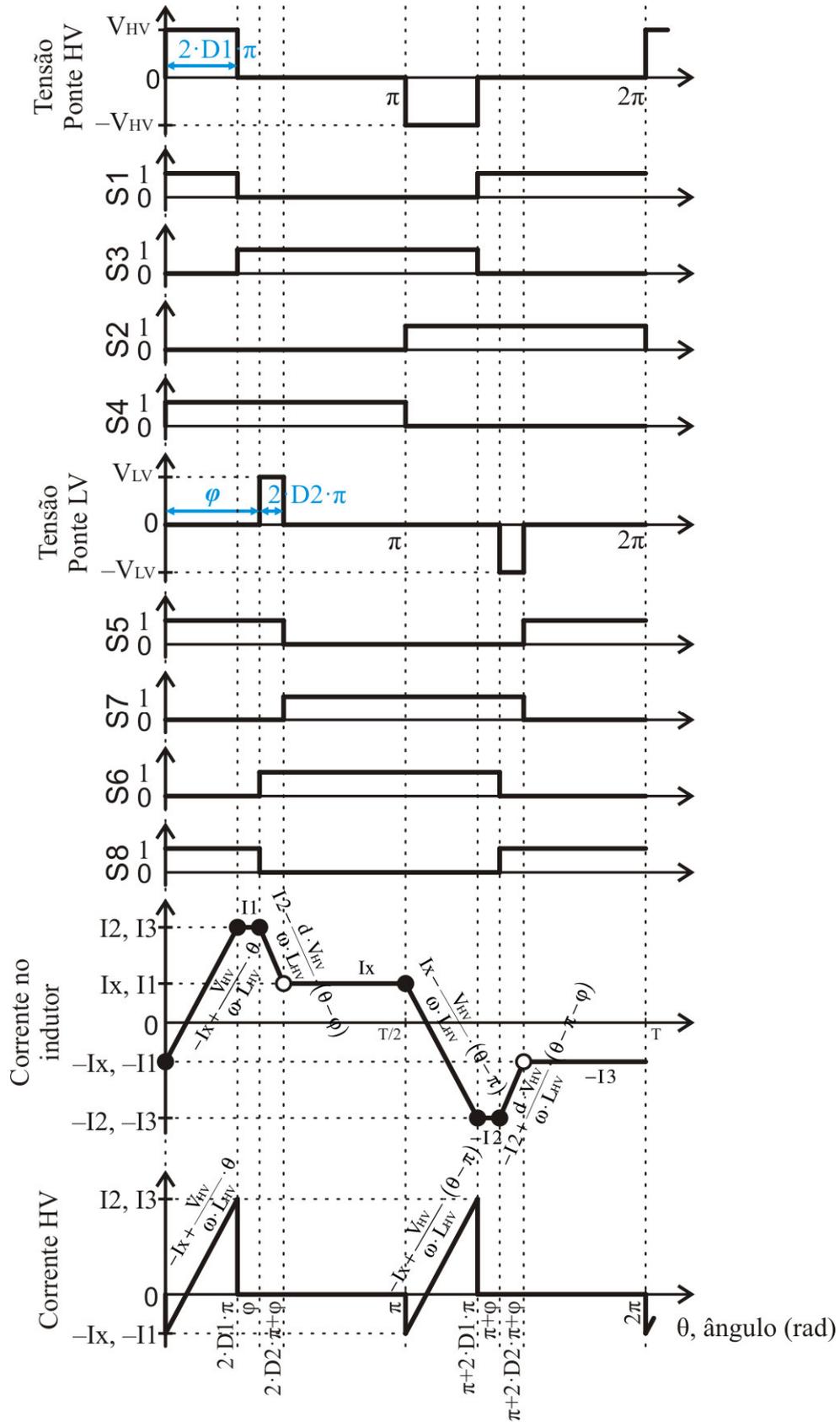


Figura 16 – Formas de ondas do conversor DAB para um ponto de operação com $\theta = \omega \cdot t$.

○ sem ZVS; ● com ZVS.

A Figura 17 (a) apresenta o conversor DAB proposto por Doncker, Divan e Kheraluwala (1991) e as formas de ondas ideais de tensão e de corrente na Figura 17 (b) empregando a modulação PSM.

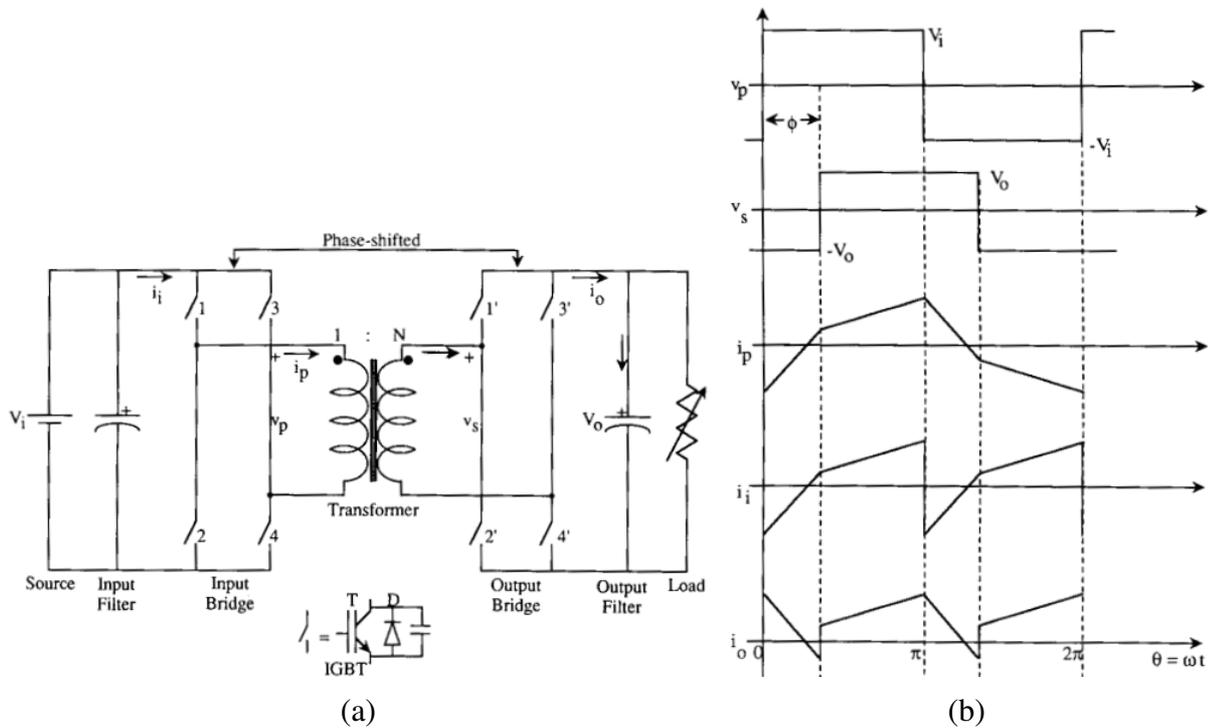


Figura 17 – Formas de ondas para a operação ideal do conversor DAB com modulação PSM
Fonte: Doncker, Divan e Kheraluwala (1991).

A potência processada pelo conversor DAB utilizando a modulação PSM é dada por

$$P_{LV} = \frac{d \cdot V_{HV}^2}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot \varphi \cdot \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi}\right) \quad (2)$$

com

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot fs \quad (3)$$

A variável fs representa a frequência de comutação e será usada ao longo dos próximos capítulos.

Em (2), o módulo é empregado para que a equação também se torne válida para φ negativos. Nota-se que quando se varia a potência, ou seja, a carga deve-se haver uma compensação com a alteração de uma ou mais das variáveis fs , L_{HV} , V_{LV} ou V_{HV} . A variação do ângulo de defasagem (φ) é a mais utilizada. A Figura 18 mostra a variação da potência em

função do ângulo de defasagem.

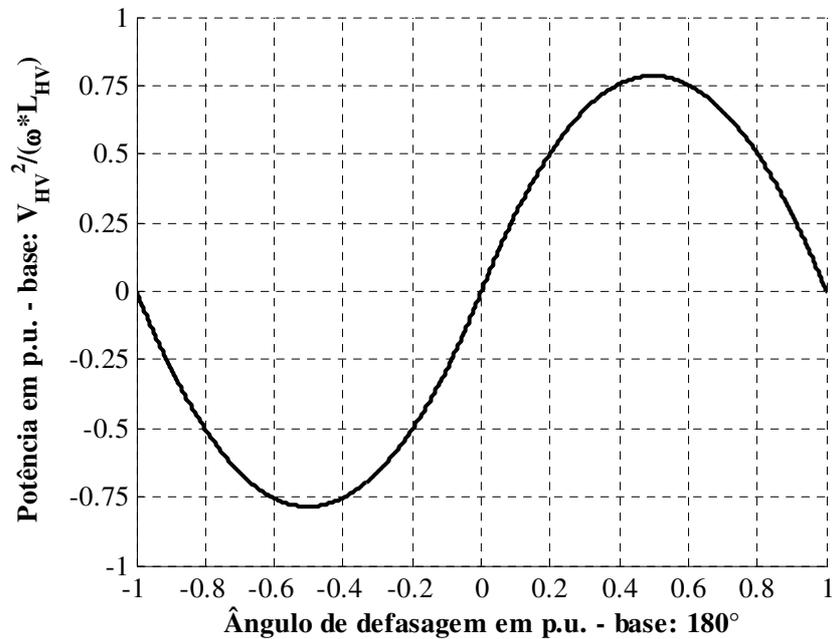


Figura 18 – Potência em função do ângulo de defasagem

Conforme Doncker, Divan e Kheraluwala (1991) e analisando (2), φ pode variar de $+180^\circ$ até -180° , sendo que a máxima potência ativa é transferida quando o ângulo chega a $+90^\circ$ para o fluxo de potência no sentido positivo e -90° para o negativo. Quando φ é igual a 0° ou 180° , a potência ativa é nula. Para $|\varphi|$ menores que 50° , o fator de potência será acima de 0,8 (GITAU; EBERSOHN; KETTLEBOROUGH, 2007). Na literatura encontram-se trabalhos utilizando a modulação PSM em que φ não foi definido de forma clara, assim como f_s , o que pode indicar um projeto não otimizado em relação ao volume e/ou ao rendimento. Kheraluwala et al. (1992) escolhem φ igual a 60° e f_s igual a 50 kHz, sendo que Inoue e Akagi (2006) usam φ em 17° e f_s a 20 kHz e Krismer, Round e Kolar (2006) optam por φ a 29° e f_s em 100 kHz.

A Figura 19 mostra a corrente RMS (*Root Mean Square*) e a corrente média no lado de HV para d unitário, e observa-se que para ângulos maiores que 90° , a corrente média volta a diminuir enquanto que a RMS continua a aumentar.

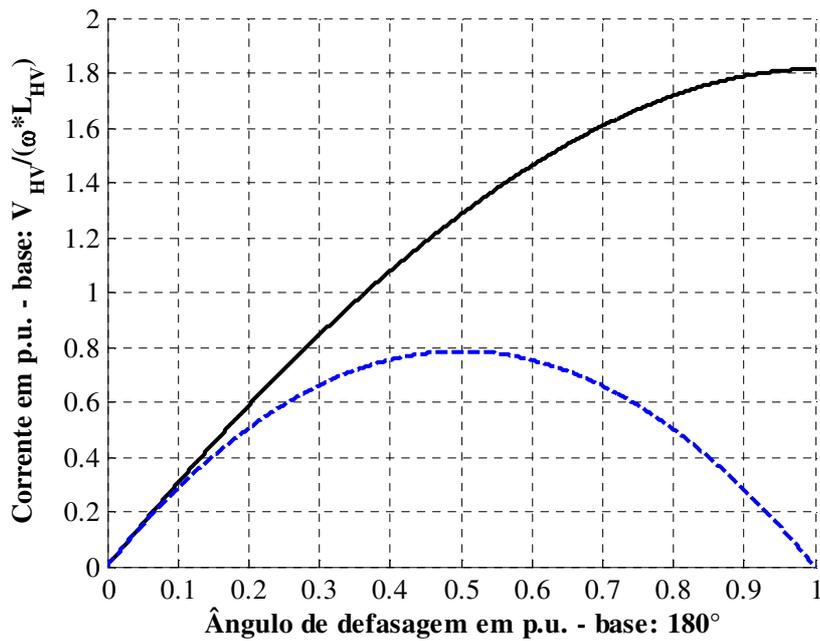


Figura 19 – Correntes no lado HV do conversor DAB: RMS em preto; média em azul

Considerando o circuito ideal, as curvas de operação sob ZVS, de acordo com o ganho de tensão, são mostradas na Figura 20 (KHERALUWALA et al., 1992).

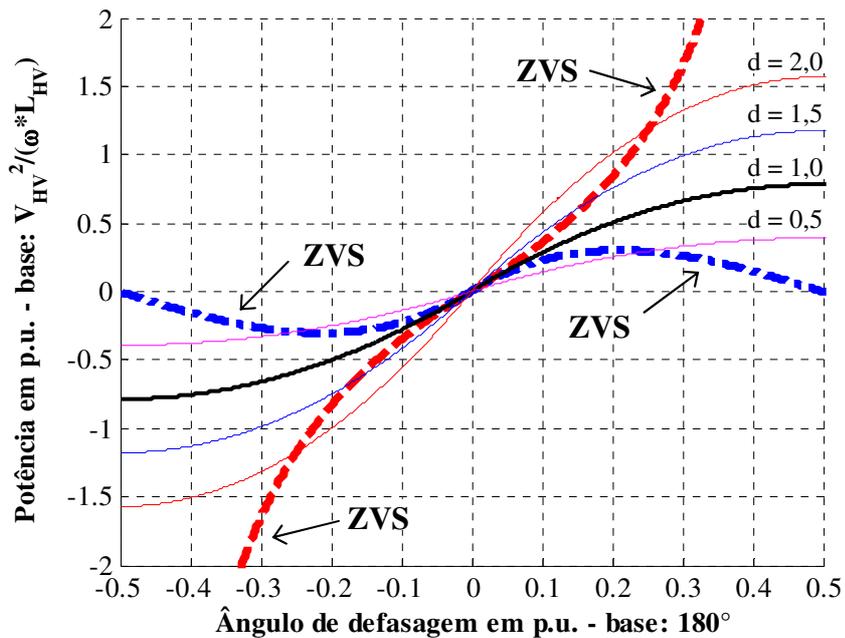


Figura 20 – Limites de operação ZVS do conversor DAB para diferentes ganhos de tensão

Fonte: Kheraluwala et al. (1992).

Nota-se que quando d não é unitário, existe a saída da região de operação sob ZVS em baixas potências. Para contornar este problema, novas estratégias de modulações foram desenvolvidas.

Em Schibli (2000), o autor propõe a modulação triangular de corrente (TRM) representada na Figura 21 (a) e a trapezoidal de corrente (TZM) mostrada na Figura 21 (b) que adicionam mais dois graus de liberdade ($D1$ e $D2$), além do ângulo de defasagem (φ). O autor define a largura do pulso da tensão de entrada (U_{ac1}) por Ω_{d1} , de saída (U_{ac2}) por Ω_{d2} , δ como o ângulo de defasagem e ω_p como a frequência angular que aqui é definida por (3). Nestas modulações ocorrem comutações sob ZVS e sob zero de corrente, do inglês *zero current switching* (ZCS). A TRM é aplicada em baixas potências quando as tensões são diferentes ($V_{LV} \neq a \cdot V_{HV}$). No mesmo ano, Chan, Cheng e Sutanto (2000) também apresentaram a modulação triangular de corrente.

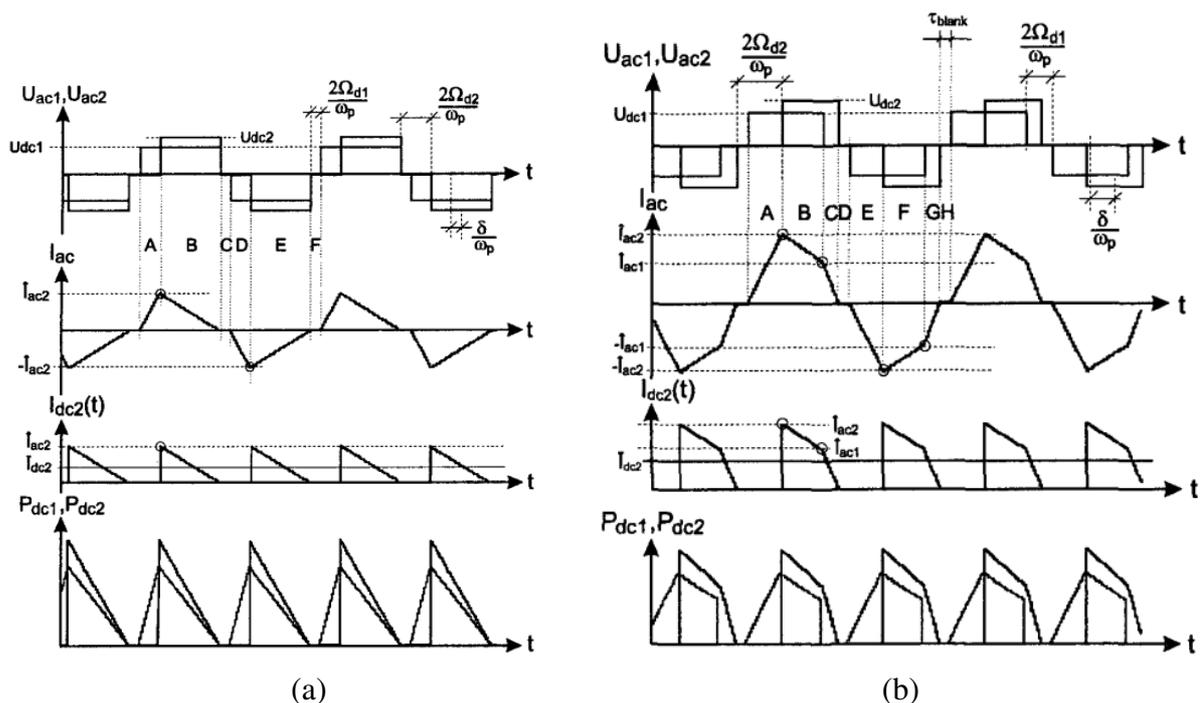


Figura 21 – Modulações propostas por Schibli (2000): (a) Modulação TRM; (b) Modulação TZM

Fonte: Schibli (2000).

Zhou e Khambadkone (2009) propuseram uma modulação híbrida utilizando as modulações PSM, TRM e TZM para estender a faixa de operação sob ZVS do conversor

DAB de 16,67% até 100% da potência ao invés de 58,33% até 100% que é atingida pela modulação PSM, quando usada isoladamente. Eles também apresentam a modulação *Proposed TRM* (PTRM), mostrada na Figura 22, que possui a corrente do indutor em formato triangular, assim como a TRM, sendo utilizada em baixas potências e quando os níveis das tensões são próximos ($V_{LV} \cong a \cdot V_{HV}$), ou seja, d próximo ou igual ao unitário.

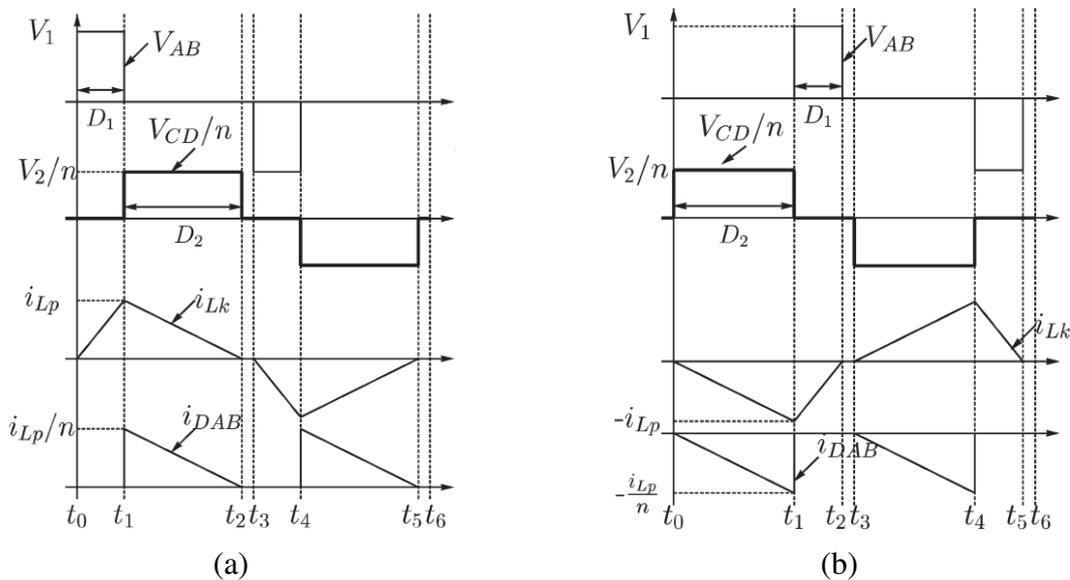


Figura 22 – Modulação PTRM: (a) fluxo positivo de potência; (b) fluxo negativo de potência
Fonte: Zhou e Khambadkone (2009).

Krismer e Kolar (2012a) também aplicam uma modulação híbrida que envolve a PSM, TRM e TZM para a otimização da eficiência no conversor DAB aplicado a veículos elétricos e híbridos. Nessa aplicação, os limites de tensões foram de $240 \text{ V} \leq V_{HV} \leq 450 \text{ V}$ e $11 \text{ V} \leq V_{LV} \leq 16 \text{ V}$ com potência máxima de 2 kW e frequência de comutação igual a 20 kHz. A eficiência para ambos os sentidos de fluxo de potência e para diferentes pontos de operação aumentou de 89,6% (com o PSM) para 93,5% (com a modulação híbrida). Na Figura 23, onde V_1 corresponde ao V_{HV} , V_2 ao V_{LV} e que os círculos preenchidos representam comutações sob não ZVS, são apresentadas três estratégias de modulação para processar o mesmo nível de potência e suas respectivas eficiências.

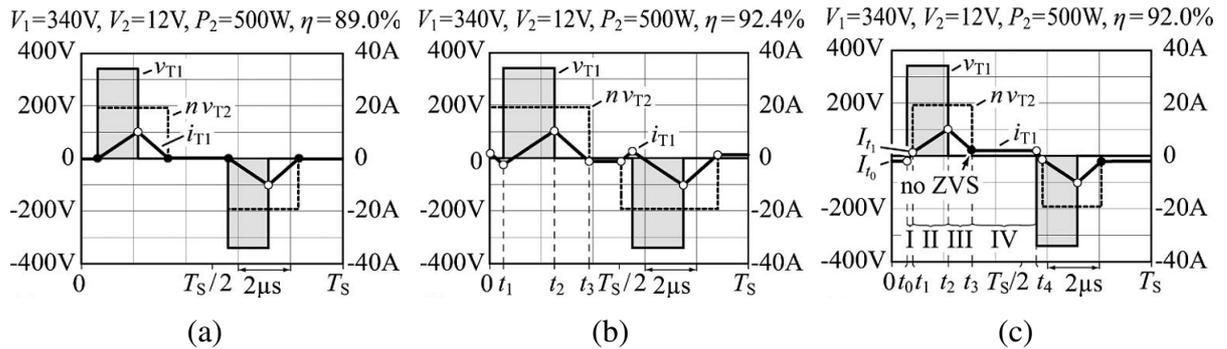


Figura 23 – Diferentes padrões de modulação e seus rendimentos: ● sem ZVS; ○ com ZVS

Fonte: Krismer e Kolar (2012a).

Observa-se que na Figura 23 (b) em que todas as comutações ocorrem sob ZVS, é onde se encontra o maior rendimento. Ao longo desse trabalho, adotou-se a convenção contrária a da adotada na Figura 23, sendo as comutações sob ZVS representadas pelos círculos preenchidos e as comutações sob não ZVS pelos vazados.

As Figura 24 (a) e (b), obtidas de Krismer e Kolar (2012a), mostram as curvas para o rendimento máximo (ótimo), para o rendimento obtido com a modulação híbrida (subótima) proposta e para a eficiência usando a PSM em dois pontos de operação com tensões distintas. Observa-se que a eficiência se aproxima da ótima com a aplicação da modulação híbrida. Na implementação do protótipo, os valores do trio de controle foram armazenados em forma de tabela no DSP, e quando necessário, foi realizado a interpolação dos valores para a obtenção das variáveis de controle.

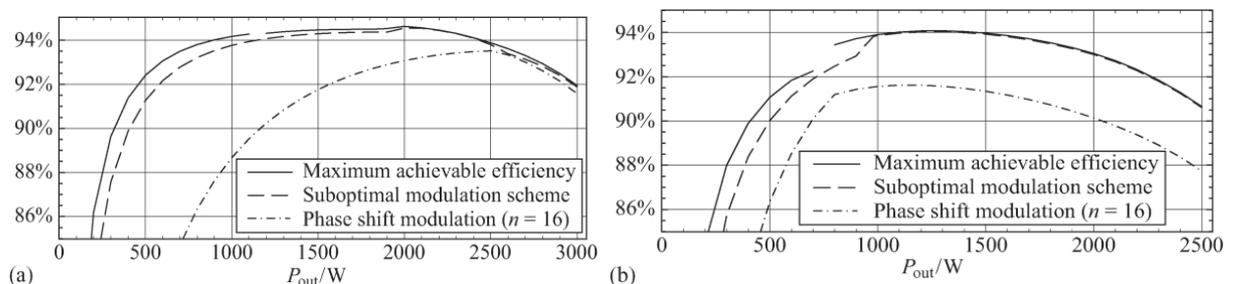


Figura 24 – Curvas de rendimentos: (a) $V_{HV} = 340 V, V_{LV} = 12 V$; (b) $V_{HV} = 240 V, V_{LV} = 16 V$

Fonte: Krismer e Kolar (2012a).

No trabalho de Todorcevic et al. (2014), os autores usam uma estrutura modular multinível bidirecional aplicado a um sistema de geração de energia elétrica através das ondas

do mar, sendo que a topologia empregada em cada módulo usa o conversor DAB. Além da combinação das modulações (PSM, TRM e TZM), existe também a variação da frequência de comutação. O protótipo construído possui as seguintes especificações: $V_{HV} = 800$ V; $50 \text{ V} \leq V_{LV} \leq 800$ V; potência igual a 4 kW; $4,6 \text{ kHz} \leq fs \leq 21$ kHz.

Wang, Haan e Ferreira (2009) trazem as três modulações (PSM, TRM, TZM) com os limites de potência que cada uma pode processar. Através de um algoritmo, é realizada uma varredura de tensões de entrada e saída, indutâncias e frequências e chega-se à conclusão que para $d=1$ é a situação em que ocasiona menores perdas. O mesmo processo foi realizado com relação à frequência de comutação (fs) e a indutância de transferência de potência (L_{HV}) e chegou-se a conclusão que valores menores de fs e L_{HV} minimizam as perdas do sistema. Simulou-se um sistema 12 V/360 V, 1 kW e 25 kHz com $a=1:30$. A Tabela 2 resume as faixas de potências abrangidas por cada estratégia de modulação e suas características. Também mostra o número de comutações por tipo para cada estratégia de modulação. A variável τ_{blank} que aparece nas equações é o intervalo de tempo que pode ser observado na Figura 21 (b).

Tabela 2 – Resumo dos três métodos de modulações e seus limites de potência

	<i>Phase-shift</i>	Trapezoidal (TZM)	Triangular (TRM)
P_{max}	$\frac{\pi \cdot V_{HV} \cdot V_{LV}}{8 \cdot fs \cdot L_{HV} \cdot a}$	$\frac{V_{HV}^2 \cdot V_{LV}^2 \cdot (1 - 2 \cdot \tau_{blank} \cdot fs)^2}{4 \cdot fs \cdot L_{HV} \cdot (a^2 \cdot V_{HV}^2 + a \cdot V_{HV} \cdot V_{LV} + V_{LV}^2)}$	$\frac{V_{HV}^2 \cdot (1 - 2 \cdot \tau_{blank} \cdot fs)^2 \cdot (V_{LV} - a \cdot V_{HV})}{4 \cdot fs \cdot L_{HV} \cdot V_{LV}}$
P_{min}	0	$\frac{V_{HV}^2 \cdot (1 - 2 \cdot \tau_{blank} \cdot fs)^2 \cdot (V_{LV} - a \cdot V_{HV})}{4 \cdot fs \cdot L_{HV} \cdot V_{LV}}$	0
ZVS e/ou ZCS	8	12	14
quasi-ZVS	8	4	2
Corrente RMS no indutor	baixa	média (variando a potência)	alta (variando a potência)
Controle	simples	complexo	complexo

Fonte: Wang, Haan e Ferreira (2009).

Krismer e Kolar (2012b) mostram o comportamento de $D1$, $D2$ e φ em função da potência para um determinado valor de tensão de entrada e saída. Também desenvolve uma estratégia de modulação híbrida baseada na TRM, TZM e PSM, além de incluir uma nova estratégia de modulação denominada de *optimal transition mode modulation* (OTM) a qual consiste em manter $D1$ igual a 0,5, se $V_{LV} \leq a \cdot V_{HV}$, ou $D2$ igual a 0,5, se $V_{LV} \geq a \cdot V_{HV}$, e variar a outra razão cíclica e φ . Para a determinação do trio de controle ($D1$, $D2$, φ), os autores utilizam um algoritmo que determina as variáveis de controle que minimizam a corrente RMS do indutor em cada potência, uma vez que, as perdas por condução, segundo eles, são proporcionais ao quadrado da corrente eficaz do indutor, sendo estas as mais significativas. O aumento da eficiência, quando comparado ao PSM, é mais visível em $V_{HV} = 450$ V e $V_{LV} = 11$ V com um aumento de 78,6% para 90,6% à potência de 1 kW e de 85,9% para 90,7% na potência nominal que é de 2 kW.

Hoek, Neubert e Doncker (2013) mostram as combinações das modulações TRM, TZM e PSM utilizada no conversor DAB trifásico aplicado em veículos elétricos para resolver o problema da baixa eficiência com cargas parciais, uma vez que o conversor é submetido a grandes variações de tensões e potências. Quando comparado o DAB trifásico ao DAB monofásico, nota-se uma redução dos filtros e, conseqüentemente, de volume e custos.

Outras estratégias de modulação, diferentes da PSM, TRM e TZM também são descritas ao longo da literatura. Oggier, García e Oliva (2011), e posteriormente Krismer e Kolar (2012b), utilizaram uma estratégia de modulação de dois níveis no FB do lado de alta tensão e de três níveis no FB do lado de baixa tensão que é representada na Figura 25. Esta modulação foi chamada de *new modulation strategy* (NMS) por Oggier, García e Oliva (2011) e consiste em deixar a ponte com menor tensão V_{LV} , que em Figura 25 equivale a $VT2$, com a razão cíclica fixa em 0,5 enquanto que se varia a outra razão cíclica e φ . Conforme os valores do trio de controle variam, notam-se dois padrões de modulação para cada sentido de fluxo de potência. Os resultados experimentais revelaram que a eficiência global do conversor DAB melhorou 20% ao usar a estratégia de modulação proposta em comparação à PSM. Oggier et al. (2006) construíram um conversor de 5 kW e os autores mostraram que sua eficiência em 1 kW passa de 76% para 86% comparando a NMS à PSM. Shi, Jiang e Guo (2012) também realizam algo semelhante para o aumento da faixa de operação sob ZVS do conversor DAB projetado para a potência de 10 kW, obtendo uma elevação de 30% na eficiência de pico.

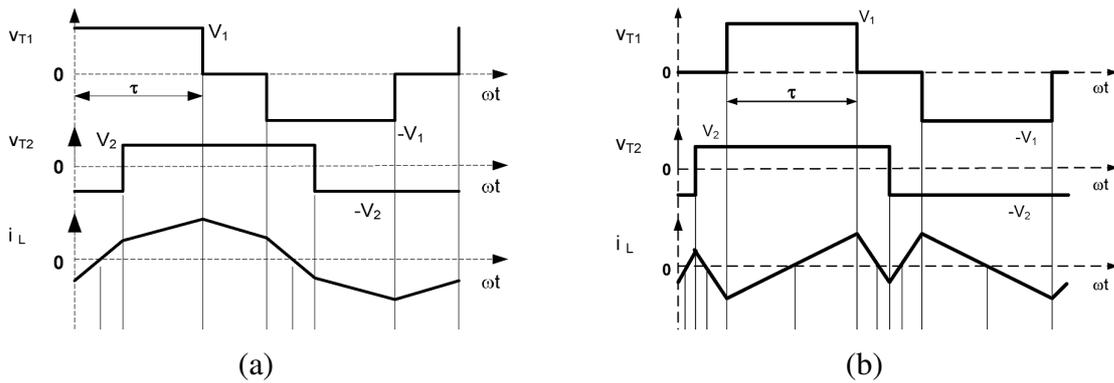


Figura 25 – Possíveis formas de ondas para a modulação NMS

Fonte: Oggier, García e Oliva (2011).

A determinação de $D1$ e φ adotadas por Oggier, García e Oliva (2011) foram obtidas através da minimização da potência “reativa” no indutor, calculada conforme (4). Contudo a palavra *reativa* está entre aspas, pois segundo a norma IEEE 1459 (IEEE, 2010), a definição de potência reativa (Q_L) usada no artigo está incorreta, uma vez que o sistema é não linear. Logo, a definição correta seria potência não ativa (N_L).

$$Q_L = \sqrt{S_L^2 - P_L^2} \tag{4}$$

Sendo Q_L a potência “reativa”, S_L a potência aparente e P_L a potência ativa, todas no indutor. P_L foi considerada nula.

A Figura 26 compara o rendimento proveniente da aplicação da estratégia de modulação NMS com a PSM para diferentes ganhos de tensão (d).

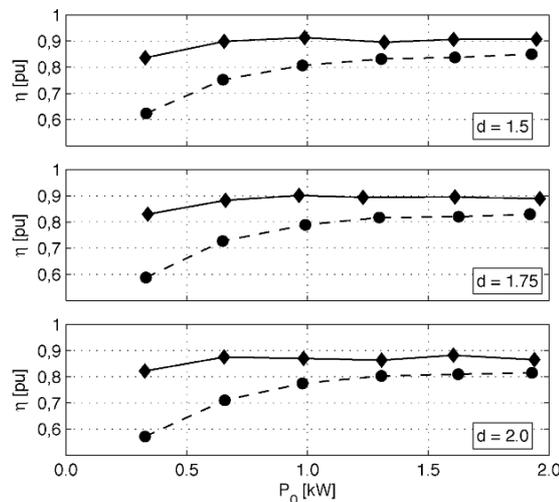


Figura 26 – Comparações do rendimento obtido com NMS (◆) e com a PSM

Fonte: Oggier, García e Oliva (2011).

Já, Bai e Mi (2008) e Wang, Wu e Lee (2013) aplicam a estratégia de modulação *dual phase-shift* (DPS) em que se altera φ e varia-se $D1$ e $D2$ de forma igual. Nesta estratégia é possível obter quatro padrões distintos de modulação, mostrados na Figura 27.

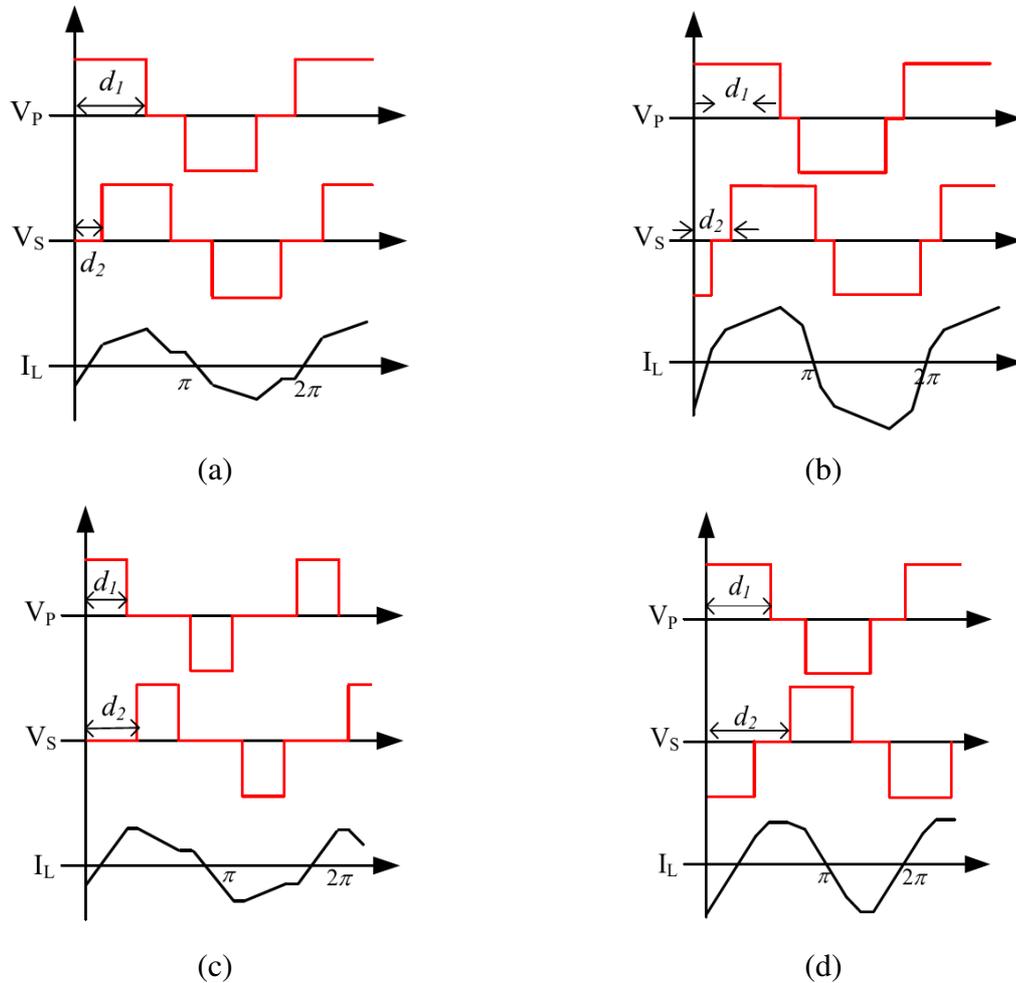


Figura 27 – Possíveis formas de ondas para a modulação DPS: a) $d2 < d1$ e $d1+d2 \leq 1$; b) $d2 < d1$ e $d1+d2 > 1$; c) $d2 \geq d1$ e $d1+d2 \leq 1$; d) $d2 \geq d1$ e $d1+d2 > 1$

Fonte: Wang, Wu e Lee (2013).

Para a obtenção do trio de controle, Bai e Mi (2008) realizam a busca pela minimização da parcela de corrente que retorna para a fonte, a qual, segundo os autores, é responsável pela potência “reativa”. Já, Wang, Wu e Lee (2013) buscam os trios de controle que minimizam o pico de corrente no transformador para o conversor DAB, operando a 20 kHz e aplicado a um banco de baterias em um carro elétrico.

Outra estratégia de modulação apresentada por Harrye et al. (2014a) é a *three*

phase-shift (TPS) que é considerada a mais genérica, pois a partir dela podem-se obter as outras anteriormente apresentadas. Enquanto o trio de controle ($D1$, $D2$ e φ) é variado, podem-se observar doze padrões de modulação distintos, bem como, as faixas de potências abrangidas por cada uma. Um algoritmo foi desenvolvido para a otimização das modulações considerando a redução da energia circulante. A variável mitigada foi a potência aparente do indutor. Outro trabalho publicado por Harrye, Ahmed e Aboushady (2014b) apresenta um algoritmo baseado em redes neurais para a obtenção do trio de controle que reduza a energia circulante. Para validar a precisão do controlador proposto, um modelo do conversor DAB de 300 kV/100 kV e 500 MW é simulada em Matlab/Simulink, demonstrando a potencialidade da aplicação do conversor DAB em redes elétrica de tensão contínua.

Zhao et al. (2014) realizou uma revisão histórica sobre o conversor DAB aplicado a sistemas de conversão de energia elétrica em alta frequência. Nele é realizada uma análise das estratégias de modulações que utilizam um (PSM), dois (NMS e DPS) e três (TPS) graus de liberdade. Conforme os autores, espera-se que com os recentes avanços em semicondutores, materiais magnéticos e capacitivos e com novas tecnologias de microeletrônicos o conversor DAB seja de fundamental importância na indústria em aplicações de sistemas de conversão de energia, devendo ganhar cada vez mais espaço. Ainda, os autores afirmam que o procedimento de projeto pode ser dividido em seis passos: 1º) escolha da topologia; 2º) a otimização do método de controle; 3º) a escolha dos parâmetros de projeto; 4º) a escolha dos dispositivos semicondutores; 5º) o projeto dos componentes magnéticos e 6º) a otimização da estrutura. A escolha correta da indutância e da frequência melhoram o desempenho do conversor, tornando necessária a inserção deles no procedimento de otimização.

Alternativas para o aumento da eficiência também são descritas em outros trabalhos, os quais, ao invés de modificarem o trio de controle, utilizam a modulação PSM e otimizam o projeto do transformador, alteram a indutância e/ou a frequência de comutação ou adicionam componentes ao circuito.

Guidi et al. (2010) utilizam o conversor DAB como interface para a conexão de carros elétricos com a rede elétrica. Neste trabalho, a modulação PSM é usada. Para reduzir a energia circulante e obter a elevação da faixa de operação sob ZVS em baixas potências, foi proposta uma topologia em que se pode variar a indutância, através da comutação de uma relé (Re), mostrada na Figura 28, e da frequência de comutação. Um protótipo de 4 kW foi construído, em que V_{LV} varia de 40 V a 60 V e V_{HV} de 200 V a 400 V, com frequência de comutação variando de 20 kHz a 40 kHz. A eficiência obtida na potência máxima foi de 96,6%, enquanto que, no pior caso, o rendimento foi 10% superior quando comparado ao

DAB convencional em que a indutância é fixa.

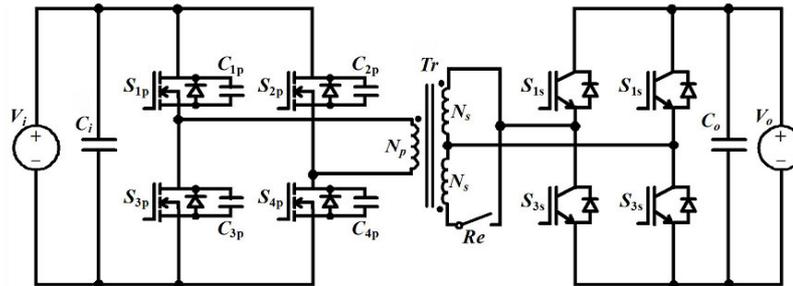


Figura 28 – Topologia do conversor DAB com indutância variável

Fonte: Guidi et al. (2010).

Os autores Fan e Li (2010) também utilizam o princípio da variação da indutância para uma topologia com conversores *Half Bridge* ao invés dos FB do conversor DAB. Esta estrutura, apresentada na Figura 29, é aplicada no estágio central dos módulos que compõem o SST. Para resolver o problema da perda de comutações sob ZVS nas baixas potências, foi proposta a utilização de um indutor variável (adaptativo) em conjunto com a modulação PSM, em que a indutância é ajustada variando a permeabilidade magnética do núcleo de acordo com a potência a ser processada. As especificações de cada módulo são: potência de 1 kW, tensão de entrada de 500 V e de saída de 400 V, operando com frequência de comutação de 50 kHz.

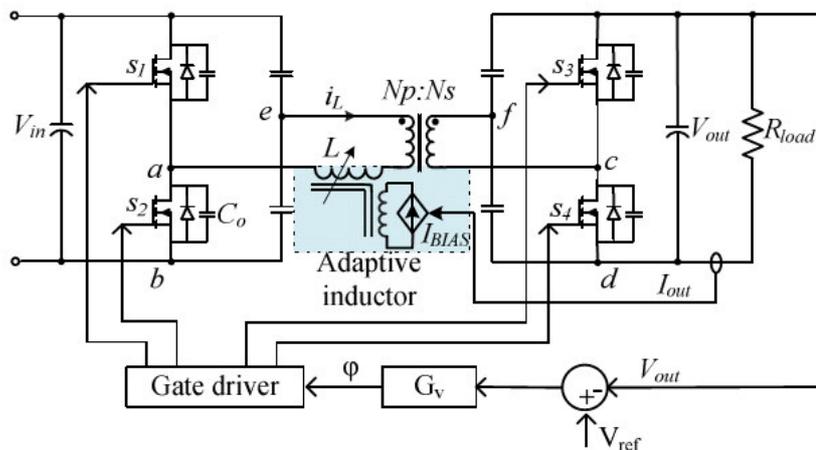


Figura 29 – Topologia com indutância adaptativa

Fonte: Fan e Li (2010).

Para a diminuição das perdas, os autores Hoang e Wang (2012) apresentam um procedimento para o projeto otimizado com relação ao rendimento do transformador de alta frequência empregado no conversor DAB sob modulação PSM considerando a indutância, o ângulo de defasagem e os efeitos Skin e de proximidade, além de analisar a variação da tensão de entrada e a região ZVS.

Já, os autores Everts et al. (2014) propõem o uso de indutores conectados em paralelo às saídas dos FB para a comutação ocorrer sob ZVS. A Figura 30 mostra a topologia usada na interface do banco de baterias dos carros elétricos com a rede de distribuição de energia elétrica, onde um retificador síncrono é combinado ao conversor DAB para realizar a correção do fator de potência. O protótipo possui potência de 3,7 kW, sendo conectado na rede de 230 V e 50 Hz e no banco de baterias com 400 V. É proposto o uso de indutores conectados em paralelo nas saídas dos conversores FB para a manutenção do ZVS, pois faz com que haja uma adição de uma pequena quantidade de energia circulante. Isto é necessário, pois o lado do conversor DAB conectado ao retificador síncrono apresenta grande variação de tensão. Estes indutores foram chamados de “indutâncias de comutação”, sendo uma delas a própria indutância de magnetização do transformador. O método empregado para a obtenção dos parâmetros de controle é idêntica a realizada por Krismer e Kolar (2012b).

