



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

FELIPE BANDEIRA DA SILVA

**OTIMIZAÇÃO DO DUAL ACTIVE BRIDGE TRIFÁSICO APLICADA A VEÍCULOS
ELÉTRICOS**

FORTALEZA

2018

FELIPE BANDEIRA DA SILVA

OTIMIZAÇÃO DO DUAL ACTIVE BRIDGE TRIFÁSICO APLICADA A VEÍCULOS
ELÉTRICOS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Orientador: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Jr.

Coorientador: Me. Eduardo Façanha de Oliveira.

FORTALEZA

2018

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- S58o Silva, Felipe Bandeira.
Otimização do Dual Active Bridge Trifásico Aplicada a Veículos Elétricos / Felipe Bandeira Silva. –
2018.
147 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2018.
Orientação: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Jr..
Coorientação: Me. Eduardo Façanha de Oliveira.
1. Veículos Elétricos. 2. Eletrônica de Potência. 3. Dual Active Bridge. 4. Bidirecional. 5. Conversão
CC-CC.. I. Título.

CDD 621.3

FELIPE BANDEIRA DA SILVA

OTIMIZAÇÃO DO DUAL ACTIVE BRIDGE TRIFÁSICO APLICADA A VEÍCULOS
ELÉTRICOS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Aprovada em: 29/08/2018.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Jr. (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Me. Eduardo Façanha de Oliveira (Coorientador)
Universidade de Kassel (UK)

Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. -Ing Tobias Rafael Fernandes Neto
Valeo-Siemens eAutomotive GmbH

Prof. Dr. André Luis Kirsten
Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC)

A uma menina bem pequenininha, Maria.

Eu dedico este trabalho.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente gostaria de agradecer o Prof. Dr. -Ing Tobias Rafael Fernandes Neto pela oportunidade, ideias propostas e suporte durante todo o desenvolvimento dessa dissertação. Assim como, ao Me. Eduardo Façanha e ao Prof. Dr. -Ing Peter Zacharias pela chance de realizar esse trabalho na Universidade de Kassel, onde cada troca de ideia, propostas de melhorias (que foram inúmeras), ajudas e extensas tarefas proporcionaram o meu crescimento na área de eletrônica de potência... os meus mais sinceros agradecimentos por tudo.

Agradeço o Prof. Dr. Demercil por sua orientação e por possibilitar a conclusão desse mestrado.

Aos meus professores Ricardo Thé e Graça, por apresentarem o caminho da pesquisa em Engenharia Elétrica e pelas diversas áreas da elétrica que tive a oportunidade de trabalhar e conhecer.

Inúmeros e inúmeros beijos para os meus amigos: Lorhan, Renan Manolo, Rodrigo Paulino, Pink, Renan, Márcio Mori, Ednardo, Vitão, Alan Brado, Basilio, Gabriela Casimiro, Eduardo, Willamy, Olimpio, Nonato, Renam Peixeira, Pat, Karina, Thiago Roque, Larissa Pereira, Ivo, Ben, Patrick, Malte, Pascal, Jan, Kelber, Danilo, Rene Gigante, Flávio e Miquel (in memoria).

Os meus mais profundos agradecimentos aos meus pais, que diante de toda a ignorância e dificuldades da vida, sempre foram o meu suporte. João, agradeço por seu meu irmão, poderia ter sido o mais velho, acho você descolado. Aline, minha irmã, você sempre foi minha parceira de brincadeiras durante toda a nossa infância, crescemos e ficamos distantes, mas nunca esquecerei dos divertidos momentos juntos.

À minha segunda família: Dona Adélia, Sr. Lourenço, Andreia, Gabriela, Davi, Malrinha (com L de maldade), Eduardo, Murillo e Tia Cotinha. Todos vocês estão presentes em meu coração.

Lourena, você foi a penúltima dessa extensa lista e nem por isso é a de menor importância. Eu agradeço por tudo que fizemos juntos e separados nessa caixinha de surpresas que é a vida. Só você sabe, das dificuldades que enfrentamos todos os dias e sem desistir sempre tem uma solução.

Sem ficar de fora, a Maria Eduarda. Apareceu em minha vida como afilhada, com muita bravura enfrentou os desafios do nascimento e cresce igual a uma gigante todos os dias.

“Oh, pedaço de mim
Oh, metade afastada de mim
Leva o teu olhar
Que a saudade é o pior tormento
É pior do que o esquecimento
É pior do que se entrevar”

(Chico Buarque de Holanda)

RESUMO

Em tempos de mudanças, o mundo pensa em melhores formas para continuar usufruindo dos recursos naturais, assim, os veículos elétricos surgem como uma alternativa a manutenção e crescimento da qualidade de vida, sem a redução das facilidades no rápido deslocamento promovido pelos carros. No entanto, para que isto aconteça é necessário assegurar o melhor uso da energia, seja ela elétrica ou não. Diante disso, neste trabalho, é realizada a otimização de um conversor CC-CC bidirecional e isolado presente nestes veículos. Uma versão modificada do *Dual Active Bridge* (DAB) trifásico foi utilizada para a realização deste conversor. A versão modificada nasce da necessidade de aumentar a eficiência do conversor para um barramento de baixa tensão e alta potência sem o paralelismo dos semicondutores. Essa modificação funciona com o acréscimo de mais três transformadores e duas pontes trifásicas na baixa tensão. No processo de modelagem e otimização, percebe-se que a mudança de diversos parâmetros de projeto influenciam no funcionamento do conversor e conseqüentemente em sua eficiência e volume. O critério para o melhor projeto será dado quando este conversor apresentar o menor volume com a melhor eficiência, neste processo é justificada a utilização da versão modificada do DAB. A indutância série do DAB, essencial para a transferência de energia, é a mesma indutância de dispersão do transformador, conseqüentemente, o volume dos magnéticos é reduzido. O protótipo é construído para validação experimental dos dados obtidos pelo processo de otimização, sendo essencial para as melhorias construtivas. É descrito como ele foi montado, são expostos os gráficos de eficiência e imagens térmicas, por fim, é exposto o projeto do controlador de corrente com os seus resultados. Essa pesquisa é parte do projeto HELENE, que é desenvolvido nos laboratórios do *Kompetenzzentrum für Dezentrale Elektrische Energieversorgungstechnik* (KDEE) da Universidade de Kassel - Alemanha.

Palavras-chave: Veículos Elétricos. Eletrônica de Potência. Dual Active Bridge (DAB). Otimização. Bidirecional. Conversão CC-CC.

ABSTRACT

In times of change, the world thinks of better forms of continuing to benefit from the planet's natural resources. Thus, electric vehicles emerge as an alternative for the maintenance and growth of quality of life, while also maintaining the fast and convenient means of transportation offered by cars. However, for that to happen, it is necessary to assure a better use of energy, be it in electrical form or not. Therefore, in this work, it is carried out an optimization of a bidirectional isolated DC-DC converter used in such vehicles. A modified version of the three-phase Dual Active Bridge (DAB) was used for the implementation of this converter. This modification is carried out in order to fulfill the need of increasing the converter efficiency for a low voltage and high power busbar without paralleling the semiconductors. The modification works with the addition of another three transformers and two three-phase bridges on the low voltage side. In the modeling and optimization process, it is noticed that the changes in various parameters influence the operation of the converter and, therefore, its volume and efficiency. The criterion for the determination of the best design is the smallest volume with higher efficiency. The process of obtaining such design justifies the use of the modified version of the DAB. The DAB series inductance, essential to the transfer of energy, is the transformer's own leakage inductance, which reduces the volume of the magnetics. A prototype is built for the experimental validation of the constructive improvements. This work then presents a description how the prototype was assembled, followed by the prototype's efficiency curves and thermal images and, finally, it presents the design of the current controller and its results. This research is part of project HELENE, which is developed in the laboratories of KDEE Kassel University – Germany.

Keywords: Electric Vehicles. Power Electronics. Dual Active Bridge (DAB). Optimization. Bidirectional. DC-DC Conversion.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Estrutura simplificada da eletrificação de um carro elétrico.	26
Figura 2 – Diagrama representativo da norma LV148.	27
Figura 3 – O DAB monofásico.	29
Figura 4 – O DAB com dobrador de corrente.	30
Figura 5 – O DAB trifásico.	31
Figura 6 – O DAB trifásico modificado.	32
Figura 7 – O DAB trifásico em ponte H.	33
Figura 8 – DAB monofásico ressonante com capacitor em série.	34
Figura 9 – Estrutura do conversor ressonante LLC bidirecional.	35
Figura 10 – Topologia do DAB trifásico.	37
Figura 11 – Sinais de acionamento para os interruptores do DAB trifásico.	38
Figura 12 – Corrente I_p para $\frac{V_2}{n} > V_1$ (a) e $\frac{V_2}{n} = V_1$ (b).	41
Figura 13 – Corrente I_p no transformador para $\frac{V_2}{n} > V_1$ (a) e $\frac{V_2}{n} = V_1$ (b).	42
Figura 14 – fluxo de potência P e corrente eficaz de I_p	43
Figura 15 – Correntes I_{S2} e I_{S8} para $V_1 = \frac{V_2}{n}$ e $\phi < \frac{\pi}{3}$ (a), e $V_1 < \frac{V_2}{n}$ em $\phi < \frac{\pi}{3}$ (b).	45
Figura 16 – Correntes I_{S2} e I_{S8} para $V_1 = \frac{V_2}{n}$ e $\phi > \frac{\pi}{3}$ (a), e $V_1 > \frac{V_2}{n}$ em $\phi > \frac{\pi}{3}$ (b).	45
Figura 17 – Corrente I_{C1} para $\frac{V_2}{n} > V_1$ (a) e $\frac{V_2}{n} = V_1$ (b).	48
Figura 18 – Corrente I_{C2} para $\frac{V_2}{n} > V_1$ (a) e $\frac{V_2}{n} = V_1$ (b).	48
Figura 19 – Versão modificada do DAB trifásico.	51
Figura 20 – Efeito da variação de C_1 nas correntes I_1 e I_2 dos barramentos. Com $C_2 = 100 \mu F$	53
Figura 21 – Efeito da variação de C_2 nas correntes I_1 e I_2 dos barramentos. Com $C_1 = 22 \mu F$	54
Figura 22 – Efeito da variação de L_p nas correntes I_1 e I_2 dos barramentos.	54
Figura 23 – Modelo simplificado do DAB trifásico para o lado V_1 via <i>gyrator</i>	55
Figura 24 – Comparação do modelo via <i>gyrator</i> e simulação para um degrau no ângulo ϕ , indo de 15 para 30 graus no instante 0.001 s.	56
Figura 25 – Influência do tempo morto no fluxo de potência P	57
Figura 26 – Modulador construído para defasagem de 120 graus e controlado por ϕ	58
Figura 27 – Simulação criada para estudos do conversor em malha aberta.	59
Figura 28 – Fluxograma do processo de otimização.	63

Figura 29 – Perda por <i>Steinmetz</i> em função do fluxo magnético B	66
Figura 30 – Curva P_s para o material 3F3 a $100^\circ C$	67
Figura 31 – Curva P_s para o material N87 a $100^\circ C$	67
Figura 32 – Curva P_s para o material N97 a $100^\circ C$	68
Figura 33 – Volume total dos magnéticos versus B_{max}	69
Figura 34 – Perdas para um transformador em função do volume m^3 . Onde os projetos são marcados por +.	70
Figura 35 – Típicas formas de onda para o <i>turn-ON</i> (a) e <i>turn-OFF</i> (b).	72
Figura 36 – As energia de E_{on} (a) e E_{off} (b).	73
Figura 37 – Modelo simplificado do estudo térmico dos interruptores.	74
Figura 38 – Região de ZVS e comutação dissipativa para os barramentos V_2 (a) e V_1 (b).	76
Figura 39 – Região de ZVS para diferentes indutores L_p	77
Figura 40 – Região de ZVS para diferentes frequências f_s	77
Figura 41 – Corrente eficaz I_{prms} em função da indutância série L_p	78
Figura 42 – Corrente eficaz I_{prms} em função de ϕ	79
Figura 43 – Influência da frequência f_s em função de n para a I_{prms}	79
Figura 44 – Corrente eficaz de I_{C1} para diferentes valores de f_s	80
Figura 45 – Possíveis casos para o projeto do conversor.	81
Figura 46 – Eficiência estimada para potência nominal.	82
Figura 47 – Potência P em função de ϕ	83
Figura 48 – Distribuição das perdas por chaveamento e condução.	84
Figura 49 – Perdas por condução para os interruptores do barramento V_1 e V_2	85
Figura 50 – Perdas por chaveamento para os interruptores do barramento V_1 e V_2	85
Figura 51 – Correntes I_p e I_s no transformador.	86
Figura 52 – Correntes I_p e I_s no transformador.	86
Figura 53 – Foto do protótipo construído do DAB trifásico (252 x 126 x 80 mm).	89
Figura 54 – Visão superior da PCB.	90
Figura 55 – Visão superior em 3D da PCB.	91
Figura 56 – Vista isométrica inferior da placa eletrônica para o protótipo.	91
Figura 57 – Corrente I_{C1rms} (a) e I_{C2rms} (b).	93
Figura 58 – Variação da capacitância F em função da tensão.	94
Figura 59 – Resposta em frequência para a impedância de dois capacitores.	94

Figura 60 – Padrão de construção dos transformadores.	96
Figura 61 – Os quatro dos seis transformadores construídos para o protótipo.	96
Figura 62 – (a) Carga eletrônica usada no barramento de alta tensão e (b) carga eletrônica usada para o barramento de baixa tensão. (c) Fonte de alimentação do barramento de alta tensão, (d) analisador de potência.	97
Figura 63 – Formas de onda para o conversor operando em potência nominal $P = 4 \text{ kW}$ para $V_1 = 370 \text{ V}$ e $V_2 = 40 \text{ V}$	98
Figura 64 – Formas de onda para o conversor operando em potência nominal $P = 4 \text{ kW}$ para $V_1 = 250 \text{ V}$ e $V_2 = 36 \text{ V}$	99
Figura 65 – Corrente I_p e $I_s/2$ para o transformador.	100
Figura 66 – Corrente I_p e $I_s/2$ para o transformador.	100
Figura 67 – Influência de R_g sobre a eficiência do conversor.	101
Figura 68 – Eficiência η em potência nominal no sentido V_1 para V_2	102
Figura 69 – Eficiência η em potência nominal no sentido V_2 para V_1	102
Figura 70 – Imagem térmica para lado de alta tensão (a) e baixa tensão (b).	103
Figura 71 – Imagem térmica para lado de alta tensão (a) e baixa tensão (b).	104
Figura 72 – Imagem térmica dos transformadores	104
Figura 73 – Estrutura do controlador utilizado para o controle de corrente I_1 do DAB.	105
Figura 74 – Sinal de leitura do AD.	106
Figura 75 – Diagrama de Bode para o sistema em malha fechada com e sem o filtro $G_f(s)$	108
Figura 76 – Lugar das raízes para a função de transferência de malha aberta para $G_{I1}(s)C(s)G_f(s)$ e diagrama de Bode para as três funções individuais.	109
Figura 77 – Resposta para o degrau de referência para (a) a tensão $V_1 = 250 \text{ V}$ e (b) $V_1 = 450 \text{ V}$ com $V_2 = 36 \text{ V}$	109
Figura 78 – Efeito do tempo morto com o controlador.	110
Figura 79 – Variação da referência I_1 de $7,4 \text{ A}$ para $3,4 \text{ A}$. A medição de corrente I_1 está em cinza e referência I_{1ref} em preto.	111
Figura 80 – Variação da referência I_1 de $6,6 \text{ A}$ para $13,3 \text{ A}$. A medição de corrente I_1 está em cinza e referência I_{1ref}	111
Figura 81 – Variação de V_2 de 36 V para 44 V . A medição de corrente I_1 está em cinza.	112
Figura 82 – Variação da referência I_1 de $6,6 \text{ A}$ para $13,3 \text{ A}$. A medição de corrente I_1 está em cinza e referência I_{1ref}	112

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros de tensão e potência.	62
Tabela 2 – Catálogo núcleos magnéticos.	65
Tabela 3 – Constantes de <i>Steinmetz</i>	67
Tabela 4 – Parâmetros de projeto e resultados calculados para o melhor conversor.	82
Tabela 5 – Eficiência estimada para a uma alteração no melhor projeto.	83
Tabela 6 – Parâmetros do protótipo.	88
Tabela 7 – Dados do transformador construído.	95

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
KDEE	<i>Kompetenzzentrum für Dezentrale Elektrische Energieversorgungstechnik</i>
PRC	<i>Parallel Resonant Converter</i>
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
SPRC	<i>Series-Parallel Resonant Converter</i>
SRC	<i>Series Resonant Converter</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A_w	Área da janela do magnético
A_e	Área da seção transversal do magnético
N_1	Bobina no lado de alta tensão do transformador
N_2	Bobina no lado de baixa tensão do transformador
AD	Conversor analógico digital
C	Capacitor
C_1	Capacitor do barramento de alta tensão
C_2	Capacitor do barramento de baixa tensão
I_1	Corrente no barramento de alta tensão
$\langle I_1 \rangle$	Corrente média no barramento de alta tensão
I_2	Corrente no barramento de baixa tensão
I_p	Corrente de fase no lado de alta tensão do transformador
I_s	Corrente no lado de baixa tensão do transformador
I_{C1}	Corrente no capacitor do barramento de alta tensão
I_{C2}	Corrente no capacitor do barramento de baixa tensão
I_{S2}	Corrente no interruptor inferior do barramento de alta tensão
I_{S8}	Corrente no interruptor inferior do barramento de baixa tensão
I_{prms}	Corrente de fase eficaz do lado de alta tensão no transformador
I_{srms}	Corrente de fase eficaz do lado de baixa tensão no transformador
I_{C1rms}	Corrente eficaz no capacitor de alta tensão
I_{C2rms}	Corrente eficaz no capacitor de baixa tensão
I_D	Corrente de <i>Drain</i> no MOSFET
I_{1n}	Corrente do barramento de alta tensão em um ponto de operação específico
k	Constante de Steinmetz
α	Constante de Steinmetz para a frequência de operação do magnético
β	Constante de Steinmetz para a densidade de fluxo magnético

$C(s)$	Controlador
B	Densidade de fluxo magnético
J	Densidade de corrente
s	Domínio de Laplace
z	Domínio Z
ϕ_n	Defasagem para um ponto de operação específico
ϕ	Defasagem entre os barramentos do conversor
P_s	Densidade de perdas por Steinmetz
d_1	Espaçamento entre dois magnéticos
d_2	Espaçamento entre as bobinas do primário e secundário
E_{on}	Energia no ligamento do interruptor
E_{off}	Energia no desligamento do interruptor
η	Eficiência do conversor
e	Função do erro para as constante de Steinmetz
f_s	Frequência de chaveamento do conversor
$G_{I1}(s)$	Função de transferência para a corrente do barramento de alta tensão
ω	Frequência angular
ω_0	Frequência angular do filtro
ζ	Fator de amortecimento
P	Fluxo de potência
K'	Fator de utilização do magnético
$G_f(s)$	Função de transferência do filtro
L_p	Indutância série da topologia
Z	Impedância
L_{pmax}	Máxima indutância série da topologia
X7R	Material do capacitor
C0G	Material do capacitor
V_{1min}	Mínima tensão no barramento de alta tensão

V_{2min}	Mínima Tensão no barramento de baixa tensão
V_{1max}	Máxima tensão no barramento de alta tensão
V_{2max}	Máxima Tensão no barramento de baixa tensão
mm	milímetros
P_T	Potência processada pelo transformador
A_p	Produto das áreas do magnético
P_{cp}	Perdas por condução no primário
P_{cs}	Perdas por condução no secundário
P_{cmos}	Perdas por condução no interruptor
P_{SWon}	Potência no ligamento do interruptor
P_{SWoff}	Potência no desligamento do interruptor
RMS	Root mean square
D	Razão ciclica
X_c	Reatância capacitiva
n	Relação de espiras do transformador
R_p	Resistência do primário
R_s	Resistência do secundário
R_g	Resistência entre o <i>Driver</i> e o <i>Gate</i> do <i>Mosfet</i>
R_c	Resistência série do capacitor
t	tempo
DT	Tempo morto
V_1	Tensão no barramento de alta tensão
V_2	Tensão no barramento de baixa tensão
V_{an}	Tensão fase neutro do lado de alta tensão no transformador
V_{un}	Tensão fase neutro do lado de baixa tensão no transformador
V_{DS}	Tensão <i>Drain-Source</i> no MOSFET
V_g	Tensão no <i>Gate</i> no MOSFET
V_c	Tensão no capacitor

V_{DS}	Tensão entre o <i>drain</i> e <i>source</i> do MOSFET
$\langle L_p \rangle$	Valor médio para a indutância série
$\langle L_m \rangle$	Valor médio para a indutância de magnetização
V_e	Volume do magnético
ΔB	Variação da densidade de fluxo magnético
ΔT_1	Variação da temperatura para o magnético
ΔT_2	Variação da temperatura para os interruptores
ΔV_1	Variação de tensão no barramento de alta tensão
ΔV_2	Variação de tensão no barramento de baixa tensão
ZVS	Zero Voltage Switching

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	Sobre a Pesquisa	22
1.2	Organização do Trabalho	23
2	SISTEMA ELÉTRICO DO CARRO E TOPOLOGIAS DE CONVER-	
	SORES	25
2.1	Especificações Gerais do Sistema Elétrico de um Veículo	25
2.1.1	<i>A Norma LV148</i>	26
2.1.2	<i>Parâmetros para o Conversor</i>	28
2.2	Topologias Disponíveis	29
2.2.1	<i>DAB monofásico</i>	29
2.2.2	<i>DAB com dobrador de corrente</i>	30
2.2.3	<i>DAB trifásico</i>	30
2.2.3.1	<i>Versão Modificada</i>	32
2.2.4	<i>DAB trifásico em ponte H</i>	33
2.2.5	<i>Redes Ressonantes</i>	33
2.2.6	<i>Considerações finais</i>	35
3	MODELO DO DAB TRIFÁSICO E SUA VERSÃO MODIFICADA	37
3.1	Análise em Regime Permanente	37
3.1.1	<i>Corrente por Fase no Transformador</i>	40
3.1.2	<i>Fluxo de Potência P</i>	42
3.1.3	<i>Interruptores</i>	44
3.1.3.1	<i>Corrente RMS</i>	44
3.1.3.2	<i>Correntes de Turn-ON e Turn-OFF</i>	46
3.1.3.3	<i>Sentido do Fluxo de Potência</i>	46
3.1.4	<i>Capacitores dos Barramentos</i>	47
3.1.4.1	<i>Corrente nos Capacitores</i>	47
3.1.4.2	<i>Cálculo da Capacitância</i>	49
3.1.5	<i>Transformador</i>	49
3.1.6	<i>A versão modificada do DAB trifásico</i>	51
3.2	Função de Transferência do DAB trifásico	53

3.2.1	<i>Efeito do tempo morto</i>	56
3.3	Simulação	57
3.4	Considerações finais	60
4	OTIMIZAÇÃO	61
4.1	Visão Geral da Estrutura da Otimização	61
4.2	Magnético	64
4.2.1	<i>Perdas por condução</i>	65
4.2.2	<i>Perda por Steinmetz</i>	66
4.2.3	<i>Estratégias para o Projeto do Transformador</i>	68
4.3	Perdas nos Interruptores	69
4.3.1	<i>Perda por Condução</i>	71
4.3.2	<i>Perdas por Chaveamento</i>	71
4.4	Modelo Térmico	74
4.5	Mudanças Paramétricas	75
4.5.1	<i>Zonas de Comutação Suave e Forçada</i>	76
4.5.2	<i>Variação de Corrente</i>	78
4.6	Resultados da Otimização	80
4.6.1	<i>O Melhor Caso</i>	81
4.6.1.1	<i>Variação de ϕ</i>	83
4.6.1.2	<i>Perdas nos Interruptores</i>	84
4.6.1.3	<i>Temperatura nas Junções</i>	85
4.6.1.4	<i>Corrente nos Transformadores</i>	86
4.7	Considerações finais	87
5	PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	88
5.1	Especificações	88
5.2	Projeto da PCB	89
5.3	Fontes Auxiliares	92
5.4	Capacitores dos Barramentos	92
5.4.1	<i>Materiais</i>	93
5.4.2	<i>Solução</i>	95
5.5	Transformadores	95
5.6	Funcionamento em Malha Aberta	97

5.7	Eficiência	101
5.7.1	<i>Efeitos de R_g para a Eficiência η</i>	101
5.7.2	<i>Eficiência para o Sentido de Fluxo de Potência de V_1 para V_2</i>	102
5.7.3	<i>Eficiência para o Sentido de Fluxo de Potência de V_2 para V_1</i>	102
5.8	Imagens Térmicas	103
5.9	Resposta em Malha Fechada	104
5.9.1	<i>Microcontrolador Utilizado</i>	105
5.9.2	<i>Projeto dos Filtros para os Sensores</i>	106
5.9.3	<i>Projeto do Controlador de Corrente</i>	107
5.9.4	<i>Resultados Experimentais</i>	110
5.10	Considerações Finais	112
6	CONCLUSÃO	114
	REFERÊNCIAS	116
	APÊNDICES	118
	APÊNDICE A – <i>Esquemático do conversor DAB trifásico</i>	118
	APÊNDICE B – <i>Código fonte do DSP da Texas</i>	126
	APÊNDICE C – <i>Código fonte da otimização do DAB trifásico</i>	136

1 INTRODUÇÃO

Sabemos que, nos últimos anos, a população notou há necessidade de alterar sua matriz energética de combustíveis fósseis para energias renováveis e isso se deve a percepção de que a produção excessiva de poluentes como o Metano, Dióxido de Carbono e Óxido Nitroso, estão aumentando a temperatura da superfície terrestre. Todos esses, são resíduos derivados desde produtos fabris até veículos automotivos.

Estima-se que em 82 anos, a partir do início do ano de 2018, a temperatura da superfície terrestre suba em média 3,75 graus célsius, isso significa a mitigação dos recursos dependentes da agricultura, alteração dos ciclos produtivos e na diminuição da oferta de alimentos e serviços para a população terrestre, comprometendo toda a estrutura econômica da civilização moderna, estimada em 8 bilhões de pessoas nos tempos atuais, e que em 100 anos deve chegar aos 12 bilhões (HANSEN *et al.*, 2012). Um dos grandes desafios da sociedade atual é evitar que tudo isso aconteça, buscando reduzir essa excessiva produção de poluentes, utilizando alternativas renováveis como meio para essa redução.

Constantemente o cenário de normas para veículos automotivos movidos a combustíveis fósseis é alterado por padrões mais rígidos, tendo em vista a redução dos poluentes produzidos nos motores à combustão interna. Como exemplo, a falha nas grandes companhias de carros em reduzir a emissão e continuarem competitivas no mercado global, forçou algumas dessas a fraudarem as certificações de redução de emissão de poluentes nos Estados Unidos da América (ANENBERG *et al.*, 2017), promovendo um grande recall de veículos e a perda de valor de mercado dessas companhias.

Essas situações podem ser alteradas com o uso de energias renováveis. O Sol é a fonte de energia da Terra, seus raios solares e energia térmica cobrem a superfície terrestre, sendo possível retirar, de forma direta, energia, via painéis fotovoltaicos. O Sol também é essencial para as outras fontes de energia como as hidroelétricas e as usinas eólicas. A Primeira usa grandes reservatórios de água para mover os geradores elétricos e é o ciclo da água, através da convecção e radiação, que permite o reabastecimento dos reservatórios. A segunda, funciona a partir da força dos ventos produzida pelo aquecimento do ar terrestre e sua interação entre o ar frio e o ar quente.

Nesse sentido, tendo em vista a preservação da ecologia, busca-se o desenvolvimento de máquinas de energias renováveis visando a redução de resíduos da fabricação a utilização. Diante desse cenário a fim de se obter o melhor rendimento de consumo de energia, os veículos

elétricos começam a sair do ambiente de pesquisa e passam a fazer parte da grande indústria de comercialização.

Dado o menor custo de fabricação e um mercado que explora a mudança no consumo, aliado a programas governamentais e de empresas privadas, que investem em pesquisa e em lançamentos de carros com menor emissão de poluentes, o investimento em pesquisa para carros elétricos cresce consideravelmente, motivado principalmente pela iniciativa da união Europeia em reduzir em 40% essa emissão (NYKVIST; NILSSON, 2015). Diante desse contexto, surge a questão que motivou essa pesquisa:

Desenvolver um conversor CC-CC para sistemas automotivos elétricos otimizado para melhor eficiência e volume.

1.1 Sobre a Pesquisa

Foi durante a graduação que tive a oportunidade de diferentes experiências acadêmicas com ensino e pesquisa, passando a integrar o grupo de bolsistas do LAMOTRIZ (Laboratório de Sistemas Motrizes) - UFC e essa vivência despertou em mim o interesse por dar continuidade aos estudos ingressando no mestrado. Como a área, possibilita, pesquisar sobre muitos assuntos, escolhi, para desenvolver ao longo do curso eletrônica de potência aplicada a carros elétricos, por ser um ramo recente no mercado e me permitir inúmeras descobertas.

Essa pesquisa é parte do projeto HELENE, que consiste no estudo de diversas topologias de conversores para carros elétricos. O projeto HELENE é desenvolvido nos laboratórios do KDEE da Universidade de Kassel - Alemanha, sob orientação do Prof. Dr.- Ing Peter Zacharias.

Assim esse recorte pretende não só analisar as topologias, mas escolher a topologia mais adequada para se obter o melhor rendimento em potência nominal para uma ampla faixa de tensão de alimentação e otimizar essa topologia buscando a melhor eficiência do conversor.

Para realizar essa pesquisa estive em campo na Universidade de Kassel de junho de 2017 a abril de 2018, assim os dados apresentados constam desse período.

Para alcançar tais objetivos o percurso da pesquisa perpassa por: revisão bibliográfica acerca dos assuntos que envolvem o trabalho, modelagem do conversor, otimização do projeto, construção do protótipo e obtenção dos resultados experimentais.

1.2 Organização do Trabalho

Este trabalho está estruturado em seis capítulos. O primeiro é dedicado a esta introdução, apresentando o tema, sua relevância, a problematização, os objetivos e o contexto da pesquisa.

No segundo capítulo, é feito um breve estudo sobre o sistema elétrico de um veículo a fim de conhecer suas especificações gerais visando a escolha do conversor. Além disso, é apresentado uma revisão bibliográfica acerca das topologias disponíveis com ênfase nas utilizadas no projeto HELENE, acrescentando ainda, outras, encontradas ao longo das leituras a fim de realizar um estudo comparativo. Ao final, mostra-se a topologia escolhida e a proposta de modificação da mesma.

No terceiro capítulo, é exposto a modelagem e análise matemática em regime permanente, fundamental para o funcionamento do conversor escolhido (*Dual Active Bridge* (DAB) trifásico), com ênfase no fluxo de potência, comutação dos interruptores e correntes nos capacitores. Essa modelagem aplica-se, também, à versão modificada do conversor, assim chamado ao longo do projeto. Além de uma breve introdução à análise dinâmica do conversor, realizada a partir da utilização da teoria do gyrator.

No quarto capítulo, explora-se o processo de otimização do projeto, onde os diversos parâmetros, entre eles: frequência de chaveamento, relação de transformação, indutância série e utilização da versão modificada ou não, podem determinar o aumento ou diminuição da eficiência dos interruptores e magnéticos. Para o melhor entendimento de como esses parâmetros influenciam no rendimento, diversas análises para corrente eficazes são realizadas. Com isto, estrutura-se a otimização. Ainda neste capítulo, é definido como as perdas nos magnéticos e interruptores serão calculadas. Por fim, a otimização resulta em diversas possibilidades para o conversor/protótipo.

Como resultados, o capítulo cinco exhibe o protótipo desenvolvido no período da pesquisa, para verificação e melhorias elétricas do conversor proposto na otimização. Descreve como ele foi construído, as definições dos capacitores utilizados nos barramentos e montagem dos magnéticos. Mostra curvas de funcionamento, eficiência e imagens térmicas. O projeto do controlador de corrente com os resultados são apresentados ao fim.

Finaliza-se apresentando no sexto capítulo, as considerações finais sobre o estudo desenvolvido e sugestões/propostas de trabalhos futuros. Assim, através da análise teórica e pesquisa prática presente, este estudo se configura como uma relevante contribuição para

o conhecimento de diferentes tipos de conversores, bem como a importância da otimização aplicado a veículos elétricos. Como decorrência poderá orientar pesquisas futuras na área.

2 SISTEMA ELÉTRICO DO CARRO E TOPOLOGIAS DE CONVERSORES

Neste capítulo, é realizado um breve estudo sobre o sistema elétrico de um veículo a fim de conhecer suas especificações gerais visando a escolha do conversor. Além disso, é apresentado uma revisão bibliográfica acerca das topologias disponíveis com ênfase nas utilizadas no projeto HELENE, acrescentando ainda, outras, encontradas ao longo das leituras a fim de realizar um estudo comparativo. Ao final, mostra-se a topologia escolhida, a proposta de modificação da mesma e a justificativa para essa modificação.

2.1 Especificações Gerais do Sistema Elétrico de um Veículo

O sistema elétrico veicular é composto pelos barramentos de tensão, cargas e conversores. Essa estrutura é definida pelos fabricantes de veículos automotivos, que podem modificá-la por motivos de montagem ou disponibilidade de componentes no mercado. Neste trabalho o sistema elétrico utilizado será o mesmo do projeto HELENE, constituído de um barramento de alta tensão, dois barramentos de baixa tensão e para cada um desses barramentos, baterias, cargas e conversores.

Neste sistema elétrico, o barramento de alta tensão V_1 é importante para as cargas que demandam a maior quantidade de energia, como os motores elétricos, responsáveis pelo movimento do carro. Em V_1 existem também diversas baterias para o armazenamento de energia.

A baixa tensão é dividida em dois barramentos. Um destes barramentos possui o nível de tensão de 12 V, presente tradicionalmente nos carros de motores a combustão interna. O outro barramento, V_2 , serve para o aumento da eficiência energética, sendo possível elevar sua tensão até 60 V, limite esse seguro para o usuário.

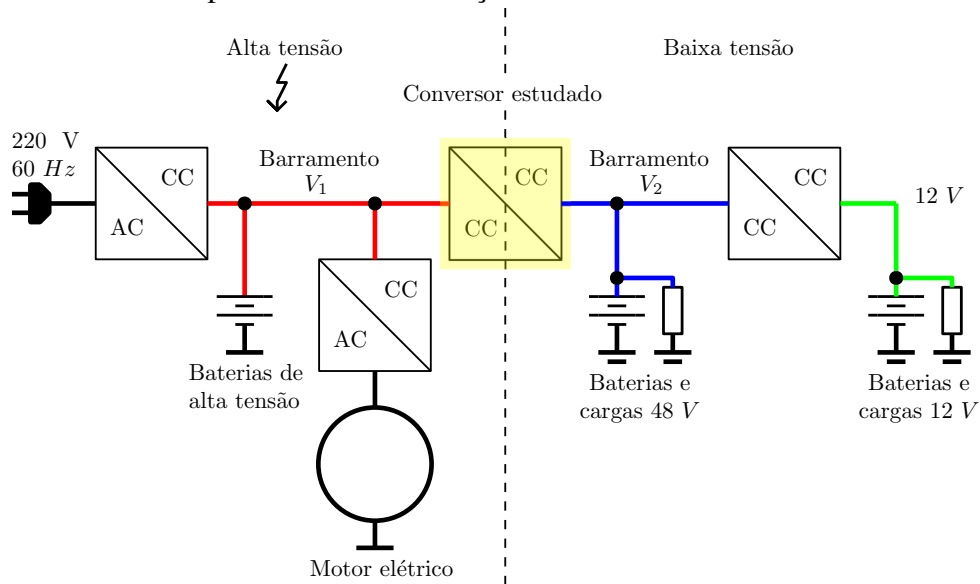
Para o sistema elétrico descrito, a faixa de funcionamento de V_1 é de 250 V a 450 V e para V_2 essa faixa é 36 V a 52 V.

A Figura 1 ilustra toda a estrutura para a eletrificação desde carro e seus principais componentes. Como pode ser visto, existem quatro conversores. O conversor AC-CC é responsável pela conexão do carro a rede elétrica para recarga das baterias. Outro conversor CC-AC é responsável pelo controle dos motores elétricos.

Entre V_1 e V_2 existe um conversor CC-CC, alvo de estudo deste trabalho. Este conversor tem características distinta dos demais. Ele deve possuir isolamento galvânica e controle do sentido do fluxo de potência entre ambos os barramentos, pois é responsável pela ligação entre a alta e a baixa tensão.

O último conversor CC-CC reduz a tensão de 48 V para 12 V, possibilitando a compatibilidade desse carro com as inúmeras cargas presentes no mercado.

Figura 1 – Estrutura simplificada da eletrificação de um carro elétrico.



Fonte: própria.

2.1.1 A Norma LV148

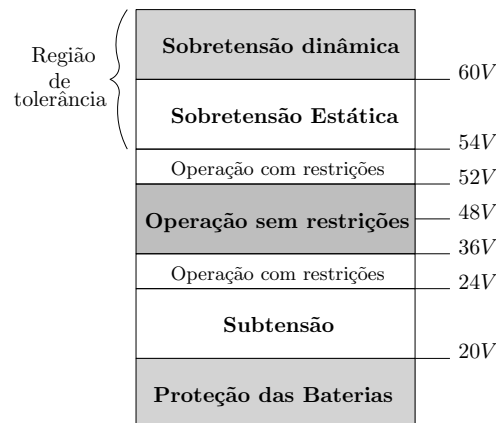
O atual padrão de tensão automotivo presente em V_2 é de 48 V, proposto a partir da norma (KUYPERS, 2014). Ele combina o nível de 12 V, tradicional nos veículos a combustão, com outro barramento de 48 V. A ideia principal desse novo padrão é a redução do peso e tamanho dos cabos elétricos, além de atender a perspectiva de aumento das cargas para a nova geração de veículos automotivos. Como exemplo de cargas estão: o sistema computadorizado para controle veicular, central de multimídia, integração do veículo a rede mundial de computadores, compressores do sistema de ar condicionado, suspensão automotiva ajustável, turbo motor e freios regenerativos.

De acordo com os fabricantes, o sistema elétrico construído a partir dessa norma apresenta resultados de 10 a 15% no ganho econômico de combustível em motores de combustão interna, assim reduzindo as emissões de CO_2 (KE *et al.*, 2017).

Essa norma define ainda os limites de tensão que funcionará V_2 . O principal limite está nos níveis de tensão, importantes para a operação de qualquer sistema conectado ao mesmo, estabelecendo as especificações para o projeto das cargas, baterias e conversores visando o pleno funcionamento até em situações extremas.

A Figura 2 mostra os limites de tensão e suas respectivas zonas de operação. O melhor ponto de operação é dado entre as tensões de 36 V a 52 V, onde qualquer elemento presente no barramento deve funcionar sem nenhuma restrição. Os valores que saírem dessa faixa alteram o funcionamento de qualquer elemento e impõem condições de funcionamento específicas. Por exemplo, se a tensão for menor que 24 V o sistema encontra-se na falha de subtensão, se menor que 20 V deve existir um dispositivo capaz de preservar as baterias de Lithium-Ion da baixa tensão.

Figura 2 – Diagrama representativo da norma LV148.



Fonte: Adaptada de (BAISDEN; EMADI, 2004).

Ainda na Figura 2, é possível verificar com aumento de tensão a norma estabelece a região de tolerância para a possível resposta dinâmica do barramento para transitórios de carga ou mudanças paramétricas para fluxo de potência. No caso, o valor de 60 V é o máximo que o barramento deve atingir para transitórios, além desse valor um sistema de proteção deve agir para preservar os elementos conectados ao barramento.

A norma LV148 também estabelece tolerâncias para a tensão no barramento e suas zonas de operação, umidade do ar onde o sistema elétrico encontra-se instalado a valores máximos de corrente. Por fim, define os procedimentos necessários para validar o projeto de qualquer elemento para este barramento.

2.1.2 Parâmetros para o Conversor

Com a estrutura de eletrificação do carro é possível sintetizar os principais parâmetros onde o conversor deste trabalho irá operar.

Primeiramente, o nível de tensão de V_1 está diretamente relacionado as baterias conectadas ao mesmo. Para este barramento será adotada a faixa de **250 a 450 V**. Como já dito anteriormente, V_2 possuirá a faixa de **36 a 52 Volts**. A potência nominal P do conversor será de **4 kW** para toda a faixa de tensão em V_1 e V_2 .

Percebe-se com os valores de V_2 e P o surgimento de altas correntes na baixa tensão I_2 , pois em pleno funcionamento a tensão em V_2 poderá ser de $36 V$ em potência nominal, assim a corrente I_2 será próxima de $110 A$. Devido a esta alta corrente, é natural que os componentes, como: interruptores e capacitores, sejam capazes de suportes esses valores.

O critério de desempenho desse conversor será dado pela eficiência média. Essa, deverá alcançar valores acima de 95% em potência nominal, dentro de toda a faixa de tensão de alimentação. Devido o fator de segurança para o usuário, esse conversor deve possuir isolamento galvânica entre os barramentos V_1 e V_2 .

Neste trabalho, a otimização do conversor será realizada em sua eficiência e volume dos magnéticos (transformadores), porém, os critérios: custo financeiro do projeto e aplicabilidade desde conversor na visão comercial/industrial não devem ser esquecidos. Os interruptores da alta tensão possuem valores financeiros elevados, dessa forma devido às tensões em V_1 é esperado a utilização de interruptores que suportem esses valores. No caso de interruptores de Carbetto de Silício, esse custo aumenta de forma exponencial (MCNUTT *et al.*, 2007). Ainda assim, a aplicabilidade do conversor está em sua facilidade de projeto, construção e controle em relação a outros conversores disponíveis na literatura, deve ser levada em consideração.

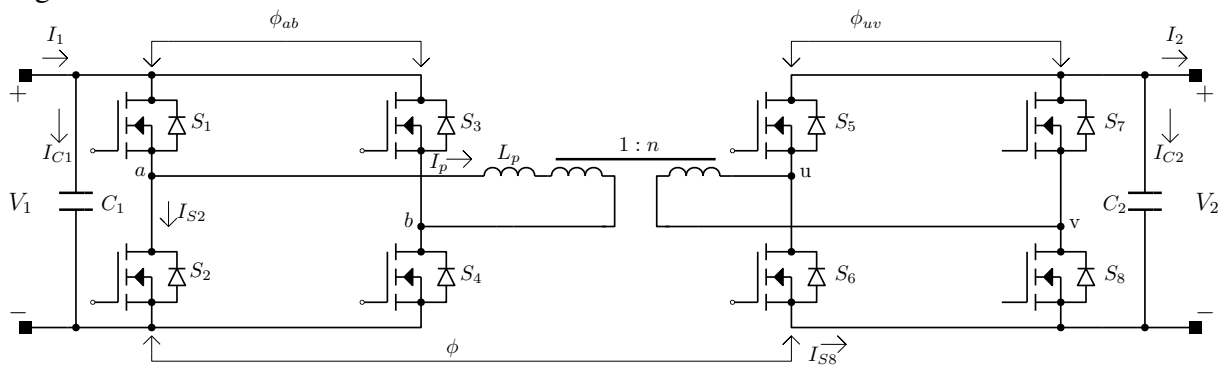
2.2 Topologias Disponíveis

2.2.1 DAB monofásico

O conversor DAB monofásico é apresentado em Doncker *et al.* (1991). Como pode ser visto na Figura 3, este conversor possui oito interruptores, quatro para cada ponte ou barramento. O elemento para isolamento galvânica entre os barramentos é um transformador. A indutância série L_p pode ser substituída pela própria dispersão do transformador, assim diminuindo em volume o magnético. Entre as duas pontes existe um ângulo de defasagem ϕ que controla o fluxo de potência P , este, no entanto, pode ser influenciado por diversos fatores, como: a indutância série L_p com o transformador; relação de espiras n ; os níveis de tensão nos barramentos V_1 ou V_2 .

Uma das principais características deste conversor é o controle da bidirecionalidade do fluxo apenas com a mudança da fase ϕ entre os barramentos, se positivo o fluxo pode ser dado de V_1 para V_2 ou se negativo de V_2 para V_1 .

Figura 3 – O DAB monofásico.



Fonte: Adaptado de Doncker *et al.* (1991).

A modulação do DAB monofásico pode assumir três possibilidades, conhecidas na literatura como: modulação por *phase-shift*, modulação triangular e modulação trapezoidal Hoek *et al.* (2012). A modulação por *phase-shift* consiste em fixar a razão cíclica D de todos os interruptores em 50%, a uma defasagem de 180 graus entre os braços de cada ponte e o controle de um ângulo ϕ entre as pontes. As modulações triangular e trapezoidal são relacionadas com o formato de onda da corrente do transformador que assume formas triangulares ou trapezoidais, controlando, para isso a razão cíclica D .

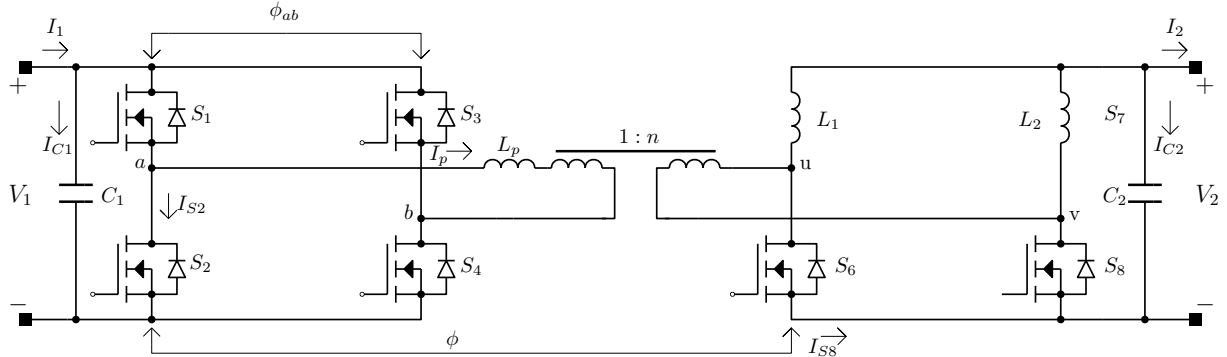
Uma possibilidade para aumento da eficiência deste conversor é a associação em paralelo de interruptores.

O uso de interruptores em paralelo surge naturalmente em aplicações onde a baixa tensão é presente, como o trabalho Everts (2014). Em Krismer *et al.* (2006) um DAB monofásico DC-DC é construído com 8 interruptores em paralelo no barramento de baixa tensão, neste caso 12 V. Como mostra o trabalho, para que o conversor opere corretamente é necessário definir em tempo real qual a melhor modulação em função das tensões nos barramentos e fluxo de potência. Para alta tensão o paralelismo de interruptores não é comum, dado os níveis de corrente. O trabalho Blanc *et al.* (2017) apresenta o DAB monofásico de 3,75 kW otimizado para o nível de tensão de 400 V em ambos os barramentos, sem o paralelismo dos interruptores.