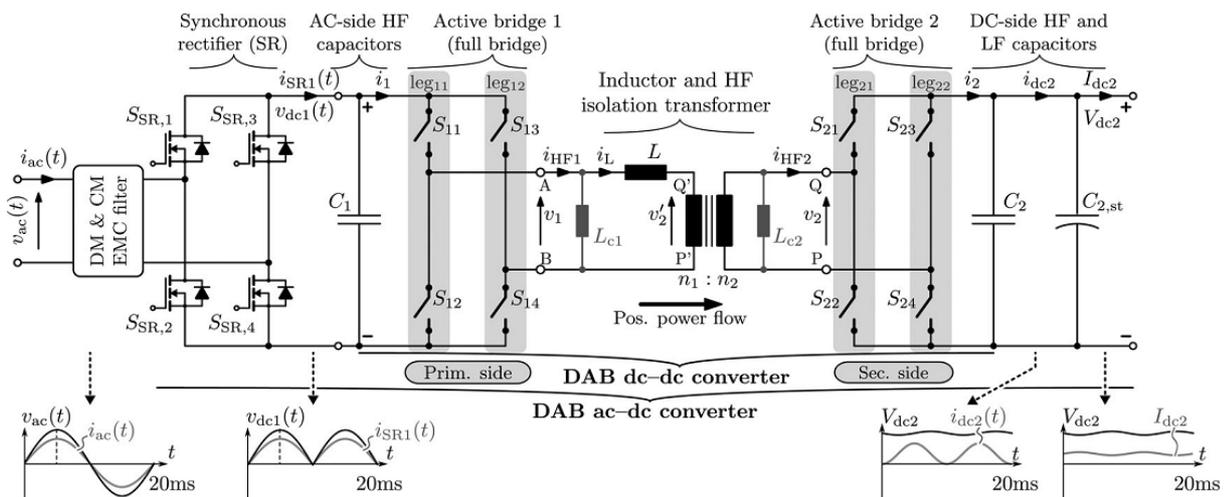


Figura 30 – Topologia de correção de fator de potência usando o conversor DAB com a utilização das “indutâncias de comutação”

Fonte: Everts et al. (2014).

Então, como se pode observar, um ponto em comum entre a maioria das técnicas de modulação propostas está na melhora do rendimento do conversor DAB a partir da busca pela menor energia circulante e pela manutenção do ZVS. Bai e Mi (2008), Oggier, García e Oliva, (2011) e Harrye et al. (2014a) mitigam a potência “reativa”, enquanto que Krismer e Kolar (2012a) buscam a minimização da corrente RMS circulante pelo indutor.

Assim, este trabalho considerará o conversor DAB operando com modulação TPS e apresentará uma metodologia para a determinação da frequência de comutação, da relação de transformação e da indutância de transferência de potência e para a definição do trio de controle que reduza a energia circulante e que mantenha o ZVS. Os parâmetros de projeto serão definidos pelo rendimento médio ponderado e o trio de controle será obtido a partir de um fator de corrente (FC) que relaciona a parcela de corrente que transfere a potência ativa com a corrente total circulante pela estrutura. O cálculo das perdas será utilizado para a obtenção da eficiência conforme o ponto de operação e para a comparação com a obtida pelo FC.

CAPÍTULO 3 – ESTUDO E ANÁLISE DO CONVERSOR

3.1 Introdução

Neste capítulo será realizada a análise dos possíveis padrões de modulação em que o conversor DAB pode operar utilizando a estratégia de modulação TPS, além das equações pertencentes a cada padrão. Também abordará o estudo das condições necessárias para que a comutação das chaves ocorra sob zero de tensão.

Através de simulações, será possível observar o impacto que a escolha de um determinado padrão de modulação provoca sobre os níveis de corrente eficaz no indutor. A definição do trio de controle adequado é um importante passo de projeto para a minimização da energia circulante pela estrutura.

3.2 Análise da operação

Como já discutido no Capítulo 2, o conversor DAB é formado por dois conversores FB isolados por um transformador HF, ligados por um indutor L_{HV} de transferência de potência como representado na Figura 31.

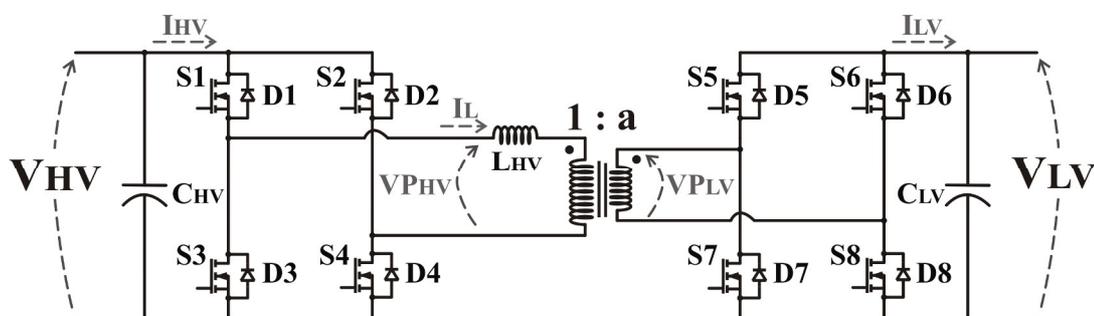


Figura 31 – Esquemático do conversor DAB com sentidos de tensões e correntes

Neste circuito (Figura 31), as tensões de saída dos conversores FB (VP_{HV} e VP_{LV}) podem assumir três níveis. Para o FB do lado de alta tensão, VP_{HV} pode ser igual a $(-V_{HV}, 0, +V_{HV})$, bem como o do lado de baixa tensão onde VP_{LV} pode assumir $(-V_{LV}, 0, +V_{LV})$.

Logo, os conversores FB podem ser substituídos por duas fontes de tensão com formas de onda quadradas que possuem razões cíclicas variáveis, como mostra a Figura 32.

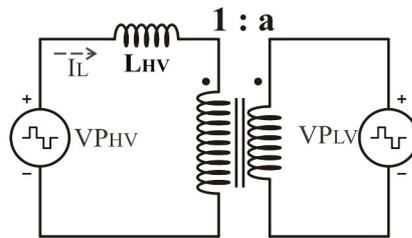


Figura 32 – Representação elétrica do conversor DAB com os conversores FB substituídos por fontes quadradas de tensões com razões cíclicas variáveis

A fim de tornar o circuito ainda mais simples para a análise de sua operação, a fonte de tensão VP_{LV} foi refletida para o lado primário do transformador. Usando a relação do ganho estático de tensão dada por (1), pode-se representar VP_{LV}/a por $d \cdot VP_{HV}$, resultando no circuito da Figura 33.

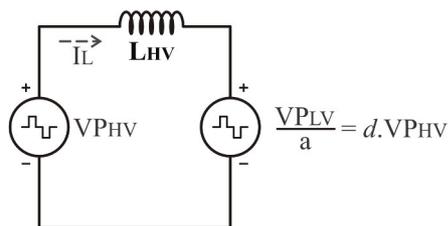


Figura 33 – Modelo do circuito elétrico sem perdas do conversor DAB

O princípio de funcionamento do conversor DAB consiste em aplicar a tensão gerada através das diferentes combinações de VP_{HV} e VP_{LV} sobre o indutor L_{HV} , “desenhando” as formas de onda da corrente. Neste circuito existem três graus de liberdade relacionados à modulação que são a razão cíclica da fonte de tensão VP_{HV} ($D1$), a razão cíclica da fonte de tensão VP_{LV} ($D2$) e o ângulo de defasagem (φ) entre as duas tensões. As faixas de variação do

trio são: $0 \leq D1 \leq 0,5$, $0 \leq D2 \leq 0,5$ e $-180^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$.

Durante a análise de operação do conversor DAB, também se considerou que as fontes de tensões são constantes, que o circuito é ideal, ou seja, sem perdas e que está operando em regime permanente. Uma característica importante e natural ao conversor DAB é a possibilidade de entrada em condução das chaves (*turn-on*) sob ZVS, sendo necessária a escolha adequada do trio de controle a ser aplicado sobre o correspondente ponto de operação para a obtenção do ZVS.

Para exemplificar as etapas de operação do conversor DAB e as deduções das equações de correntes e de transferência de potência, foi escolhido um padrão de modulação que apresente tanto comutações sob ZVS como sob não ZVS para a análise. O padrão escolhido está representado na Figura 34.

Nesse padrão de modulação, os círculos preenchidos na forma de onda da corrente no indutor indicam os momentos em que a chave entra em condução sob ZVS, enquanto que os círculos vazados mostram os instantes em que a chave não comuta sob ZVS. A primeira e a sexta formas de ondas apresentadas na Figura 34 cujo eixo vertical está nomeado de *Tensão Ponte HV* e de *Tensão Ponte LV* equivale, respectivamente, a fonte de tensão VP_{HV} e VP_{LV} da Figura 32. Ainda sobre a Figura 34, são apresentados os sinais de comando das chaves S1, S2, S3 e S4 que formam o FB do lado de alta tensão e os das chaves S5, S6, S7 e S8 que constituem o FB do lado de baixa tensão. Também aparecem as formas de ondas da corrente no indutor, da corrente no lado de alta tensão (Corrente HV) e da corrente no lado de baixa tensão (Corrente LV) que, respectivamente, são ilustradas na Figura 31 como I_L , I_{HV} e I_{LV} . Ao final da Figura 34 são mostrados os semicondutores, dispostos conforme aparecem na Figura 31, que conduzem a corrente de acordo com a etapa de operação, o que, posteriormente, será útil no cálculo das perdas.

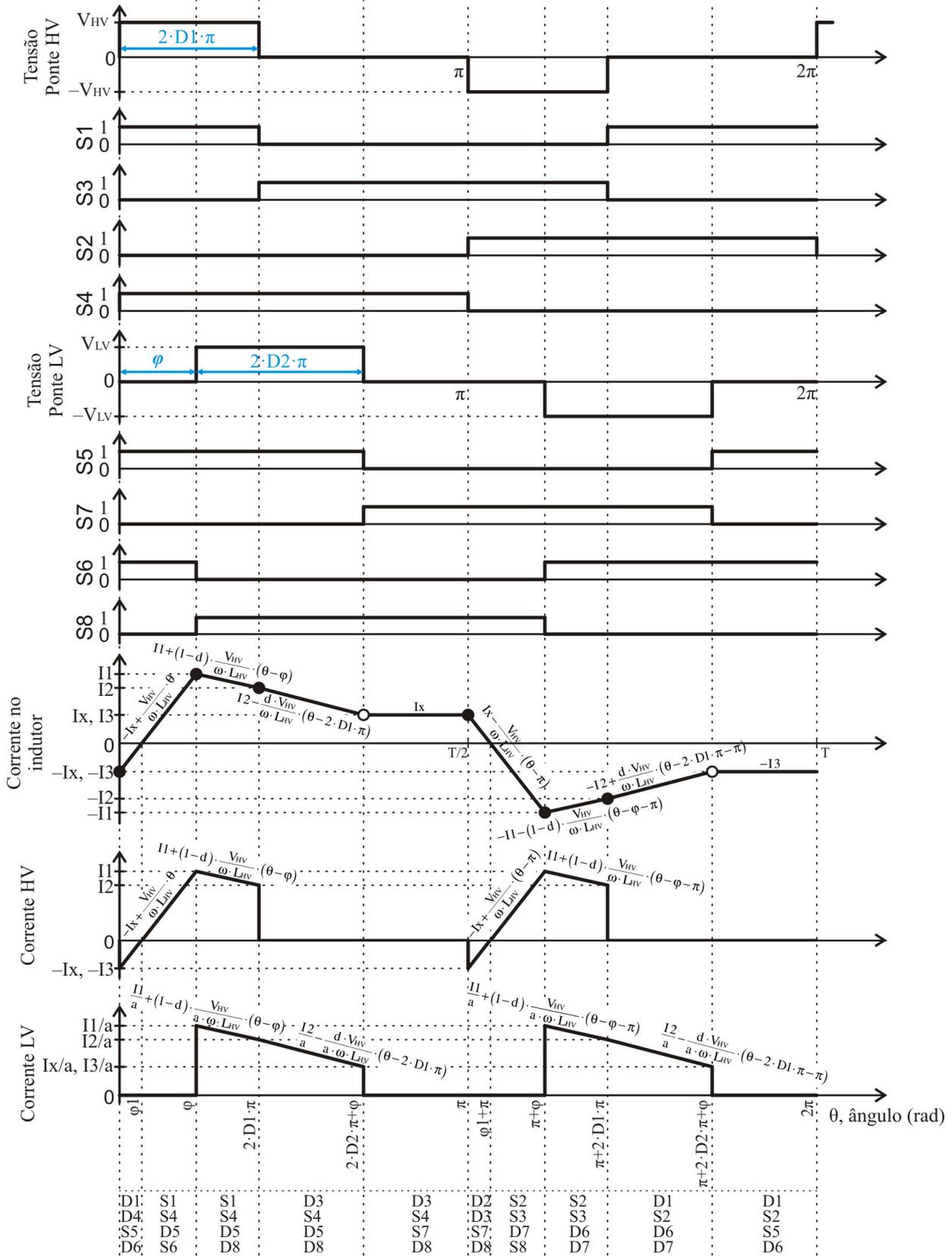


Figura 34 – Formas de onda das correntes no indutor e das do lado de alta e baixa tensão, tensões dos FB e sinais de comando das chaves com $\theta = \omega \cdot t$.

○ sem ZVS; ● com ZVS

Para a dedução das equações das correntes, as relações das tensões do lado de alta e de baixa tensão (5), bem como as das suas correntes médias (6) são usadas. A equivalência das resistências de cargas, quando analisado o fluxo bidirecional de potência, é dada por (7) onde R_{carga_LV} significa a resistência de carga do lado LV e R_{carga_HV} a do lado HV. As variáveis com subscrito LV remetem ao lado de baixa tensão, já as que possuem o HV estão relacionadas ao lado de alta tensão.

$$V_{LV} = a \cdot d \cdot V_{HV} \quad (5)$$

$$I_{HV} = a \cdot d \cdot I_{LV} \quad (6)$$

$$R_{carga_LV} = (a \cdot d)^2 \cdot R_{carga_HV} \quad (7)$$

Para a análise de operação, considerou-se que o conversor DAB está em regime permanente e que as formas de ondas resultantes estão apresentadas na Figura 34. Para encontrar as correntes nos instantes das comutações, um sistema linear é construído conforme (8).

$$\begin{cases} -I_x + \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot \varphi = I1 \\ I1 + (1-d) \cdot \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (2 \cdot D1 \cdot \pi - \varphi) = I2 \\ I2 - d \cdot \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (2 \cdot D2 \cdot \pi + \varphi - 2 \cdot D1 \cdot \pi) = I3 \\ I3 = I_x \end{cases} \quad (8)$$

Após manipulações algébricas, chega-se a (9), (10), (11) e (12) que correspondem às correntes nos instantes das comutações das chaves no conversor DAB operando em regime permanente.

$$I_x = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi) \quad (9)$$

$$I1 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi - D1 \cdot \pi + \varphi) \quad (10)$$

$$I2 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi + d \cdot D2 \cdot \pi + d \cdot \varphi - 2 \cdot d \cdot D1 \cdot \pi) \quad (11)$$

$$I3 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi) \quad (12)$$

Como visto anteriormente na literatura, um dos principais pontos de impacto é o nível de corrente eficaz (RMS) que circula pelo indutor do conversor DAB. Como esta forma de onda possui simetria, pode-se usar somente a metade do período de comutação para o cálculo (13), sendo T o período de comutação.

$$I_{LRMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [i_L(t)]^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T/2} \cdot \int_0^{T/2} [i_L(t)]^2 \cdot dt} \quad (13)$$

Ou ainda, usando a frequência angular ($\theta = \omega \cdot t$).

$$I_{LRMS} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} [i_L(\theta)]^2 \cdot d\theta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} [i_L(\theta)]^2 \cdot d\theta} \quad (14)$$

Usando as equações presentes na forma de onda da corrente no indutor da Figura 34, chega-se a seguinte expressão.

$$I_{LRMS} = \left\{ \frac{1}{\pi} \cdot \left[\int_0^{\varphi} \left(-I_X + \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot \theta \right)^2 \cdot d\theta + \int_{\varphi}^{2 \cdot D1 \cdot \pi} \left(I1 + (1-d) \cdot \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (\theta - \varphi) \right)^2 \cdot d\theta + \int_{2 \cdot D1 \cdot \pi}^{2 \cdot D2 \cdot \pi + \varphi} \left(I2 - d \cdot \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (\theta - 2 \cdot D1 \cdot \pi) \right)^2 \cdot d\theta + \int_{2 \cdot D2 \cdot \pi + \varphi}^{\pi} (I3)^2 \cdot d\theta \right] \right\}^{1/2} \quad (15)$$

Substituindo (9), (10), (11) e (12) em (15), resolvendo as integrais e realizando algumas simplificações, obtém-se.

$$I_{LRMS} = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot \left\{ \frac{1}{3 \cdot \pi} \left[6 \cdot d \cdot D1 \cdot D2 \cdot \pi^2 \cdot (2 \cdot D2 \cdot \pi - 2 \cdot D1 \cdot \pi - \pi + 2 \cdot \varphi) + D1^2 \cdot \pi^3 \cdot (8 \cdot d \cdot D1 - 4 \cdot D1 + 3) + 6 \cdot d \cdot D1 \cdot \varphi \cdot \pi \cdot (\varphi - 2 \cdot D1 \cdot \pi) + d^2 \cdot D2^2 \cdot \pi^3 \cdot (3 - 4 \cdot D2) - d \cdot \varphi^3 \right] \right\}^{1/2} \quad (16)$$

Outro ponto também importante está relacionado com as correntes médias nos lados de alta e de baixa tensão, uma vez que, como as fontes de tensões são constantes, é a parcela de corrente contínua a responsável pela produção de potência ativa. Usando as formas de ondas na Figura 34 podem-se obter as expressões para as correntes médias em ambos os lados.

A corrente média no lado de baixa tensão é calculada por (17), sendo adotada a frequência angular como a variável de integração.

$$\begin{aligned}
I_{LV} &= \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_{LV}(\theta) \cdot d\theta = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} i_{LV}(\theta) \cdot d\theta \\
I_{LV} &= \frac{1}{\pi} \cdot \left[\int_{\varphi}^{2 \cdot D1 \cdot \pi} \left(\frac{I1}{a} + (1-d) \cdot \frac{V_{HV}}{a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot (\theta - \varphi) \right) \cdot d\theta + \right. \\
&\quad \left. + \int_{2 \cdot D1 \cdot \pi}^{2 \cdot D2 \cdot \pi + \varphi} \left(\frac{I2}{a} - d \cdot \frac{V_{HV}}{a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot (\theta - 2 \cdot D1 \cdot \pi) \right) \cdot d\theta \right] \quad (17)
\end{aligned}$$

Realizando as substituições, resolvendo as integrais e simplificando, chega-se a (18).

$$I_{LV} = \frac{V_{HV}}{2 \cdot \pi \cdot a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot (4 \cdot D1 \cdot D2 \cdot \pi^2 - 4 \cdot D1^2 \cdot \pi^2 + 4 \cdot D1 \cdot \varphi \cdot \pi - \varphi^2) \quad (18)$$

O mesmo procedimento é seguido para a do lado de alta tensão do conversor DAB.

$$\begin{aligned}
I_{HV} &= \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} I_{HV}(\theta) \cdot d\theta = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{HV}(\theta) \cdot d\theta \\
I_{HV} &= \frac{1}{\pi} \cdot \left[\int_0^{\varphi} \left(-Ix + \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot \theta \right) \cdot d\theta + \int_{\varphi}^{2 \cdot D1 \cdot \pi} \left(I1 + (1-d) \cdot \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (\theta - \varphi) \right) \cdot d\theta \right] \quad (19)
\end{aligned}$$

Também realizando as substituições, resolvendo as integrais e simplificando, chega-se a (20).

$$I_{HV} = \frac{V_{HV}}{2 \cdot \pi \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot d \cdot (4 \cdot D1 \cdot D2 \cdot \pi^2 - 4 \cdot D1^2 \cdot \pi^2 + 4 \cdot D1 \cdot \varphi \cdot \pi - \varphi^2) \quad (20)$$

Analisando as equações (18) e (20), nota-se que as duas diferem pelo fator d que multiplica a expressão da corrente média no lado de alta tensão. Isso mostra que a corrente média no lado de alta tensão é função da tensão no lado de baixa tensão refletida ao primário, conforme pode ser concluído em (5). Já, a corrente média no lado de baixa tensão é dependente da tensão no lado de alta tensão.

As etapas de operação do conversor DAB apresentadas na Figura 35 origina as formas de ondas mostradas na Figura 34. Para cada etapa de operação, os elementos do circuito que conduzem corrente estão destacados com linhas mais grossas.

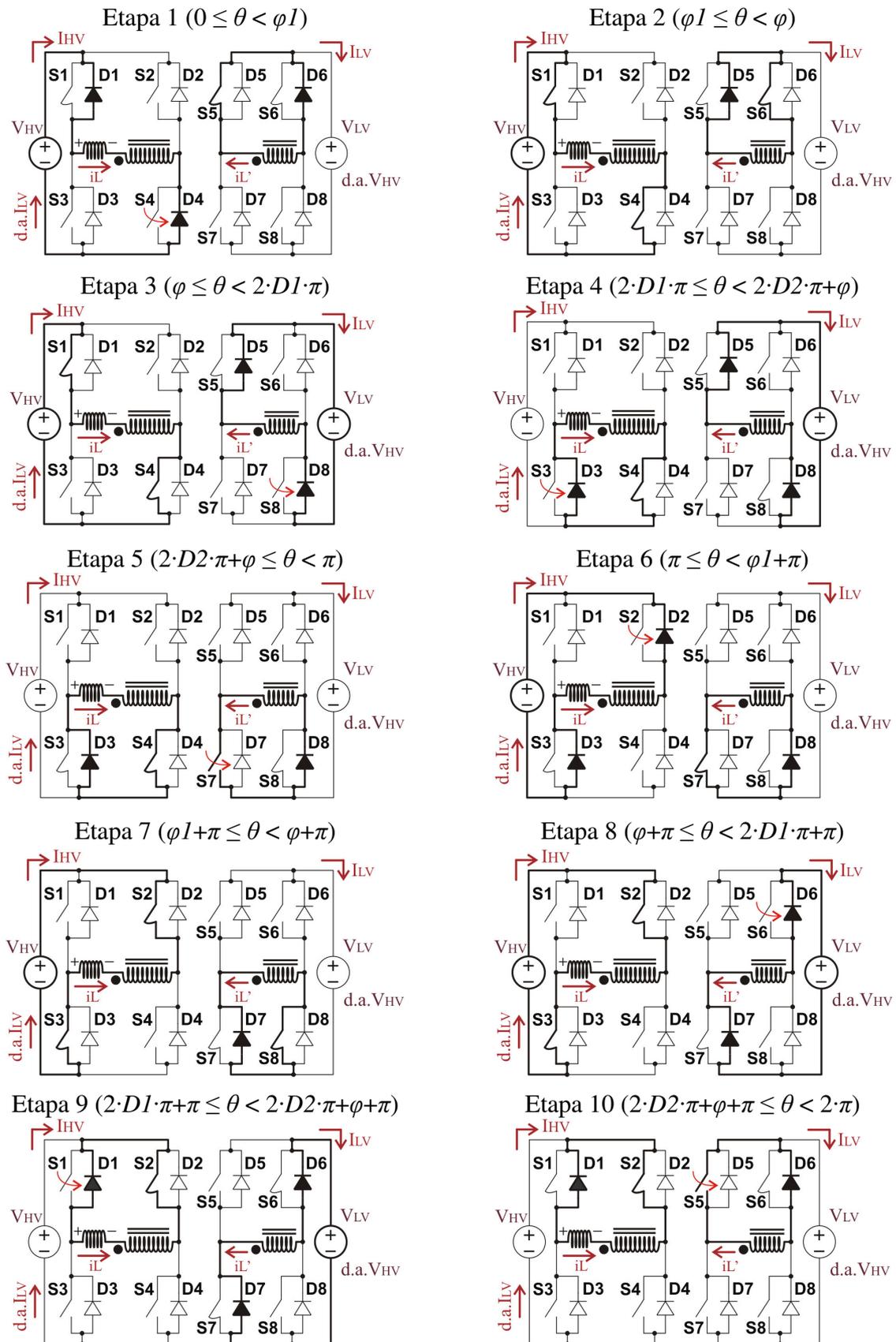


Figura 35 – Etapas de operação do conversor DAB para as formas de ondas mostradas na Figura 34.

Na etapa 1, as chaves S1, S5 e S6 estão acionadas e os diodos D1, D4 e D6 estão conduzindo. A chave S2 é aberta, o diodo D4 inicia a conduzir e a chave S4 é fechada sob zero de tensão, pois o seu diodo em antiparalelo D4 está conduzindo. Isso caracteriza a entrada em condução da chave sob ZVS. Esta etapa dura até a inversão do sentido da corrente que ocorre no instante ϕ_1 . Durante a etapa 2, os semicondutores que conduzem são S1, S4, S6 e D5, estando S5 fechada. Na etapa 3, a chave S6 é aberta em ϕ , o diodo D8 conduz e a chave S8 é fechada sob ZVS e os semicondutores S1, S4, D5 e D8 conduzem, permanecendo S5 fechada. A etapa 4 inicia com a abertura da chave S1, seguida pela condução do diodo D3 e pelo fechamento da chave S3 também sob ZVS. Nessa etapa, S4, D3, D5 e D8 conduzem ficando acionadas as chaves S5 e S8.

Na etapa 5, última etapa de operação antes do término da primeira metade do período de comutação (π), os semicondutores S4, S7, D3 e D8 conduzem, ficando fechadas as chaves S3 e S8. No instante $(2 \cdot D_2 \cdot \pi + \phi)$, a chave S5 é aberta, contudo a corrente continua circulando por D5. Ao fechar a chave S7, a comutação ocorre sob não ZVS, pois o diodo D7 não é polarizado diretamente. Este tipo de comutação ocasiona maiores perdas e interferência eletromagnética conforme Jain e Ayyanar (2011) e Baggio et al. (2001).

As etapas de operação de 6 a 10 para a outra metade do período de comutação ocorrem de forma complementar a descrita anteriormente. Por exemplo, para o intervalo $(\pi \leq \theta < \phi_1 + \pi)$ que corresponde à etapa 6, a chave S4 é aberta e a chave S2 é fechada. Os semicondutores que conduzem nessa etapa, logo após a metade do período de comutação são S7, D2, D3 e D8. A sua etapa complementar, que ocorre na primeira metade do período de comutação, é a etapa 1, compreendendo o intervalo $(0 \leq \theta < \phi_1)$, em que a chave S2 é aberta e a chave S4 é fechada e os dispositivos que estão conduzindo são S5, D1, D4 e D6.

Contudo, a comutação sob ZVS merece maior atenção, uma vez que existem elementos parasitas os quais fazem com que o diodo não se polarize diretamente logo após a abertura da chave, mesmo que a corrente seja positiva, ou seja, tenha o seu sentido favorável à comutação sob ZVS.

3.2.1 Análise da comutação sob zero de tensão

Muitos estudos têm sido realizados para que todas as comutações das chaves do conversor DAB ocorram sob ZVS em toda sua faixa de operação. Alguns trabalhos

consideram a capacitância parasita das chaves, porém outros não o fazem.

A chave semicondutora possui capacitâncias intrínsecas parasitas que influenciam os tempos das comutações. O modelo utilizado por Kheraluwala et al. (1992), Chan, Cheng e Sutanto (2000), Naayagi, Forsyth e Shuttleworth (2011) e Everts et al. (2014) para a análise é apresentado na Figura 36. Nesta figura, a capacitância C_x está representando a capacitância não linear de saída do semiconductor (C_{oss}) como por Everts et al. (2014).

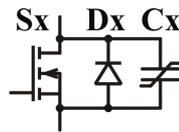


Figura 36 – Representação da chave com a capacitância intrínseca de saída

Assim, podemos dividir os trabalhos em dois grandes grupos: os que analisam apenas o sentido da corrente e os que consideram a carga e descarga das capacitâncias parasitas das chaves para que a comutação ocorra sob ZVS.

No primeiro caso, em que as capacitâncias são desprezadas, (OGGIER; GARCÍA; OLIVA, 2011; HARRYE et al., 2014a; HUANG et al., 2013a), as etapas de operação durante o tempo de comutação das chaves de um mesmo braço são apresentadas na Figura 37. Elas também são descritas por Aggeler et al. (2007). Inicialmente, a chave S1 está conduzindo e é enviado o sinal de comando para a sua abertura. Após a abertura da chave, o diodo D3 inicia a condução. Na última etapa, depois de transcorrido o tempo morto, com D3 conduzindo, a chave S3 é fechada sob ZVS. Neste caso, basta que a corrente no indutor, no instante da comutação, seja positiva fazendo com que D3 conduza e que S3 feche sob ZVS.

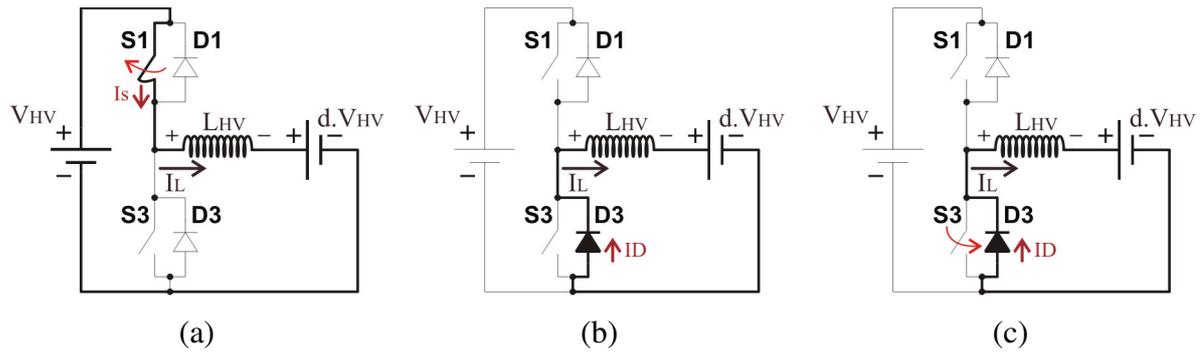


Figura 37 – Etapas operação para a comutação sob ZVS, desprezando as capacitâncias das chaves: (a) chave S1 abre; (b) diodo D3 inicia a condução; (c) chave S3 fecha sob ZVS

Contudo, na segunda situação também analisada por Kheraluwala et al. (1992), Chan, Cheng e Sutanto (2000), Naayagi, Forsyth e Shuttleworth (2011), Huang et al. (2013b) e Everts et al. (2014), as capacitâncias intrínsecas das chaves são consideradas na análise das comutações. As etapas de operação durante o tempo de comutação das chaves de um mesmo braço são apresentadas na Figura 38. Comparando a Figura 38 com a Figura 37, observa-se o surgimento de mais uma etapa de operação, representada pela Figura 38 (b), onde ocorre a carga de C1 e descarga de C3. Neste caso, além do sentido positivo da corrente, também existe a necessidade de um valor mínimo de corrente circulando pelo indutor para se garantir que a comutação sob ZVS ocorra, ou seja, que D3 seja polarizado diretamente para então S3 ser fechada sob tensão nula.

Logo, para o equacionamento da energia mínima a ser armazenada no indutor, conforme Kheraluwala et al. (1992), usa-se o pressuposto que ela não deva se anular antes de transcorrido o tempo morto. Admitindo-se que na Figura 38 (a), correspondente ao tempo inicial ($t = 0$) do intervalo de comutação, o capacitor C1 está descarregado e C3 está totalmente carregado, ou seja, com tensão V_{HV} , e que existe uma corrente I_{Lmin} circulando pelo indutor. Enquanto que na Figura 38 (d), correspondente ao tempo final ($t = tm$) do período de comutação, o capacitor C1 está carregado e C3 totalmente descarregado e que a corrente se anule logo após o acionamento da chave S3. A energia entregue à carga (E_{carga}), representada pela fonte de tensão $d \cdot V_{HV}$, entre as etapas da Figura 38 (a) e (d) pode ser calculada em (21).

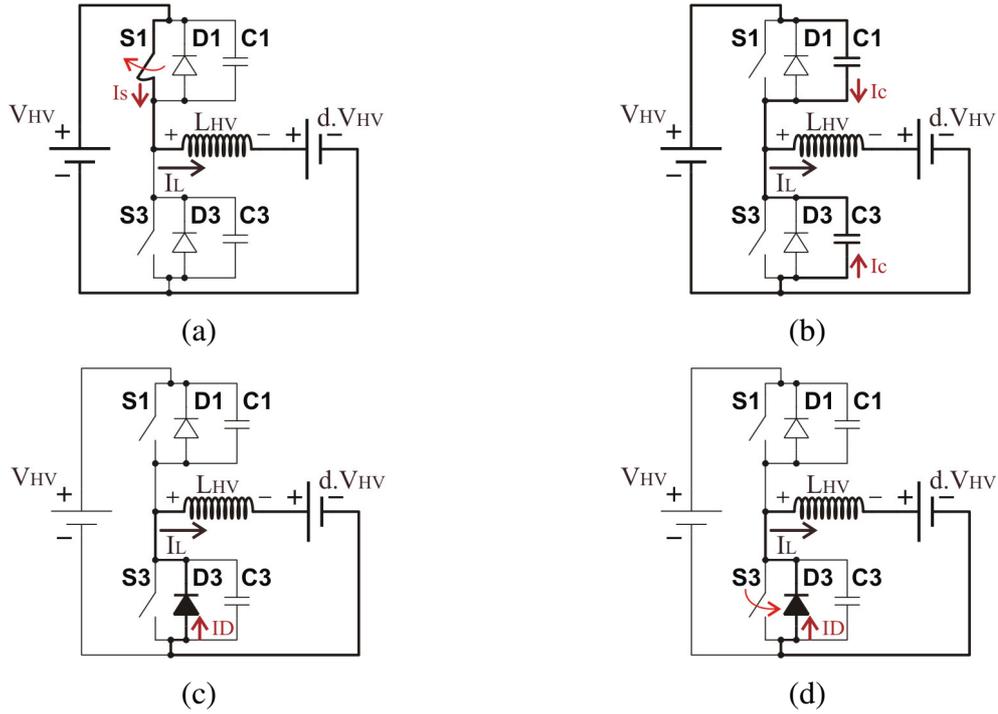


Figura 38 – Etapas operação para a comutação sob ZVS, considerando as capacitâncias das chaves: (a) chave S1 abre; (b) carga de C1 e descarga de C3; (c) diodo D3 é polarizado diretamente; (d) chave S3 fecha sob ZVS

$$E_{t=0} = E_{t=tm} + E_{carga} \quad (21)$$

Durante o intervalo $0 \leq t \leq tm$ a corrente no indutor é igual a duas vezes a corrente que circula em cada capacitor e é definida em (22). Também se admitiu que $C1 = C3 = C$.

$$I_L = 2 \cdot I_C = 2 \cdot C \cdot \frac{dv_c}{dt} \quad (22)$$

Supondo que o circuito não apresente perdas e que a variação de energia entre o tempo inicial e final seja igual a do indutor, o balanço de energia dado em (21) pode ser reduzido a (23).

$$\frac{1}{2} L_{HV} \cdot I_{Lmin}^2 = E_{carga} \quad (23)$$

A energia entregue à carga pode ser calculada por (24).

$$E_{carga} = \int_{t=0}^{t=tm} (d \cdot V_{HV}) \cdot I_L \cdot dt \quad (24)$$

Usando a igualdade de (22), a equação (24) pode ser reescrita para (25).

$$E_{carga} = \int_{t=0}^{t=tm} (d \cdot V_{HV}) \cdot \left(2 \cdot C \cdot \frac{dv_c}{dt} \right) \cdot dt = 2 \cdot C \cdot d \cdot V_{HV} \cdot \int_{t=0}^{t=tm} \left(\frac{dv_c}{dt} \right) \cdot dt \quad (25)$$

Realizando a mudança de variável de integração e sabendo que em $t = 0$ a tensão no capacitor é nula e que em t_m a tensão no capacitor será igual a V_{HV} para a comutação ocorrer sob ZVS, E_{carga} pode ser simplificada para (26).

$$E_{carga} = 2 \cdot C \cdot d \cdot V_{HV} \cdot \int_{V_c(t=0)}^{V_c(t=t_m)} dv_c = 2 \cdot C \cdot d \cdot V_{HV} \cdot (V_{HV} - 0) = 2 \cdot C \cdot d \cdot V_{HV}^2 \quad (26)$$

Substituindo (26) em (23), obtém-se a corrente mínima.

$$\frac{1}{2} L_{HV} \cdot I_{Lmin}^2 = 2 \cdot C \cdot d \cdot V_{HV}^2 \quad (27)$$

A corrente mínima necessária para a comutação ocorrer sob ZVS é mostrada em (28).

$$I_{Lmin} = 2 \cdot V_{HV} \cdot \sqrt{\frac{C}{L_{HV}}} \cdot d \quad (28)$$

Esta corrente mínima obtida através do balanço da energia (21) só garante que a tensão no capacitor chegará a V_{HV} , porém não limita o tempo de comutação. Assim, o capacitor poderá carregar-se totalmente somente após o final do tempo morto, fazendo com que o diodo em antiparalelo à chave a qual será fechada não entre em condução, logo não ocorrendo o ZVS.

Uma determinação mais exata para I_{Lmin} foi realizada por Krismer e Kolar (2012a) onde se obteve a corrente mínima experimentalmente através das comparações entre as medições das perdas por comutação para diferentes valores de corrente injetadas em um dos braços do FB que compunham o conversor DAB, assim englobando as energias envolvidas com outros elementos parasitas desprezados no equacionamento realizado acima durante o processo da comutação sob ZVS, tais como as indutâncias e capacitâncias das trilhas e dos componentes.

Ainda, a fim de garantir a comutação sob ZVS, outro quesito a ser atendido está em relação ao tempo de carga do capacitor. Para o cálculo da corrente mínima necessária para que a tensão no capacitor atinja V_{HV} , considerou-se a corrente constante durante o tempo de comutação. Assim, a fonte de tensão $d \cdot V_{HV}$ e o indutor L_{HV} da Figura 38 foram substituídos por uma fonte de corrente constante, conforme representados na Figura 39. Além disso, admitiu-se que a corrente na chave, quando dado o seu sinal de bloqueio, decresça linearmente com o tempo, como considerado por Graovac, Pürschel e Kiep (2006), Oggier, Garcia e Oliva (2009) e Hoang e Wang (2012).

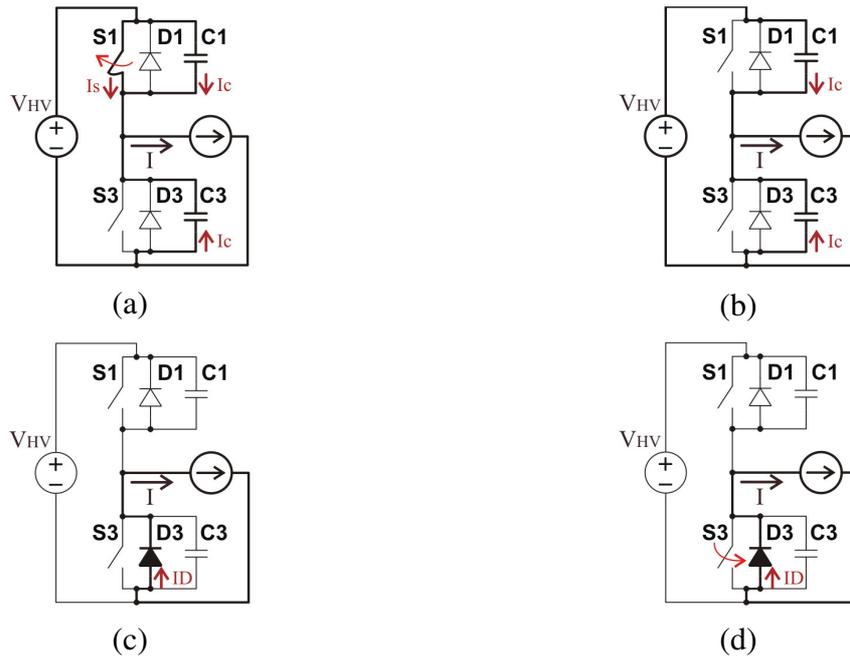


Figura 39 – Etapas de operação para a comutação sob ZVS para o equacionamento da corrente mínima considerando o tempo: (a) chave S1 abre; (b) carga de C1 e descarga de C3; (c) diodo D3 é polarizado diretamente; (d) chave S3 fecha sob ZVS

As etapas de operação esboçadas na Figura 39 iniciam com o sinal de comando de bloqueio de S1. Conforme mostrado na Figura 40, a corrente em S1 começa a diminuir de forma linear. Como a corrente I é constante, o decremento ocorrido na chave é compensado pelas correntes circulando pelos capacitores. Esta etapa dura até que a corrente na chave se anule. Na Figura 39 (b), S1 está bloqueada e a corrente I é dividida entre os dois capacitores. Esta etapa continua até o capacitor C1 ser carregado e C3 descarregado, momento em que D3 é polarizado diretamente. Na Figura 39 (c) a corrente I está circulando pelo diodo D3, momento em que o tempo morto termina e a chave S3 é fechada sob ZVS como mostra a Figura 39 (d).

Na Figura 40 estão representadas as formas de ondas da tensão e da corrente sobre a chave S1 para a comutação sob ZVS mostradas nas etapas de operação na Figura 39. O tempo t_f , do inglês *fall time*, é o intervalo de tempo de abertura da chave S1, fornecido pelo seu fabricante, onde a corrente inicia o decrescimento e dura até ela chegar próximo a zero. O tempo t' é o instante em que a tensão no capacitor atinge v_{HV} . Nota-se que a entrada em condução de S3, Figura 39 (d), acontece sob ZVS, enquanto que o bloqueio de S1, mostrada na Figura 39 (a), ocorre sob comutação quasi-ZVS por dar-se sob tensão não nula, porém

menor que v_{HV} . Esta última comutação de bloqueio foi descrita por Baggio et al. (2001).

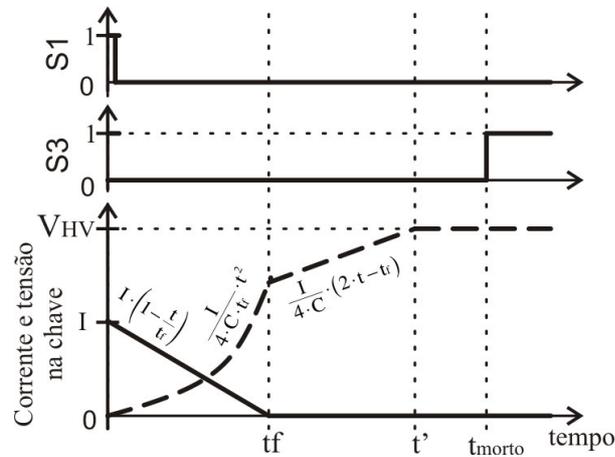


Figura 40 – Formas de ondas em S1 para a comutação sob ZVS resultante das etapas mostradas na Figura 39

Para encontrar a corrente mínima necessária à ocorrência da comutação sob ZVS, iguala-se a equação da tensão sobre a chave S1 mostrada na Figura 40 compreendida dentro do intervalo t_f e t' à tensão V_{HV} e substitui t' pelo tempo morto (t_{morto}).

$$\frac{I_{Lmin}}{4 \cdot C} \cdot (2 \cdot t_{morto} - t_f) = V_{HV} \quad (29)$$

Reorganizando (29), obtém-se (30) que indica a corrente mínima necessária para a carga e descarga dos capacitores antes do término do tempo morto.

$$I_{Lmin} = \frac{4 \cdot C \cdot V_{HV}}{2 \cdot t_{morto} - t_f} \quad (30)$$

Então, para a ocorrência de comutações sob ZVS no fechamento da chave, é imprescindível que o sentido da corrente seja positivo (Figura 39), que a energia armazenada no indutor seja suficiente para a carga e descarga dos capacitores das chaves, e que o tempo dessas trocas de energia se deem antes do término do tempo morto. Assim, a corrente mínima deverá satisfazer mutuamente (28) e (30), lembrando que essas equações obtidas para a corrente mínima são válidas considerando uma corrente constante no indutor (I_{Lmin}) durante o intervalo de tempo morto, ou seja, que a frequência natural de ressonância seja muito menor do que a frequência de comutação.

3.3 Padrões de modulação

O conjunto de variáveis ($D1$, $D2$, φ) estabelece o trio de controle, sendo que os mesmos podem variar dentro de faixas, as quais são: $0 \leq D1 \leq 0,5$, $0 \leq D2 \leq 0,5$ e $-180^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$, conforme mencionado na seção 3.2 desse capítulo.

Na análise de operação (seção 3.2) foi descrito o funcionamento do conversor DAB para o padrão denominado “P02-B” (ver Tabela 3). Contudo é possível verificar outros padrões de modulação ao se variar o trio de controle dentro de suas faixas de abrangência, o que possibilitou a identificação de todos os padrões resultantes da combinação entre as variáveis $D1$, $D2$ e φ . Para os padrões observados tentou-se fazer que todas as comutações ocorressem sob ZVS, pois conforme a Figura 23, as perdas por comutação reduzem o rendimento.

Para a análise, convencionaram-se os sentidos de corrente e de tensões indicados na Figura 41 conforme o sinal de φ . Elas foram a base para as deduções das equações e dos formatos das ondas de corrente no indutor. A referência (0°) é dada pela tensão sintetizada pelo conversor FB no lado HV. No caso em que φ é negativo, pode-se mudar a referência (0°) para a tensão sintetizada pelo conversor FB no lado LV, tornando-se o valor de φ positivo na análise.

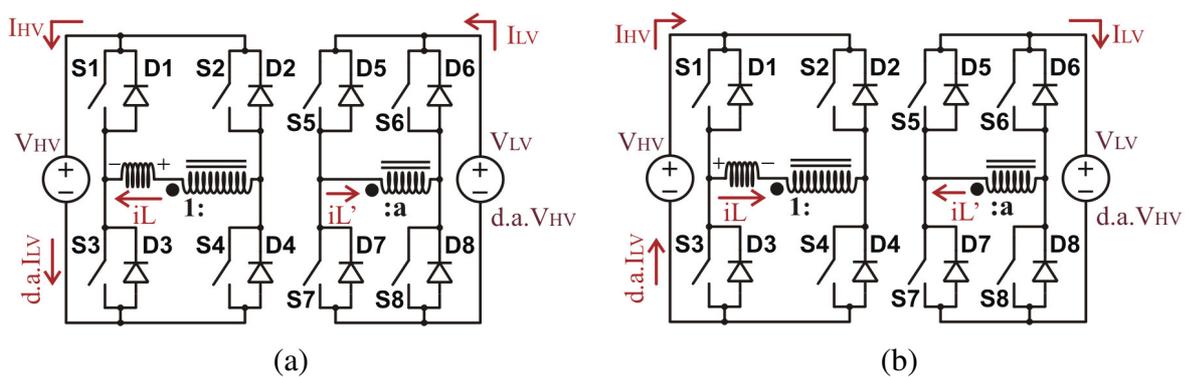


Figura 41 – (a) Sentido das tensões e correntes para φ negativo. (b) Sentido das tensões e correntes para φ positivo

Com o conversor DAB descrito, foi possível obter seis padrões bases de modulação, sendo estes analisados com φ negativo (padrão com a letra A) e positivo (padrão com a letra

B). Estes padrões de modulação também aparecem no trabalho desenvolvido por Harrye et al. (2014a). Eles foram resumidos na Tabela 3, juntamente com suas principais equações e as restrições que $D1$, $D2$ e φ têm de satisfazerem para o enquadramento no padrão de modulação especificado.

Nas figuras da Tabela 3, trazidas para exemplificar cada padrão de modulação, foram ilustradas as formas de ondas das tensões na saída dos FB e as correntes no indutor e no lado de baixa tensão LV. Nos gráficos que representam a corrente no indutor, o círculo preenchido representa a comutação sob ZVS e o vazado significa comutação sob não ZVS. As equações das correntes I_x , I_1 , I_2 e I_3 deverão resultar em um valor maior que zero ao se especificar um trio de controle e um ganho de tensão para que elas sejam favoráveis à comutação sob ZVS. Os únicos padrões onde não se consegue que todas as comutações ocorram sob ZVS são o P01 e P02. Nesses casos, optou-se para que a comutação sob não ZVS ocorra no lado LV para reduzir as perdas por comutação. Somado estas informações, ainda estão indicados na parte inferior das figuras os semicondutores que conduzem a corrente conforme o intervalo de operação, sendo útil para o cálculo das perdas. Também são explicitadas as equações dos tempos de cruzamento por zero da corrente no indutor. O procedimento adotado para as deduções das equações das correntes nos instantes das comutações (I_x , I_1 , I_2 e I_3), da corrente RMS que circula pelo indutor e da corrente média do lado LV para os demais padrões de modulação foi o mesmo realizado em (8), (14) e (17), respectivamente, para o padrão P02-B. Todas as equações e as formas de ondas foram simuladas e validadas no PSim[®].

Tabela 3 – Resumo dos padrões de modulação do conversor DAB com suas equações

$-180^\circ \leq \varphi < 0^\circ$	$0^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$
$2 \cdot D2 \leq \frac{ \varphi }{\pi}$ e $2 \cdot D1 + \frac{ \varphi }{\pi} \leq 1$	$2 \cdot D1 \leq \frac{\varphi}{\pi}$ e $2 \cdot D2 + \frac{\varphi}{\pi} \leq 1$
P01-A	P01-B
$\phi = D1 \cdot \pi + d \cdot D2 \cdot \pi + \varphi $	$\phi = D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi$
$I_x = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi)$	$I_x = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi)$
$I1 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi + d \cdot D2 \cdot \pi)$	$I1 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi + d \cdot D2 \cdot \pi)$
$I2 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi + d \cdot D2 \cdot \pi)$	$I2 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi + d \cdot D2 \cdot \pi)$
$I3 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi)$	$I3 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi)$
$I_{LV} = 2 \cdot \frac{V_{HV}}{a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot D1 \cdot D2 \cdot \pi$	$I_{LV} = 2 \cdot \frac{V_{HV}}{a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot D1 \cdot D2 \cdot \pi$
$I_{LRMS} = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot \left\{ \frac{\pi}{3} \left[d^2 \cdot D2^2 \cdot \pi \cdot (3 - 4 \cdot D2) + 6 \cdot d \cdot D1 \cdot D2 \cdot (2 \cdot D1 \cdot \pi - 2 \cdot D2 \cdot \pi - \pi + 2 \cdot \varphi) + D1^2 \cdot \pi \cdot (3 - 4 \cdot D1) \right] \right\}^{1/2}$	$I_{LRMS} = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot \left\{ \frac{\pi}{3} \left[D1^2 \cdot \pi \cdot (3 - 4 \cdot D1) + 6 \cdot d \cdot D1 \cdot D2 \cdot (2 \cdot D2 \cdot \pi - 2 \cdot D1 \cdot \pi - \pi + 2 \cdot \varphi) + d^2 \cdot D2^2 \cdot \pi \cdot (3 - 4 \cdot D2) \right] \right\}^{1/2}$

(Continua...)

(Continuação...)

Tabela 3 – Resumo dos padrões de modulação do conversor DAB com suas equações

$-180^\circ \leq \varphi < 0^\circ$	$0^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$																																
P02-A	P02-B																																
$\frac{ \varphi }{\pi} < 2 \cdot D2 \leq 2 \cdot D1 + \frac{ \varphi }{\pi}$ e $2 \cdot D1 + \frac{ \varphi }{\pi} \leq 1$	$\frac{\varphi}{\pi} < 2 \cdot D1 \leq 2 \cdot D2 + \frac{\varphi}{\pi}$ e $2 \cdot D2 + \frac{\varphi}{\pi} \leq 1$																																
$\varphi_1 = D1 \cdot \pi + d \cdot D2 \cdot \pi + \varphi $ $I_x = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi)$ $I_1 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi + d \cdot \varphi)$ $I_2 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi + d \cdot D2 \cdot \pi + \varphi - 2 \cdot D2 \cdot \pi)$ $I_3 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi)$ $I_{LV} = \frac{V_{HV}}{2 \cdot \pi \cdot a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot (4 \cdot D1 \cdot D2 \cdot \pi^2 - 4 \cdot D2^2 \cdot \pi^2 + 4 \cdot D2 \cdot \varphi \cdot \pi - \varphi ^2)$ $I_{LRMS} = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot \left\{ \frac{1}{3 \cdot \pi} \left[6 \cdot d \cdot D2 \cdot \varphi \cdot \pi \cdot (\varphi - 2 \cdot D2 \cdot \pi) + 6 \cdot d \cdot D1 \cdot D2 \cdot \pi^2 \cdot (2 \cdot D1 \cdot \pi - 2 \cdot D2 \cdot \pi - \pi + 2 \cdot \varphi) + d \cdot D2^2 \cdot \pi^3 \cdot (8 \cdot D2 - 4 \cdot d \cdot D2 + 3 \cdot d) + D1^2 \cdot \pi^3 \cdot (3 - 4 \cdot D1) - d \cdot \varphi ^3 \right] \right\}^{1/2}$	$\varphi_1 = D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi$ $I_x = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi)$ $I_1 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi - D1 \cdot \pi + \varphi)$ $I_2 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi + d \cdot D2 \cdot \pi + d \cdot \varphi - 2 \cdot d \cdot D1 \cdot \pi)$ $I_3 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi)$ $I_{LV} = \frac{V_{HV}}{2 \cdot \pi \cdot a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot (4 \cdot D1 \cdot D2 \cdot \pi^2 - 4 \cdot D1^2 \cdot \pi^2 + 4 \cdot D1 \cdot \varphi \cdot \pi - \varphi^2)$ $I_{LRMS} = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot \left\{ \frac{1}{3 \cdot \pi} \left[6 \cdot d \cdot D1 \cdot \varphi \cdot \pi \cdot (\varphi - 2 \cdot D1 \cdot \pi) + 6 \cdot d \cdot D1 \cdot D2 \cdot \pi^2 \cdot (2 \cdot D2 \cdot \pi - 2 \cdot D1 \cdot \pi - \pi + 2 \cdot \varphi) + D1^2 \cdot \pi^3 \cdot (8 \cdot d \cdot D1 - 4 \cdot D1 + 3) + d^2 \cdot D2^2 \cdot \pi^3 \cdot (3 - 4 \cdot D2) - d \cdot \varphi^3 \right] \right\}^{1/2}$																																
<table border="0"> <tr><td>D1;D1;D1;S1;</td><td>D3</td><td>D3;D2;D2;S2;</td><td>D1</td></tr> <tr><td>S2;D4;D4;S4;</td><td>S4</td><td>S4;D3;D3;S3;</td><td>S2</td></tr> <tr><td>S5;S5;D7;S7;</td><td>S7</td><td>S6;S6;D5;S5;</td><td>S5</td></tr> <tr><td>S8;S8;S8;D8;</td><td>D8</td><td>S7;S7;S6;D6;</td><td>D6</td></tr> </table>	D1;D1;D1;S1;	D3	D3;D2;D2;S2;	D1	S2;D4;D4;S4;	S4	S4;D3;D3;S3;	S2	S5;S5;D7;S7;	S7	S6;S6;D5;S5;	S5	S8;S8;S8;D8;	D8	S7;S7;S6;D6;	D6	<table border="0"> <tr><td>D1;S1;S1;D3;</td><td>D3</td><td>D2;S2;S2;D1;</td><td>D1</td></tr> <tr><td>D4;S4;S4;S4;</td><td>S4</td><td>D3;S3;S3;S2;</td><td>S2</td></tr> <tr><td>S5;D5;D5;D5;</td><td>S7</td><td>S7;D7;D6;D6;</td><td>S5</td></tr> <tr><td>D6;S6;D8;D8;</td><td>D8</td><td>D8;S8;D7;D7;</td><td>D6</td></tr> </table>	D1;S1;S1;D3;	D3	D2;S2;S2;D1;	D1	D4;S4;S4;S4;	S4	D3;S3;S3;S2;	S2	S5;D5;D5;D5;	S7	S7;D7;D6;D6;	S5	D6;S6;D8;D8;	D8	D8;S8;D7;D7;	D6
D1;D1;D1;S1;	D3	D3;D2;D2;S2;	D1																														
S2;D4;D4;S4;	S4	S4;D3;D3;S3;	S2																														
S5;S5;D7;S7;	S7	S6;S6;D5;S5;	S5																														
S8;S8;S8;D8;	D8	S7;S7;S6;D6;	D6																														
D1;S1;S1;D3;	D3	D2;S2;S2;D1;	D1																														
D4;S4;S4;S4;	S4	D3;S3;S3;S2;	S2																														
S5;D5;D5;D5;	S7	S7;D7;D6;D6;	S5																														
D6;S6;D8;D8;	D8	D8;S8;D7;D7;	D6																														

(Continua...)

Tabela 3 – Resumo dos padrões de modulação do conversor DAB com suas equações

$-180^\circ \leq \varphi < 0^\circ$	$0^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$
P03-A	P03-B
$2 \cdot D2 > 2 \cdot D1 + \frac{ \varphi }{\pi}$ e $2 \cdot D1 + \frac{ \varphi }{\pi} \leq 1$	$2 \cdot D1 > 2 \cdot D2 + \frac{\varphi}{\pi}$ e $2 \cdot D2 + \frac{\varphi}{\pi} \leq 1$
$\varphi_1 = (d \cdot D2 \cdot \pi - D1 \cdot \pi) / d$ $\varphi_2 = (d \cdot D2 \cdot \pi - D1 \cdot \pi - \varphi) / (d - 1)$ $\varphi_3 = (d \cdot D2 \cdot \pi + D1 \cdot \pi) / d$ $I_x = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi - D1 \cdot \pi)$ $I_1 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi + d \cdot \varphi)$ $I_2 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi + d \cdot D2 \cdot \pi - 2 \cdot d \cdot D1 \cdot \pi - d \cdot \varphi)$ $I_3 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi - D1 \cdot \pi)$ $I_{LV} = 2 \cdot \frac{V_{HV}}{a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot D1 \cdot (D1 \cdot \pi - D2 \cdot \pi + \varphi)$ $I_{LRMS} = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot \left\{ \frac{1}{3} \left[6 \cdot d \cdot D1 \cdot \varphi \cdot (\varphi + 2 \cdot D1 \cdot \pi) + \right. \right.$ $+ 6 \cdot d \cdot D1 \cdot D2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot D2 \cdot \pi - 2 \cdot D1 \cdot \pi - \pi - 2 \cdot \varphi) +$ $+ D1^2 \cdot \pi^2 \cdot (3 - 4 \cdot D1 + 8 \cdot d \cdot D1) +$ $\left. \left. + d^2 \cdot D2^2 \cdot \pi^2 \cdot (3 - 4 \cdot D2) \right] \right\}^{1/2}$	$\varphi_1 = D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi$ $\varphi_2 = (D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi - d \cdot \varphi) / (1 - d)$ $\varphi_3 = D1 \cdot \pi + d \cdot D2 \cdot \pi$ $I_x = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi)$ $I_1 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi - D1 \cdot \pi + \varphi)$ $I_2 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi + d \cdot D2 \cdot \pi - 2 \cdot D2 \cdot \pi - \varphi)$ $I_3 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi)$ $I_{LV} = 2 \cdot \frac{V_{HV}}{a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot D2 \cdot (D2 \cdot \pi - D1 \cdot \pi + \varphi)$ $I_{LRMS} = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot \left\{ \frac{1}{3} \left[6 \cdot d \cdot D2 \cdot \varphi \cdot (\varphi + 2 \cdot D2 \cdot \pi) + \right. \right.$ $+ 6 \cdot d \cdot D1 \cdot D2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot D1 \cdot \pi - 2 \cdot D2 \cdot \pi - \pi - 2 \cdot \varphi) +$ $+ d \cdot D2^2 \cdot \pi^2 \cdot (3 \cdot d - 4 \cdot d \cdot D2 + 8 \cdot D2) +$ $\left. \left. + D1^2 \cdot \pi^2 \cdot (3 - 4 \cdot D1) \right] \right\}^{1/2}$
$S1:D1: D1: S1: D3:S3:S3:S3: D3: D2:S2:D1:S1:S1:$ $D2:S2: D4: S4: S4: D4:D4:D4:S4: D3:S3:S3:S3: D2:D2:$ $D5:S5: S5: D5:D5:S5:D7:D6:S6: S6:D6:D6:S6:D5:$ $D8:S8: S8: D8:D8:S8:S8:D7:S7:S7:D7:D7:S7:S6:$	$D1: S1: S1: D1:D1:S1: D3:D2:S2:S2: D2:D2:S2:D1:$ $D4: S4: S4: D4:D4:S4: S4: D3:S3:S3: D3:D3:S3:S2:$ $S5: D5: D5:S5: D7:S7:S7:D7:D6:S6: D5:S5:S5:$ $D6: S6: D8:S8:S8: D8:D8:D8:S8: D7:S7:S6:D6:D6:$

(Continuação...)

Tabela 3 – Resumo dos padrões de modulação do conversor DAB com suas equações

$-180^\circ \leq \varphi < 0^\circ$	$0^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$
P04-A	P04-B
$2 \cdot D2 \leq 2 \cdot D1 + \frac{ \varphi }{\pi} - 1$ e $2 \cdot D1 + \frac{ \varphi }{\pi} > 1$	$2 \cdot D1 \leq 2 \cdot D2 + \frac{\varphi}{\pi} - 1$ e $2 \cdot D2 + \frac{\varphi}{\pi} > 1$
$\varphi_1 = (d \cdot D2 \cdot \pi + D1 \cdot \pi + \varphi - \pi) / (d + 1)$ $I_x = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi + D1 \cdot \pi + \varphi - \pi)$ $I_1 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (2 \cdot D2 \cdot \pi + d \cdot D2 \cdot \pi - D1 \cdot \pi - \varphi + \pi)$ $I_2 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi + D1 \cdot \pi)$ $I_3 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi + D1 \cdot \pi)$ $I_{LV} = 2 \cdot \frac{V_{HV}}{a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot D2 \cdot (D2 \cdot \pi - D1 \cdot \pi - \varphi + \pi)$ $I_{LRMS} = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot \left\{ \frac{1}{3} \left[6 \cdot d \cdot D2 \cdot \varphi \cdot (2 \cdot D2 \cdot \pi + 2 \cdot \pi - \varphi) + 6 \cdot d \cdot D1 \cdot D2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot D2 \cdot \pi - 2 \cdot D1 \cdot \pi + 3 \cdot \pi - 2 \cdot \varphi) + -2 \cdot d \cdot D2 \cdot \pi^2 \cdot (3 + 6 \cdot D2 + 4 \cdot D2^2) + D1^2 \cdot \pi^2 \cdot (3 - 4 \cdot D1) + d^2 \cdot D2^2 \cdot \pi^2 \cdot (3 - 4 \cdot D2) \right] \right\}^{1/2}$	$\varphi_1 = (D1 \cdot \pi + d \cdot D2 \cdot \pi + d \cdot \varphi - d \cdot \pi) / (1 + d)$ $I_x = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi + D1 \cdot \pi - d \cdot \pi + d \cdot \varphi)$ $I_1 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (2 \cdot d \cdot D1 \cdot \pi + D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi + d \cdot \pi - d \cdot \varphi)$ $I_2 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi + D1 \cdot \pi)$ $I_3 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi + D1 \cdot \pi)$ $I_{LV} = 2 \cdot \frac{V_{HV}}{a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot D1 \cdot (D1 \cdot \pi - D2 \cdot \pi - \varphi + \pi)$ $I_{LRMS} = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot \left\{ \frac{1}{3} \left[6 \cdot d \cdot D1 \cdot \varphi \cdot (2 \cdot D1 \cdot \pi + 2 \cdot \pi - \varphi) + 6 \cdot d \cdot D1 \cdot D2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot D1 \cdot \pi - 2 \cdot D2 \cdot \pi + 3 \cdot \pi - 2 \cdot \varphi) + -2 \cdot d \cdot D1 \cdot \pi^2 \cdot (3 + 6 \cdot D1 + 4 \cdot D1^2) + d^2 \cdot D2^2 \cdot \pi^2 \cdot (3 - 4 \cdot D2) + D1^2 \cdot \pi^2 \cdot (3 - 4 \cdot D1) \right] \right\}^{1/2}$
$\begin{matrix} D2: & S2 & S2 & D1: & D1 & D1 & S1 & S1 & D3: & D2: \\ D3: & S3 & S3 & S2: & D4: & D4 & S4 & S4 & S4 & D3: \\ D5: & S5 & D7: & D7: & D6: & D6 & S6 & D5: & D5: & D5: \\ D8: & S8 & S8 & S8 & S8 & D7: & S7 & S6: & S6: & S6: \end{matrix}$	$\begin{matrix} D1 & S1 & D3: & D3: & D3: & D2 & S2 & D1: & D1: & D1: \\ D4 & S4 & S4 & S4 & S4 & D3 & S3 & S2: & S2: & S2: \\ D6 & S6 & S6 & D5: & D5: & D5 & S5 & S5: & D7: & D6: \\ D7 & S7 & S7 & S6 & D8: & D8 & S8 & S8: & S8: & D7: \end{matrix}$

(Continua...)

Tabela 3 – Resumo dos padrões de modulação do conversor DAB com suas equações

$-180^\circ \leq \varphi < 0^\circ$	$0^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$																																																																																
P05-A	P05-B																																																																																
$2 \cdot D1 + \frac{ \varphi }{\pi} - 1 < 2 \cdot D2 \leq \frac{ \varphi }{\pi}$ e $2 \cdot D1 + \frac{ \varphi }{\pi} > 1$	$2 \cdot D2 + \frac{\varphi}{\pi} - 1 < 2 \cdot D1 \leq \frac{\varphi}{\pi}$ e $2 \cdot D2 + \frac{\varphi}{\pi} > 1$																																																																																
<table border="0"> <tr><td>D2</td><td>S2</td><td>D1</td><td>D1</td><td>D1</td><td>D1</td><td>S1</td><td>D3</td><td>D3</td><td>D2</td></tr> <tr><td>D3</td><td>S3</td><td>S2</td><td>S2</td><td>D4</td><td>D4</td><td>S4</td><td>S4</td><td>S4</td><td>D3</td></tr> <tr><td>D5</td><td>S5</td><td>S5</td><td>D7</td><td>D7</td><td>D6</td><td>S6</td><td>S6</td><td>S6</td><td>D5</td></tr> <tr><td>D8</td><td>S8</td><td>S8</td><td>S8</td><td>S8</td><td>D7</td><td>S7</td><td>S7</td><td>S7</td><td>S6</td></tr> </table>	D2	S2	D1	D1	D1	D1	S1	D3	D3	D2	D3	S3	S2	S2	D4	D4	S4	S4	S4	D3	D5	S5	S5	D7	D7	D6	S6	S6	S6	D5	D8	S8	S8	S8	S8	D7	S7	S7	S7	S6	<table border="0"> <tr><td>D1</td><td>S1</td><td>S1</td><td>D3</td><td>D3</td><td>D2</td><td>S2</td><td>S2</td><td>D1</td><td>D1</td></tr> <tr><td>D4</td><td>S4</td><td>S4</td><td>S4</td><td>S4</td><td>D3</td><td>S3</td><td>S3</td><td>S2</td><td>S2</td></tr> <tr><td>D6</td><td>S6</td><td>D5</td><td>D5</td><td>D5</td><td>D5</td><td>S5</td><td>D7</td><td>D7</td><td>D6</td></tr> <tr><td>D7</td><td>S7</td><td>S6</td><td>S6</td><td>D8</td><td>D8</td><td>S8</td><td>S8</td><td>S8</td><td>D7</td></tr> </table>	D1	S1	S1	D3	D3	D2	S2	S2	D1	D1	D4	S4	S4	S4	S4	D3	S3	S3	S2	S2	D6	S6	D5	D5	D5	D5	S5	D7	D7	D6	D7	S7	S6	S6	D8	D8	S8	S8	S8	D7
D2	S2	D1	D1	D1	D1	S1	D3	D3	D2																																																																								
D3	S3	S2	S2	D4	D4	S4	S4	S4	D3																																																																								
D5	S5	S5	D7	D7	D6	S6	S6	S6	D5																																																																								
D8	S8	S8	S8	S8	D7	S7	S7	S7	S6																																																																								
D1	S1	S1	D3	D3	D2	S2	S2	D1	D1																																																																								
D4	S4	S4	S4	S4	D3	S3	S3	S2	S2																																																																								
D6	S6	D5	D5	D5	D5	S5	D7	D7	D6																																																																								
D7	S7	S6	S6	D8	D8	S8	S8	S8	D7																																																																								
$\phi_1 = (d \cdot D2 \cdot \pi + D1 \cdot \pi + \varphi - \pi) / (d + 1)$	$\phi_1 = (D1 \cdot \pi + d \cdot D2 \cdot \pi + d \cdot \varphi - d \cdot \pi) / (1 + d)$																																																																																
$I_x = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi + D1 \cdot \pi + \varphi - \pi)$	$I_x = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi + D1 \cdot \pi + d \cdot \varphi - d \cdot \pi)$																																																																																
$I_1 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi + 2 \cdot d \cdot D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi + d \cdot \varphi - d \cdot \pi)$	$I_1 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi + 2 \cdot D2 \cdot \pi - D1 \cdot \pi + \varphi - \pi)$																																																																																
$I_2 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi + D1 \cdot \pi)$	$I_2 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi + D1 \cdot \pi)$																																																																																
$I_3 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi + D1 \cdot \pi)$	$I_3 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi + D1 \cdot \pi)$																																																																																
$I_{LV} = \frac{V_{HV}}{2 \cdot \pi \cdot a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot \left[\pi^2 \cdot (4 \cdot D1 + 4 \cdot D1 \cdot D2 - 1) + \right.$ $\left. - (2 \cdot D1 \cdot \pi + \varphi)^2 + 2 \cdot \varphi \cdot \pi \right]$	$I_{LV} = \frac{V_{HV}}{2 \cdot \pi \cdot a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot \left[\pi^2 \cdot (4 \cdot D2 + 4 \cdot D1 \cdot D2 - 1) + \right.$ $\left. - (2 \cdot D2 \cdot \pi + \varphi)^2 + 2 \cdot \varphi \cdot \pi \right]$																																																																																
$I_{LRMS} = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot \left\{ \frac{1}{3 \cdot \pi} \left[D1^2 \cdot \pi^3 \cdot (3 - 4 \cdot D1) + \right. \right.$ $+ 6 \cdot d \cdot D1 \cdot D2 \cdot \pi^2 \cdot (2 \cdot D1 \cdot \pi - 2 \cdot D2 \cdot \pi - \pi + 2 \cdot \varphi) +$ $- 6 \cdot d \cdot D1 \cdot \varphi \cdot \pi \cdot (2 \cdot D1 \cdot \pi - 2 \cdot \pi + \varphi) +$ $+ d \cdot (\pi^3 - \varphi ^3) - 2 \cdot d \cdot D1 \cdot \pi^3 \cdot (3 - 6 \cdot D1 + 4 \cdot D1^2) +$ $\left. \left. + d^2 \cdot D2^2 \cdot \pi^3 \cdot (3 - 4 \cdot D2) + 3 \cdot d \cdot \varphi \cdot \pi \cdot (\varphi - \pi) \right] \right\}^{1/2}$	$I_{LRMS} = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot \left\{ \frac{1}{3 \cdot \pi} \left[d^2 \cdot D2^2 \cdot \pi^3 \cdot (3 - 4 \cdot D2) + \right. \right.$ $+ 6 \cdot d \cdot D1 \cdot D2 \cdot \pi^2 \cdot (2 \cdot D2 \cdot \pi - 2 \cdot D1 \cdot \pi - \pi + 2 \cdot \varphi) +$ $- 6 \cdot d \cdot D2 \cdot \varphi \cdot \pi \cdot (2 \cdot D2 \cdot \pi - 2 \cdot \pi + \varphi) +$ $+ d \cdot (\pi^3 - \varphi^3) - 2 \cdot d \cdot D2 \cdot \pi^3 \cdot (3 - 6 \cdot D2 + 4 \cdot D2^2) +$ $\left. \left. + D1^2 \cdot \pi^3 \cdot (3 - 4 \cdot D1) + 3 \cdot d \cdot \varphi \cdot \pi \cdot (\varphi - \pi) \right] \right\}^{1/2}$																																																																																

(Conclusão)

Tabela 3 – Resumo dos padrões de modulação do conversor DAB com suas equações

$-180^\circ \leq \varphi < 0^\circ$	$0^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$																																																																												
$2 \cdot D2 > \frac{ \varphi }{\pi}$ e $2 \cdot D1 + \frac{ \varphi }{\pi} > 1$ P06-A	$2 \cdot D1 > \frac{\varphi}{\pi}$ e $2 \cdot D2 + \frac{\varphi}{\pi} > 1$ P06-B																																																																												
<table border="0"> <tr><td>D2:S2:</td><td>D1</td><td>D1:</td><td>D1:</td><td>D1:</td><td>S1:</td><td>D3</td><td>D2:</td><td>D2</td></tr> <tr><td>D3:S3:</td><td>S2</td><td>D4:</td><td>D4:</td><td>D4:</td><td>S4:</td><td>S4</td><td>D3:</td><td>D3</td></tr> <tr><td>D5:S5:</td><td>S5</td><td>D7:</td><td>D6:</td><td>S6:</td><td>S6</td><td>S6</td><td>D5</td><td>D5</td></tr> <tr><td>D8:S8:</td><td>S8</td><td>S8:</td><td>S8:</td><td>D7:</td><td>S7:</td><td>S7</td><td>S7:</td><td>S6</td></tr> </table>	D2:S2:	D1	D1:	D1:	D1:	S1:	D3	D2:	D2	D3:S3:	S2	D4:	D4:	D4:	S4:	S4	D3:	D3	D5:S5:	S5	D7:	D6:	S6:	S6	S6	D5	D5	D8:S8:	S8	S8:	S8:	D7:	S7:	S7	S7:	S6	<table border="0"> <tr><td>D1:S1:</td><td>S1</td><td>S1:</td><td>S1:</td><td>D3</td><td>D2:</td><td>S2:</td><td>S2:</td><td>S2:</td><td>D1</td></tr> <tr><td>D4:S4:</td><td>S4</td><td>S4:</td><td>S4:</td><td>D3:</td><td>S3:</td><td>S3</td><td>S3:</td><td>S2</td><td>S2</td></tr> <tr><td>D6:S6:</td><td>D5</td><td>D5:</td><td>D5:</td><td>D5:</td><td>S5:</td><td>D7</td><td>D6:</td><td>D6</td><td>D6</td></tr> <tr><td>D7:S7:</td><td>S6</td><td>D8:</td><td>D8:</td><td>D8:</td><td>S8:</td><td>S8</td><td>D7:</td><td>D7</td><td>D7</td></tr> </table>	D1:S1:	S1	S1:	S1:	D3	D2:	S2:	S2:	S2:	D1	D4:S4:	S4	S4:	S4:	D3:	S3:	S3	S3:	S2	S2	D6:S6:	D5	D5:	D5:	D5:	S5:	D7	D6:	D6	D6	D7:S7:	S6	D8:	D8:	D8:	S8:	S8	D7:	D7	D7
D2:S2:	D1	D1:	D1:	D1:	S1:	D3	D2:	D2																																																																					
D3:S3:	S2	D4:	D4:	D4:	S4:	S4	D3:	D3																																																																					
D5:S5:	S5	D7:	D6:	S6:	S6	S6	D5	D5																																																																					
D8:S8:	S8	S8:	S8:	D7:	S7:	S7	S7:	S6																																																																					
D1:S1:	S1	S1:	S1:	D3	D2:	S2:	S2:	S2:	D1																																																																				
D4:S4:	S4	S4:	S4:	D3:	S3:	S3	S3:	S2	S2																																																																				
D6:S6:	D5	D5:	D5:	D5:	S5:	D7	D6:	D6	D6																																																																				
D7:S7:	S6	D8:	D8:	D8:	S8:	S8	D7:	D7	D7																																																																				
$\varphi_1 = (d \cdot D2 \cdot \pi + D1 \cdot \pi + \varphi - \pi) / (d + 1)$	$\varphi_1 = (D1 \cdot \pi + d \cdot D2 \cdot \pi + d \cdot \varphi - d \cdot \pi) / (1 + d)$																																																																												
$I_x = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi + d \cdot D2 \cdot \pi + \varphi - \pi)$	$I_x = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi + D1 \cdot \pi + d \cdot \varphi - d \cdot \pi)$																																																																												
$I_1 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi + 2 \cdot d \cdot D1 \cdot \pi + d \cdot \varphi - d \cdot \pi)$	$I_1 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi + 2 \cdot D2 \cdot \pi - D1 \cdot \pi + \varphi - \pi)$																																																																												
$I_2 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi - d \cdot D2 \cdot \pi + d \cdot \varphi)$	$I_2 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi - D1 \cdot \pi + \varphi)$																																																																												
$I_3 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (D1 \cdot \pi + d \cdot D2 \cdot \pi - 2 \cdot D2 \cdot \pi + \varphi)$	$I_3 = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot D2 \cdot \pi + D1 \cdot \pi - 2 \cdot d \cdot D1 \cdot \pi + d \cdot \varphi)$																																																																												
$I_{LV} = \frac{V_{HV}}{2 \cdot \pi \cdot a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot [4 \cdot D2 \cdot \pi^2 \cdot (D1 - D2) + 2 \cdot \varphi \cdot (2 \cdot D2 \cdot \pi - 2 \cdot D1 \cdot \pi - \varphi + \pi) - \pi^2 \cdot (2 \cdot D1 - 1)^2]$	$I_{LV} = \frac{V_{HV}}{2 \cdot \pi \cdot a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot [4 \cdot D1 \cdot \pi^2 \cdot (D2 - D1) + 2 \cdot \varphi \cdot (2 \cdot D1 \cdot \pi - 2 \cdot D2 \cdot \pi - \varphi + \pi) - \pi^2 \cdot (2 \cdot D2 - 1)^2]$																																																																												
$I_{LRMS} = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot \left\{ \frac{1}{3 \cdot \pi} [D1^2 \cdot \pi^3 \cdot (3 - 4 \cdot D1) + 6 \cdot d \cdot D1 \cdot D2 \cdot \pi^2 \cdot (2 \cdot D1 \cdot \pi - 2 \cdot D2 \cdot \pi - \pi + 2 \cdot \varphi) + 3 \cdot d \cdot \varphi ^2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot D2 - 2 \cdot D1 + 1) + d \cdot (\pi^3 - 2 \cdot \varphi ^3) + 2 \cdot d \cdot D1 \cdot \pi^3 \cdot (3 - 6 \cdot D1 + 4 \cdot D1^2) + 3 \cdot d \cdot \varphi \cdot \pi^2 \cdot (4 \cdot D1^2 - 4 \cdot D1 + 4 \cdot D2^2 + 1) + d \cdot D2^2 \cdot \pi^3 \cdot (3 \cdot d - 4 \cdot d \cdot D2 + 8 \cdot D2)] \right\}^{1/2}$	$I_{LRMS} = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot \left\{ \frac{1}{3 \cdot \pi} [d^2 \cdot D2^2 \cdot \pi^3 \cdot (3 - 4 \cdot D2) + 6 \cdot d \cdot D1 \cdot D2 \cdot \pi^2 \cdot (2 \cdot D2 \cdot \pi - 2 \cdot D1 \cdot \pi - \pi + 2 \cdot \varphi) + 3 \cdot d \cdot \varphi^2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot D1 - 2 \cdot D2 + 1) + d \cdot (\pi^3 - 2 \cdot \varphi^3) + 2 \cdot d \cdot D2 \cdot \pi^3 \cdot (3 - 6 \cdot D2 + 4 \cdot D2^2) + 3 \cdot d \cdot \varphi \cdot \pi^2 \cdot (4 \cdot D2^2 - 4 \cdot D2 + 4 \cdot D1^2 + 1) + d \cdot D1^2 \cdot \pi^3 \cdot (3 - 4 \cdot D1 + 8 \cdot d \cdot D1)] \right\}^{1/2}$																																																																												

As figuras e as equações apresentadas na Tabela 3 são de fundamental importância para o entendimento do que diferentes padrões provocam nos níveis das correntes RMS e média durante o funcionamento do conversor DAB, e conseqüentemente, em suas perdas. Estas informações também serão usadas nos próximos capítulos para a obtenção das perdas a fim de determinar o rendimento ótimo e as equações das correntes RMS do indutor (I_{LRMS}) e a média no lado LV (I_{LV}) para o cálculo do fator de corrente (FC).

3.4 Simulações em diferentes modos de operação

Conforme mostrado na Figura 42, pode-se processar o mesmo nível de potência, destacados com círculos, empregando-se diferentes trios de controle. Cada trio de controle se enquadra em um dos padrões de modulação resumidos na Tabela 3. Neste gráfico, a potência está parametrizada e o ângulo de defasagem (φ) está em p.u. e para a geração das curvas de potências, variou-se φ e $D1$, fixando $D2 = 0,35$ e o ganho de tensão (d) em 2. Nelas pode-se observar a mudança dos padrões de modulação conforme ocorre a sua evolução, além de verificar que se conseguem potências negativas também com ângulos positivos e vice-versa. Isso ocorre nos padrões P03 para $|\varphi|$ menores que 90° e P04 para $|\varphi|$ maiores que 90° .

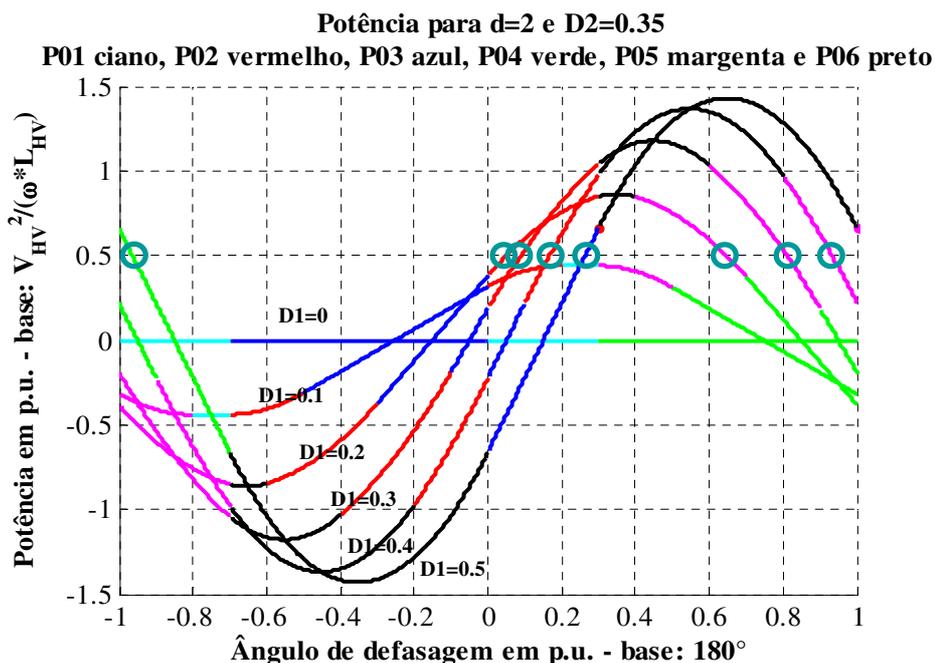


Figura 42 – Pontos destacados de mesma potência parametrizada do conversor DAB

Contudo, dependendo do trio de controle escolhido para processar a potência, haverá mudança no nível da energia circulante pela estrutura, podendo ocorrer maiores perdas e, conseqüentemente, reduzir o rendimento do conversor.

Para mostrar os níveis de correntes envolvidos na Figura 42, foram colocadas as correntes média do lado HV e a RMS do indutor em um mesmo gráfico representadas na Figura 43 relacionando a corrente média com a sua respectiva corrente RMS.

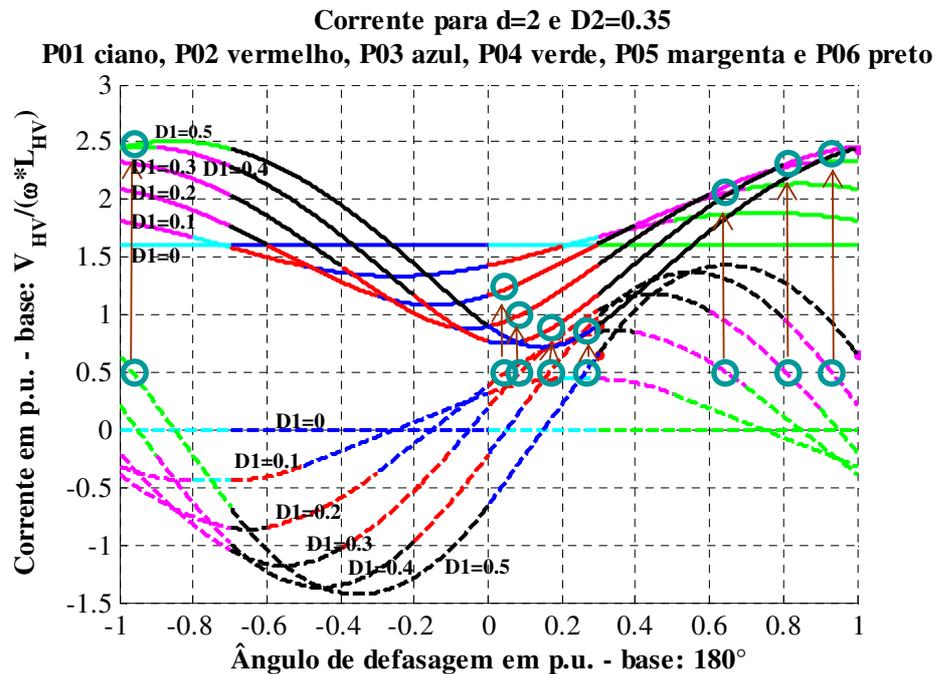


Figura 43 – Correntes parametrizadas no conversor DAB: RMS no indutor em linha contínua; média do lado HV em linha tracejada

Comparando a Figura 42 com a Figura 43, percebe-se que a corrente eficaz no indutor possui valores distintos para a mesma potência, ou seja, haverá impacto na energia circulante conforme a seleção do trio de controle e, conseqüentemente, nas perdas de energia nos elementos e dispositivos semicondutores que compõem o conversor.

Com o objetivo de observar o que as mudanças dos parâmetros de controle ($D1$, $D2$, φ) provocam nos níveis de corrente, simulou-se o conversor DAB no PSim[®] empregando-se padrões de modulação diferentes para o mesmo indutor, relação de transformação do transformador, tensões de entrada e saída, e potência de saída. As especificações para a simulação foram resumidas na Tabela 4, sendo o fluxo de potência do lado de HV para o de LV.

Tabela 4 – Especificações do conversor DAB

Variável	Valor
Tensão no lado de alta tensão (V_{HV})	1200 V
Tensão no lado de baixa tensão (V_{LV})	200 V
Potência (P_{LV})	1000 W
Relação de transformação (a)	1/6
Frequência de comutação (f_s)	20 kHz
Indutor de transferência de potência (L_{HV})	3,5 mH
Trios de controle ($D1, D2, \varphi$)	P06-B (0,5; 0,5; 19,6438°)
	P05-B (0,35; 0,35; 151,857°)
	P04-A (0,5; 0,3; -114,8333°)
	P02-B (0,45; 0,4; 31,5086°)

Com a definição de $D1$, $D2$ e do nível de potência (P_{LV}), calculou-se φ de acordo com (31) sendo o I_{LV} a expressão obtida da Tabela 3 conforme o padrão de modulação selecionado.

$$P_{LV} = V_{LV} \cdot I_{LV} \quad (31)$$

A simulação para os trios de controle enquadrados nos padrões de modulação P06-B, P05-B, P04-A e P02-B resultaram na Figura 44 em que são mostradas as formas de ondas da corrente que circula pelo indutor para cada caso.

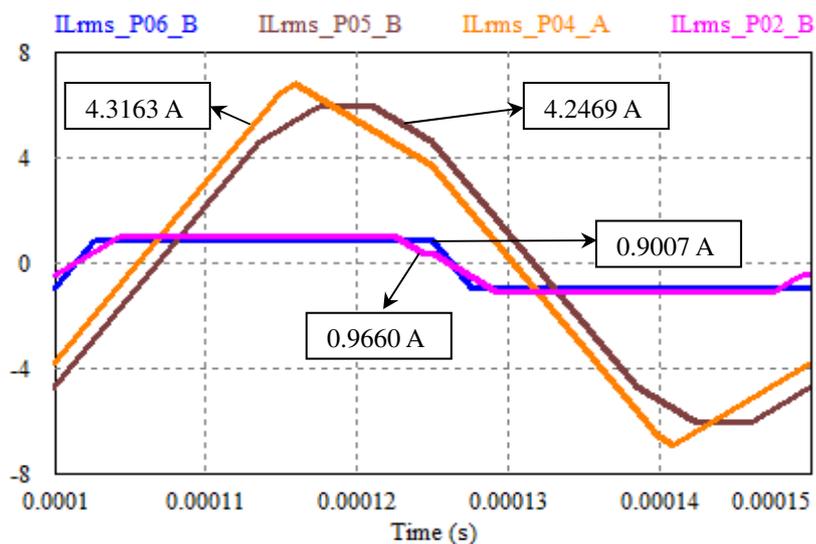


Figura 44 – Formas de ondas e o valor RMS no indutor para diferentes trios de controle

Na Tabela 5 foram expostos os níveis de corrente RMS no indutor obtidos na simulação da Figura 44 de acordo com o trio de controle.

Tabela 5 – Corrente eficaz no indutor proveniente da simulação mostrada na Figura 44

Padrão de modulação ($D1, D2, \varphi$)	Corrente RMS no indutor
P06-B (0,5; 0,5; 19,6438°)	0,9007 A
P05-B (0,35; 0,35; 151,857°)	4,2469 A
P04-A (0,5; 0,3; -114,8333°)	4,3163 A
P02-B (0,45; 0,4; 31,5086°)	0,9660 A

Através dos resultados da Figura 44 e da Tabela 5, em que a potência ativa permaneceu constante, é possível identificar que conforme os parâmetros do trio de controle mudam a corrente no indutor também varia. Logo, as perdas nos componentes do conversor podem ser maiores que o necessário resultando em diminuição do rendimento. Assim, existe um trio de controle ($D1, D2, \varphi$) que pode ser definido para processar uma determinada potência, e que maximize o rendimento do conversor de acordo com as tecnologias e restrições envolvidas no projeto.

3.4.1 Variação de carga e de tensão na entrada

Durante a operação do conversor DAB, a carga e a tensão de entrada e saída podem variar, sendo necessária realizar a análise sobre a operação do conversor sob ZVS. Primeiramente existe a necessidade da obtenção da equação para o ganho de tensão, a partir da qual se calcula o trio de controle que compensará a variação da tensão e da carga.

Considera-se, inicialmente, que o fluxo de potência é do lado HV para o LV, a fonte de tensão de entrada será a do lado HV e a de saída será a do LV. Durante a operação do conversor, ocorre uma mudança de carga fazendo com que o novo trio de controle adotado se enquadre no padrão de modulação P06-B (ver Tabela 3). A equação do ganho de tensão que relaciona a tensão HV com a LV pode ser deduzida a partir da corrente média de saída, nesse caso, a do lado LV (32). Observa-se que ela está relacionada com a tensão do lado de HV, ou

seja, a de entrada.

$$I_{LV} = \frac{V_{HV}}{2 \cdot \pi \cdot a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot \left[4 \cdot D1 \cdot \pi^2 \cdot (D2 - D1) + 2 \cdot \varphi \cdot (2 \cdot D1 \cdot \pi - 2 \cdot D2 \cdot \pi - \varphi + \pi) - \pi^2 \cdot (2 \cdot D2 - 1)^2 \right] \quad (32)$$

Onde I_{LV} é igual a (33).

$$I_{LV} = \frac{V_{LV}}{R_{carga_LV}} \quad (33)$$

Substituindo (33) em (32), obtém-se (34).

$$\frac{V_{LV}}{V_{HV}} = \frac{R_{carga_LV}}{2 \cdot \pi \cdot a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot \left[4 \cdot D1 \cdot \pi^2 \cdot (D2 - D1) + 2 \cdot \varphi \cdot (2 \cdot D1 \cdot \pi - 2 \cdot D2 \cdot \pi - \varphi + \pi) - \pi^2 \cdot (2 \cdot D2 - 1)^2 \right] \quad (34)$$

Analisando todas as equações da corrente média no lado LV (I_{LV}) da Tabela 3, nota-se que a tensão V_{HV} aparece em todas elas, assim pode-se generalizar o ganho de tensão para (35).

$$\frac{V_{LV}}{V_{HV}} = \frac{I_{LV} \cdot R_{carga_LV}}{V_{HV}} \quad (35)$$

Do mesmo modo, considerando o fluxo de potência do lado LV para o HV, a tensão controlada é a V_{HV} e o ganho de tensão pode ser escrito como em (36), sendo utilizada a relação das correntes médias I_{LV} e I_{HV} dada em (6) e a relação das tensões V_{HV} e V_{LV} dada em (5). Como pode ser observado em (35) e (36), a tensão de saída do conversor é altamente dependente da carga.

$$\frac{V_{HV}}{V_{LV}} = \frac{I_{HV} \cdot R_{carga_HV}}{a \cdot d \cdot V_{HV}} \quad (36)$$

A mudança do trio de controle ($D1$, $D2$, φ), bem como, a do ganho de tensão (d) pode provocar a perda de uma ou mais comutações sob ZVS, pois as correntes I_x , I_1 , I_2 e I_3 dependem dessas variáveis como pode ser observado na Tabela 3.