2.2.2 DAB com dobrador de corrente

O DAB com dobrador de corrente, Figura 4 substitui duas chaves em uma das pontes com indutores. Com essa estrutura é possível reduzir a quantidade de interruptores, porém, aumenta-se o número de magnéticos. Em comparação com outras topologias o ripple de corrente nos indutores L_1 e L_2 é grande, ocasionando o aumento da potência aparente em ambos.

Figura 4 – O DAB com dobrador de corrente.



Fonte: Adaptada de Krismer *et al.* (2006).

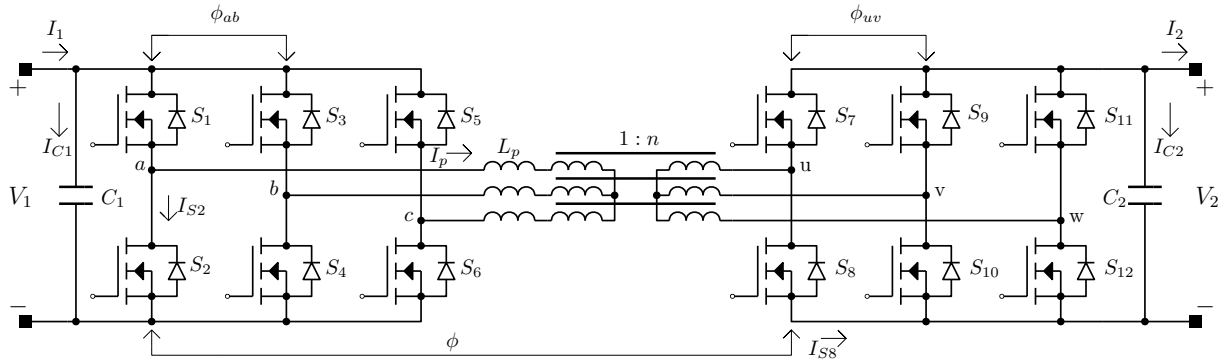
2.2.3 DAB trifásico

Ainda no trabalho de Doncker *et al.* (1991), existe o DAB trifásico como mostra a Figura 5. Esse conversor consiste em duas pontes trifásicas (ou inversores), cada uma operando no modo de seis estágios com controle de fase entre os inversores. A frequência de chaveamento é fixa, assim o controle de fluxo só pode ser dado pela defasagem ϕ .

Os capacitores nos barramentos são submetidos a correntes eficazes menores, se relacionado com o DAB monofásico, e a frequência sobre eles é seis vezes maior que a frequência de chaveamento, o que reduz sua capacitância. Os três transformadores podem existir na

tradicional configuração Y-Y. Assim como no DAB monofásico, a indutância L_p pode ser substituída pela dispersão do transformador.

Figura 5 – O DAB trifásico.



Fonte: Adaptada de Doncker *et al.* (1991).

As variações paramétricas nos transformadores podem levar a falha no conversor. Diversos trabalhos buscam analisar os efeitos deste possível desequilíbrio no funcionamento, em Engel *et al.* (2013) apresenta-se um método de construção dos transformadores para diminuição do desvio padrão destes parâmetros.

Tradicionalmente os transformadores são ligados em $Y - Y$, porém essas ligações pode ser modificadas para: $\Delta - Y$, $Y - \Delta$ e $\Delta - \Delta$. Como mostra Baars *et al.* (2016) as configurações $Y - Y$ e $\Delta - \Delta$ apresentam o mesmo desempenho em rendimento, no entanto, a configuração $\Delta - \Delta$ apresenta uma redução na corrente por fase de $\sqrt{3}$, o que leva a redução das zonas de comutação de ZVS dos interruptores.

Diferente do DAB monofásico, o DAB trifásico possui apenas uma modulação, conhecida como modulação por defasagem de ϕ entre as pontes.

Por conta da sua configuração trifásica, se houver desequilíbrio as tensões criam uma componente contínua podendo saturar o transformador. Devido a esta modulação, o controle da região de comutação suave torna-se mais difícil. Sendo diretamente dependente do fluxo de potência, tensão nos barramento e relação de transformação n .

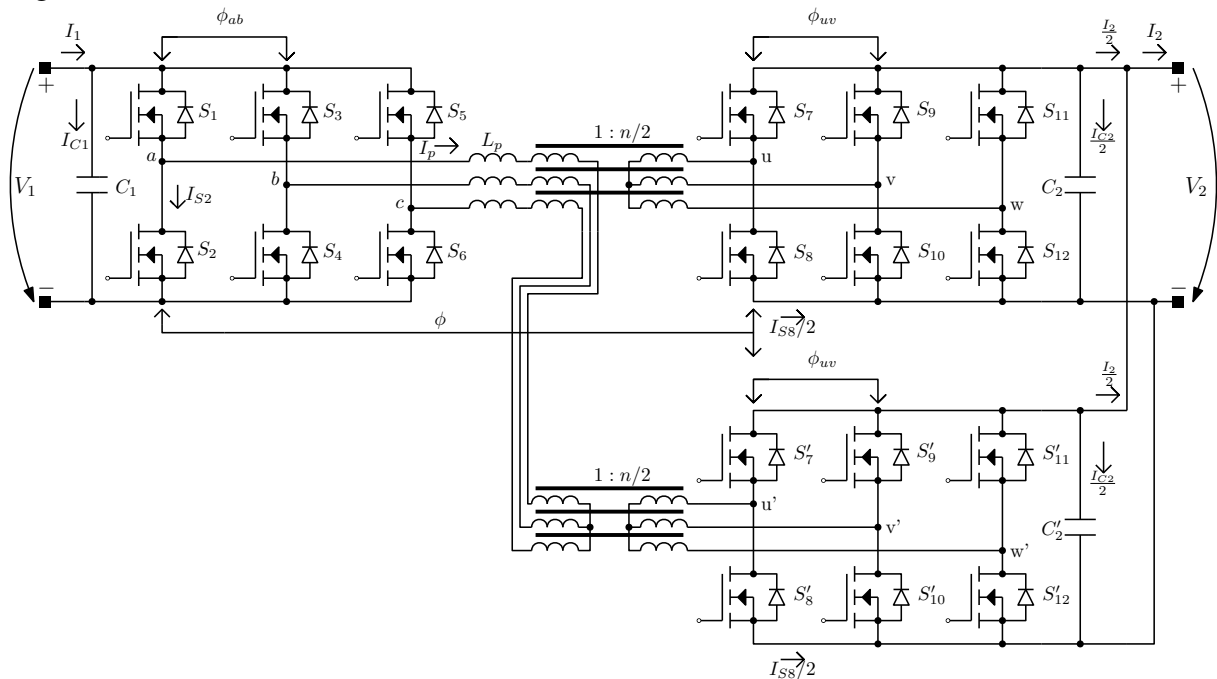
A topologia trifásica possui mais transformadores e interruptores. Isso eleva o custo financeiro para este conversor. No entanto, para altas potências este conversor pode ser o mais adequado.

Em topologias aplicadas a altas potências pode ser necessário o uso de diversos interruptores em paralelo. No entanto, o mesmo pode não acontecer para o DAB trifásico, dado a sua estrutura de divisão da potência entre mais componentes, podendo ser um grande atrativo para essa topologia.

2.2.3.1 Versão Modificada

O DAB trifásico apresenta um problema relacionado a alta potência em baixa tensão, já que as altas correntes podem invalidar o funcionamento ou a construção deste conversor. Portanto, como solução são propostas modificações nos transformadores do DAB trifásico e consequentemente no barramento V_2 , a Figura 6 ilustra essas modificações.

Figura 6 – O DAB trifásico modificado.



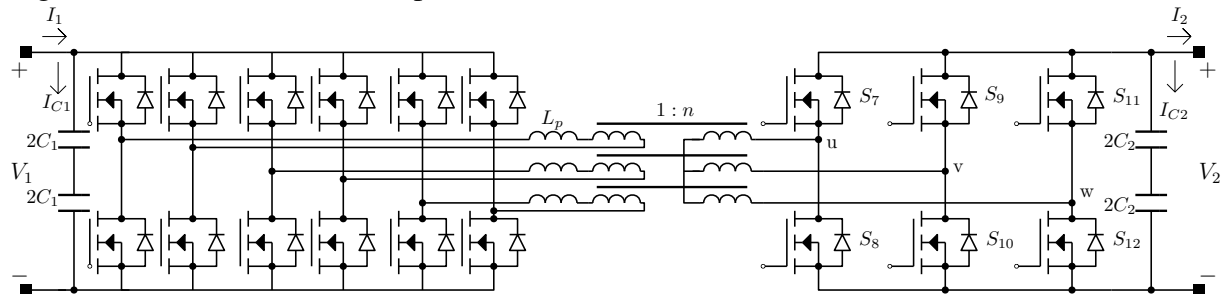
Fonte: Própria.

Como pode ser visto na Figura 6, existem duas pontes em paralelo que juntas compõem V_2 . Assim, todas as correntes do lado de baixa tensão são divididas por dois. Para que isso aconteça sem alterar o funcionamento normal do DAB trifásico os transformadores sofrem uma modificação. Será acrescentado mais um transformador por fase, totalizando seis transformadores. O lado de alta tensão desses transformadores ficará em série e sua relação n será dividida por dois. O lado de baixa tensão de cada transformador é conectado em cada ponte. Dessa forma, evita-se o paralelismo direto das bobinas de baixa tensão e o paralelismo dos interruptores. O número de interruptores passa de 12 para 18.

2.2.4 DAB trifásico em ponte H

A topologia DAB trifásico em ponte H apresentada em Oliveira Filho (2015) , utiliza três pontes H no lado primário e um inversor trifásico no lado secundário, logo é possível incrementar a densidade de potência por paralelismos de fases, e não por paralelismos dos interruptores visto na Figura 7. A conexão entre essas duas estruturas é feita através de três transformadores na configuração delta aberto/estrela. Com isso, garante-se o dobro de ganho de tensão de saída, diminuindo as perdas no cobre do transformador devido à diminuição do número de espiras.

Figura 7 – O DAB trifásico em ponte H.



Fonte: própria.

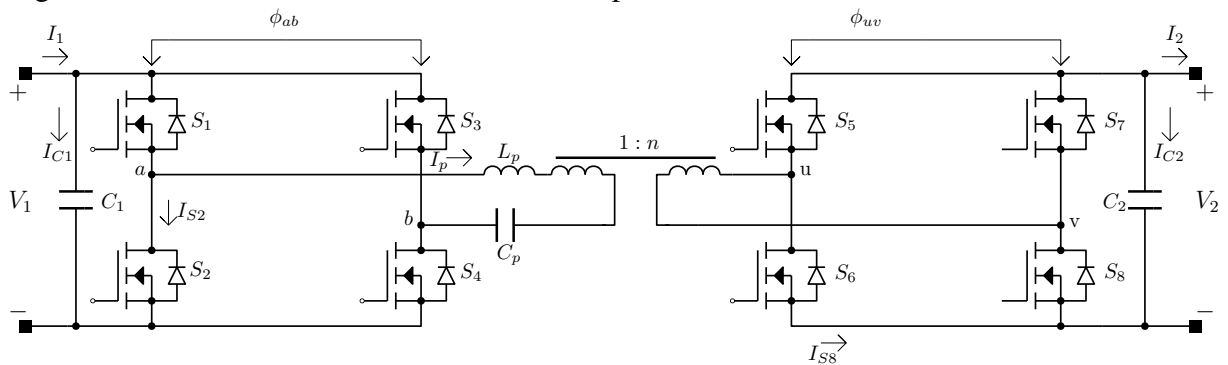
Assim como no DAB monofásico, a região de comutação suave é ajustada pelos parâmetros como fase ϕ a relação n de transformação. Porém, nesta topologia, é possível ajustar a zona de comutação suave com a razão cíclica.

2.2.5 Redes Ressonantes

Com a mesma estrutura do DAB monofásico é possível acrescentar uma rede ressonante para se obter um conversor ressonante com a característica de bidirecionalidade. Neste tipo de conversor, a corrente no transformador assemelha-se com ondas senoidais, reduzindo de forma considerável as perdas por chaveamento dos interruptores. Assim, possibilita o uso de frequências de chaveamento f_s maiores, diminuindo o volume dos magnéticos e como trabalham com a variação de frequência outro grau de liberdade é dado para o seu uso.

Em Krismer *et al.* (2006) um estudo detalhado foi realizado para cada rede ressonante possível na forma em série ou paralelo. Para redes em série, também conhecidas como *Series Resonant Converter* (SRC), existe um capacitor em série com a indutância de dispersão do transformador, como mostra a Figura 8.

Figura 8 – DAB monofásico ressonante com capacitor em série.



Fonte: própria.

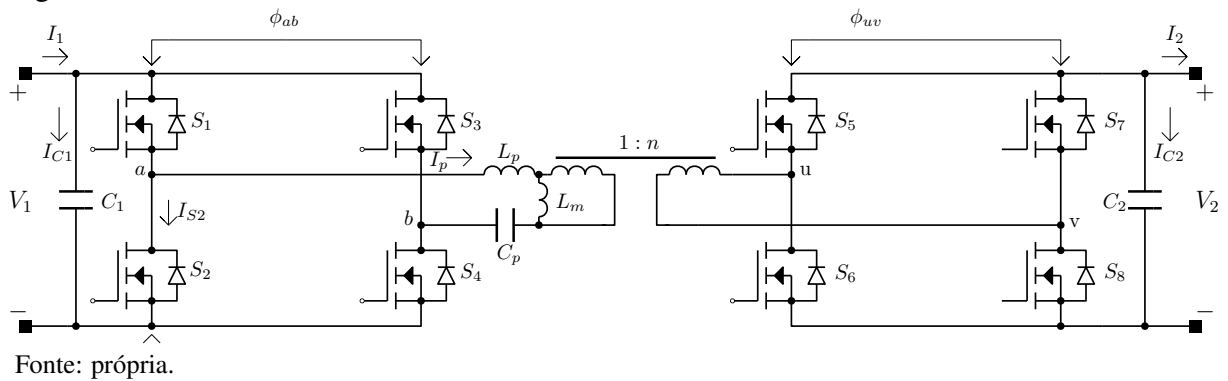
Dessa forma, a componente de corrente contínua é retirada evitando a saturação do transformador. Uma desvantagem para essa configuração é a necessidade de um capacitor série com a dispersão, em ambos os lados do transformador para operações em 2 quadrantes do fluxo de potência P .

Outro ponto de análise desta rede ressonante é a instabilidade caso seja necessário operar sem carga, como é dependente da frequência para o controle de tensão, na situação de operação sem carga é necessário frequência infinita, o que não é alcançado por motivos físicos. Porém, uma grande vantagem dessa topologia é a diminuição das perdas por comutação com a diminuição da carga.

Para contornar o problema da regulação da tensão para o momento de carga leve ou carga ausente, existe a configuração *Parallel Resonant Converter* (PRC). Nesta configuração, um capacitor ou indutor está em paralelo com o primário do transformador. Assim, é possível controlar a tensão para diversos momentos de carga. No entanto, essa configuração impõe elevadas perdas de comutação e condução para os interruptores, mesmo em carga leve. Não sendo recomendado o uso desta rede ressonante para conversores onde a faixa de tensão de trabalho é alta.

Outra possibilidade de rede ressonantes é a disposição em série e paralelo de indutores e capacitores *Series-Parallel Resonant Converter* (SPRC) com o intuito de melhorar o rendimento e controlabilidade do conversor, obtendo o melhor das configurações série e paralelo. A tensão em ambos os barramentos pode ser controlada em momentos onde não existe carga ou a diminuição das perdas nos interruptores com a diminuição da carga. Essa rede pode ser feita, por exemplo, com 2 indutores e 1 capacitor, chamada de rede LC. A Figura 9 apresenta o conversor ressonante LLC. Um fato interessante para essa rede é a possibilidade de uso da indutância de magnetização do transformador como um dos elementos que compõem a rede ressonante.

Figura 9 – Estrutura do conversor ressonante LLC bidirecional.



Da mesma forma que existem redes ressonantes para sistemas monofásicos é natural que exista para sistemas trifásico ou para mais fases. Nestes casos, mais pontos de análise são adicionados, aumentando o nível de complexidade da análise, funcionamento e controle.

Um dos principais pontos negativos para qualquer rede ressonante é o fato de haver a necessidade de mais elementos armazenadores de energia. Isso pode elevar o custo financeiro de fabricação do conversor.

2.2.6 Considerações finais

A revisão bibliográfica de algumas das topologias disponíveis que possuem isolamento galvânica e bidirecionalidade foram apresentadas, com suas vantagens e desvantagens, seja no sentido financeiro ou de controlabilidade.

Devido aos pontos levantados para a determinação do conversor o **DAB trifásico** foi o que melhor se encaixou nas especificações da pesquisa. Porém, como foi necessário alterar essa topologia para obter melhores resultados, será utilizado também neste trabalho a **versão modificado** do DAB a fim de garantir o melhor desempenho. No processo de otimização, será visto que a versão modificada foi a escolhida para execução do protótipo.

O fator determinar para sua escolha foi a alta potência em baixa tensão, que deverá alcançar correntes acima de 100 A. O mesmo acontece para os capacitores do barramento V_2 , onde as correntes serão menores e com o sêxtuplo da frequência de chaveamento, assim, espera-se obter a redução do valor da capacitância.

As topologias ressonantes, assim como o DAB monofásico com dobrador de corrente foram descartados por apresentarem o acréscimo de magnéticos e isso pode levar ao aumento do volume final do conversor, se comparado com o DAB trifásico.

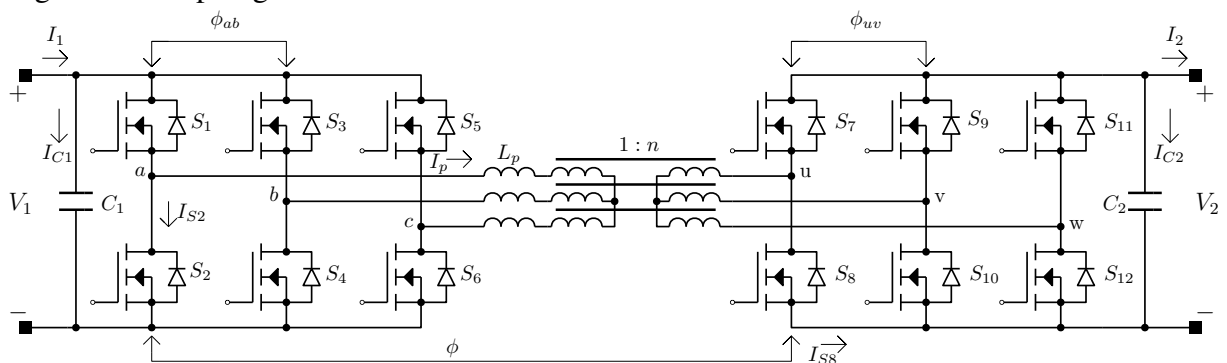
3 MODELO DO DAB TRIFÁSICO E SUA VERSÃO MODIFICADA

Neste capítulo, é exposto a modelagem e análise matemática em regime permanente, fundamental para o funcionamento do conversor (DAB trifásico), com ênfase no fluxo de potência, comutação dos interruptores e correntes nos capacitores. Essa modelagem aplica-se, também a versão modificada do conversor, assim chamado ao longo do projeto. Com os dois conversores modelados será possível determinar, via otimização, qual o melhor conversor. Além de uma breve introdução à análise dinâmica do conversor, realizada a partir da utilização da teoria do gyrator.

3.1 Análise em Regime Permanente

A modelagem elétrica em regime permanente do DAB trifásico é também aplicada a sua versão modificada, ambos foram apresentados nas seções 2.2.3 e 2.2.3.1 respectivamente. Toda a modelagem será realizada para uma das fases, sendo possível expandi-la para as outras fases com o devido acréscimo das defasagens de 120 e 240 graus. A Figura 10 mostra a estrutura do DAB utilizado.

Figura 10 – Topologia do DAB trifásico.

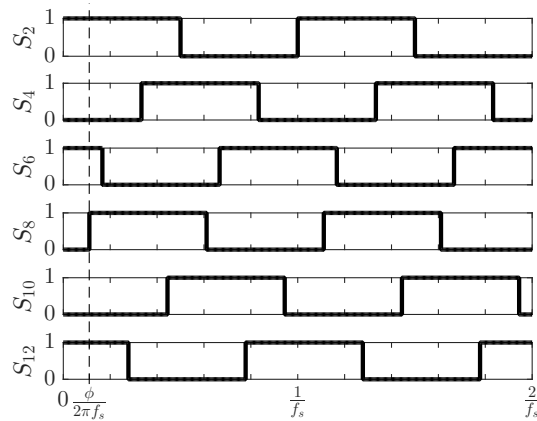


Fonte: Adaptada de Doncker *et al.* (1991).

A potência que flui em cada transformador é de $1/3$ da potência nominal do conversor e estes transformadores estarão no arranjo de ligação Y-Y, assim, cada fase possuirá um grupo de interruptores para o seu acionamento. Os interruptores são acionados de forma complementar e a razão cíclica D será fixa em 50%. Entre estes grupos da alta e baixa tensão, existe uma defasagem de 120° , compondo um sistema trifásico equilibrado.

A Figura 11 exemplifica o acionamento destes interruptores, apresentando os sinais para $S_2, S_4, S_6, S_8, S_{10}$ e S_{12} .

Figura 11 – Sinais de acionamento para os interruptores do DAB trifásico.



Fonte: própria.

Neste processo de equacionamento, em regime permanente, o tempo morto DT dos interruptores será desprezado, por não promover grandes elevações de correntes em qualquer ponto do circuito. O único efeito notável é na defasagem do ângulo ϕ , ou seja, este ângulo poderá ser maior ou menor do que o calculado.

A tensão fase neutro do transformador é fundamental para o equacionamento da corrente por fase, assim a tensão de fase nos pontos a e n é definida como,

$$V_{an}(t) = \begin{cases} \frac{1}{3}V_1, & 0 \leq t \leq \frac{1}{6f_s} \\ \frac{2}{3}V_1, & \frac{1}{6f_s} \leq t \leq \frac{1}{3f_s} \\ \frac{1}{3}V_1, & \frac{1}{3f_s} \leq t \leq \frac{1}{2f_s} \\ -\frac{1}{3}V_1, & \frac{1}{2f_s} \leq t \leq \frac{2}{3f_s} \\ -\frac{2}{3}V_1, & \frac{2}{3f_s} \leq t \leq \frac{5}{6f_s} \\ -\frac{2}{3}V_1, & \frac{5}{6f_s} \leq t \leq \frac{1}{f_s} \end{cases} \quad (3.1)$$

Da mesma forma para a tensão fase neutro do lado V_2 ,

$$V_{un}(t) = \begin{cases} -\frac{2}{3}V_2, & 0 \leq t \leq \frac{\phi}{2\pi f_s} \\ \frac{1}{3}V_2, & \frac{\phi}{2\pi f_s} \leq t \leq \frac{1}{6f_s} + \frac{\phi}{2\pi f_s} \\ \frac{2}{3}V_2, & \frac{\phi}{2\pi f_s} + \frac{1}{6f_s} \leq t \leq \frac{1}{3f_s} + \frac{\phi}{2\pi f_s} \\ \frac{1}{3}V_2, & \frac{\phi}{2\pi f_s} + \frac{1}{3f_s} \leq t \leq \frac{1}{2f_s} + \frac{\phi}{2\pi f_s} \\ -\frac{1}{3}V_2, & \frac{\phi}{2\pi f_s} + \frac{1}{2f_s} \leq t \leq \frac{2}{3f_s} + \frac{\phi}{2\pi f_s} \\ -\frac{2}{3}V_2, & \frac{\phi}{2\pi f_s} + \frac{2}{3f_s} \leq t \leq \frac{5}{6f_s} + \frac{\phi}{2\pi f_s} \\ -\frac{2}{3}V_2, & \frac{\phi}{2\pi f_s} + \frac{5}{6f_s} \leq t \leq \frac{1}{f_s} + \frac{\phi}{2\pi f_s} \end{cases} \quad (3.2)$$

3.1.1 Corrente por Fase no Transformador

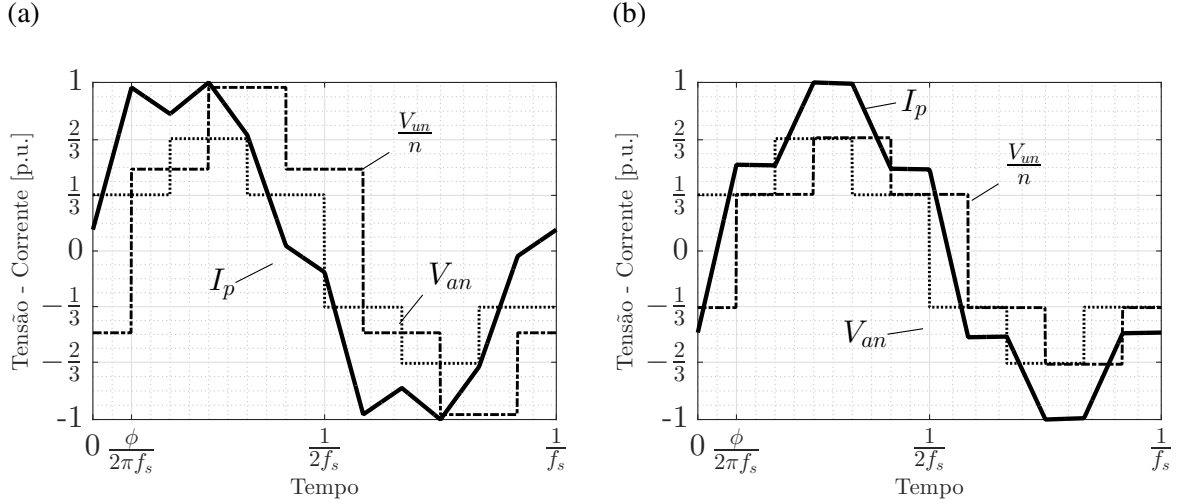
As correntes nos transformadores são importantes para a determinação de qualquer pontos de funcionamento do conversor em todo instante de tempo, dessa forma a corrente por fase I_p no transformador do DAB trifásico, vista do lado de V_1 , possui dois momentos definidos para ϕ for maior ou menor que $\pi/3$.

A equação 3.3 apresenta a corrente $I_p(t)$ para $\phi \leq \pi/3$, onde n é a relação de transformação dada por $n = N_2/N_1$, frequência angular do sistema $\omega = 2\pi f_s$ com frequência de chaveamento f_s , indutância série por fase L_p , ângulo de defasagem entre os barramento dado por ϕ e tempo por t .

$$I_p(t) = \begin{cases} \frac{V_1+V_2/n}{3L_p}t + \frac{1}{3L_p f_s} \left[\frac{V_2}{n} \left(\frac{1}{3} - \frac{\phi}{\pi} \right) - \frac{V_1}{3} \right], & 0 \leq t \leq \frac{\phi}{2\pi} \frac{1}{f_s} \\ \frac{V_1-V_2/n}{3L_p} \left(t - \frac{\phi}{2\pi} \frac{1}{f_s} \right) + \frac{1}{9L_p f_s} \left(\frac{3V_1\phi}{2\pi} - V_1 + \frac{V_2}{n} \right), & \frac{\phi}{2\pi} \frac{1}{f_s} \leq t \leq \frac{1}{6f_s} \\ \frac{2V_1-V_2/n}{3L_p} \left(t - \frac{1}{6f_s} \right) + \frac{1}{18L_p f_s} \left(\frac{6V_2\phi}{2n\pi} - V_1 + \frac{V_2}{n} \right), & \frac{1}{6f_s} \leq t \leq \left(\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{6} \right) \frac{1}{f_s} \\ \frac{2V_1-2V_2/n}{3L_p} \left(t - \left[\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{6} \right] \frac{1}{f_s} \right) + \frac{1}{18L_p f_s} \left(\frac{12V_1\phi}{2\pi} - V_1 + \frac{V_2}{n} \right), & \left(\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{6} \right) \frac{1}{f_s} \leq t \leq \frac{1}{3f_s} \\ \frac{V_1-2V_2/n}{3L_p} \left(t - \frac{1}{3f_s} \right) + \frac{1}{18L_p f_s} \left(\frac{12V_2\phi}{2\pi n} + V_1 - \frac{V_2}{n} \right), & \frac{1}{3f_s} \leq t \leq \left(\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{3} \right) \frac{1}{f_s} \\ \frac{V_1-V_2/n}{3L_p} \left(t - \left[\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{3} \right] \frac{1}{f_s} \right) + \frac{1}{18L_p f_s} \left(\frac{6V_1\phi}{2\pi} + V_1 - \frac{V_2}{n} \right), & \left(\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{3} \right) \frac{1}{f_s} \leq t \leq \frac{1}{2f_s} \\ -\frac{V_1+V_2/n}{3L_p} \left(t - \frac{1}{2f_s} \right) - \frac{1}{3L_p f_s} \left[\frac{V_2}{n} \left(\frac{1}{3} - \frac{\phi}{\pi} \right) - \frac{V_1}{3} \right], & \frac{1}{2f_s} \leq t \leq \frac{\phi}{2\pi} \frac{1}{f_s} + \frac{1}{2f_s} \\ -\frac{V_1-V_2/n}{3L_p} \left(\left[t - \frac{1}{2f_s} \right] - \frac{\phi}{2\pi} \frac{1}{f_s} \right) - \frac{1}{9L_p f_s} \left(\frac{3V_1\phi}{2\pi} - V_1 + \frac{V_2}{n} \right), & \frac{\phi}{2\pi} \frac{1}{f_s} + \frac{1}{2f_s} \leq t \leq \frac{1}{6f_s} + \frac{1}{2f_s} \\ -\frac{2V_1-V_2/n}{3L_p} \left(\left[t - \frac{1}{2f_s} \right] - \frac{1}{6f_s} \right) - \frac{1}{18L_p f_s} \left(\frac{6V_2\phi}{2n\pi} - V_1 + \frac{V_2}{n} \right), & \frac{1}{6f_s} + \frac{1}{2f_s} \leq t \leq \left(\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{6} \right) \frac{1}{f_s} + \frac{1}{2f_s} \\ -\frac{2V_1-2V_2/n}{3L_p} \left(\left[t - \frac{1}{2f_s} \right] - \left[\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{6} \right] \frac{1}{f_s} \right) - \frac{1}{18L_p f_s} \left(\frac{12V_1\phi}{2\pi} - V_1 + \frac{V_2}{n} \right), & \left(\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{6} \right) \frac{1}{f_s} + \frac{1}{2f_s} \leq t \leq \frac{1}{3f_s} + \frac{1}{2f_s} \\ -\frac{V_1-2V_2/n}{3L_p} \left(\left[t - \frac{1}{2f_s} \right] - \frac{1}{3f_s} \right) - \frac{1}{18L_p f_s} \left(\frac{12V_2\phi}{2\pi n} + V_1 - \frac{V_2}{n} \right), & \frac{1}{3f_s} + \frac{1}{2f_s} \leq t \leq \left(\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{3} \right) \frac{1}{f_s} + \frac{1}{2f_s} \\ -\frac{V_1-V_2/n}{3L_p} \left(\left[t - \frac{1}{2f_s} \right] - \left[\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{3} \right] \frac{1}{f_s} \right) - \frac{1}{18L_p f_s} \left(\frac{6V_1\phi}{2\pi} + V_1 - \frac{V_2}{n} \right), & \left(\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{3} \right) \frac{1}{f_s} + \frac{1}{2f_s} \leq t \leq \frac{1}{f_s} \end{cases} \quad (3.3)$$

A Figura 12 apresenta a típica forma de onda esperada para I_p quando $\phi \leq \pi/3$. Para demonstrar os efeitos da variação de tensão para a corrente I_p , a Figura 12a mostra I_p para um ponto de operação em $\frac{V_2}{n} > V_1$ e $\phi \leq \frac{\pi}{3}$. Já a Figura 12b apresenta I_p para o ponto $\frac{V_2}{n} = V_1$ e $\phi < \frac{\pi}{3}$. A tensão fase neutro do ponto a em $p.u.$ é dada por V_{an} e a tensão fase neutro do ponto u é dada por V_{un} , refletida para o lado de V_1 com n .

Figura 12 – Corrente I_p para $\frac{V_2}{n} > V_1$ (a) e $\frac{V_2}{n} = V_1$ (b).



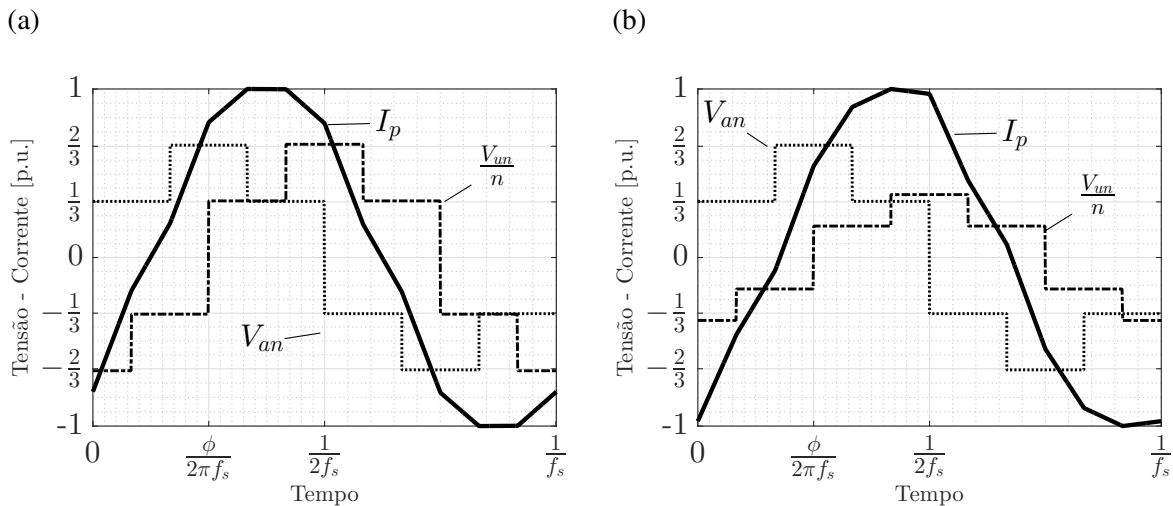
Fonte: Própria.

Para o ângulo ϕ quando estiver entre $\pi/3$ e $2\pi/3$ o equacionamento para I_p muda, sendo expresso por 3.4.

$$I_p(t) = \begin{cases} \frac{V_1+2V_2/n}{3L_p} + \frac{1}{3L_p f_s} \left(\frac{V_2}{n} \left[\frac{1}{2} - \frac{\phi}{\pi} \right] - \frac{V_1}{3} \right), & 0 \leq t \leq \left(\frac{\phi}{2\pi} - \frac{1}{6} \right) \frac{1}{f_s} \\ \frac{V_1+V_2/n}{3L_p} \left(t - \left[\frac{\phi}{2\pi} - \frac{1}{6} \right] \frac{1}{f_s} \right) + \frac{1}{18L_p f_s} \left(\frac{3V_1\phi}{\pi} - 3V_1 + \frac{V_2}{n} \right), & \left(\frac{\phi}{2\pi} - \frac{1}{6} \right) \frac{1}{f_s} \leq t \leq \frac{1}{6f_s} \\ \frac{2V_1+V_2/n}{3L_p} \left(t - \frac{1}{6f_s} \right) + \frac{1}{18L_p f_s} \left(-\frac{3V_2\phi}{n\pi} - V_1 + \frac{3V_2}{n} \right), & \frac{1}{6f_s} \leq t \leq \frac{\phi}{2\pi f_s} \\ \frac{2V_1-V_2/n}{3L_p} \left(t - \frac{\phi}{2\pi f_s} \right) + \frac{1}{18L_p f_s} \left(\frac{6V_1\phi}{\pi} - 3V_1 + \frac{2V_2}{n} \right), & \frac{\phi}{2\pi f_s} \leq t \leq \frac{1}{3f_s} \\ \frac{V_1-V_2/n}{3L_p} \left(t - \frac{1}{3f_s} \right) + \frac{1}{18L_p f_s} \left(\frac{3V_2}{n\pi} + V_1 \right), & \frac{1}{3f_s} \leq t \leq \left(\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{6} \right) \frac{1}{f_s} \\ \frac{V_1-2V_2/n}{3L_p} \left(t - \left[\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{6} \right] \frac{1}{f_s} \right) + \frac{1}{18L_p f_s} \left(\frac{3V_1\phi}{n\pi} + \frac{V_2}{n} \right), & \left(\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{6} \right) \frac{1}{f_s} \leq t \leq \frac{1}{2f_s} \\ -\frac{V_1+2V_2/n}{3L_p} \left(t + \frac{1}{2f_s} \right) - \frac{1}{3L_p f_s} \left(\frac{V_2}{n} \left[\frac{1}{2} - \frac{\phi}{\pi} \right] - \frac{V_1}{3} \right), & \frac{1}{2f_s} \leq t \leq \left(\frac{\phi}{2\pi} - \frac{1}{6} \right) \frac{1}{f_s} + \frac{1}{2f_s} \\ -\frac{V_1+V_2/n}{3L_p} \left(\left[t - \frac{1}{2f_s} \right] - \left[\frac{\phi}{2\pi} - \frac{1}{6} \right] \frac{1}{f_s} \right) - \frac{1}{18L_p f_s} \left(\frac{3V_1\phi}{\pi} - 3V_1 + \frac{V_2}{n} \right), & \left(\frac{\phi}{2\pi} - \frac{1}{6} \right) \frac{1}{f_s} + \frac{1}{2f_s} \leq t \leq \frac{1}{6f_s} + \frac{1}{2f_s} \\ -\frac{2V_1+V_2/n}{3L_p} \left(\left[t - \frac{1}{2f_s} \right] - \frac{1}{6f_s} \right) - \frac{1}{18L_p f_s} \left(-\frac{3V_2\phi}{n\pi} - V_1 + \frac{3V_2}{n} \right), & \frac{1}{6f_s} + \frac{1}{2f_s} \leq t \leq \frac{\phi}{2\pi f_s} + \frac{1}{2f_s} \\ -\frac{2V_1-V_2/n}{3L_p} \left(\left[t - \frac{1}{2f_s} \right] - \frac{\phi}{2\pi f_s} \right) - \frac{1}{18L_p f_s} \left(\frac{6V_1\phi}{\pi} - 3V_1 + \frac{2V_2}{n} \right), & \frac{\phi}{2\pi f_s} + \frac{1}{2f_s} \leq t \leq \frac{1}{3f_s} + \frac{1}{2f_s} \\ -\frac{V_1-V_2/n}{3L_p} \left(\left[t - \frac{1}{2f_s} \right] - \frac{1}{3f_s} \right) - \frac{1}{18L_p f_s} \left(\frac{3V_2}{n\pi} + V_1 \right), & \frac{1}{3f_s} + \frac{1}{2f_s} \leq t \leq \left(\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{6} \right) \frac{1}{f_s} + \frac{1}{2f_s} \\ -\frac{V_1-2V_2/n}{3L_p} \left(\left(t - \frac{1}{2f_s} \right) - \left[\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{6} \right] \frac{1}{f_s} \right) - \frac{1}{18L_p f_s} \left(\frac{3V_1\phi}{n\pi} + \frac{V_2}{n} \right), & \left(\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{6} \right) \frac{1}{f_s} + \frac{1}{2f_s} \leq t \leq + \frac{1}{f_s} \end{cases} \quad (3.4)$$

A Figura 13 apresenta a forma de onda esperada para $\pi/3 \leq \phi \leq 2\pi/3$. Para demonstrar os efeitos da variação de tensão para a corrente I_p a Sub Figura 13a mostra I_p para um ponto de operação quando $\frac{V_2}{n} > V_1$ e $\phi > \frac{\pi}{3}$. Já a Figura 13b apresenta I_p para o ponto $\frac{V_2}{n} = V_1$ e $\phi > \frac{\pi}{3}$.

Figura 13 – Corrente I_p no transformador para $\frac{V_2}{n} > V_1$ (a) e $\frac{V_2}{n} = V_1$ (b).



Fonte: própria.

A corrente eficaz para I_p pode ser determinada por:

$$I_{prms} = \sqrt{f_s \int_0^{\frac{1}{f_s}} I_p(t)^2 dt}. \quad (3.5)$$

A corrente no secundário do transformador será expressa pela relação n , assim

$$I_s(t) = \frac{I_p(t)}{n}, \quad (3.6)$$

e o seu valor eficaz fica

$$I_{srms} = \sqrt{f_s \int_0^{\frac{1}{f_s}} \left(\frac{I_p(t)}{n} \right)^2 dt} = \frac{I_{prms}}{n}. \quad (3.7)$$

3.1.2 Fluxo de Potência P

O equacionamento do fluxo de potência P permite determinar o ponto de operação do conversor, para DAB trifásico ele é dado pela equação 3.8 quando se manipula as equações 3.3 e 3.4 e possui dois momentos definidos por ϕ , assim como I_p . O primeiro corresponde à

região de 0 a $\pi/3$ e o segundo momento fica entre $\pi/3$ a $2\pi/3$, onde d é dada por $V_2/(nV_1)$.

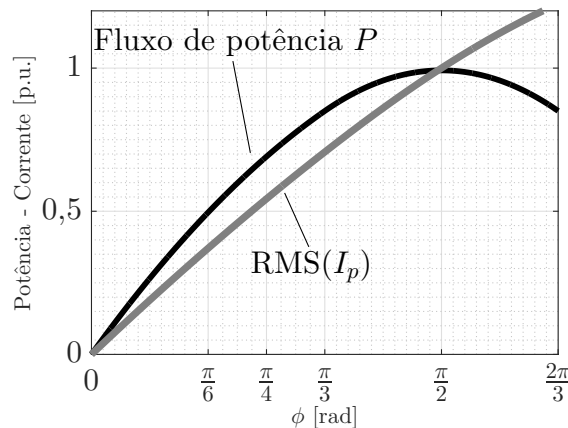
$$P(\phi) = \begin{cases} \frac{V_1^2 d}{\omega L_p} \phi \left(\frac{2}{3} - \frac{\phi}{2\pi} \right), & 0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{3} \\ \frac{V_1^2 d}{\omega L_p} \left(\phi - \frac{\phi^2}{\pi} - \frac{\pi}{18} \right), & \frac{\pi}{3} \leq \phi \leq \frac{2\pi}{3} \end{cases} \quad (3.8)$$

Neste trabalho, o sentido de fluxo possuirá a seguinte regra:

$$P(\phi) \begin{cases} > 0, & \text{se } \phi > 0 \\ = 0, & \text{se } \phi = 0 \\ < 0, & \text{se } \phi < 0 \end{cases} \quad (3.9)$$

Para extrair o máximo fluxo de potência do DAB trifásico é importante determinar qual o ângulo ϕ isso ocorre, para isso, é necessário encontrar o ponto de sela da equação 3.8 o que resulta no ângulo de $\pi/2$. A Figura 14 mostra o fluxo de potência P (p.u.) e a corrente eficaz em I_p (p.u.), onde o máximo fluxo de potência é para $\pi/2$ e a máxima corrente encontra-se em $2\pi/3$.

Figura 14 – fluxo de potência P e corrente eficaz de I_p .



Fonte: própria.

Da equação 3.8 percebe-se que a potência sofre influência de diversas outras variáveis na operação do conversor, como f_s , n , L_p , V_1 e V_2 . Para garantir que este conversor funcione em potência nominal durante toda a faixa de operação de V_1 e V_2 é necessário estabelecer o máximo valor de L_p , pois essa indutância é inerente a construção do transformador e não poderá ser modificada após sua construção. Pela análise da equação 3.8, nota-se L_{pmax} deve ser calculada para os menores valores de V_1 e V_2 quando o $\phi = \pi/2$, assim:

$$L_{pmax} = \frac{7 \cdot V_{1min} \cdot V_{2min}}{72 \cdot n \cdot f_s \cdot P} \quad (3.10)$$

Por fim, qualquer valor para a L_p deverá ser menor ou igual a L_{pmax} para garantir o correto funcionamento do DAB trifásico.

3.1.3 Interruptores

3.1.3.1 Corrente RMS

O DAB trifásico é composto por 12 interruptores, 6 interruptores para V_1 e 6 para V_2 . A equação 3.11 modela a corrente I_{S2} no interruptor S_2 , sendo válida para o interruptor S_1 quando considerada sua defasagem.

$$I_{S2}(t) = \begin{cases} I_p(t), & 0 \leq t \leq \frac{1}{2f_s} \\ 0, & \frac{1}{2f_s} \leq t \leq \frac{1}{f_s} \end{cases} \quad (3.11)$$

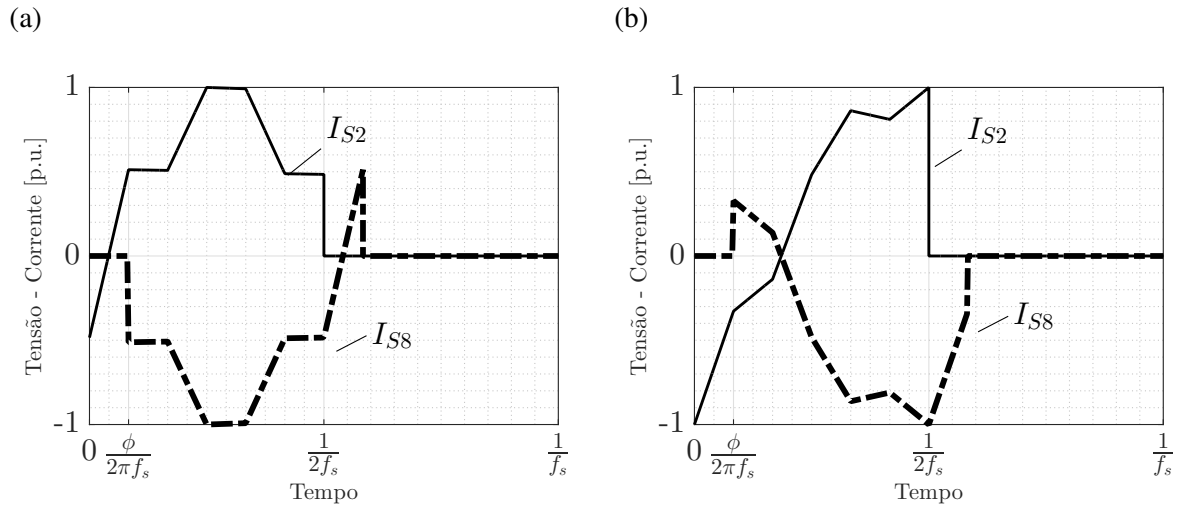
Para o interruptor inferior S_8 do barramento V_2 a corrente I_{S8} é dada por 3.12, válida para as mesmas condições de 3.11.

$$I_{S8}(t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq t \leq \frac{\phi}{2\pi f_s} \\ I_p \left(t - \frac{\phi}{2\pi f_s} \right) / n, & \frac{\phi}{2\pi f_s} \leq t \leq \frac{1}{2f_s} + \frac{\phi}{2\pi f_s} \\ 0, & \frac{1}{2f_s} + \frac{\phi}{2\pi f_s} \leq t \leq \frac{1}{f_s} \end{cases} \quad (3.12)$$

As equações 3.11 e 3.12 determinam as correntes para os MOSFETs inferiores, da mesma forma as correntes para os MOSFETs superiores I_{S1} e I_{S7} podem ser adquiridas com essas mesmas equações, alterando apenas o período que isso ocorre, adicionando atrasos de $\frac{1}{2f_s} + \frac{\phi}{2\pi f_s}$.