Com a intenção de exemplificar o que pode acontecer com as variações de carga e de tensão de entrada, além de mostrar que a estratégia de modulação TPS pode originar as outras descritas na Revisão Bibliográfica, escolheu-se o trio de controle de tal modo a obter a modulação PSM. Escolheu-se esta modulação por ela ser bastante conhecida. Nela, $D1$ e $D2$ são iguais a 0,5 e o fluxo de potência é controlado por φ . Ao observar os padrões de modulação apresentados na Tabela 3, conclui-se que a modulação PSM está contida no padrão P06. Substituindo os valores de $D1$ e de $D2$ e considerando o padrão P06-B (φ maior que zero), as equações que a regem são: (37) e (38) para as correntes nos instantes das comutações sob ZVS quando elas são positivas; (39) para a corrente média LV; (40) para a corrente RMS no indutor e (41) para o ganho de tensão.

$$I_x = I_3 = \frac{V_{HV}}{2 \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot (\pi - d \cdot \pi + 2 \cdot d \cdot \varphi) \quad (37)$$

$$I_1 = I_2 = \frac{V_{HV}}{2 \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot (d \cdot \pi - \pi + 2 \cdot \varphi) \quad (38)$$

$$I_{LV} = \frac{V_{HV}}{\pi \cdot a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot \varphi \cdot (\pi - \varphi) \quad (39)$$

$$I_{LRMS} = \frac{V_{HV}}{\omega \cdot L_{HV}} \cdot \sqrt{\frac{\pi^3 (d^2 + 1) + d \cdot (12 \cdot \varphi^2 \cdot \pi - 8 \cdot \varphi^3 - 2 \cdot \pi^3)}{12 \cdot \pi}} \quad (40)$$

$$\frac{V_{LV}}{V_{HV}} = \frac{R_{carga-LV}}{\pi \cdot a \cdot \omega \cdot L_{HV}} \cdot \varphi \cdot (\pi - \varphi) \quad (41)$$

A fim de analisar a forma como as variações de carga e de tensão afetam as comutações, foi simulado o conversor DAB com modulação PSM para três condições diferentes de operação: normal (valores nominais de operação) com variação da tensão de entrada e com variação da carga.

A Tabela 6 resume as condições para cada um dos três casos simulados e utilizados para analisar as mudanças ocorridas. A tensão LV foi mantida constante e para o cálculo de φ , usou-se (41).

Tabela 6 – Especificações do conversor DAB para a análise de variações de tensão de entrada e de carga

Variável	Condições		
	Normal	Com Variação de Tensão	Com Variação de Carga
Tensão no lado de alta tensão (V_{HV})	1200 V	960 V	1200 V
Tensão no lado de baixa tensão (V_{LV})	200 V	200 V	200 V
Potência (P_{LV})	1000 W	1000 W	400 W
Relação de transformação (a)	1/7	1/7	1/7
Frequência de comutação (f_s)	20 kHz	20 kHz	20 kHz
Indutor de transferência de potência (L_{HV})	3,5 mH	3,5 mH	3,5 mH
Ganho de tensão (d)	1,1667	1,4583	1,1667
Trio de controle ($D1, D2, \varphi$)	(0,5; 0,5; 16,5153°)	(0,5; 0,5; 21,2614°)	(0,5; 0,5; 6,2146°)

A Figura 45 mostra os limites da região que se consegue manter a comutação sob ZVS para a modulação PSM considerando a variação do ângulo de defasagem e do ganho de tensão. Nesse gráfico, as capacitâncias das chaves foram consideradas desprezíveis. A linha tracejada em vermelho é o limite das comutações sob ZVS para o FB do lado HV, enquanto que a azul é o limite para o FB do lado LV. A região delimitada pelos dois limites é onde se consegue comutações sob ZVS em ambos os FB. Os limites foram encontrados fazendo (37) e (38) maiores ou igual a zero e, posteriormente, isolando-se o ganho de tensão (d) nelas. Após, o ganho de tensão é substituído em (2), assim encontrando o limite de potências em que ocorre a comutação sob ZVS.

A linha contínua verde corresponde à potência com variação da tensão de entrada (V_{HV}) em 20% menor do que a nominal e a preta corresponde à operação com tensões nominais (1200 V para 200 V). Na ampliação realizada, podem-se observar os pontos de operação do conversor para cada uma das três situações. O ponto B representa a operação do conversor DAB com seus valores nominais. Já, no ponto A, houve a diminuição da potência de 1 kW para 400 W e no ponto C ocorreu a diminuição da tensão de entrada em 20%.

Na ampliação mostrada na Figura 45, observa-se que no ponto B o conversor opera com todas as comutações acontecendo sob ZVS. Contudo, nos pontos A e C nem todas as comutações ocorrem sob ZVS.

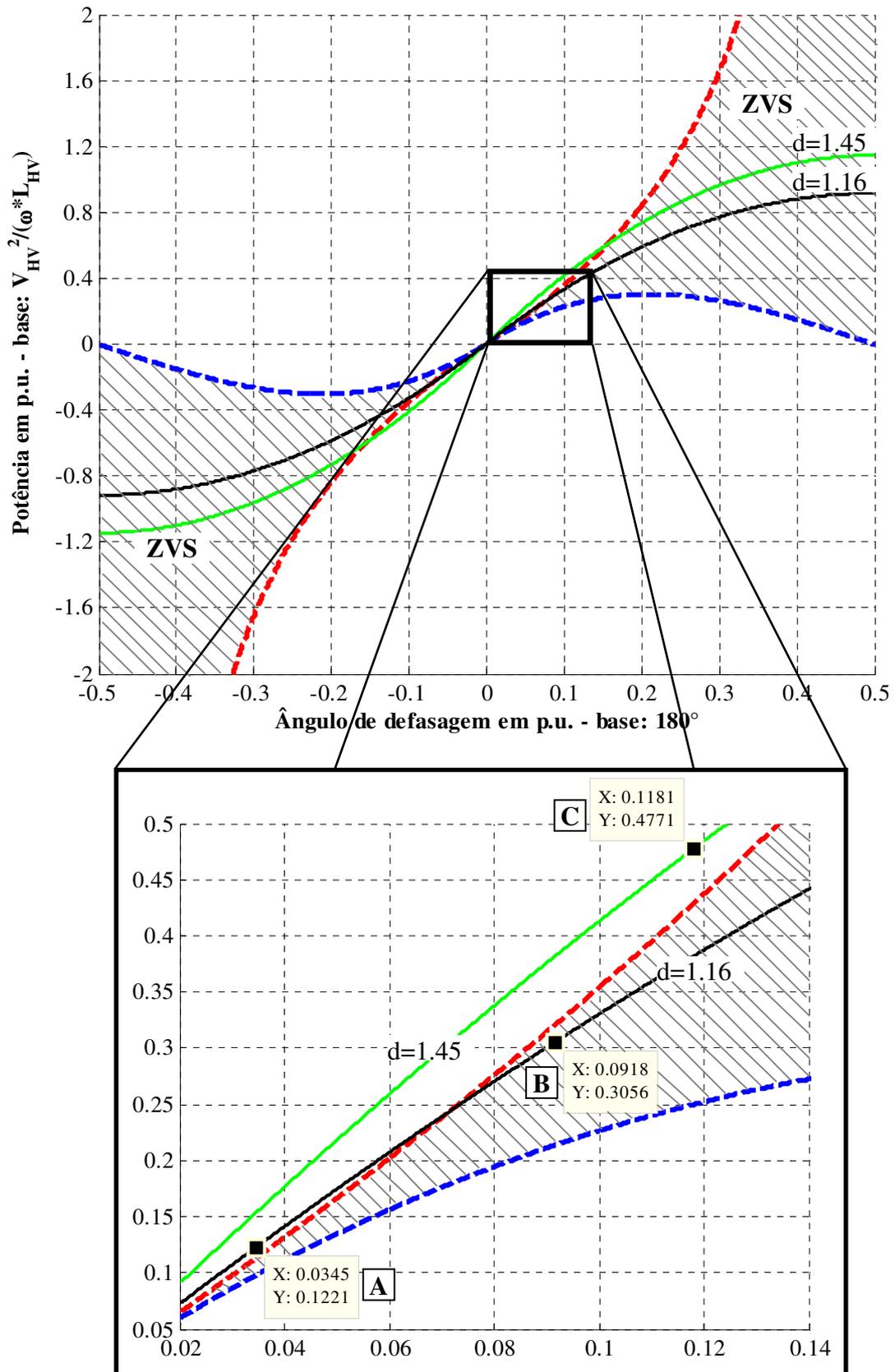


Figura 45 – Região das comutações sob ZVS (hachurada) para a modulação PSM com os limites em linhas tracejadas: Ponto A - operação com carga menor que a nominal; Ponto B - operação em condições nominais; e Ponto C - operação com tensão de entrada reduzida em 20% da nominal

Usando os valores apresentados na Tabela 6, simulou-se o conversor DAB com a modulação PSM para os mesmos três casos mostrados na Figura 45, sendo observado o mesmo comportamento (Figura 46). Os círculos vazados representam as comutações que não ocorrem sob ZVS.

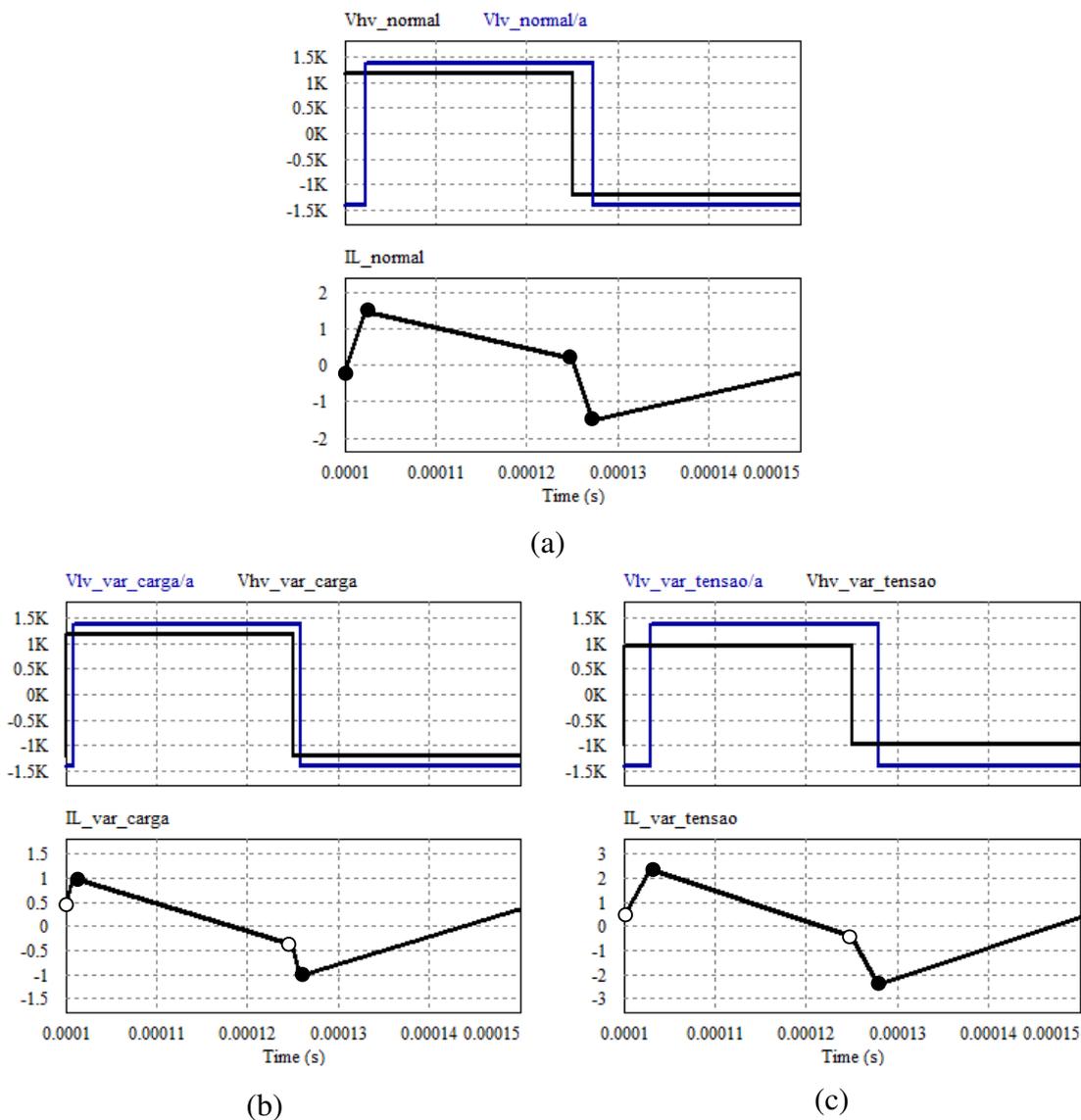


Figura 46 – (a) Operação normal. (b) Operação com carga menor do que a nominal. (c) Operação com tensão de entrada menor que a nominal

○ sem ZVS; ● com ZVS.

3.7 Conclusão

Neste capítulo foram abordados todos os padrões de modulação originados a partir do conversor DAB operando com três níveis de tensão em ambos os lados. Junto com cada padrão foram deduzidas e apresentadas as suas equações de correntes e os componentes que conduzem a corrente em cada etapa de operação. Também se mostrou o ganho de tensão e as relações que regem o comportamento do conversor DAB durante sua operação em regime permanente. Estas equações serão de fundamental importância para o desenvolvimento do algoritmo de otimização.

Também se concluiu a necessidade de haver um valor mínimo de corrente circulando pelo indutor para se garantir que a comutação de *turn-on* ocorra sob ZVS, pois a capacitância parasita das chaves precisa de uma energia mínima para a carga e descarga. Contudo, a corrente durante o intervalo de comutação foi considerada constante na dedução das equações.

Outro ponto observado foi a possibilidade de processar o mesmo nível de potência usando trios de controle diferentes, porém com mudança nos níveis de corrente RMS no indutor, ou seja, com variações da energia circulante pela estrutura.

CAPÍTULO 4 – PROJETO E MODELOS DE PERDAS DOS COMPONENTES

4.1 Introdução

Para a otimização do rendimento durante a operação do conversor DAB, necessita-se o estudo das características dos elementos e das equações pelos quais serão dimensionamentos. Como os componentes usados na construção do conversor DAB não são ideais, existe a necessidade de modelá-los, principalmente as suas curvas de perdas, e analisar os impactos que eles têm sobre cada ponto de operação do conversor. Assim, uma breve descrição dos principais componentes e também de algumas tecnologias é realizada ao longo desse capítulo.

Para a análise dos efeitos que os diferentes padrões de modulação provocam sobre o conversor DAB, bem como a obtenção dos parâmetros ótimos de projeto e controle, as perdas dos elementos serão modeladas e utilizadas nos cálculos. Os modelos de perdas adotados para os componentes e utilizados na implantação do algoritmo de otimização são simples, uma vez que são usados para fins comparativos entre os pontos de operação dentro do algoritmo. Assim, as mesmas equações são utilizadas para cada conjunto de parâmetros para o cálculo do rendimento, sendo, posteriormente, comparados.

4.2 Semicondutores

Os dispositivos semicondutores de potência usados nos conversores estáticos podem ser comparados a chaves que podem ser não controladas (diodos), semi-controladas (tiristores) e totalmente controladas, como por exemplo, o MosFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) e o IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) conforme Rashid (2001).

Estes dispositivos são construídos a partir de uma estrutura cristalina formada pelo agrupamento dos átomos de elementos que contenham quatro elétrons em sua camada mais externa (camada de valência) tais como o carbono (C), o germânio (Ge) e o silício (Si), ou ainda, por agrupamento de elementos que resulte na mesma propriedade estrutural, mostrada na Figura 47 (a). A estrutura cristalina permite o estabelecimento de ligações muito estáveis

através do compartilhamento dos elétrons da camada de valência pelos átomos vizinhos por ligações químicas covalentes, assim completando o octeto de elétrons da última camada, tornando-se estáveis quimicamente (POMILIO, 1998).

Nessa estrutura cristalina semicondutora são inseridas impurezas de forma controlada para torná-la condutora de eletricidade. Esse processo de inserção de impurezas é conhecido como dopagem e existem dois tipos de impurezas que um cristal semicondutor pode receber: dopagem com impurezas trivalentes e dopagem com impurezas pentavalentes (NATARAJ et al., 2013).

Com a adição de elementos pentavalentes (fósforo, arsênio, antimônio) ao cristal, ilustrada na Figura 47 (b), a estrutura se torna do tipo N, pois adquire carga negativa com o elétron sobressalente. Como tanto o arsênio quanto o fósforo possuem cinco elétrons na camada de valência, ao realizarem as ligações químicas covalentes utilizam quatro elétrons, permanecendo um deles livre. Este quinto elétron é chamado de elétron livre e faz com que a corrente elétrica flua.

Já, com a adição de elementos trivalentes (boro, gálio, alumínio) ao cristal, conforme a ilustração Figura 47 (c), a estrutura se torna do tipo P, pois adquire carga positiva com a ausência de um elétron. Essa falta de elétron forma lacuna, também chamado de buraco, que também faz com que a corrente elétrica flua.

Para diferenciar o grau de dopagem em cada camada semicondutora, atribuiu-se a seguinte nomenclatura: N+ e P+ para graus elevados de dopagem e N- e P- para intensidades menores de dopagem.

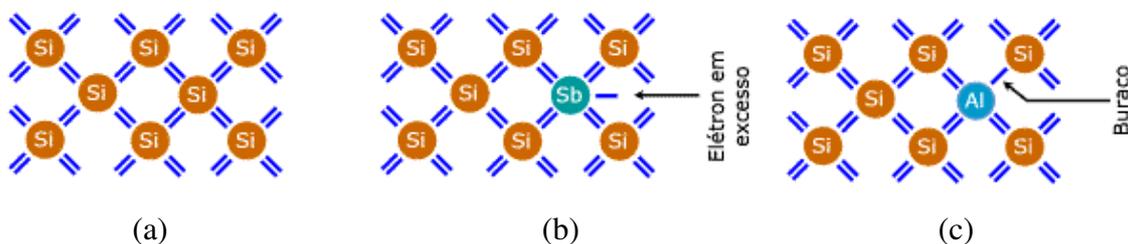


Figura 47 – Estrutura cristalina em que cada linha representa um elétron: (a) cristal no estado puro formado por átomos de silício (Si); (b) cristal do tipo N com impureza de antimônio (Sb); (c) cristal do tipo P com impureza de alumínio (Al)

Fonte: MSPC (2015).

A Figura 48 mostra as ligações químicas covalentes entre átomos de silício, silício com boro (B) e silício com fósforo (P).

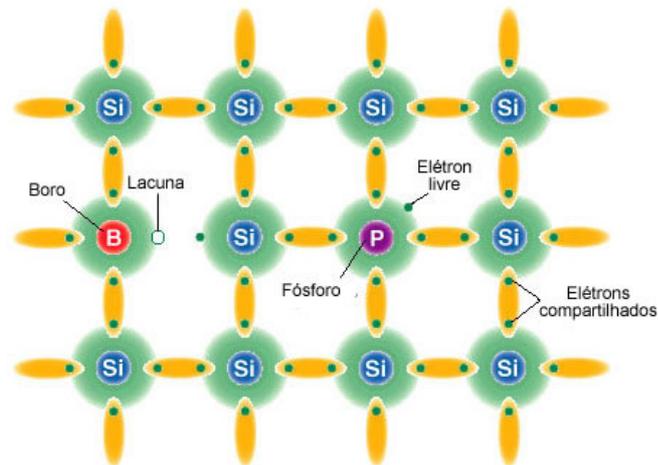


Figura 48 – Estrutura mostrando as ligações químicas covalentes para impurezas do tipo P e N
Fonte: Pereira (2015).

A junção PN é a estrutura fundamental para a formação dos dispositivos semicondutores, especialmente dos diodos e dos transistores. O diodo é o componente semicondutor mais simples, pois é formado somente por uma junção PN (POMILIO, 1998). Este dispositivo possibilita a circulação da corrente elétrica em apenas um sentido.

4.2.1 Diodo

O diodo é formado por uma estrutura semicondutora PN, construída a partir de camadas semicondutoras do tipo P e do tipo N conforme ilustrada na Figura 49 (a). A Figura 49 (b) mostra o símbolo usado na representação do diodo com os seus terminais anodo (A) e catodo (K), que correspondem à região de dopagem do tipo P e do tipo N, respectivamente. Quando o dispositivo opera dentro de seus limites de tensão e de corrente há a circulação de corrente elétrica somente no sentido anodo para o catodo, sendo que para o sentido contrário, o dispositivo permanece bloqueado. A Figura 49 (c) traz o circuito equivalente de um diodo de potência conforme apresentado em Brown (1990), onde V_F se refere à queda de tensão de condução direta do dispositivo e C_{AK} à capacitância de junção PN.

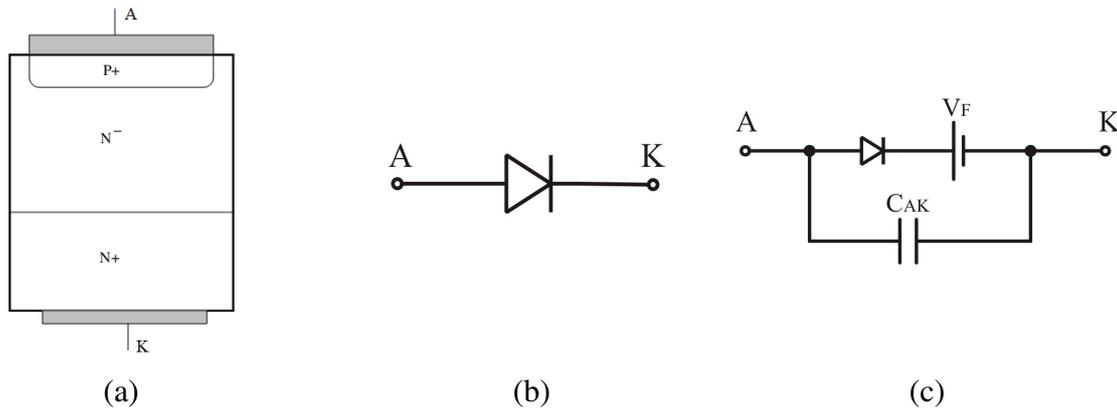


Figura 49 – Diodo de potência: (a) estrutura semicondutora com as camadas dopadas (POMILIO, 1998); (b) símbolo; (c) circuito equivalente (BROWN, 1990)

O diodo funciona de acordo com a polarização e do sentido de corrente. Ao submeter as regiões P e N a uma tensão, a diferença de potencial aparecerá sobre a região de transição PN por haver elevada resistência desta parte do semicondutor devido à concentração de portadores. Quando o diodo é polarizado diretamente, ou seja, aplica-se uma diferença de potencial positiva sobre o terminal A ($V_{AK} > 0$), a região P torna-se ainda mais densa de lacunas, e a região N ainda mais negativa. Assim, as cargas elétricas conseguem romper a barreira de potencial existente na transição PN do diodo, levando-o a conduzir a corrente. A saída de condução do diodo só ocorre quando a corrente que flui através dele inverte o sentido.

Por outro lado, quando o diodo é reversamente polarizado, ou seja, aplica-se uma diferença de potencial negativa sobre o terminal A ($V_{AK} < 0$), mais lacunas migram para a região N e mais elétrons livres são injetados na região P. Assim, ocorre o aumento da largura da região de transição PN, elevando-se a barreira de potencial e evitando-se o fluxo de corrente (POMILIO, 1998).

As principais perdas observadas no diodo ocorrem devido à queda de tensão direta na condução (V_F) e pela recuperação reversa no momento do bloqueio. Na comutação de bloqueio, as cargas se reordenam no dispositivo para que o mesmo entre em estado de bloqueio. Esta reordenação resulta na circulação de uma corrente no sentido de K para A proveniente da carga armazenada na junção PN necessária à condução do diodo. A carga envolvida na recuperação reversa (Q_r) e as formas de ondas de tensão e corrente no diodo estão representadas na Figura 50.

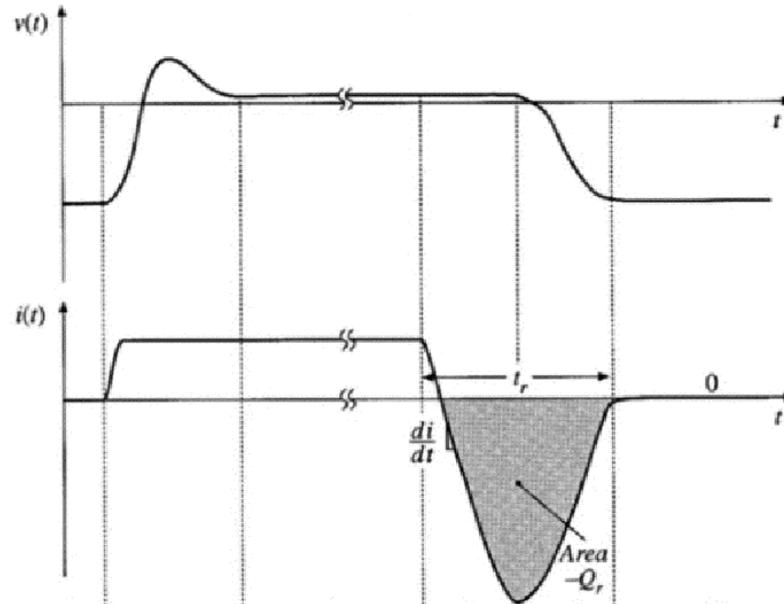


Figura 50 – Formas de ondas de tensão e corrente para o diodo

Fonte: Erickson (2000).

Através da equação (42), pode-se calcular as perdas por condução.

$$P_{D_cond} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T [V_F \cdot i_D(t)] \cdot dt \quad (42)$$

$$I_{D_AVG} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_D(t) \cdot dt \quad (43)$$

Considerando que V_F (informado na folha de dados do componente) seja constante e que a corrente média no diodo (I_{D_AVG}) é dada por (43), obtém-se (44).

$$P_{D_cond} = V_F \cdot I_{D_AVG} \quad (44)$$

As perdas por recuperação reversa (P_{rec_rev}) podem ser estimadas por (45), como em Schonberger e Feix (2008), e Beltrame et al. (2010, 2013). A tensão V_{LV} representa a tensão aplicada sobre o diodo no momento de seu bloqueio e Q_{rr} a carga elétrica envolvida no processo de bloqueio que é fornecido pelo fabricante na folha de dados (*datasheet*) do dispositivo.

$$P_{rec_rev} = Q_{rr} \cdot V_{LV} \cdot f_s \quad (45)$$

A corrente de pico da recuperação reversa (I_{rr}) pode ser calculada por (46) segundo Beltrame et al. (2013), através do Q_{rr} e do tempo de recuperação reversa (t_{rr}).

$$I_{rr} = \frac{2 \cdot Q_{rr}}{t_{rr}} \quad (46)$$

O diodo é especificado pela corrente média e pela máxima tensão a que ele está submetido no circuito.

4.2.2 MosFET e IGBT

O MosFET e o IGBT são dispositivos semicondutores totalmente controlados através da aplicação de sinais de tensão em sua porta de controle chamada *gate* (G) que habilita o bloqueio ou o fechamento da chave. Estes dispositivos podem ser do tipo canal N ou P de acordo com o intercalamento das camadas semicondutoras usadas no momento de sua fabricação (IOR, 2015). O terminal de *gate* é isolado das outras camadas semicondutoras da chave por uma camada de óxido, o que proporciona uma alta impedância de entrada para estes dispositivos.

A estrutura básica do MosFET está ilustrada na Figura 51 (a) (POMILIO, 1998), seu símbolo na Figura 51 (b) e o circuito equivalente é apresentado na Figura 51 (c) em que se observa que as perdas em condução são essencialmente ôhmicas (COSTINETT, 2013). Este dispositivo semicondutor apresenta três terminais denominados de *dreno* (D), *source* (S) e *gate* (G), sendo o último o terminal de controle.

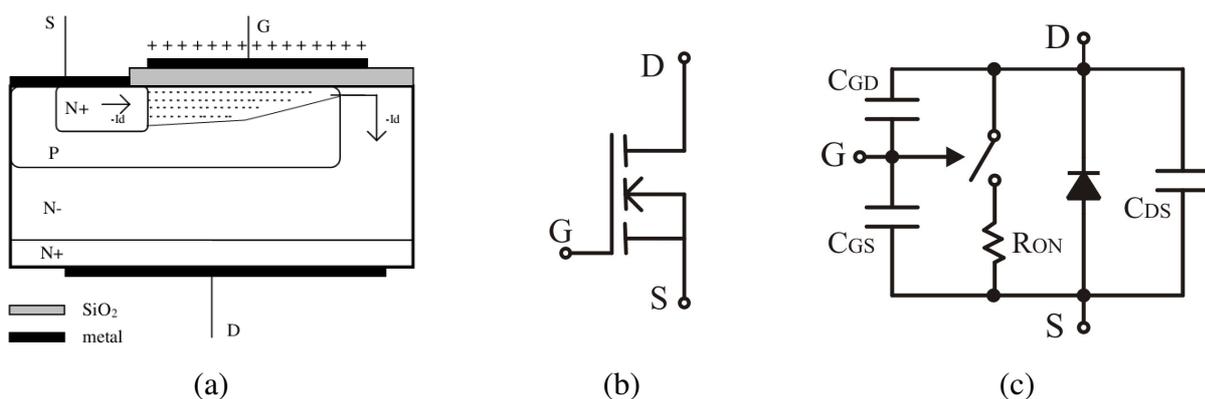


Figura 51 – MosFET canal N: (a) estrutura semicondutora com as camadas dopadas (POMILIO, 1998); (b) símbolo; (c) circuito equivalente (COSTINETT, 2013)

Conforme mostrado nas Figura 51 (a) e Figura 51 (c), a junção PN forma um diodo intrínseco antiparalelo à chave entre os contatos D e S, o qual conduz quando se aplicada uma

tensão negativa sobre o MosFET. A operação como transistor ocorre quando se colocar uma tensão positiva entre os terminais D e S.

Considerando um MosFET de canal N, ao se aplicar uma tensão sobre os terminais G e S (V_{GS}) maior que zero, a diferença de potencial positiva sobre o *gate* repelirá as lacunas da região P, deixando essa região menos densa de lacunas. Quando esta tensão atingir certo valor, os elétrons livres presentes na região P serão atraídos e formarão um canal N dentro da região P, pelo qual será possível a circulação de corrente (I_D) entre os terminais D e S. Elevando-se V_{GS} , mais portadores serão atraídos, aumentando a largura do canal e, conseqüentemente, reduzindo sua resistência e acrescentando I_D . A passagem de I_D pelo canal produz uma queda de tensão (V_{DS}) que leva ao seu afunilamento, ou seja, o canal é mais largo na fronteira com a região N+ do que quando se liga à região N-. Um aumento de I_D leva a uma maior queda de tensão V_{DS} no canal e a um maior afunilamento, até que se atinja um ponto de equilíbrio, no qual a corrente se mantém constante para qualquer V_{DS} , caracterizando a região ativa do MosFET conforme explicado por Pomilio (1998).

As capacitâncias equivalentes da Figura 51 (c) podem ser observadas em Skvarenina (2002). Estas capacitâncias influenciam nos tempos de comutações e nas perdas. Os *datasheets* não fornecem os valores dessas capacitâncias de forma direta, sendo necessário o uso das equações (47), (48) e (49). Para a obtenção da capacitância de entrada (C_{in}), aplica-se uma tensão nula sobre os terminais de D e S. Também se aplica uma tensão nula aos terminais G e S para a obtenção da capacitância de saída (C_{oss}).

$$C_{in} = C_{GS} + C_{GD} \quad (47)$$

$$C_{rss} = C_{GD} \quad (48)$$

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (49)$$

No IGBT, a estrutura é quase similar à do MOSFET, sendo diferente pela inclusão de mais uma camada P+ que forma o coletor do IGBT, conforme pode ser visualizado na Figura 52 (a). O símbolo usado em sua representação é mostrado na Figura 52 (b). O IGBT, assim como o MosFET, também possui três terminais sendo denominados de coletor (C), emissor (E) e *gate* (G), sendo esse o terminal de controle.

A partir dos circuitos equivalentes apresentados em Siemens (2015) e, Dodge e Hess (2002) em que são representadas as capacitâncias parasitas e utilizando o modelo mostrado em Costinett (2013) para o MosFET, um circuito equivalente aproximado foi construído e mostrado na Figura 52 (c). Nele, a resistência de condução do MosFET (R_{ON}) da Figura 51 (c) foi substituída pela queda de tensão V_{CEsat} , que é a queda de tensão direta de condução do

IGBT quando esse opera na região de saturação. Esta queda de tensão é a principal fonte de perdas na etapa de condução. O valor de V_{CEsat} é função da corrente de coletor e da temperatura do semiconductor. Na Figura 52 (a) é possível identificar a estrutura NPNP característica de um tiristor parasita onde seu acionamento é indesejável.

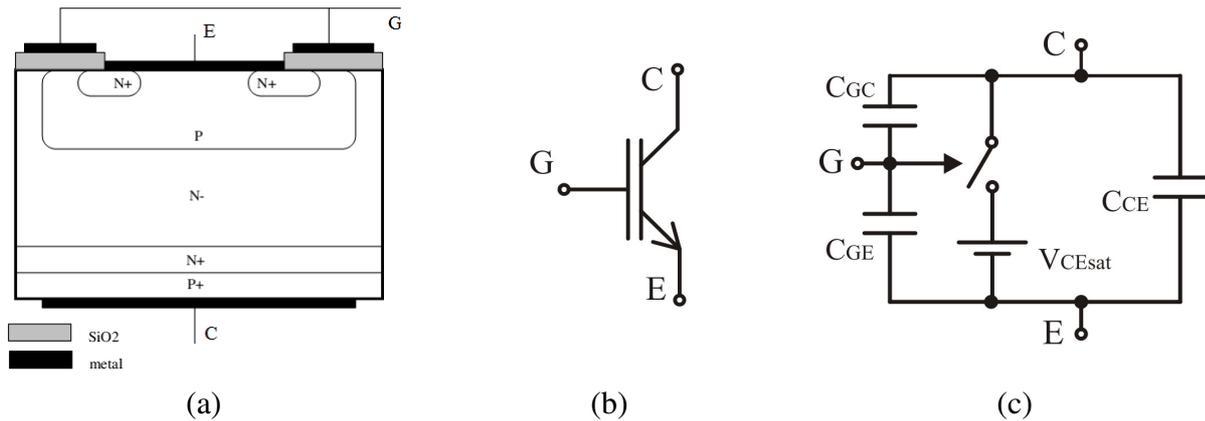


Figura 52 – IGBT canal N: (a) estrutura semicondutora com as camadas dopadas (POMILIO, 1998); (b) símbolo; (c) circuito equivalente.

Ao analisar a operação do IGBT de forma simplificada, pode-se compará-la com a de um MosFET no qual a região N- tem sua condutividade modulada pela injeção de lacunas, a partir da região P+. Supondo que uma tensão positiva é aplicada entre C e E e outra entre os terminais G e E. A repulsão das lacunas da camada P sob o contato de G forma um canal condutor entre as camadas N+ próxima ao emissor e N-. Através deste canal, elétrons são transportados de N+ para N-, o que reduz o potencial da região N- e faz com que a junção PN próxima ao coletor seja polarizada diretamente. Sob esta condição de polarização direta, uma alta densidade de lacunas é injetada na camada N- a partir de P+. Quando a concentração de cargas injetadas se torna elevada, ocorre o acúmulo de lacunas na região N- que atrai elétrons do emissor a fim de manter a neutralidade das cargas. Assim estabelece-se a condução do IGBT conforme Pomilio (1998).

As equações apresentadas em (47), (48) e (49) também são válidas para as capacitâncias do IGBT com a mudança de nomenclatura para a capacitância de saída de C_{oss} para C_{oes} .

Para o cálculo das perdas em condução do MosFET, é usado o valor de resistência R_{ON} informado no *datasheet*, uma vez que o dispositivo exibe característica resistiva quando

conduz. Assim, é necessário o cálculo da corrente RMS (50) que circula pelo MosFET.

$$I_{MosFET_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [i_s(t)]^2 \cdot dt} \quad (50)$$

A potência dissipada no MosFET quando em condução pode ser estimada por:

$$P_{MosFET_cond} = R_{ON} \cdot I_{MosFET_RMS}^2 \quad (51)$$

Já, para o IGBT, o cálculo das perdas em condução considera o valor da queda de tensão direta em condução (V_{CEsat}) do componente que é informada no *datasheet*. Através da equação (52), pode-se calcular as perdas por condução.

$$P_{IGBT_cond} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T [V_{CEsat} \cdot i_{IGBT}(t)] \cdot dt \quad (52)$$

$$I_{IGBT_AVG} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{IGBT}(t) \cdot dt \quad (53)$$

Considerando que V_{CEsat} seja constante e que a corrente média no IGBT (I_{IGBT_AVG}) é dada por (53), obtém-se (54).

$$P_{IGBT_cond} = V_{CEsat} \cdot I_{IGBT_AVG} \quad (54)$$

Com a carga e descarga da capacitância de *gate*, as perdas podem ser estimadas como em (55) conforme Costinett (2013) tanto para o IGBT como para o MosFET. O valor de Q_G é obtido do *datasheet* da chave.

$$P_{SW_G} = Q_G \cdot V_{GS} \cdot fs \quad (55)$$

Para as deduções das equações que serão usadas para estimar as perdas nas comutações sob ZVS e não ZVS considerou-se as formas de ondas mostradas na Figura 53. O tempo de subida da corrente é tr e o de descida é tf e podem ser obtidas pelo *datasheet*.

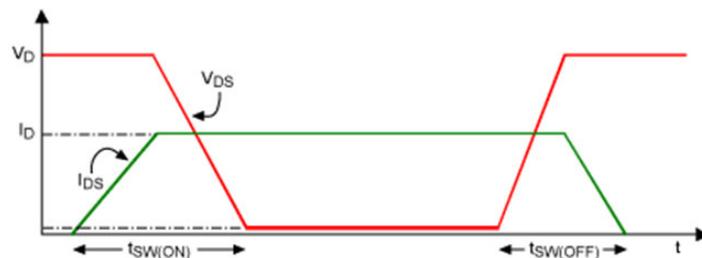


Figura 53 – Formas de ondas de tensão e corrente das chaves semicondutoras

Fontes: Graovac, Pürschel e Kiep (2006) e Skvarenina (2002).

A Figura 53 apresenta o modelo linear para o aumento e diminuição da corrente empregado para o MosFET. Para o IGBT também se admitiu o mesmo modelo, contudo as equações obtidas para as perdas são menos precisas, pois a corrente de cauda presente na saída de condução do IGBT não é considerada.

Considerando as diferentes situações de comutações, admitiu-se que: a corrente, durante o tempo da comutação não varia sendo representada por uma fonte constante de corrente (I); a capacitância C corresponde à capacitância de saída da chave (C_{oss} ou C_{oes}); V_{HV} e V_{LV} são as tensões constantes sob a qual a chave está submetida.

A Figura 54 representa a situação de quasi-ZVS de *turn-off* de S1 em que o capacitor de S3 atingiu a tensão V_{HV} (indicada no instante t') antes de a outra chave (S1) ter sido completamente aberta (instante t_f). As formas de ondas de tensão e de corrente mostradas são para a chave S1 durante a sua saída de condução.

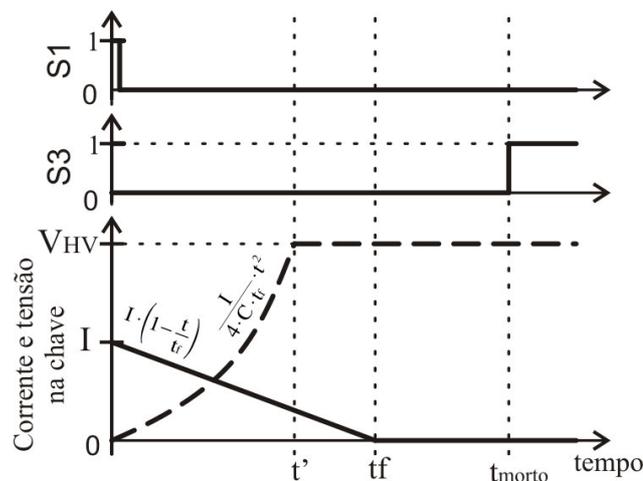


Figura 54 – Situação I da comutação sob quasi-ZVS no *turn-off* da chave S1 com a corrente e a tensão sobre ela

As etapas de operação esboçadas na Figura 55 iniciam com o sinal de comando de bloqueio de S1. Conforme mostra a Figura 55 (a) a corrente em S1 começa a diminuir de forma linear. A diferença entre a corrente na chave e de I é dividida nos capacitores. Esta etapa dura até o capacitor C1 ser carregado e C3 descarregado, momento em que D3 é polarizado diretamente (instante t'). Na Figura 55 (b), com D3 conduzindo, a corrente de S1 continua a diminuir até t_f . Na Figura 55 (c), com a abertura de S1, a corrente I passou a circular pelo diodo D3, momento em que o tempo morto termina e a chave S3 é fechada sob

ZVS como mostra a Figura 55 (d).

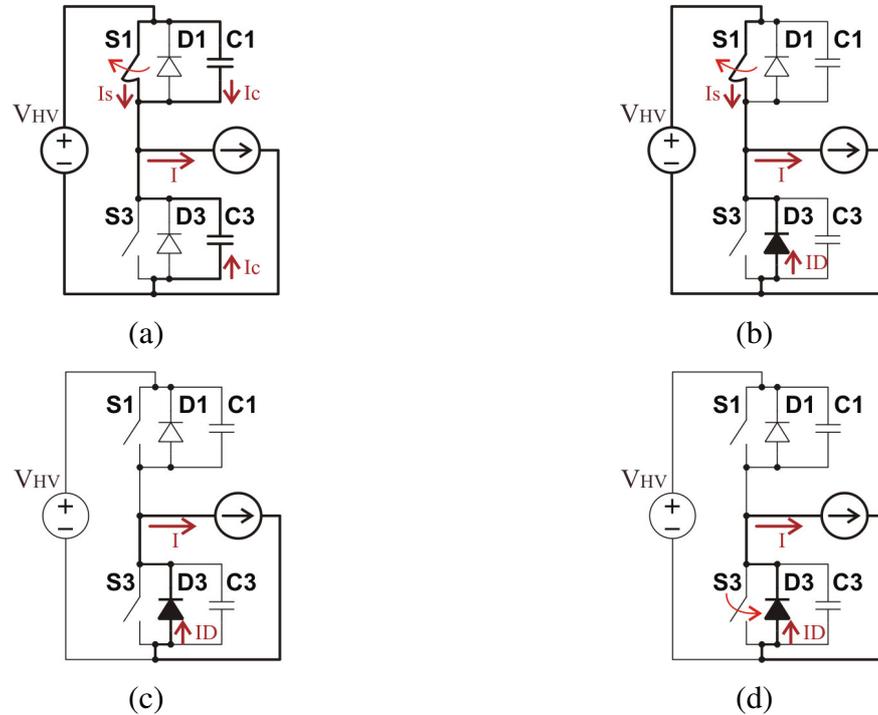


Figura 55 – Etapas de operação para a comutação sob ZVS da Figura 54: (a) início da abertura de S1 com a carga de C1 e descarga de C3; (b) diodo D3 é polarizado diretamente; (c) término da abertura de S1; (d) S3 fecha sob ZVS

A equação (56) mostra a expressão para a obtenção das perdas de comutação da Figura 54 e a equação (57) para o tempo em que a tensão no capacitor C3 chegue a V_{HV} .

$$P_{SW_off} = fs \cdot \left\{ \int_0^{t'} \left[\left(\frac{I}{4 \cdot C \cdot tf} \cdot t^2 \right) \cdot \left[I \cdot \left(1 - \frac{t}{tf} \right) \right] \right] \cdot dt + \int_{t'}^{tf} \left[V_{HV} \cdot \left[I \cdot \left(1 - \frac{t}{tf} \right) \right] \right] \cdot dt \right\} \quad (56)$$

$$t' = 2 \cdot \sqrt{\frac{V_{HV} \cdot C \cdot tf}{I}} \quad (57)$$

Resolvendo as integrais de (56) e substituindo (57) em (56), obtém-se (58) que representa as perdas por comutação de *turn-off* para a Figura 54.

$$P_{SW_off} = \frac{V_{HV} \cdot fs}{6} \left(3 \cdot I \cdot tf - 8 \cdot \sqrt{V_{HV} \cdot I \cdot C \cdot tf} + 6 \cdot V_{HV} \cdot C \right) \quad (58)$$

A Figura 56 representa a situação de quasi-ZVS de *turn-off* de S1 em que o capacitor de S3 atingiu a tensão V_{HV} (instante t') depois de a outra chave (S1) ter sido completamente aberta (instante tf). As formas de ondas de tensão e de corrente mostradas são para a chave S1

durante a sua saída de condução.

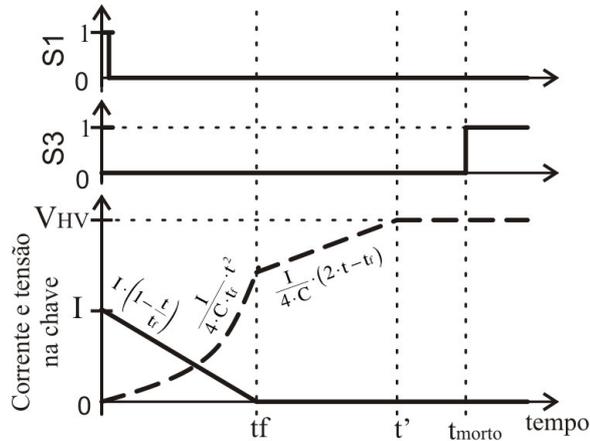


Figura 56 – Situação II da comutação sob quasi-ZVS no *turn-off* da chave S1 com a corrente e a tensão sobre ela

As etapas de operação para a comutação sob ZVS da Figura 56 estão representadas na Figura 39.

A equação (59) mostra a expressão para a obtenção das perdas de comutação da Figura 56.

$$P_{sw_off} = f_s \cdot \left\{ \int_0^{t_f} \left[\left(\frac{I}{4 \cdot C \cdot t_f} \cdot t^2 \right) \cdot \left[I \cdot \left(1 - \frac{t}{t_f} \right) \right] \right] dt \right\} \quad (59)$$

Resolvendo a integral e simplificando (59), resulta em (60) que representa as perdas por comutação de *turn-off* para a Figura 56.

$$P_{sw_off} = \frac{(I \cdot t_f)^2}{48 \cdot C} \cdot f_s \quad (60)$$

As equações das perdas (58) e (60) também foram apresentadas por Oggier, Garcia e Oliva (2009).

Contudo, existem situações em que não é possível manter comutação sob ZVS para todas as comutações, conforme mostrado na Tabela 3 aos padrões P01 e P02 tanto para A como para B. Nestes padrões, a comutação sob não ZVS foi mantida no lado de baixa tensão (V_{LV}) para a diminuição das perdas por comutação.

A Figura 57 mostra os sinais de comando para S5 e S7. Também apresenta as formas de ondas de tensão e corrente para o diodo D5 e para a chave S7. O pico de corrente é devido

à recuperação reversa do diodo D5.

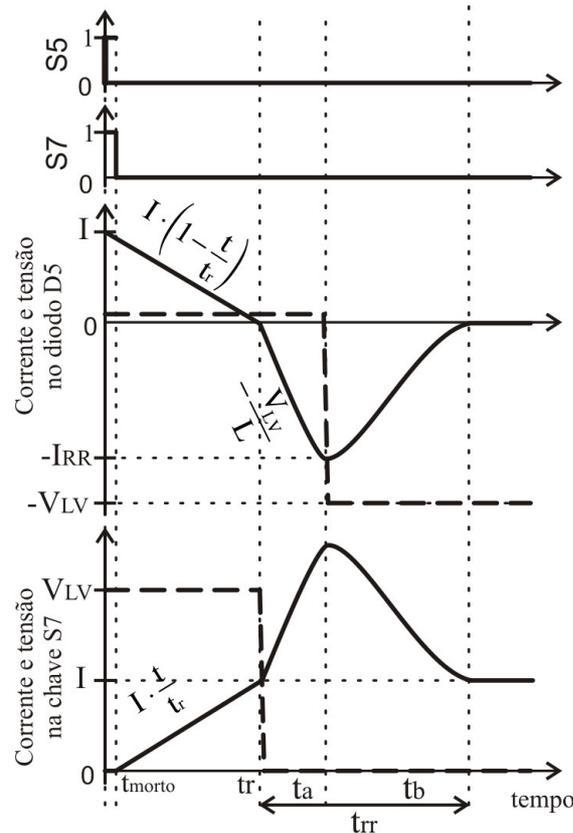


Figura 57 – Comutação sob não ZVS no *turn-on* da chave S7

As etapas de operação esboçadas na Figura 58 iniciam com o sinal de comando de bloqueio de S5. Conforme mostrado na Figura 58 (a), o diodo D5 que está em antiparalelo com S5, que é aberta sob ZVS, está conduzindo. Com o sinal de comando para fechar S7, a corrente inicia a aumentar de forma linear. Quando S7 assume a corrente I (instante t_r), D5 inicia o processo de recuperação reversa em que ocorre a recombinação das cargas para voltar ao estado original, sendo a variação de corrente limitada pela indutância parasita (L) do circuito e da chave. Durante o intervalo de recuperação reversa (t_{rr}) ocorre o bloqueio do diodo e a carga do capacitor C5 e a descarga de C7. No final, a corrente I é assumida por S7, conforme Figura 58 (e).

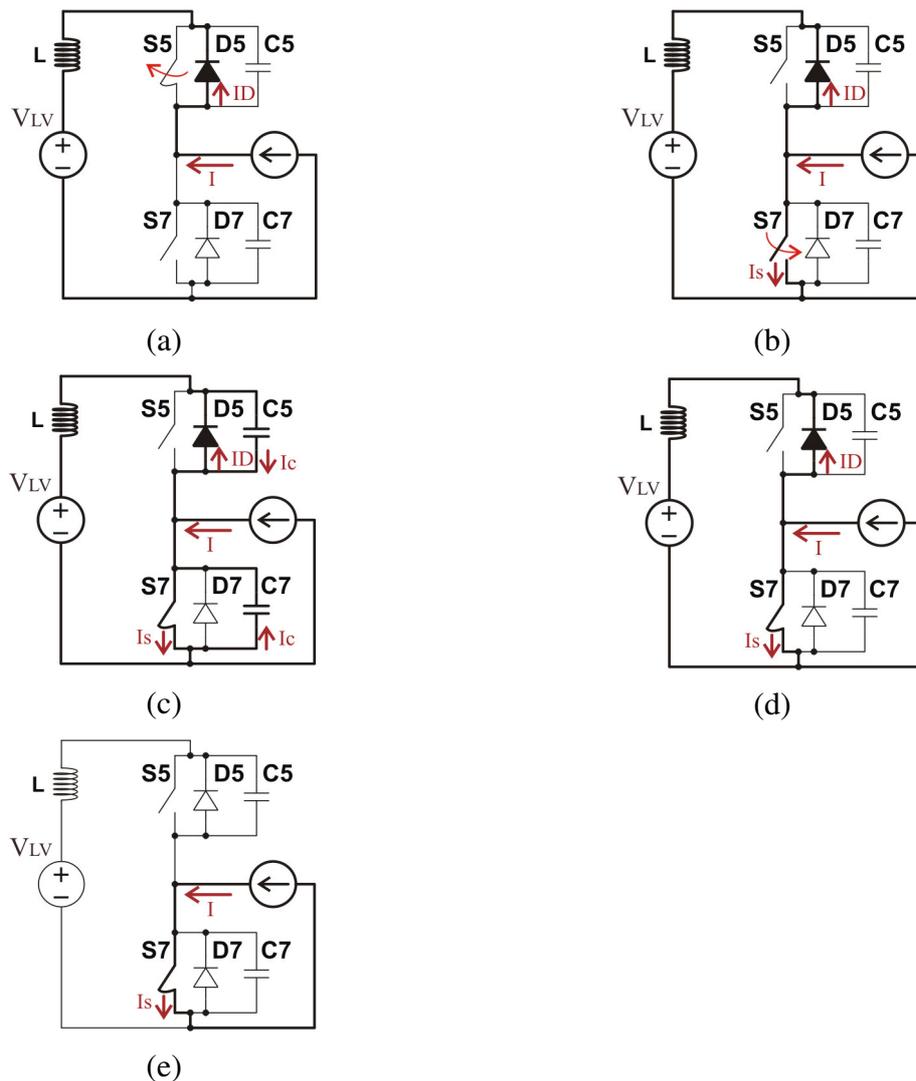


Figura 58 – Etapas de operação para a comutação sob não ZVS da Figura 57: (a) etapa 1: abertura de S5; (b) etapa 2: início fechamento de S7e bloqueio de D5; (c) etapa 3: carga de C5 e descarga de C7; (d) etapa 4: final da recuperação reversa de D5; (e) etapa 5: S7 conduzindo I

A equação (61) representa as perdas por comutação na chave para a Figura 57, em que a primeira parcela da soma representa os cruzamentos das tensões e correntes sobre a chave e a segunda representa a energia armazenada no capacitor parasita da chave que é dissipada sobre ela. A equação (62) representa a estimativa das perdas no diodo durante a comutação de seu bloqueio.

$$P_{SW_on} = \frac{1}{2} \cdot I \cdot V_{LV} \cdot tr \cdot fs + \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{LV}^2 \cdot fs \quad (61)$$

$$P_{rec_rev} = Q_{rr} \cdot V_{LV} \cdot fs \quad (62)$$

As equações das perdas (61) e (62) foram obtidas nos trabalhos de Beltrame et al. (2010, 2013).

4.2.3 Tecnologia de semicondutores

Atualmente, com o avanço das pesquisas e da tecnologia, existem novos estudos sobre materiais que formam estruturas cristalinas com características semelhantes a do silício, porém com algumas melhoras. Algumas estruturas cristalinas que podem substituir a do silício são formadas pelo carboneto de silício (SiC) e a pelo nitreto de gálio (GaN).

Existem cerca de 170 politipos de estruturas cristalinas de SiC, estando somente dois tipos (4H-SiC e 6H-SiC) disponíveis comercialmente. O 4H-SiC é preferível ao 6H-SiC por apresentar uma maior e mais isotrópica mobilidade de elétrons conforme Severt et al. (2000). As ilustrações da Figura 59 foram obtidas em Soltys et al. (2010) e mostram a vista superior das estruturas cristalinas 4H- e 6H-SiC em que a cor cinza representa os átomos de silício e os pretos os de carbono.



Figura 59 – Vista superior das estruturas cristalinas dos politipos SiC: (a) 4H-SiC; (b) 6H-SiC
Fonte: Soltys et al. (2010).

Os dispositivos fabricados com o SiC possuem maior tensão de ruptura, trabalham em temperaturas mais elevadas, além de também terem comutações mais rápidas conforme Tolkkinen, Ramalingam e Tunstall (1997), assim podendo operar em frequências de comutação mais elevadas do que os dispositivos Si. Os diodos SiC Schottky apresentam o

pico da corrente de recuperação reversa de cinco a seis vezes menor do que os de Si ultra-rápidos segundo Zymmer e Mazurek (2011), podendo ser desprezada na maioria das aplicações.

Outro material semiconductor que também vem ganhando atenção é a estrutura cristalina formada pelo GaN que é concorrente ao SiC em baixas potências. Tanto diodos de SiC Schottky como os de GaN Schottky são portadores majoritários e apresentam carga de recuperação reversa desprezível (BADAWI et al., 2013).

A Figura 60 mostra as características elétricas das estruturas cristalinas formadas por silício (Si), carboneto de silício (SiC) e nitreto de gálio (GaN). Observa-se que o SiC e o GaN possuem características superiores que o Si com relação à tensão de operação e a frequência de comutação.

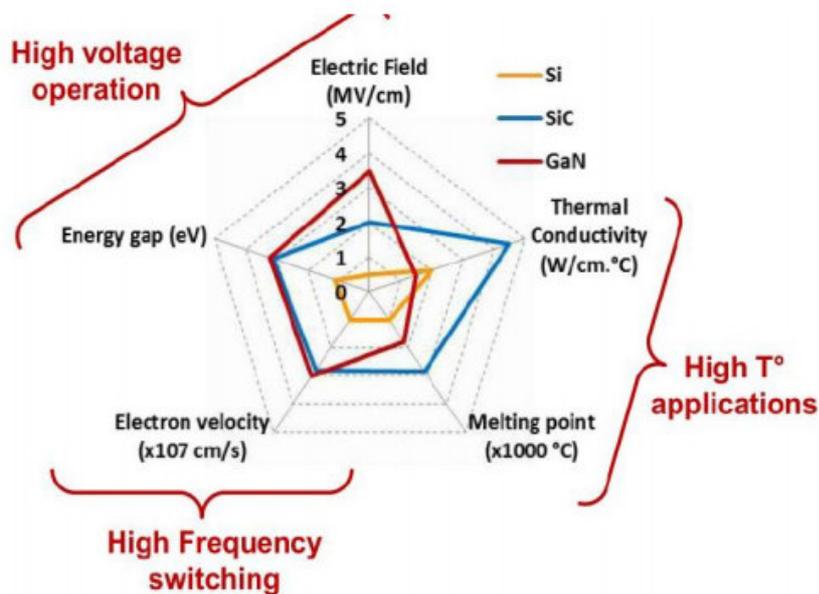


Figura 60 – Comparação das propriedades elétricas dos semicondutores GaN, SiC e Si
Fonte: Kumar e Aspalli (2014).

Além de tipos diferentes de estruturas cristalinas semicondutoras, existem melhorias na construção dos componentes semicondutores. A tecnologia Schottky usada nos diodos consiste na aplicação de uma camada de metal em contato com uma camada semicondutora (FENGPING et al., 2011). O MosFET com tecnologia CoolMOS foi desenvolvido com o objetivo de reduzir a resistência série de condução da chave em conjunto com comutações

ultra-rápidas (LORENZ, 2002). A Figura 61, obtida de Lorenz, Deboy e Zverev (2004), compara o MosFET convencional com o MosFET CoolMOS.

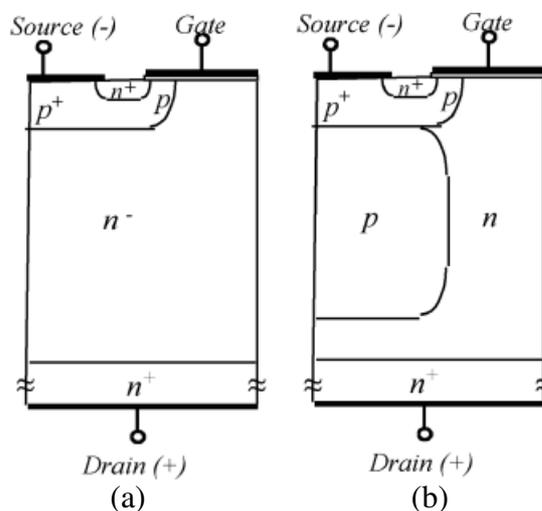


Figura 61 – Comparação entre tecnologias de MosFET: (a) MosFET convencional; (b) MosFET CoolMOS

Fonte: Lorenz, Deboy e Zverev (2004).

Outra tecnologia, agora voltada ao IGBT, é o *WARP Speed* que foi desenvolvida pela *International Rectifier*. As velocidades de comutações são elevadas de tal modo que se aproximem as do MosFET, sem perder a alta capacidade de condução característica do IGBT. Assim, as perdas de *turn-off* diminuíram em até 50% conforme Ambarian e Chao (1997), podendo operar em frequências de comutação de 150 kHz ou superiores.

Em Kadavelugu et al. (2011) foi realizado testes com SiC MosFET de 1200 V, Si IGBT de 1200 V e MosFET CoolMOS de 900 V em um conversor DAB. Ao final, os autores concluem que o SiC MosFET é o mais favorável a comutação sob ZVS.

4.3 Materiais magnéticos

Os materiais usados na construção dos núcleos de indutores e transformadores nos conversores são ferromagnéticos que têm como característica a concentração das linhas de campo magnéticas que os interceptam, ou seja, a sua permeabilidade magnética (μ) é muito

maior do que a do vácuo. A permeabilidade magnética é a razão entre a densidade de fluxo magnético (B) com a intensidade do campo magnético (H).

A Figura 62 apresenta a curva de histerese de um material ferromagnético em que as setas sobre o caminho fechado indicam o sentido da magnetização. Conforme Mclyman (2004), considerando que o material esteja inicialmente desmagnetizado e que seja aplicado um campo crescente, a magnetização parte do ponto X (0, 0) e chega até o ponto de saturação (H_s , B_s) onde a densidade de fluxo magnético não se eleva, pois a permeabilidade magnética do material fica próxima a do vácuo. Agora, diminuindo o campo magnético, a curva passa pelo ponto (0, B_r) que representa a magnetização residual. Aplicando-se um campo negativo, o ponto ($-H_c$, 0) mostra o campo magnético coercitivo necessário para a completa desmagnetização. Continuando a diminuir o campo, chega-se ao ponto de saturação ($-H_s$, $-B_s$). Tornando a aumentar H , chega-se a (0, $-B_r$), posteriormente, a (H_c , 0) e, por último, novamente ao ponto de saturação (H_s , B_s). O caminho fechado formado pelos pontos (H , B) constitui a curva de histerese.

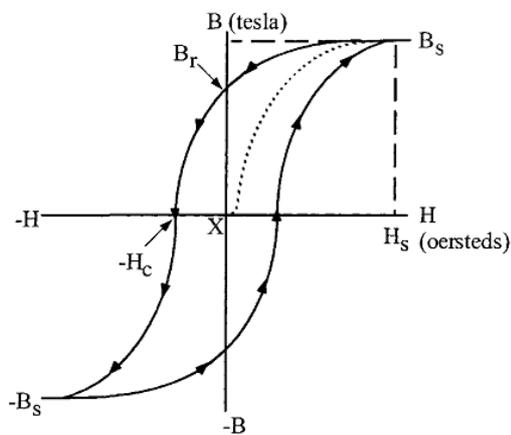


Figura 62 – Típica curva de histerese para materiais ferromagnéticos

Fonte: Mclyman (2004).

No conversor DAB, tanto o fluxo magnético do transformador quanto o do indutor são alternados. Assim, deseja-se uma permeabilidade alta, com uma curva de histerese mais estreita possível, pois a perda de energia, expressada em (63), é proporcional à área da curva de histerese percorrida durante a operação e transformada em calor.

$$W = \oint H dB \quad (63)$$

A variação do fluxo magnético também induz tensões no núcleo, que fazem circular

correntes induzidas provocando perdas e elevação de temperatura. Por esse motivo, são usados materiais que possuem alta resistividade elétrica, como o ferrite, ou lâminas que em conjunto formam o núcleo com elevada resistência elétrica, como nos núcleos de ferro silício, geralmente, usados em transformadores.

Ao realizar o projeto dos magnéticos, deve-se conhecer qual será a máxima densidade de fluxo magnético (B_{max}) ao qual o material será submetido, para evitar que ele atinja a saturação e qual será a máxima temperatura de operação. Existe uma temperatura máxima que, quando excedido, o material perde definitivamente suas propriedades magnéticas. Este valor limite é conhecido como temperatura de Curie. Ao se exceder o limite de saturação ou de temperatura, a permeabilidade magnética do material ferromagnético cai drasticamente para próximo a do vácuo, ocasionando um pico de corrente que pode danificar o conversor.

Para o cálculo das perdas no núcleo considerando a curva de histerese, geralmente usa-se (64), como em Muhlethaler et al. (2011), Jieli, Abdallah e Sullivan (2001) e, Venkatachalam et al. (2002) onde \overline{P}_V representa as perdas por volume e ΔB a variação da indução magnética pico a pico de uma excitação senoidal de frequência f . Os coeficientes k , α e β são parâmetros específicos do material magnético, também conhecidos como coeficientes de Steinmetz.

$$\overline{P}_V = k \cdot f^\alpha \cdot (\Delta B)^\beta \quad (64)$$

A equação (64) é conhecida como Equação de Steinmetz, do inglês, *Steinmetz Equation* (SE) em homenagem a Steinmetz (1892) que propôs uma equação semelhante. Geralmente, os fabricantes disponibilizam gráficos das perdas por volume para excitações senoidais, através dos quais se podem obter os coeficientes k , α e β (JIELI; ABDALLAH; SULLIVAN, 2001). Porém, as formas de ondas aos quais os magnéticos estão submetidos nos conversores não são senoidais e a equação (64) perde sua precisão.

Assim, Albach, Durbaum e Brockmeyer (1996) propuseram modificações em (64) de tal modo a continuar utilizando os coeficientes de Steinmetz. Para isso, os autores encontram uma frequência senoidal equivalente (f_{sin_eq}) conforme (66).

$$\overline{P}_V = \frac{1}{T} \cdot k \cdot f_{sin_eq}^{\alpha-1} \cdot (\Delta B)^\beta \quad (65)$$

$$f_{sin_eq} = \frac{2}{\Delta B^2 \pi^2} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad (66)$$

Nas equações (65) e (66), T representa o período da onda de excitação e ΔB a variação pico a pico da densidade de fluxo magnético. Esta equação (65) ficou conhecida como MSE,

do inglês, *Modified Steinmetz Equation*. Porém, esta equação é uma boa estimativa para ondas triangulares de fluxo magnético com razão cíclica próxima a 0,5. Quando a razão cíclica se afasta muito de 0,5 a MSE perde a sua precisão.

Então, outra forma de cálculo foi proposta por Jieli, Abdallah e Sullivan (2001) deixando (64) mais generalizada.

$$\overline{P}_V = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left[k_1 \cdot \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha \cdot |B(t)|^{\beta-\alpha} \right] dt \quad (67)$$

$$k_1 = \frac{k}{(2 \cdot \pi)^{\alpha-1} \cdot \int_0^{2\pi} (|\cos \theta|^\alpha \cdot |\sin \theta|^{\beta-\alpha}) d\theta} \quad (68)$$

A equação (67), ficou conhecida como GSE, do inglês, *Generalized Steinmetz Equation*.

Outro trabalho Venkatachalam et al. (2002) traz modificações na GSE a fim de melhorar a precisão e considerar somente a variação de densidade de fluxo magnético ao invés do instantâneo como em (67).

$$\overline{P}_V = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left[k_i \cdot \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha \cdot (\Delta B)^{\beta-\alpha} \right] dt \quad (69)$$

$$k_i = \frac{k}{(2 \cdot \pi)^{\alpha-1} \cdot \int_0^{2\pi} (|\cos \theta|^\alpha \cdot 2^{\beta-\alpha}) d\theta} \quad (70)$$

$$\int_0^{2\pi} (|\cos \theta|^\alpha) d\theta \cong 4 \cdot \left(0,2761 + \frac{1,7061}{\alpha + 1,354} \right) \quad (71)$$

A equação (69), ficou conhecida como iGSE, do inglês, *improved Generalized Steinmetz Equation*. Para simplificar (70) a integral pode ser aproximada por (71) para α entre 0,5 e 3 resultando em um erro máximo de 0,15% conforme Venkatachalam et al. (2002). A Figura 63 apresenta as comparações entre os valores das perdas obtidos a partir dos modelos MSE, GSE e iGSE com os medidos. Para a obtenção das curvas usou-se a equação (72) para a densidade de fluxo magnético.

$$B(t) = A \left[(1-c) \cdot \sin(\omega \cdot t) + c \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t) \right] \quad (72)$$

Pode-se observar que o último modelo é o que melhor representa as perdas.

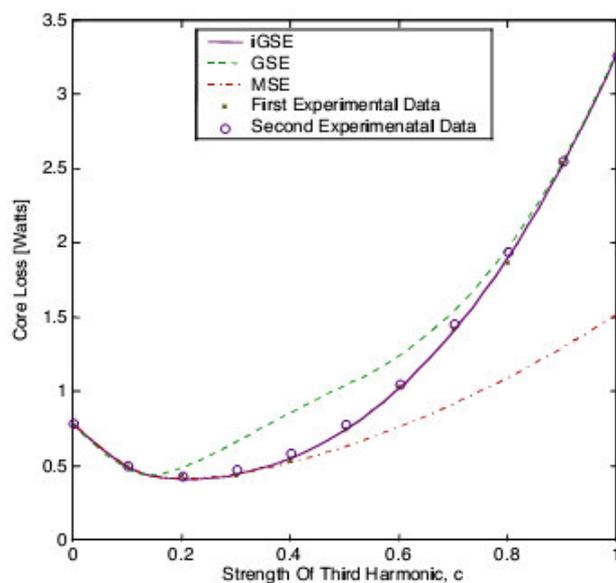


Figura 63 – Comparação entre as estimativas das perdas usando MSE, GSE e iGSE com os valores medidos

Fonte: Venkatachalam et al. (2002).

Outro trabalho desenvolvido por Muhlethaler et al. (2011) baseou-se no iGSE, sendo obtida a elevação da precisão do modelo de estimativa das perdas, conforme pode ser observado na Figura 64. Esse novo modelo de cálculo das perdas foi denominado de i^2 GSE, do inglês, *improved-improved Generalized Steinmetz Equation*.

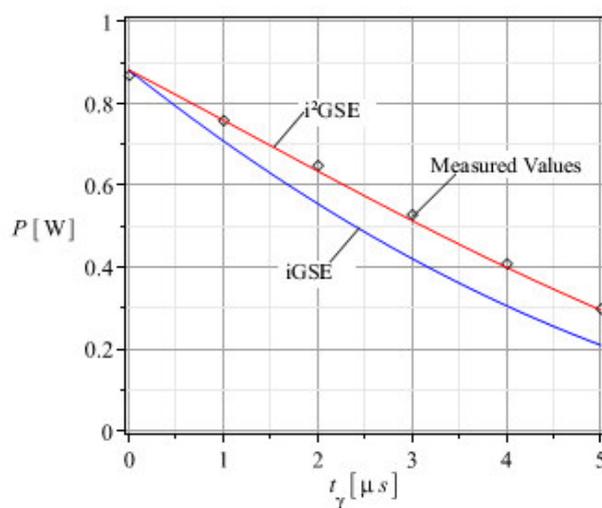


Figura 64 – Comparação entre as estimativas usando iGSE e i^2 GSE com os valores medidos

Fonte: Muhlethaler et al. (2011).

A estimativa das perdas por histerese e ôhmicas nos enrolamentos é importante, pois a partir delas se consegue calcular a elevação de temperatura no núcleo magnético. Cada fabricante disponibiliza em seus *datasheets* equações empíricas para a elevação de temperatura, bem como, informa qual é máxima temperatura suportada por aquele material e a sua densidade de fluxo magnética de saturação.

Segundo Barbi, Font e Alves (2002), para os núcleos de ferrite fabricados pela Thornton, a resistência térmica do núcleo ($Rt_{núcleo}$) é dada por (73) e a elevação de temperatura (ΔT) pode ser estimada por (74). O produto $AeAw$ deve estar em cm^4 e a temperatura é dada em $^{\circ}\text{C}$.

$$Rt_{núcleo} = 23 \cdot (AeAw)^{-0,37} \quad (73)$$

$$\Delta T = (P_{núcleo} + P_{cobre}) \cdot Rt_{núcleo} \quad (74)$$

4.3.1 Indutor

O indutor é um elemento passivo que armazena energia na forma de campo magnético.

A Figura 65 ilustra o núcleo EE e seu carretel com as indicações da área da seção transversal do núcleo (Ae) e a área da janela (Aw) que podem ser usados na construção do indutor.

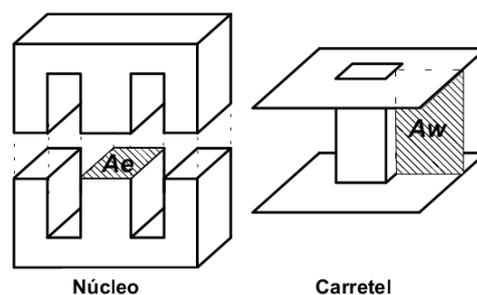


Figura 65 – Núcleo EE e seu carretel

A Figura 66 mostra um indutor construído sobre um núcleo em formato de C com entreferro. O entreferro é importante para elevar a relutância magnética, assim podendo aumentar a intensidade do campo magnético sem que ocorra a saturação. Nesta ilustração

pode-se observar o fluxo magnético (Φ) gerado a partir da circulação da corrente I_L que induz um campo magnético sobre o núcleo proporcional ao número de espiras (N_L).

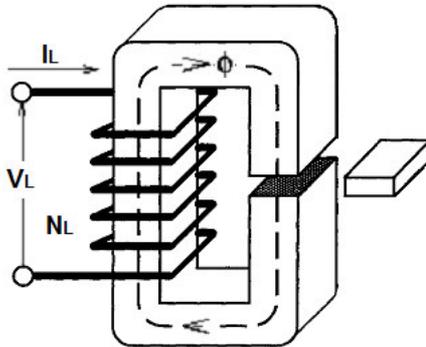


Figura 66 – Indutor formado pelo núcleo magnético com entreferro

Fonte: Mcllyman (2004).

Para o projeto do indutor, seguiu-se a equação do produto das áreas ($AeAw$) apresentada por Barbi, Font e Alves (2002). A equação (75) fornece o produto mínimo das áreas que o núcleo deve possuir. O fator de ocupação da área da janela (k_w) é a razão entre a área de cobre que o enrolamento ocupa e a área da janela. Geralmente, o valor de k_w na construção de indutores é próximo a 0,4 conforme Mcllyman (2004).

$$AeAw = \frac{L \cdot I_{pico} \cdot I_{L-RMS}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} \quad (75)$$

O número de espiras (N_L) do indutor é calculado por (76).

$$N_L = \frac{L \cdot I_{pico}}{B_{max} \cdot Ae} \quad (76)$$

Caso o núcleo não possua entreferro distribuído, existe a necessidade da inserção de um material com baixa permeabilidade no caminho do fluxo magnético (Φ), tal como o papel. O entreferro é importante para evitar a saturação magnética do núcleo mesmo aplicando correntes maiores nos enrolamentos, além de tornar a indutância menos dependente da permeabilidade magnética do núcleo que é afetada pela temperatura. A equação (77) especifica a espessura de entreferro a ser usado e que é representado na Figura 66 pelo pequeno paralelepípedo. A constante μ_0 representa a permeabilidade magnética do vácuo, sendo igual a $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ H/m.

$$l_{\text{entreferro}} = \frac{N_L^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L} \quad (77)$$

Com a operação em alta frequência dos conversores, o efeito pelicular, também chamado de efeito Skin, torna-se mais significativo. Ele é responsável por fazer a corrente elétrica se distribuir de forma não uniforme dentro do condutor, observando-se maiores densidades de corrente na periferia dele, resultando na elevação da resistência elétrica aparente do condutor, o que ocasiona maiores perdas. A profundidade de penetração (δ) do efeito Skin é definida como a distância desde a superfície do condutor até o ponto onde se encontra a corrente de 37% do valor da corrente superficial conforme Mcllyman (2004). A equação (78) mencionada por Erickson (2000) calcula a profundidade de penetração.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot fs}} \quad (78)$$

Para o condutor de cobre, a permeabilidade magnética μ é próxima a do vácuo (μ_0) e a resistividade elétrica (ρ) para 100 °C é igual a $2,3 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$. Substituindo estes valores em (78), Erickson (2000) chegou a (79) que é função da frequência de comutação do conversor fornecida em Hz e cuja unidade é dada em centímetros.

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{fs}} \quad (79)$$

Com o intuito de minimizar as consequências provocadas pelo efeito pelicular, escolhem-se condutores com raio menor ou igual a δ para que a corrente se distribua mais uniformemente dentro do condutor. Um tipo especial de fio chamado de fio Litz foi desenvolvido para trabalhar em alta frequência. Ele é construído a partir de fios muito finos esmaltados e trançados de modo a garantir que todos apresentam a mesma resistência (MCLYMAN, 2004).

Porém, ao se usar somente um condutor pode-se exceder a densidade de corrente máxima (J_{max}) de projeto sendo necessária a colocação de mais em paralelo. O número de condutores em paralelo (n_{fio}), tendo cada condutor a área A_{fio} , pode ser obtido por (80).

$$n_{\text{fio}} = \frac{I_{L_RMS}}{J_{\text{max}} \cdot A_{\text{fio}}} \quad (80)$$

Para verificar a possibilidade de execução, ou seja, mostrar que a área que os condutores ocuparão será menor que a área da janela do núcleo, usa-se (81) conforme Barbi, Font e Alves (2002). Quando esta razão é superior ao unitário, a execução não é possível.

$$Exec = \frac{N_L \cdot n_{fio} \cdot A_{fio}}{k_w \cdot A_w} \quad (81)$$

A resistência elétrica do enrolamento pode ser obtida por (82), onde o l_{espira} é o comprimento médio por espira.

$$R_{L_{cu}} = \rho \cdot \frac{l_{espira} \cdot N_L}{A_{fio} \cdot n_{fio}} \quad (82)$$

Com (82) pode-se obter a potência dissipada nos enrolamentos por (83).

$$P_{L_{cu}} = R_{L_{cu}} \cdot I_{L_{RMS}}^2 \quad (83)$$

4.3.2 Transformador

O transformador é um elemento passivo que proporciona isolamento galvânica e é usado na transferência de energia entre os seus terminais ajustando os níveis de tensões.

A Figura 67 mostra o transformador constituído pelos enrolamentos de primário (N_p) e de secundário (N_s), além de mostrar o fluxo de magnetização (Φ) circulando pelo núcleo. Ao se ligar uma carga ao secundário, o campo magnético gerado no secundário por sua corrente será anulado pelo campo magnético do primário, resultando em um fluxo líquido igual ao de magnetização. O material magnético do núcleo deve possuir elevada permeabilidade magnética, curva de histerese estreita e alta densidade de fluxo magnético de saturação.

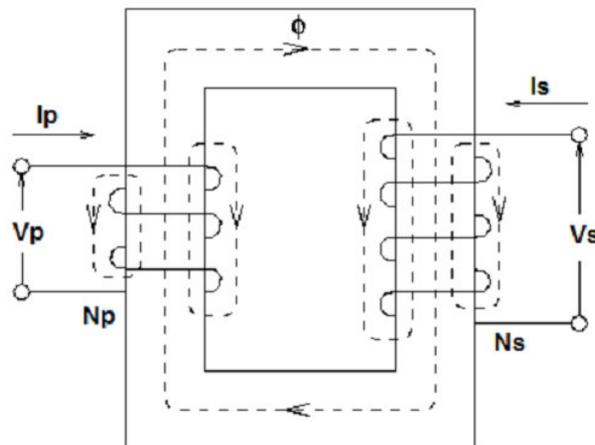


Figura 67 – Representação do transformador

Fonte: Mclyman (2004).

Para o projeto do transformador, seguiu-se a equação do produto das áreas ($AeAw$) descrita por Mcllyman (2004). A equação (84) fornece o produto mínimo das áreas que o núcleo deve possuir. Nela, Vp_{RMS} e Ip_{RMS} representam os valores eficazes de tensão e corrente no primário, assim como Vs_{RMS} e Is_{RMS} os valores eficazes no secundário. O fator de ocupação da área da janela (k_w) é a razão entre a área de cobre que os enrolamentos ocupam e a área da janela. Geralmente, o valor de k_w na construção de transformadores é próximo a 0,4 conforme Mcllyman (2004). A constante k_f é um fator de forma de onda que depende do formato da onda de excitação.

$$AeAw = \frac{(Vp_{RMS} \cdot Ip_{RMS}) + (Vs_{RMS} \cdot Is_{RMS})}{k_f \cdot k_w \cdot (\Delta B/2) \cdot J_{max} \cdot fs} \tag{84}$$

A fim de obter a expressão do coeficiente k_f para uma tensão quadrada com razão cíclica (D) variável aplicada sobre o transformador, a Figura 68 traz as formas de ondas da tensão e da densidade de fluxo magnético ao qual ele está submetido. Além disso, usou-se (85) para o cálculo da tensão RMS a partir da lei de Faraday. Em (86) a equação está em função de k_f que é função da forma de onda.

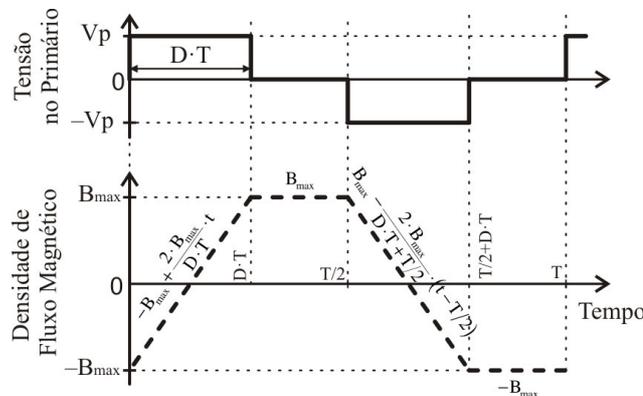


Figura 68 – Fluxo magnético no núcleo do transformador ao aplicar uma tensão quadrada

$$Vp_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left[Np \cdot Ae \cdot \frac{B(t)}{dt} \right]^2 dt} \tag{85}$$

$$Vp_{RMS} = Np \cdot Ae \cdot fs \cdot B_{max} \cdot k_f \tag{86}$$

Utilizando a Figura 68 e a equação (85), Hurley, Wolfle e Breslin (1998) descreveram o procedimento a ser adotado para a obtenção de k_f , sendo, posteriormente, utilizada por

Versèle, Deblecker e Lobry (2010) para a dedução da expressão (87), válida para ondas quadradas com D variável.

$$k_f = \sqrt{\frac{8}{D}} \quad (87)$$

Os valores de k_f são 4,0 para onda quadrada, ou seja, com D igual a 0,5, e 4,44 para onda senoidal de tensão.

O número de espiras do primário (Np) do transformador é calculado por:

$$Np = \frac{Vp_{RMS}}{Ae \cdot (\Delta B/2) \cdot fs \cdot k_f} \quad (88)$$

O número de espiras do secundário (Ns) do transformador é dado pela relação de transformação desejada (a) e é calculada por:

$$Ns = a \cdot Np \quad (89)$$

Do mesmo modo como nos condutores do indutor, o efeito pelicular deve ser minimizado. Assim, (79) define o raio máximo para o condutor. O número de condutores em paralelo (n_{fio}), cada um com área A_{fio} , pode ser obtido da mesma forma como em (80) para os enrolamentos de primário e de secundário, respectivamente, n_{p_fio} e n_{s_fio} .

Para verificar a possibilidade de execução da construção usa-se (90). Novamente, quando esta razão é superior ao unitário, a execução não é possível.

$$Exec = \frac{(Np \cdot n_{p_fio} \cdot A_{fio}) + (Ns \cdot n_{s_fio} \cdot A_{fio})}{k_w \cdot A_w} \quad (90)$$

A resistência elétrica dos enrolamentos pode ser obtida por (91) e (92), onde o l_{p_espira} e l_{s_espira} são o comprimento médio por espira do primário e do secundário, respectivamente.

$$R_{p_cu} = \rho \cdot \frac{l_{p_espira} \cdot Np}{A_{fio} \cdot n_{p_fio}} \quad (91)$$

$$R_{s_cu} = \rho \cdot \frac{l_{s_espira} \cdot Ns}{A_{fio} \cdot n_{s_fio}} \quad (92)$$

Com (91) e (92) pode-se obter a potência dissipada nos enrolamentos do transformador por:

$$P_{TR_cu} = R_{p_cu} \cdot I_{p_RMS}^2 + R_{s_cu} \cdot I_{s_RMS}^2 \quad (93)$$

4.3.3 Tecnologia de materiais magnéticos

Atualmente, existem vários tipos de materiais empregados na fabricação de núcleos magnéticos com diferentes características magnéticas, podendo ser separados em três grandes grupos: materiais baseados em ligas metálicas, em pó (*powder*) e em ferrite conforme Mcllyman (2004).

O primeiro é obtido da laminagem a quente e a frio de lingotes de ligas metálicas, podendo formar núcleos em forma de C, E e tiróides. Um exemplo são as lâminas de aço-silício de grão orientado usadas na construção de transformadores de distribuição e motores elétricos.

O segundo, os núcleos *powder*, são obtidos pela prensagem do pó proveniente da moagem dos lingotes metálicos. Podem-se citar como exemplo os núcleos Molypermalloy (MPP) e Kool M μ [®] ambos fabricados pela Magnetics (MAGNETICS, 2015).

O último, os ferrites, são materiais cerâmicos de óxido de ferro, misturados com óxidos ou carbonato de manganês, zinco, níquel, magnésio ou de cobalto. Os tipos de óxidos e as quantidades são selecionados e misturados com base na permeabilidade desejável do núcleo. Em seguida, estas misturas são prensadas no formato desejado com pressão de aproximadamente 150-200 toneladas por polegada quadrada e cozidas em temperaturas acima de 2000 F.

A Figura 69 mostra a curva de histerese para diferentes tipos de materiais. Nela observa-se que o material Supermendur apresenta maior densidade de fluxo magnético de saturação enquanto que o ferrite apresenta o menor. Isso influencia no volume, contudo não pode ser unicamente considerado na escolha do tipo de material. Assim, dependendo da aplicação, frequência de operação, da temperatura que será submetido, do formato do núcleo e do volume e custo, uma tecnologia de material magnético se torna mais atraente do que outros.

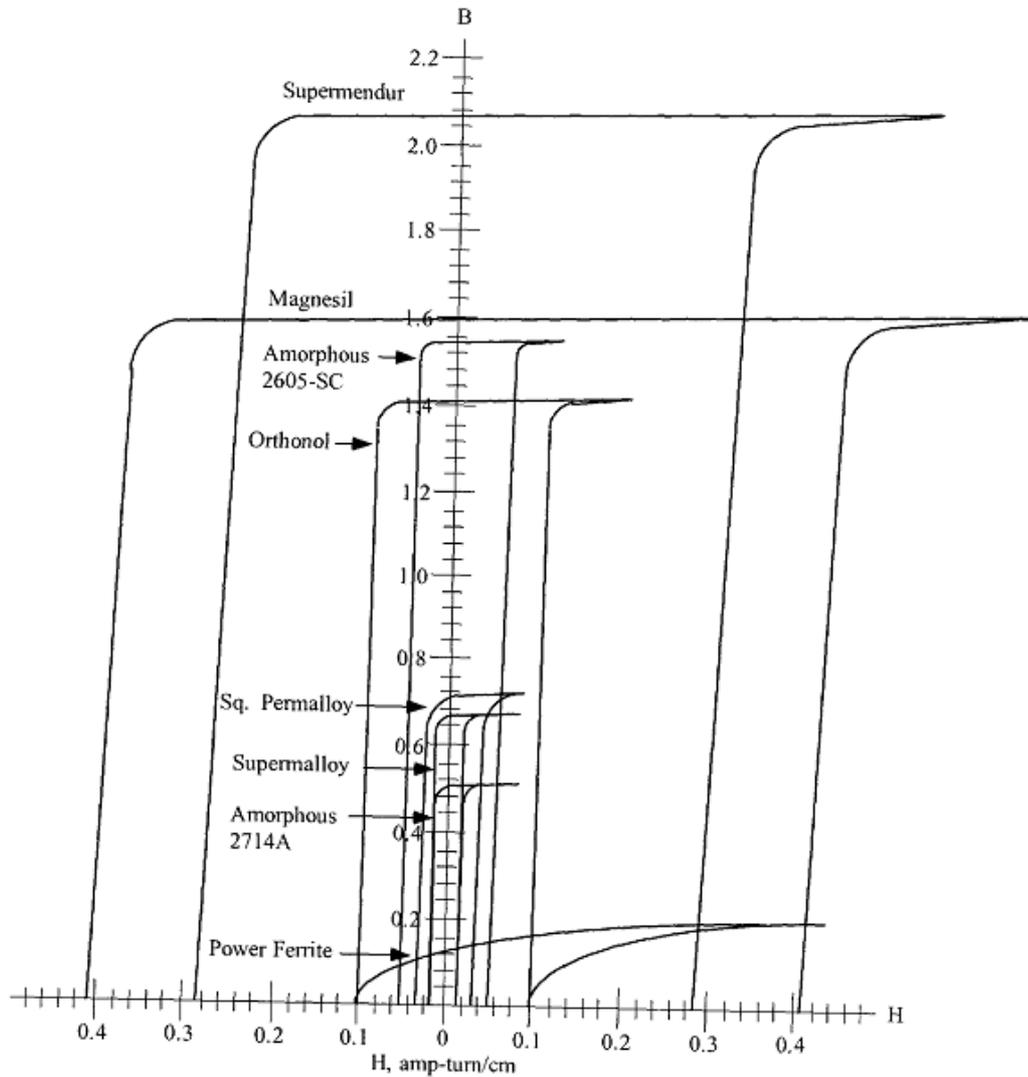


Figura 69 – Curvas de B-H para diferentes materiais magnéticos

Fonte: Mcllyman (2004).

4.4 Capacitor

O capacitor é um elemento passivo que armazena energia na forma de campo elétrico. Os principais tipos de capacitores disponíveis comercialmente são cerâmicos, de poliéster e eletrolíticos. Geralmente, o último é usado para estabilizar as tensões de barramento CC, pois apresentam elevadas capacitâncias com um custo acessível.

Para o projeto dos capacitores de barramento HV e LV, considerou-se a estrutura modular da Figura 70. Os conversores usados no estágio CA/CC e no CC/CA são *Full Bridge* e o conversor no estágio CC/CC é o DAB.

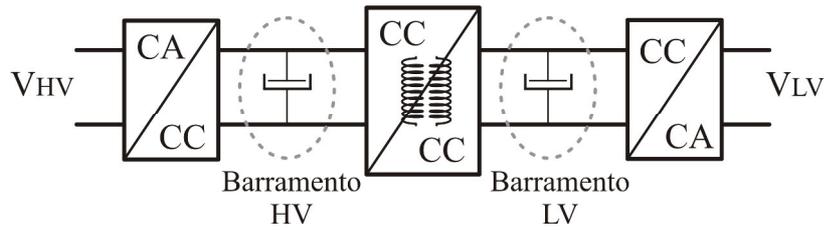


Figura 70 – Estrutura de um módulo

Segundo Shri (2013), este sistema está submetido a ondulações de tensão em baixa frequência (f_{rede}) devido à rede elétrica que alimenta o conjunto e também em alta frequência (f_s) proveniente das comutações das chaves. Assim, (94) é a capacitância de barramento mínima proveniente de Krein, Balog e Mirjafari (2012) para a ondulação especificada em baixa frequência. A equação (95) é a capacitância mínima necessária ao conversor DAB para minimizar a ondulação de tensão na frequência de comutação das chaves (SCHIBLI, 2000). Então, Shri (2013) usou-se de (96) para a obtenção da capacitância mínima necessária à atenuação de ambas as ondulações de tensões.

$$C_{\min_f_{rede}} = \frac{P_{out}}{2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot f_{rede}) \cdot V_{CC} \cdot \Delta V} \quad (94)$$

$$C_{\min_f_s} = \frac{50 \cdot P_{out}}{f_s \cdot V_{CC}^2} \quad (95)$$

$$C_{\min} = C_{\min_f_{rede}} + C_{\min_f_s} \quad (96)$$

Na prática, o capacitor apresenta elementos parasitas que podem ser representados pelo circuito equivalente da Figura 71 obtida de Skvarenina (2002) e, Siami, Joubert e Glaize (2001). O modelo contém a capacitância (C), a resistência série equivalente (ESR) e a indutância série equivalente (ESL). Quando o capacitor é submetido a uma corrente pulsada, o ESR é responsável pelas perdas, provocando a elevação de temperatura do mesmo.