Na Figura 15 temos a forma de onda esperada para funcionamento em regime permanente da corrente sobre os interruptores S_2 e S_8 no momento que $V_1 = \frac{V_2}{n}$ e $0 \leq \phi \leq \pi/3$.

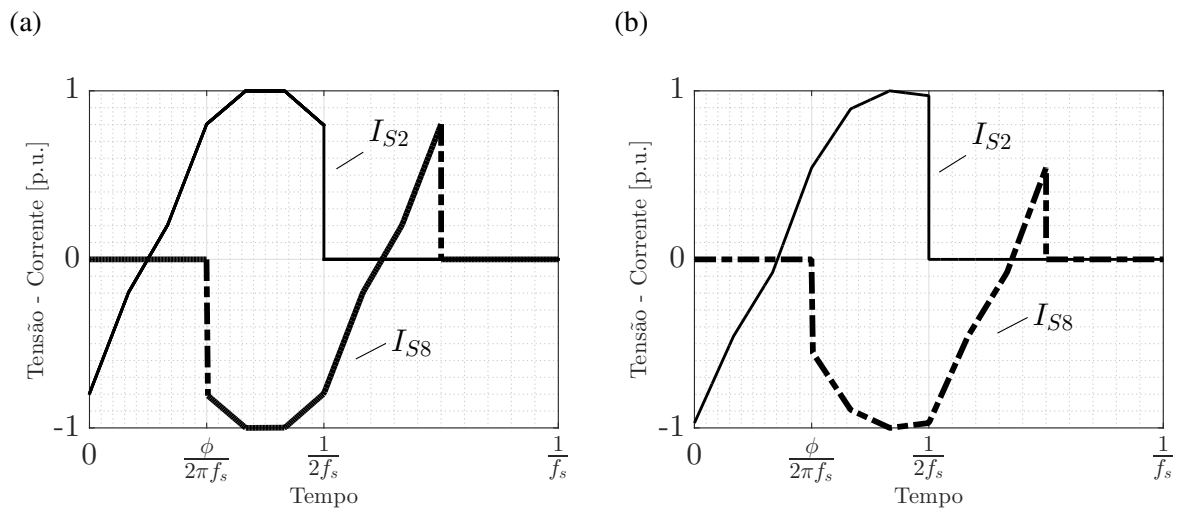
Figura 15 – Correntes I_{S2} e I_{S8} para $V_1 = \frac{V_2}{n}$ e $\phi < \frac{\pi}{3}$ (a), e $V_1 < \frac{V_2}{n}$ em $\phi < \frac{\pi}{3}$ (b).



Fonte: própria.

Na Figura 16, é mostrada as correntes para $V_1 < \frac{V_2}{n}$ e $\pi/3 \leq \phi \leq 2\pi/3$.

Figura 16 – Correntes I_{S2} e I_{S8} para $V_1 = \frac{V_2}{n}$ e $\phi > \frac{\pi}{3}$ (a), e $V_1 > \frac{V_2}{n}$ em $\phi > \frac{\pi}{3}$ (b).



Fonte: própria.

A corrente eficaz para S2 é

$$I_{S2rms} = \sqrt{f_s \int_0^{\frac{1}{f_s}} (I_{S2}(t))^2 dt}, \quad (3.13)$$

o mesmo pode ser feito para o interruptor S_8 ,

$$I_{S8rms} = \sqrt{f_s \int_0^{\frac{1}{f_s}} (I_{S8}(t))^2 dt}. \quad (3.14)$$

3.1.3.2 Correntes de Turn-ON e Turn-OFF

Para o estudo das perdas por chaveamento dos interruptores é necessário determinar as correntes nos momentos de ligamento (*turn-ON*) e desligamento (*turn-OFF*), assim, utiliza-se novamente a equação 3.3. No intervalo $\phi \leq \pi/3$, a corrente *turn-ON* no interruptor I_{S2} é

$$I_{S2On} = I_p(0), \quad (3.15)$$

o *turn-OFF* em,

$$I_{S2Off} = I_p \left(\frac{1}{2f_s} \right). \quad (3.16)$$

De maneira semelhante, a chave I_{S8} possui o *turn-ON*,

$$I_{S8On} = I_p \left(\frac{\phi}{2\pi f_s} \right) / n, \quad (3.17)$$

com o *turn-OFF* em,

$$I_{S8Off} = I_p \left(\frac{\phi}{2\pi f_s} + \frac{1}{2f_s} \right) / n. \quad (3.18)$$

Se $\pi/3 \leq \phi \leq 2\pi/3$ as correntes para I_{S8} são alteradas, usa-se agora a equação 3.4, assim, a corrente de *turn-ON* é

$$I_{S8on} = I_p \left(\frac{\phi}{2\pi f_s} \right) / n, \quad (3.19)$$

e *turn-OFF*,

$$I_{S8off} = I_p \left(\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{2f_s} \right) / n. \quad (3.20)$$

3.1.3.3 Sentido do Fluxo de Potência

A mudança no sentido do fluxo de potência com a alteração do sinal de ϕ não modifica as correntes de *turn-ON*, *turn-OFF* ou eficaz sobre os interruptores. Até o momento, o estudo vem sendo realizado para $\phi \geq 0$, no instante que $\phi < 0$ significa que $I_p(t)$ dada pela equação 3.3 ou 3.4 mudará de sinal, ou seja:

$$I_p'(t) = \begin{cases} I_p(t), & \phi > 0 \\ 0, & \phi = 0 \\ -I_p(t), & \phi < 0 \end{cases} \quad (3.21)$$

Em outras palavras, será imposta uma defasagem de 180 graus para I_p , assim a corrente eficaz não sofre mudanças para essa defasagem e o mesmo se aplica as corrente em I_{S2} e I_{S8} . De maneira semelhante, acontece para as correntes de *turn-ON* e *turn-OFF* que sofrerão uma defasagem de 180 graus, traduzidas para *turn-ON* em,

$$I'_{S2On} = I_p \left(\frac{1}{f_s} + \frac{\phi}{2\pi} \right), \quad (3.22)$$

e para *turn-OFF*,

$$I'_{S2Off} = I_p \left(\frac{3}{2f_s} + \frac{\phi}{2\pi} \right). \quad (3.23)$$

3.1.4 Capacitores dos Barramentos

3.1.4.1 Corrente nos Capacitores

Para cada barramento do DAB trifásico, existe um capacitor para manter o nível de tensão e controlar o seu *ripple* ΔV que é inerente ao circuito de chaveamento. Neste projeto, o capacitor C_1 é posicionado no barramento de alta tensão V_1 e C_2 no barramento de baixa tensão V_2 , não obrigatoriamente sendo um único capacitor, podendo ser um grupo de capacitores que totalizam a capacitância desejada e corrente eficaz mínima necessária.

A corrente de ambos os capacitores é influenciada por diversos fatores, entre eles: ϕ , P em regime permanente, nível de tensão nos barramentos, n e f_s . Para o capacitor C_1 a corrente é determinada por:

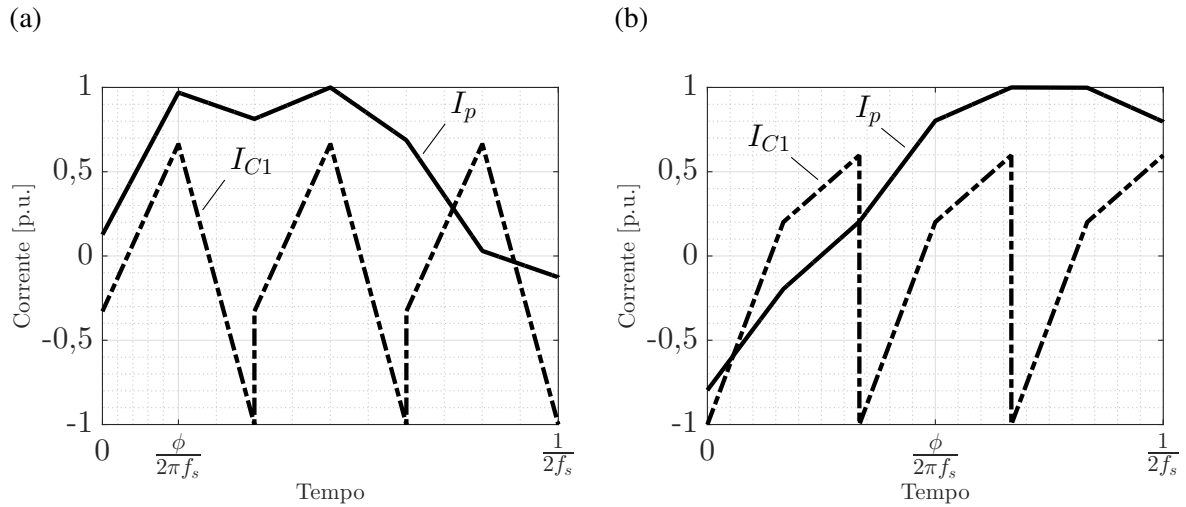
$$I_{C1}(t) = \left\{ I_p \left(t + \frac{1}{6f_s} \right) - \frac{1}{6f_s} \int_0^{\frac{1}{6f_s}} I_p \left(t + \frac{1}{6f_s} \right) dt, \quad 0 \leq t \leq \frac{1}{6f_s} \right. \quad (3.24)$$

o mesmo pode ser feito para o capacitor C_2 :

$$I_{C2}(t) = \left\{ I_p n^{-1} \left(t + \left[\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{6} \right] \frac{1}{f_s} \right) - \frac{1}{6f_s} \int_0^{\frac{1}{6f_s}} I_p n^{-1} \left(t + \left[\frac{\phi}{2\pi} + \frac{1}{6} \right] \frac{1}{f_s} \right) dt, \quad 0 \leq t \leq \frac{1}{6f_s} \right. \quad (3.25)$$

Dessa maneira, é possível representar via Figura 17 a corrente I_{C1} em dois pontos para ϕ e tensões nos barramentos. Em (a) ponto de operação é $\frac{V_2}{n} > V_1$ e $0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{3}$; (b) o ponto de operação $\frac{V_2}{n} = V_1$ e $\frac{\pi}{3} \leq \phi \leq 2\frac{\pi}{3}$.

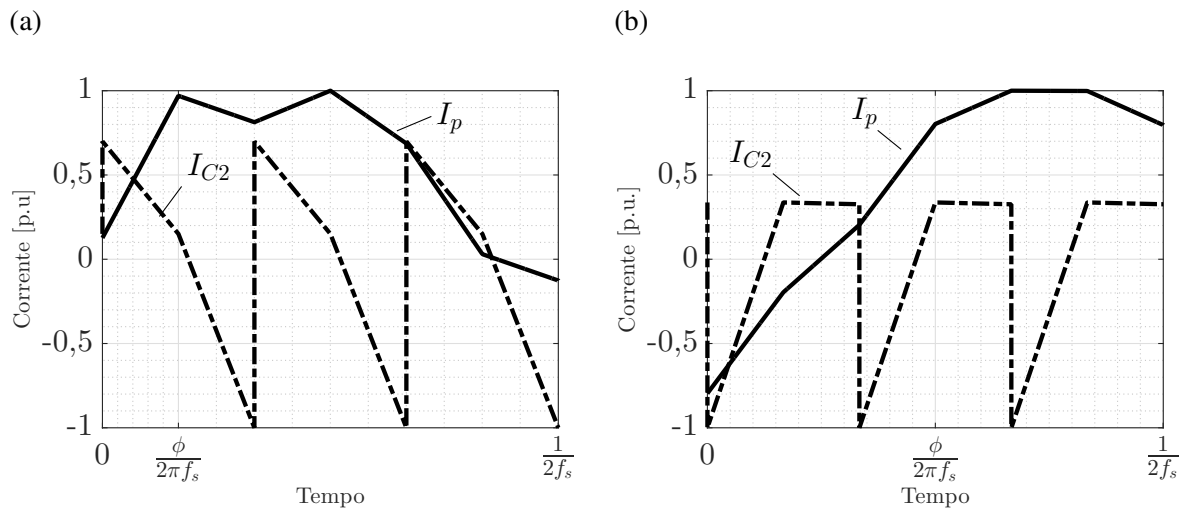
Figura 17 – Corrente I_{C1} para $\frac{V_2}{n} > V_1$ (a) e $\frac{V_2}{n} = V_1$ (b).



Fonte: própria.

A Figura 18 apresenta a corrente no capacitor C_2 , onde sua corrente I_{C2} para $\frac{V_2}{n} > V_1$ e $0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{3}$ é vista em (a); e para $\frac{V_2}{n} = V_1$ em $\frac{\pi}{3} \leq \phi \leq 2\frac{\pi}{3}$ na (b).

Figura 18 – Corrente I_{C2} para $\frac{V_2}{n} > V_1$ (a) e $\frac{V_2}{n} = V_1$ (b).



Fonte: própria.

Percebe-se em ambas as Figura uma característica muito interessante para o DAB trifásico, a frequência da corrente no capacitor é 6 vezes a f_s .

O valor de corrente eficaz I_{Crms} para cada capacitor é fundamental para determinar qual modelo será utilizado em função da máxima corrente suportada, assim a I_{C1rms} é:

$$I_{C1rms} = \sqrt{6f_s \int_0^{\frac{1}{6f_s}} (I_{C1}(t))^2 dt}, \quad (3.26)$$

de forma semelhante a corrente eficaz para C_2 fica,

$$I_{C2rms} = \sqrt{6f_s \int_0^{\frac{1}{6f_s}} (I_{C2}(t))^2 dt}. \quad (3.27)$$

3.1.4.2 Cálculo da Capacitância

A capacitância é determinada com o uso energia que deve ser armazenada no capacitor para manter a amplitude de ondulação ΔV_1 ou ΔV_2 em potência nominal, para isso, utiliza-se novamente as equação 3.24 e 3.25. Destas, retira-se a área Q durante todo o período, de tal forma que a capacitância será dada por $C = \frac{Q}{\Delta V}$. Logo, essa deve ser especificada para o momento onde a energia a ser armazenada é maior. Pela dependência de variáveis de funcionamento do conversor, citadas anteriormente, se faz necessário criar um vetor com valores possíveis, para C_1 :

$$\mathbf{C}_1 = [C_{11} \ C_{12} \ \dots \ C_{1(i-1)} \ C_{1i}] = \left[\Delta V_1^{-1} \int_0^{\frac{1}{6f_s}} \frac{1}{2} \left(\sqrt{I_{C1}(t)^2} + I_{C1}(t) \right) dt \right], \quad (3.28)$$

o mesmo é realizado para C_2 :

$$\mathbf{C}_2 = [C_{21} \ C_{22} \ \dots \ C_{2(i-1)} \ C_{2i}] = \left[\Delta V_2^{-1} \int_0^{\frac{1}{6f_s}} \frac{1}{2} \left(\sqrt{I_{C2}(t)^2} + I_{C2}(t) \right) dt \right]. \quad (3.29)$$

Do conjunto de capacitores formados pelos vetor \mathbf{C}_1 e \mathbf{C}_2 retiram-se aqueles que apresentarem os maiores valores, dessa é possível garantir que o *ripple* está dentro dos limites estabelecidos em projeto.

3.1.5 Transformador

Essencial para a isolamento elétricas entre os barramentos e elemento fundamental para a otimização do desempenho do conversor. Os transformadores do DAB trifásico são de construção clássica aos conversores, estes que operam com semiciclo positivo e negativo para a tensão de alimentação, assim, inicia-se o projeto pelo produto das áreas:

$$A_p = \left(\frac{11,1P_t}{K' \cdot B \cdot f_s} \right)^{1,143}, \quad (3.30)$$

onde a potência P_t é para cada transformador e é definida como $P_t = \frac{1}{3}P_{max}$. O fator de utilização do núcleo para o formato da bobina é dada por K' , para todo este trabalho o valor de 0,2 foi adotado. O fluxo magnético máximo B , em Tesla T , esperado para o funcionamento será inicialmente de $0,3 T$. Dessa forma, o produto das áreas A_p será o ponto de partida para o melhor projeto do magnético.

Para determinar a quantidade de espiras para o primário N_p ou secundário N_s é importante saber a máxima tensão presente em suas bobinas, logo a máxima tensão para o lado de alta tensão V_1 é:

$$V_{pmax} = \frac{2V_1}{3}, \quad (3.31)$$

assim N_p será,

$$N_p = \frac{2V_{pmax}}{9 \cdot B \cdot A_e \cdot f_s}, \quad (3.32)$$

onde A_e representa a área da secção transversal onde a bobina N_p ou N_s serão posicionadas.

Para aumentar a utilização do núcleo magnético do transformador, a indutância série do DAB trifásico L_p será a mesma indutância de dispersão. Dessa forma, evita-se a construção de um novo elemento, aumentando a quantidade de magnéticos no circuito, volume e complexidade como mostra o trabalho de Soltau *et al.* (2015). A obtenção do valor de indutância desejada depende de diversos fatores e isto só pode ser definido no momento de construção do mesmo. Os parâmetros que influenciam na dispersão podem ser: (i) fio ou condutor utilizado, *Litz* ou sólido; (ii) força aplicada no bobinamento do condutor; (iii) material magnético utilizado: N87 ou 3F3.

A indutância de magnetização L_m é desprezada neste trabalho, por não influenciar de forma significativa nas perdas do transformador. No entanto, do ponto de vista construtivo, a indutância de magnetização não deve ser dominante no circuito elétrico $L_m \gg L_p$. Com isso, evita-se que aconteça desequilíbrio dos parâmetros do transformador, intrínseco a sua construção, prejudiquem o funcionamento do conversor.

A variação de fluxo magnético B no núcleo pode ser calculada por:

$$\Delta B = \frac{2V_1}{9 \cdot N_p \cdot A_e \cdot f_s}, \quad (3.33)$$

com isso, o máximo pico de B será,

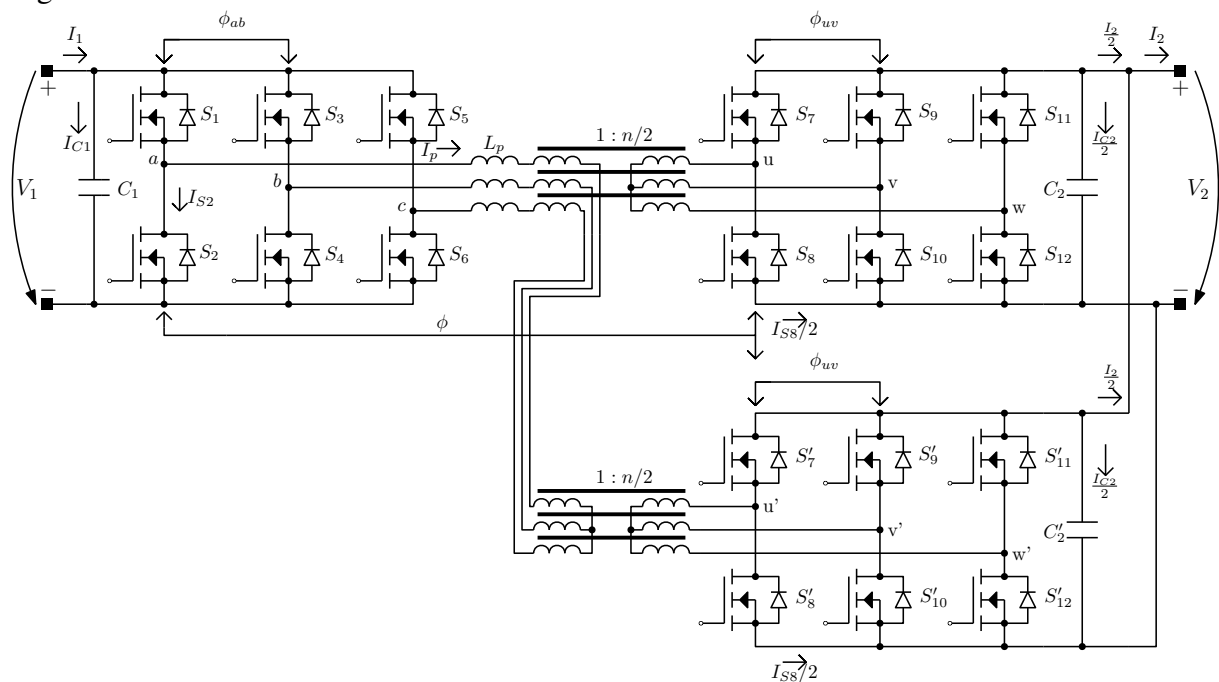
$$B_{max} = \frac{\Delta B}{2} = \frac{V_1}{9 \cdot N_p \cdot A_e \cdot f_s}. \quad (3.34)$$

3.1.6 A versão modificada do DAB trifásico

Com o intuito de diminuir os esforços nos interruptores do lado de baixa tensão e facilitando a construção do transformador, como a redução da bitola do condutor, é proposta a modificação no transformador do DAB trifásico. Essa proposta é baseada no trabalho de Qiang (2016), onde são apresentadas diversas alterações nos magnéticos de topologias clássicas.

Os casos onde a tensão do primário é demasiadamente maior que o secundário do transformador e a corrente no secundário muito alta, um arranjo interessante é: utiliza-se dois transformadores, o primário de ambos será colocado em série e o secundário em paralelo. A relação de espiras para os transformadores será dividida por dois $1 : n/2$, dessa forma o transformador equivalente possuirá relação $1 : n$. O circuito modificado do DAB trifásico, agora com **seis** transformadores, é visto na Figura 19.

Figura 19 – Versão modificada do DAB trifásico.



Fonte: própria.

Essa proposta sofre uma segunda alteração, como pode ser visto na Figura 19 o secundário do transformador não está diretamente conectado, assim o paralelismo do secundário acontece após os transformadores, com a conexão de dois barramentos de baixa tensão, compondo dessa forma o barramento V_2 . O acionamento dos interruptores é dado de forma sincronizada, não existindo uma defasagem no ligar ou desligar entre essas duas pontes.

Uma vantagem para esse novo arranjo topológico é o fato do primário do transformador ser dividido em dois, com isto, espera-se um transformador com melhor fator de utilização k_u ou até mesmo um núcleo magnético menor, pois, o primário que naturalmente possui mais espiras que o secundário, pode agora ser posto em um núcleo magnético menor.

O novo primário é,

$$Np' = \frac{Np}{2} \quad (3.35)$$

dessa forma, a equação 3.31 apresentará uma mudança,

$$V'_{pmax} = \frac{2V_1}{3} \frac{1}{2} = \frac{V_1}{3}, \quad (3.36)$$

desse modo, o novo B'_{max} será,

$$B'_{max} = \frac{\Delta B}{4}. \quad (3.37)$$

A corrente do lado de baixa tensão desse novo transformador fica:

$$I'_s(t) = \frac{I_p(t)}{2n}. \quad (3.38)$$

Da mesma forma que as correntes nos secundários dos transformadores foram divididas pelo fator de 2, a corrente I_2 do barramento de baixa tensão torna-se,

$$I'_{C2}(t) = \frac{I_{C2}(t)}{2}. \quad (3.39)$$

O mesmo pode ser ampliado para as correntes nos interruptores de V_2 , onde:

$$I'_{S8}(t) = \frac{I_{S8}(t)}{2}. \quad (3.40)$$

Ademais, a versão modificada do DAB trifásico apresenta inúmeros benefícios para a diminuição das perdas. As correntes são divididas em todo o lado de baixa tensão. A tensão de pico no transformador é dividida pela metade o que pode reduzir as perdas no núcleo, como será demonstrado na seção 4.2.2, ou até mesmo na saturação do núcleo magnético.

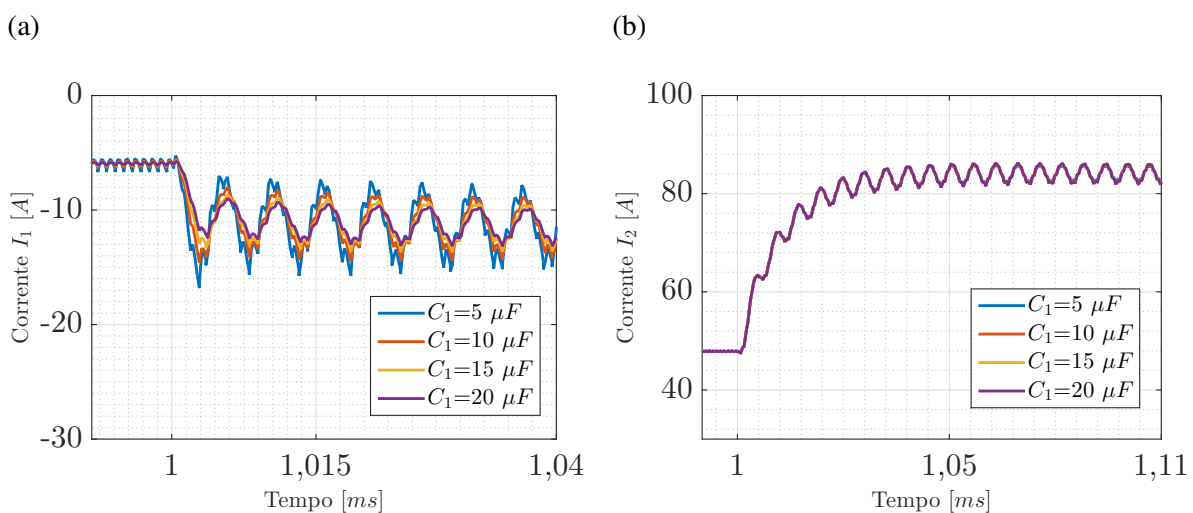
3.2 Função de Transferência do DAB trifásico

Para o controle de corrente ou tensão do DAB trifásico é necessário determinar o seu modelo dinâmico. O estudo da função de transferência para a corrente será feita via *gyrator* (TELLEGEN, 1948), contrapondo os trabalhos de Demetriades (2005), Segaran (2013) e Krismer e Kolar (2012) onde é realizada um estudo completo por pequenos sinais e espaço de estados para o DAB, obtendo uma função de transferência de segunda, terceira a sexta ordem com características de primeira ordem.

Modelar via *gyrator* é considerar o transformador como uma fonte de corrente, desprezando os elementos armazenadores de energia dentro do mesmo (SANTOS *et al.*, 2011). Dessa forma, a dinâmica da planta fica estritamente ligada a carga ou qualquer elemento conectado aos barramentos.

Para entender o funcionamento dessa dinâmica um modelo exemplo do conversor DAB via simulação é utilizado. A Figura 20 apresenta o transitório da corrente I_1 para uma variação da capacitância C_1 de $5 \mu F$ até $20 \mu F$ e para $C_2 = 100 \mu F$. A resistência entre o conversor e o banco de baterias R_L será de $100 m\Omega$ para ambos os barramentos. Para uma configuração do conversor a $f_s = 200 kHz$; $V_1 = 330 V$; $V_2 = 36$; $L_p = 7 \mu H$. Um degrau em ϕ de 15 para 30 graus é dado no instante $0.001 s$. Na Figura 20 (a), nota-se a mudança da resposta de I_1 para a alteração da capacitância, diferente do que ocorre para a corrente I_2 , como é apresentado na Figura 20 (b).

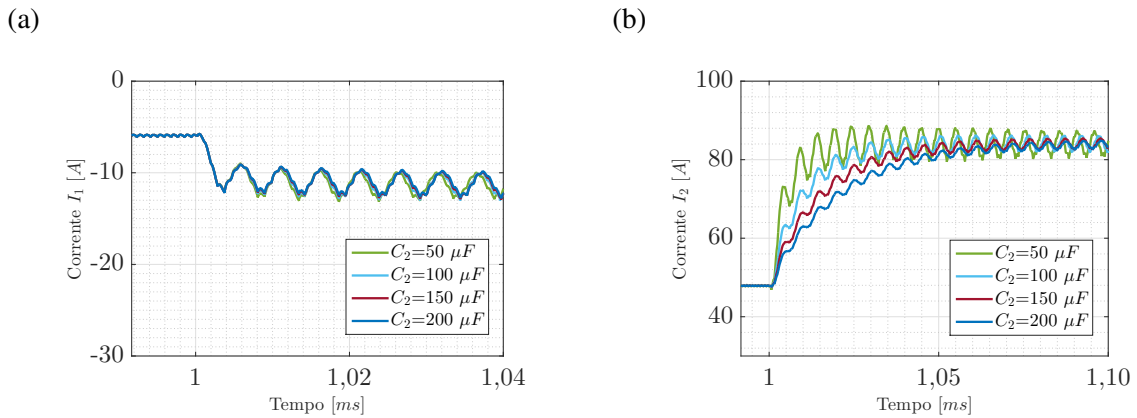
Figura 20 – Efeito da variação de C_1 nas correntes I_1 e I_2 dos barramentos. Com $C_2 = 100 \mu F$.



Fonte: própria.

A Figura 21 apresenta, agora, o mesmo conversor exemplo para uma mudança da capacitância de C_2 , variando essa capacitância de $50 \mu F$ para $200 \mu F$ e fixando C_1 em $22 \mu F$. Nessa nova análise, é possível visualizar uma alteração para a dinâmica de I_2 , onde I_1 permanece sem grande variações.

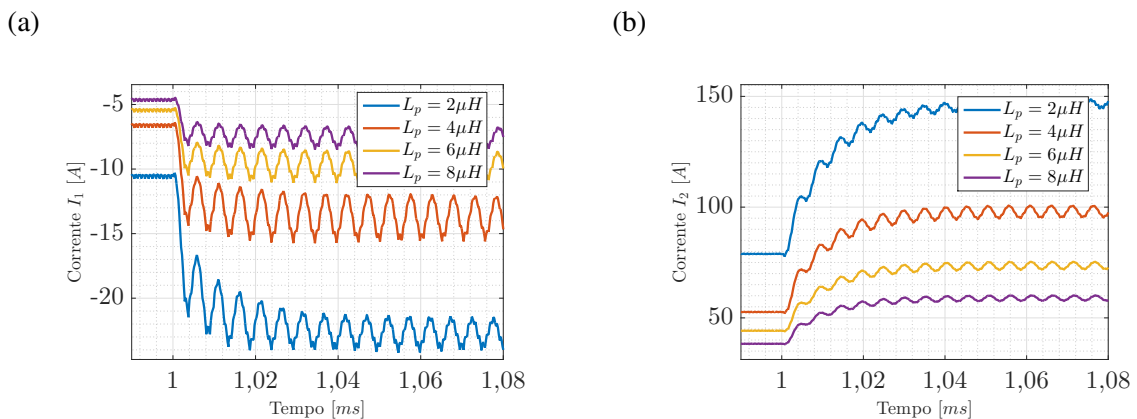
Figura 21 – Efeito da variação de C_2 nas correntes I_1 e I_2 dos barramentos. Com $C_1 = 22 \mu F$.



Fonte: própria.

A Figura 22 apresenta o mesmo conversor para uma variação na indutância de dispersão L_p , indo de $2 \mu H$ a $8 \mu H$. Percebe-se que as dinâmicas de I_1 e I_2 não são alteradas, sofrendo uma mudança nos ganhos, devido a alteração da dispersão L_p que é determinante para o valor de potência do conversor, como visto na equação 3.8.

Figura 22 – Efeito da variação de L_p nas correntes I_1 e I_2 dos barramentos.



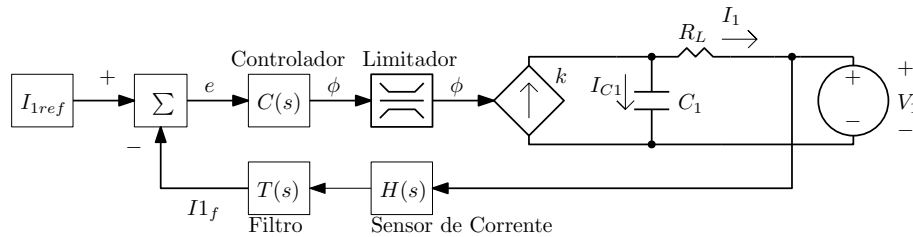
Fonte: própria.

Finalmente, a dinâmica do conversor sofre uma influência direta dos capacitores dos barramentos e não de L_p . Porém, a resistência série das baterias e cabos R_L deve alterar a dinâmica da planta, assim, determina-se que a modelagem via *gyrator* pode ser aplicada sem perdas na representação da dinâmica do conversor.

Neste trabalho, o **controle de corrente** será implementado para o DAB trifásico, isso se deve ao fato de dois bancos de baterias estarem conectados ao conversor, ou seja, controlar a tensão seria redundante dado ao fato das baterias imporem tais níveis, além de possuírem uma dinâmica muito lenta.

A Figura 23 apresenta a estrutura para o modelo via *gyrator* do DAB trifásico, composta: pelo filtro de sinal da corrente I_1 , referência desejada para a corrente I_{1ref} , controlador $C(s)$ e o limitador para evitar um funcionamento do conversor fora de uma faixa segura. No caso do limitador, a fase ϕ deve ficar entre $-\frac{\pi}{2}$ a $\frac{\pi}{2}$, como foi visto na seção 3.1.2, essa é a única zona de funcionamento onde é possível controlar P sem o acréscimo demasiado de corrente nos componentes do DAB.

Figura 23 – Modelo simplificado do DAB trifásico para o lado V_1 via *gyrator*.



Fonte: própria.

A função de transferência para o controle de I_1 do DAB trifásico fica:

$$\frac{G_{I1}(s)}{\widehat{\phi}(s)} = k \frac{1}{C_1 R_L s + 1} = \frac{V_{1n}}{n \omega L_p \phi_n} \left(\frac{2}{3} - \frac{\phi}{2\pi} \right) \frac{1}{C_1 R_L s + 1}, \quad (3.41)$$

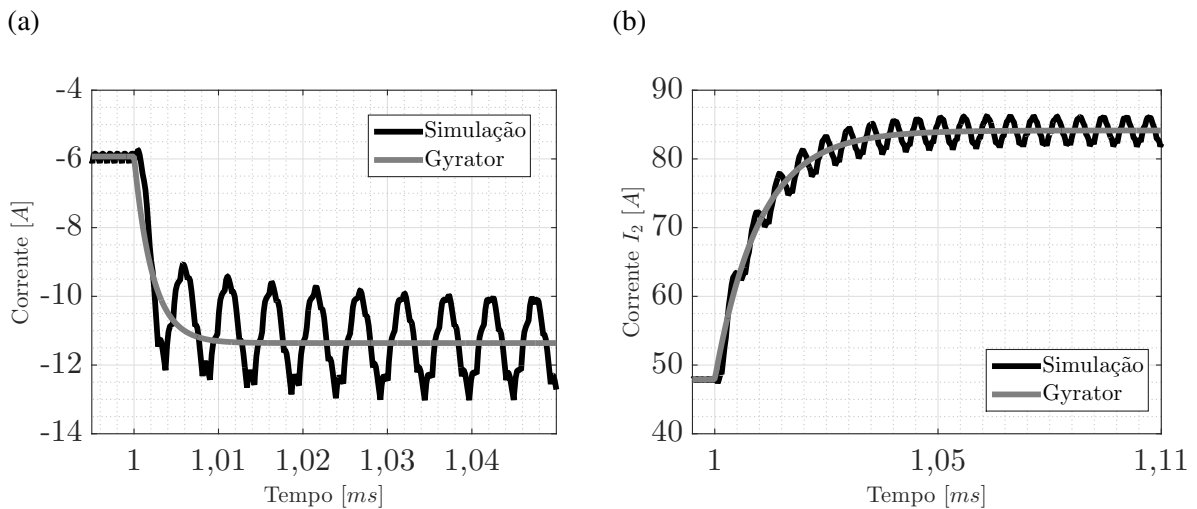
o mesmo pode ser expandido para a corrente I_2 :

$$\frac{G_{I2}(s)}{\widehat{\phi}(s)} = k \frac{1}{C_2 R_L s + 1} = \frac{V_{2n}}{n \omega L_p \phi_n} \left(\frac{2}{3} - \frac{\phi}{2\pi} \right) \frac{1}{C_2 R_L s + 1}. \quad (3.42)$$

Em ambas equações, o termo ϕ_n é utilizado para normalizar a resposta em regime permanente para $G_{I1}(s)$ e $G_{I2}(s)$.

Na Figura 24, uma comparação entre o modelo obtido via *gyrator* e simulação é realizada. Os parâmetros utilizados para o DAB são os mesmos usados nas figuras 20, 21 e 22. Como pode ser visto, a dinâmica da planta é representada perfeitamente, salvo os *ripples* de alta frequência presentes nos sinais de correntes em I_1 e I_2 . Nota-se que os modelos via *gyrator* expõem o valor médio dos sinais de corrente.

Figura 24 – Comparação do modelo via *gyrator* e simulação para um degrau no ângulo ϕ , indo de 15 para 30 graus no instante 0.001 s.



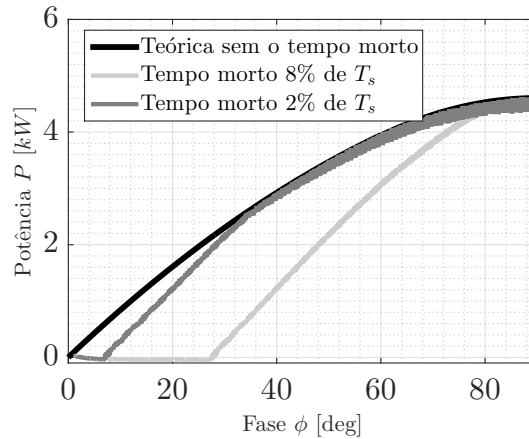
Fonte: própria.

3.2.1 Efeito do tempo morto

O tempo morto para o DAB trifásico influencia no deslocamento da fase ϕ e diferente da análise em regime permanente onde ele foi desconsiderado, na análise dinâmica será feita uma observação. Quando este tempo morto for demasiadamente alto e dependendo da faixa de tensão dos barramentos é possível que se crie uma zona onde a mudança de fase não altere o fluxo de potência P como mostra o trabalho de Wang *et al.* (2017). Do ponto de vista do controle, isso significa mais outra não linearidade a ser considerada na estabilidade.

A Figura 25 apresenta o fluxo de potência em um conversor exemplo para o um tempo morto de 2% e outro de 8% para $T_s = \frac{1}{200}$ kHz. As tensões V_1 e V_2 são respectivamente 330 V e 36 V e os outros parâmetros do conversor continuam os mesmos usados na seção anterior.

Figura 25 – Influência do tempo morto no fluxo de potência P .



Fonte: própria.

Como pode ser visto, a potência sofre um atraso para os valores de ϕ e quanto maior o tempo morto maior este atraso. Para o tempo morto de 2% o fluxo de potência assemelha-se a potência calculada, com o aumento do tempo morto o fluxo permanece inalterado mesmo com a variação de ϕ , continuando próximo de zero.

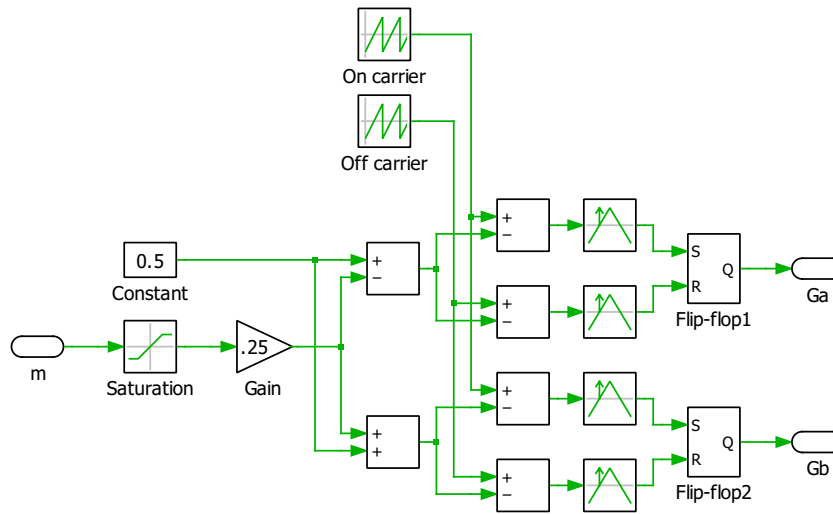
3.3 Simulação

Para validar o funcionamento do modelo matemático do conversor e estudos mais detalhados de pontos específicos de operação, diversas simulações foram criadas. Para isto, o *Software PLECS®* foi utilizado, possuindo inúmeras vantagens se comparado aos tradicionais *Orcad Cadence®* e *Psim®*. Por exemplo, possui total integração com o *Matlab®*, facilitando o tratamento dos resultados de simulação obtidos. Dada essa integração, é possível criar simulações paramétricas mais elaboradas, com a possibilidade de alteração do solucionador (*solver*) do sistema de equações do circuito elétrico, auxiliando na obtenção de resultados mais complexos com melhor aproveitamento dos recursos computacionais.

Um importante elemento para a simulação é o modulador do DAB trifásico, que depende da variável ϕ para definição do fluxo de potência. Para que o fluxo seja alterado em tempo de simulação a estrutura lógica é apresentada na Figura 26.

Onde duas ondas triangulares são defasadas em 180 graus, comparadas com o sinal de entrada que define o ângulo ϕ e fazem o ligamento e desligamento dos *flip-flops*. Dessa forma, altera-se o atraso de funcionamento do *Pulse width modulation* (PWM) dos interruptores. Esse circuito é duplicado para os outros interruptores, com a alteração do ângulo de 120 graus entre

Figura 26 – Modulador construído para defasagem de 120 graus e controlado por ϕ .

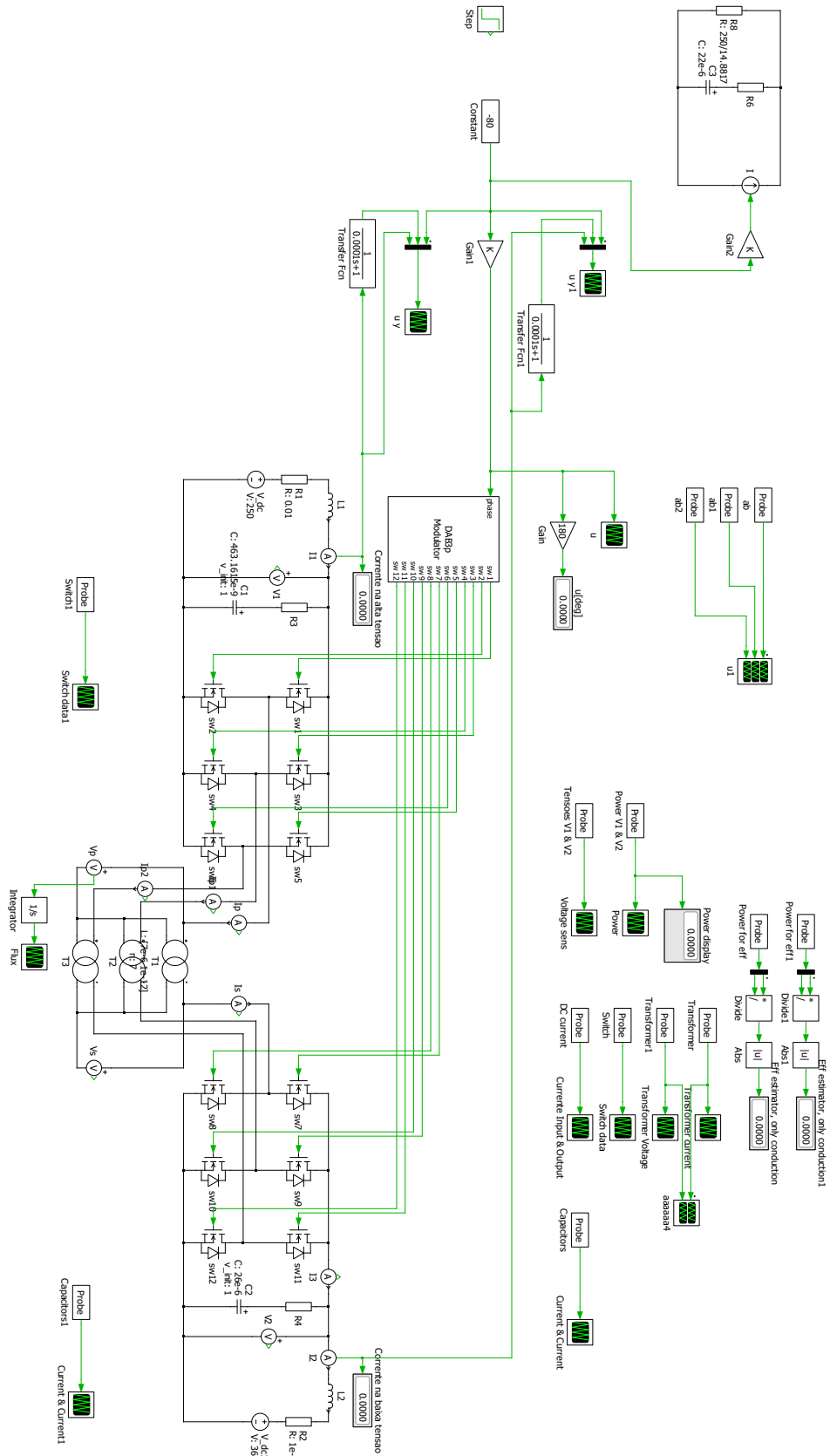


Fonte: própria.

eles, para assim, criar-se um sistema trifásico equilibrado.

A Figura 27 mostra o circuito geral para simulação do DAB trifásico em malha aberta.

Figura 27 – Simulação criada para estudos do conversor em malha aberta.



Fonte: própria.

3.4 Considerações finais

Neste capítulo, os principais pontos que compõem a modelagem matemática foram explanados, pode ser visto a complexidade do DAB trifásico aumenta quando se leva em consideração às mudanças de parâmetros como: faixa de tensão de operação, ângulo ϕ , relação n , frequência f_s e fluxo de potência.

As correntes para os interruptores, capacitores e transformadores foram definidas e com isto será possível realizar o processo de otimização, com a alteração de diversos parâmetros.