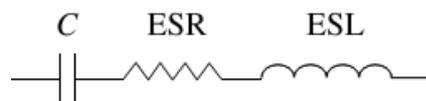


Figura 71 – Circuito equivalente do capacitor considerando a resistência e a indutância série parasita

Geralmente, a capacitância necessária para atenuar as ondulações de tensões nos barramentos CC é elevada e emprega-se o capacitor eletrolítico. Ele é internamente composto por duas folhas de alumínio, separadas por uma camada de óxido de alumínio, enroladas e embebidas em um eletrólito conforme Sankaran, Rees e Avant (1997).

A potência dissipada em *ESR* pode ser calculada por (97).

$$P_{Cap} = ESR \cdot I_{Cap_RMS}^2 \quad (97)$$

4.5 Dissipadores

Os dissipadores de calor têm por objetivo garantir a integridade dos dispositivos e elementos que podem se danificar com o calor gerado durante seu funcionamento. Por exemplo, as chaves semicondutoras apresentam perdas que geram energia térmica, elevando a temperatura. Porém, as suas junções PN normalmente, suportam temperaturas de 150 °C ou 175 °C (SKVARENINA, 2002). Para evitar a destruição do dispositivo, um dissipador de calor é acoplado ao elemento com o objetivo de limitar a elevação de temperatura transferindo parte da energia térmica para o ambiente. Outro exemplo pode ser analisado em Ortiz, Biela e Kolar (2010) que usaram um dissipador de calor acoplado ao núcleo magnético de um transformador. Geralmente, o sistema de dissipação de calor é realizado por aletas metálicas de alumínio que pode ter ventilação forçada.

A Figura 72 (a) mostra o sistema térmico de um dispositivo semicondutor montado em um dissipador e a Figura 72 (b) representa o modelo elétrico unidimensional equivalente desse sistema térmico.

Nas representações ilustradas na Figura 72 (b) obtida de Sartori (2009) tem-se: a fonte de corrente P representando as perdas geradas no dispositivo semicondutor; T_J indicando a temperatura na junção; R_{JC} mostrando a resistência térmica da junção ao encapsulamento do dispositivo semicondutor; T_C representando a temperatura do encapsulamento; R_{CD} denotando a resistência térmica do encapsulamento ao dissipador; T_D significando a temperatura no dissipador; R_{SA} descrevendo a resistência térmica do dissipador ao ambiente e T_A , a temperatura ambiente.

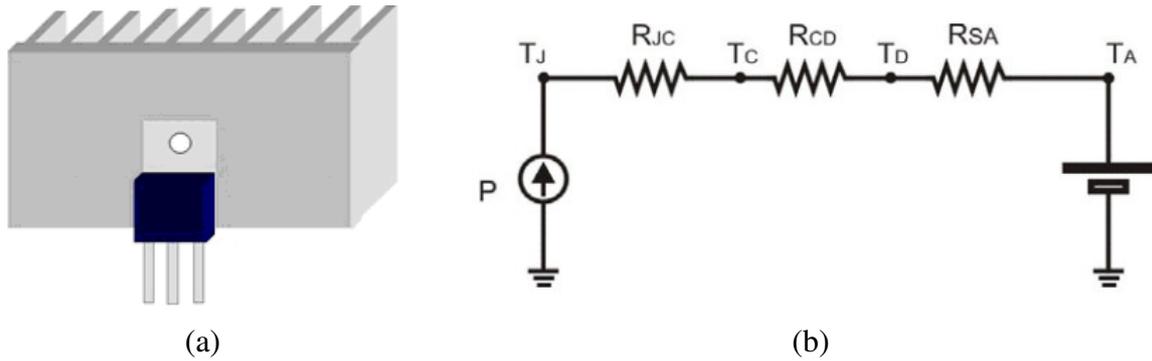


Figura 72 – Sistema dissipador de calor com um semicondutor: (a) disposição dos elementos; (b) modelo unidimensional para resistência térmica obtido de Sartori (2009)

Com as perdas do dispositivo calculadas, o único elemento que pode ser alterado no circuito elétrico equivalente da Figura 72 (b) é a R_{SA} que é função da área de dissipação para o ambiente e da velocidade de deslocamento do fluxo de ar.

4.6 Conclusão

Neste capítulo, foi realizada uma síntese das principais equações de projeto dos componentes que constituem o conversor DAB e os modelos matemáticos simplificados para a estimativa de suas principais perdas. O levantamento destas informações se mostra pertinente, pois elas serão usadas no algoritmo a ser apresentado no próximo capítulo.

Também se conclui que a escolha adequada da tecnologia a ser adotada é de fundamental importância para um projeto otimizado em relação a algum ponto de interesse que o projetista definiu como o rendimento por exemplo.

CAPÍTULO 5 – FIGURA DE MÉRITO E ALGORITMO PARA A OTIMIZAÇÃO DO CONVERSOR DAB

5.1 Introdução

Este capítulo propõe e apresenta uma metodologia de projeto para auxiliar o projetista na tarefa de definição dos parâmetros físicos e de controle aplicados ao conversor DAB que proporcionam um maior rendimento do conversor. O conversor DAB será utilizado no estágio central da estrutura modular que constitui o transformador eletrônico. Para a obtenção dos valores ótimos da frequência de comutação (f_{s_ot}), relação de transformação (a_{ot}) e indutância (L_{HV_ot}), aplica-se um algoritmo que calcula o rendimento médio ponderado considerando as variações da potência (P_{out}) e das tensões V_{HV} e V_{LV} durante a operação do conversor. Posteriormente, com o ponto ótimo de projeto (f_{s_ot} , a_{ot} , L_{HV_ot}) definido, utiliza-se um segundo algoritmo para a determinação do trio de controle ($D1$, $D2$, φ) para cada ponto (V_{HV} , V_{LV} , P_{out}) que minimize a energia circulante pela estrutura do conversor. Para tal tarefa, definiu-se uma figura de mérito adimensional denominada de *fator de corrente* (FC) que relaciona as componentes de corrente que transferem potência com a total circulante pela estrutura.

5.2 Estudo e análise de critérios e fatores de mérito para avaliação e projeto do conversor DAB

Conforme apresentado na seção 3.4 do Capítulo 3, pode-se processar o mesmo nível de potência através de diferentes trios de controle, porém com distintos níveis de corrente circulando pela estrutura que pode ser associada à energia circulante. Estas correntes provocam perdas, gerando calor, estresse nos componentes e, conseqüentemente, diminuem o rendimento do sistema. Logo, o trio de controle ótimo a ser adotado para cada ponto de potência e tensões HV e LV é aquele que minimiza a energia circulante.

Para a obtenção deste trio de controle ótimo, definiu-se uma figura de mérito através de um fator entre correntes que expressa a relação entre a energia entregue à carga e a energia circulante pelo conversor. Admitindo que as tensões HV e LV sejam constantes, escolheu-se a

corrente média do lado LV (I_{LV}) e a corrente eficaz no indutor (I_{LRMS}). De outra forma, também se poderia ter escolhido a corrente média do lado HV e a corrente eficaz no transformador.

A figura de mérito definida e denominada de **fator de corrente** (FC) é apresentada na equação (98) em que é calculada a razão entre I_{LV} refletida ao lado HV e I_{LRMS} . Quanto mais próximo ao unitário este fator se aproximar, menor será a energia circulante e, conseqüentemente, menores serão as perdas por condução.

$$FC = \left| \frac{a \cdot I_{LV}}{I_{LRMS}} \right| \quad (98)$$

Porém, para o projeto da indutância (L_{HV}), da relação de transformação (a) e da frequência de comutação (fs) que serão mantidas fixas durante a operação do conversor, o fator de corrente não será empregado, pois esse fator não considera as perdas provenientes das comutações nos semicondutores e nem as perdas produzidas pela histerese e correntes induzidas nos núcleos dos materiais magnéticos. Assim, optou-se por usar o rendimento médio ponderado (η_w) definido na norma IEC 61683 (IEC, 1999) como a figura de mérito para a seleção do ponto ótimo (fs_{ot} , a_{ot} , $L_{HV_{ot}}$) que proporciona o máximo η_w . Embora a norma mencionada seja aplicada para sistemas fotovoltaicos e que estabeleça o cálculo dos rendimentos somente para 5%, 10%, 25%, 50%, 75%, 100% e 120% da carga nominal, optou-se por utilizá-la acrescentando mais faixas de potência.

Assumindo que o conversor DAB seja utilizado no estágio central dos módulos que constituem o transformador eletrônico, o conversor estará sujeito a variações de tensões e de potência cujo fluxo pode ser bidirecional. Assim, o cálculo de η_w representada pela equação (99) considera o comportamento da curva de carga e das tensões de entrada e saída em que o conversor será exposto.

$$\eta_w = \frac{\sum_{k=1, i=1, j=1}^{n_{VHV}, n_{VLV}, n_P} (P_{out(k,i,j)} \cdot \Delta t_{(k,i,j)})}{\sum_{k=1, i=1, j=1}^{n_{VHV}, n_{VLV}, n_P} (P_{in(k,i,j)} \cdot \Delta t_{(k,i,j)})} \quad (99)$$

Cada ponto de amostragem da curva de carga está associado a um valor de potência (P_{out}), de tensão no lado de alta tensão (V_{HV}) e de tensão no lado de baixa tensão (V_{LV}). Para cada combinação (V_{HV} , V_{LV} , P_{out}) foram associados os índices (k, i, j), em que: k varia de 1 até n_{VHV} , ou seja, da tensão V_{HV} mínima (V_{HVmin}) até a tensão V_{HV} máxima (V_{HVmax}); i varia de 1 até n_{VLV} , ou seja, da tensão V_{LV} mínima (V_{LVmin}) até a tensão V_{LV} máxima (V_{LVmax}); j varia de 1 até n_P , ou seja, de P_{out} mínimo até P_{out} máximo. Assim, cada (k, i, j) possui uma potência de

entrada ($P_{in(k,i,j)}$), uma potência de saída ($P_{out(k,i,j)}$) e um intervalo de tempo ($\Delta t_{(k,i,j)}$). O $\Delta t_{(k,i,j)}$ representa o tempo que o conversor DAB operou no respectivo ponto (V_{HV} , V_{LV} , P_{out}) ao longo de todo o período contido na curva de carga. Resumindo, o η_W considera a energia entregue à carga e a fornecida à entrada do conversor, representadas, respectivamente, através do

$$\text{somatório} \sum_{k=1, i=1, j=1}^{n_{VHV}, n_{VLV}, n_P} \left(P_{out(k,i,j)} \cdot \Delta t_{(k,i,j)} \right) \text{ e } \sum_{k=1, i=1, j=1}^{n_{VHV}, n_{VLV}, n_P} \left(P_{in(k,i,j)} \cdot \Delta t_{(k,i,j)} \right).$$

A equação (100) mostra outra forma de calcular o rendimento médio ponderado.

$$\eta_W = \frac{\sum_{k=1, i=1, j=1}^{n_{VHV}, n_{VLV}, n_P} \left(P_{in(k,i,j)} \cdot \eta_{(k,i,j)} \cdot \Delta t_{(k,i,j)} \right)}{\sum_{k=1, i=1, j=1}^{n_{VHV}, n_{VLV}, n_P} \left(P_{in(k,i,j)} \cdot \Delta t_{(k,i,j)} \right)} = \frac{P_{in(1,1,1)} \cdot \eta_{(1,1,1)} \cdot \Delta t_{(1,1,1)} + \dots + P_{in(n_{VHV}, n_{VLV}, n_P)} \cdot \eta_{(n_{VHV}, n_{VLV}, n_P)} \cdot \Delta t_{(n_{VHV}, n_{VLV}, n_P)}}{P_{in(1,1,1)} \cdot \Delta t_{(1,1,1)} + \dots + P_{in(n_{VHV}, n_{VLV}, n_P)} \cdot \Delta t_{(n_{VHV}, n_{VLV}, n_P)}} \quad (100)$$

O coeficiente de ponderação $K_{(k, i, j)}$, onde os índices identificam qual a condição de operação do conversor, é definido em (101). Nela é realizada a razão entre a energia entregue ao conversor em cada condição (V_{HV} , V_{LV} , P_{out}) e a energia total fornecida a ele durante o seu funcionamento, de forma semelhante à realizada na norma IEC 61683.

$$K_{(k,i,j)} = \frac{P_{in(k,i,j)} \cdot \Delta t_{(k,i,j)}}{\sum_{k=1, i=1, j=1}^{n_{VHV}, n_{VLV}, n_P} \left(P_{in(k,i,j)} \cdot \Delta t_{(k,i,j)} \right)} \quad (101)$$

A equação (99), com o auxílio de (101), pode ser reescrita como

$$\eta_W = \sum_{k=1, i=1, j=1}^{n_{VHV}, n_{VLV}, n_P} \left(K_{(k,i,j)} \cdot \eta_{(k,i,j)} \right). \quad (102)$$

Para exemplificar o cálculo do rendimento médio ponderado, considerou-se o caso resumido na Tabela 7 de uma curva de carga levantada durante um dia (24 horas). Observa-se que k varia de 1 a 2 (960 V, 1200 V), i de 1 a 2 (180 V, 200 V) e j de 1 a 3 (800 W, 500 W, 950 W). Usando (99), o rendimento médio ponderado resultante é 84,88%.

Tabela 7 – Amostragem da curva de carga para exemplo

Tensão V_{HV}	Tensão V_{LV}	Potência (P_{out})	Potência (P_{in})	Tempo (Δt)
960 V	180 V	800 W	860 W	6 h
960 V	180 V	500 W	550 W	8 h
1200 V	200 V	950 W	1200 W	10 h

Logo, com estas duas figuras de méritos escolhidas e definidas, espera-se encontrar os parâmetros ótimos, ou os mais próximos possíveis a eles (subótimos), de projeto e controle que minimizem as perdas do conversor DAB durante o seu funcionamento em toda a sua faixa de operação, considerando a sua curva de carga.

5.3 Desenvolvimento da ferramenta computacional para a otimização do rendimento do conversor DAB

Com as figuras de mérito definidas, iniciou-se o desenvolvimento do algoritmo para a obtenção dos parâmetros ótimos de projeto e controle que maximizam o rendimento. O algoritmo utiliza as equações das correntes e as identificações de quais componentes estão conduzindo em cada etapa de operação considerando o padrão de modulação selecionado (ver Tabela 3) e as equações que modelam as perdas dos elementos (Capítulo 4).

Uma metodologia adotada para a definição de algumas variáveis de projeto foi descrita por Krismer e Kolar (2012a) em que calcularam o rendimento médio para 36 pontos de operação e, posteriormente, utilizaram-no para a determinação dos parâmetros de projeto, sem, contudo, considerar a curva de carga do conversor. Assim, o rendimento médio ponderado (102) foi escolhido para o cálculo dos parâmetros de projeto ótimos (f_{s_ot} , a_{ot} e L_{HV_ot}). Para o cálculo dos coeficientes de ponderação (101), consideram-se as variações das tensões V_{HV} e V_{LV} e da potência contemplando a curva de carga e o intervalo de tempo em que o equipamento opera em cada condição. Depois de encontrado o ponto ótimo de projeto (f_{s_ot} , a_{ot} , L_{HV_ot}), aplica-se o algoritmo do fator de corrente para a definição do trio de controle ($D1$, $D2$, φ) que minimize a energia circulante para cada ponto de operação (f_{s_ot} , a_{ot} , L_{HV_ot} , V_{HV} , V_{LV} , P_{out}).

Para a estimativa das perdas nos núcleos magnéticos foi adotado o modelo MSE

descrito pelas equações (65) e (66). Apesar de esse modelo possuir uma menor exatidão, a sua utilização se justifica, pois as perdas no núcleo não apresentam um impacto tão significativo sobre as perdas totais do conversor (KRISMER; KOLAR, 2010). Aplicando-se uma onda quadrada de tensão sobre os terminais do elemento magnético, um fluxo magnético de forma triangular se origina. A partir de (66), a frequência senoidal equivalente para ondas triangulares de fluxo magnético é definida em (103), conforme apresentada por Albach, Durbaum e Brockmeyer (1996).

$$f_{\sin_eq} = \frac{8}{\pi^2} \cdot fs \quad (103)$$

A Figura 73 representa o fluxograma do algoritmo construído para a obtenção dos parâmetros de projeto ótimos através do rendimento médio ponderado.

No início do fluxograma, é definida a potência máxima de operação (P_{max}), na qual os componentes são dimensionados, o passo de incremento de potência (ΔP) que será usado para dividir a faixa de operação do conversor de $-P_{max}$ até P_{max} em intervalos, definindo os parâmetros ótimos em cada passo de potência e o vetor dos pesos das ponderações ($K_{(k,i,j)}$) previamente determinados pela curva de carga do conversor. O ΔP escolhido não deve ser muito grande, de tal modo a tornarem os rendimentos das potências, contidas no intervalo, os mais próximos possíveis, pois o algoritmo seleciona o maior valor. Assim, definiu-se que ΔP deverá estar em torno de 1% de P_{max} .

Os vetores de frequência de comutação (fs_vetor), relação de transformação (a_vetor) normalizado às tensões nominais HV ($V_{HV_nominal}$) e LV ($V_{LV_nominal}$), indutância normalizada (L_{HV_vetor}) em relação à máxima (L_{HVmax}) obtida com a modulação *phase-shift*, tensões do lado HV (V_{HV_vetor}) e LV (V_{LV_vetor}), e do trio de controle ($D1_vetor$, $D2_vetor$, φ_vetor) são definidos. Os semicondutores, os magnéticos e os capacitores de barramento selecionados previamente também são inseridos no início do algoritmo.

Com as variáveis e vetores definidos, inicia-se a varredura dos elementos. Para cada ponto (fs , a , L_{HV}) é feito o projeto na potência máxima, condição em que se admite que a modulação utilizada seja a *phase-shift* (KRISMER; KOLAR, 2012a). O condutor é escolhido de tal forma a minimizar o efeito pelicular, ou seja, que seu raio seja menor do que o obtido por (79). A indutância máxima (L_{HVmax}) é obtida por (2) com φ igual a 90° para potência máxima e tensões V_{HV} e V_{LV} mínimas. Este valor de indutância máxima é multiplicado ao vetor normalizado L_{HV} , sendo, após, calculado o ângulo φ equivalente mínimo para a potência máxima na modulação *phase-shift* para cada indutância. Este valor de φ é utilizado nas equações de cálculo de correntes máximas necessárias ao dimensionamento dos magnéticos.

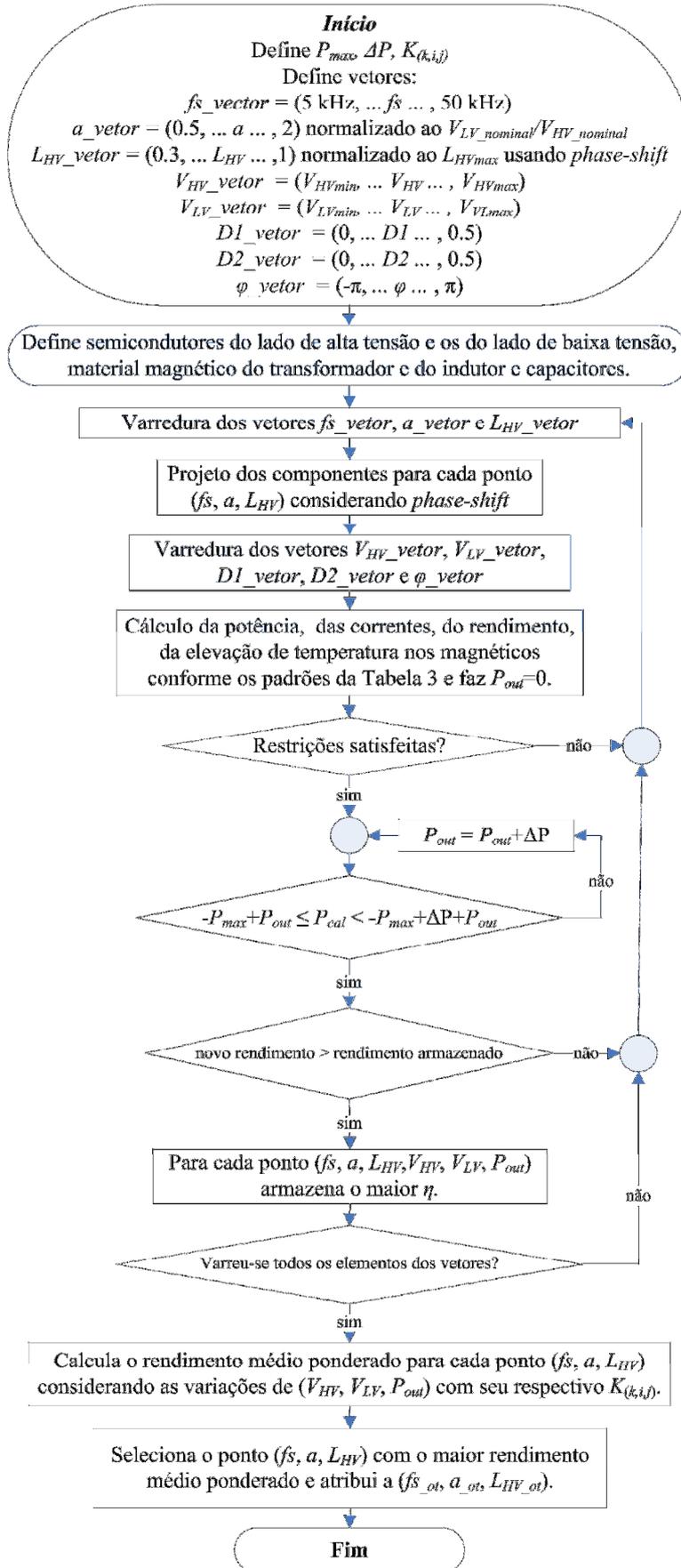


Figura 73 – Algoritmo para a obtenção dos parâmetros de projeto ótimos (f_{s_ot} , a_{ot} , L_{HV_ot}) através do rendimento médio ponderado

Para o dimensionamento do núcleo do indutor pelo método $AeAw$ definido em (75), é necessário saber a máxima corrente de pico e RMS do indutor. Assim, o valor da corrente de pico (I_{pico}) selecionado será o maior valor obtido usando V_{HVmax} e V_{LVmin} em (37) ou V_{HVmin} e V_{LVmax} em (38). Para a corrente RMS ($I_{LRMSmax}$), usa-se V_{HVmax} e V_{LVmax} em (40). O número de espiras é obtido em (76) usando a máxima corrente de pico.

Para o dimensionamento do núcleo do transformador pelo método $AeAw$ apresentado em (84), utiliza-se V_{HVmax} e V_{LVmax} em (40) e fez

$$(V_{p_{RMS}} \cdot I_{p_{RMS}}) + (V_{s_{RMS}} \cdot I_{s_{RMS}}) \quad (104)$$

igual a

$$2 \cdot I_{LRMSmax} \cdot V_{LVmax} / a. \quad (105)$$

O número de espiras do primário é dado por (88), substituindo $V_{p_{RMS}}$ por (V_{LVmax}/a) . As espiras do secundário são obtidas por (89). Tanto para o indutor como para o transformador, o número de espiras foi arredondado para cima, deixando a regulação da tensão a cargo de alguma estratégia de controle. Com a densidade de corrente máxima (J_{max}) especificada para o indutor e o transformador, calcula-se o número de condutores em paralelo por (80).

Continuando com o algoritmo, após o projeto dos magnéticos, é iniciada a varredura dos vetores de tensões do lado HV (V_{HV_vetor}) e LV (V_{LV_vetor}), da razão cíclica $D1_vetor$, de $D2_vetor$ e do ângulo de defasagem (φ_vetor). Nesta etapa, cada ponto de trio de controle formado pertencerá a somente um padrão de modulação, dentre os resumidos na Tabela 3, que será selecionado através das condições impostas pela combinação dos valores de $D1$, $D2$ e φ . Também se fará a variável auxiliar P_{out} igual a zero. Após a seleção do padrão de modulação, segue-se com o cálculo das correntes e das perdas associadas a ele e se verificará se todas as restrições são satisfeitas. As restrições consistem em: corrente no instante da comutação maior que a corrente mínima de (28) e de (30) para manter comutação sob ZVS; níveis de correntes e de tensões não devem exceder os limites dos semicondutores; elevação de temperatura nos magnéticos dada por (74) não deve exceder o valor limite especificado; a área ocupada pelos condutores não deve ser superior à área da janela (Aw) do magnético resultando de (81) e (90) valores menores que o unitário; a densidade de fluxo magnético não deve exceder o B_{max} ; potência (P_{cal}) calculada por (31) deve ser menor ou igual à potência máxima (P_{max}). Caso uma ou mais restrições não seja satisfeita, o ponto (fs , a , L_{HV} , V_{HV} , V_{LV} , $D1$, $D2$, φ) é descartado, e prossegue-se com a varredura. Quando todas as restrições são atendidas, inicia-se o laço de varredura interno de potência. Como o fluxo de potência no conversor é

bidirecional, o laço parte de $-P_{max}$ e finaliza em P_{max} , com um passo ΔP de incremento, sendo o valor obtido a cada execução do laço atribuído à variável P_{out} . Assim que P_{cal} se enquadra em uma faixa de potência ($-P_{max}+P_{out} \leq P_{cal} < -P_{max}+\Delta P+P_{out}$), realiza-se a comparação do rendimento calculado com o anteriormente armazenado. Se for maior, armazena-se o novo ponto ($fs, a, L_{HV}, V_{HV}, V_{LV}, P_{out}$) com o seu rendimento no respectivo P_{out} . Caso contrário, descarta-se o ponto e prossegue-se com a varredura. Este laço de varredura só se finalizará quando todos os elementos dos vetores forem usados, ou seja, quando todas as combinações ($fs, a, L_{HV}, V_{HV}, V_{LV}, DI, D2, \varphi$) tiverem sido realizadas.

Quando finalizado os laços de varreduras, uma matriz de rendimentos máximos com dimensão ($fs, a, L_{HV}, V_{HV}, V_{LV}, P_{out}$) é obtida. Considerando a curva de carga para cada combinação de V_{HV} e V_{LV} em que o conversor DAB opera em determinado período de tempo, os coeficientes de ponderação determinados por (101) são quantificados. Com (102) é possível calcular o rendimento médio ponderado considerando as variações de tensões e de potência para cada ponto de parâmetros de projeto (fs, a, L_{HV}), sendo selecionado o que retornará o maior valor de η_w . Estes parâmetros recebem a seguinte denominação: frequência de comutação ótima (fs_{ot}), relação de transformação ótima (a_{ot}) e indutância ótima ($L_{HV_{ot}}$).

Após a definição dos parâmetros de projeto ótimos ($fs_{ot}, a_{ot}, L_{HV_{ot}}$) pelo algoritmo do rendimento médio ponderado, aplica-se o algoritmo do fator de corrente para a definição do trio de controle que minimize a energia circulante para cada condição de tensão V_{HV}, V_{LV} e potência.

O algoritmo do fator de corrente (FC), mostrado na Figura 74, inicia com a definição dos parâmetros de projeto ótimos, do passo de potência (ΔP), da potência máxima (P_{max}) e da combinação de V_{HV} e V_{LV} para o qual se deseja obter o trio de controle. Assim como no algoritmo anterior, escolhe-se um ΔP não muito grande, definem-se previamente os componentes, projetam-se os elementos do circuito para a modulação *phase-shift* e varrem-se os vetores do trio de controle ($DI_vetor, D2_vetor, \varphi_vetor$). A potência (P_{cal}) é calculada por (31) conforme o padrão de modulação que o trio de controle ($DI, D2, \varphi$) se enquadre. Se P_{cal} excede a potência máxima, o ponto é descartado. Caso contrário, calculam-se as correntes, as perdas, a densidade de fluxo magnético, a elevação de temperatura nos núcleos e o fator de corrente e atribui-se zero à variável P_{out} . Após, verificam-se as restrições da mesma forma que no algoritmo anterior. Quando todas as restrições são atendidas, inicia-se o laço de varredura interno de potência que parte de $-P_{max}$ e finaliza em P_{max} com um passo ΔP , sendo o valor obtido a cada execução do laço atribuído à variável P_{out} .

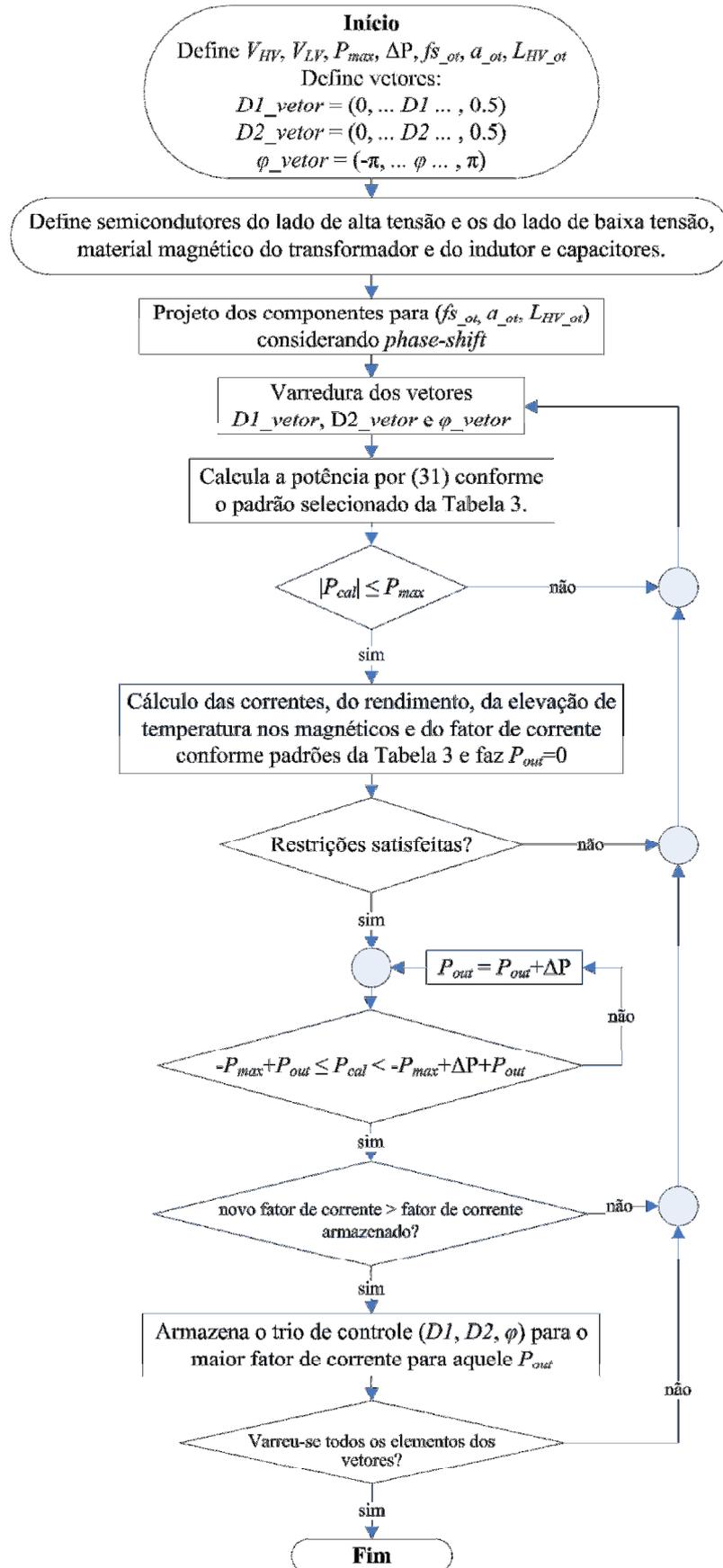


Figura 74 – Algoritmo para a obtenção do trio de controle ótimo ($D1$, $D2$, φ) através do fator de corrente

Assim que P_{cal} se enquadra em uma faixa de potência ($-P_{max}+P_{out} \leq P_{cal} < -P_{max}+\Delta P+P_{out}$), realiza-se a comparação do novo fator de corrente calculado com o anterior armazenado. Se for maior, armazena-se o novo ponto com o trio de controle ($D1, D2, \varphi$) para a respectiva faixa de potência. Caso contrário, descarta-se o ponto e prossegue com a varredura. Este laço de varredura só se finalizará quando todos os elementos dos vetores do trio de controle forem combinados e testados.

Ao final do algoritmo do fator de corrente se obtém os trios de controle ótimos que mitigam a energia circulante em toda a faixa de potência que o conversor opera para as tensões V_{HV} e V_{LV} . Após a determinação do conjunto dos trios de controle pelo algoritmo, armazenam-se eles em tabelas na memória do processador digital como realizado por Krismer e Kolar (2012a). Para utilizar valores intermediários entre duas tabelas, usa-se a interpolação. Este algoritmo é rodado para o maior número possível de combinações de tensões a fim de obter um maior número de tabelas para minimizar os erros no momento da interpolação dos dados.

5.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as figuras de mérito do rendimento médio ponderado e do fator de corrente, através das quais se obteve os parâmetros ótimos de projeto e de controle para o conversor DAB em relação ao rendimento.

Nos algoritmos desenvolvidos, realizaram-se as variações das tensões, da frequência de comutação, da relação de transformação do transformador, do valor de indutância normalizado em relação ao valor máximo e do trio de controle. Todas as combinações são testadas, sendo armazenadas as que apresentam os melhores índices de rendimento no primeiro algoritmo e fator de corrente no segundo. Todos os pontos selecionados satisfazem as restrições impostas pelos limites de operação dos componentes e também retornam os parâmetros em que o conversor DAB opera com menores níveis de energia circulante e maior rendimento.

O fator de corrente mostra-se interessante à análise da minimização da energia circulante na estrutura, uma vez que considera as componentes da corrente que transferem potência sobre as demais. Quanto mais próximo ao unitário este fator estiver, menor será o nível de corrente circulando pelo conversor, diminuindo as perdas por condução.

Ao usar o fator de corrente para a seleção do trio de controle do conversor *Dual Active Bridge*, é necessário apenas calcular os níveis de correntes RMS no indutor e média de saída para a determinação dos parâmetros, tornando os cálculos mais rápidos. A tecnologia dos componentes envolvidos no projeto não é considerada, assim não sendo preciso modelar as perdas e nem tê-los definidos. Porém o fator de corrente não consegue quantificar as perdas por comutações nos semicondutores e nos magnéticos por histerese, podendo ocorrer maiores perdas, pois uma corrente RMS mínima não garante maior rendimento nas baixas potências.

CAPÍTULO 6 – VALIDAÇÃO DA PROPOSTA

6.1 Introdução

Para exemplificar a metodologia descrita e apresentada no Capítulo 5, o conversor DAB será simulado com as tecnologias de componentes previamente selecionadas e listados a seguir. Também se analisará a figura de mérito do fator de corrente através da comparação do rendimento obtido pelos tríos de controle definidos pelo fator de corrente com o rendimento ótimo para um ponto de operação.

O resultado obtido, por meio da metodologia do rendimento médio ponderado, apresentará o melhor conjunto de frequência de comutação, relação de transformação e de indutância que maximizem o rendimento considerando a curva de carga de operação do conversor. Além disso, também se obterá o trio de controle que minimize a corrente circulante, diminuindo as perdas por condução, para cada ponto de operação através do fator de corrente.

Por meio da folha de dados dos componentes (*datasheet*), serão modeladas as equações para o comportamento das características elétricas e dinâmicas dos elementos que serão usadas nos cálculos das perdas.

6.2 Resultados de simulação

Para demonstrar a metodologia descrita no capítulo anterior, simulou-se o conversor DAB para as seguintes condições e tecnologias de componentes. O conversor foi projetado para: V_{HV} de 1200 V e V_{LV} de 200 V, ambas podendo variar $\pm 10\%$; potência de 1000 W bidirecional. Admitiu-se uma temperatura ambiente de 25 °C e uma temperatura máxima nos núcleos magnéticos de 80 °C. Nos semicondutores, a temperatura de junção (T_j) admitida foi de 125 °C. A densidade de corrente máxima especificada no projeto dos magnéticos foi de 420 A/cm². Os semicondutores previamente selecionados foram: para o lado HV o IGBT IXBF55N300 fornecido pela IXYS e para o lado LV o MosFET IRFP4242 fabricado pela *International Rectifier* (IOR). Já, os materiais magnéticos escolhidos foram: transformador com o núcleo NEE-65/33/26 e indutor com o núcleo NEE-42/21/15, ambos fabricados pela

Thornton com o material IP12R.

As curvas para cada parâmetro disponibilizadas pelo fabricante foram interpoladas por funções matemáticas e por fim comparadas com pontos retirados das curvas dos *datasheets*. Os pontos que aparecem nas Figura 75 (b), Figura 77 (b), Figura 78 (b), Figura 79 (b), Figura 80 (b), Figura 81 (b), Figura 82 (b) e Figura 84 (b), foram os amostrados das curvas provenientes do *datasheet*. Na Tabela 8 estão resumidas algumas informações extraídas das folhas de dados dos semicondutores IXBF55N300 (IXYS, 2011) e IRFP4242 (IOR, 2007), respectivamente.

Tabela 8 – Especificações dos semicondutores

	IXBF55N300	IRFP4242
Tensão	3000 V	300 V
Corrente	34 A	33 A
Faixa de suportável pela temperatura de junção (T_J)	-55 ... 150 °C	-40 ... 175 °C
Rise time (t_r)	585 ns ⁽¹⁾	71 ns ⁽²⁾
Fall time (t_f)	260 ns ⁽¹⁾	48 ns ⁽²⁾
Carga de gate (Q_g)	335 nC ⁽³⁾	165 nC ⁽⁴⁾
Carga de recuperação reversa do diodo (Q_{rr})	51,3 µC ⁽⁵⁾	2330 nC ⁽⁶⁾
Tempo de recuperação reversa (t_{rr})	1,9 µs ⁽⁵⁾	300 ns ⁽⁶⁾

⁽¹⁾ $T_J = 125$ °C, $I_C = 110$ A, $V_{GE} = 15$ V, $V_{CE} = 1250$ V, $R_G = 2$ Ω; ⁽²⁾ $T_J = 25$ °C, $I_D = 33$ A, $V_{GS} = 10$ V, $V_{DS} = 150$ V, $R_G = 5$ Ω; ⁽³⁾ $T_J = 25$ °C, $I_C = 55$ A, $V_{GE} = 15$ V, $V_{CE} = 1000$ V; ⁽⁴⁾ $T_J = 25$ °C, $I_D = 33$ A, $V_{GS} = 10$ V, $V_{DS} = 150$ V; ⁽⁵⁾ $T_J = 25$ °C, $I_F = 28$ A, $V_{GE} = 0$ V, $dI_F/dt = 100$ A/µs; ⁽⁶⁾ $T_J = 25$ °C, $I_F = 33$ A, $V_{GS} = 0$ V, $dI_F/dt = 100$ A/µs.

Também se utilizou as curvas fornecidas nos *datasheets*. Com elas, obtiveram-se as equações que representam as características elétricas dos componentes, sendo, posteriormente, inseridas no algoritmo. Para definir as perdas de condução do IGBT IXBF55N300, mostradas na Figura 75 (a) que relaciona a corrente de coletor (I_C) com a tensão coletor-emissor de saturação (V_{CE}), foi obtida a equação (106) que descreve o comportamento para V_{GE} igual a 15 V. A Figura 75 (b), proveniente de (106), possui pontos amostrados da Figura 75 (a).

$$V_{CE} = 0,8187 \cdot I_C^{0,3099} + 0,5338 \quad (106)$$

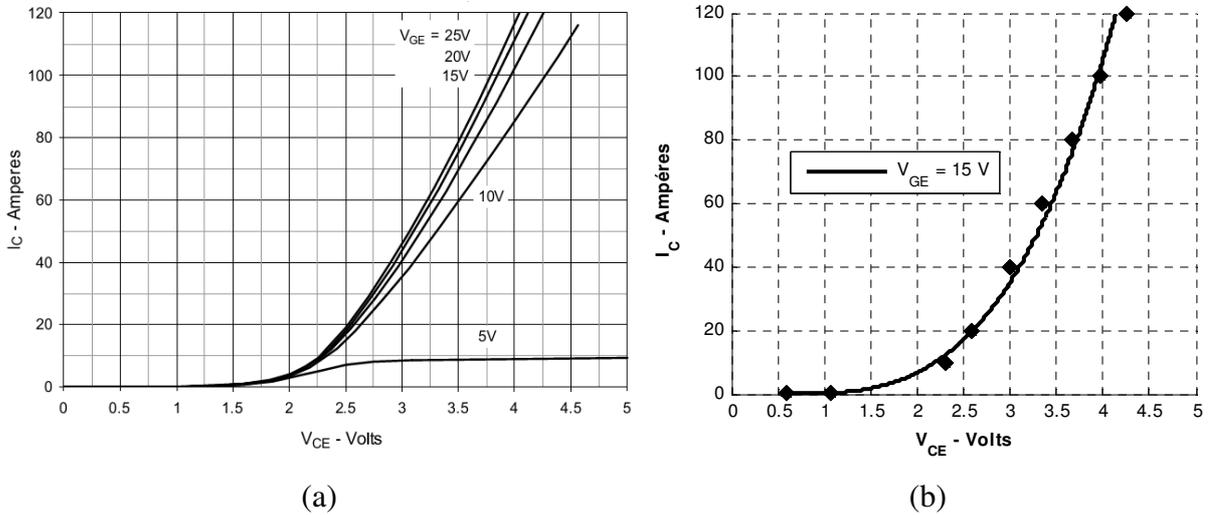


Figura 75 – Curva I_C x V_{CE} para o IGBT IXBF55N300 para T_J de 125°C : (a) obtido do *datasheet*; (b) proveniente de (106)

Também é necessário conhecer a capacitância de saída da chave para o cálculo das perdas nas comutações. A Figura 76 mostra o comportamento das capacitâncias parasitas do IGBT IXBF55N300. Observa-se que a tensão V_{CE} é disponibilizada até 40 V, sendo adotado a capacitância de saída (C_{oes}) igual a 200 pF.

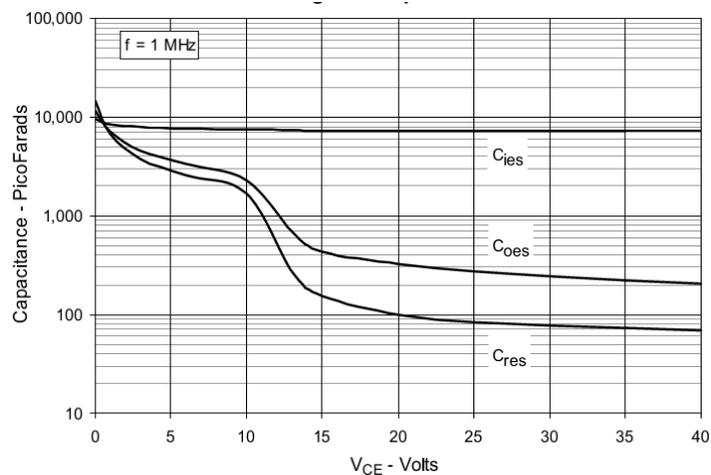


Figura 76 – Capacitâncias para o IGBT IXBF55N300 obtido do *datasheet*

Agora, para definir as perdas durante a condução do diodo intrínseco ao IGBT IXBF55N300, as curvas apresentadas na Figura 77 (a) para T_J iguais a 25 °C e 125 °C foram interpoladas pelas equações (107) e (108), resultando na Figura 77 (b). Os pontos vistos na Figura 77 (b) são os valores amostrados da Figura 77 (a).

$$V_{f(25^\circ\text{C})} = 0,2712 \cdot I_f^{0,365} + 0,4549 \quad (107)$$

$$V_{f(125^\circ\text{C})} = 0,1724 \cdot I_f^{0,4918} + 0,6401 \quad (108)$$

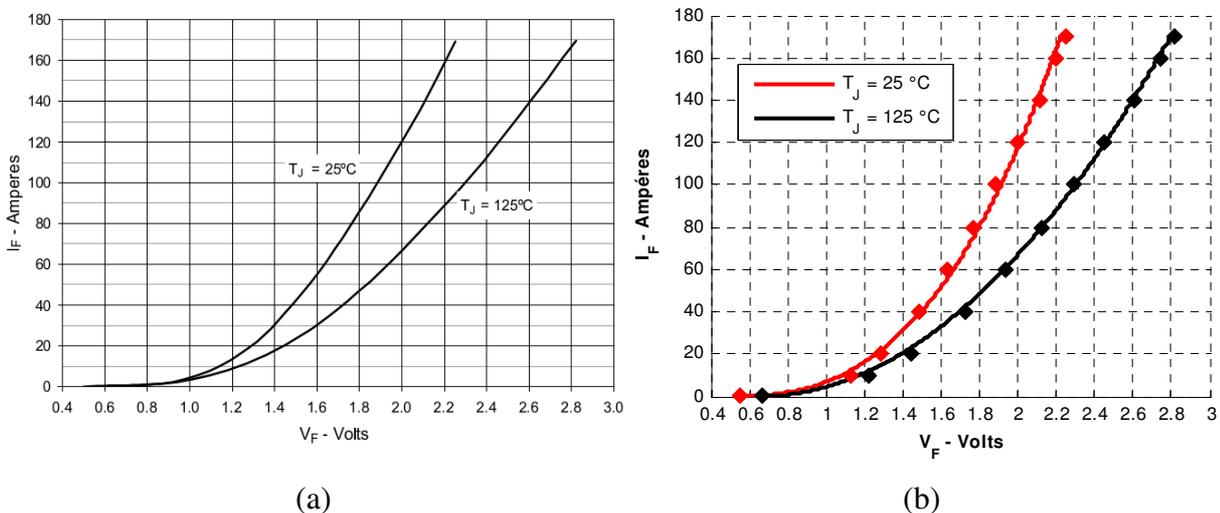
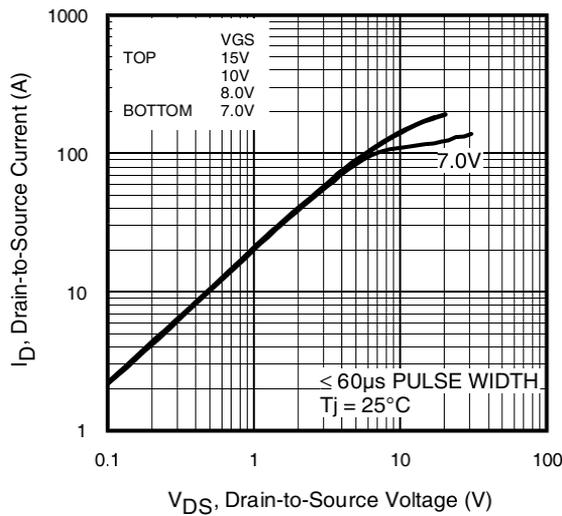


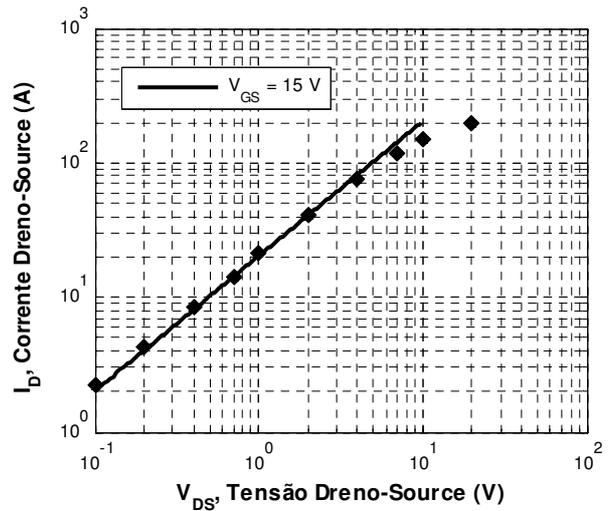
Figura 77 – Curva $I_F \times V_F$ para o IGBT IXBF55N300: (a) obtido do *datasheet*; (b) proveniente de (107) e (108)

Uma vez determinadas as curvas do IGBT, parte-se para definir as do MosFET IRFP4242. As curvas para o cálculo das perdas por condução do MosFET IRFP4242, mostradas na Figura 78 (a) – corrente de dreno (I_D) versus tensão dreno-source (V_{DS}) – para T_J de 25 °C, foram interpoladas, resultando na equação (109) que descreve a curva para V_{GS} igual a 15 V. Nota-se que o comportamento linear melhor caracteriza os valores menores da Figura 78 (b). Em (109) é possível identificar a resistência de condução ($R_{DS(on)}$) igual a 0,04974 Ω para T_J igual a 25 °C, evidenciando o modelo ôhmico ao MosFET.

$$V_{DS(T_J=25^\circ\text{C})} = 0,04974 \cdot I_D \quad (109)$$



(a)

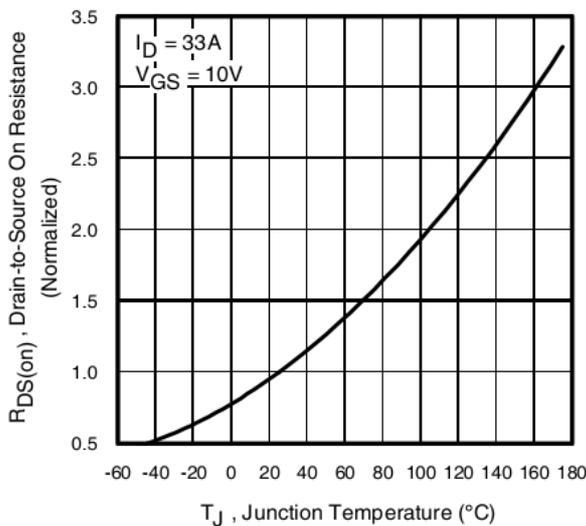


(b)

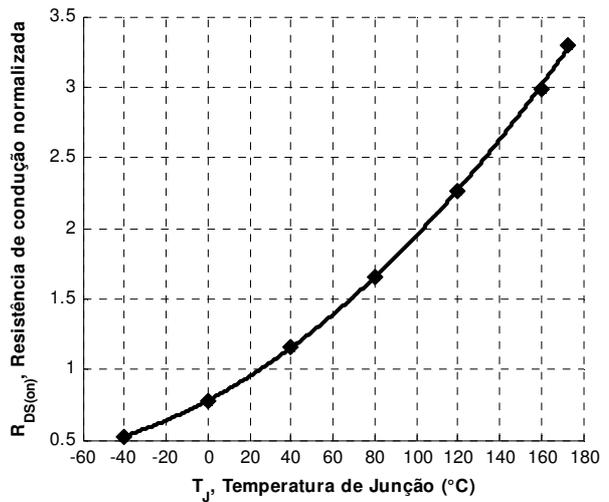
Figura 78 – Curva V_{DS} x I_D para o MosFET IRFP4242 com T_J em 25°C : (a) obtido do *datasheet*; (b) proveniente de (109)

Para obter a resistência de condução em outras temperaturas de junção, o fabricante disponibiliza a curva normalizada por T_J a 25°C mostrada na Figura 79 (a). Interpolando, obtém-se (110) que resulta na Figura 79 (b).

$$\frac{R_{DS(on)(T_J)}}{R_{DS(on)(25^\circ\text{C})}} = 3,872 \cdot 10^{-5} \cdot T_J^2 + 0,007773 \cdot T_J + 0,776 \quad (110)$$



(a)



(b)

Figura 79 – Curva normalizada T_J x $R_{DS(on)}$ para o MosFET IRFP4242: (a) obtido do *datasheet*; (b) proveniente de (110)

A Figura 80 (a) mostra o comportamento das capacitâncias parasitas (C) do MosFET IRFP4242 fornecida pelo fabricante. Interpolando-as, obtêm-se (111), (112) e (113) que resultam na Figura 80 (b).

$$C_{iss} = 7969 \cdot V_{DS}^{-0,02891} \quad (111)$$

$$C_{oss} = 2049 \cdot V_{DS}^{-0,4334} \quad (112)$$

$$C_{rss} = 767,1 \cdot V_{DS}^{-0,383} \quad (113)$$

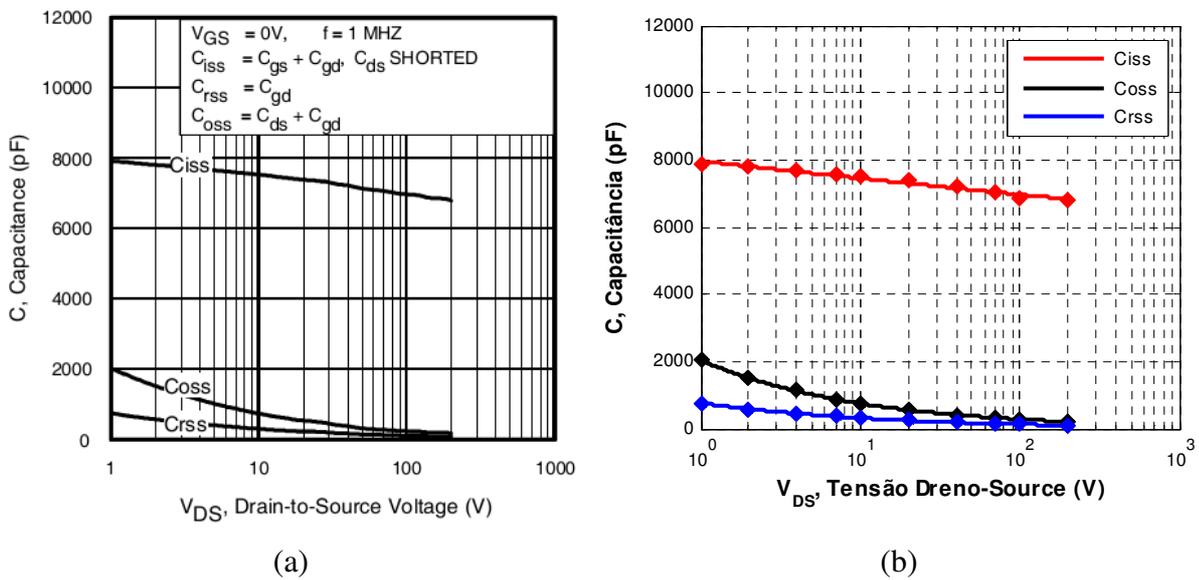


Figura 80 – Curva $V_{DS} \times C$ para o MosFET IRFP4242: (a) obtido do *datasheet*; (b) proveniente de (111), (112) e (113)

Agora, para definir as perdas durante a condução do diodo intrínseco ao MosFET IRFP4242, as curvas mostradas na Figura 81 (a) – corrente direta (I_{SD}) versus queda de tensão direta (V_{SD}) – para T_J iguais a 25 °C e 175 °C foram representadas pelas equações (114) e (115), respectivamente, resultando na Figura 81 (b).

$$V_{SD(25^\circ C)} = 0,08856 \cdot I_{SD}^{0,4185} + 0,2699 \quad (114)$$

$$V_{SD(175^\circ C)} = 0,05902 \cdot I_{SD}^{0,4075} + 0,5843 \quad (115)$$

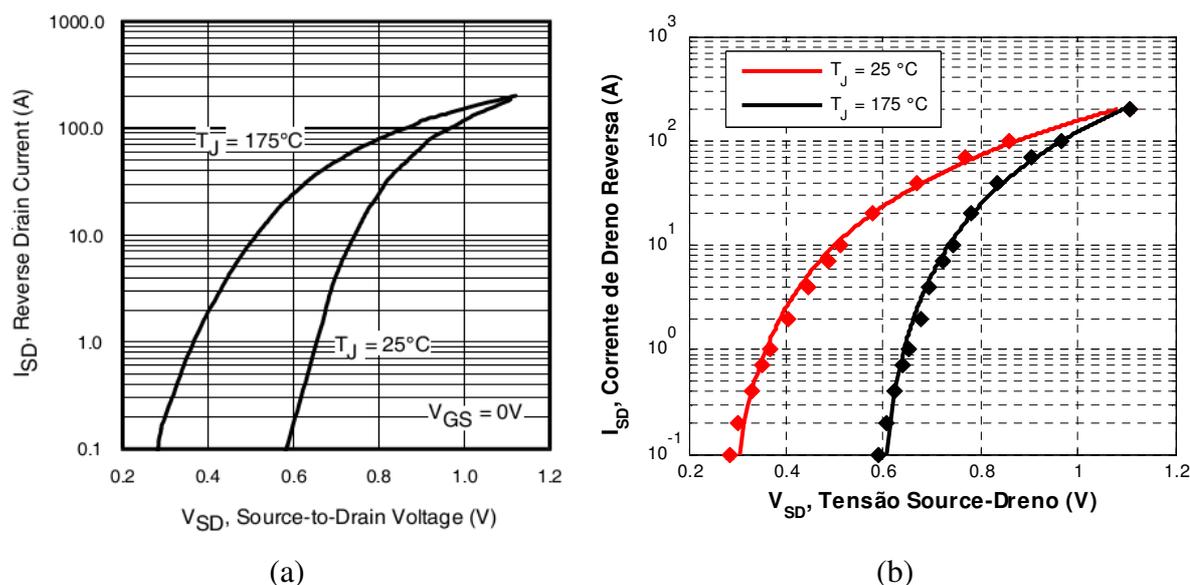


Figura 81 – Curva I_{SD} x V_{SD} para o MosFET IRFP4242: (a) obtido do *datasheet*; (b) proveniente de (114) e (115)

Caso se queira determinar a queda de tensão direta do diodo em outra temperatura de junção, adota-se (116) para a interpolação. Esta metodologia foi utilizada por Beltrame et al. (2014b).

$$V_{SD(T_J)} = \frac{(V_{SD(175^\circ C)} \cdot T_J - V_{SD(175^\circ C)} \cdot 25) + (V_{SD(25^\circ C)} \cdot 175 - V_{SD(25^\circ C)} \cdot T_J)}{175 - 25} \quad (116)$$

Já para a tecnologia dos magnéticos que serão usados na construção do indutor e do transformador, a Tabela 9 resume os dados dos materiais extraídos do catálogo da Thornton (THORNTON, 2008).

Tabela 9 – Especificações dos núcleos magnéticos

	NEE-65/33/26	NEE-42/21/15
Área da perna central (A_e)	532 mm ²	181 mm ²
Área da janela (A_w)	370 mm ²	157 mm ²
Comprimento magnético (l_e)	147 mm	97 mm
Volume do núcleo (V_e)	78200 mm ³	17600 mm ³
Produto das áreas ($A_e A_w$)	196840 mm ⁴	28417 mm ⁴
Peso do núcleo ($W_{núcleo}$)	193,5 g	44,0 g
Comprimento médio por espira (l_{espira})	148 mm/esp	87 mm/esp

As curvas de perdas informadas pelo fabricante dos núcleos para o material IP12R é definida em miliwatt por grama (mW/g) e é mostrada na Figura 82 (a). Como o gráfico das perdas é obtido utilizando a excitação senoidal, admitiu-se que a densidade de fluxo mostrada na Figura 82 (a) são as de pico (B_{pk}). Com o auxílio de (64), encontrou-se os coeficientes $k = 14,6 \cdot 10^{-4}$, $\alpha = 1,39$ e $\beta = 2,66$. Com a utilização da equação (117), obteve-se a Figura 82 (b) onde os pontos são os dados amostrados do catálogo.

$$P_p = 14,6 \cdot 10^{-4} \cdot B_{pk}^{2,66} \cdot f^{1,39} \quad (117)$$

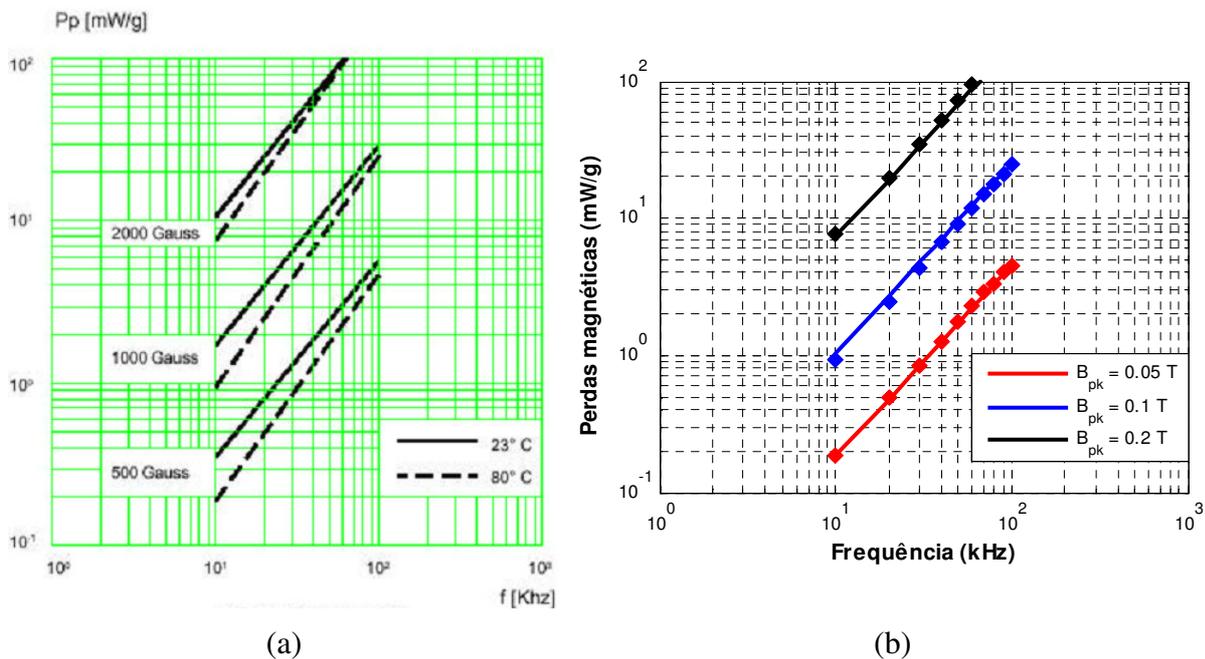


Figura 82 – Curva de perdas magnéticas do material IP12R: (a) obtido do *datasheet*; (b) proveniente de (117) para a temperatura de 80 °C

Fonte: Thornton (2008):

Conforme observado na Figura 83, a temperatura de 80 °C, a permeabilidade magnética se reduz abruptamente a partir de 3000 Gauss, ou seja, inicia a saturação magnética. Assim, a densidade de fluxo magnética máxima (B_{max}) adotada para as equações de projeto dos magnéticos foi de 0,25 T (2500 Gauss).

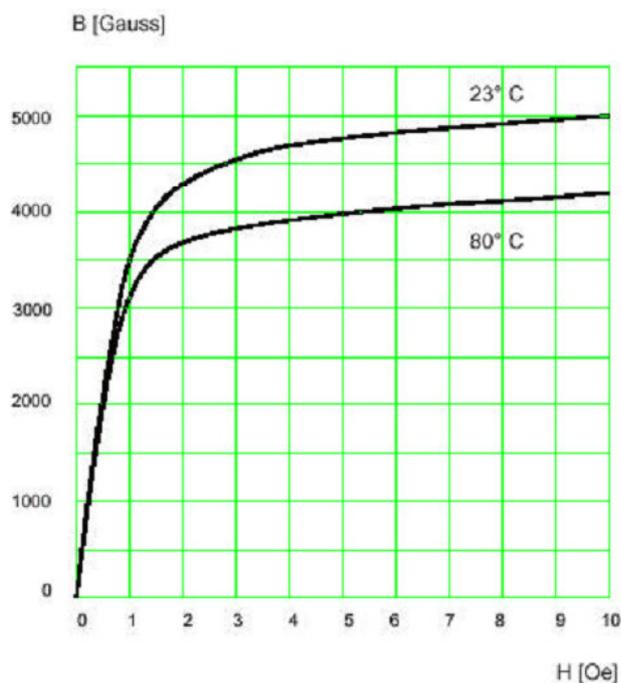


Figura 83 – Curva $B \times H$ para o material IP12R

Fonte: Thornton (2008)

Outro componente que impacta nas perdas durante a operação do conversor DAB são os capacitores eletrolíticos utilizados nos barramentos de entrada e saída, pois o conversor apresenta uma elevada ondulação de corrente. A Tabela 10 resume os dados dos capacitores eletrolíticos de alumínio utilizados nos barramentos CC extraídos do catálogo da EPCOS TDK (2013). A resistência série equivalente (ESR) é um parâmetro importante para o cálculo das perdas por condução, principalmente se a ondulação de corrente sobre o capacitor é grande, como é no caso do conversor DAB, tanto em sua entrada quanto em sua saída.

Tabela 10 – Especificações dos capacitores de barramento.

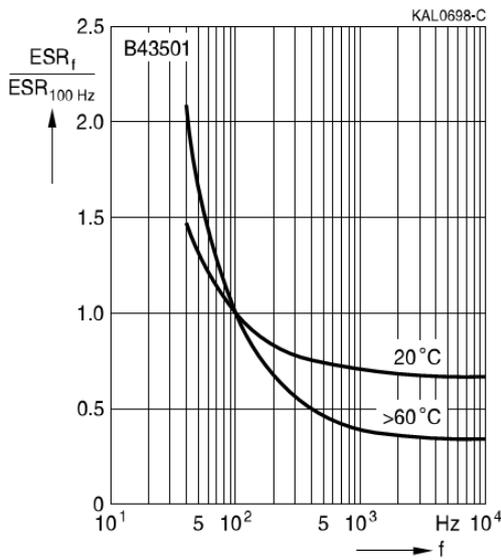
	Lado de baixa tensão	Lado de alta tensão
Capacitância (C)	560 μF / 400 V	6 capacitores em série de 100 μF / 400 V, equivalendo a 16,667 μF / 2400 V
Resistência a 20 °C e 100 Hz (ESR)	120 m Ω	660 m Ω cada um.

Para obter a ESR em outras frequências (f), o fabricante disponibiliza a curva normalizada a 100 Hz para as temperaturas de 20 °C e acima de 60 °C, sendo mostradas na

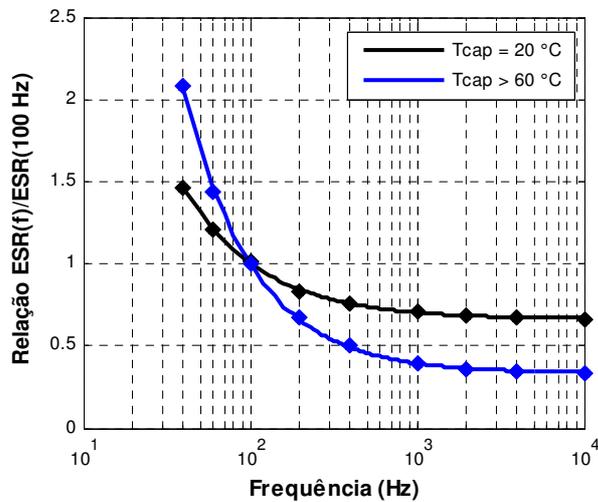
Figura 84 (a). Interpolando-as, obtêm-se (118) e (119) que resultam na Figura 84 (b).

$$\frac{ESR_{f(20^{\circ}C)}}{ESR_{100Hz(20^{\circ}C)}} = 25,22 \cdot f^{-0,9355} + 0,6639 \quad (118)$$

$$\frac{ESR_{f(60^{\circ}C)}}{ESR_{100Hz(60^{\circ}C)}} = 83,37 \cdot f^{-1,05} + 0,336 \quad (119)$$



(a)



(b)

Figura 84 – Curva normalizada para o ESR do capacitor eletrolítico de alumínio: (a) obtido do *datasheet*; (b) proveniente de (118) e (119)

Para determinar a ESR para outras temperaturas, pode-se utilizar (120).

$$\frac{ESR_{f(T_{cap})}}{ESR_{100Hz(T_{cap})}} = \frac{\left(\frac{ESR_{f(60^{\circ}C)}}{ESR_{100Hz(60^{\circ}C)}} \cdot T_{cap} - \frac{ESR_{f(60^{\circ}C)}}{ESR_{100Hz(60^{\circ}C)}} \cdot 20 \right) + \left(\frac{ESR_{f(20^{\circ}C)}}{ESR_{100Hz(20^{\circ}C)}} \cdot 60 - \frac{ESR_{f(20^{\circ}C)}}{ESR_{100Hz(20^{\circ}C)}} \cdot T_{cap} \right)}{60 - 20} \quad (120)$$

Depois de realizada a modelagem das perdas para os principais componentes do conversor, inicia-se a definição dos coeficientes de ponderação (101) utilizados no cálculo do rendimento médio ponderado (102). Supondo que um transformador eletrônico conecta um conjunto residencial com geração distribuída à rede elétrica, a diferença entre a potência consumida e a gerada será processada por ele. Assim, a Figura 85 representa o comportamento da potência consumida e gerada nas residências por módulo do transformador em um período de tempo. A curva em vermelho é a demanda de consumo, em azul a geração e

em preto tracejada a curva de carga ao qual cada módulo do transformador está submetido e que, conseqüentemente, o conversor DAB deverá processar. A curva de carga (preto tracejado) é obtida através da diferença entre a potência consumida (vermelho) e gerada (azul) nas residências, mostrando a ocorrência de bidirecionalidade nos momentos em que o fluxo de potência se torna negativo.

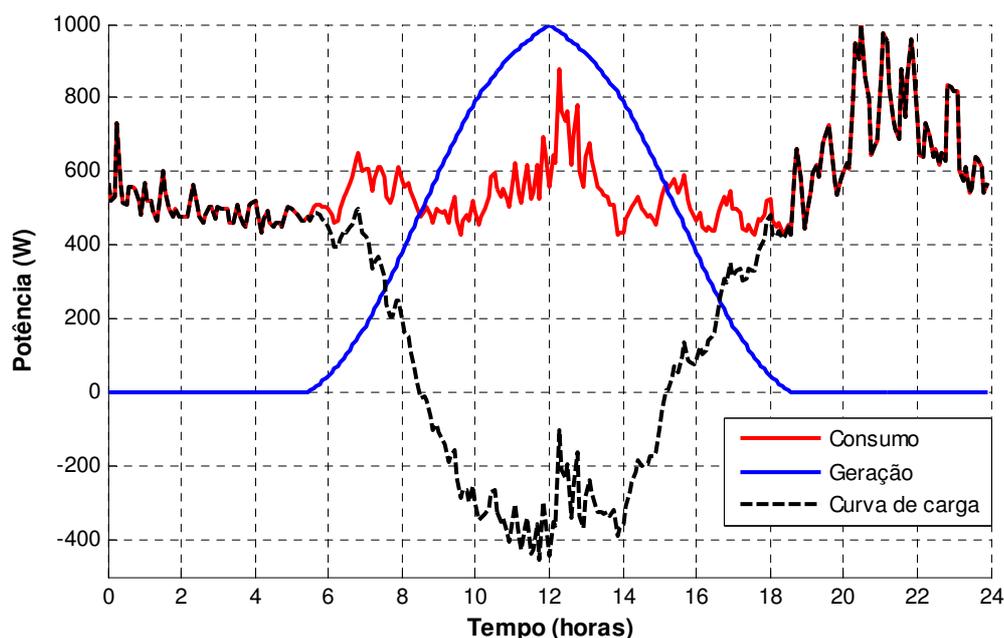


Figura 85 – Curvas de potências do conjunto residencial para cada módulo do transformador: potência consumida nas residências (vermelho), potência gerada nas residências (azul) e potência processada pelo conversor DAB (preto tracejado)

Como a Figura 85 não informa as condições de tensões que cada ponto de potência foi amostrado, supõem-se que o conversor DAB apresente a mesma curva de carga e tempos iguais de operação em cada combinação de V_{HV} e V_{LV} . Assim, os valores foram estratificados pelos coeficientes de ponderação por (101). Com (102) é possível calcular o rendimento médio ponderado considerando as variações de tensões e de potência para cada ponto de parâmetros de projeto (f_s , a , L_{HV}), sendo selecionado o que apresentará o maior valor. Estes parâmetros recebem a seguinte denominação: frequência de comutação ótima (f_{s_ot}), relação de transformação ótima (a_{ot}) e indutância ótima (L_{HV_ot}).

Sobre a curva de carga da Figura 85 que, neste caso, tem a duração de 24 horas, realizou-se a medição da potência a cada cinco minutos. Após, aplicando-se um passo de

potência de 20 W (ΔP), contabilizou-se o tempo de operação em cada faixa de potência de $-P_{max}$ a P_{max} . A Figura 86 mostra o tempo em que o conversor DAB opera em cada faixa de potência considerando a Figura 85. Observa-se que para o fluxo positivo de potência, ou seja, da rede elétrica para as residências, o maior tempo de operação (100 minutos) está no intervalo de 400 W a 600 W. Já para o fluxo negativo de potência, o maior tempo de operação (65 minutos) está no intervalo de -400 W a -200 W. Considerou-se também que o intervalo de operação do conversor DAB para as diferentes combinações de tensões HV e LV são iguais, o que proporciona pesos idênticos no cálculo do rendimento médio ponderado.

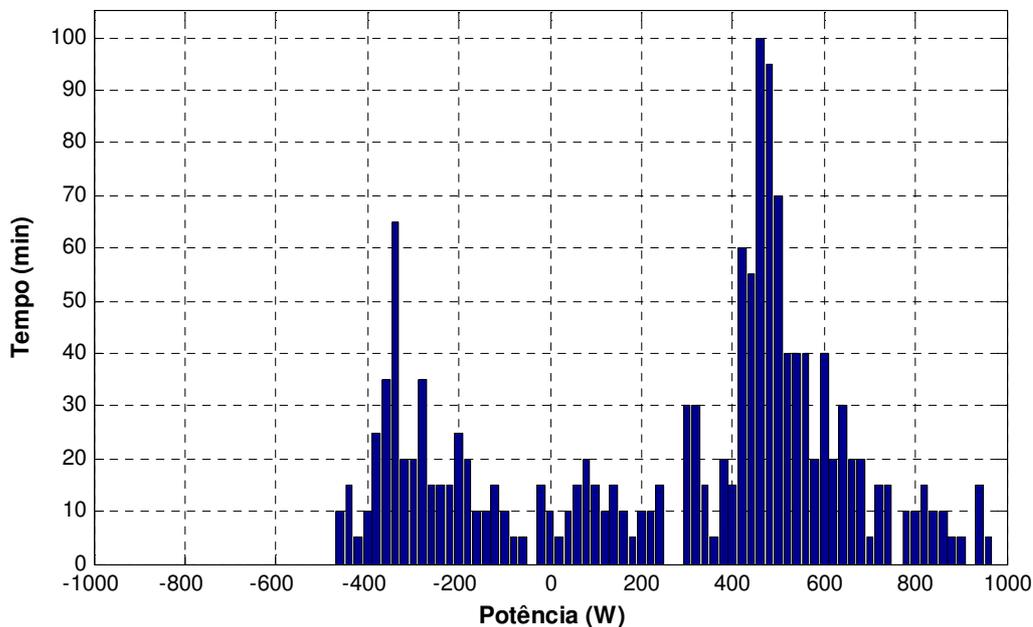


Figura 86 – Tempo de operação do conversor DAB em cada faixa de potência usando passo de 20 W

Calculando os pesos das ponderações, encontra-se a Figura 87. Nela, o coeficiente de ponderação obtido por (101) para o intervalo de potência de 460 W a 480 W é igual a 7,7458%, ou seja, considerando a energia total transferida durante o funcionamento do conversor DAB, 7,7458% da energia é processada com o conversor operando entre 460 W e 480 W.

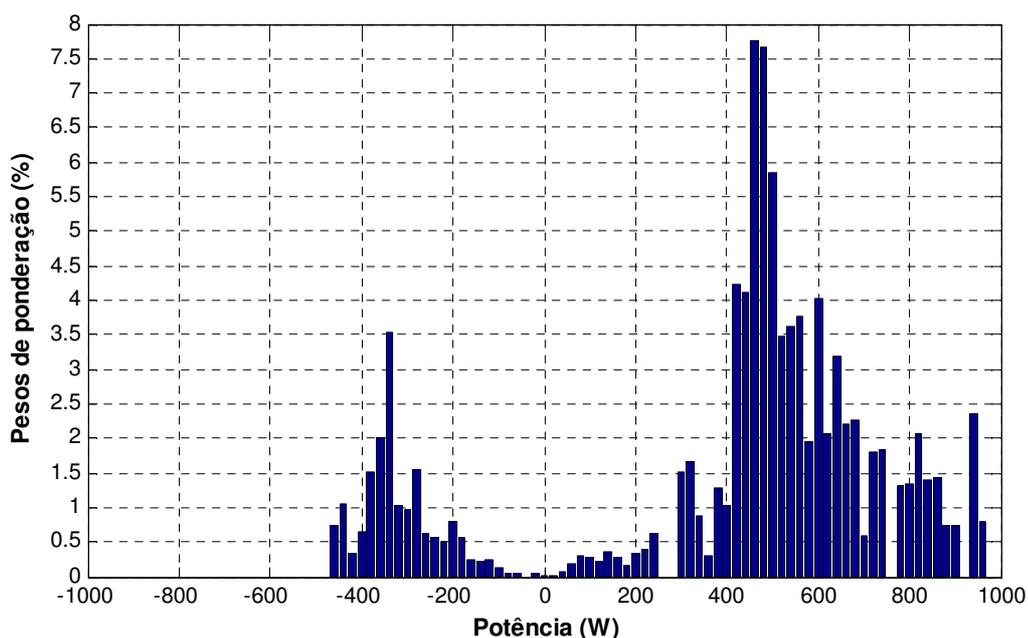


Figura 87 – Pesos das ponderações para cada faixa de potência usando passo de 20 W

No algoritmo baseado no rendimento médio ponderado descrito na Figura 73, cada ponto de projeto (f_s , a , L_{HV}) é submetido aos pesos de ponderação (Figura 87). No final, seleciona-se o ponto (f_s , a , L_{HV}) que resulta no maior rendimento médio ponderado.

Ao utilizar os pesos de ponderação (Figura 87) e as tecnologias de componentes especificados anteriormente no algoritmo da Figura 73, obteve-se o rendimento médio ponderado para cada ponto (f_s , a , L_{HV}). Na Figura 88 estão apresentadas algumas ilustrações resultantes da simulação do algoritmo para o rendimento médio ponderado em função de f_s , da relação de transformação (a) normalizado por a_n que é igual a $1/6$ (200 V/1200 V) e da indutância L_{HV} normalizada pelo L_{HVmax} correspondente a cada a/a_n e f_s , estando estes resumidos na Tabela 11. Calculou-se o L_{HVmax} como descrito na seção 5.3 do Capítulo 5 em que se projeta a indutância para a máxima potência por (2) com φ igual a 90° e tensões V_{HV} e V_{LV} mínimas.

Devido às restrições de projeto inseridas no algoritmo, como, por exemplo, máximos níveis de correntes admissíveis nos componentes, mínima corrente necessária para a comutação sob ZVS, máxima elevação de temperatura e a possibilidade de execução da montagem dos elementos magnéticos, pode-se observar nas ilustrações da Figura 88 as faixas que satisfazem todas as restrições. Verificou-se, através de simulações do algoritmo, que é possível usar frequências próximas a 17 kHz até 37 kHz sem infringir nenhuma restrição.

Apresentaram-se somente os resultados de 18 kHz, 20 kHz, 22 kHz e 24 kHz, pois se atingiu o máximo rendimento ponderado em 20 kHz.

Tabela 11 – Especificações dos parâmetros de projeto (f_s , a/a_n , L_{HVmax}) para as ilustrações da Figura 88

Frequência (f_s)	Relação de transformação (a/a_n)	Indutância máxima (L_{HVmax})
18 kHz	0,98	8,2653 mH
	1,00	8,1000 mH
	1,02	7,9410 mH
20 kHz	0,95	7,6737 mH
	1,00	7,2900 mH
	1,05	6,9429 mH
22 kHz	0,90	7,3636 mH
	0,95	6,9761 mH
	1,00	6,6273 mH
	1,05	6,3117 mH
	1,10	6,0248 mH
24 kHz	0,85	7,1471 mH
	0,90	6,7500 mH
	0,95	6,3947 mH
	1,00	6,0750 mH
	1,05	5,7857 mH
	1,10	5,5227 mH
	1,15	5,2826 mH
	1,20	5,0625 mH

Outra observação referente à Figura 88 é que conforme os valores da indutância L_{HV}/L_{HVmax} aumentam, o rendimento também se eleva. O mesmo comportamento foi obtido por Krismer e Kolar (2012a).

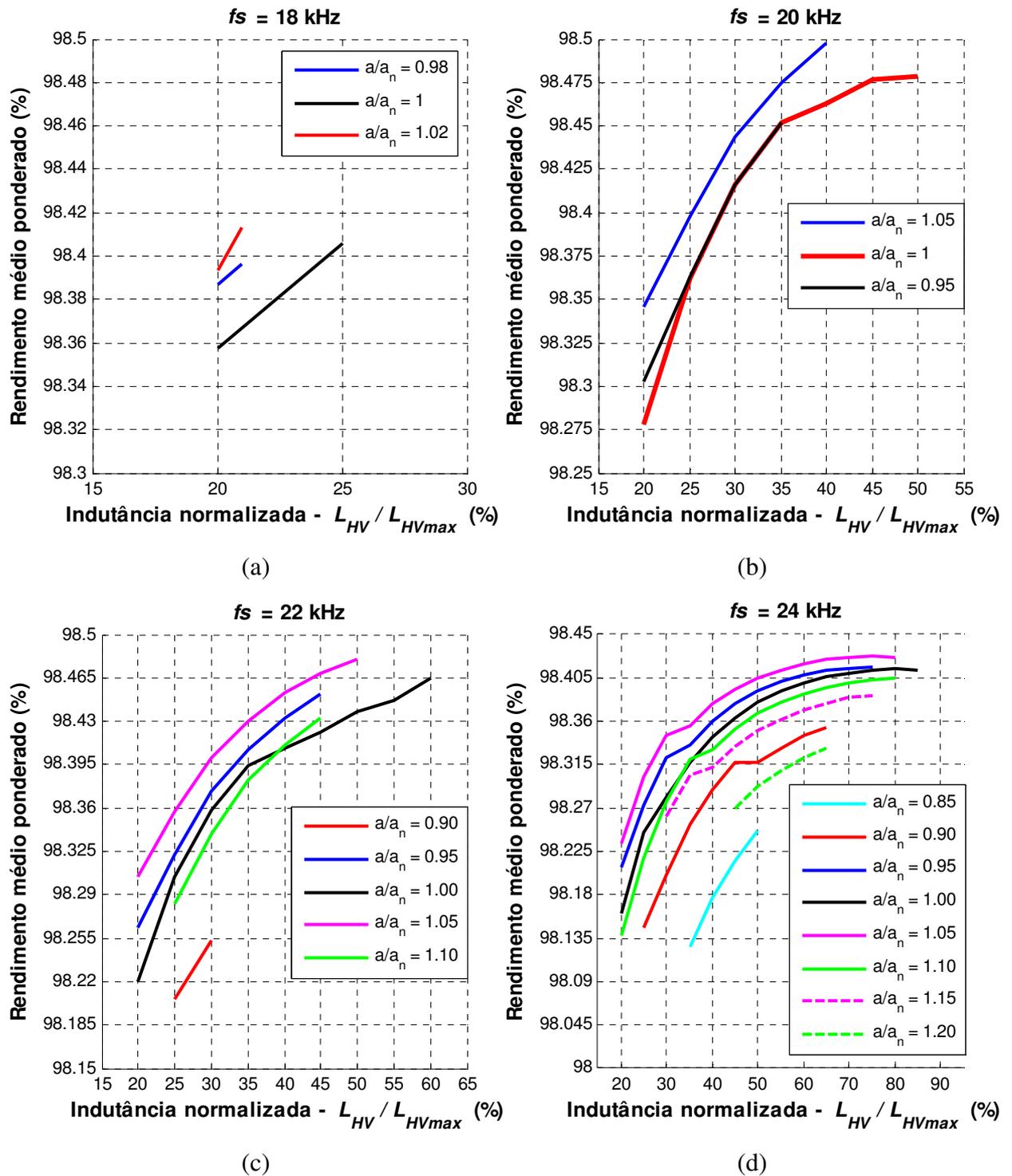


Figura 88 – Rendimento médio ponderado em função da frequência de comutação (f_s), relação de transformação (a/a_n) com $a_n=1/6$ e indutância (L_{HV}/L_{HVmax})

A Figura 89 apresenta a curva do rendimento médio ponderado, também presente na Figura 88 (b), para f_s e a/a_n fixos em 20 kHz e 1,05, respectivamente, na qual se encontrou o ponto de projeto com a máxima eficiência. O máximo rendimento calculado pelo algoritmo

foi de 98,4979% em L_{HV}/L_{HVmax} igual a 40%, sendo L_{HVmax} e a_n iguais a 6,9429 mH e 1/6, respectivamente. Estes valores foram atribuídos ao ponto de projeto ótimo (fs_{ot} , a_{ot} , $L_{HV_{ot}}$).

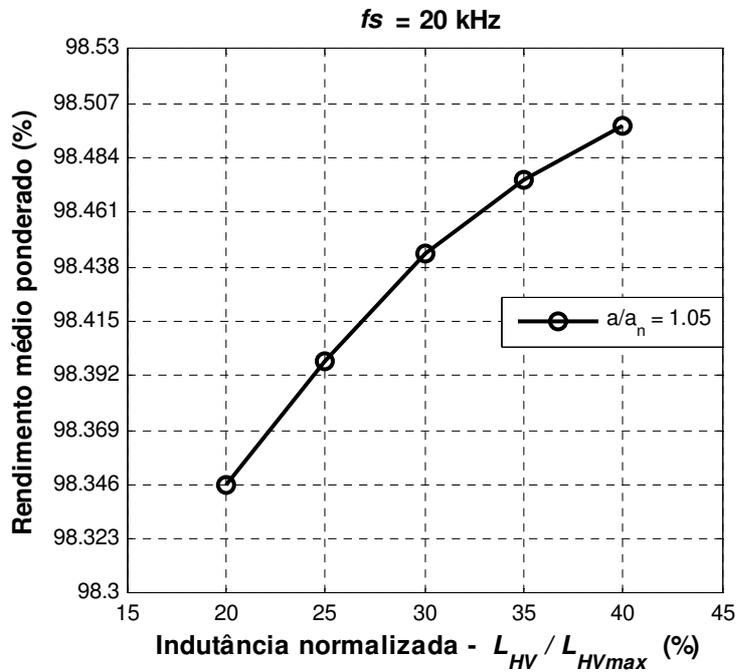


Figura 89 – Rendimento médio ponderado para os parâmetros de projeto $fs = 20$ kHz e $a/a_n = 1,05$ variando-se L_{HV}/L_{HVmax}

Com o ponto de projeto ótimo definido, utiliza-se o algoritmo do fator de corrente (Figura 74), para selecionar o trio de controle que minimiza a energia circulante para cada combinação de potência e de tensões. A Figura 90 apresenta as curvas de rendimento máximo (η), rendimento para o fator de corrente máximo (η FC) e o fator de corrente (FC) para seis condições diferentes de operação do conversor DAB utilizando os parâmetros ótimos de projeto (fs_{ot} , a_{ot} , $L_{HV_{ot}}$) encontrados anteriormente. Observa-se que ambos os rendimentos obtidos pela simulação do algoritmo estão muito próximos nas seis situações apresentadas (Figura 90 (a), (b), (c), (d), (e) e (f)), o que indica que a utilização do fator de corrente (FC) é válido. Nessas situações mostradas nas ilustrações da Figura 90, o ganho de tensão (d) calculado por (1) varia de 0,779 (Figura 90 (e)) até 1,164 (Figura 90 (f)). Os gráficos da Figura 91 mostram o comportamento do trio de controle, com φ normalizado por π , que resultam no máximo FC em função da potência para as seis condições de tensões diferentes apresentadas na Figura 90.

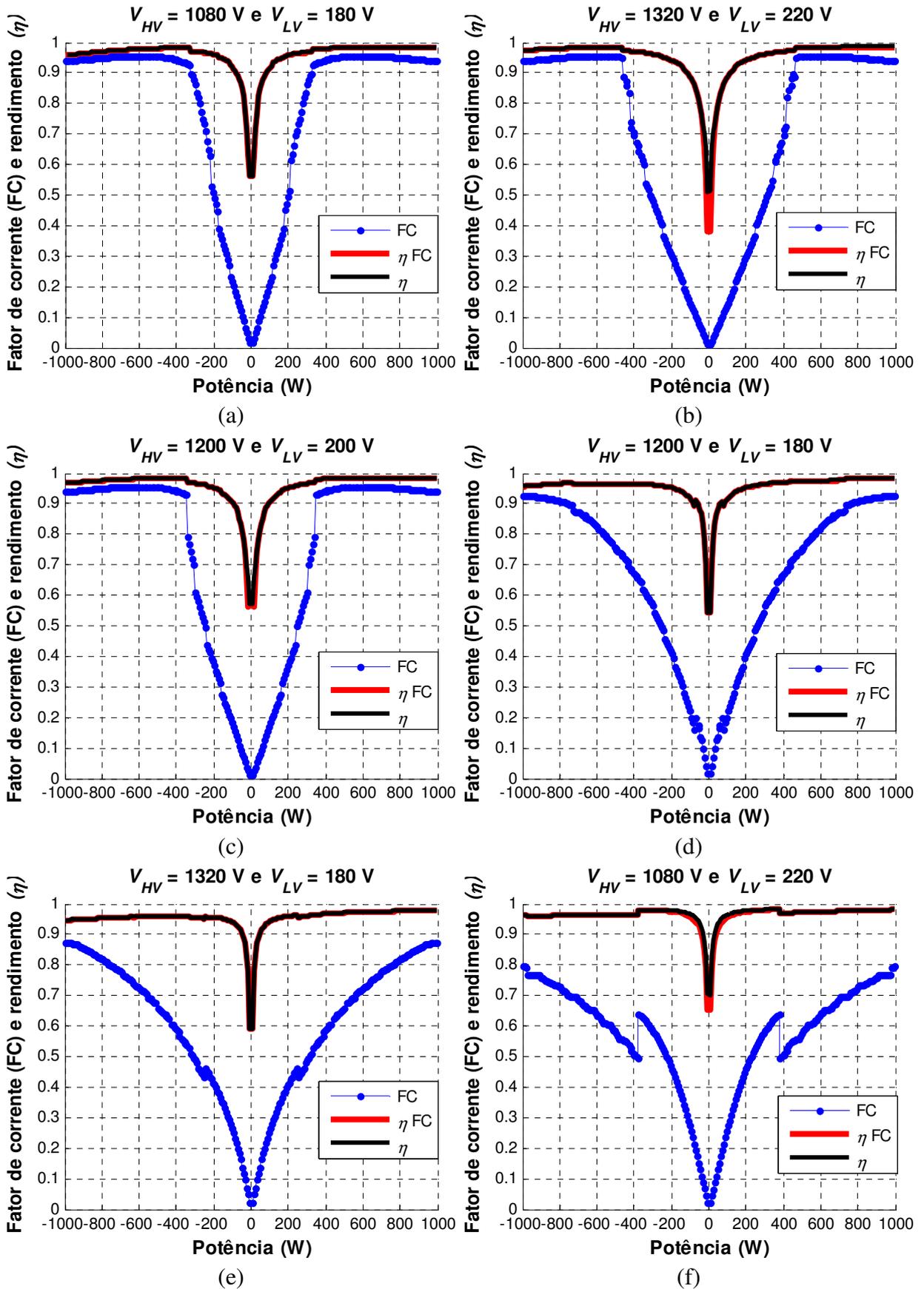


Figura 90 – Fator de corrente máximo (FC), rendimento para o fator de corrente máximo (η FC) e rendimento máximo (η) e em função da potência para seis condições distintas de operação do conversor DAB

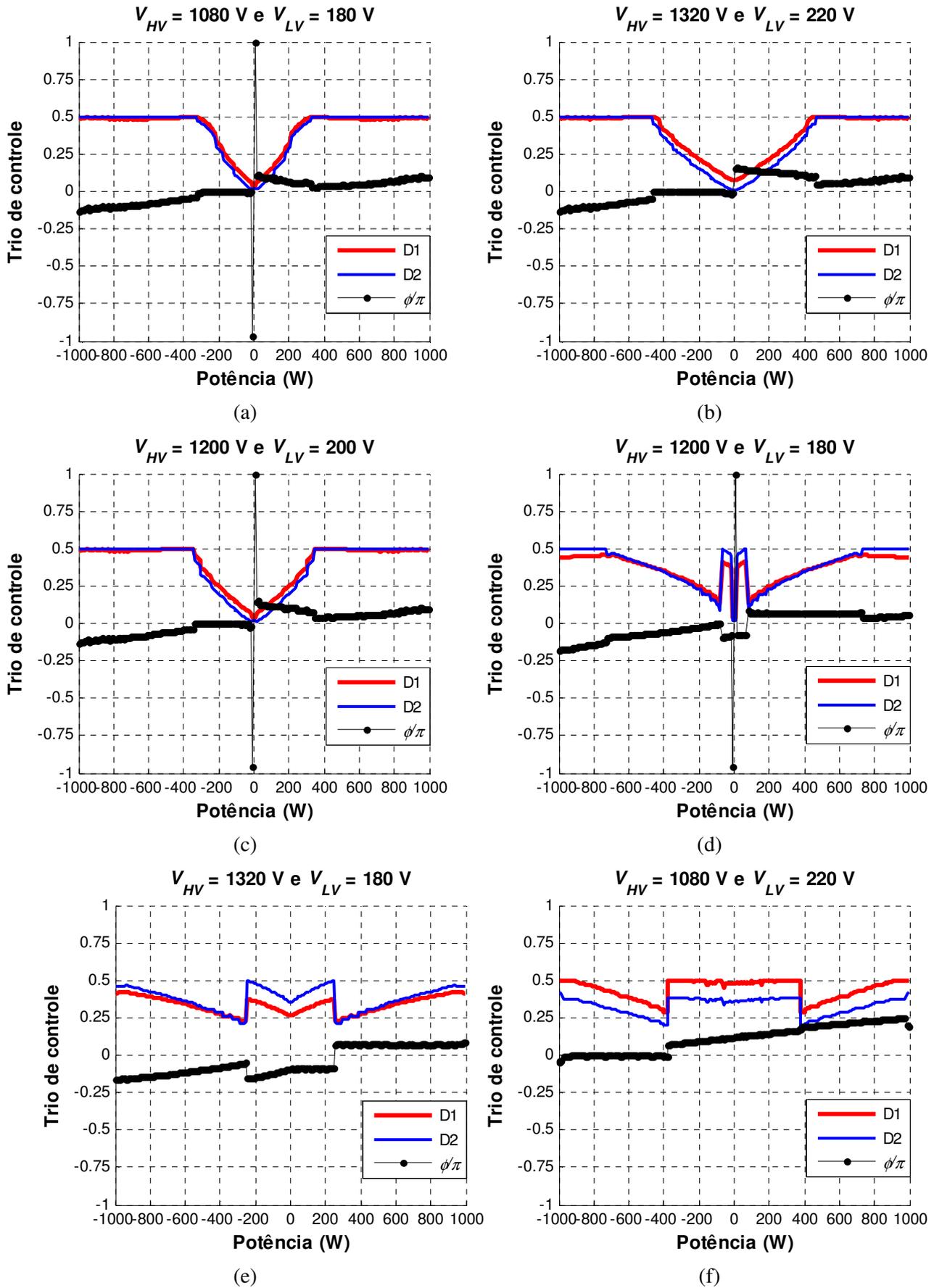


Figura 91 – Comportamento do trio de controle em função da potência para seis condições distintas de operação do conversor DAB

Nos gráficos da Figura 91 nota-se que para Figura 91 (a), (c) e (d) ocorre uma elevação de φ próximos a potência nula. Isso ocorre devido à manutenção das comutações sob ZVS, pois φ elevados aumentam a corrente circulante. Porém, na prática, o transformador que conecta os dois *Full Bridge* possui uma corrente magnetizante que auxilia nas comutações sob ZVS, a qual o algoritmo desprezou. Também se observa que todas as curvas apresentadas na Figura 91 possuem variações abruptas em seus valores do trio de controle, o que é devido a existência da mudança de padrão de modulação que estão resumidos na Tabela 3. Para visualizar a troca de padrão de modulação, as curvas do gráfico mostradas na Figura 90 (e) tiveram as faixas pertencentes a cada padrão de modulação destacadas com cores diferentes conforme a Figura 92.