A versão modificada do conversor foi modelada sobre as equações do DAB trifásico. Como será visto no capítulo de otimização, esses dois modelos serão fundamentais para determinação da topologia e parâmetros para obtenção do melhor projeto.

O tempo morto foi desprezado na modelagem em regime permanente para ambos os conversores por não representar grandes feitos nas correntes eficazes, ligamento e desligamento nos interruptores. No entanto, os efeitos deste tempo morto podem ser notados na dinâmica do DAB para variações de ϕ , criando uma zona morta para a P em relação a ϕ .

4 OTIMIZAÇÃO

Neste capítulo, explora-se o processo de otimização do projeto, onde os diversos parâmetros, como: frequência de chaveamento, relação de transformação, indutância série e utilização da versão modificada ou não, podem determinar o aumento ou diminuição da eficiência dos interruptores e magnéticos. Para o melhor entendimento de como esses parâmetros influenciam no rendimento, diversas análises para corrente eficazes são realizadas, com isso, estrutura-se a otimização. Ainda neste capítulo, é definido como as perdas nos magnéticos e interruptores serão calculadas. A otimização resulta em diversas possibilidades, dentro destas possibilidade, a melhor é selecionada em função do volume e eficiência. Como será visto, no final, a versão modificada do DAB trifásico foi a escolhida para o desenvolvido do protótipo.

4.1 Visão Geral da Estrutura da Otimização

Encontrar o melhor projeto para o DAB é trabalhar sobre diversas variáveis, algumas podem ser alteradas apenas na fase de construção, como as: relação de espiras n ou indutância L_p . Outras, podem ser modificadas em pleno funcionamento do conversor, por exemplo: frequência de chaveamento f_s , razão cíclica D para os interruptores e ângulo ϕ .

Para realizar a tarefa de otimização, utiliza-se o modelo matemático desenvolvido no capítulo 3. Essas equações serão utilizadas como base para a obtenção das perdas em W para os elementos mais importantes no DAB trifásico.

Os magnéticos e interruptores são no DAB os elementos que mais perdem energia, seja no chaveamento ou condução.

A análise do modelo do DAB trifásico e sua versão modificada sugere que diversas variáveis são fundamentais para a otimização da eficiência η e redução do volume do conversor, são elas:

1. Frequência de operação f_s ;
2. Relação de transformação $\frac{N_2}{N_1} = n$;
3. Valor para a indutância L_p ;
4. Interruptores disponíveis para os barramentos V_1 e V_2 ;
5. Máximo fluxo magnético nos transformadores B_{max} ;
6. Densidade de corrente J para os condutores do transformador;
7. Estrutura clássica ou modificada para o DAB trifásico;

8. Material magnético: *N97*, *N87* e *3F3*;
9. Formato e estrutura do magnético, por exemplo: ETD44, PQ30;
10. Máxima elevação de temperatura ΔT_1 para os magnéticos;
11. Máxima elevação de temperatura ΔT_2 para os semicondutores.

O processo é melhor compreendido com o auxílio da Figura 28, onde é possível visualizar os principais passos e pontos para a otimização dos parâmetros do conversor.

O primeiro passo consiste em definir a faixa de operação da tensão em V_1 e V_2 , bem como a potência nominal, essas constantes foram especificadas no capítulo 2 e são sintetizadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros de tensão e potência.

Parâmetro	Valor
Potência nominal P	4 kW
Faixa de V_1	250 - 450 V
Faixa de V_2	36 - 52 V

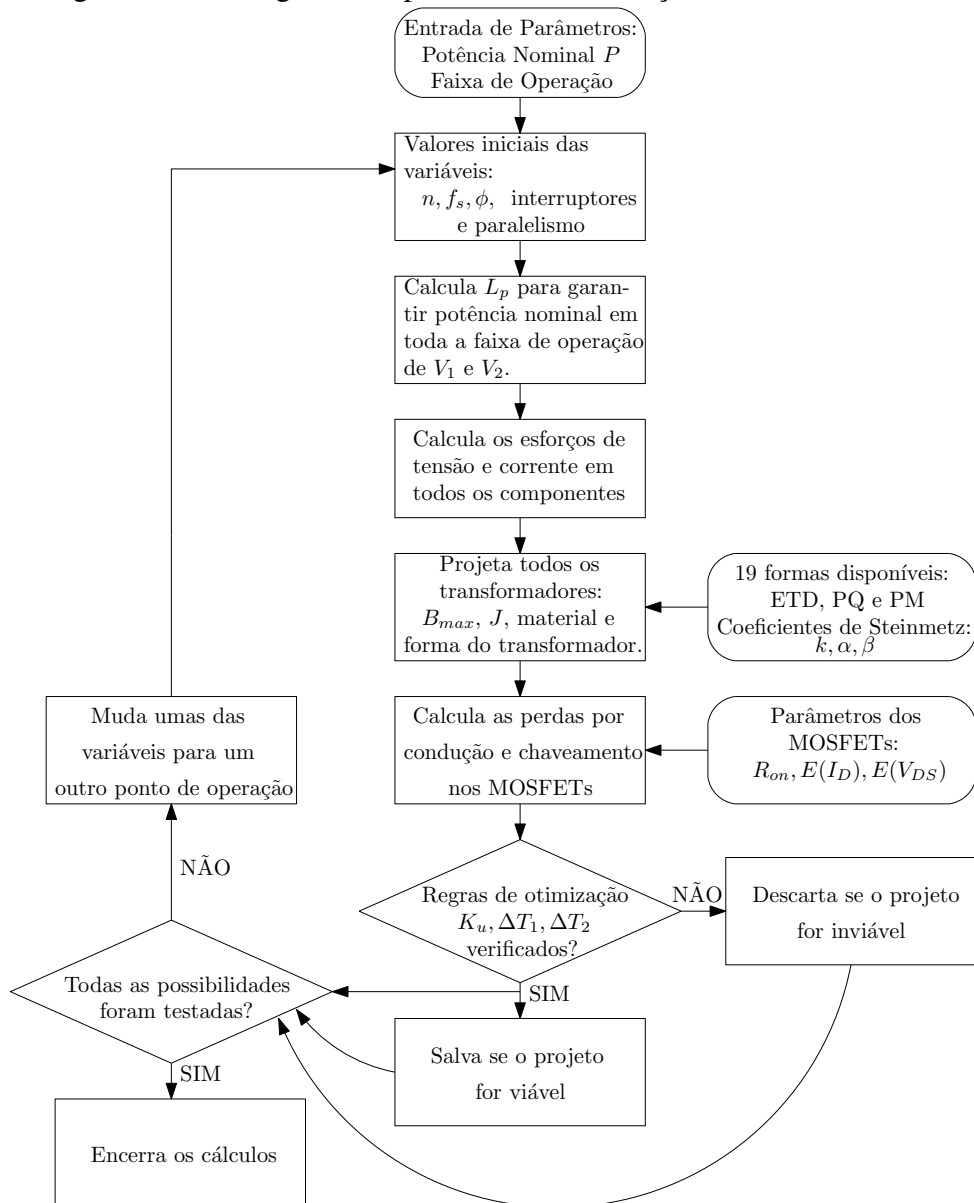
Fonte: própria.

No passo seguinte, são definidos os valores iniciais de todas as variáveis do projeto, catalogadas acima. A variável L_p , assim como todas as outras, sofre uma variação paramétrica que deve levar em consideração L_{pmax} (eq. 3.10), assegurando que o conversor funcionará em potência nominal para todos os valores de V_1 e V_2 .

Com a definição para o máximo valor de L_p por L_{pmax} é possível percorrer de um valor mínimo até o máximo de L_p , n ou f_s . A cada mudança de uma dessas variáveis, cria-se um projeto que estará dentro do conjunto dos conversores possíveis.

Após a definição dos parâmetros de um projeto realizável, é necessário projetar os magnéticos e definir suas perdas. As perdas que envolvem o transformador são dadas por: condução e núcleo magnético. A perda no núcleo será dada pela equação de Steinmetz e suas constantes dependentes do material. Neste trabalho, três materiais magnéticos são catalogados: 3F3, N87 e N97. Para modificar o projeto do magnético, 19 núcleos são cadastrados, entre eles as formas PQ, PM e ETD. As variáveis densidade de corrente J e fluxo magnético B são alteradas, gerando vários transformadores com perdas por condução e de Steinmetz únicas. Ao fim, o melhor transformador em eficiência e menor volume é escolhido.

Figura 28 – Fluxograma do processo de otimização.



Fonte: própria.

O próximo passo consiste em analisar qual o melhor semicondutor/interruptor, em função das suas perdas. No barramento V_1 , 3 semicondutores de Silicon Carbide (SiC) são catalogados e para V_2 esse número é de 2 semicondutores de Si. As perdas para estes semicondutores são dadas por: condução e chaveamento.

A perda por condução é determinada usando a corrente eficaz sobre a resistência para um R_{on} a 125°C . As perdas por chaveamento são calculadas usando a energia, em Joules, no momento de *turn-ON* (ligamento) ou *turn-OFF* (desligamento) do interruptor. São obtidas para este possível conversor diversas perdas em função dos interruptores, sendo escolhido um modelo de interruptor para cada barramento.

Após isso é feita uma análise da elevação de temperatura nos magnéticos e semicondutores, se estes estiverem dentro dos limites estabelecidos o projeto é salvo. A otimização só é encerrada quando todas as variáveis forem exaustivamente modificadas, gerando inúmeros projetos de conversores.

Os mesmos passos são executados para a versão modificada do DAB trifásico, com o intuito de verificar se esta pode ser a topologia com melhor desempenho.

As próximas seções serão dedicadas para o estudo detalhado de cada elemento utilizado no processo de otimização.

4.2 Magnético

A modelagem das perdas do transformador é útil para estimar o seu desempenho por condução e no núcleo (calculada via *Steinmetz*), dessa forma, espera-se especificar qual das duas pode ser dominante no projeto do magnético.

Ao todo, 19 núcleos magnéticos foram catalogados, com objetivo de descobrir, dentro deste conjunto, qual o melhor projeto para o transformador. Estes são catalogados e apresentados na tabela 2, onde os parâmetros essenciais para os cálculos se fazem presentes, entre eles, a área da seção transversal do núcleo A_w , o produto das áreas $A_{p_{core}}$ e o volume V_e total de um núcleo magnético.

Tabela 2 – Catálogo núcleos magnéticos.

Núcleos	$A_e [m^2]$	$A_w [m^2]$	$Ap_{core} [m^4]$	L_n	$V_e [m^3]$
etd 29 16 10	7,60E-05	222,56E-6	1,69E-08	5,28E-02	5,35E-06
etd 34 17 11	9,71E-05	171,10E-6	1,66E-08	6,05E-02	7,63E-06
etd 39 20 13	1,25E-04	234,32E-6	2,93E-08	6,90E-02	1,15E-05
etd 44 22 15	1,73E-04	278,53E-6	4,82E-08	7,77E-02	1,78E-05
etd 49 25 16	2,11E-04	343,38E-6	7,25E-08	8,60E-02	2,41E-05
etd 54 28 19	2,80E-04	411,84E-6	1,15E-07	9,60E-02	3,56E-05
etd 59 31 22	3,68E-04	473,00E-6	1,74E-07	1,06E-01	5,12E-05
pm 50 39	3,70E-04	250,80E-6	9,28E-08	9,68E-02	3,10E-05
pm 62 49	5,70E-04	389,11E-6	2,22E-07	1,20E-01	6,20E-05
pm 74 59	7,90E-04	569,80E-6	4,50E-07	1,40E-01	1,01E-04
pm 87 70	9,10E-04	847,20E-6	7,71E-07	1,58E-01	1,33E-04
pm 114 93	1,72E-03	141,75E-6	2,44E-06	2,10E-01	3,44E-04
pq 26 20	1,23E-04	60,375E-6	7,40E-09	5,60E-02	5,44E-06
pq 26 25	1,22E-04	84,525E-6	1,03E-08	5,60E-02	6,54E-06
pq 32 20	1,54E-04	8,07875E-05	1,25E-08	6,60E-02	7,46E-06
pq 32 30	1,54E-04	149,63E-6	2,30E-08	6,20E-02	1,04E-05
pq 40 30	1,90E-04	221,00E-6	4,21E-08	6,20E-02	1,41E-05
pq 40 40	1,89E-04	325,97E-6	6,16E-08	8,70E-02	1,76E-05
pq 50 40	3,34E-04	313,20E-6	1,05E-07	8,70E-02	3,13E-05
pq 50 50	3,32E-04	313,20E-6	1,04E-07	1,01E-01	3,76E-05

Fonte: própria.

4.2.1 Perdas por condução

As perdas por condução, já mencionados anteriormente, podem ser dominantes no núcleo magnético dado ao alto nível de corrente presente em V_2 , estas são calculadas usando as equações dadas em Pressman (1997).

O tipo de condutor adotado para a construção do transformador será o fio de *Litz*, por serem mais adequados quando a frequência de operação é elevada, dado o efeito pelicular.

A resistência equivalente do primário com o condutor de *Litz*, é determinada por:

$$R_p = \frac{k_p(1 + 80k_T)L_n N_p F_r}{A_{cu}} \quad (4.1)$$

Nota-se sua dependência da quantidade de voltas no primário N_p , fator de enrolamento F_r e área total do cobre A_{cu} , assim sua perda é:

$$P_{cp} = R_p I_{prms}^2 \quad (4.2)$$

A resistência do condutor do secundário, é determinada de forma semelhante, sendo

$$R_s = \frac{k_p(1 + 80k_T)L_n N_s F_r}{A_{cu}} \quad (4.3)$$

com perda dada por

$$P_{cs} = R_p \left[\frac{I_{srms}}{2} \right]^2 \quad (4.4)$$

4.2.2 Perda por Steinmetz

As perdas para o transformador estão, também, presentes no núcleo magnético e podem ser determinantes para o seu bom funcionamento. Essa perda será dada pela equação de Steinmetz,

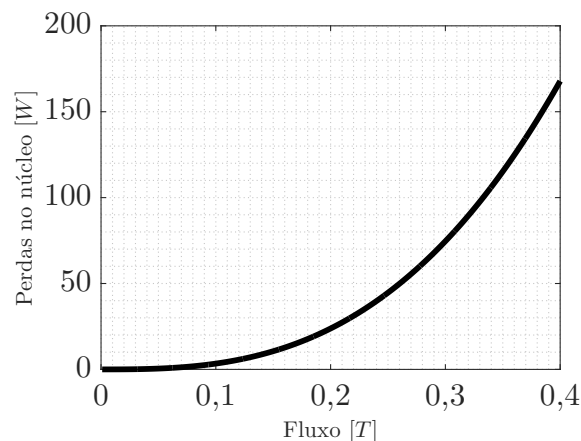
$$P_s = k f_s^\alpha B^\beta, \quad (4.5)$$

onde a potência P_s é dita como densidade de potência por volume magnético W/m^3 e as constantes k , α e β são dependentes do material magnético utilizado. Existe outro fator importante para essa equação, com o aumento do volume do magnético as perdas crescem de forma diretamente proporcional, assim P_s é modificada para incluir o volume do magnético V_m

$$P_s = V_m k f_s^\alpha B^\beta. \quad (4.6)$$

Para entender como o aumento do fluxo B influencia nas perdas de Steinmetz, a Figura 29 é construída para um projeto genérico de um transformador. Nesta Figura, nota-se um crescimento exponencial quando um fluxo B passa de 0,2 T.

Figura 29 – Perda por Steinmetz em função do fluxo magnético B .



Fonte: própria.

Os materiais magnéticos catalogados foram: 3F3, N87 e N97. A temperatura de funcionamento para estes materiais é de $100^\circ C$ em três frequências diferentes: 50, 100 e 200 kHz. A obtenção das constantes de Steinmetz é feita minimizando a equação 4.6 com os dados fornecidos pelo fabricante, assim a função erro é

$$e = \sum_j^k \sum_i^n \left(k_j f_i^{\alpha_i} B_j^{\beta_i} - P_j \right)^2. \quad (4.7)$$

Os valores das constantes são reunidos na tabela 3, em função do material.

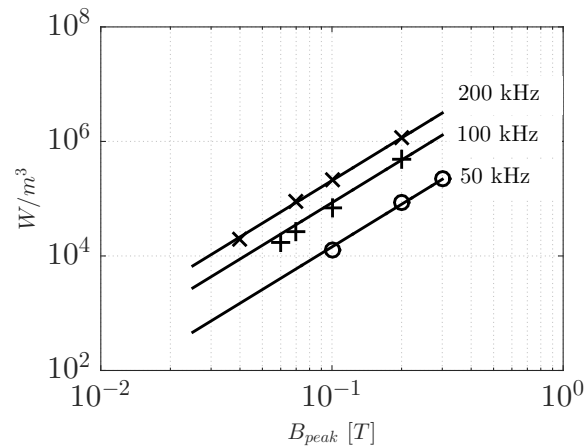
Tabela 3 – Constantes de *Steinmetz*

Parâmetro	3F3	N87	N97
k	9,8094	0,4961	0,1581
α	1,2826	1,5756	1,6385
β	2,4742	2,8172	2,7307

Fonte: própria.

Para ilustrar o resultados obtidos com a minimização dos valores encontrados no *datasheet* as figuras 30, 31 e 32 foram criadas. A Figura 30 apresenta o resultado para o material 3F3 a 100°C. A marcações na semi-retas indicam os valores via *datasheet*.

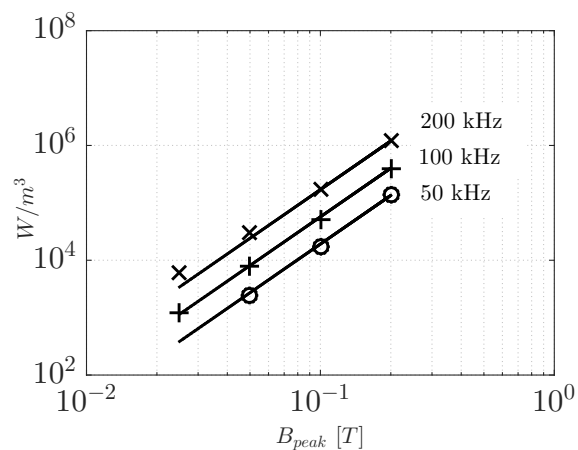
Figura 30 – Curva P_s para o material 3F3 a 100°C.



Fonte: própria.

Já a Figura 31 curva para o material N87 a 100°C.

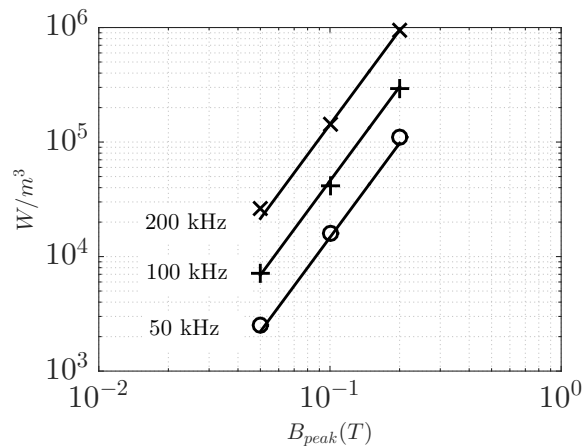
Figura 31 – Curva P_s para o material N87 a 100°C.



Fonte: própria.

Para a Figura 32 curva para o material N97 a 100°C.

Figura 32 – Curva P_s para o material N97 a 100°C.



Fonte: própria.

4.2.3 Estratégias para o Projeto do Transformador

Com o modelo das perdas do magnético realizada na seção 3.1.5 é possível projetar qualquer transformador, calculando sua eficiência e volume, porém, ainda é necessário determinar a forma de construção do mesmo. Para isto, as seguintes regras foram criadas:

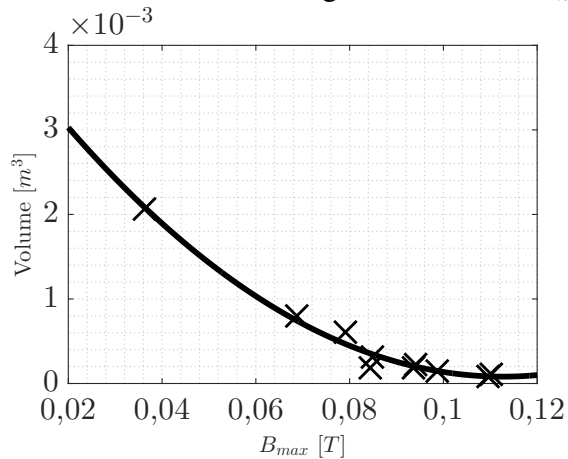
1. As espiras devem ser de valor inteiro, ex: 1:1, 2:1, 4:2, 10:8, visando simplificar a construção do transformador, dado a dificuldade na obtenção uma bobina fracionada e igualitária para todos os transformadores do DAB;
2. Para alterar a quantidade de espiras, muda-se apenas o fluxo magnético B ;
3. O máximo fluxo de magnético B_{max} será de 0,3 T;
4. Com a variação de B , pega-se o núcleo que possuir a menor quantidade de espiras no primário N_p ;
5. Quando não for possível construir o transformador ou o B for maior que B_{max} , descarta-se esse núcleo e escolhe o próximo da fila de núcleos disponíveis;
6. Com a lista de possíveis transformadores, calcula-se as perdas de condução e de Steinmetz, sendo retirado da lista aqueles que ultrapassarem os valores máximos de elevação de temperatura ΔT_1 .

O modelo que define as perdas totais para os transformador é dado na equação 4.8, ficando dependente do número de transformadores. No caso do uso da versão modificada do DAB trifásico, o número de magnético passa de 3 para 6.

$$P_{tra} = \begin{cases} 3(P_{cp} + P_{cs} + P_s), & \text{DAB trifásico} \\ 6(P_{cp} + P_{cs} + P_s), & \text{versão modificada do DAB trifásico} \end{cases} \quad (4.8)$$

Ao aplicar esse conjunto de regras, diversos transformadores ficaram disponíveis. A Figura 33 apresenta possíveis casos para o magnético de um conversor exemplo, como é possível notar, o fluxo magnético aumenta na medida que o volume do transformador diminui. Os projetos são marcados por \times e a curva de tendência na semi-reta preta.

Figura 33 – Volume total dos magnéticos versus B_{max} .



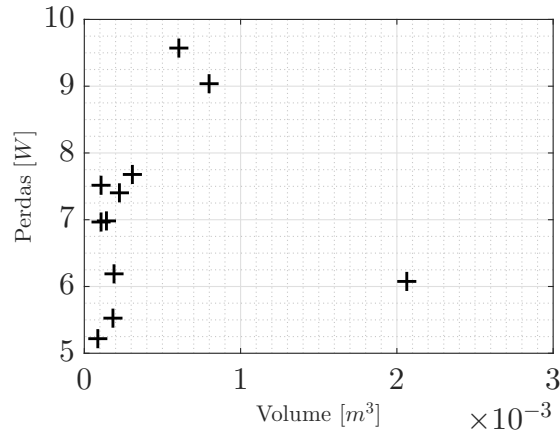
Fonte: própria.

Outra forma de visualizar as perdas do magnético para possíveis transformadores, é apresentada na Figura 34, onde nota-se que a diminuição do tamanho do núcleo influencia nas perdas totais P_T .

4.3 Perdas nos Interruptores

Como foi dito anteriormente, o outro elemento fundamental para as perdas no conversor DAB trifásico são os semicondutores. A estrutura clássica do DAB trifásico (Figura 10) possui 12 interruptores, já para a versão modificada, (Figura 19) esse número aumenta para 18 interruptores.

Figura 34 – Perdas para um transformador em função do volume m^3 . Onde os projetos são marcados por +.



Fonte: própria.

Os semicondutores de V_1 devem suportar tensões maiores que a máxima desde barramento $V_{1max} = 450$, isso influencia em qual tecnologia deve ser utilizada para este conversor, então, a tipo SiC foi escolhida. Os MOSFETs de SiC tem como principais características, a operação em altas tensões com baixa perdas para comutações em alta frequência. Neste trabalho, são catalogados 3 possíveis MOSFETs de SiC todos de fabricação da *Rohm Semiconductors*:

- SCT3017, $R_{on} = 17 \text{ m}\Omega$
- SCT3030, $R_{on} = 30 \text{ m}\Omega$
- SCT3060, $R_{on} = 60 \text{ m}\Omega$

Estes MOSFETs possuem em paralelo diodos de SiC com característica de corrente de recuperação reversa nula e baixa resistência de condução, o que permite a sua exclusão do processo de cálculo de perdas.

Os MOSFETs Si que compõem o grupo para a baixa tensão são todos de fabricação da *Infineon Semiconductors*:

- IAUT300N08S5N012, $R_{on} = 1,2 \text{ m}\Omega$
- IAUT300N10S5N015, $R_{on} = 1,5 \text{ m}\Omega$

Mesmo se tratando de um componente sem a tecnologia SiC, os diodos dos interruptores de baixa tensão apresentam correntes de recuperação muito baixas e resistências de condução menores do que os diodos de SiC. Dessa forma, suas perdas serão também desprezadas nos estudos.

4.3.1 Perda por Condução

A perda por condução em um interruptor é simplesmente determinada pelo quadrado da corrente eficaz sobre a resistência de condução R_{on} . A corrente eficaz pode ser retirada da equação 3.11. A resistência R_{on} é obtida via *datasheet*, possuindo o ponto de operação na maior temperatura permitida na junção a 125°C. A potência dissipada para um interruptor em V_1 é:

$$P_{S2} = R_{S2on}(I_{S2rms})^2, \quad (4.9)$$

para um interruptor em V_2 a perda fica

$$P_{S8} = R_{S8on}(I_{S8rms})^2. \quad (4.10)$$

A versão modificado do DAB trifásico muda a corrente I_{S8rms} , sendo dividida por dois, ou seja :

$$P'_{S8} = R_{S8on} \left(\frac{I_{S8rms}}{2} \right)^2. \quad (4.11)$$

O uso da versão modificada ou não do DAB trifásico implica em dois possíveis momentos de perdas totais por condução, assim:

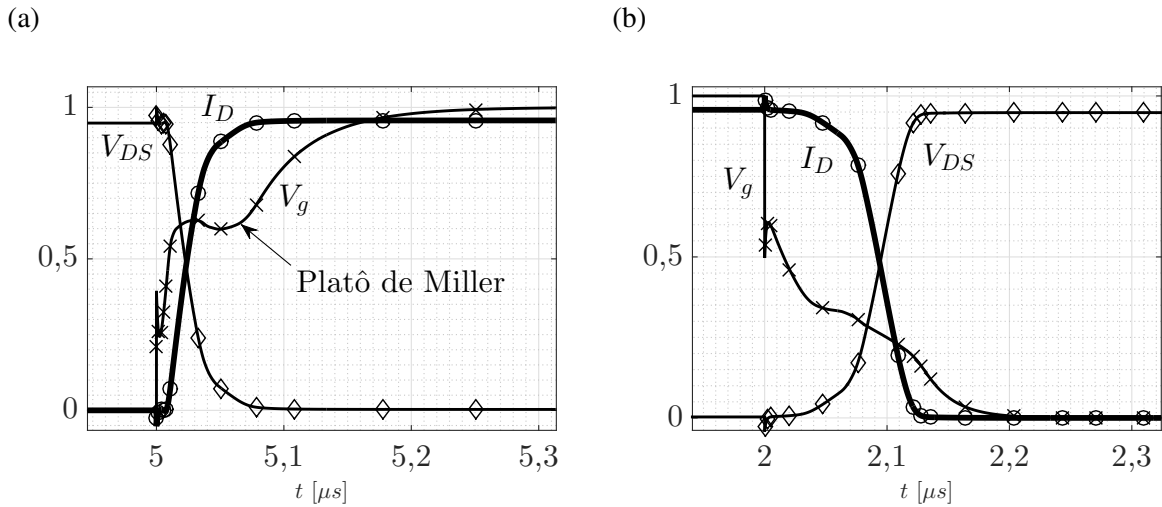
$$P_{Cmos} = \begin{cases} 6P_{S2} + 6P_{S8}, & \text{DAB trifásico} \\ 6P_{S2} + 12P'_{S8}, & \text{versão modificada do DAB trifásico} \end{cases} \quad (4.12)$$

4.3.2 Perdas por Chaveamento

As perdas por chaveamento de um MOSFET podem ser estimadas com o uso das energias dissipadas no momentos de ligamento E_{on} ou de desligamento E_{off} , nestes instantes diversos fatores podem aumentar ou diminuir essas perdas, como: corrente, tensão e resistência do *gate* R_g . A Figura 35 exemplifica a comutação dissipativa do MOSFET para os dois momentos, em (a) é possível visualizar a área formada por I_D e V_{DS} no transitório, esta é a energia E_{on} . O mesmo pode ser feito para a energia E_{off} como pode ser visto em (b).

A resistência R_g é responsável pela carga e descarga do capacitor presente no *gate* do MOSFET, assim, para valores de R_g elevados o processo de carga e descarga desta capacitância será lento, aumentando a energia dissipada. Neste trabalho, a resistência R_g será considerada próxima de zero ou zero, com o objetivo de aumentar ao máximo a eficiência do componente.

Figura 35 – Típicas formas de onda para o *turn-ON* (a) e *turn-OFF*(b).

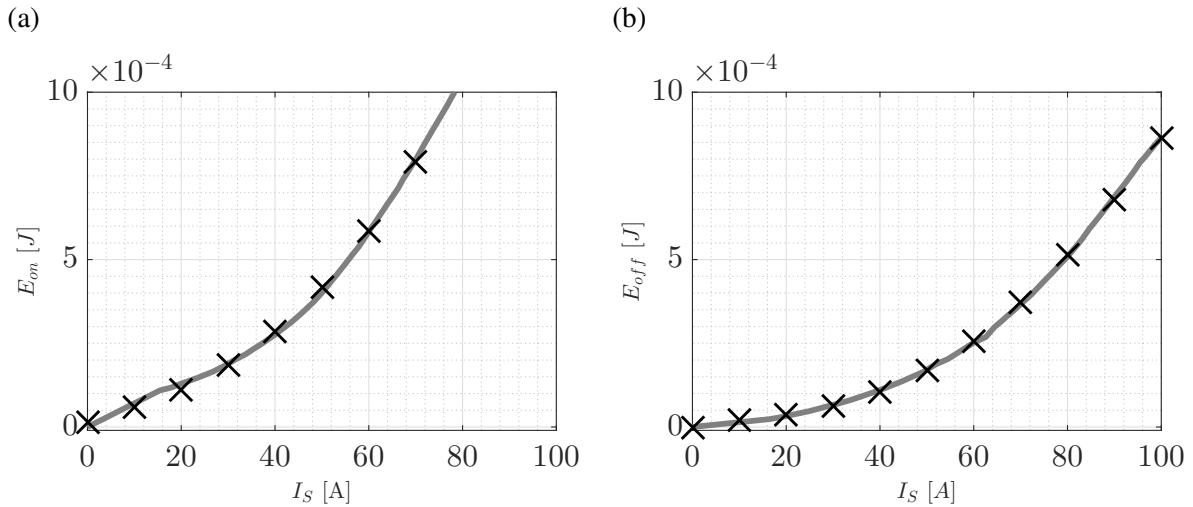


Fonte: própria.

A obtenção dessa energia é de demasiada dificuldade, por sofrer influências dos equipamentos utilizado na medição, ponteiros de corrente e tensão, exatidão e precisão das cargas resistivas para impor corrente drenada no interruptor, dentre outras. Dessa forma as energias E utilizadas para os cálculos foram obtidas de duas formas: (i) via *datasheet*, quando não disponível usa-se a (ii) simulação elétrica do interruptor, ambas fornecidas pelos fabricantes.

A Figura 36 mostra as típicas formas de ondas para E_{on} e E_{off} em função da corrente I_S para o MOSFET SCT3017. A semi-reta representa os dados fornecidos pelo fabricante e \times a regressão realizada sobre estes dados. O item (a) mostra E_{on} em Joules para $V_{DS} = 300 V$ e $R_g = 0 \Omega$. Já o item (b) apresenta a E_{off} para $V_{DS} = 300 V$ e $R_g = 0 \Omega$. É possível perceber que este semiconductor possui perdas maiores por E_{on} se comparadas a E_{off} .

Figura 36 – As energia de E_{on} (a) e E_{off} (b).



Fonte: própria.

A equação para o SCT3017 que expressa suas perdas em função da corrente I_S é formada por um polinômio de quarta ordem, assim, para E_{on}

$$E_{on} = -6,28 \cdot 10^{-12} I_{S_{on}}^4 + 1,77 \cdot 10^{-9} I_{S_{on}}^3 - 6,78 \cdot 10^{-9} I_{S_{on}}^2 + 4,06 \cdot 10^{-6} I_{S_{on}} - 14,93 \cdot 10^{-6}, \quad (4.13)$$

e a equação para E_{off} fica

$$E_{off} = -9,43 \cdot 10^{-12} I_{S_{off}}^4 + 2,35 \cdot 10^{-9} I_{S_{off}}^3 - 83,11 \cdot 10^{-9} I_{S_{off}}^2 + 2,86 \cdot 10^{-6} I_{S_{off}} - 3,0747 \cdot 10^{-6}. \quad (4.14)$$

Foi adotada a representação polinomial para todos os interruptores foi adotada, por exemplo, o MOSFET da baixa tensão IAUT300N08S5N012 tem a equação para E_{on} dada por

$$E_{on} = -18,23 \cdot 10^{-15} I_{S_{on}}^4 + 9,76 \cdot 10^{-12} I_{S_{on}}^3 + 2,87 \cdot 10^{-9} I_{S_{on}}^2 + 53,48 \cdot 10^{-6} I_{S_{on}} - 1,24 \cdot 10^{-6}, \quad (4.15)$$

para o momento de E_{off} ,

$$E_{off} = -34,87 \cdot 10^{-12} I_{S_{off}}^4 + 21,40 \cdot 10^{-12} I_{S_{off}}^3 - 3,06 \cdot 10^{-9} I_{S_{off}}^2 + 368,97 \cdot 10^{-9} I_{S_{off}} + 3,61 \cdot 10^{-6}. \quad (4.16)$$

A energia E sofre influências de V_{DS} e o fabricante não fornece informações suficientes para o correto equacionamento, assim a equação para as perdas por chaveamento será linear para a mudança de V_{DS} . Finalmente a equação que rege as perdas por chaveamento por *turn-ON* será,

$$PSW_{on} = E_{on}(I_{D_{on}}) \frac{E_{on}(V_{DS})}{E_{on}(V_{DD})} f_s, \quad (4.17)$$

de maneira similar o *turn-OFF* é,

$$PSW_{off} = E_{off}(I_{D_{off}}) \frac{E_{off}(V_{DS})}{E_{off}(V_{DD})} f_s. \quad (4.18)$$

4.4 Modelo Térmico

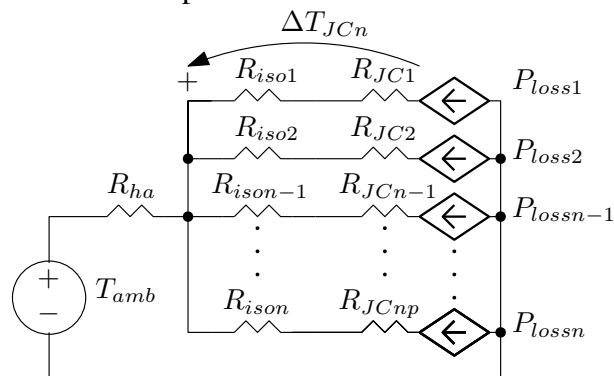
O modelo térmico é fundamental para estimar a elevação de temperatura nos semicondutores, garantindo que estes estejam em uma zona segura de operação.

O encapsulamento dos interruptores de alta tensão é o TO247N, possuindo resistência térmica da junção até o encapsulamento de $0,35 \text{ K/W}$. São dispostos no dissipador de alumínio, de referência LA7 da *fischer Elektronik*, com resistência térmica R_{ha} de $0,07 \text{ K/W}$. Entre o TO247N e o dissipador, uma fina camada de isolamento elétrica com resistência térmica de $0,25 \text{ K/W}$.

Os interruptores de baixa tensão são compostos por semicondutores do tipo *Surface Mount Device* (SMD), com resistência térmica da junção até o encapsulamento de $0,4 \text{ K/W}$. Devido a este encapsulamento, é necessário criar na própria PCB o caminho de condução de calor, sendo realizado com vias metalizadas entre as camadas da PCB. Logo, as resistências térmicas para cada contato entre os elementos se torna de difícil obtenção. Por não se tratarem dos objetivos deste trabalho, essas variáveis são aproximadas em valores práticos e obtidos de forma empírica, então, às resistências térmicas da PCB do semicondutor pelas vias até o dissipador é de $1,75 \text{ K/W}$.

A simplificação do modelo térmico por um modelo elétrico exposto em Bergman *et al.* (2011) é utilizada para estimar as temperaturas. As perdas em Watts dos interruptores são traduzidas em fontes de correntes, assim como, as resistências térmicas são análogas às resistências elétricas e a temperatura é expressa em tensão. Ilustra-se esse modelo simplificado com a Figura 37.

Figura 37 – Modelo simplificado do estudo térmico dos interruptores.



Fonte: própria.

A temperatura ambiente T_{amb} é dada por uma fonte de tensão, com valor de $50^{\circ}C$. Para cada perdas nos interruptores P_{lossn} , existe o seu circuito resistivo até o dissipador, então essa perda é

$$P_{lossn} = P_{Sn} + PSWn_{on} + PSWn_{off}. \quad (4.19)$$

A resistência térmica de cada camada de isolamento elétrica para cada interruptor é dada por R_{ison} , logo, a temperatura no dissipador fica

$$T_{ha} = R_{ha} \sum_{n=1}^K [P_{lossn}(R_{ison} + R_{JCn})], \quad (4.20)$$

onde K é a quantidade de interruptores. Por fim, a temperatura na junção de um interruptor T_{JCn} fica

$$T_{JCn} = T_{amb} + T_{ha} + \Delta T_{JCn} = T_{amb} + T_{ha} + P_{lossn}(R_{ison} + R_{JCn}). \quad (4.21)$$

4.5 Mudanças Paramétricas

Nas seções anteriores, diversos pontos foram levantados para a modelagem dos componentes que fazem parte da otimização e atuam nas perdas, por exemplo, a mudança no fluxo magnético B determina as perdas por *Steinmetz*, o que pode levar a altas perdas nos magnéticos.

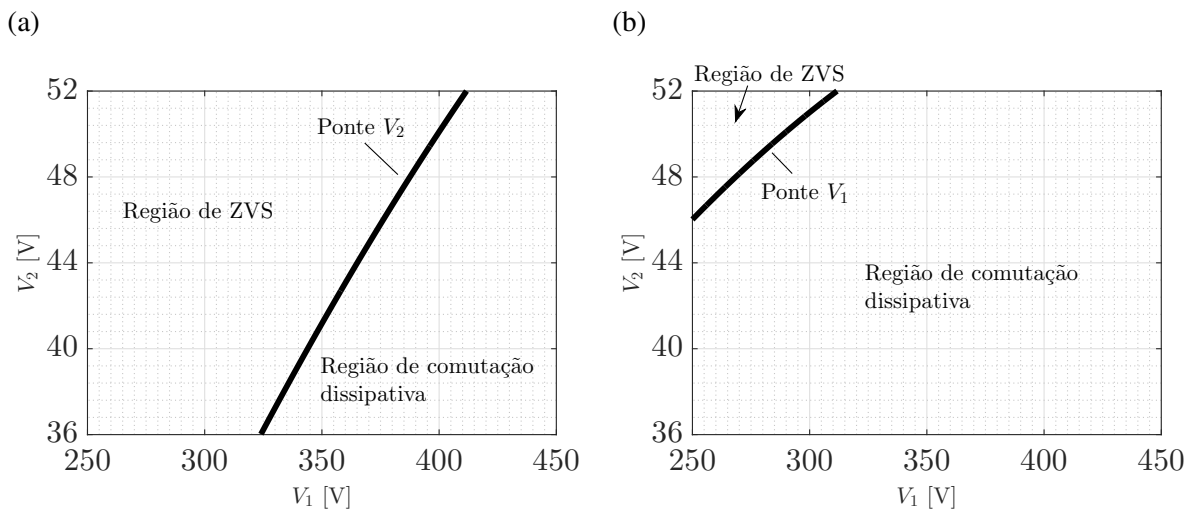
Nas próximas seções, os parâmetros que não são relacionados a componentes e suas características serão explorados, apresentando as possíveis influências da frequência de chaveamento nas correntes do primário do transformador, bem como, atuação da relação de transformação para as regiões de comutação suave dos interruptores. Essas análises serão realizadas sobre um conversor exemplo para facilitar a compreensão.

4.5.1 Zonas de Comutação Suave e Forçada

O DAB trifásico têm uma característica bem definida, se o interruptor possui perda no instante de ligamento ele não terá perda no desligamento, vista no capítulo 3.

A Figura 38 exemplifica as regiões de ZVS e comutação forçada para os interruptores da alta e baixa tensão, quando operando em potência nominal de 4 kW, para $f_s = 100 \text{ kHz}$, $L_p = 6 \mu\text{H}$ e $n = 1/8$. A semi-reta demarca o ponto de transição entre as regiões, ou seja, se $V_2 = 52 \text{ V}$ e $V_1 = 250 \text{ V}$ todos os interruptores da baixa tensão estão em comutação suave. Porém, se V_1 aumentar para 450 V estes interruptores passam a ter comutação forçada. Ainda sobre a Figura, é possível observar que os interruptores do barramento V_1 , possuem uma região de comutação forçada (a) muito maior do que para a região de ZVS (b). Os interruptores em V_2 possuem a região de ZVS muito maior que a região de comutação forçada.

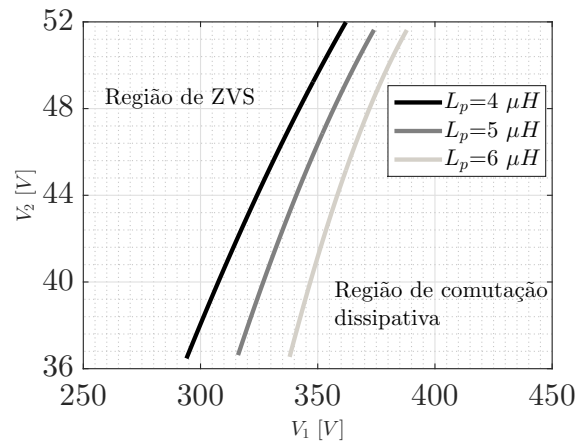
Figura 38 – Região de ZVS e comutação dissipativa para os barramentos V_2 (a) e V_1 (b).



Fonte: própria.

O estudo realizado com a Figura 39, demonstra a variação da região de ZVS nos interruptores em V_2 para três indutâncias L_p diferentes. A frequência de operação f_s é fixa em 200 kHz , a relação $n = 1/8$ e potência $P = 4 \text{ kW}$. Como pode ser visto, se L_p diminui a região de ZVS também diminui, representando uma possível melhora na eficiência no conversor, no entanto, esse elemento possuirá perdas no instante de desligamento que devem ser levadas em consideração.

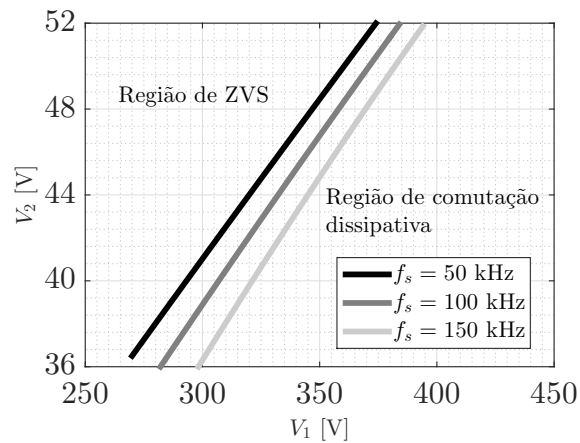
Figura 39 – Região de ZVS para diferentes indutores L_p .



Fonte: própria.

A Figura 40 mostra a região ZVS para diferentes frequências de chaveamento em função das tensões V_1 e V_2 , para $L_p = 4 \mu H$ e $n = 1/8$, em potência nominal de 4 kW. É possível notar que o aumento da frequência amplia a região de ZVS.

Figura 40 – Região de ZVS para diferentes frequências f_s .



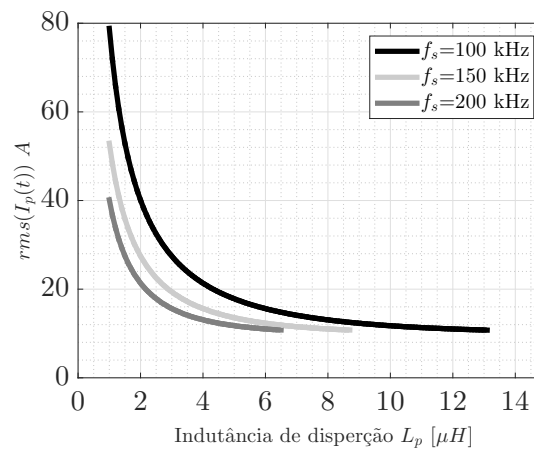
Fonte: própria.

4.5.2 Variação de Corrente

Outro ponto importante para análise do conversor é a corrente no transformador I_p , se esta for demasiadamente grande é possível que o transformador fique com um volume final que invalide sua construção, podendo vir a não se encaixar no local físico designado no carro.

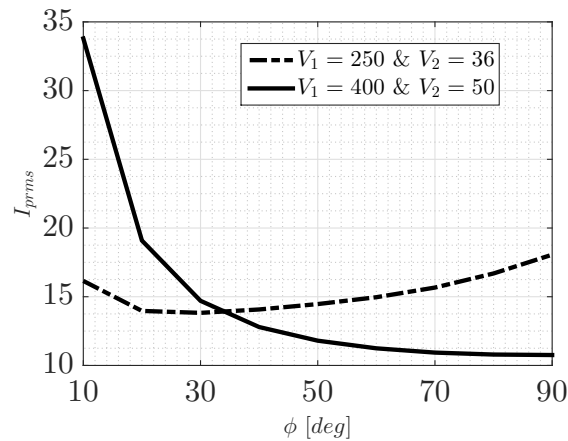
Na Figura 41, a corrente I_{prms} sofre uma grande influência sobre a frequência f_s . Com o aumento da frequência f_s a corrente eficaz de $I_p(t)$ diminui, por exemplo, na frequência de 100 kHz e com a dispersão L_p de $1\mu H$ o valor de I_{prms} é de aproximadamente 80 A, se a frequência dobrar essa corrente passa para 40 A.

Figura 41 – Corrente eficaz I_{prms} em função da indutância série L_p .



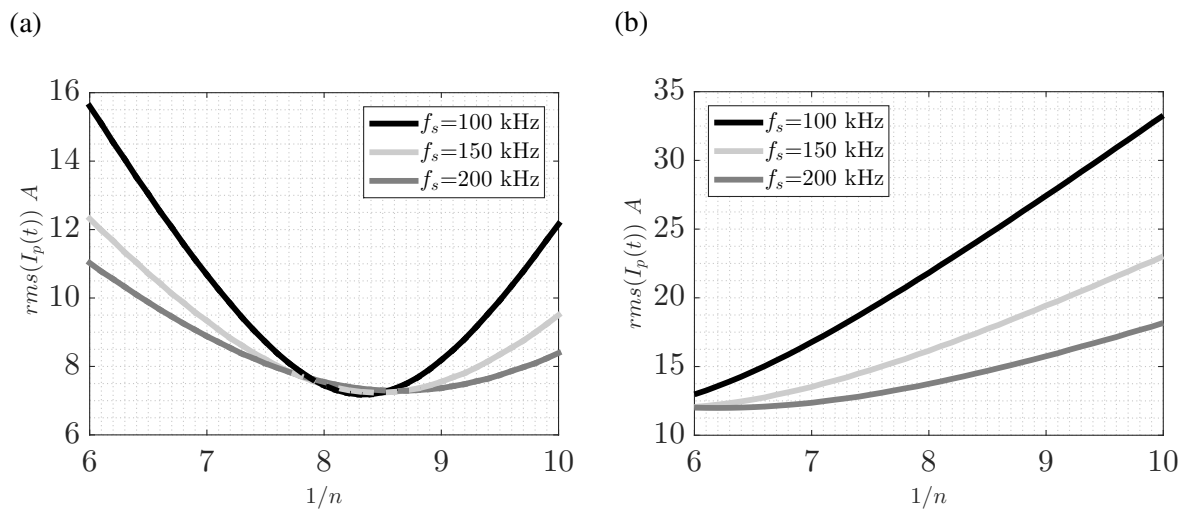
Fonte: própria.

A Figura 42 apresenta a variação da corrente eficaz I_{prms} em função de um ϕ necessário para obtenção de potência $P = 4 kW$, em dois momentos de tensões de V_1 e V_2 . Por exemplo, se o projeto do conversor especificar um ϕ de 10° para potência nominal, as correntes devem ser maiores que para um ϕ de 30° . No entanto, se um ϕ próximo de 90° for escolhido, as correntes serão menores para um barramento funcionando com altas tensões que para o mesmo barramento funcionando com baixas tensões.

Figura 42 – Corrente eficaz I_{prms} em função de ϕ 

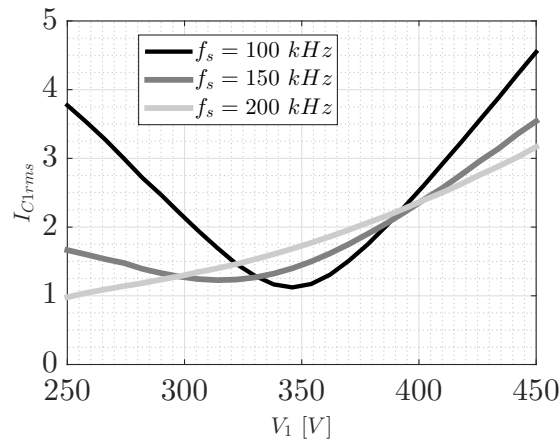
Fonte: própria.

A relação de transformação n é outro fator interessante para o ótimo desempenho do DAB trifásico modificado ou não. Basicamente, se n for próxima da relação V_1 e V_2 as correntes eficazes são menores, como é apresentado na Figura 43. Percebe-se, ainda, a influência da frequência de chaveamento f_s sobre os valores de correntes, exemplo, com o aumento da frequência a corrente tende a diminuir.

Figura 43 – Influência da frequência f_s em função de n para a I_{prms} .

A variação de corrente para o primário também tem efeito sobre os valores de I_{C1rms} ou I_{C2rms} nos capacitores. Por exemplo, a Figura 44 mostra a corrente eficaz no capacitor C_1 para 3 frequências f_s diferentes e uma tensão V_2 fixa em 52 V. Quando a frequência f_s diminui a corrente eficaz para C_1 aumenta e possui seus extremos nos limites da tensão V_1 .

Figura 44 – Corrente eficaz de I_{C1} para diferentes valores de f_s .



Fonte: própria.

4.6 Resultados da Otimização

Após a elaboração dos passos necessários para a otimização, definindo os cálculos de perdas nos principais componentes, variáveis a serem alteradas e catalogação de componentes, é possível descobrir qual o melhor projeto para o DAB. Para isso, a ferramenta computacional *Matlab*® foi escolhida. Um *Cluster* de CPUs foi utilizado para execução dos cálculos em paralelo e possui as seguintes características:

1. 24 núcleos;
2. 128 Gb de memória RAM;
3. 80 Gb de *Hard drive*.

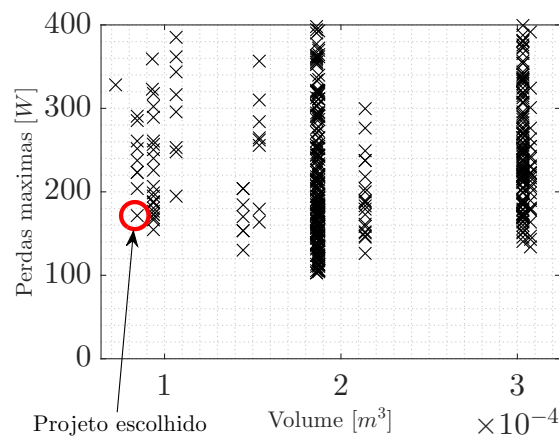
Com este computador, os cálculos são realizados em aproximadamente 3456 minutos, com o uso dos seguintes passos de busca:

1. Passo mínimo para L_p de 10^{-9} ;
2. Valor de n indo de 4 a 10 com passo de 0,5;
3. Variação do fluxo B de 0,001 até 0,3 T com passo de 0,001.
4. Possível frequência de operação entre 50 a 300 kHz com passo de 1 kHz;
5. Densidade J variando de 2 a 5 com passo de $0,001A/mm^2$;

6. Emprego ou não da versão modificada do DAB trifásico;
7. Uso de 3 possíveis interruptores na alta tensão: SCT3017, SCT3030 ou SCT3060;
8. Uso de 2 possíveis interruptores da baixa tensão: IAUT300N08S5N012 ou IAUT300N10S5N015.

Ao fim da simulação um arquivo com 914.742 possíveis conversores é criado. A Figura 45 apresenta alguns destes casos, dados por \times , em função do volume m^3 e perdas máximas W . Pela análise dos dados o círculo vermelho marca o caso escolhido, pois este representa a melhor relação eficiência e volume.

Figura 45 – Possíveis casos para o projeto do conversor.



Fonte: própria.

4.6.1 O Melhor Caso

O melhor resultado para o projeto do conversor possui as especificações dadas na Tabela 4.

Entre o DAB trifásico e sua versão modificada a otimização revelou que a última é a melhor em eficiência elétrica.

A relação de espiras é $n = 1/6$, com o uso de 6 transformadores (visto na seção 3.1.6). A densidade de corrente J é de aproximadamente $3,5 A/mm^2$, com o uso do núcleo PQ40/30. As espiras no primário é de $N_p = 9$ e para o secundário $N_s = 3$. O máximo fluxo magnético neste transformador é de $0,115 mT$.

O interruptor para o barramento de alta tensão é o **SCT3017**, com $R_{ON} = 17 m\Omega$ e o interruptor para a baixa tensão foi o **IATU300N08S5N012** com $R_{ON} = 1,2 m\Omega$.

A menor eficiência η **estimada** para o DAB trifásico operando em potência nominal fica em aproximadamente 96 % com volume total de $84,7 cm^3$.

Para a obtenção de potência nominal nas menores tensões em V_1 e V_2 a fase $\phi = 88,9^\circ$ é necessária.

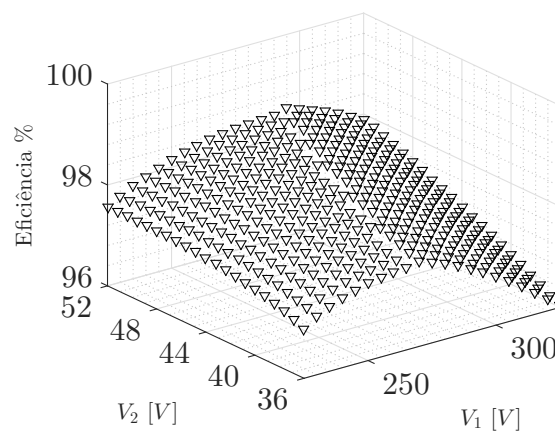
Tabela 4 – Parâmetros de projeto e resultados calculados para o melhor conversor.

Máxima densidade de fluxo B_{max}	115 mT
Relação n do transformador	1/6
Densidade de corrente J	3,5 A/mm ²
Frequência de chaveamento f_s	190 kHz
Indutância série L_p	6,5953 μ H
Máximo ângulo ϕ	88,9°
Material magnético	N97
Forma do transformador	PQ40/30
Fator de utilização	0,38
Espiras do primário N_p	9
Espiras do secundário N_s	3
Topologia	Uso da versão modificada do DAB trifásico
Interruptor da alta tensão	SCT3017AL
Interruptor da baixa tensão	IAUT300N08S5N012
Eficiência média	98,5 %
Mínima eficiência	96,0 %
Volume total dos magnéticos	84,7 cm ³

Fonte: própria.

A Figura 46 mostra a eficiência estimada em função da faixa de tensão nos barramentos para potência nominal, observa-se que os pontos onde a eficiência possui uma queda estão localizados nos extremos dos valores de V_1 e V_2 .

Figura 46 – Eficiência estimada para potência nominal.



Fonte: própria.

No protótipo desenvolvido para este projeto, os MOSFETs utilizados para o lado V_1 é o SCT3030, assim como, o núcleo magnético utilizado será o ETD44/22/11, dessa forma, a eficiência estimada para o conversor deve ser alterada. Com os mesmos parâmetros de projeto para o melhor caso a nova eficiência é calculada. A Tabela 5 apresenta os novos parâmetros para esta modificações no melhor projeto.

Tabela 5 – Eficiência estimada para a uma alteração no melhor projeto.

Máxima densidade de fluxo B_{max}	54,3 mT
Forma do transformador	ETD44/22/11
Interruptor da alta tensão	SCT3030AL
Eficiência média	97,1 %
Mínima eficiência	94,0 %
Volume total dos magnéticos	84,7 cm ³

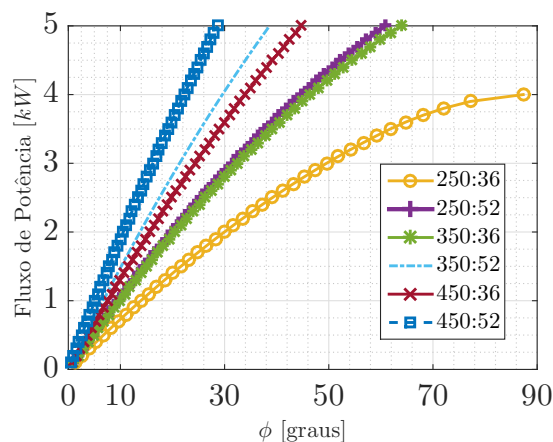
Fonte: própria.

Nas próximas seções, as Figuras e informações serão todas referentes ao melhor projeto, ou seja com o SCT3017 e núcleo PQ40/30.

4.6.1.1 Variação de ϕ

A Figura 47 apresenta a variação de ϕ para obtenção de potência nominal em função dos valores de V_1 e V_2 , por exemplo, se a tensão nos barramentos for 250 V e 36 V o ângulo ϕ deverá ser de aproximadamente 88,9°. Porém, se as tensões forem 450 V e 52 V o ângulo deve ser próximo de 22°.

Figura 47 – Potência P em função de ϕ .

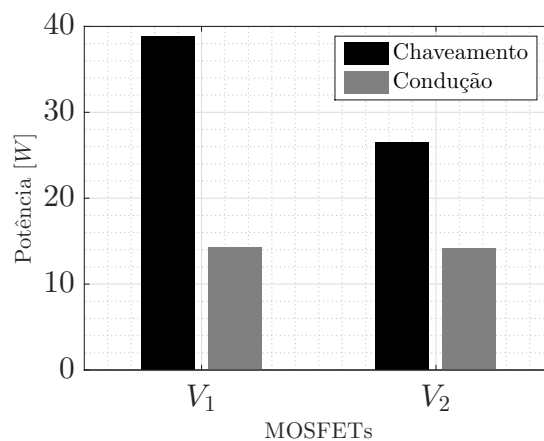


Fonte: própria.

4.6.1.2 Perdas nos Interruptores

A Figura 48 apresenta o valor médio da distribuição de perdas nos interruptores, para o chaveamento e condução. As perdas por chaveamento nos MOSFETs da alta tensão são as mais dominantes, com valor médio próximo de 40 W. Neste projeto, as perdas por condução são reduzidas devido ao uso de MOSFETs com baixos valores de R_{ON} .

Figura 48 – Distribuição das perdas por chaveamento e condução.



Fonte: própria.

Na Figura 49, é possível visualizar as perdas por condução para os MOSFETs de alta tensão (a) e os de baixa tensão (b). Os MOSFETs de baixa tensão possuem perdas maiores se comparados aos de alta tensão, isso se deve às altas correntes no secundário. Devido a relação de espiras $n = 1/6$, o pior ponto fica quando a tensão V_1 é maior, este efeito foi detalhado na seção 4.5.2.

A Figura 50 apresenta as perdas por chaveamento os MOSFETS de alta tensão (a) e os de baixa tensão (b). Os MOSFETs de alta tensão possuem uma elevação considerável das perdas com o aumento da tensão V_1 , isto se deve a elevação de até 200 V, sobre o mínimo. As maiores perdas por chaveamento para os MOSFETs de baixa tensão estão na baixa tensão, pois as correntes nos instantes de ligamento e desligamento são elevadas.

Figura 49 – Perdas por condução para os interruptores do barramento V_1 e V_2 .

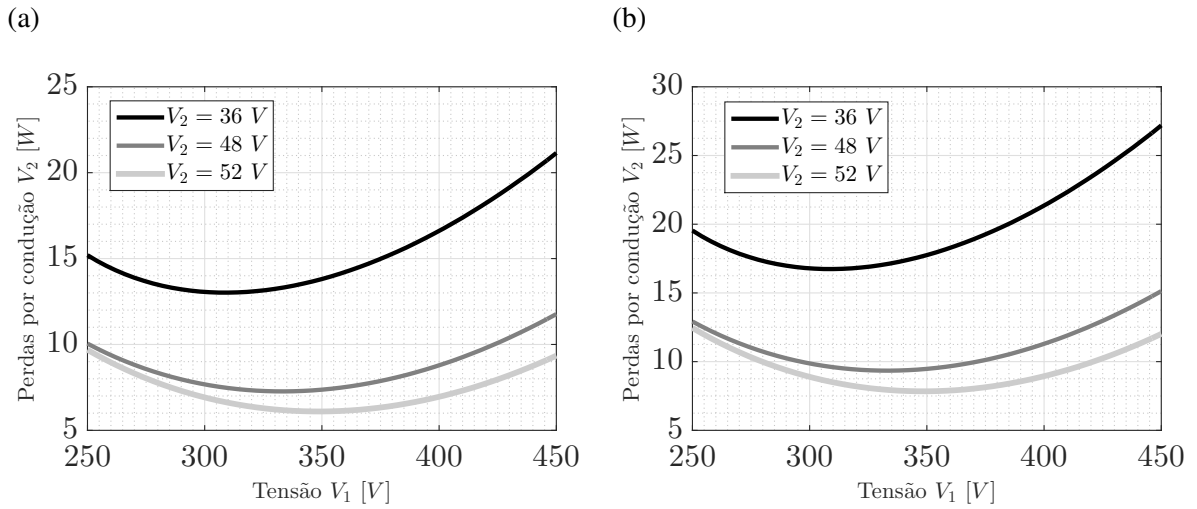
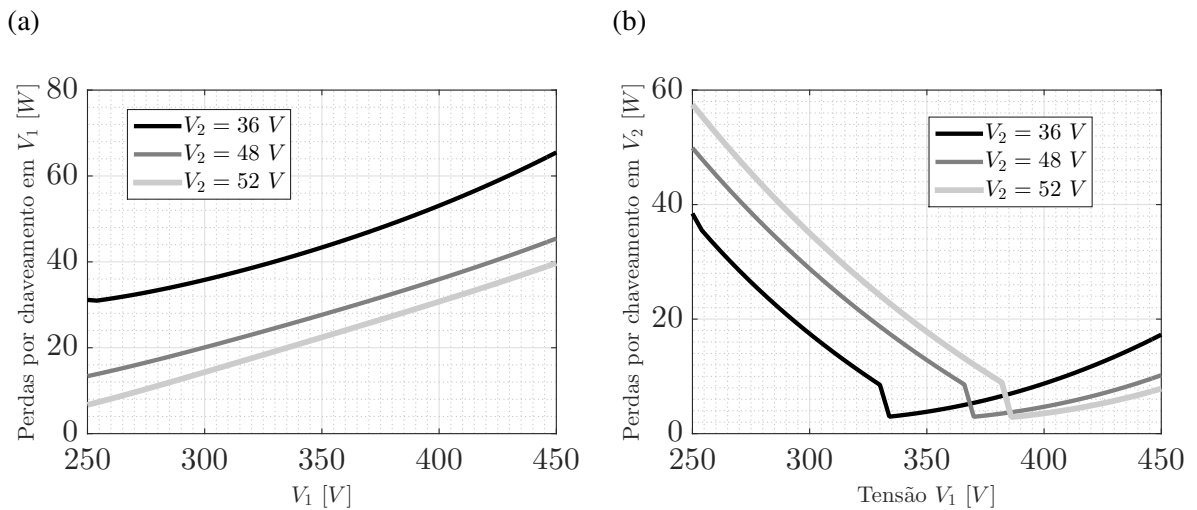


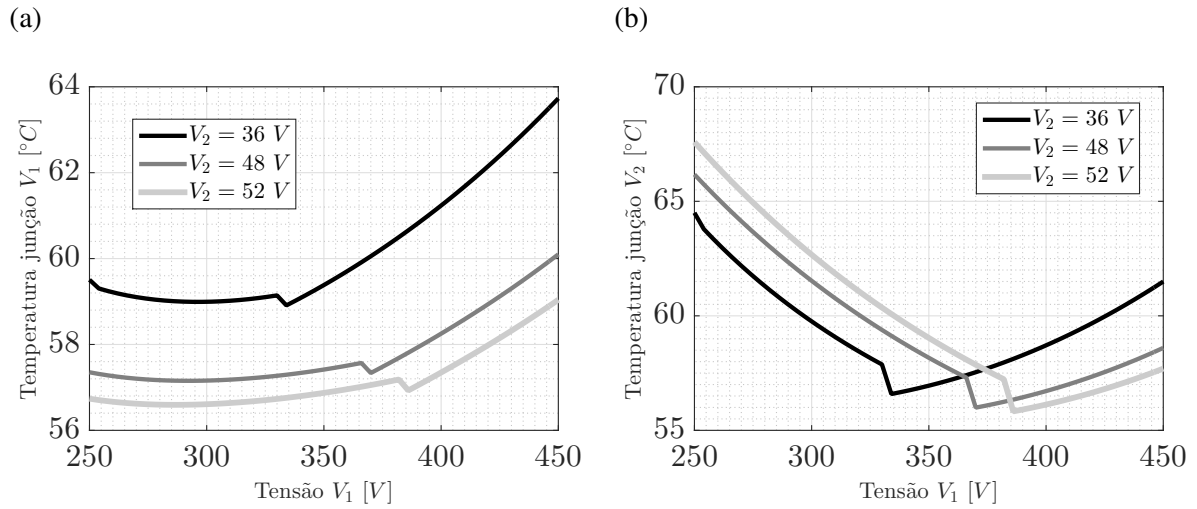
Figura 50 – Perdas por chaveamento para os interruptores do barramento V_1 e V_2 .



4.6.1.3 Temperatura nas Junções

As temperaturas das junções T_{JC} de um interruptor localizado na alta e outro na baixa tensão são apresentadas na Figura 51. É possível observar que o MOSFET de alta tensão tem uma elevação de temperatura à medida que V_1 aumenta. Para o MOSFET de baixa tensão a maior temperatura encontra-se no menor valor de V_2 .

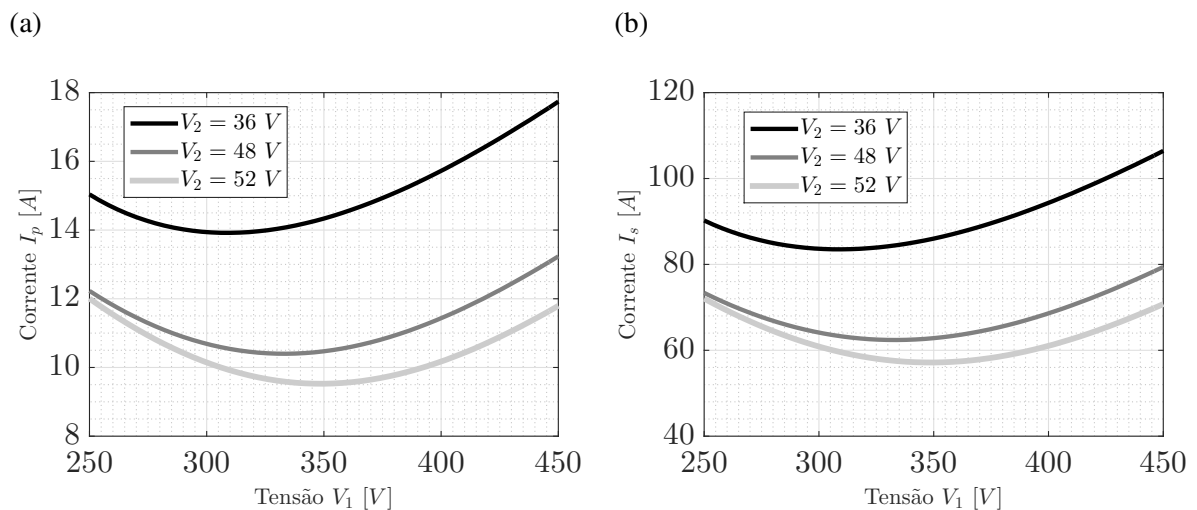
Figura 51 – Correntes I_p e I_s no transformador.



4.6.1.4 Corrente nos Transformadores

A corrente no primário I_p (a) de um dos seis transformadores é apresentada na Figura 52. A corrente no secundário I_s (b) é exposta para o circuito equivalente formado por dois transformadores em paralelo, logo, a real secundária de um dos transformadores é metade.

Figura 52 – Correntes I_p e I_s no transformador.



4.7 Considerações finais

Este capítulo, apresentou em detalhes todas as regras necessárias para encontrar o melhor projeto para o DAB trifásico.

A seção do modelo magnético mostrou como as perdas dos transformadores foram caracterizadas, expondo como a variação de fluxo pode ser determinante para o aumento ou diminuição dessas. Ao todo 19 materiais magnéticos foram catalogados e fizeram parte da busca pelo melhor projeto do magnético.

As perdas relacionadas aos interruptores foram determinadas com o uso de informações fornecidas pelos fabricantes, embora poucas, foram importantes para estimar os valores de eficiência para o protótipo.

O melhor projeto foi escolhido em função da melhor relação entre eficiência e volume. A versão modificada do DAB trifásico foi selecionada e será usada para o protótipo.

5 PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo exibe o protótipo desenvolvido no período da pesquisa, para verificação e melhorias elétricas do conversor proposto a partir da otimização (capítulo 4). Descreve como ele foi construído, as definições dos capacitores utilizados nos barramentos e montagem dos transformadores. Mostra curvas de funcionamento, eficiência e imagens térmicas. O projeto do controlador de corrente com os seus resultados são apresentados ao final.

5.1 Especificações

As características base do protótipo, após o processo de otimização do DAB trifásico, foi apresentada no capítulo 4 e com detalhamento na seção 4.6. Este protótipo foi construído com o intuito de atender e conseguir valores mais próximos possíveis do calculados. A tabela 6 resume os principais parâmetros obtidos.

Tabela 6 – Parâmetros do protótipo.

Frequência de chaveamento f_s	190 kHz
Relação de transformação n	7
Média para L_p	6,9 μH
Material do Ferrite utilizado	N97
Forma do Núcleo	ETD 44/22/15
MOSFETs de V_2	IAUT300N08S5N012
MOSFETs de V_1	SCT3030
Tempo morto DT	100 ns

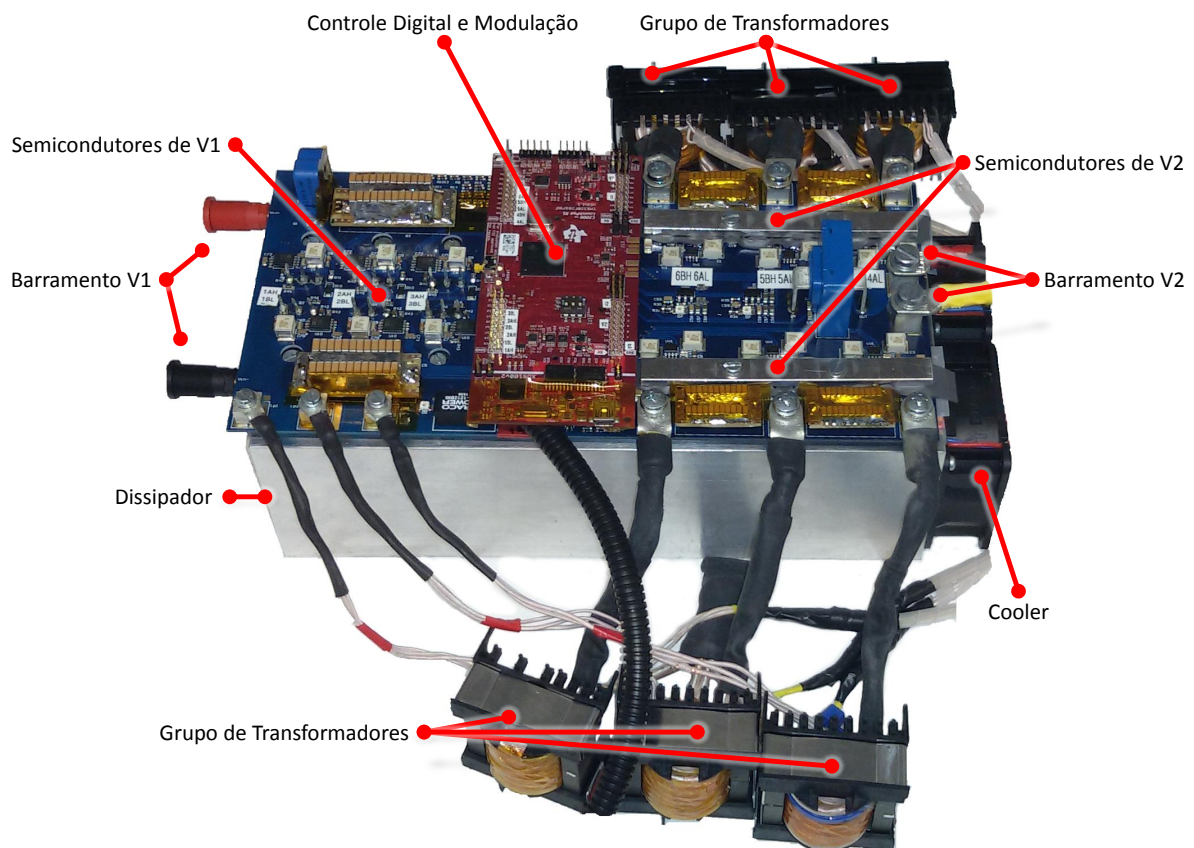
Fonte: própria.

A indutância série L_p , representa a média dos valores para os 6 transformadores construídos essa foi de 7,1 μH . Todos os transformadores foram construídos com o núcleo ETD 44/22/15, devido sua disponibilidade para uso. Estes são dispostos a formarem dois grupos de 3 transformadores.

Os MOSFETs utilizados para V_1 foram os SCT3030, isto se deve, a demora na aquisição do SCT3017 no mercado. Já para o barramento V_2 os MOSFETs usados foram os IAUT300N08S5N01.

A Figura 53 mostra o protótipo da **versão modificada** do DAB trifásico de 4 kW, com dimensões de 252 x 126 x 80 mm. Nesta Figura, é possível visualizar: os seis transformadores; os MOSFETs que compõem os barramentos V_1 e V_2 ; o circuito do controlador digital e modulação feita com o uso de um DSP da *Texas Instruments* F28379D; as conexões de ambos V_1 e V_2 ; sistema de resfriamento dos semicondutores é formado por um dissipador e dois *coolers* da Fischer.

Figura 53 – Foto do protótipo construído do DAB trifásico (252 x 126 x 80 mm).



Fonte: própria.

5.2 Projeto da PCB

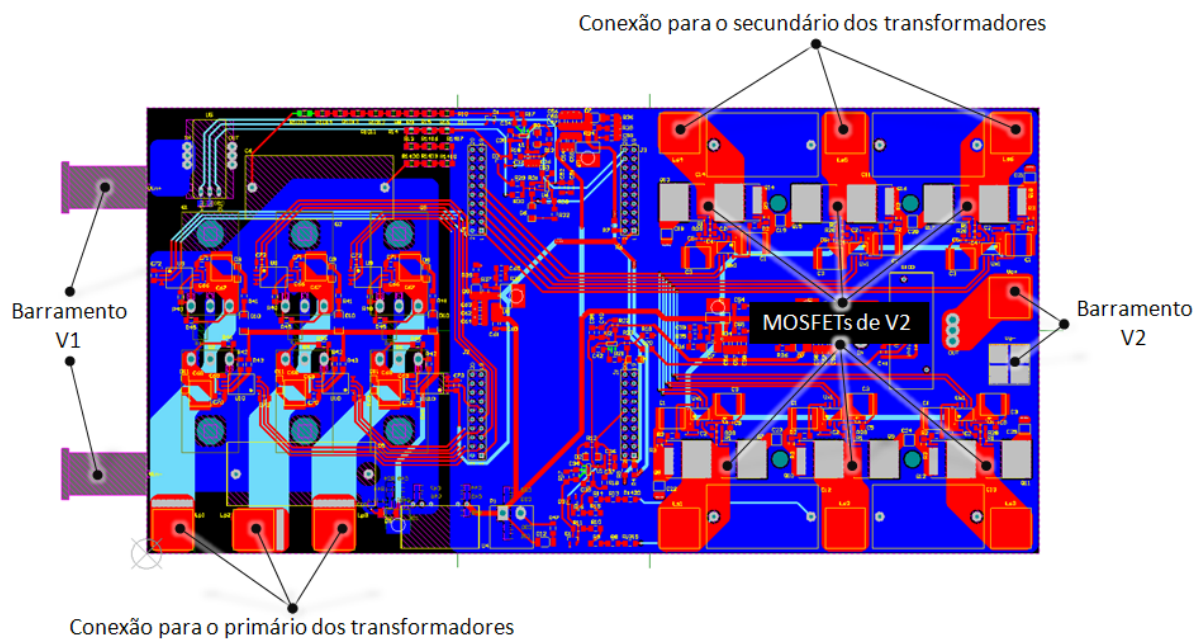
O projeto da PCB é um elemento de extrema importância para o funcionamento do conversor, pois, se o caminho de comutação dos interruptores for mal projetado *spikes* de tensões podem surgir, o que pode levar a diminuição de vida útil dos capacitores ou até mesmo danificar permanentemente os semicondutores.

Um péssimo projeto da PCB engloba algumas características como:

- Os grandes caminhos de condução formados pelas trilhas da PCB induzem mais indutâncias, que em alta frequência podem gerar *spikes* de tensão sobre os semicondutores, levando a sua falha;
- trilhas de baixa impedância e com corrente alternada podem induzir corrente em trilhas de alta impedância, ocasionando deformações nos sinais ou até a falha do conversor.

A PCB foi concebida para evitar ao máximo esses tipos de problema. A Figura 54 mostra a visão geral da placa eletrônica projetada, possuindo 4 camadas de cobre com espessura de $75\mu m$, material dielétrico de FR4, preparada para montagem SMD dos MOSFETs de baixa tensão, 5361 vias para condução elétrica e de calor, localização dos barramentos V_1 e V_2 e conexão elétrica para os transformadores. O esquemático utilizado para a confecção da PCB encontra-se no apêndice A.

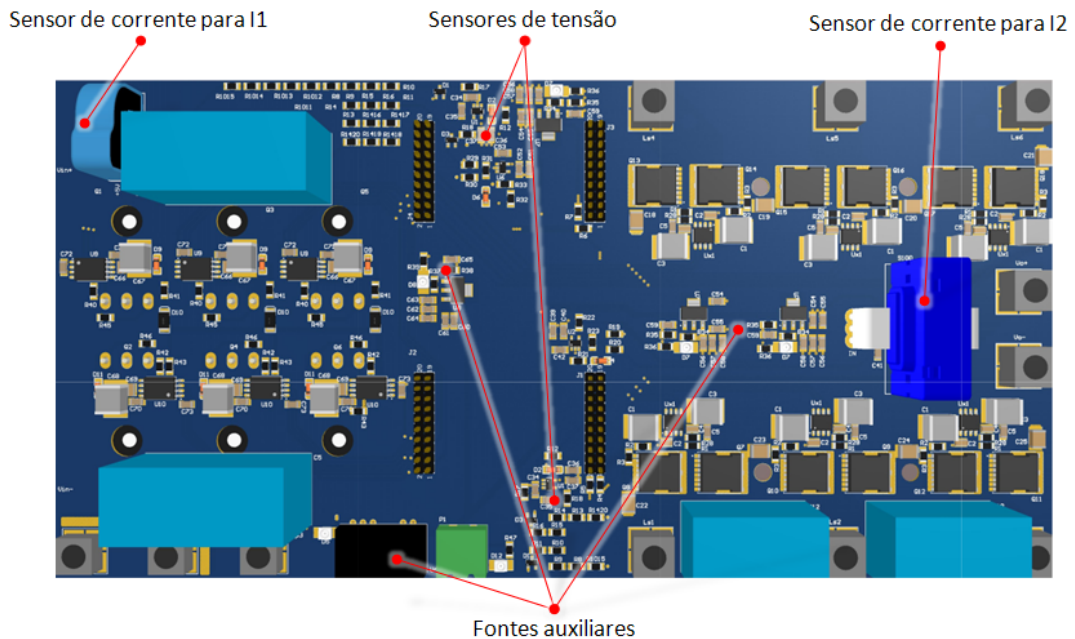
Figura 54 – Visão superior da PCB.



Fonte: própria.

A Figura 55 mostra a PCB e alguns componentes em 3D. É possível visualizar a posição dos circuitos de coleta de sinais para corrente e tensão no conversor. No lado direito desta Figura, tem-se a localização dos MOSFETs de baixa tensão, todos são SMDs e estão distribuídos de forma simétrica na placa, na parte superior e inferior.

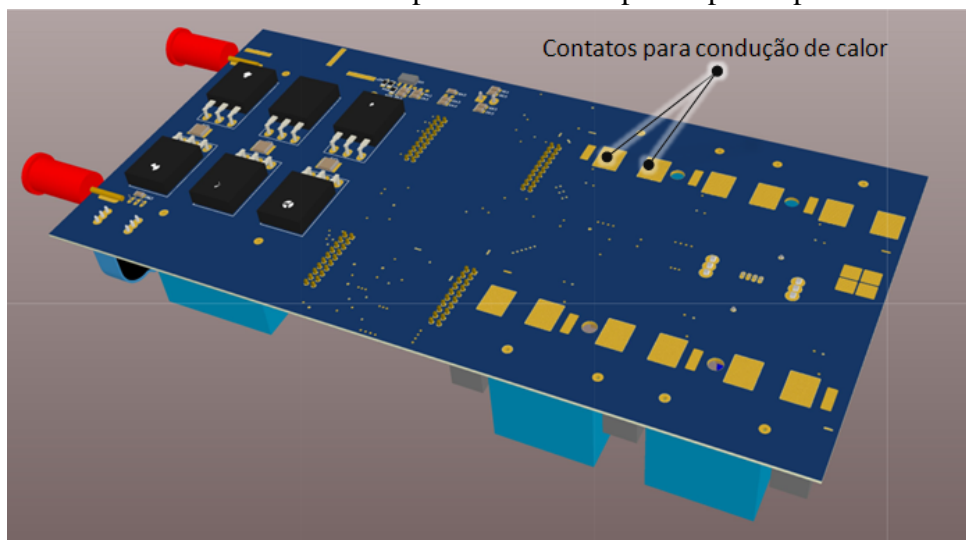
Figura 55 – Visão superior em 3D da PCB.



Fonte: própria.

A Figura 56 mostra a visão da parte inferior da PCB, mostrando a localização dos MOSFETs de alta tensão e os contatos para condução de calor dos MOSFETs de baixa tensão.

Figura 56 – Vista isométrica inferior da placa eletrônica para o protótipo.



Fonte: própria.

5.3 Fontes Auxiliares

A alimentação dos circuitos de acionamento dos interruptores, sistema de processamento e aquisição de sinais é feita com 6 fontes auxiliares.

A fonte que alimenta o circuito de acionamento dos MOSFETs de V_1 é isolada eletricamente do restante do circuito. Está é formada por um conversor DC/DC de fabricação da TRACO e de referência TMV 2 - 1212DHI. Em sua saída de 24 V é conectado um regulador linear, formado pelo LM317, assim é possível ajustar a tensão de gatilho para 18 V.

O restante do circuito é alimentado por reguladores não isolados e lineares, formados com o LM317, ajustados para níveis de 3,3 V e 5 V.

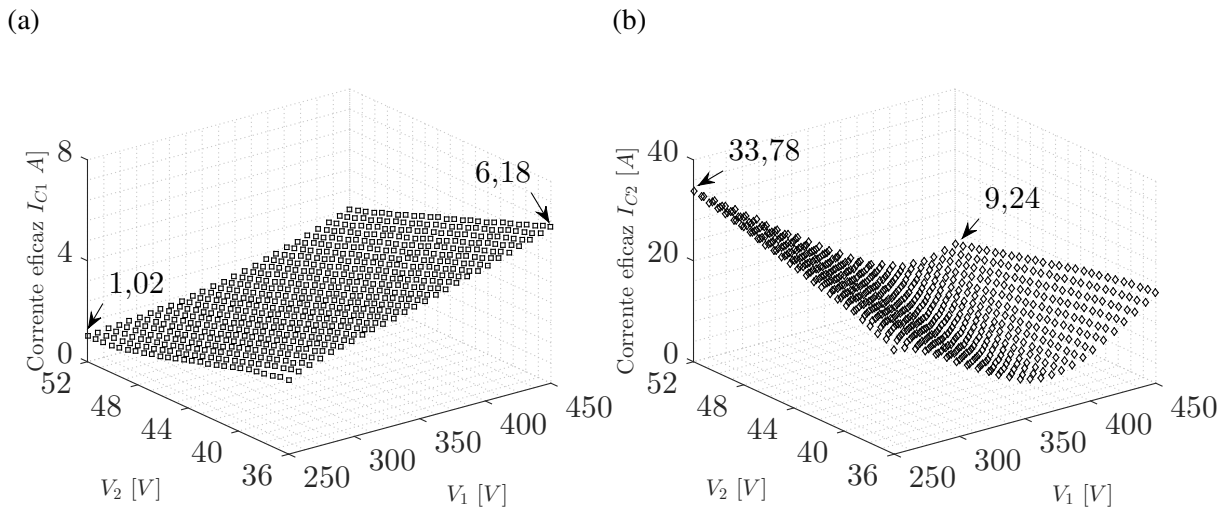
O nível de tensão para o circuito de gatilho dos MOSFETS de V_2 é regulada para 10 V, atendendo os dados de tensão máxima para este componente.

5.4 Capacitores dos Barramentos

Em cada barramento do DAB trifásico, existe um capacitor para manter o nível do *ripple* de tensão dentro dos limites estabelecidos. Estes capacitores estão submetidos a uma frequência de operação seis vezes maior que a frequência de chaveamento f_s . Neste protótipo, a frequência f_s é de 190 kHz, assim a frequência sobre os capacitores será 1,4 MHz. Dessa forma, deve-se projetar o capacitor com frequência de ressonância acima deste valor.

Nos capacitores de baixa tensão, quando funcionando em potência nominal, as correntes devem ultrapassar 30 A, como mostra a Figura 57. Para o lado de alta tensão a corrente é aproximadamente 6 A. As corrente em C_2 pode aumentar a temperatura do material, reduzindo a capacitância, vida útil até a falha permanente do capacitor.

Diante dos fatos apresentados, os capacitores devem ser projetados para uma eficiência ótima, dessa forma, sem comprometer o funcionamento do conversor. Os capacitores do tipo eletrolíticos são descartados, pois apresentam uma baixa vida útil para um equipamento que será utilizado em veículos automotivos. Os capacitores polipropileno ou *metallized polypropylene film capacitors (MKP)* possuem um vida útil alta chegando a 40.000 horas, porém, ficam fora do protótipo, dado a dificuldade de encontrar capacitâncias pequenas e volume reduzidos. A possibilidade foi utilizar capacitores cerâmicos em paralelo, para alcançar os valores de capacitância, suportar os limites de corrente e elevada vida útil.

Figura 57 – Corrente I_{C1rms} (a) e I_{C2rms} (b).

5.4.1 Materiais

Existem diversos materiais dielétricos para uso em capacitores cerâmicos, entre estes materiais, os principais são: X7R e C0G.

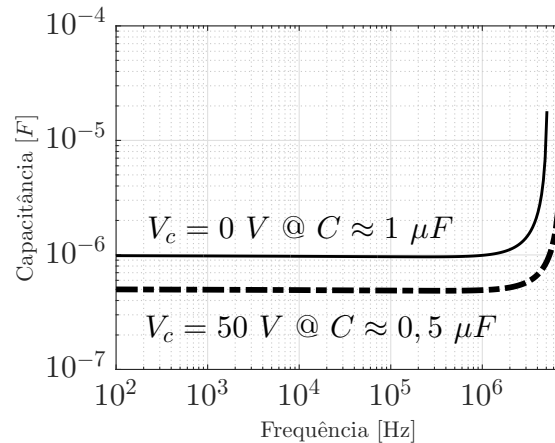
O material X7R é o mais comum, pois possui um baixo custo dado a sua alta oferta no mercado. Porém, este elemento sofre diversas variações em suas propriedades, ocasionadas por inúmeros fatores, entre eles:

1. Tensão aplicada no capacitor;
2. Temperatura de operação;
3. Frequência no funcionamento;
4. Corrente eficaz.

Uma alternativa disponível é alterar o material, passando para o C0G. Este elemento tem um preço elevado quando comparado com outros tipos, no entanto, suas propriedades são menos dependentes das variações externas apresentadas.

A Figura 58 apresenta a variação de capacitância para o material X7R para duas tensões diferentes em um capacitor com tensão máxima de trabalho de 60V. É possível notar que a capacitância é reduzida pela metade quando a tensão chega próxima a máxima de trabalho, essa é alterada com a frequência de operação, reduzindo ainda mais a eficiência do componente.

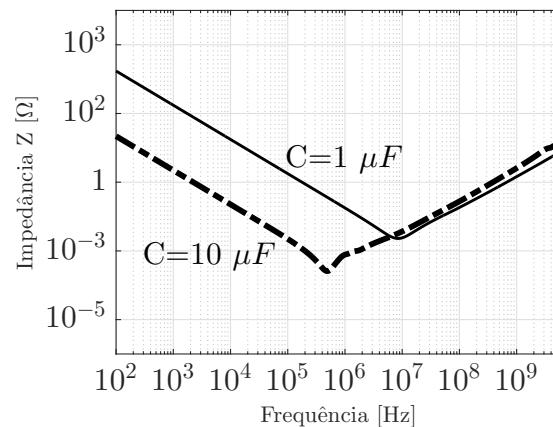
Figura 58 – Variação da capacitância F em função da tensão.



Fonte: Adaptado de Murata (2017)

A resposta em frequência do capacitor é fundamental para determinar o melhor ponto de operação, isto é, se o componente funcionar próximo da ressonância ele apresenta características indutivas dada a redução da impedância. Assim ele será uma carga para o sistema, sua temperatura aumentará e com o tempo irá falhar. A Figura 59 mostra esta resposta em frequência para duas capacitâncias, é possível notar que o capacitor de $1 \mu F$ tem seu ponto de ressonância em uma frequência bastante elevada em comparação com a capacitância de $10 \mu F$.

Figura 59 – Resposta em frequência para a impedância de dois capacitores.



Fonte: Adaptado de Murata (2017)

5.4.2 Solução

Com as considerações feitas e usando as equações 3.28 e 3.29, prefere-se escolher capacitores que possuam capacitância abaixo de $1\mu F$, devido a alta frequência. Assim, para obtenção do valor de capacitância necessária é importante o paralelismo, garantindo uma divisão da corrente e consequentemente esse grupo de capacitores suportará a máxima corrente do conversor.

O grupo que compõem C_1 será realizado para um a capacitância de 120 nF com tensão máxima de 1 kV , com 96 capacitores em paralelo, totalizando uma capacitância de $11.5\mu F$. A frequência de ressonância fica em aproximadamente 15 MHz , quinze vezes maior que a frequência de operação. Com isso, espera-se uma diminuição do valor da capacitância em 20% para uma temperatura de trabalho em $50\text{ }^\circ\text{C}$ e outra redução de 30% para tensão de trabalho máxima de 450 V . Dessa forma, a capacitância final estimada deve ser de aproximadamente $6,44\mu F$.

Já para o grupo que compõem C_2 , a capacitância escolhida foi de $1\mu F$ com tensão máxima de 100 V , com 88 capacitores em paralelo, totalizando uma capacitância de $88\mu F$. A frequência de ressonância fica em aproximadamente 8 MHz , oito vezes maior que a frequência de operação. Espera-se uma diminuição da capacitância em 20% para uma temperatura de trabalho em $50\text{ }^\circ\text{C}$ e outra redução de 30% para tensão de trabalho máxima de 52 V . Assim, a capacitância final estimada deve ser de $49,28\mu F$.

5.5 Transformadores

O ótimo desempenho do conversor está diretamente ligado a exatidão nos parâmetros dos transformadores: relação de espiras n e indutância de dispersão L_p . A Tabela 7 apresenta os dados médios para os estes parâmetros. O valor médio para $\langle L_p \rangle$ foi de $6,9\mu H$, representando um erro de 4,5%.

Tabela 7 – Dados do transformador construído.