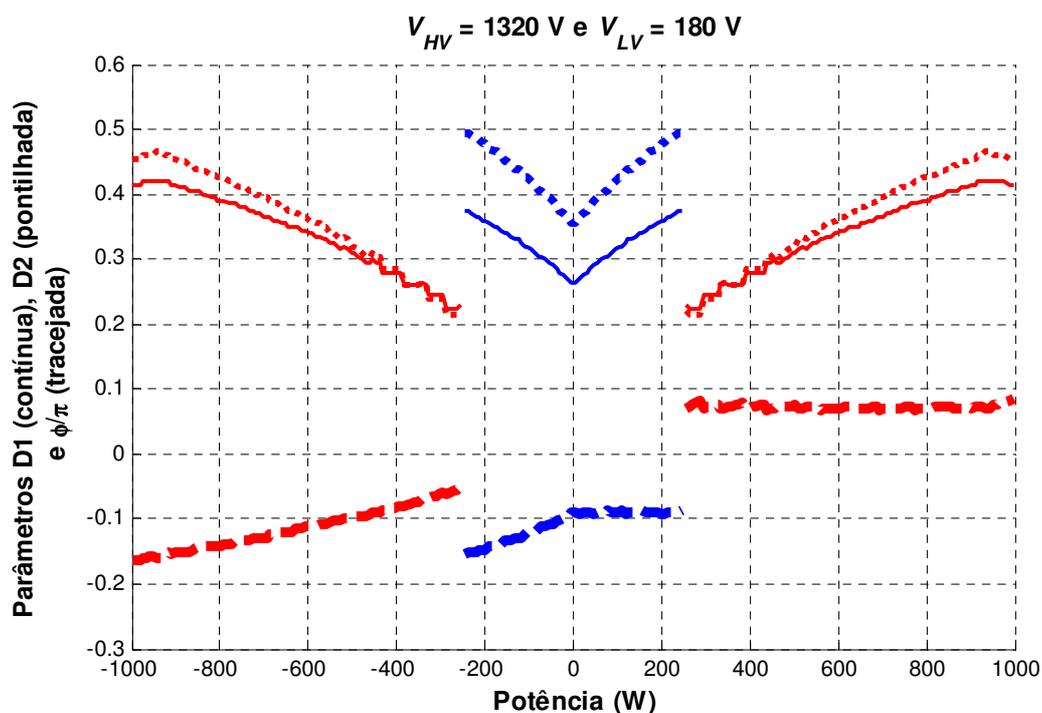


Figura 92 – Trios de controle da Figura 90 (e) destacados por padrão de modulação: P01 ciano, P02 vermelho, P03 azul, P04 verde, P05 margenta e P06 preto

Na Figura 93 estão representados os comportamentos do trio de controle ($D1 \eta$, $D2 \eta$, $\varphi/\pi \eta$), em linhas tracejadas, que geram o máximo rendimento (η) e o trio de controle ($D1 \text{ FC}$, $D2 \text{ FC}$, $\varphi/\pi \text{ FC}$), em linhas contínuas, que produzem o máximo fator de corrente (FC). O ângulo de defasagem (φ) está normalizado por π . Observa-se que o comportamento de ambos trios de controle é quase idêntico, apresentando maior divergência entre 800 W e 1 kW. Nota-

se que o trio de controle para o máximo FC apresenta tendências em intervalos, podendo ser aproximado por equações. Outra forma é construir e armazenar tabelas na memória do microcontrolador com os valores do trio de controle.

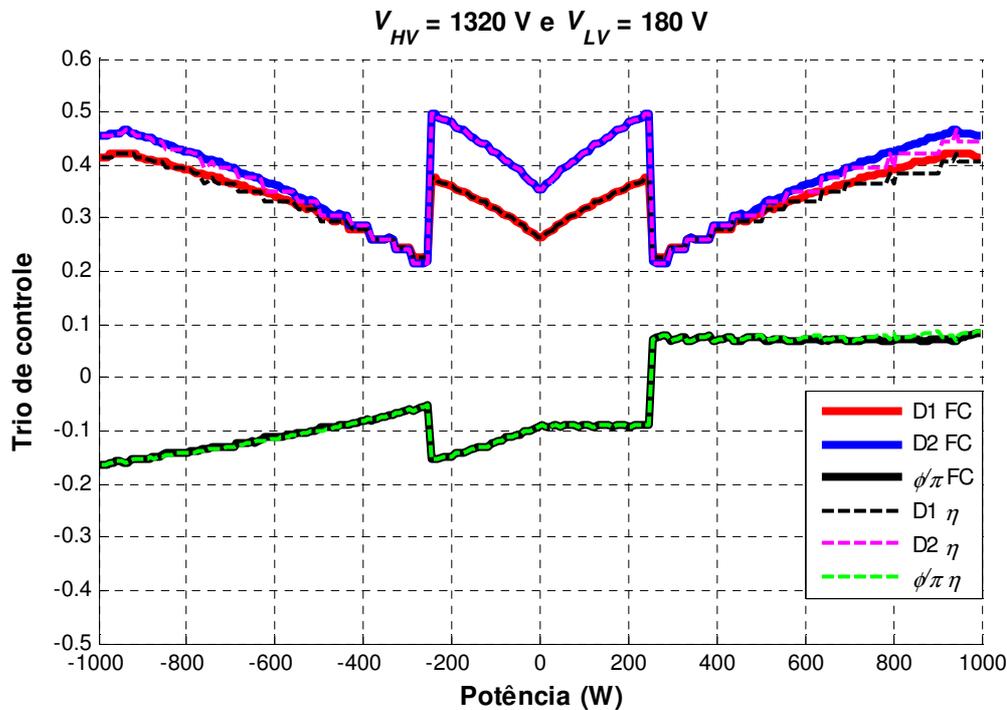


Figura 93 – Trios de controle para η máximo (D1 η , D2 η , ϕ η) e para o FC máximo (D1 FC, D2 FC, ϕ FC)

Contudo, a análise realizada até aqui envolve somente os padrões de modulação apresentados na Tabela 3 com todas as comutações acontecendo sob ZVS, exceto para os padrões P01 e P02 em que ocorrem duas comutações sob não ZVS no lado LV. Uma questão levantada está em relação a não priorização por comutações sob ZVS, que pode resultar em menores correntes circulantes pela estrutura. Esta redução da corrente circulante pode diminuir as perdas por condução, mesmo havendo o aumento das perdas por comutação. Uma vez que a obtenção das perdas nos componentes é dispendiosa, pois existem muitos modos de modulação que devem ser equacionados, optou-se por utilizar o fator de corrente. Como as equações para a corrente RMS no indutor e a corrente média em ambos os lados não sofrem mudanças com as diferentes situações de comutações, as equações para as correntes I_{LRMS} e I_{LV} da Tabela 3 continuam válidas.

Assim, a Figura 94 apresenta o comportamento do fator de corrente e da corrente RMS

no indutor em p.u. para toda a excursão da potência normalizada. A Figura 94 (a), que corresponde à situação da Figura 90 (f) com ganho de tensão (d) próximo a 1,16, traz as curvas: do fator de corrente (FC todas) para todos os padrões de modulação independentes da comutação acontecer sob ZVS ou não; do fator de corrente (FC Tabela 3) para os padrões da Tabela 3; e do fator de corrente (FC ZVS) somente para os padrões em que todas as comutações ocorrem sob ZVS, ou seja, exclui P01 e P02. Nesse gráfico não se utilizou o módulo de (98) para o fator de corrente para uma melhor visualização. Na Figura 94 (b) são mostradas as suas respectivas correntes RMS no indutor. Comparando as três curvas (FC todas, FC Tabela 3 e FC ZVS), nota-se que os fatores de corrente estão próximos e que somente para o FC ZVS o fator de corrente diminui para um intervalo de potências. Isso ocorre devido ao aumento da corrente circulante para manter todas as comutações sob ZVS. Além disso, outro ponto importante em se ressaltar é em relação aos padrões de modulação com comutações diferentes a das apresentadas na Tabela 3. Elas geram mais perdas por comutações, contudo as perdas não são consideradas pelo fator de corrente.

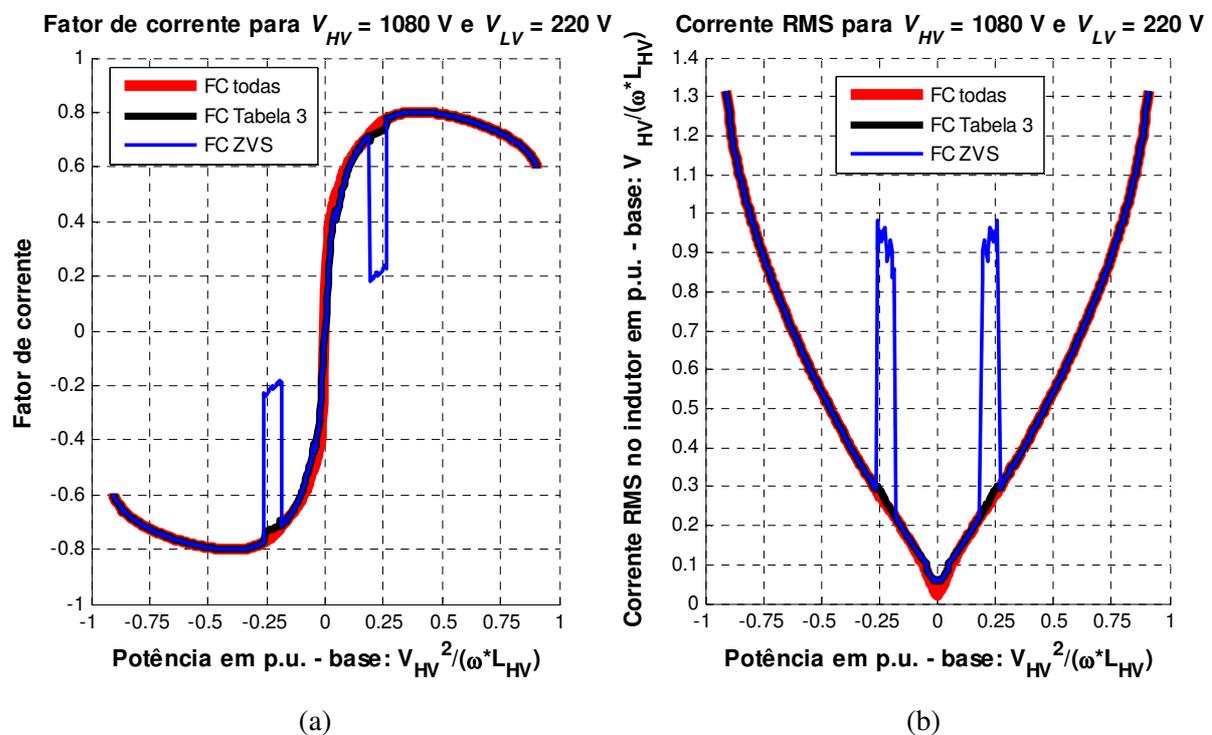


Figura 94 – (a) Fatores de corrente; (b) correntes RMS no indutor.

Assim, conclui-se que as perdas por condução para FC todas e FC Tabela 3 são bem

próximas, sendo os padrões de modulação apresentados na Tabela 3 suficientes para a determinação do trio de controle ótimo para o fator de corrente que mitigue a energia circulante, aproximando-se da curva do máximo rendimento.

6.3 Análise e propostas

A metodologia adota se mostra interessante em determinar os parâmetros de projeto e controle que maximizam o rendimento ao longo das variações de tensões e de potências no conversor. Os algoritmos desenvolvidos mostram-se ferramentas eficientes na busca pelo ponto de projeto (f_s , a , L_{HV}) e de controle ($D1$, $D2$, φ) que proporciona uma menor perda de energia considerando as diferentes condições de operação que o conversor pode estar sujeito, além de mitigar a energia circulante pela estrutura.

Contudo, um estudo mais detalhado pode ser realizado com relação às condições para que as comutações sob ZVS ocorram, pois a considerada neste trabalho é válida somente para frequências de ressonância muito menores que a de comutação, ou seja, considera-se a corrente no intervalo da comutação constante.

Também pode ser inserida uma lista de componentes para realizar a varredura e retornar a melhor combinação, não permanecendo limitado aos previamente selecionados.

Pode ser interessante considerar outros aspectos de interesse no projeto do conversor como o volume, além do rendimento. Neste caso, existe a necessidade da inserção dos modelos de dissipadores de calor e de seus projetos para a obtenção do volume final do conversor.

O fator de corrente (FC) descrito neste trabalho se mostrou ser de fundamental importância para a definição do trio de controle que mitiga a energia circulante pela estrutura do conversor. A definição usada para o fator de corrente pode ser expandida para outros conversores e aplicações auxiliando na obtenção dos parâmetros de projeto e de controle. As obtenções das variáveis de controle pelo FC não dependem da tecnologia de componentes utilizada no conversor, mas sim dos níveis de correntes circulante pela estrutura e a de saída que gera potência ativa.

A implantação do trio de controle na prática pode ser realizada através do armazenamento dos dados em tabelas ou de equações no dispositivo digital de controle para diferentes pontos de operação e, quando necessário, realizar a interpolação. Também poderá

ser desenvolvida uma lógica baseada no fator de corrente que faça em tempo real o ajuste das variáveis de controle através das medições das correntes e das tensões sem a necessidade de ter os dados armazenados previamente.

6.4 Conclusão

Os resultados obtidos por simulações corroboram a validade da metodologia empregada para a determinação do ponto de projeto e controle que maximizem o rendimento, diminuindo a energia circulante.

Para a obtenção da frequência de comutação, relação de transformação e da indutância que maximize o rendimento, foi adotado a figura de mérito do rendimento médio ponderado. Isso foi necessário, pois o fator de corrente (FC) não considera as perdas que não dependam da corrente circulante, como por exemplo, as perdas geradas nas comutações das chaves pela variação da frequência de comutação.

Então, com a frequência de comutação, a relação de transformação e a indutância definida, o fator de corrente consegue definir o trio de controle que mitiga a corrente circulante para cada ponto de operação.

A vantagem da utilização do fator de corrente sobre o rendimento em cada ponto de operação está em que o FC não depende da tecnologia dos componentes utilizada. Assim, é suficiente a definição dos níveis de corrente eficaz que circula pelo indutor e da parcela de corrente de saída que gera a potência ativa, tornando a execução do algoritmo mais rápido.

CAPÍTULO 7 – CONCLUSÕES GERAIS

Com as novas tendências de aplicações presentes no cenário elétrico mundial, o conversor DAB se mostra uma alternativa atraente, principalmente em *smart grids*, em veículos elétricos e híbridos e em sistemas elétricos com geração distribuída.

Um dos equipamentos que podem substituir os transformadores convencionais (transformadores eletromagnéticos que operam a 50 Hz ou 60 Hz) nas redes elétricas é o transformador eletrônico, também chamado de transformador de estado sólido. Dentre as já conhecidas características presentes nos transformadores convencionais, os transformadores eletrônicos oferecem funcionalidades, como por exemplo, correção de harmônicos, limitação de corrente de curto-circuito, medição e envio das informações da rede elétrica em tempo real.

Porém, o conversor DAB, quando funcionando em três níveis, possui três parâmetros de controle ($D1$, $D2$, φ), aqui denominados de trio de controle. Existem muitas possibilidades de combinações das três variáveis para processar o mesmo nível de potência. Conforme o trio escolhido, a corrente RMS no indutor varia, podendo provocar maiores perdas por condução. Então, para encontrar o trio de controle que reduza a corrente circulante, definiu-se um fator adimensional denominado de fator de corrente (FC) em que é realizada a razão da corrente média de saída com a corrente eficaz que circula pelo indutor. Quanto mais próximo ao unitário o fator estiver, menor será a corrente circulante. Também pode ser empregada a corrente média de entrada ao invés da de saída. Porém, uma limitação deste fator está em não conseguir considerar as perdas que não dependam da corrente circulante, como por exemplo, as perdas por comutações ao variar a frequência de comutação.

Assim, outra figura de mérito foi utilizada para a definição da frequência de comutação, relação de transformação e da indutância. O rendimento médio ponderado foi escolhido, pois o conversor DAB aplicado no estágio central do módulo que constitui o transformador está sujeito a uma ampla faixa de variações de tensões e de potência, sendo possível minimizar a energia perdida durante a operação do conversor. Então, uma vez definida a frequência de comutação, a relação de transformação e a indutância, aplica-se o fator de corrente para encontrar o trio de controle para cada ponto de operação. Assim, a aplicação dos dois algoritmos em conjunto garante a definição dos parâmetros ótimos ou subótimos de projeto e controle objetivando atingir a curva da máxima eficiência.

Os resultados de simulação mostram que a curva de rendimento obtida com o uso do fator de corrente máximo é próximo a da eficiência máxima.

Logo, a utilização do fator de corrente possui seu mérito, uma vez que, não depende da tecnologia dos componentes utilizadas, mas sim dos níveis de correntes circulantes pela estrutura e da parcela de corrente de saída que gera a potência ativa.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGGELER, D. et al. Bi-directional isolated DC-DC converter for next-generation power distribution - comparison of converters using Si and SiC devices. **Anais...** Power Conversion Conference - Nagoya, PCC '07, 2007, p. 510-517.

AKAGI, H.; INOUE, S. Medium-voltage power conversion systems in the next generation. **Anais...** 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC, CES/IEEE, 2006, p. 1-8.

ALBACH, M.; DURBAUM, T.; BROCKMEYER, A. Calculating core losses in transformers for arbitrary magnetizing currents a comparison of different approaches. **Anais...** 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '96 Record., v. 2, 1996, p. 1463-1468.

AMBARIAN, C.; CHAO, C. WARP Speed IGBTs-switching at 100 to 150 kHz in power converter applications. **Anais...** Wescon/97, Conference Proceedings, 1997, p. 276-280.

ARRILLAGA, J.; WATSON, N. R. Subject definition and objectives. In: ARRILLAGA, J.; WATSON, N. R. **Power system harmonics**. Second edition. New Zealand: John Wiley & Sons Ltd, 2003, p. 1-15.

BADAWI, N. et al. Evaluation of 600V GaN and SiC Schottky diodes at different temperatures. **Anais...** 15th European Power Electronics and Applications (EPE), 2013, p. 1-7.

BAGGIO, J. E. et al. Quasi-ZVS active auxiliary commutation circuit for two switches forward converter. **Anais...** IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC, v. 1, 2001, p. 398-403.

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, p. 2905-2914.

BAI, H.; NIE, Z.; MI, C. C. Experimental comparison of traditional Phase-Shift, Dual-Phase-Shift, and Model-Based control of isolated bidirectional DC-DC converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 6, June 2010, p. 1444-1449.

BANDEIRA, F. de P. M. **Redes de energia elétrica inteligentes** (Smart Grids). Brasília: Câmara dos Deputados, Nota técnica, 2012, 10 p.

BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. **Projeto físico de indutores e transformadores**. Florianópolis: INEP, Instituto de Eletrônica de Potência, Departamento de Engenharia Elétrica, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina – Apostila didática. mar. 2002, 11 p.

BELTRAME, F. et al. Design methodology to improve the converters' efficiency applied to photovoltaic systems. **Anais...** IECON - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2014a, p. 1397-1403.

BELTRAME, F. et al. Design of boost converter based on optimum weighted average efficiency for photovoltaic systems. **Revista Eletrônica de Potência** (Impresso), v. 19, 2014b, p. 295-302.

BELTRAME, F. et al. Different optimum designs investigation of DC/DC boost converter applied to the photovoltaic system. **Anais...** Power Electronics Conference (COBEP), Brazilian, 2013, p. 538-543.

BELTRAME, R. C. et al. Decentralized multi string PV system with integrated ZVT cell. **Anais...** XVIII Congresso Brasileiro de Automática, 2010, p. 3729-3736.

BIELA, J.; KOLAR, J. W.; DEBOY, G. Optimal design of a compact 99.3% efficient single-phase PFC rectifier. **Anais...** Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010, p. 1397-1404.

BRANDO, G.; DANNIER, A.; PIZZO, A. D. A simple predictive control technique of power electronic transformers with high dynamic features. **Anais...** 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 2010, p. 1-6.

BRASIL. **Anuário estatístico de energia elétrica** 2014: Ano base 2013. Rio de Janeiro: Empresa de Pesquisa Energética – EPE, 2014a, 212 p.

BRASIL. **Boletim mensal de monitoramento do sistema elétrico brasileiro**. Brasília: Ministério de Minas e Energia, 2014b, 43 p.

BRASIL. **Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional** – PRODIST Módulo 8: Qualidade da Energia Elétrica. Brasília: ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica, 2010, 62 p.

BRASIL. **Resolução normativa nº 482**, de 17 de abril de 2012. Brasília: Agência Nacional de Energia Elétrica, 2012, 5 p.

BRITISH PETROLEUM. **BP statistical review of world energy June 2014, 63rd edition.** Disponível em: <<http://www.bp.com/content/dam/bp/pdf/Energy-economics/statistical-review-2014/BP-statistical-review-of-world-energy-2014-full-report.pdf>>. Acesso em: 15 ago. 2014.

BROWN, M. **Practical switching power supply design.** Motorola: Series in Solid State Electronics. London: Academic Press, 1990, 258 p.

CHAN, H. L.; CHENG, K. W. E.; SUTANTO, D. An extended load range ZCS-ZVS bi-directional Phase-Shifted DC-DC converter. **Anais...** Eighth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (IEE Conf. Publ. No. 475), 2000, p. 74-79.

CHEN, N.; QUEK, T. Q. S.; TAN, C. W. Optimal charging of electric vehicles in Smart Grid: characterization and valley-filling algorithms. **Anais...** IEEE Smart Grid Communications (SmartGridComm) 2012 Symposium – Architectures and Models, 2012, p. 13-18.

CHIRADEJA, P.; RAMAKUMAR, R. An Approach to quantify the technical benefits of distributed generation. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 19, n. 4, Dec. 2004, p. 764-773.

COSTINETT, D. J. **Analysis and Design of High Efficiency, High Conversion Ratio, DC-DC Power Converters.** Thesis (Doctor). 2013, Faculty of the Graduate School of the University of Colorado, Department of Electrical, Computer, and Energy Engineering, 2013, 307f.

DRABEK, P. et al. New configuration of traction converter with medium-frequency transformer using matrix converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 11, Nov. 2011, p. 5041-5048.

DONCKER, R. W. de.; 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./Feb. 1991, p. 63-73.

DODGE, J.; HESS, J. IGBT Tutorial. **Advanced Power Technology**, Application note APT0201, Rev. B., July 2002, 15 p.

EIA - U.S. Energy Information Administration. **Total Electricity Net Consumption**. Disponível em: <<http://www.eia.gov/cfapps/ipdbproject/iedindex3.cfm?tid=2&pid=2&aid=2&cid=ww,BR,&syid=1980&eyid=2012&unit=BKWH>>. Acesso em: 20 out. 2014.

EL-MEZYANI, T. et al. Evaluation of nonlinearity and complexity in SSTs systems. **Anais... IEEE International Systems Conference (SysCon)**, 2012, p. 1-7.

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, 2015, p. 124-137.

ERDINC, O. et al. Smart household operation considering bi-directional EV and ESS utilization by real-time pricing-based DR. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 6, n. 3, May 2015, p. 1281-1291.

ERICKSON, R. W. **Fundamentals of power electronics**. Secaucus: Kluwer Academic Publishers, 2000, 900 p.

EVERTS, J. et al. Optimal ZVS modulation of Single-Phase Single-Stage bidirectional DAB AC-DC converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 8, Aug. 2014, p. 3954-3970.

FALCONES, S.; AYYANAR, R.; MAO, X. A DC-DC Multiport-converter-based solid-state transformer integrating distributed generation and storage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 5, May 2013, p. 2192-2203.

FALCONES, S.; MAO, X.; AYYANAR, R. Topology comparison for solid state transformer implementation. **Anais... Minneapolis: Power and Energy Society General Meeting**, 2010, p. 1-8.

FENGPING, C. et al. Fabrication and characteristics of a 4H-SiC junction barrier Schottky diode. **Journal of Semiconductors**, v. 32, n. 6, June 2011, p. 1-3.

GITAU, M. N.; EBERSOHN, G.; KETTLEBOROUGH, J. G. Power processor for interfacing battery storage system to 725 V DC bus. **Energy Conversion and Management**, v. 48, 2007, p. 871-881.

GRAOVAC, D., PÜRSCHEL, M.; KIEP, A. **MOSFET power losses calculation using the datasheet parameters**. Infineon: Application Note, v. 1.1, July 2006, 23 p.

GUIDI, G. et al. Improvement of light load efficiency of Dual Active Bridge DC-DC converter by using dual leakage transformer and variable frequency. **Anais...** Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010, p. 830-837.

FAN, H.; LI, H. A novel phase-shift bidirectional DC-DC converter with an extended high-efficiency range for 20 kVA solid state transformer. **Anais...** Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2010, p. 3870-3876.

HARRYE, Y. A. et al. Comprehensive steady state analysis of bidirectional Dual Active Bridge DC/DC converter using triple phase shift control. **Anais...** IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2014a, p. 437-442.

HARRYE, Y. A.; AHMED, K. H.; ABOUSHADY, A. A. Reactive power minimization of Dual Active Bridge DC/DC converter with triple phase shift control using neural network. **Anais...** International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA), 2014b, p. 566-571

HATUA, K. et al. Transformer less Intelligent Power Substation design with 15kV SiC IGBT for grid interconnection. **Anais...** 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011, p. 4225-4232.

HEINEMANN, L.; MAUTHE, G. The universal power electronics based distribution transformer, an unified approach. **Anais...** IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC 2001, v. 2, 2001, p. 504-509.

HOANG, K. D.; WANG, J. Design optimization of high frequency transformer for Dual Active Bridge DC-DC converter. **Anais...** XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2012, p. 2311-2317.

HOEK, H. V.; NEUBERT, M.; DONCKER, R. W. de. Enhanced modulation strategy for a three-phase Dual Active Bridge - boosting efficiency of an electric vehicle converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 12, Dec. 2013, p. 5499-5507.

HUANG, J. et al. Unified PWM control to minimize conduction losses under ZVS in the whole operating range of dual active bridge converters. **Anais...** Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013a, p. 2016-2022.

HUANG, J. et al. Modified unified PWM control to operate the Dual Active Bridge converters under ZVS in the whole load range. **Anais...** ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), IEEE, 2013b, p. 620-625.

HUGO, N. et al. Power electronics traction transformer. **Anais...** 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, 2007, p. 1-10.

HURLEY, W. G.; WOLFLE, W. H.; BRESLIN, J. G. Optimized transformer design: inclusive of high-frequency effects. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, n. 4, Jul. 1998, p. 651-659.

IEA – International Energy Agency. **CO₂ Emissions From Fuel Combustion: HIGHLIGHTS**. IEA Statistics: 2014, 136p. Disponível em: <<http://www.iea.org/publications/freepublications/publication/co2-emissions-from-fuel-combustion-highlights-2014.html>>. Acesso em: 15 ago. 2014.

IEA – International Energy Agency. **Technology Roadmap: Electric and plug-in hybrid electric vehicles**. PARIS: International Energy Agency, 2011, 52 p.

IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers - **Power & Energy Society. Std 1459-2010: IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions**. New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 2010, 52 p.

IEC - International Electrotechnical Commission. **Photovoltaic systems – Power conditioners – Procedure for measuring efficiency**. International Standard 61683. First edition. 1999, 26 p.

INOUE, S.; AKAGI, H. A bi-directional isolated DC/DC converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system. **Anais...** 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '06, 2006, p. 1-7.

IOR - International Rectifier. **PDP MOSFET**. 2007, 8 p. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfp4242pbf.pdf>>. Acesso em: 12 jul. 2015.

IOR - International Rectifier. **How P-Channel MOSFETs Can Simplify Your Circuit**. Application Note AN-940, 5 p. Disponível em: <www.irf.com/technical-info/appnotes/an-940.pdf>. Acesso em: 13 jul. 2015.

IXYS. **Bimosfetm**. IXYS CORPORATION 2011, 6 p. Disponível em: <[http://ixapps.ixys.com/Datasheet/DS100205B\(IXBF55N300\).pdf](http://ixapps.ixys.com/Datasheet/DS100205B(IXBF55N300).pdf)>. Acesso em: 12 jul. 2015.

JAIN, A. K.; AYYANAR, R. PWM control of Dual Active Bridge: comprehensive analysis and experimental verification. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 4. Ago. 2010, p. 1215-1227.

JIELI, L.; ABDALLAH, T.; SULLIVAN, C. R. Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms. **Anais...** Conference Record of the Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting, IEEE, v. 4, 2001, p. 2203 - 2210

KADAVELUGU, A. et al. Zero voltage switching performance of 1200V SiC MOSFET, 1200V silicon IGBT and 900V CoolMOS MOSFET. **Anais...** Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2011, p. 1819-1826.

KANG, M.; ENJETI, P. N.; PITEL, I. J. Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system. **Anais...** Thirty-Second IAS Annual Meeting Industry Applications Conference, IAS'97., Conference Record of the 1997 IEEE, 1997, v. 2, p. 1689-1694.

KUMAR, A.; ASPALLI, M. S. SiC: an advanced semiconductor material for power devices. **IJRET: International Journal of Research in Engineering and Technology**, v. 03, n. 03, May 2014, p. 248-252.

KHERALUWALA, M. H. et al. Performance characterization of a high-power Dual Active Bridge DC-to-DC converter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 28, n. 6, Nov./Dec. 1992, p. 1294-1301.

KOLAR, J. W.; BIELA, J.; MINIBOCK, J. Exploring the pareto front of multi-objective single-phase PFC rectifier design optimization - 99.2% efficiency vs. 7 kW/din³ power density. **Anais...** IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC '09, 2009, p. 1-21.

KREIN, P. T.; BALOG, R. S.; MIRJAFARI, M. Minimum energy and capacitance requirements for single-phase inverters and rectifiers using a ripple port. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 11, Nov. 2012, p. 4690-4698.

KRISMER, F.; BIELA, J.; KOLAR, J. W. A comparative evaluation of isolated bi-directional DC/DC converters with wide input and output voltage range. **Anais...** Industry Applications Conference. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005, v. 1, 2005, p. 599-606.

KRISMER, F.; ROUND, S.; KOLAR, J.W. Performance optimization of a high current dual active bridge with a wide operating voltage range. **Anais...** 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC'06, 2006, p. 1-7.

KRISMER, F.; KOLAR, J. W. Accurate power loss model derivation of a high-current Dual Active Bridge converter for an automotive application. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 3, Mar. 2010, p. 881–891.

KRISMER, F.; KOLAR, J. W. Accurate small-signal model for the digital control of an automotive bidirectional Dual Active Bridge. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 12, Dec. 2009, p. 2756-2768.

KRISMER, F.; KOLAR, J. W. Efficiency-optimized high-current Dual Active Bridge converter for automotive applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 7, July 2012a, p. 2745-2760.

KRISMER, F.; KOLAR, J. W. Closed form solution for minimum conduction loss modulation of DAB converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 1, Jan. 2012b, p. 174-188.

LASSETER, R. H.; PAIGI, P. Microgrid: a conceptual solution. **Anais...** IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, v. 6, 2004, p. 4285-4290.

LEUNG, C. et al. Design considerations of high voltage and high frequency three phase transformer for solid state transformer application. **Anais...** Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2010, p. 1551-1558.

LORENZ, L. High frequency power electronic systems are given by the newest generation of CoolMOS C3 together with SiC-Schottky diode. **Anais...** Proceedings of the Power Conversion Conference, PCC-Osaka, v. 1, 2002, p. 232-239.

LORENZ, L.; DEBOY, G.; ZVEREV, I. Matched pair of CoolMOS transistor with SiC-Schottky diode - advantages in application. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 40, n. 5, Set./Out. 2004, p. 1265-1272.

MAGNETICS. **Powder Core Catalog, Magnetics**. s/a, 104 p. Disponível em: <<http://www.mag-inc.com/File%20Library/Product%20Literature/Powder%20Core%20Literature/2015-Magnetics-Powder-Core-Catalog.pdf>>. Acesso em: 20 jul. 2015.

MCLYMAN, W. T. **Transformer and Inductor Design Handbook**. Third Edition, California: Marcel Dekker, Inc., 2004, 532 p.

MSPC. **Semicondutores I-20**: princípios básicos. Informações técnicas, Disponível em: <http://www.mspc.eng.br/eletrn/semic_120.shtml>. Acesso em: 19 mar. 2015.

MUHLETHALER, J. et al. Improved core loss calculation for magnetic components employed in power electronic system. **Anais...** Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011, p. 1729-1736.

NAAYAGI, R. T.; FORSYTH, A. J.; SHUTTLEWORTH, R. High-power bi-directional DC–DC converter for aerospace applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 11, Nov. 2012, p. 4366-4379.

NAAYAGI, R. T.; FORSYTH, A. J. Bidirectional DC-DC converter for aircraft electric energy storage systems. **Anais...** 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 2010, p. 1-6.

NAAYAGI, R. T.; FORSYTH, A. J.; SHUTTLEWORTH, R. Performance Analysis of DAB DC-DC Converter under Zero Voltage Switching. **Anais...** 1st International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES), 2011, p. 56-61.

NAN, C.; AYYANAR, R. Dual Active Bridge converter with PWM control for solid state transformer application. **Anais...** Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2013, p. 4747-4753.

NATARAJ, L. et al. Doped group-IV semiconductor nanocrystals. **Anais...** IEEE 5th International Nanoelectronics Conference (INEC), 2013, p. 298-299.

OGGIER, G. G. et al. Extending the ZVS Operating range of Dual Active Bridge high-power DC-DC converters. **Anais...** 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '06, 2006, p. 1-7.

OGGIER, G. G.; GARCÍA, G. O.; OLIVA, A. R. Modulation strategy to operate the Dual Active Bridge DC–DC converter under soft switching in the whole operating range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 4, Apr. 2011, p. 1228–1236.

OGGIER, G. G.; GARCIA, G. O.; OLIVA, A. R. Switching control strategy to minimize Dual Activen Bridge converter losses. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 7, July 2009, p. 1826-1838.

OGGIER, G. G.; ORDONEZ, M. High efficiency switching sequence and enhanced dynamic regulation for DAB converters in solid-state transformers. **Anais...** Twenty-Ninth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014, p. 326-333.

ORTIZ, G. et al. 1 Megawatt, 20 kHz, isolated, bidirectional 12kV to 1.2kV DC-DC converter for renewable energy applications. **Anais...** 2010 International Power Electronics Conference (IPEC), 2010, p. 3212-3219.

ORTIZ, G.; BIELA, J.; KOLAR, J. W. Optimized design of medium frequency transformers with high isolation requirements. **Anais...** IECON - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2010, p. 631-638.

PEREIRA, L. S. **Dopagem eletrônica.** Disponível em: <<http://www.infoescola.com/quimica/dopagem-eletronica/>>. Acesso em: 20 mar. 2015.

PETIT, M.; PEREZ, Y. Coordination of EV fleet charging with distributed generation to reduce constraints on distribution networks. **Anais...** EVS27 International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium, 2013, p. 1-9.

POMILIO, J. A. **Eletrônica de potência.** Campinas: FEEC 01, Fev. 1998, 49 p.

QIN, H.; KIMBALL, J. W. Solid-state transformer architecture using AC-AC Dual-Active-Bridge converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 9, Sep. 2013, p. 3720-3730.

RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook.** Florida: Academic Press, 2001, 892 p.

RENESAS, **Smart Grids: Efforts to Implement Smart Grids.** Disponível em: <http://www.renesas.eu/ecology/eco_society/smart_grid/>. Acesso em: 18 ago. 2014.

RIVERA, R.; ESPOSITO, A. S.; TEIXEIRA, I. Redes elétricas inteligentes (Smart Grid): oportunidade para adensamento produtivo e tecnológico local. **Revista do BNDES**, v. 40, dez. 2013, p. 43-84.

SABAHI, M. et al. Zero-voltage switching bi-directional power electronic transformer. **IET Power Electronics**, v. 3, n. 5, Sep. 2010, p. 818-828.

SANKARAN, V. A.; REES, F. L.; AVANT, C. S. Electrolytic capacitor life testing and prediction. **Anais...** Conference Record of the Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97, IEEE, v. 2, 1997, p. 1058-1065.

SARTORI, H. C. **Uma Nova Metodologia de Projeto para a Otimização do Volume do Conversor Boot PFC**. Dissertação de Mestrado 2009, Universidade Federal de Santa Maria, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, 2009, 143f.

SARTORI, H. C. et al. Evaluation of an optimal design for a single-phase BOOST PFC converter (CCM) considering different magnetic materials core. **Anais...** Power Electronics Conference (COBEP), Brazilian, 2013a, p. 1304-1310.

SARTORI, H. C. et al. Power density comparative analysis concerning to three transistor technologies applied to a CCM PFC BOOST converter using optimization techniques. **Anais...** Power Electronics Conference (COBEP), Brazilian, 2013b, p. 1317-1323.

SCHIBLI, N. **Symmetrical multilevel converters with two quadrant DC-DC feeding**. Thèse (Docteur) – École polytechnique fédérale de Lausanne. Lausanne, 2000, EPFL, 294f.

SCHONBERGER, J.; FEIX, G. Modelling turn-off losses in power diodes. **Anais...** 11th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL, 2008, p. 1-6.

SEGARAN, D.; MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Adaptive dynamic control of a bi-directional DC-DC converter. **Anais...** Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2010, p. 1442-1449.

SEVERT, C. et al. Design of dual use, high efficiency, 4H-SiC Schottky and MPS diodes. **Anais...** 35th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference and Exhibit (IECEC), v. 1, 2000, p. 180-184.

SHE, X. et al. Review of solid state transformer in the distribution system: from components to field application. **Anais...** IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012, p. 4077-4084.

SHE, X.; HUANG, A. Q.; BURGOS, R. Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 1, n. 3, Sep. 2013, p. 186-198.

SHI, X.; JIANG, J.; GUO, X. An efficiency-optimized isolated bidirectional DC-DC converter with extended power range for energy storage systems in microgrids. **Journal Energies** 2013, v. 6, Dec. 2012, p. 27-44.

SHRI, A. **A solid-state transformer for interconnection between the medium- and the low-voltage grid**: Design, Control and Behavior Analysis. 2013. Thesis (Master), Delft University of Technology. 2013, 172 f.

SIAMI, S.; JOUBERT, C.; GLAIZE, C. High frequency model for power electronics capacitors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 16, n. 2, Mar. 2001, p. 157-166.

SIEMENS. **IGBT** (Insulated Gate Bipolar Transistor). 13 p. Disponível em: <http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Description_IGBT-AN-v1.0-en.pdf?fileId=db3a30433f565836013f5ca72d4e29db>. Acesso em: 02 apr. 2015.

SKVARENINA, T. **The Power Electronics**: Handbook Industrial Electronic Series. Indiana: CRC PRESS, Purdue University, 2002. 626 p.

SOLTYŚ, J. et al. A comparative DFT study of electronic properties of 2H-, 4H- and 6H-SiC(0001) and SiC(0001) clean surfaces: significance of the surface Stark effect. **New Journal of Physics**, v. 12, 2010, p. 1-19.

STEIGERWALD, R. L.; DONCKER, R. W. de; KHERALUWALA, M. H. A comparison of high-power DC-DC soft-switched converter topologies. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 32, n. 5, Sep./Oct. 1996, p. 1139-1145.

STEINMETZ, C. On the law of hysteresis. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. IX, n. 1, 1892, p. 1-64.

STIENEKER, M.; DONCKER, R. W. de. System Efficiency Estimation of Redundant Cascaded-Cell Converters in Applications with High-Power Battery Energy Storage Systems. **Anais...** 2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2012, p. 1-6.

TDK. **Aluminum electrolytic capacitors**: Snap-in capacitors - Series/Type B43501. Dez. 2013, 22 p. Disponível em: <http://en.tdk.eu/inf/20/30/db/aec_2013/B43504.pdf>. Acesso em: 02 de maio de 2015.

THOMAS, P.; CHACKO, F. M. Electric vehicle integration to distribution grid ensuring quality power exchange. **Anais...** International Conference on Power, Signals, Controls and Computation (EPSCICON), 2014, p. 1-6.

THORNTON. **Catálogo de ferrite**. Thornton eletrônica LTDA. 2008, 153 p. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/produtos.htm>>. Acesso em: 10 de ago. de 2015.

TODORCEVIC, T. et al. A modulation strategy for wide voltage output in DAB based DC-DC modular multilevel converter. **Anais...** 40th Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON), 2014, p. 4514-4520.

TOLKKINEN, L. E.; RAMALINGAM, M. L.; TUNSTALL, C. Static and dynamic characteristics of 4H-SiC p⁺n and 6H-SiC Schottky diodes. **Anais...** Proceedings of the 32nd Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, IECEC-97, v. 1, 1997, p. 312-316.

VENKATACHALAM, K. et al. Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters. **Anais...** IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, Proceedings, 2002, p. 36-41.

VERSÈLE, C.; DEBLECKER, O.; LOBRY, J. Multiobjective optimal design of transformers for isolated switch mode power supplies. **Anais...** International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), 2010, p. 1687-1692.

WANG, Y. C.; WU, Y. C.; LEE, T. L. Design and implementation of a bidirectional isolated dual-active-bridge-based DC/DC converter with dual-phase-shift control for electric vehicle battery. **Anais...** Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2013, p. 5468-5475.

WANG, Y.; HAAN, S. W. H. de; FERREIRA, A. Optimal Operating Ranges of Three Modulation Methods in Dual Active Bridge Converters. **Anais...** IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC '09, 2009, p. 1397-1401.

XIE, Y.; SUN, J.; FREUDENBERG, J. S. Power flow characterization of a bidirectional galvanically isolated high-power DC/DC converter Over a wide operating range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 1, Jan. 2010, p. 54-66.

ZENGİN, S.; BOZTEPE, M. Bi-directional DCM DAB inverter for SST applications. **Anais...** International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE), 2014, p. 1-5.

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, Aug. 2014, p. 4091-4106.

ZHAO, T. et al. 270 kVA solid state transformer based on 10 kV SiC power devices. **Anais... Electric Ship Technologies Symposium, ESTS '07, IEEE**, 2007, p. 145-149.

ZHAO, T. et al. Voltage and power balance control for a cascaded multilevel solid state transformer. **Anais... Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, 2010, p. 761-767.

ZHOU, H.; KHAMBADKONE, A. M. Hybrid modulation for Dual-Active-Bridge bidirectional converter with extended power range for ultracapacitor application. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 45, n. 4, July/Aug. 2009, p. 1434-1442.

ZYMMER, K.; MAZUREK, P. Comparative investigation of SiC and Si power electronic devices operating at high switching frequency. **Bulletin of the polish academy of sciences technical sciences**, v. 59, n. 4, 2011, p. 555-559.