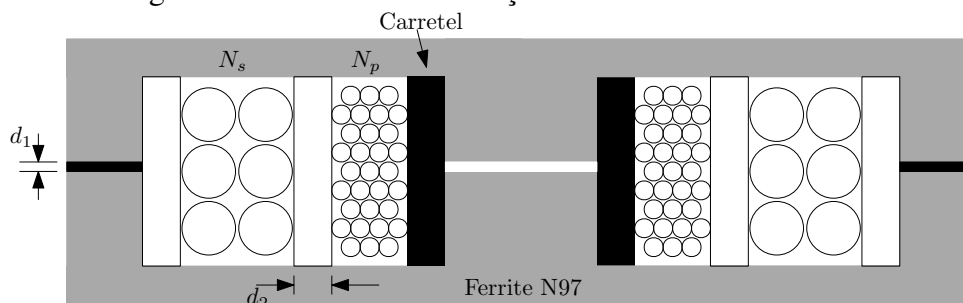
N_p	14
N_s	4
$\langle L_p \rangle$	$6,9\mu H$
$\langle L_m \rangle$	$110\mu H$

Fonte: própria.

A construção do transformador, dito no capítulo 3, foi pensada para utilizar a própria dispersão do magnético como indutância série L_p do DAB, dessa forma, é possível reduzir o volume total dos elementos magnéticos. O bobinamento foi feito inúmeras vezes até a conquista de um padrão de construção para obtenção da dispersão necessária para o material N97 e forma ETD44.

A Figura 60 apresenta como ficou o padrão de construção do transformador. O espaçamento d_1 é de aproximadamente 2 mm e entre as bobinas N_p e N_s existe uma camada de isolamento com um espaçamento d_2 próximo de $1,1\text{ mm}$.

Figura 60 – Padrão de construção dos transformadores.



Fonte: própria.

Os condutores são feitos com o fio de *Litz* de diâmetros de $0,1\text{ mm}$, para o primário foi utilizado 360 fios em paralelo e para o secundário, 1260 fios em paralelo. A Figura 61 mostra quatro dos seis transformadores construídos para o protótipo.

Figura 61 – Os quatro dos seis transformadores construídos para o protótipo.

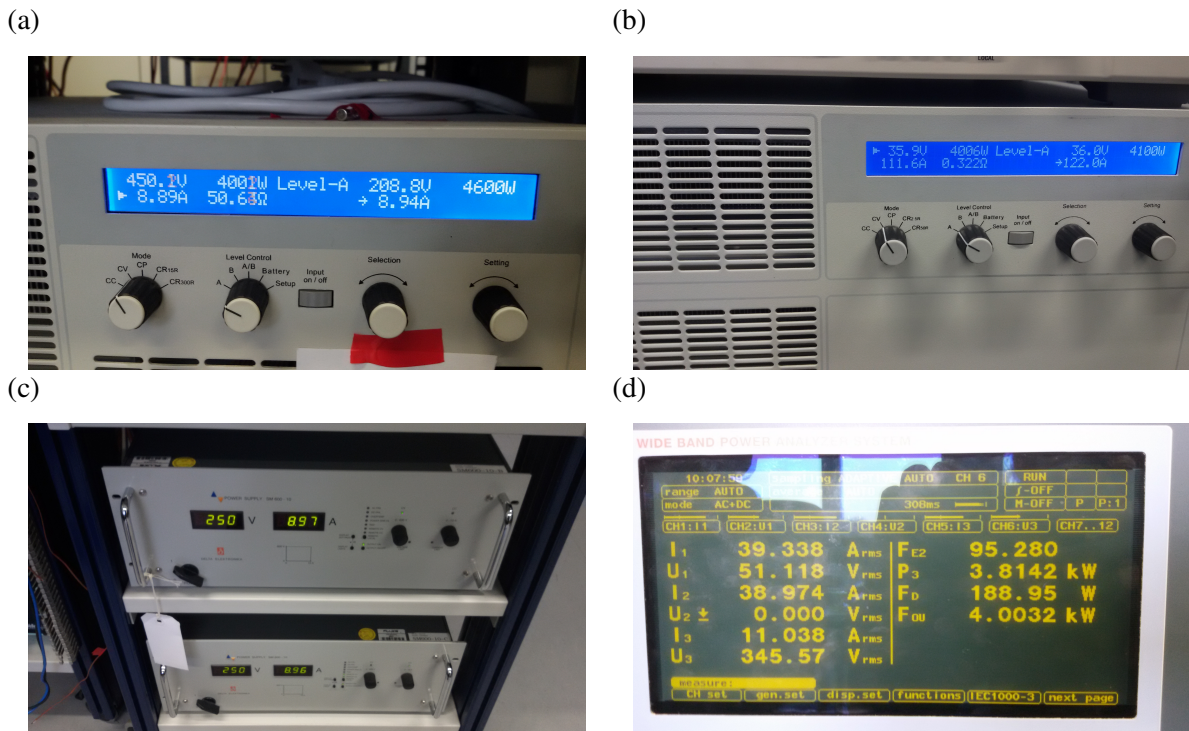


Fonte: própria.

5.6 Funcionamento em Malha Aberta

Todos os ensaios realizados no protótipo foram feitos em duas bancadas, sendo possível testar o funcionamento do conversor em malha aberta, fechada e no sentido do fluxo de potência. A Figura 62 apresenta os equipamentos utilizados .

Figura 62 – (a) Carga eletrônica usada no barramento de alta tensão e (b) carga eletrônica usada para o barramento de baixa tensão. (c) Fonte de alimentação do barramento de alta tensão, (d) analisador de potência.



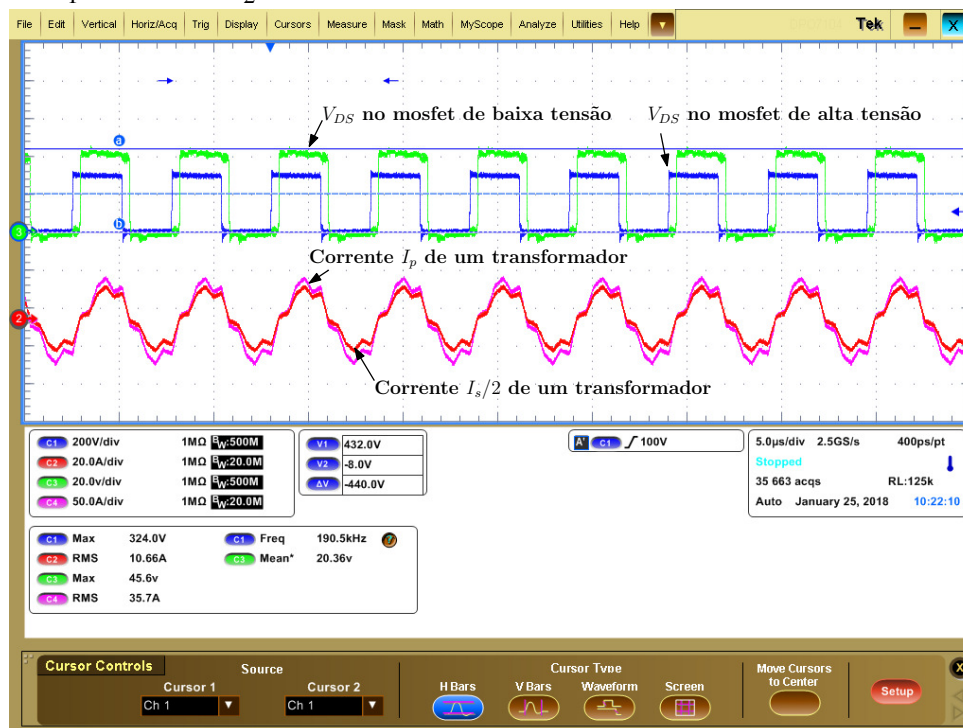
A primeira bancada foi usada para realizar o teste de funcionamento em potência nominal do conversor para o sentido do fluxo indo do barramento V_1 para V_2 . A alimentação de V_1 é composta por duas fontes em paralelo, modelo *SM600* – 10 de fabricação da Delta Elektronika, assim, obtendo uma corrente máxima de 20 A. A carga eletrônica é *EL9160* – 300 de fabricação Elektro-Automatik, com potência máxima de 2600 W em regime permanente e 4600 W durante o tempo máximo de 400 s.

A segunda bancada foi montada para testar o fluxo de potência da baixa tensão para a alta tensão. A fonte de alimentação para V_2 é composta por duas fontes *SM30* – 200 em série, dessa forma é possível obter a corrente I_2 acima dos 110 A, necessária para operação do conversor a 4 kW. A carga eletrônica *EA* – *EL9750* – 75 possui características para funcionamento com tensão máxima de 720 V e potência nominal de 7200 W em regime permanente.

Para realização das medições de eficiência o equipamento da *NORMA D – 6000* da *Lem* foi usado em conjunto com o uso de osciloscópios.

A Figura 63 mostra as formas de ondas para tensão e corrente no protótipo. O ponto de funcionamento é para V_1 em 370 V e V_2 com 40 V em potência de 4 kW. A tensão V_{DS} para o MOSFET de alta tensão está em azul e em verde a tensão para o MOSFET de baixa tensão. A cor rosa representa a corrente para o primário de um dos transformadores I_p e em vermelho a corrente no secundário $I_s/2$.

Figura 63 – Formas de onda para o conversor operando em potência nominal $P = 4 \text{ kW}$ para $V_1 = 370 \text{ V}$ e $V_2 = 40 \text{ V}$.



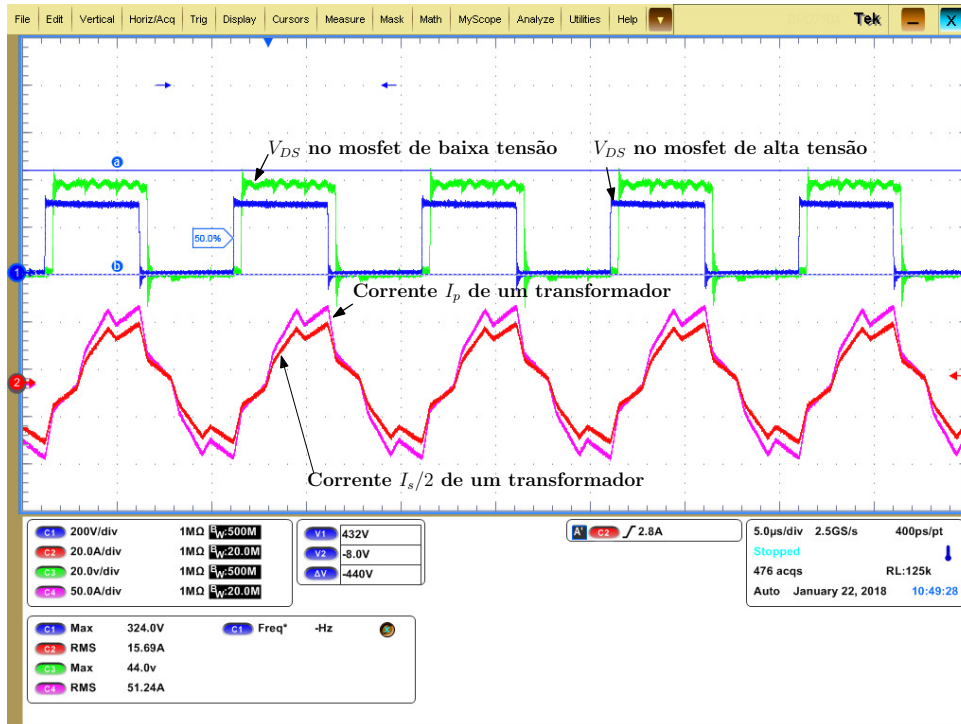
Fonte: própria.

Ainda nesta Figura, nota-se que o sinal V_{DS} para o MOSFET do barramento de baixa tensão possui distúrbios, isso se deve principalmente a forma que esse sinal foi obtido.

Os *mosfets* de baixa tensão são todos montados com a técnica *Surface-mount device* (SMD) e para transferência de calor, uma peça de alumínio é colocada sobre estes semicondutores, realizando a pressão. O acesso aos sinais dos pinos de *Drain* ou *Source* é impossibilitado. Logo, o negativo do barramento V_2 é utilizado como o *source* do MOSFET e uma das conexões do secundário do transformador *drain*. Auxiliado pela alta frequência $f_s = 190 \text{ kHz}$ de operação do conversor a degradação do sinal se torna inevitável. O mesmo não acontece para o sinal V_{DS} do MOSFET de V_1 , devido o fácil acesso aos pinos do componente com encapsulamento TO247.

A Figura 64 apresenta as formas de onda para o ponto de operação $V_1 \approx 250\text{ V}$ e $V_2 \approx 36\text{ V}$ em potência nominal $P = 4\text{ kW}$.

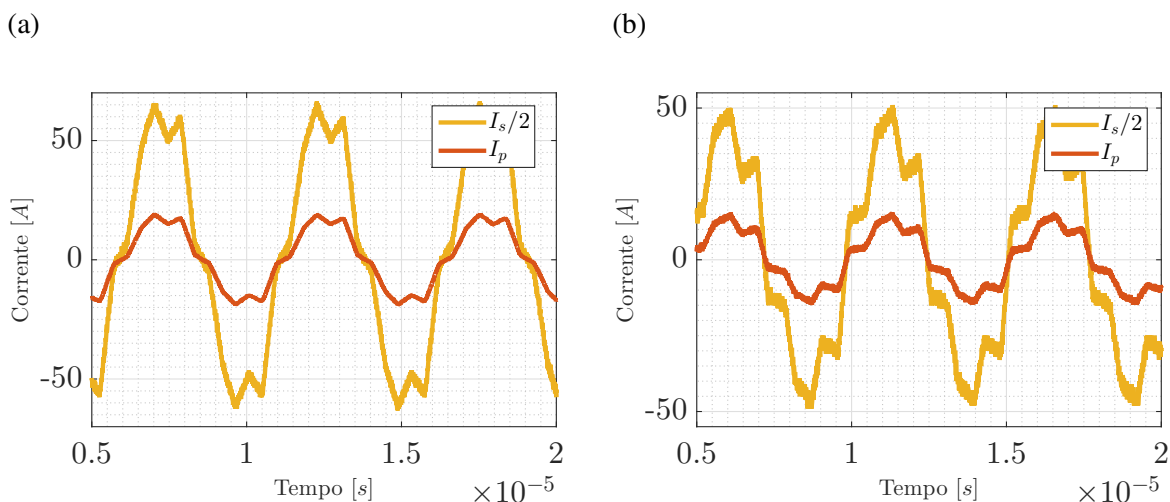
Figura 64 – Formas de onda para o conversor operando em potência nominal $P = 4\text{ kW}$ para $V_1 = 250\text{ V}$ e $V_2 = 36\text{ V}$.



Fonte: própria.

As Figuras 65 (a, b) apresentam uma coleção de formas de onda para as corrente no primário e secundário do transformador para o conversor operando em potência nominal de $4kW$ e em tensões diferentes: em (a) o ponto de operação é $V_1 = 270 V$ e $V_2 = 37 V$; para (b) esse ponto muda para $V_1 = 390 V$ e $V_2 = 50 V$.

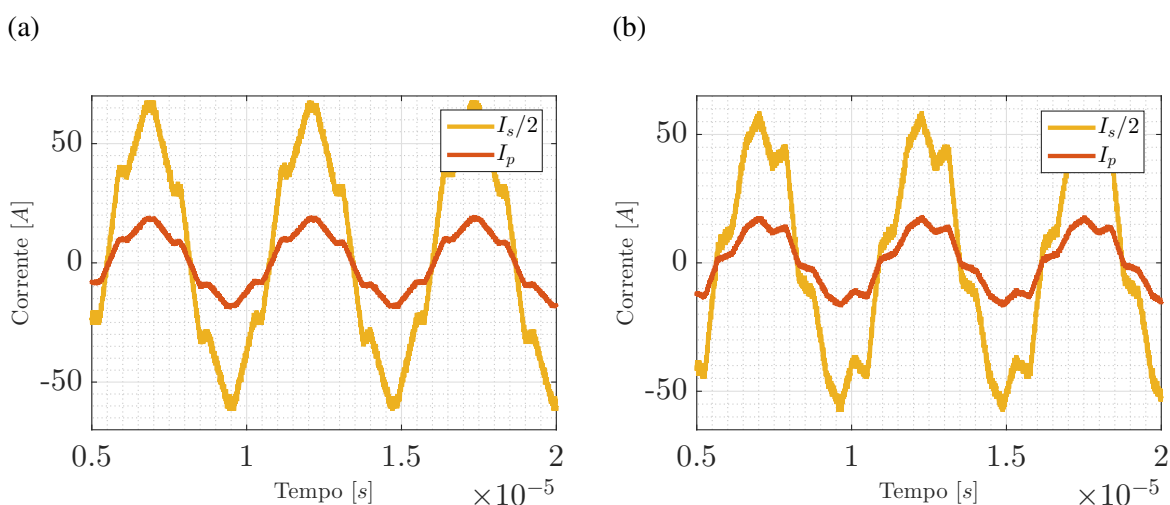
Figura 65 – Corrente I_p e $I_s/2$ para o transformador.



Fonte: própria.

As Figuras 66 (a, b) mostram agora as formas de onda para o conversor operando em: (a) o ponto de operação é $V_1 = 250 V$ e $V_2 = 37 V$; para (b) esse ponto muda para $V_1 = 440 V$ e $V_2 = 40 V$.

Figura 66 – Corrente I_p e $I_s/2$ para o transformador.



Fonte: própria.

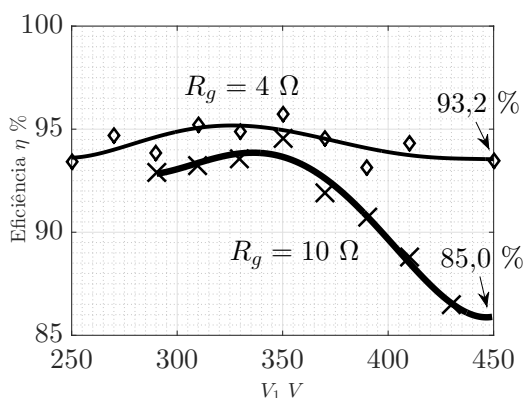
5.7 Eficiência

5.7.1 Efeitos de R_g para a Eficiência η

O efeito do valor de R_g sobre as perdas por chaveamento foram comentados no capítulo 4. Para entender a sua real influência no protótipo, dois valores de R_g foram usados para todos os MOSFETs e o conversor testado em potência nominal.

O primeiro ensaio foi para o valor de $R_g = 10 \Omega$ e depois para o valor de 4Ω , os resultados de eficiência são apresentados na Figura 67. Em ambos os ensaios a tensão V_2 foi fixa em $36 V$ e V_1 variando de $250 V$ a $450 V$. É possível notar a baixa eficiência do protótipo quando o valor de 10Ω é utilizado, chegando a 85% quando V_1 é máximo. O aumento da eficiência acontece quando R_g passa a ser 4Ω , onde a menor eficiência ficou em $93,2\%$, uma diferença de $8,2\%$, em termos de potência uma redução de $332,8W$ nas perdas com a mudança de R_g .

Figura 67 – Influência de R_g sobre a eficiência do conversor.



Fonte: própria.

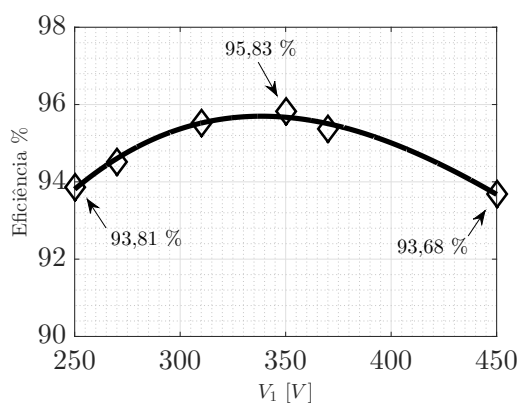
A eficiência elétrica do conversor, como pode ser vista, tem uma forte ligação com R_g , porém, para obtenção de valores menores é necessário um circuito de acionamento para os MOSFETs mais elaborado, capaz de suportar correntes de pico elevadas. Por exemplo, com o valor de 4Ω a corrente de pico para o *gate* do MOSFET de alta tensão alcança $4,5 A$, ultrapassando em $500 mA$ o limite para o *driver* utilizado. No lado de baixa tensão, a corrente pico fica em $2,5 A$, onde máximo do *driver* é $3 A$.

Para este protótipo o valor de R_g usado, para obtenção das eficiências e demais ensaios, foi de 4Ω para todos os MOSFETs.

5.7.2 Eficiência para o Sentido de Fluxo de Potência de V_1 para V_2

A Figura 68 mostra a eficiência medida para o conversor operando em potência nominal de $P = 4 \text{ kW}$, em toda a faixa de V_1 e V_2 , com o total de 50 pontos. Na Figura, a eficiência é dada em um ponto em V_1 e para V_2 é feita uma média dos valores obtidos. A menor eficiência ficou em 93,68%, isso se deve a resistência de R_g bastante alta.

Figura 68 – Eficiência η em potência nominal no sentido V_1 para V_2 .

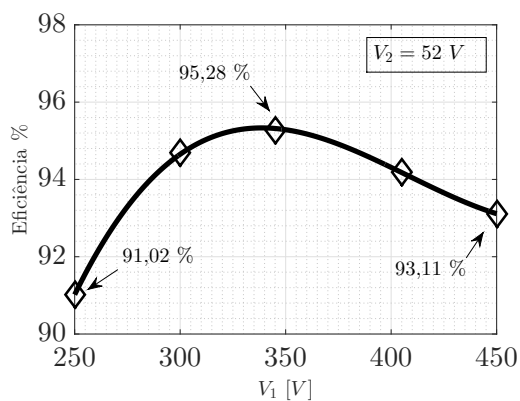


Fonte: própria.

5.7.3 Eficiência para o Sentido de Fluxo de Potência de V_2 para V_1

Ao fim dos testes no sentido de fluxo de V_1 para V_2 , foi necessário trocar os MOSFETs de SCT3030 para SCT3020 e assim temos a Figura 69 foi obtida. A menor eficiência obtida foi de 91,02%, pois este interruptor possui perdas por chaveamento maiores que o antigo.

Figura 69 – Eficiência η em potência nominal no sentido V_2 para V_1 .



Fonte: própria.

5.8 Imagens Térmicas

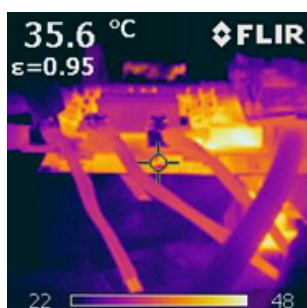
As imagens térmicas são úteis para estimar as elevações de temperatura nos componentes eletrônicos do conversor, no entanto, elas não informam com exatidão o valor real de temperatura, pois, é depende do tipo de material dado pelo seu coeficiente de irradiação térmica.

Neste protótipo, as imagens foram obtidas com uma câmera térmica da FLIR, com o conversor operando por no mínimo 10 minutos em potência de 4 kW, temperatura ambiente de aproximadamente 24°C e para diferentes valores de V_1 ou V_2 .

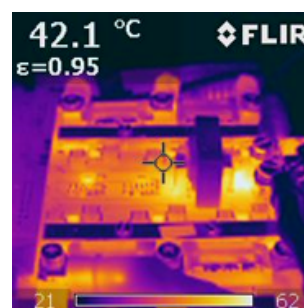
A Figura 70 mostra a imagem térmica para o lado de alta tensão (a) e baixa tensão (b) com o conversor operando em $V_1 = 290 V$ e $V_2 = 40 V$. A maior elevação para a região próxima dos MOSFETS de V_1 fica em aproximadamente 36°C. No lado de baixa tensão, existe uma área com temperatura aproximada de 62°C, pois, nesta região existe uma trilha de cobre para condução da corrente I_2 que sai do sensor.

Figura 70 – Imagem térmica para lado de alta tensão (a) e baixa tensão (b).

(a)



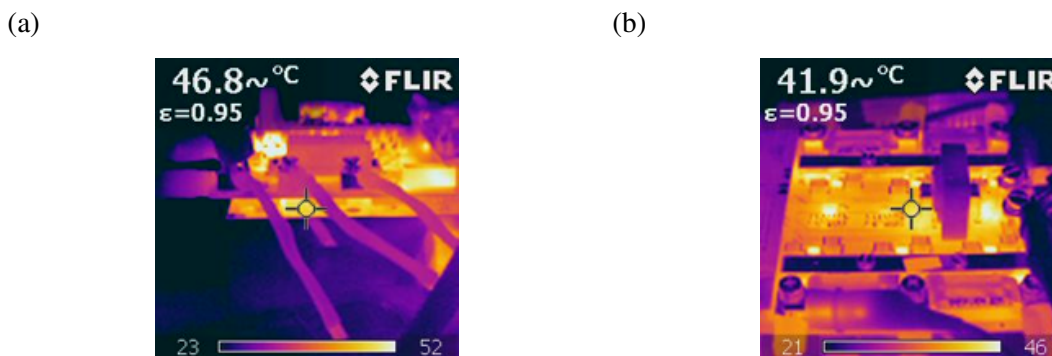
(b)



Fonte: própria

A Figura 71 mostra o protótipo operando em $V_1 = 450 V$ e $V_2 = 40 V$. É possível notar uma elevação de 10°C no lado de alta tensão devido às perdas por chaveamento serem maiores e o lado de baixa tensão não sofrer mudanças significativas.

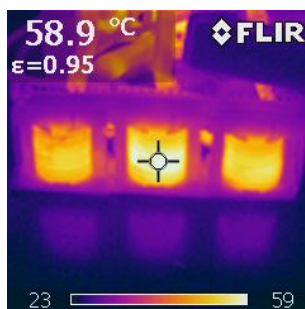
Figura 71 – Imagem térmica para lado de alta tensão (a) e baixa tensão (b).



Fonte: própria

A resposta térmica para o transformador é apresentada na Figura 72, para um tempo de funcionamento de 10 minutos em potência nominal com $V_1 = 250\text{ V}$ e $V_2 = 36\text{ V}$, este é o pior caso para o magnético. A temperatura máxima foi de aproximadamente 60°C .

Figura 72 – Imagem térmica dos transformadores



Fonte: própria.

5.9 Resposta em Malha Fechada

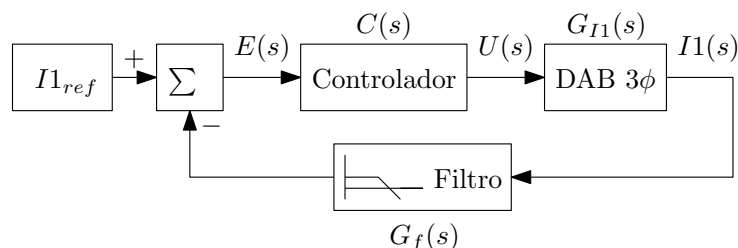
Todos os pontos apresentados para verificação da eficiência do conversor foram obtidos em malha aberta. Agora, com o conversor operando corretamente é possível ativar o controlador de corrente projetado. Para validar este controlador aplicam-se degraus na referência de corrente e tensão nos barramentos V_1 e V_2 .

O degrau na carga não foi realizado, devido às características do equipamento eletrônico utilizado, este é sensível a variações rápidas de tensões e correntes.

A Figura 73 apresenta a estrutura do sistema de controle de corrente do DAB. É possível visualizar a função de transferência do DAB por $G_{I1}(s)$, controlador $C(s)$, corrente de referência I_{1ref} e o filtro para a leitura do sinal de I_1 . Uma importante observação é que, se ao controlar de forma direta a corrente I_1 , indiretamente a corrente I_2 irá ser controlada, dado as

característica de transferência de fluxo de potência assegurada pela equação 3.8.

Figura 73 – Estrutura do controlador utilizado para o controle de corrente I_1 do DAB.



Fonte: própria.

5.9.1 Microcontrolador Utilizado

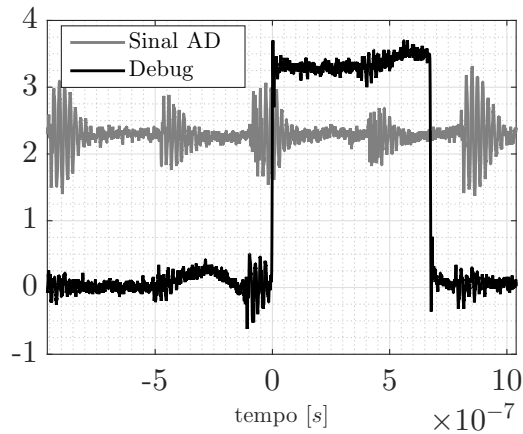
Para realizar a modulação e controle digital do DAB trifásico foi usado o microcontrolador *DSP F28739D* da *Texas Instruments* (INSTRUMENTS, 2015). Esse microcontrolador possui características essenciais para o correto funcionamento deste conversor. Contém uma unidade de ponto flutuante para cálculos numéricos, com duas CPUs funcionando a um *clock* de 200 MHz, tornando os cálculos ainda mais rápidos. A conversão analógica pode ser realizada por até 12 canais e com 4 circuitos de *Sample and Hold* independentes. E para geração dos PWMs, é possível usar até 24 canais, com funções específicas para conversores elétricos, entre elas: geração PWM com canais trifásico e controle do tempo morto para o *rise* e *fall* do sinal de gatilho.

Como dito na seção 3.2, para facilitar o equacionamento e projeto do controle, utiliza-se o poder computacional do DSP para corrigir todas as variáveis lidas pelo AD. Ou seja, se a corrente I_1 possui uma faixa de 0 a 1024, ela será traduzida para $-15 A$ a $15 A$, por exemplo. Assim, não será necessário inserir ganhos no projeto do controlador.

5.9.2 Projeto dos Filtros para os Sensores

O conversor montado e funcionando em potência nominal induz uma série de ruídos nos sinais de leitura dos canais analógicos digitais (AD) do microcontrolador. Como pode ser visto na Figura 74. É possível visualizar o sinal na entrada do canal AD (cinza) do microcontrolador e o sinal de *Debug* (preto) sincronizando com o *gate* de um *mosfet*. Esse sinal de *Debug* informa o tempo necessário para execução completa do *loop* de controle, nota-se ainda que existem ruídos em ambos os sinais. Esses ruídos são provocados pelo chaveamento dos MOSFETs, sendo assim, são inerentes ao circuitos e não podem ser retirados de forma simples.

Figura 74 – Sinal de leitura do AD.



Fonte: própria.

Esse ruído de alta frequência é presente em todos os pontos físicos do protótipo, logo, filtrar esse sinal de forma analógica não terá o efeito desejado, pois a alimentação dos filtros e o caminho elétrico, via PCB, do filtro até o microcontrolador sofreram influências do ruído. Portanto, a solução foi utilizar filtros digitais e em baixa frequência. Para facilitar a implementação deste filtro no DSP, todos os filtros serão implementados com as mesmas especificações.

O filtro analógico de segunda ordem possui a seguinte estrutura:

$$G_f(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \omega_0 \zeta s + \omega_0^2}. \quad (5.1)$$

Onde $\omega_0 = 2\pi f_c$ é a frequência angular para uma frequência de corte f_c . O fator de amortecimento do filtro é dado por ζ . A frequência de corte f_c escolhida é de 1 kHz com fator de amortecimento ζ de 0,7, logo:

$$G_f(s) = \frac{3,987 \cdot 10^7}{s^2 + 4398s + 3,987 \cdot 10^7}. \quad (5.2)$$

Converte-se esse filtro para o domínio Z pelo método de *Tustin* na mesma frequência de trabalho do conversor $f_s = 190 \text{ kHz}$, tem-se:

$$G_f(z) = \frac{9,826 \cdot 10^{-6} z^2 + 1,965 \cdot 10^{-5} z + 9,826 \cdot 10^{-6}}{z^2 - 1,991z + 0,9912}. \quad (5.3)$$

5.9.3 Projeto do Controlador de Corrente

A função de transferência $G(s)$ que determina as resposta transitória do DAB trifásico foi definida na seção 3.2. Aqui será utilizada a função de transferência para o controle da corrente do lado de alta tensão $G_{I1}(s)$. Usando $C_1 = 22 \mu F$, $R_c = 1 \cdot 10^{-1} \Omega$, conversor operando em potência nominal de 4 kW , $V_{1n} = 330 \text{ V}$ e $\phi_n = \pi/6$, a função fica:

$$G_{I1}(s) = \frac{0,307}{2,2 \cdot 10^{-5} s + 1}. \quad (5.4)$$

Dado as características da carga eletrônica utilizada (ver seção 5.6), optou-se por determinar a resposta em malha fechada em aproximadamente 0,1 segundos em regime permanente. Por ser possível utilizar um controle digital, o controlador $C(s)$ possuirá uma estrutura para cancelar os pólos de G_{I1} . Para garantir erro zero em regime permanente do conversor, insere-se um integrador e o seu ganho k será usado para determinar a constante de tempo do sistema completo, dessa forma:

$$C(s) = k \frac{CR_c s + 1}{s} = k \frac{22 \cdot 10^{-6} s + 1}{s}. \quad (5.5)$$

Para garantir o tempo de assentamento de 0,1 seg a constante de tempo da função em malha fechada do sistema deve possuir 1/4 desse valor, logo:

$$T = \frac{0,1}{4} = 25 \cdot 10^{-3}, \quad (5.6)$$

com o valor em regime permanente da equação 5.4 o ganho será:

$$k = \frac{1}{0,307T} = 130,2932. \quad (5.7)$$

o controlador completo temos:

$$C(s) = k \frac{CR_c s + 1}{s} = 130,2932 \frac{22 \cdot 10^{-6} s + 1}{s}. \quad (5.8)$$

Com o controlador projetado é necessário discretizar o mesmo para ser posto no DSP para realização do controle do conversor. Para isso discretizar-se a equação 5.8 no domínio Z, na mesma frequência de chaveamento do conversor 190 kHz e pelo método de Tustin, fica:

$$C(z) = \frac{0,003209z - 0,002524}{z - 1}. \quad (5.9)$$

Como o filtro foi ajustado para uma frequência de corte 10 vezes maior que a constante de tempo de estabilização do controle, espera-se que o mesmo não influencie na resposta do sistema, para isso, um breve estudo com o filtro e sem o filtro será realizado. A função de transferência em malha fechada sem o filtro G_f fica:

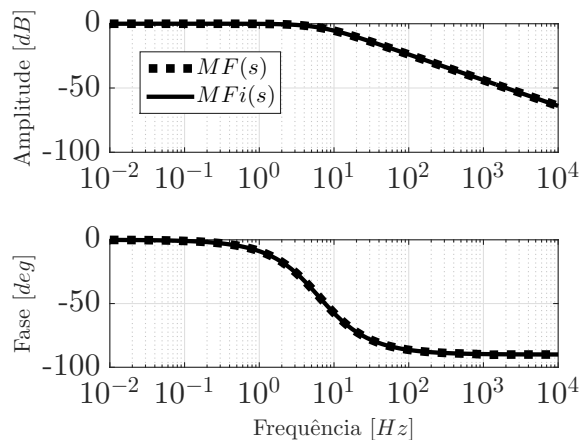
$$MF(s) = \frac{0,0008801s + 40}{2,2 \cdot 10^{-5}s^2 + 1,001s + 40}, \quad (5.10)$$

para a malha fechada com o filtro a nova função é,

$$MF_i(s) = \frac{0,0008801s^3 + 43,87s^2 + 2,107 \cdot 10^{-5}s + 1,579 \cdot 10^{-9}}{2,2 \cdot 10^{-5}s^4 + 1,097s^3 + 5267s^2 + 3,951 \cdot 10^7s + 1,579 \cdot 10^9}. \quad (5.11)$$

Para entender se o filtro G_f é capaz de determinar uma mudança na resposta do controlador a Figura 75 é utilizada. Nela é possível visualizar o diagrama de bode do sistema com o filtro (contínua) e sem o filtro (pontilhada). Como pode ser visto, em ambas o Bode permanece quase inalterado, com erro médio menor que 0,1%.

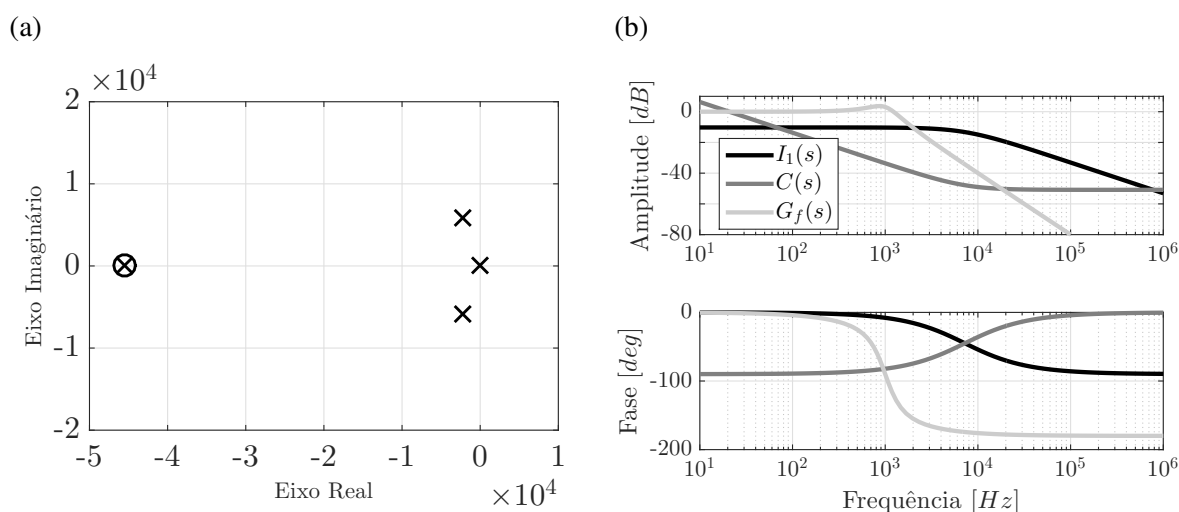
Figura 75 – Diagrama de Bode para o sistema em malha fechada com e sem o filtro $G_f(s)$.



Fonte: própria.

A Figura 76 mostra o lugar das raízes (a) e o diagrama de Bode para $C(s)$, $G_f(s)$ e o filtro de $I_1(s)$ (b). No gráfico do lugar das raízes, são apresentados os 4 polos e 1 zero das equações. O polo localizado em (0,0) é devido ao integrador do controlador $C(s)$, os polos complexos da planta são cancelados pelo controlador.

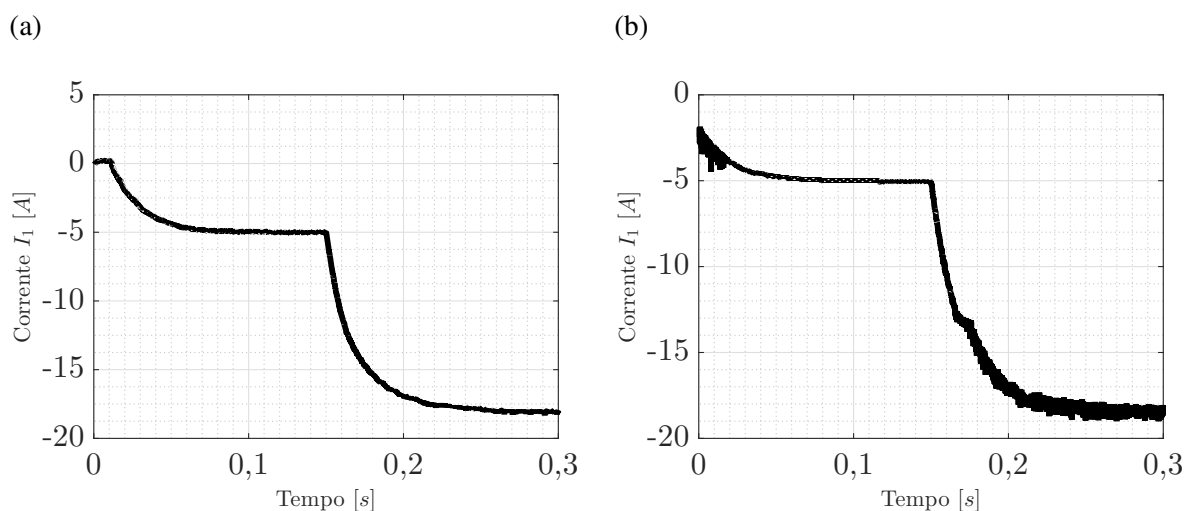
Figura 76 – Lugar das raízes para a função de transferência de malha aberta para $G_{I1}(s)C(s)G_f(s)$ e diagrama de Bode para as três funções individuais.



Fonte: Própria.

A Figura 77 apresenta a resposta de corrente para a simulação elétrica do conversor. No instante $0,15$ s é realizado um degrau na referência I_{1ref} de -5 A para -17 A. É possível visualizar que o tempo de estabilização da corrente é de aproximadamente $0,1$ s, como calculado.

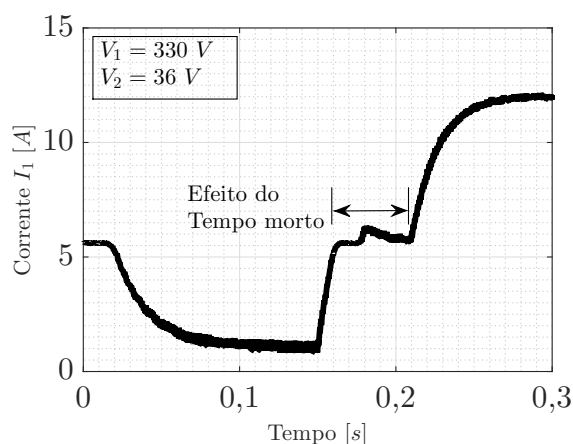
Figura 77 – Resposta para o degrau de referência para (a) a tensão $V_1 = 250$ V e (b) $V_1 = 450$ V com $V_2 = 36$ V.



Fonte: Própria.

Como descrito na seção 3.2.1, o efeito provocado pelo tempo morto das chaves pode influenciar na resposta do controlador, adicionando atrasos na estabilização da resposta. A Figura 78 apresenta esse efeito acontecendo para um degrau de 1 A para 12 A, com $V_1 = 330 V$ e $V_2 = 36 V$. Fica evidente que o tempo de estabilização é maior que 0,1 s.

Figura 78 – Efeito do tempo morto com o controlador.



Fonte: própria.

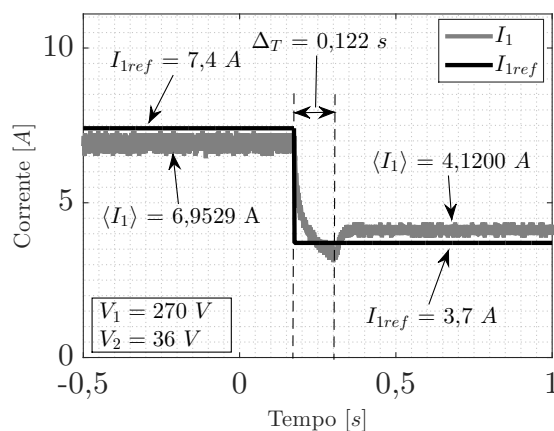
5.9.4 Resultados Experimentais

Para validar o funcionamento do controlador $C(s)$ projetado, alguns degraus na referência I_{ref} são aplicados, assim como, mudanças para V_2 . A Figura 79 mostra a mudança de referência para o controlador de corrente. A mudança foi realizada com $V_1 = 270 V$ e $V_2 = 36 V$, nessa situação, a corrente I_1 foi alterada de 7,4 A para 3,7 A. Isso representa, em termos de potência, uma variação de 50% da potência nominal do conversor para 25%.

Agora uma mudança de referência I_{ref} de 6,6 A para 13,3 A foi realizada, como mostra a Figura 80. Neste caso, a $V_1 = 330 V$ e $V_2 = 44 V$. Essa variação representa uma mudança de 55% da potência nominal para 110%. Nota-se um desvio da corrente I_1 média e de referência, que não compromete o funcionamento do controlador, ocasionado pelos ruídos e não linearidade dos sensores. Esse processo representa um desvio menor que 9,3 %.

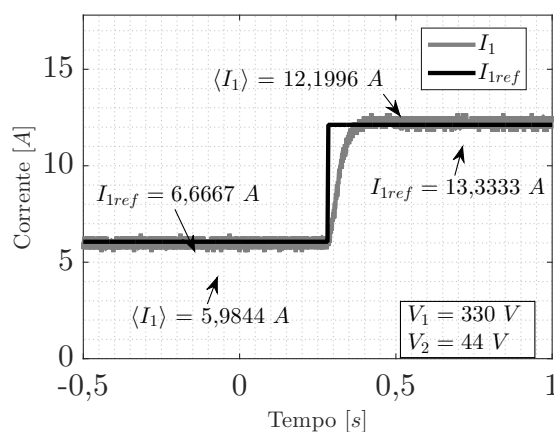
Uma variação de tensão em V_2 é mostrada na Figura 81. Nessa situação a tensão $V_1 = 270 V$ e o estado inicial de V_2 é com tensão de 36 V. A corrente de referência I_{ref} é fixa em 7,4 A (50% da potência nominal). No instante $t \approx -1,2 s$ a tensão V_2 passa de 36 V para 44 V. Nota-se uma variação da corrente: com o aumento de V_2 a corrente em I_1 diminui, para manter o mesmo nível de potência dada para um ϕ . Após isso, o controlador atua para manter a

Figura 79 – Variação da referência I_1 de 7,4 A para 3,4 A. A medição de corrente I_1 está em cinza e referência I_{1ref} em preto.



Fonte: própria.

Figura 80 – Variação da referência I_1 de 6,6 A para 13,3 A. A medição de corrente I_1 está em cinza e referência I_{1ref} em preto.

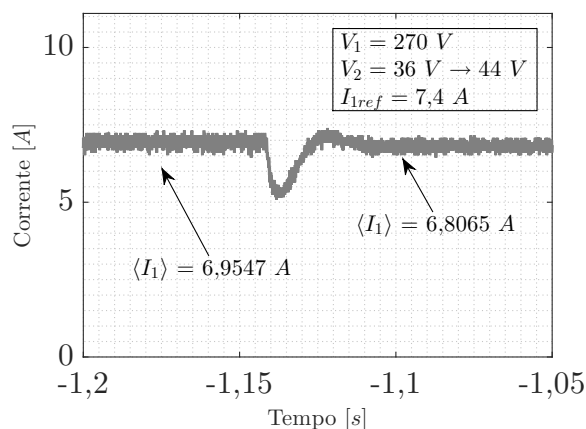


Fonte: própria.

potência em 50%.

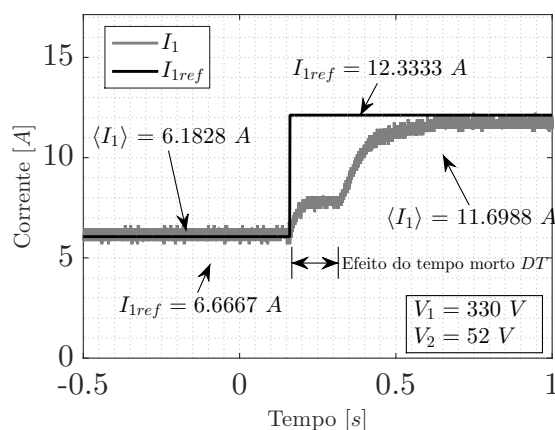
Agora, na Figura 82 um degrau na referência de corrente I_{1ref} foi imposto para corrente de 6,6 A para 12,3 A. Isso representa uma variação de 55% da potência nominal para 100%. Nota-se que no instante entre o degrau e estabilização do sinal, uma deformação na corrente é visto. Essa deformação acontece devido ao tempo morto dos interruptores. Aparece neste caso, devido ao ângulo necessário para colocar potência nominal no conversor. O que é, naturalmente, um ângulo maior que para 1/3 ou 1/2 da potência, por exemplo.

Figura 81 – Variação de V_2 de 36 V para 44 V. A medição de corrente I_1 está em cinza.



Fonte: própria.

Figura 82 – Variação da referência I_1 de 6,6 A para 13,3 A. A medição de corrente I_1 está em cinza e referência I_{1ref}



Fonte: própria.

5.10 Considerações Finais

Neste capítulo, o protótipo foi apresentado e os seus principais elementos foram discutidos e explorados.

A fase inicial para a concepção como seria o protótipo foi dada pela definição do dissipador, com suas especificações físicas. Com esses dados a PCB foi projetada para ser encaixadas nessas dimensões. Os MOSFETs de baixa tensão, por serem SMDs, tiveram o seu sistema de resfriamento feito por diversos contatos o que prejudicou a condução de calor.

A eficiência em ambos os sentidos de fluxo ficou menor que o calculado, isto se deve principalmente ao circuito de gatilho dos MOSFETs, que impossibilitou a diminuição da resistência de *gate*, aumentando as perdas em todos os semicondutores.

O controle de corrente demonstrou que o conversor é bastante robusto e de fácil controlabilidade, sendo necessário diminuir o tempo morto para evitar os seus efeitos.

6 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentado um estudo de otimização sobre o Dual Active Bridge trifásico aplicado a veículos elétricos. Durante o desenvolvimento do modelo matemático e simulação elétrica do conversor, foi notado a necessidade de mudança na topologia. O que se deve ao alto nível de corrente para uma potência de 4 kW.

Para evitar o paralelismo dos interruptores, algo comum na literatura, porém, de difícil implementação, a modificação foi dada no arranjo dos transformadores, dobrando a sua quantidade e dividindo pela metade a corrente. Esta versão modificada, mesmo com o acréscimo de 6 interruptores de baixa tensão, continua viável financeiramente, dado o baixo custo dos MOSFETs de Si.

A ampla faixa de tensão de trabalho foi um grande obstáculo para o projeto do conversor, devido a dificuldade em garantir região de ZVS para todos os MOSFETs ou a redução das correntes sobre todos os elementos. A solução encontrada durante a otimização foi, obter um ótimo valor médio dos parâmetros de projeto para a faixa de funcionamento.

O modelo para o transitório do DAB foi realizado via gyrator, técnica que facilita o desenho do controlador e, como foi visto, representa com muita exatidão a dinâmica da planta.

O protótipo foi concebido para uma análise mais detalhada do funcionamento da versão modificada do DAB, pois com aumento da quantidade de magnéticos e a necessidade de um sistema trifásico equilibrado, a construção dos transformadores se torna mais difícil, já que o desvio de parâmetros pode levar a saturação do núcleo magnético ou colocar o conversor em uma região de trabalho longe da calculada. Um parâmetro muito importante foi a dispersão do transformador, usada como elemento de transferência de energia, uma vez que, valores maiores que os calculado podem impossibilitar a transferência de fluxo de potência no valor de 4 kW ou mesmo reduzir a eficiência do conversor.

A eficiência média no protótipo, ficou em 94% com a mínima em 91%. Essa eficiência só foi possível com a mudança dos *drivers* e redução para 4 Ω da resistência de *gate* para todos os MOSFETs. O baixo rendimento se deve a inúmeros motivos, que foram discutidos ao longo do texto, como a baixa capacidade de corrente do circuito de gatilho dos MOSFETs e a alta frequência de chaveamento. Há ainda o fato de que o uso de dados para o cálculo das perdas por energia são imprecisos, pois foram utilizados apenas informações dos fabricantes. Ao todo essas imperfeições, contribuem para a diferença de 5% entre o calculado e o obtido experimentalmente.

Com o exposto é possível concluir que os objetivos do trabalho foram alcançados, pois foi desenvolvido um conversor CC-CC para sistemas automotivos elétricos e este foi otimizado para melhor eficiência e volume. A proposta apresentada mostrou ser viável obter um projeto não só com volume reduzido, mas também com a densidade de potência elevada. Essas informações são confirmadas através do protótipo, pois a sua construção validou os passos da pesquisa, assim como o processo possibilitou perceber o que precisa ser melhorado. Sendo esta pesquisa um recorte do Projeto Helene, há ainda inúmeras alternativas de aprimoramento. Assim, como proposta para trabalhos futuros:

- Melhoria do projeto do transformador de alta frequência usando elementos finitos, pois dessa forma, será possível melhorar a otimização dos magnéticos;
- Aprimoramento do modelo térmico, com a obtenção de valores reais para as diversas resistências térmicas presentes no circuito. Em especial, a resistência térmica das vias metalizadas usadas na PCB para a dissipação de calor dos interruptores de baixa tensão;
- Obtenção em bancada dos parâmetros do MOSFETs para melhoria da estimativa das suas perdas;
- Construção de um circuito de gatilho mais elaborado para os MOSFETs, que suporte corrente de picos mais elevadas.

REFERÊNCIAS

- ANENBERG, S. C.; MILLER, J.; MINJARES, R.; DU, L.; HENZE, D. K.; LACEY, F.; MALLEY, C. S.; EMBERSON, L.; FRANCO, V.; KLIMONT, Z. *et al.* **Impacts and Mitigation of Excess Diesel-Related No X Emissions in 11 Major Vehicle Markets.** *Nature*, Nature Publishing Group, v. 545, n. 7655, p. 467, 2017.
- BAARS, N. H.; EVERTS, J.; WIJNANDS, C. G.; LOMONOVA, E. A. **Performance Evaluation of a Three-Phase Dual Active Bridge DC-DC Converter with Different Transformer Winding Configurations.** *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 31, n. 10, p. 6814–6823, 2016.
- BAISDEN, A. C.; EMADI, A. **Advisor-Based Model of a Battery and an Ultra-Capacitor Energy Source for Hybrid Electric Vehicles.** *IEEE transactions on vehicular technology*, IEEE, v. 53, n. 1, p. 199–205, 2004.
- BERGMAN, T. L.; INCROPERA, F. P.; DEWITT, D. P.; LAVINE, A. S. **Fundamentals of Heat and Mass Transfer.** [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011.
- BLANC, M.; LEMBEYE, Y.; FERRIEUX, J.-P.; RIZET, C.; MAHE, A.; BENSALAH, T. **Optimization of a DCDC Dual Active Bridge Converter for Aircraft Application.** In: VDE. PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of. [S.l.], 2017. p. 1–7.
- DEMETRIADES, G. **On Small-Signal Analysis and Control of The Single-And the Dual-Active Bridge Topologies.** Stockholm, 2005. 292 f. Tese (Doutorado) — Königliche Technische Hochschule, Institutionen für Elektroteknisha System, 2005.
- DONCKER, R. W. D.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H. **A Three-Phase Soft-Switched High-Power-Density Dc/Dc Converter for High-Power Applications.** *IEEE transactions on industry applications*, IEEE, v. 27, n. 1, p. 63–73, 1991.
- ENGEL, S. P.; SOLTAU, N.; STAGGE, H.; DONCKER, R. W. D. **Dynamic and balanced control of three-phase high-power dual-active bridge DC–DC converters in DC-grid applications.** *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 28, n. 4, p. 1880–1889, 2013.
- EVERTS, J. J. **Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge Ac-Dc Converter Topologies.** Löwen, 2014. 238 f. Tese (Doutorado) — Katholieke Universiteit Leuven, Technologicampus Gent, Löwen, 2014.
- HANSEN, J.; SATO, M.; RUEDY, R. **Perception of Climate Change.** *Proceedings of the National Academy of Sciences*, National Acad Sciences, v. 109, n. 37, p. E2415–E2423, 2012.
- HOEK, H. van; NEUBERT, M.; KROEBER, A.; DONCKER, R. W. D. **Comparison of a Single-Phase and a Three-Phase Dual Active Bridge With Low-Voltage, High-Current Output.** In: IEEE. Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2012 International Conference on. [S.l.], 2012. p. 1–6.
- INSTRUMENTS, T. **Dual-Core Delfino Microcontroller TMS320F28379D.** 2015. Disponível em: <<http://www.ti.com/product/TMS320F28379D?keyMatch=TMS320F28379D&tisearch=Search-EN-Products>>. Acesso em: 21 de maio de 2018.

KE, W.; ZHANG, S.; HE, X.; WU, Y.; HAO, J. **Well-To-Wheels Energy Consumption and Emissions of Electric Vehicles: Mid-Term Implications from Real-World Features and Air Pollution Control Progress**. Applied energy, Elsevier, v. 188, p. 367–377, 2017.

KRISMER, F.; KOLAR, J. W. **Closed Form Solution for Minimum Conduction Loss Modulation of Dab Converters**. IEEE Transactions on Power Electronics, IEEE, v. 27, n. 1, p. 174–188, 2012.

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

KUYPERS, M. **Application of 48 volt for Mild Hybrid Vehicles and High Power Loads**. [S.l.]: SAE Technical Paper, 2014.

MCNUTT, T. R.; HEFNER, A. R.; MANTOOTH, H. A.; BERNING, D.; RYU, S.-H. **Silicon Carbide Power Mosfet Model and Parameter Extraction Sequence**. IEEE Transactions on Power Electronics, IEEE, v. 22, n. 2, p. 353–363, 2007.

NYKVIST, B.; NILSSON, M. **Rapidly Falling Costs of Battery Packs for Electric Vehicles**. Nature Climate Change, Nature Publishing Group, v. 5, n. 4, p. 329, 2015.

OLIVEIRA FILHO, H. M. D. **Conversor CC-CC Trifásico Isolado Bidirecional com Comutação Suave Utilizando Dual Phase-Shift e Razão Cíclica Variável**. Fortaleza, 2015. 159 f. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2015.

PRESSMAN, A. **Switching Power Supply Design**. [S.l.]: McGraw-Hill, Inc., 1997.

QIANG, L. **High efficiency High Density Power Converters with WBG Devices for Data Center and Battery Charger Applications**. New-generation Power Electronics and System Research Consortium Japan, NPERC-J, v. 1, n. 1, p. 23–39, 2016.

SANTOS, W. M. d. *et al.* **Estudo e Implementação do Conversor TAB (Triple Active Bridge) Aplicado a Sistemas Renováveis Solares Fotovoltaicos**. Santa Catarina, 2011. 318 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica: Eletrônica de Potência, 2011.

SEGARAN, D. S. **Dynamic Modelling and Control of Dual Active Bridge Bi-Directional Dc-Dc Converters for Smart Grid Applications**. Melbourne, 2013. 360 f. Tese (Doutorado) — Royal Melbourne Institute of Technology, School of Electrical and Computer Engineering, Melbourne, 2013.

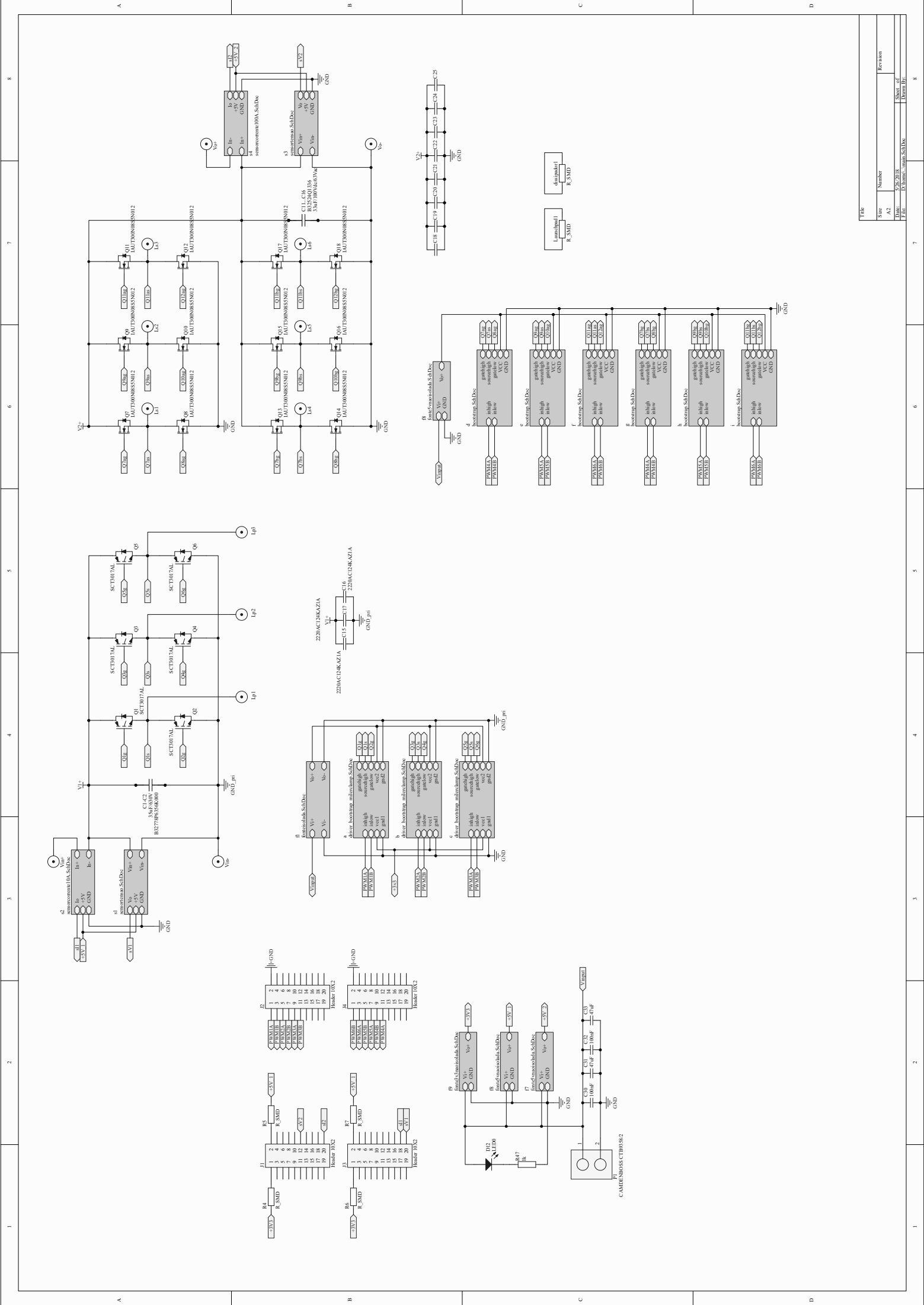
SOLTAU, N.; SHEN, Z.; DONCKER, R. W. D. **Design of Series Inductances for High-Power DC-DC Converters**. In: IEEE. Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2015 International Conference on. [S.l.], 2015. p. 890–895.

TELLEGEN, B. D. **The Gyrator, A New Electric Network Element**. Philips Res. Rep, v. 3, n. 2, p. 81–101, 1948.

WANG, D.; PENG, F.; YE, J.; YANG, Y.; EMADI, A. **Dead-Time Effect Analysis of a Three-Phase Dual-Active Bridge DC/DC Converter**. IET Power Electronics, IET, v. 11, n. 6, p. 984–994, 2017.

APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO DO CONVERSOR DAB TRIFÁSICO

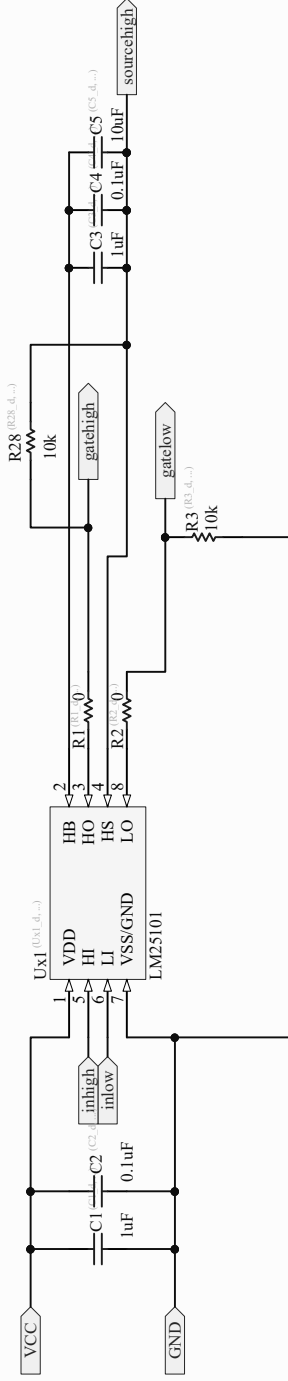
A seguir os esquemáticos do DAB trifásico desenvolvidos com o *Software* Altium
2014.



File	Size	Number	Revision
03-20-2018			
03-20-2018			
03-20-2018			

1 2 3 4 5 6 7 8

A B C D



Title

Revision

Number

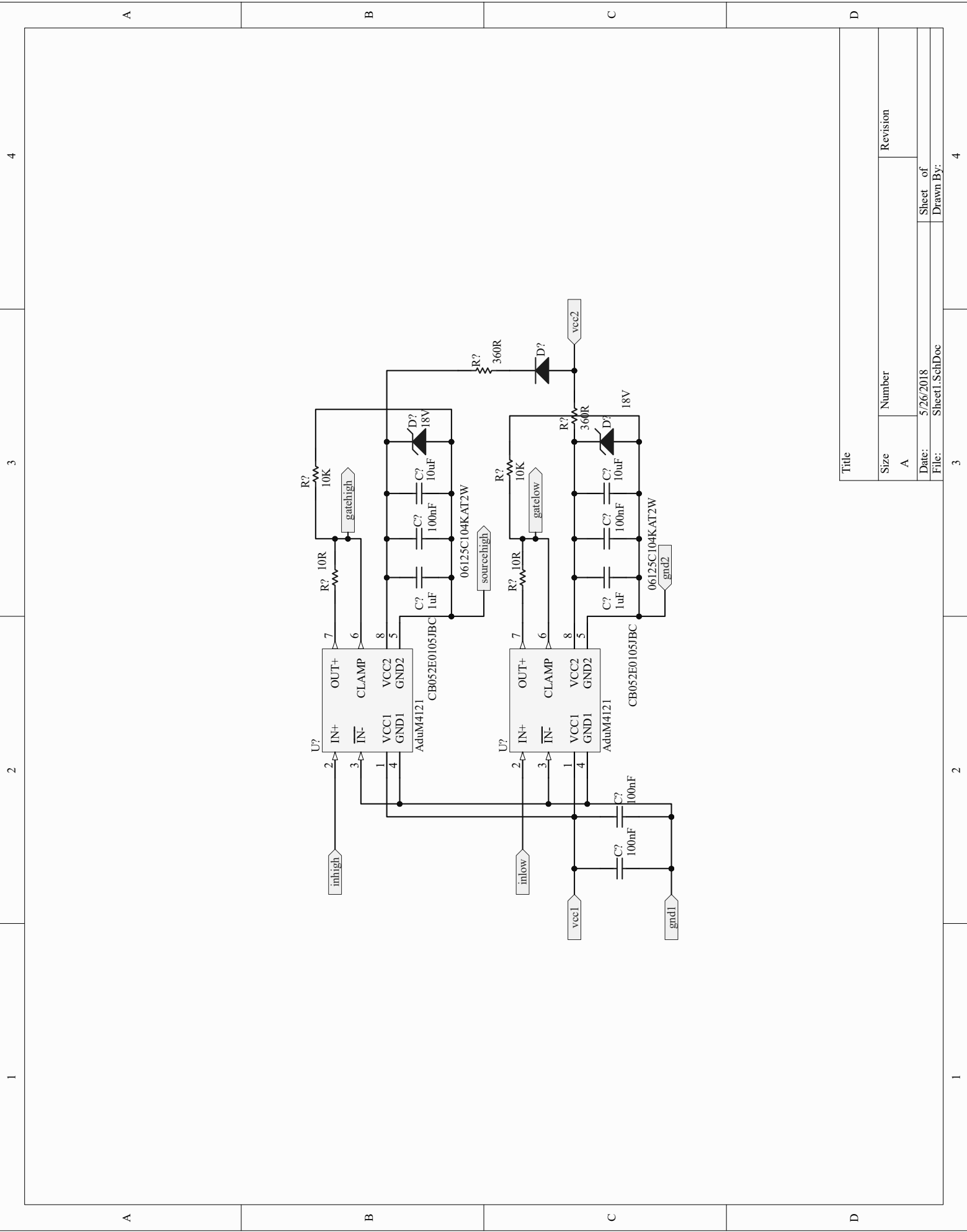
Sheet of

Drawn By:

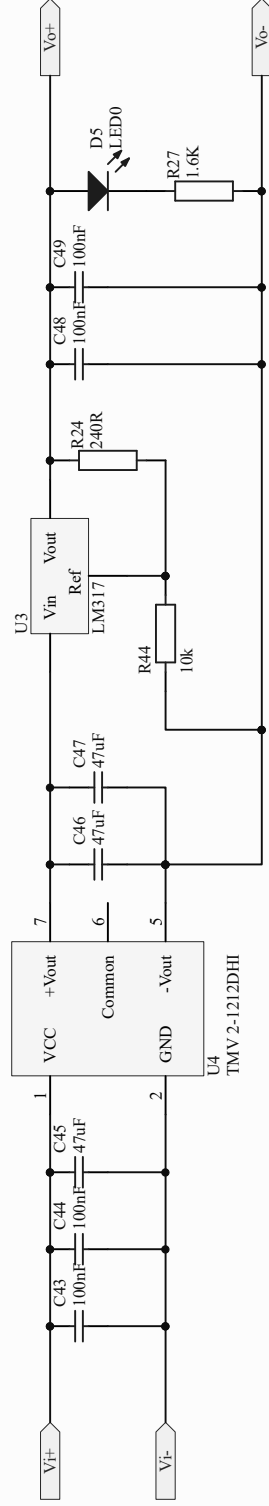
Date:

File:

D:\home\...\bootstrap.SchDoc



Title		Revision	
Size	Number		
A			
Date:	5/26/2018	Sheet of	
File:	Sheet1.SchDoc	Drawn By:	



Title

Revision

Size A4

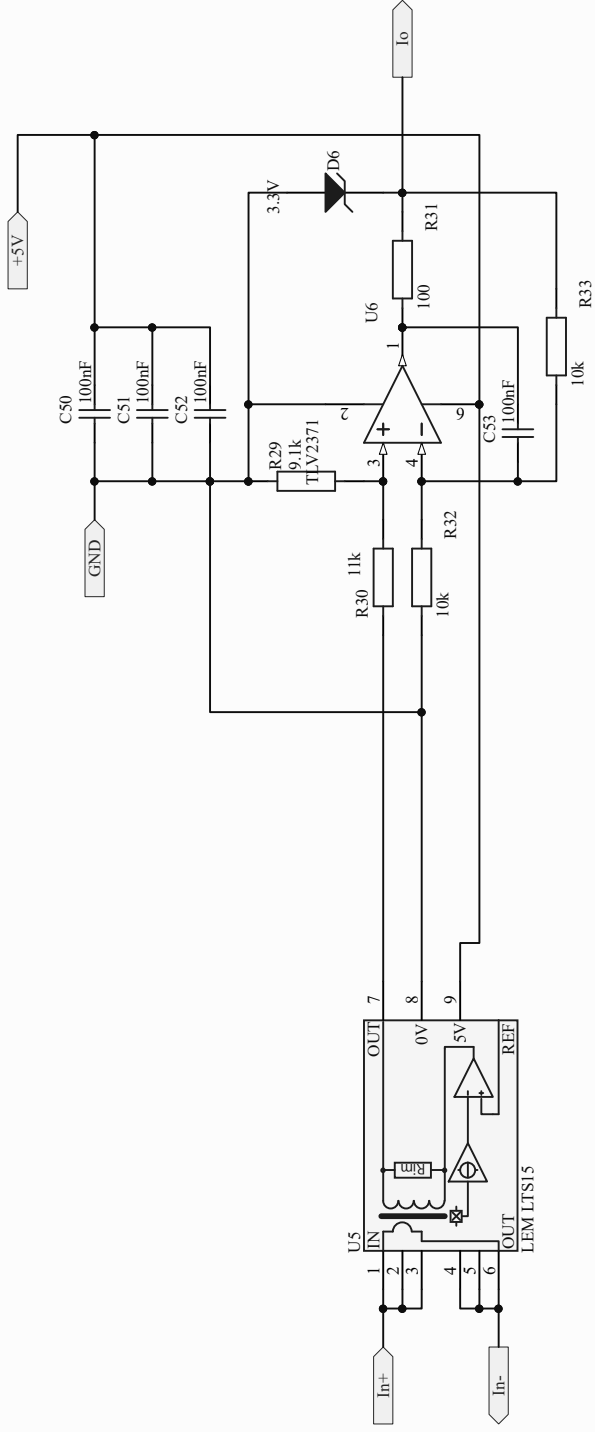
Number

Sheet of

Date: 5/26/2018

File: D:\home\fonteisolada_SchDoc

Drawn By:



Title

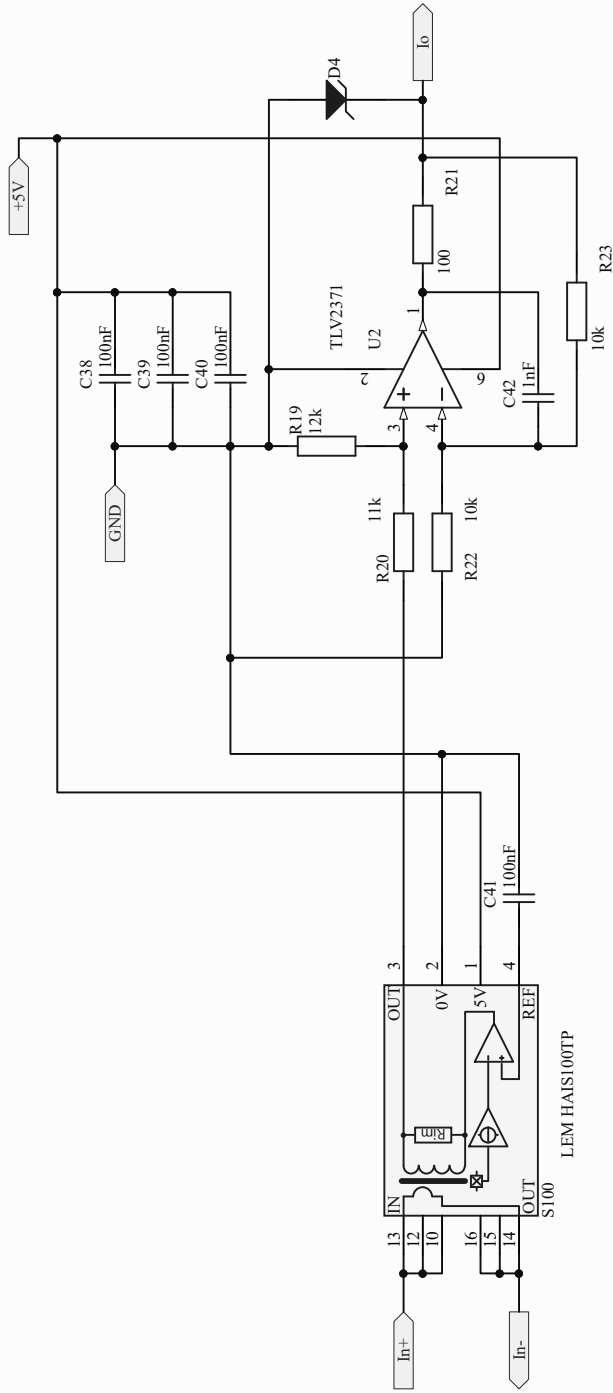
Revision

Size
A4

Sheet of

Date: 5/26/2018

File: D:\home\sensorcorrente10A_SchDoc



$C = 10 \text{ nF} \rightarrow f_c = \text{kHz}$

$K = I_o / I_n *$

Title

Size

Number

Revision

Date:

File:

Sheet of

Drawn By:

4

4

3

4

2

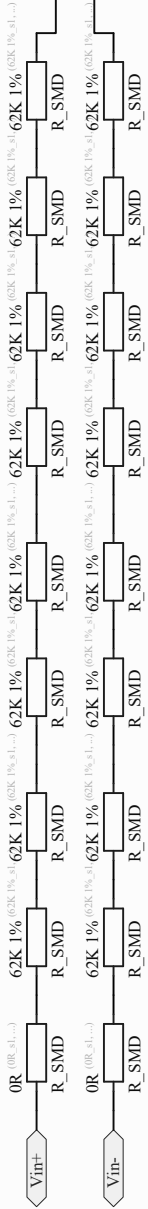
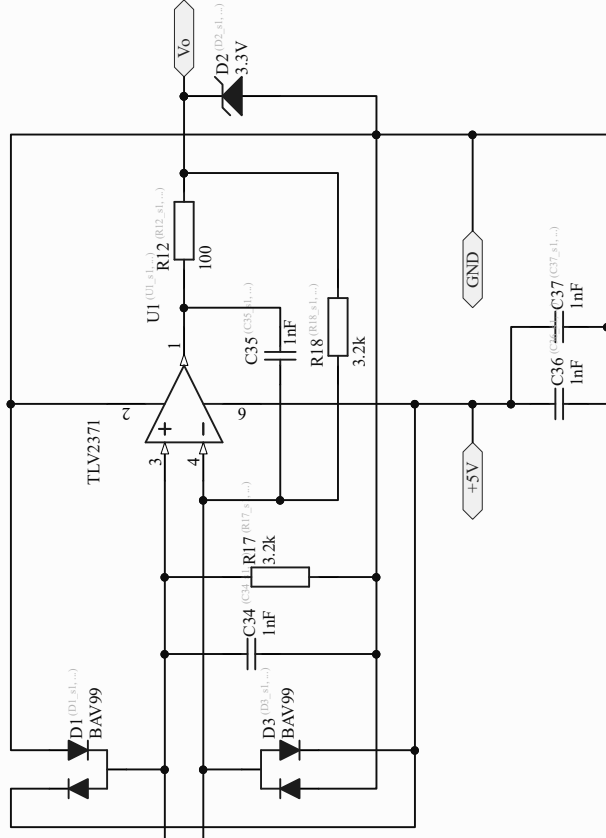
1

A

B

C

D



High Voltage
 Rinput = 8 x 62K 1%
 R17 = R18 = 3.3 k
 k = -----

Low Voltage
 Rinput = 5x 20 k 1%
 R17 = R18 = 5.6k 1%
 k =

Title

Size	Number	Revision
A4		
Date:	5/26/2018	Sheet of
File:	D:\home\sensor\senso.SchDoc	Drawn By:

A

B

C

D

APÊNDICE B – CÓDIGO FONTE DO DSP DA TEXAS

As próximas páginas mostram o código em C desenvolvido para o DSP da Texas, F28379D.

```

1  /*
2  * Source code for dual active bridge three phases for 4kW
3  *
4  * Felipe Bandeira da Silva
5  * 05.02.18
6  * Fortaleza-CE
7  * Kassel-DE
8  */
9
10 #include "F28x_Project.h"
11
12 /*
13 * Available controllers for I1(t):
14 *
15 * C(s) = 100/s, settling time: 0.156[s]
16 * C(z) = 0.000236 (z+1)/(z-1), fs:190khz
17 *
18 * C(s) = 10000/s, settling time: 999.2e-6[s]
19 * C(z) = (0.02632 z + 0.02632)/(z-1), fs:190kHz
20 */
21
22 /* Variables for current controller, running over AD_isr*/
23 volatile float ek, elk, uk, ulk = 0;
24 volatile int powercontrl = 0;
25 volatile float refI1 = 2;
26 volatile float refP1 = 100;
27
28 /*
29 * Available commands (cmd):
30 * 0 : do nothing
31 * 1 : turn on high and low voltage bridges
32 * 2 : turn on only the high voltage bridge
33 * 3 : turn on only the low voltage bridge
34 * 4 : turn off all signal for gate in high and low voltages bridge
35 * 5 : rise for phase, using little steps
36 * 6 : turn on the controller for I1
37 * 7 : turn off the controller for I1
38 */
39 volatile Uint16 cmd = 0;
40
41 /* hold the information from time */
42 volatile Uint16 flag_lms = 0;
43
44
45 #define led_vermelho_init()      GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO34 = 1
46 #define led_vermelho_on()       GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO34 = 0
47 #define led_vermelho_off()      GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO34 = 1
48 #define led_vermelho_toggle()   GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO34 = ~GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO34
49
50 #define led_azul_init()         GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO31 = 1
51 #define led_azul_on()          GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO31 = 0
52 #define led_azul_off()         GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO31 = 1
53 #define led_azul_toggle()      GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO31 = ~GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO31
54
55 /* Useful for fast debug */
56 #define probe_init()           GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO32 = 1
57 #define probe_on()             GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO32 = 1
58 #define probe_off()           GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO32 = 0
59
60 /*
61 * LED red blink controller
62 * Show some important informations about the states for DAB3P
63 */
64 volatile Uint16 flag_warning = 0;
65 volatile Uint16 time_blink_led = 300;
66
67 #define TIME_NORMAL_LED 300
68 #define TIME_WARNING_LED 100
69 #define TIME_ERROR_LED 50
70
71 #define WARNING() {flag_warning = 1;}
72 #define ERROR() {flag_warning = 2;}
73 #define CONST() {flag_warning = 3;}
74
75
76 /* Set frequency for PWM
77 *
78 * PICOTRI = 498 = 200.8032 kHz
79 * PICOTRI = 525 = 190.1141 kHz
80 * PICOTRI = 714 = 140.0560 kHz
81 * PICOTRI = 996 = 100.4016 kHz
82 * PICOTRI = 5010 = 19.996 kHz
83 *
84 */
85 #define PICOTRI 525 // frequency, max value for triang modulator
86 #define DUTY50P PICOTRI/2 // between the upper and low switches
87 #define PHI20 PICOTRI*2/3 // 120 degrees
88
89
90
91 /* Dead time controller
92 * 20 = 115ns
93 * 35 = 150ns
94 * 40 = 200ns
95 * 100 = 500ns
96 * 200 = 1us
97 *
98 * dt = 5e-9 * VAL
99 */
100 #define DEADTIME_RISE 80
101 #define DEADTIME_FALL 80
102
103 /* Most important variable. Controller the phase between two bridges */
104 volatile float phi = 0;
105 volatile float K_phi = (PHI20)/120.0; // more easy set the phase in degrees
106
107 /* important maintenance the safe zone for switches, phase more than 90 degrees increase the currents in mosfets. */
108 const float PHI_MAX = 90;
109
110
111 volatile int16 OFFSET_V1 = 0;
112 volatile int16 OFFSET_V2 = 0;
113 volatile int16 OFFSET_I1 = -4151;
114 volatile int16 OFFSET_I2 = -4654;
115
116
117 volatile float K_V2 = 0.0131061;
118 volatile float K_V1 = 0.0844377;
119 volatile float K_I2 = 0.1428182;
120 volatile float K_I1 = 0.015811;
121
122
123 volatile float V1 = 0.0;
124 volatile float V2 = 0.0;

```

```
125 volatile float I1 = 0.0;
126 volatile float I2 = 0.0;
127
128
129 volatile float P1 = 0;
130
131
132 #define XSIZE 128
133 volatile Uint16 x[XSIZE];
134 volatile Uint16 xind = 0;
135 volatile Uint16 xfull = 0;
136 volatile Uint16 x1[XSIZE];
137 volatile Uint16 x2[XSIZE];
138 volatile Uint16 x3[XSIZE];
139
140
141 #define ACQTIME_AD 14
142
143
144
145 /*
146 *
147 *
148 *
149 *
150 */
151 interrupt void cpu_timer1_isr(void);
152 interrupt void ad_isr(void);
153 void ad_init(void);
154 void disable_PWM_bothbridges(void);
155 void enable_PWM_bothbridges(void);
156 void enable_PWM_highbridge(void);
157 void enable_PWM_lowbridge(void);
158 void enable_PWM_zero_bothbridges(void);
159 void pwm1_init(void);
160 void pwm2_init(void);
161 void pwm3_init(void);
162 void pwm6_init(void);
163 void pwm5_init(void);
164 void pwm4_init(void);
165
166
167 void main(void) {
168     Uint32 i;
169
170
171     static Uint16 x_ledverbli = 0;
172     static Uint32 t_ledverbli = 0;
173
174
175     InitSysCtrl();
176
177     EALLOW;
178     /* Increase the resolution for PWM put the clock more fast */
179     ClkCfgRegs.PERCLKDIVSEL.bit.EPWMCLKDIV = 0;
180     DINT;
181
182     for(i=0;i<XSIZE;i++)
183         x[i] = 0;
184
185
186     InitGpio();
187
188     /* Turn ON all PWM modules used in this project */
189     CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM1 = 1;
190     CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM2 = 1;
191     CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM3 = 1;
192     CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM4 = 1;
193     CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM5 = 1;
194     CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM6 = 1;
195
196
197     InitEPwm1Gpio();
198     InitEPwm2Gpio();
199     InitEPwm3Gpio();
200     InitEPwm4Gpio();
201     InitEPwm5Gpio();
202     InitEPwm6Gpio();
203
204
205     EALLOW;
206     led_vermelho_init();
207     led_azul_init();
208     probe_init();
209
210     EDIS;
211
212     led_azul_off();
213     led_vermelho_off();
214
215
216     /* Short initialization process for interrupt system in DSP */
217
218     DINT;
219     InitPieCtrl();
220
221     IER = 0x0000;
222     IFR = 0x0000;
223
224     InitPieVectTable();
225
226     EALLOW;
227     /* Register the new pointer function for handle the interruption */
228     PieVectTable.ADCAL_INT = &ad_isr;
229     PieVectTable.TIMER1_INT = &cpu_timer1_isr;
230     EDIS;
231
232
233     EALLOW;
234     CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0; // put down the clock for PWM module
235     EDIS;
236
237
238     ad_init();
239
240
241     pwm1_init();
242     pwm2_init();
243     pwm3_init();
244     pwm6_init();
245     pwm5_init();
246     pwm4_init();
247
248
```

```

249 InitCpuTimers();
250 ConfigCpuTimer(&CpuTimer1, 200, 1000);
251 CpuTimer1Regs.TCR.all = 0x4000;
252
253 IER |= M_INT1;
254 IER |= M_INT13;
255
256 PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1;
257 PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;
258
259
260 EINT;
261 ERTM;
262
263 EALLOW;
264 CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1; // active the clock for PWM module
265 EDIS;
266
267
268
269 /*
270 *
271 *
272 * MAIN loop
273 *
274 *
275 */
276 while (1) {
277
278     /* Handle the cmd, change this from debug mode in CCS */
279     switch(cmd) {
280
281         case 0:
282             /* does absolutely nothing */
283             break;
284
285         case 1:
286             /*
287              * TURN ON the mosfet. Take careful in phase(phi) changes
288              */
289             led_azul_on();
290             enable_PWM_bothbridges();
291             cmd = 0;
292
293             break;
294
295         case 2:
296             led_azul_on();
297             enable_PWM_highbridge();
298             cmd = 0;
299             break;
300
301         case 3:
302             led_azul_on();
303             enable_PWM_lowbridge();
304             cmd = 0;
305             break;
306
307         case 4:
308             /* turn off the mosfet in high and low voltage sides */
309             led_azul_off();
310             disable_PWM_bothbridges();
311             cmd = 0;
312             phi = 0;
313             break;
314
315         case 5:
316             /* increase the phase very slowly until +90[deg] */
317             break;
318
319         case 6:
320             /* enable current control */
321             powercontrl = 1;
322             cmd = 0;
323             break;
324
325         case 7:
326             /* disable controller and decrease the phase until 0 [deg] */
327             powercontrl = 0;
328             break;
329
330         case 8:
331             /* decrease the phase very slowly until -90[deg]*/
332             break;
333
334         case 342:
335             /* Special case, just for some tests */
336             ERROR();
337             cmd = 0;
338             break;
339
340         default:
341             /* so... that's some wrong in cmd */
342             WARNING();
343             led_azul_off();
344             disable_PWM_bothbridges();
345             cmd = 0;
346
347     }
348
349
350
351
352     if (flag_lms == 1) {
353
354         /* increase the phase very slowly */
355         if (cmd == 5) {
356             phi = phi + 0.001;
357             if (phi > 90) {
358                 phi = 90;
359                 cmd = 0;
360             }
361         }
362
363         /* decrease the phase very slowly */
364         if (cmd == 8) {
365             phi = phi - 0.001;
366             if (phi < -90) {
367                 phi = -90;
368                 cmd = 0;
369             }
370         }
371
372         /* disable controller and decrease the phase until 0 [deg] */

```

```

373     if (cmd == 7) {
374         phi = phi - 0.01;
375         if (phi < 0) {
376             phi = 0;
377             cmd = 0;
378         }
379     }
380
381     /* set values in timer for red led controller */
382     switch(flag_warning){
383     case 0:
384
385         if(t_ledverbli > 0)
386             t_ledverbli--;
387         else
388             time_blink_led = TIME_NORMAL_LED;
389
390         break;
391
392     case 1:
393         t_ledverbli = 2000;
394         time_blink_led = TIME_WARNING_LED;
395         flag_warning = 0;
396
397         break;
398
399     case 2:
400         time_blink_led = TIME_ERROR_LED;
401
402         break;
403
404     case 3:
405         time_blink_led = 1;
406         t_ledverbli = 2000;
407         flag_warning = 0;
408         break;
409     }
410
411
412
413     if(x_ledverbli++ > time_blink_led) {
414         led_vermelho_toggle();
415         x_ledverbli = 0;
416     }
417
418
419
420     flag_lms = 0;
421 }
422 }
423
424
425
426 }
427 }
428 }
429
430 interrupt void cpu_timer1_isr(void) {
431
432     flag_lms = 1;
433
434
435
436     PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
437 }
438 }
439
440
441
442 interrupt void ad_isr(void) {
443     static float ik, i1k, i2k, ok, o1k, o2k = 0;
444     static float ika, ilka, i2ka, oka, olka, o2ka = 0;
445     static float ikb, ilkb, i2kb, okb, olkb, o2kb = 0;
446     int16 xphi;
447
448     probe_on();
449
450     //x[xind++%XSIZE] = AdcaResultRegs.ADCRESULT0;
451
452     /*
453     *
454     */
455     /*
456     //I1 = (float)((int16)AdcaResultRegs.ADCRESULT0 + OFFSET_I1) * K_I1;
457     ik = (float)AdcaResultRegs.ADCRESULT0;
458     ok = 1.954*o1k - 0.9548*o2k + (0.0002671*ik + 0.0005343*i1k + 0.0002671*i2k);
459     o2k = o1k; o1k = ok; i2k = i1k; i1k = ik;
460     I1 = (ok + OFFSET_I1) * K_I1;
461
462
463     /*
464     *
465     */
466     /*
467     //V1 = (float)((int16)AdcaResultRegs.ADCRESULT2 + OFFSET_V1) * K_V1;
468     ika = (float)AdcaResultRegs.ADCRESULT2;
469     oka = 1.954*olka - 0.9548*o2ka + (0.0002671*ika + 0.0005343*ilka + 0.0002671*i2ka);
470     o2ka = olka; olka = oka; i2ka = ilka; ilka = ika;
471     V1 = (oka + OFFSET_V1) * K_V1;
472
473
474     /*
475     *
476     */
477     /*
478     //I2 = (float)((int16)AdcaResultRegs.ADCRESULT1 + OFFSET_I2) * K_I2;
479     ikb = (float)AdcaResultRegs.ADCRESULT1;
480     okb = 1.954*olkb - 0.9548*o2kb + (0.0002671*ikb + 0.0005343*i1kb + 0.0002671*i2kb);
481     o2kb = olkb; olkb = okb; i2kb = ilkb; ilkb = ikb;
482     I2 = (okb + OFFSET_I2) * K_I2;
483
484
485
486
487
488     V2 = (float)((int16)AdcaResultRegs.ADCRESULT3 + OFFSET_V2) * K_V2;
489
490
491
492
493     P1 = V1 * I1;
494
495
496

```

```

497
498
499
500 //ek = refI1 - I1;
501 ek = refP1 - P1;
502
503 /*
504 * Controllers:
505 * C(s) = 10/s -> C(z) = ( 2.632e-5 z1 + 2.632e-5 )/(z - 1)
506 * settling time: 1.57s
507 * uk = ulk + (263.2*ek + 263.2*elk) * 0.0000001;
508 *
509 * C(s) = 1/s -> C(z) = ( 2.632e-6 z1 + 2.632e-6 )/(z - 1)
510 * settling time: 15.7s
511 * uk = ulk + (263.2*ek + 263.2*elk) * 0.0000001;
512 */
513 uk = ulk + (263.2*ek + 263.2*elk) * 0.0000001;
514
515 if (uk > PHI_MAX)
516     uk = 90;
517 else if (uk < -90)
518     uk = -90;
519
520
521     elk = ek;
522     ulk = uk;
523     phi = uk;
524
525 } else {
526
527     ek = 0;
528     uk = 0;
529     ulk = 0;
530     elk = 0;
531
532 }
533
534 if (phi > PHI_MAX) {
535
536     xphi = (int16)(PHI_MAX * K_phi);
537     WARNING();
538
539 } else if (phi < -90) {
540
541     xphi = -90;
542
543 } else {
544
545     xphi = (int16)(phi * K_phi);
546
547 }
548
549 // correcao do tempo de aquisicao para algumas fases especificas
550 if ( ( phi >= 5) && (phi <= 15) ||
551      (phi >= 35) && (phi <= 45) ||
552      (phi >= 60) && (phi <= 75) ||
553      (phi <= -18) && (phi >= -20) ||
554      (phi <= -49) && (phi >= -52) ||
555      (phi <= -78) && (phi >= -81) ) {
556
557     EALLOW;
558     AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 56;
559     EDIS;
560
561 } else {
562
563     EALLOW;
564     AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 28;
565     EDIS;
566
567 }
568
569 if(xphi >= 0) {
570
571     EPwm6Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 0;
572     EPwm6Regs.TBPHS.bit.TBPHS = xphi;
573
574     EPwm5Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 0;
575     EPwm5Regs.TBPHS.bit.TBPHS = PH120 + xphi;
576
577     EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1;
578     EPwm4Regs.TBPHS.bit.TBPHS = PH120 - xphi;
579
580 } else {
581
582     EPwm6Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1;
583     EPwm6Regs.TBPHS.bit.TBPHS = -xphi;
584
585     EPwm5Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 0;
586     EPwm5Regs.TBPHS.bit.TBPHS = PH120 + xphi;
587
588     EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 0;
589     EPwm4Regs.TBPHS.bit.TBPHS = PH120 + PH120 + xphi;
590
591 }
592
593 }
594
595 probe_off();
596
597 AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
598 PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
599
600
601
602
603 void ad_init(void) {
604     EALLOW;
605
606     AdcaRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 6;
607
608
609
610     AdcSetMode(ADC_ADCA, ADC_RESOLUTION_12BIT, ADC_SIGNALMODE_SINGLE);
611     AdcaRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
612     AdcaRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
613
614
615     DELAY_US(1000);
616
617
618     AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 4;
619     AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 28;
620     AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 5;

```



```
621
622 AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 0;
623 AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQFS = 28;
624 AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 5;
625
626 AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = 1;
627 AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQFS = 28;
628 AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 5;
629
630 AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.CHSEL = 3;
631 AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.ACQFS = 28;
632 AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.TRIGSEL = 5;
633
634
635
636 AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 0;
637 AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1;
638 AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
639
640 EDIS;
641 }
642
643
644 void disable_PWM_bothbridges(void) {
645     EALLOW;
646
647     EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
648
649
650     EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
651
652     EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
653     EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
654
655     EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
656     EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
657
658     EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
659     EPwm4Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
660
661     EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
662     EPwm5Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
663
664     EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
665     EPwm6Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
666
667     EDIS;
668 }
669
670
671
672
673 void enable_PWM_bothbridges(void) {
674     EALLOW;
675
676     EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = DUTY50P;
677     EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
678
679     EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = DUTY50P;
680     EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
681
682     EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = DUTY50P;
683     EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
684
685     EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = DUTY50P;
686     EPwm4Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
687
688     EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = DUTY50P;
689     EPwm5Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
690
691     EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = DUTY50P;
692     EPwm6Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
693
694     EDIS;
695 }
696
697
698 void enable_PWM_highbridge(void){
699     EALLOW;
700
701     EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = DUTY50P;
702     EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
703
704     EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = DUTY50P;
705     EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
706
707     EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = DUTY50P;
708     EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
709
710     EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
711     EPwm4Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
712
713     EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
714     EPwm5Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
715
716     EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
717     EPwm6Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
718
719     EDIS;
720 }
721
722
723 void enable_PWM_lowbridge(void){
724     EALLOW;
725
726     EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = DUTY50P;
727     EPwm4Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
728
729     EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = DUTY50P;
730     EPwm5Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
731
732     EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = DUTY50P;
733     EPwm6Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
734
735     EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
736     EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
737
738     EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
739     EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
740
741     EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
742     EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
743
744
```

dsp.c

```

745     EDIS;
746 }
747
748
749
750 void enable_PWM_zero_bothbrides(void) {
751     EALLOW;
752
753     EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
754     EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
755
756     EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
757     EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
758
759     EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
760     EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
761
762     EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
763     EPwm4Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
764
765     EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
766     EPwm5Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
767
768     EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
769     EPwm6Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
770
771     EDIS;
772 }
773
774
775 void pwm1_init(void) {
776     EALLOW;
777
778
779
780     EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1;
781     EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 4;
782     EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1;
783
784     EPwm1Regs.TBPRD = PICOTRI;
785     EPwm1Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;
786     EPwm1Regs.TBCTR = 0;
787
788
789     EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
790     EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;
791     EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
792     EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO;
793     EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
794     EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;
795
796
797     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
798     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
799     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
800     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
801
802     //EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = DUTY50P;
803     EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
804
805
806     EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;
807     EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
808
809     EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_CLEAR;
810     EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_SET;
811
812
813     EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
814
815
816     EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
817     EPwm1Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
818
819
820     EPwm1Regs.DBCTR = 0x3;
821     EPwm1Regs.DBRED.bit.DBRED = DEADTIME_RISE;
822     EPwm1Regs.DBFED.bit.DBFED = DEADTIME_FALL;
823
824     EDIS;
825 }
826
827 void pwm2_init(void) {
828     EALLOW;
829
830
831     EPwm2Regs.TBPRD = PICOTRI;
832     EPwm2Regs.TBPHS.bit.TBPHS = PH120;
833     EPwm2Regs.TBCTR = 0;
834
835     EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
836     EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;
837     EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = TB_DOWN;
838     EPwm2Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
839     EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_SYNC_IN;
840     EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
841     EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;
842
843     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
844     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
845     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
846     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
847
848     EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
849
850     EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;
851     EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
852     EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_CLEAR;
853     EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_SET;
854     EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
855
856     EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
857     EPwm2Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
858     EPwm2Regs.DBCTR = 0x3;
859     EPwm2Regs.DBRED.bit.DBRED = DEADTIME_RISE;
860     EPwm2Regs.DBFED.bit.DBFED = DEADTIME_FALL;
861
862     EDIS;
863 }
864
865
866 void pwm3_init(void) {
867     EALLOW;

```

```
869
870 EPwm3Regs.TBPRD = PICOTRI;
871 EPwm3Regs.TBPHS.bit.TBPHS = PH120;
872 EPwm3Regs.TBCTR = 0;
873
874 EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
875 EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;
876 EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = TB_UP;
877
878 EPwm3Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
879 EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_IN;
880 EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
881 EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;
882
883 EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
884 EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
885 EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
886 EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
887
888 EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
889
890 EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;
891 EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
892
893 EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_CLEAR;
894 EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_SET;
895
896 EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
897 EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
898
899
900 EPwm3Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
901 EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUTSWAP = 0x3;
902 EPwm3Regs.DBRED.bit.DBRED = DEADTIME_RISE;
903 EPwm3Regs.DBFED.bit.DBFED = DEADTIME_FALL;
904
905 EDIS;
906 }
907
908
909
910
911
912
913 void pwm6_init(void) {
914     EALLOW;
915
916
917     EPwm6Regs.TBPRD = PICOTRI;
918     EPwm6Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;
919     EPwm6Regs.TBCTR = 0;
920
921
922
923     EPwm6Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
924     EPwm6Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;
925     EPwm6Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
926
927
928     EPwm6Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_IN;
929
930     EPwm6Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
931     EPwm6Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;
932
933
934     EPwm6Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
935     EPwm6Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
936     EPwm6Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
937     EPwm6Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
938
939     EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
940
941
942     EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;
943     EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
944
945     EPwm6Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_CLEAR;
946     EPwm6Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_SET;
947
948     EPwm6Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
949     EPwm6Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
950
951
952     EPwm6Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
953     EPwm6Regs.DBRED.bit.DBRED = DEADTIME_RISE;
954     EPwm6Regs.DBFED.bit.DBFED = DEADTIME_FALL;
955
956     EDIS;
957 }
958
959 void pwm5_init(void) {
960     EALLOW;
961
962     EPwm5Regs.TBPRD = PICOTRI;
963     EPwm5Regs.TBPHS.bit.TBPHS = PH120;
964     EPwm5Regs.TBCTR = 0;
965
966     EPwm5Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
967     EPwm5Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;
968     EPwm5Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = TB_DOWN;
969
970     EPwm5Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
971     EPwm5Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_IN;
972     EPwm5Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
973     EPwm5Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;
974
975     EPwm5Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
976     EPwm5Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
977     EPwm5Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
978     EPwm5Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
979
980     EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
981
982     EPwm5Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;
983     EPwm5Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
984     EPwm5Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_CLEAR;
985     EPwm5Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_SET;
986
987
988     EPwm5Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
989     EPwm5Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
990
991
992     EPwm5Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
```

```
993     EPwm5Regs.DBRED.bit.DBRED = DEADTIME_RISE;
994     EPwm5Regs.DBFED.bit.DBFED = DEADTIME_FALL;
995
996     EDIS;
997
998 }
999
1000 void pwm4_init(void) {
1001     ALLOW;
1002
1003     EPwm4Regs.TBPRD = PICOTRI;
1004     EPwm4Regs.TBPHS.bit.TBPHS = PH120;
1005     EPwm4Regs.TBCTR = 0;
1006
1007     EPwm4Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
1008     EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;
1009     EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = TB_UP;
1010
1011     EPwm4Regs.TBCTL.bit.PRDLD = TB_SHADOW;
1012     EPwm4Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_IN;
1013     EPwm4Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
1014     EPwm4Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;
1015
1016     EPwm4Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
1017     EPwm4Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
1018     EPwm4Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
1019     EPwm4Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
1020
1021     EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = 0;
1022
1023     EPwm4Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;
1024     EPwm4Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
1025
1026     EPwm4Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_CLEAR;
1027     EPwm4Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_SET;
1028
1029     EPwm4Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
1030     EPwm4Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_LO;
1031
1032     EPwm4Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
1033     EPwm4Regs.DBRED.bit.DBRED = DEADTIME_RISE;
1034     EPwm4Regs.DBFED.bit.DBFED = DEADTIME_FALL;
1035
1036     EDIS;
1037
1038 }
1039 }
```

APÊNDICE C – *CÓDIGO FONTE DA OTIMIZAÇÃO DO DAB TRIFÁSICO*

As próximas páginas mostram o código fonte em Matlab para encontrar o melhor projeto do DAB trifásico.

```

1 %% Losses main
2 %
3 %
4 % Felipe Bandeira da Silva
5 % Kassel-DE 28 de Julho de 2017
6
7 clear all; close all; clc;
8
9 cini = datetime;
10
11 computeruser = getenv('username')
12 computername = getenv('computername')
13
14
15 load('steinmetzdata.mat') % steinmetz data
16 [cores coresnames] = xlsread('cores.xlsx'); % load the cores data
17 disp(['Cores available : ' num2str(length(cores(:,1))-1)])
18
19
20
21
22 Ploss_max_n = []; % Maximum losses for mosfets
23 nlist = []; % n list
24 philist = []; % phi list
25 Ploss_mean_n = []; % the mean losses
26 Eff_mean_n = []; % the mean eff
27 Eff_min_n = []; % the minimum eff
28 nmos_LS = []; % number of mosfets in low side voltage
29 nmos_HS = []; % number of mosfet in high side voltage
30
31 L_n = [];
32
33 NP_n = [];
34 NS_n = [];
35 corename_n = [];
36 coretype_n = {};
37 coreloss = [];
38 corevole = [];
39
40 ip_n = [];
41 is_n = [];
42
43 J_n = [];
44
45 % is nice but a name for future inquiry
46 nome_mos_HSV = [];
47 nome_mos_LSV = [];
48
49 fs_n = [];
50
51
52
53 %
54 % dados individuais para cada transformador
55 %
56
57 B_peak_n = []; % maximo pico de B
58 ku_n = []; % fator de utilizacao do trafo
59 P_tr_steinmetz_n = []; % perdas no nucleo, via steinmetz
60 P_tr_cond_n = []; % perdas por conducao
61 P_tr_max_n = []; % maxima perdas do nucleo permitida, via steinmetz
62
63
64
65
66 fsmin = 150e3;
67 fsmax = 150e3;
68 fsstep = 10e3;
69
70
71
72 DTmax = 50; % K of transformer
73
74
75 % mosfetHSfile = {'lossmodelspace\rohmdata\sct3017al-e\sct3017.mat',
76 % 'lossmodelspace\rohmdata\sct3030al\sct3030.mat',
77 % 'lossmodelspace\rohmdata\sct3060al\sct3060.mat'};
78 %
79 % m1HS = {'sct3017', 'sct3030', 'sct3060'};
80
81
82
83 mosfetHSfile = {'lossmodelspace\rohmdata\sct3017al-e\sct3017.mat'};
84
85 m1HS = {'sct3017'};
86
87
88
89
90 for fs=fsmin:fsstep:fsmax
91
92 for wer = 1:length(mosfetHSfile)
93
94 op = 4;
95
96 m1shortname = wer
97 m1 = m1HS(wer)
98 load(char(mosfetHSfile(wer)))
99
100 P_ID_Eon_HS = polyfit(DATA(1:ind(1), 1), DATA(1:ind(2), 2))*1e-6, op);
101 f_ID_Eon_HS = @(x) polyval(P_ID_Eon_HS, x);
102 P_ID_Eoff_HS = polyfit(DATA(1:ind(3), 3), DATA(1:ind(4), 4))*1e-6, op);
103 f_ID_Eoff_HS = @(x) polyval(P_ID_Eoff_HS, x)
104
105 max_ID_Eon_HS = max(DATA(1:ind(1), 1));
106 min_ID_Eon_HS = min(DATA(1:ind(1), 1));
107
108 max_ID_Eoff_HS = max(DATA(1:ind(3), 3));
109 min_ID_Eoff_HS = min(DATA(1:ind(3), 3));
110
111
112 P_VDS_Eon_HS = polyfit(DATA(1:ind(5), 5), DATA(1:ind(6), 6))*1e-6, op);
113 f_VDS_Eon_HS = @(x) polyval(P_VDS_Eon_HS, x);
114 P_VDS_Eoff_HS = polyfit(DATA(1:ind(7), 7), DATA(1:ind(8), 8))*1e-6, op);
115 f_VDS_Eoff_HS = @(x) polyval(P_VDS_Eoff_HS, x);
116
117
118 Vds_Eon_min_HS = min(DATA(1, 6));
119 Vds_Eon_mean_HS = mean(DATA(round(ind(6)/2), 6));
120 Vds_Eon_max_HS = max(ind(6), 6);
121 Vdsmeanon_HS = mean(round(DATA(5)/2), 5);
122 K_mean2min_Eon_HS = Vds_Eon_mean_HS / Vds_Eon_min_HS;
123 K_mean2max_Eon_HS = Vds_Eon_max_HS / Vds_Eon_mean_HS;
124

```

```

125
126 Vds_Eoff_min_HS = min(DATA(1, 8));
127 Vds_Eoff_mean_HS = mean(DATA(round(ind(8)/2), 8));
128 Vds_Eoff_max_HS = max(DATA(ind(8), 8));
129 Vdsmeanoff_HS = mean(DATA(round(ind(7)/2), 7));
130 K_mean2min_Eoff_HS = Vds_Eoff_mean_HS / Vds_Eoff_min_HS;
131 K_mean2max_Eoff_HS = Vds_Eoff_max_HS / Vds_Eoff_mean_HS;
132
133 Ron_HS = Ron;
134
135
136
137 % Load data for low side voltage switch
138
139 m2 = {'IAUT300N08S5N012'};
140 m2shortname = 1; % no momento eu so tenho 1 mosfet possui no lado de baixa tensao
141 load('lossmodelspace\IAUT300N08S5N012_ID.mat');
142
143 P_ID_Eon_LS = polyfit(ID', Eon', 4);
144 f_ID_Eon_LS = @(x) polyval(P_ID_Eon_LS, x);
145 P_ID_Eoff_LS = polyfit(ID', Eoff', 4);
146 f_ID_Eoff_LS = @(x) polyval(P_ID_Eoff_LS, x)
147
148 max_ID_Eon_LS = max(ID);
149 min_ID_Eon_LS = min(ID);
150
151 max_ID_Eoff_LS = max(ID);
152 min_ID_Eoff_LS = min(ID);
153
154
155 load('lossmodelspace\IAUT300N08S5N012_VDS.mat');
156
157 Vds_Eon_min_LS = min(Eon);
158 Vds_Eon_mean_LS = mean(Eon);
159 Vds_Eon_max_LS = max(Eon);
160 Vdsmeanon_LS = mean(Vds);
161 K_mean2min_Eon_LS = Vds_Eon_mean_LS / Vds_Eon_min_LS;
162 K_mean2max_Eon_LS = Vds_Eon_max_LS / Vds_Eon_mean_LS;
163
164
165 Vds_Eoff_min_LS = min(Eoff);
166 Vds_Eoff_mean_LS = mean(Eoff);
167 Vds_Eoff_max_LS = max(Eoff);
168 Vdsmeanoff_LS = mean(Vds);
169 K_mean2min_Eoff_LS = Vds_Eoff_mean_LS / Vds_Eoff_min_LS;
170 K_mean2max_Eoff_LS = Vds_Eoff_max_LS / Vds_Eoff_mean_LS;
171
172 Ron_LS = Ron;
173
174 % Main informations for converter
175
176 P=4e3;
177 Ps = P;
178 V2 = 48;
179 V1 = 400;
180 %fs = 100e3;
181 w = 2*pi*fs;
182
183 V1min = 250;
184 V1max = 450;
185 V2min = 36;
186 V2max = 52;
187
188
189
190
191
192
193
194
195 % Settings for simulations/calculations
196 % here the most important variable to simulations. If you choose correct
197 % the math gone be fast. But some error may show bad for converter. The
198 % most big import variable is: 'p', here make a calculation step for
199 % current in transformer.
200
201
202 p=1e-8; % the essential for current in transformer, low value make a error
203 sisli = 25;
204
205 stepphi = .1; % step for phi
206 nstep = .5; % step for n
207 phidegmin = 25.5; % min phi
208 nmin = 6; % min n
209 nmax = 6; % max n
210 nmax_mos_HSV = 1; % max number mosfet in high side voltage
211 nmax_mos_LSV = 1; % max number mosfet in low side voltage
212
213 Jmin = 3; % A/mm2
214 Jmax = 4; % A/mm2
215 Jstep = .1;
216
217
218
219
220
221
222
223
224
225
226
227
228
229
230 % apresenta o tempo estimado para os calculos
231 % usando 8 workers core i7 portable
232 rrr = length(phidegmin:stepphi;21.6) * length(nmin:nstep:nmax) ...
233 * length(Jmin:Jstep:Jmax) * length(mosfetHSfile) ...
234 * nmax_mos_HSV * nmax_mos_LSV * length(fsmin:fsstep:fsmax);
235
236
237
238 estimado_seg = rrr * 630.0224/2604
239 estimado_hor = estimado_seg * 1/(60*60)
240
241
242 % Find the maximum phi
243
244 n = 1/8;
245 V1worst = V1min;
246 V2worst = V2min;
247 dworst = V2worst/(n*V1worst);
248 Lbest = V1worst^2/(w*P) * dworst * 7*pi/36 * 0.9999;

```

```

249 % observation: the phi is indepede of value for 'n' of transformer, why???
250 try
251     fphi = @(x) (((V1^2 * V2/(n*V1))/(w*Lbest)) * x * (2/3 - x/(2*pi))) - P;
252     %phidegmax = rad2deg(fzero(fphi, [0 pi/3]))
253     phidegmax = (fzero(fphi, [0 pi/3]))*180/pi;
254 catch
255     try
256
257         fphi = @(x) V1^2/(w*Lbest) * V2/(n*V1) * (x - x.^2/pi - pi/18) - P;
258         %phidegmax = rad2deg(fzero(fphi, [pi/3 pi/2]))
259         phidegmax = 180/pi * (fzero(fphi, [pi/3 pi/2]));
260
261     catch
262
263         error('ERRO for look angle, DAB3P dont will working');
264
265     end
266 end
267
268 %
269
270 V1r = 400;
271 V1maxr = V1max;
272 V1minr = V1min;
273 Pr = Ps;
274
275 krho = 1.75e-8;
276 Rac = 1.5;
277 kT = 3.9e-3;
278 Bmax = 0.3;
279 qtr = 3;
280
281 Fr = 1.5;
282
283 % Calculations
284
285 tic
286
287
288 typecorename = {'n87d25', 'n87d100', '3f3d100', 'n97d100'};
289
290 phideglist = phidegmin:stepphi:phidegmax; % the list with all phi will go to simulations
291
292 dd = length(phideglist)*length(nmin:nstep:nmax)*2*2;
293
294 V1_t = V1min:(V1max-V1min)/sisli:V1max;
295 V2_t = V2min:(V2max-V2min)/sisli:V2max;
296
297
298
299
300 for J=Jmin:Jstep:Jmax
301     for npmosfet_HS = 1:nmax_mos_HSV
302         for npmosfet_LS = 1:nmax_mos_LSV
303
304
305             %for a = 1:length(phideglist)
306             parfor a = 1:length(phideglist) % parallel processing in matlab
307
308                 phideg = phideglist(a);
309
310                 for ni = nmin:nstep:nmax
311
312                     % show good or weirt informations
313                     disp(['phi : ' num2str(phideg) ' n : ' num2str(ni) ' n HSV : ' num2str(npmosfet_HS) ' n LSV : ' num2str(npmosfet_LS) ' ' char(m1) '
314                         ' char(m2), ' J : ' num2str(J) ' fs : ' num2str(fs, '%e')'])
315
316                     % with all informations for converter, make a project for this converter
317                     n = 1/ni;
318                     d = V2/(n*V1);
319
320                     % the L needs to be new find
321                     phi = phideg*(pi/180);
322                     if phideg <= 60
323                         L = ((V1^2)/(w*P))*d*phi*(2/3-phi/(2*pi));
324                     elseif phideg < 120
325                         L = ((V1^2)/(w*P))*d*(phi-(phi^2)/pi-pi/18);
326                     end
327
328                     %
329                     %
330                     %
331                     %
332                     % find a bad current in converter
333                     %
334                     %
335                     %
336
337                     Iprmax = 0;
338                     Isrmax = 0;
339                     Iptlist = [];
340                     Istlist = [];
341                     V1tlist = [];
342                     V2tlist = [];
343
344                     for V1new = V1_t
345                         for V2new = V2_t
346
347                             V1tlist = [V1tlist V1new];
348                             V2tlist = [V2tlist V2new];
349
350                             %V1new = V1min;
351                             %V2new = V2min;
352                             dnew = V2new/(n*V1new);
353
354                             try
355
356                                 fphi = @(x) (((V1new^2 * dnew)/(w*L)) * x * (2/3 - x/(2*pi))) - P;
357                                 %phinew = rad2deg(fzero(fphi, [0 pi/3]));
358                                 phinew = 180/pi * (fzero(fphi, [0 pi/3]));
359
360                             catch
361                                 try
362
363                                     fphi = @(x) V1new^2/(w*L) * dnew * (x - x.^2/pi - pi/18) - P;
364                                     %phinew = rad2deg(fzero(fphi, [pi/3 pi/2]));
365                                     phinew = 180/pi * (fzero(fphi, [pi/3 pi/2]));
366
367                                 catch
368
369                                     error('ERRO for look angle, DAB3P dont will working')
370
371                                 end
372
373                             end

```



```

372 end
373
374 %dsps = deg2rad(phinew)/(2*pi);
375 dsps = pi/180 * (phinew)/(2*pi);
376
377 if phinew <= 60
378
379     % current in one phase of transformer
380
381     t1 = 0:p:dsps*(1/fs);
382     I0 = (1/fs)/(3*L) * (V2new/n * (1/3 - dsps) - V1new/3);
383     i11 = (V1new+V2new/n)/(3*L) * t1 + I0;
384
385     t2 = dsps*(1/fs)+p:p:(1/fs)/6;
386     I1 = (1/fs)/(9*L) * (3*V1new*dsps-V1new+V2new/n);
387     i12 = (V1new-V2new/n)/(3*L) * (t2 - dsps*(1/fs)) + I1;
388
389     t3 = (1/fs)/6 + p:p:(dsps+1/6)*(1/fs);
390     I2 = (1/fs)/(18*L)*(6*V2new/n*dsps-V1new+V2new/n);
391     i13 = (2*V1new-V2new/n)/(3*L)*(t3-(1/fs)/6)+I2;
392
393     t4 = (dsps+1/6)*(1/fs)+p:p:(1/fs)/3;
394     I3 = (1/fs)/(18*L) * (12*V1new*dsps - V1new + V2new/n);
395     i14 = 2*(V1new-V2new/n)/(3*L) * (t4 - (dsps + 1/6) * (1/fs)) + I3;
396
397     t5 = (1/fs)/3+p:p:(dsps+ 1/3)*(1/fs);
398     I4 = (1/fs)/(18*L)*(12*V2new/n*dsps + V1new - V2new/n);
399     i15 = (V1new-2*V2new/n)/(3*L) * (t5 - (1/fs)/3) + I4;
400
401     t6 = (dsps+1/3)*(1/fs) + p :p: (1/fs)/2;
402     I5 = (1/fs)/(18*L) * (6*V1new*dsps + V1new - V2new/n);
403     i16 = (V1new-V2new/n)/(3*L)*(t6-(dsps+1/3)*(1/fs)) + I5;
404
405
406 elseif phinew > 60
407
408     t1 = 0:p:(dsps-1/6)*(1/fs);
409     I0 = (1/fs)/(3*L)*((V2new/n)*(1/2 - 2*dsps) - V1new/3);
410     i11 = (V1new+2*V2new/n)/(3*L)*t1 + I0;
411
412     t2 = (dsps-1/6)*(1/fs)+p:p:(1/fs)/6;
413     I1 = (1/fs)/(18*L) * (6*V1new*dsps-3*V1new+V2new/n);
414     i12 = (V1new+V2new/n)/(3*L)*(t2 - (dsps - 1/6)*(1/fs)) + I1;
415
416     t3 = (1/fs)/6 + p:p:dsps*(1/fs);
417     I2 = (1/fs)/(18*L)*(-6*V2new/n*dsps - V1new + 3*V2new/n);
418     i13 = (2*V1new + V2new/n)/(3*L) * (t3-(1/fs)/6) + I2;
419
420     t4 = dsps*(1/fs)+p:p:(1/fs)/3;
421     I3 = (1/fs)/(18*L) * (12*V1new*dsps - 3*V1new + 2*V2new/n);
422     i14 = (2*V1new-V2new/n)/(3*L)*(t4 - (dsps*(1/fs))) + I3;
423
424     t5 = (1/fs)/3+p:p:(dsps+1/6)*(1/fs);
425     I4 = (1/fs)/(18*L) * (6*V2new/n * dsps + V1new);
426     i15 = (V1new-V2new/n)/(3*L) * (t5 - (1/fs)/3) + I4;
427
428     t6 = (dsps+1/6)*(1/fs)+p :p: (1/fs)/2;
429     I5 = (1/fs)/(18*L) * (6*V1new*dsps+V2new/n);
430     i16 = (V1new-2*V2new/n)/(3*L) * (t6 - (dsps + 1/6)*(1/fs)) + I5;
431
432 end
433
434 t = [t1 t2 t3 t4 t5 t6];
435 ia = [i11 i12 i13 i14 i15 i16];
436 ir = ia/n;
437
438 % rms current in transformer
439 Ipr = rms(ia);
440 Isr = rms(ir);
441
442 Iptlist = [Iptlist Ipr];
443 Istlist = [Istlist Isr];
444
445
446 if Ipr > Iprmax
447     Iprmax = Ipr;
448 end
449
450 if Isr > Isrmax
451     Isrmax = Isr;
452 end
453
454 end
455 end
456
457 Ipr = Iprmax;
458 Isr = Isrmax;
459
460
461
462
463 if nmosfet_LS == 2
464     caso = 2;
465 else
466     caso = 1;
467 end
468
469
470
471 if caso == 2
472     Vltlist = Vltlist./2;
473     Istlist = Istlist./2;
474 end
475
476
477
478
479
480 efflist_t = [];
481 plosslist_t = [];
482 corenamelist_t = [];
483 coretype_t = [];
484 nplist_t = [];
485 nslist_t = [];
486 vlist_t = [];
487 casolist_t = [];
488
489
490 B_t = [];
491 ku_t = [];
492 P_tr_stein_t = [];
493 P_tr_cond_t = [];
494 P_tr_max_t = [];
495

```

```

496
497
498 for e = 1:length(cores)-1
499 for coretype = [1 2 3 4]
500
501
502
503
504 % caso para dois transformadores em paralelo, primario em serie e secundario em paralelo
505 if caso == 2
506     Ip = Ipr;
507     Is = Isr/2;
508     nt = n*2;
509     Ptr = Pr/2;
510     Vltr = Vlr/2;
511     Vlmax = Vlmaxr/2;
512     qt = qtr*2;
513 else
514     Ip = Ipr;
515     Is = Isr;
516     nt = n;
517     Ptr = Pr;
518     Vltr = Vlr;
519     Vlmax = Vlmaxr;
520     qt = qtr;
521 end
522
523
524 % if e == 19 & phideg == 21 & caso == 2
525 %     disp('para')
526 % end
527
528
529 % here is a number in the sheet is this number plus 1
530 % e = 5;
531
532 %disp(['Core name : ' coresnames(e+1, 1)]);
533
534 Ae = cores(e, 1);
535 Aw = cores(e, 2);
536 Apcore = cores(e, 3);
537 Ln = cores(e, 4);
538 Ve = cores(e, 5);
539
540
541 Kl = 0.2;
542 B = 0.2;
543
544 Pt = Ptr / 3;
545
546 Ap = ((11.1 * Pt / (Kl * B * fs)) ^ 1.143) * 1e-8;
547
548
549 if Apcore < Ap
550     %disp('error: the Ap of core is small then Ap need')
551     continue
552 end
553
554 % now, looking for a good value for Np e Ns
555
556 B = 0.05:0.0001:0.2;
557
558 Vp = 2 * Vltr / 3;
559 Vpmax = 2 * Vlmax / 3;
560
561 t = 1/fs * 0.5;
562 Np = round((Vp * t) ./ (B * Ae));
563 Ns = round(Np*nt);
564
565 nnew = Np./Ns;
566
567 Np = Np(nnew == 1/nt);
568 Ns = Ns(nnew == 1/nt);
569
570 if isempty(Np)
571     %disp('error: the values for Np or Ns are strangers')
572     continue
573 end
574
575 Np = min(Np);
576 Ns = Np*nt;
577
578 Bn = Vp*t/(Np*Ae);
579
580 % esse Bpeak é o Delta B de pico, nao o pico em si
581 Bpeak = Vpmax * t ./ (Np * Ae);
582
583 if max(Bpeak) > Bmax
584     %disp('warning: B is too high')
585     continue
586 end
587
588 delta = 66 / sqrt(fs);
589
590 Awp = Ip / J; % mm^2
591 Aws = Is / J; % mm^2
592
593 % AWG 36
594 d = 0.127; % mm
595 Aawg = (d / 2) ^ 2 * pi; % mm^2
596
597 Sp = round(Awp / Aawg);
598 Ss = round(Aws / Aawg);
599
600 ku = ( Aawg * Sp * Np + Aawg * Ns * Ss) * 1e-6 / Aw;
601
602 if ku >= 0.4
603     %disp('Bad news, area window of transformer is not enough')
604     continue
605 end
606
607
608 Rdc_Ln_p = krho * (1 + kT * 80) * Ln / (Sp * Aawg * 1e-6);
609 Rp = Rdc_Ln_p * Np * Fr;
610
611 Rdc_Ln_s = krho * (1 + kT * 80) * Ln / (Ss * Aawg * 1e-6);
612 Rs = Rdc_Ln_s * Ns * Fr;
613
614
615 % load steinmetz coefficients
616 k = steinmetzcores(1, coretype);
617 alfa = steinmetzcores(2, coretype);
618 beta = steinmetzcores(3, coretype);
619

```

```

620 Vecm3 = Ve * 1e6;
621 Rth = 50/(Vecm3)^0.5; % equacao da SUMIDA
622 Psmax = DTmax / Rth;
623
624
625 % conduction
626 Pc = Rp * Iptlist.^ 2 + Rs * Istlist.^ 2;
627
628 % steinmetz
629
630
631 tt = 1/fs * 0.5;
632
633 Delta_B = ((Vltlist * 4/9) * tt) / (Np*Ae);
634
635 Pst = k * fs ^ alfa * (Delta_B./2).^ beta * Ve;
636
637
638
639 if max(Pst+Pc) > Psmax
640     %disp(['Core name : ' coresnames(e+1, 1)]);
641     %disp('Bad new, the transformer will be very hot :)')
642     continue
643 end
644
645
646
647
648
649
650
651 % losses for all 3 or 6 transformer needed
652 Pall = max(qt * (Pc + Pst));
653 Pallt_list = qt * (Pc + Pst);
654
655 %eff = Pt/(Pt+Pall) * 100;
656
657 % total volume
658 Vt = Ve*qt;
659
660
661 %efflist_t = [efflist_t eff];
662 plosslist_t = [plosslist_t Pall];
663 corenamelist_t = [corenamelist_t coresnames(e+1, 1)];
664 nplist_t = [nplist_t Np];
665 nslist_t = [nslist_t Ns];
666 vlist_t = [vlist_t Vt];
667 casolist_t = [casolist_t caso];
668 coretype_t = [coretype_t coretype];
669
670
671
672 B_t = [B_t Bpeak];
673 ku_t = [ku_t ku];
674
675 P_tr_stein_t = [P_tr_stein_t max(Pst)];
676 P_tr_cond_t = [P_tr_cond_t max(Pc)];
677 P_tr_max_t = [P_tr_max_t Psmax];
678
679
680
681 end
682 end
683
684
685 if length(plosslist_t) == 0
686     disp('error: transformer not found')
687     continue
688 end
689
690 lossTR = min(plosslist_t);
691 coreminloss = corenamelist_t(plosslist_t == lossTR);
692 npminloss = nplist_t(plosslist_t == lossTR);
693 nsminloss = nslist_t(plosslist_t == lossTR);
694 vminloss = vlist_t(plosslist_t == lossTR);
695 coretypeminloss = coretype_t(plosslist_t == lossTR);
696 corename_loss = corenamelist_t(plosslist_t == lossTR);
697 casominloss = casolist_t(plosslist_t == lossTR);
698
699
700
701 disp(['L TR: ' num2str(lossTR) ' C: ' char(corename_loss)])
702
703
704
705 NP_n = [NP_n npminloss];
706 NS_n = [NS_n nsminloss];
707 corename_n = [corename_n corename_loss];
708 coretype_n = [coretype_n typecorename(coretypeminloss)];
709 coreloss = [coreloss lossTR];
710 corevole = [corevole vminloss];
711
712
713 ip_n = [ip_n Ipr];
714 is_n = [is_n Isr];
715
716
717 J_n = [J_n J];
718
719
720
721
722
723
724
725
726
727
728 % save the information of individual transformer
729 B_peak_n = [B_peak_n B_t(plosslist_t == lossTR)];
730 ku_n = [ku_n ku_t(plosslist_t == lossTR)];
731 P_tr_stein_n = [P_tr_stein_n P_tr_stein_t(plosslist_t == lossTR)];
732 P_tr_cond_n = [P_tr_cond_n P_tr_cond_t(plosslist_t == lossTR)];
733 P_tr_max_n = [P_tr_max_n P_tr_max_t(plosslist_t == lossTR)];
734
735
736
737
738 %
739
740
741
742
743

```

```

744
745 V1list = [];
746 V2list = [];
747 Efflist = [];
748 Ploss_switchLS_list = [];
749 Ploss_switchHS_list = [];
750 Ploss_condLS_list = [];
751 Ploss_condHS_list = [];
752
753
754
755 % now, start a lot computations
756 for V1new=V1_t
757     for V2new = V2_t
758
759         % for every point of operations is necessary find the phi for
760         % correct work.
761
762         V1list = [V1list V1new];
763         V2list = [V2list V2new];
764
765         dnew = V2new/(n*V1new);
766
767         try
768
769             fphi = @(x) (((V1new^2 * dnew)/(w*L)) * x * (2/3 - x/(2*pi))) - P;
770             %phinew = rad2deg(fzero(fphi, [0 pi/3]));
771             phinew = (fzero(fphi, [0 pi/3]))*180/pi;
772
773         catch
774             try
775
776                 fphi = @(x) V1new^2/(w*L) * dnew * (x - x.^2/pi - pi/18) - P;
777                 %phinew = rad2deg(fzero(fphi, [pi/3 pi/2]));
778                 phinew = (fzero(fphi, [pi/3 pi/2]))*180/pi;
779
780             catch
781
782                 error('ERRO for look angle, DAB3P dont will working')
783
784             end
785         end
786     end
787
788     %phi = deg2rad(phinew);
789     phi = pi/180 * (phinew);
790
791     dsps = phi/(2*pi);
792
793     % now make a model for current, with this model is possible finded
794     % a lot of good points os operations of converter
795     if phinew <= 60
796
797         % current in one phase of transformer
798
799         t1 = 0:p:dsps*(1/fs);
800         I0 = (1/fs)/(3*L) * (V2new/n * (1/3 - dsps) - V1new/3);
801         i11 = (V1new+V2new/n)/(3*L) * t1 + I0;
802
803         t2= dsps*(1/fs)+p:p:(1/fs)/6;
804         I1 = (1/fs)/(9*L) * (3*V1new*dsps-V1new+V2new/n);
805         i12 = (V1new-V2new/n)/(3*L) * (t2 - dsps*(1/fs)) + I1;
806
807         t3 = (1/fs)/6 + p:p:(dsps+1/6)*(1/fs);
808         I2 = (1/fs)/(18*L) * (6*V2new/n*dsps-V1new+V2new/n);
809         i13 = (2*V1new-V2new/n)/(3*L) * (t3-(1/fs)/6)+I2;
810
811         t4 = (dsps+1/6)*(1/fs)+p:p:(1/fs)/3;
812         I3 = (1/fs)/(18*L) * (12*V1new*dsps - V1new + V2new/n);
813         i14 = 2*(V1new-V2new/n)/(3*L) * (t4 - (dsps + 1/6) * (1/fs)) + I3;
814
815         t5 = (1/fs)/3+p:p:(dsps+ 1/3)*(1/fs);
816         I4 = (1/fs)/(18*L) * (12*V2new/n*dsps + V1new - V2new/n);
817         i15 = (V1new-2*V2new/n)/(3*L) * (t5 - (1/fs)/3) + I4;
818
819         t6 = (dsps+1/3)*(1/fs) + p :p: (1/fs)/2;
820         I5 = (1/fs)/(18*L) * (6*V1new*dsps + V1new - V2new/n);
821         i16 = (V1new-V2new/n)/(3*L) * (t6-(dsps+1/3)*(1/fs)) + I5;
822
823         is1on = I0;
824         is1off = -I0;
825
826         is5on = -I1/n;
827         is5off = I1/n ;
828
829     elseif phinew > 60
830
831         t1 = 0:p:(dsps-1/6)*(1/fs);
832         I0 = (1/fs)/(3*L) * ((V2new/n)*(1/2 - 2*dsps) - V1new/3);
833         i11 = (V1new+2*V2new/n)/(3*L)*t1 + I0;
834
835         t2 = (dsps-1/6)*(1/fs)+p:p:(1/fs)/6;
836         I1 = (1/fs)/(18*L) * (6*V1new*dsps-3*V1new+V2new/n);
837         i12 = (V1new+V2new/n)/(3*L) * (t2 - (dsps - 1/6)*(1/fs)) + I1;
838
839         t3 = (1/fs)/6 + p:p:dsps*(1/fs);
840         I2 = (1/fs)/(18*L) * (-6*V2new/n*dsps - V1new + 3*V2new/n);
841         i13 = (2*V1new + V2new/n)/(3*L) * (t3-(1/fs)/6) + I2;
842
843         t4 = dsps*(1/fs)+p:p:(1/fs)/3;
844         I3 = (1/fs)/(18*L) * (12*V1new*dsps - 3*V1new + 2*V2new/n);
845         i14 = (2*V1new-V2new/n)/(3*L) * (t4 - (dsps*(1/fs))) + I3;
846
847         t5 = (1/fs)/3+p:p:(dsps+1/6)*(1/fs);
848         I4 = (1/fs)/(18*L) * (6*V2new/n * dsps + V1new);
849         i15 = (V1new-V2new/n)/(3*L) * (t5 - (1/fs)/3) + I4;
850
851         t6 = (dsps+1/6)*(1/fs)+p :p: (1/fs)/2;
852         I5 = (1/fs)/(18*L) * (6*V1new*dsps+V2new/n);
853         i16 = (V1new-2*V2new/n)/(3*L) * (t6 - (dsps + 1/6)*(1/fs)) + I5;
854
855         is1on = I0;
856         is1off = -I0;
857
858         is5on = -I3/n;
859         is5off = I3/n;
860
861     end
862
863     t = [t1 t2 t3 t4 t5 t6];
864     ia = [i11 i12 i13 i14 i15 i16];
865     ir = ia/n;
866
867

```

```

868     is1 = [ia zeros(1, length(ia))];
869     is5 = [zeros(1, length(ia)) -ia]/n;
870
871     % rms current in transformer
872     iarms = rms(ia);
873     irrms = rms(ir);
874
875
876     % rms current in high and low side switch
877     islrms = rms(is1);
878     is5rms = rms(is5);
879
880     % just for correction in loss, put the change
881     % the Vdd in mosfet losses
882     ena_k_for_VDS = 1;
883
884
885     % this is obvious, but I put in here
886     qmosfet = 6; % number of mosfet in one side or converter
887
888
889
890     %*****
891     % HIGH Side voltage %
892     %*****
893
894
895
896
897     % conduction loss for all mosfets
898     Ploss_con_HS = qmosfet * Ron_HS/npmosfet_HS *islrms^2;
899
900     Ploss_condHS_list = [Ploss_condHS_list Ploss_con_HS];
901
902     Ploss_SW_on_HS = 0;
903     Ploss_SW_off_HS = 0;
904     % current flow for mosfet in ON state
905     if islon > 0
906         Ploss_SW_on_HS = qmosfet*f_ID_Eon_HS(islon/npmosfet_HS)*fs;
907
908         % some times the power is negative. in this case that's a
909         % problem in function fit for energy in mosfet. not a problem
910         % just a lite ajustment.
911         if Ploss_SW_on_HS < 0
912             Ploss_SW_on_HS = 0;
913         end
914
915         if islon/npmosfet_HS < min_ID_Eon_HS
916             Ploss_SW_on_HS = 0;
917         end
918
919         if ena_k_for_VDS == 1
920             if V1new > 300
921                 Ploss_SW_on_HS = Ploss_SW_on_HS * (V1new-300)/100 * f_VDS_Eon_HS(400)/f_VDS_Eon_HS(300);
922             end
923         end
924
925
926     % current flow for mosfet in OFF state
927     else
928
929         Ploss_SW_off_HS =qmosfet* f_ID_Eoff_HS(isloff/npmosfet_HS)*fs;
930         if Ploss_SW_off_HS < 0
931             Ploss_SW_off_HS = 0;
932         end
933
934         if isloff/npmosfet_HS < min_ID_Eoff_HS
935             Ploss_SW_off_HS = 0;
936         end
937
938         if ena_k_for_VDS == 1
939             if V1new > 300
940                 Ploss_SW_off_HS = Ploss_SW_off_HS * (V1new-300)/100 * f_VDS_Eoff_HS(400)/f_VDS_Eoff_HS(300);
941             end
942         end
943
944     end
945
946     Ploss_switchHS = npmosfet_HS * (Ploss_SW_on_HS+Ploss_SW_off_HS);
947
948     Ploss_switchHS_list = [Ploss_switchHS_list Ploss_switchHS];
949
950
951     % all power loss in high side
952     Ploss_all_HS = Ploss_con_HS + Ploss_switchHS;
953
954
955
956
957     %*****
958     % LOW Side voltage %
959     %*****
960
961
962
963
964     Ploss_con_LS = qmosfet * Ron_LS/npmosfet_LS *is5rms^2;
965
966     Ploss_condLS_list = [Ploss_condLS_list Ploss_con_LS];
967
968     Ploss_SW_on_LS = 0;
969     Ploss_SW_off_LS = 0;
970     % current flow for mosfet in ON state
971     if is5on > 0
972         Ploss_SW_on_LS = qmosfet*f_ID_Eon_LS(is5on/npmosfet_LS)*fs;
973         if Ploss_SW_on_LS < 0
974             Ploss_SW_on_LS = 0;
975         end
976
977         if is5on/npmosfet_LS < min_ID_Eon_LS
978             Ploss_SW_on_LS = 0;
979         end
980
981
982     else
983
984         Ploss_SW_off_LS =qmosfet* f_ID_Eoff_LS(is5off/npmosfet_LS)*fs;
985         if Ploss_SW_off_LS < 0
986             Ploss_SW_off_LS = 0;
987         end
988
989         if is5off/npmosfet_LS < min_ID_Eoff_LS
990             Ploss_SW_off_LS = 0;
991         end

```

```

992         end
993
994
995
996
997
998
999     end
1000
1001     Ploss_switchLS = npmosfet_LS * (Ploss_SW_on_LS+Ploss_SW_off_LS);
1002
1003     Ploss_switchLS_list = [Ploss_switchLS_list Ploss_switchLS];
1004
1005     Ploss_all_LS = Ploss_con_LS + Ploss_switchLS;
1006
1007     %Ploss = Ploss_all_HS + Ploss_all_LS;
1008
1009     %eff = 1/(1+Ploss/P);
1010     %eff = 1 - Ploss/P;
1011
1012     % for every voltage save the eff
1013     %Efflist = [Efflist eff];
1014
1015
1016
1017     end
1018 end
1019
1020
1021 Efflist = 1 - (Ploss_condHS_list + Ploss_switchHS_list + Ploss_condLS_list + Ploss_switchLS_list + Pallt_list)/P;
1022
1023
1024
1025
1026
1027
1028
1029
1030
1031
1032
1033
1034
1035
1036
1037
1038
1039
1040
1041
1042
1043
1044
1045
1046 %
1047 %
1048 %
1049 %
1050 %
1051
1052
1053
1054
1055 %*****
1056 % RESULTS %
1057 %*****
1058
1059 minEff = 100*min(Efflist);
1060 maxEff = 100*max(Efflist);
1061 meanEff = 100*mean(Efflist);
1062
1063 % save everything in a big vector
1064 philist = [philist phideg];
1065 nlist = [nlist n];
1066
1067 % old calculation
1068 %Ploss_max_n = [Ploss_max_n max(Ploss_all)];
1069 %Ploss_mean_n = [Ploss_mean_n mean(Ploss_all)];
1070
1071 Ploss_max_n = [Ploss_max_n (1-min(Efflist))*P];
1072
1073 Eff_mean_n = [Eff_mean_n mean(Efflist)];
1074 Eff_min_n = [Eff_min_n min(Efflist)];
1075
1076 nmos_LS = [nmos_LS npmosfet_LS];
1077 nmos_HS = [nmos_HS npmosfet_HS];
1078
1079 L_n = [L_n L];
1080
1081 nome_mos_HSV = [nome_mos_HSV m1shortname];
1082 nome_mos_LSV = [nome_mos_LSV m2shortname];
1083
1084
1085 fs_n = [fs_n fs];
1086
1087
1088 end
1089
1090 end
1091
1092 end
1093
1094 end
1095
1096
1097
1098
1099
1100
1101
1102
1103 end
1104 end
1105 end
1106
1107
1108
1109 tcompu = toc
1110 cfin = datetime;
1111
1112 save losses.mat
1113
1114
1115

```

```
1116
1117 %email
1118
1119 %% show the little part of results
1120
1121 figure
1122 plot(1./nlist, Eff_mean_n, 'x')
1123
1124 figure
1125 plot(1./nlist, Ploss_max_n, 'd')
```