

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 914

**CONVERSOR MODULAR MULTINIVEIS PARA USINAS SOLARES
FOTOVOLTAICAS: PROJETO DA CÉLULA DE POTÊNCIA C.C./C.A. BASEADA
NO TRANSFORMADOR ELETRÔNICO**

André Augusto Rodrigues Ferreira Espíndola Cardoso

DATA DA DEFESA: 30/03/2016

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**CONVERSOR MODULAR MULTINIVEIS PARA USINAS
SOLARES FOTOVOLTAICAS: PROJETO DA CÉLULA DE
POTÊNCIA C.C./C.A. BASEADA NO TRANSFORMADOR
ELETRÔNICO**

André Augusto Rodrigues Ferreira Espíndola Cardoso

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Braz de Jesus Cardoso Filho

Belo Horizonte - MG

Março de 2016

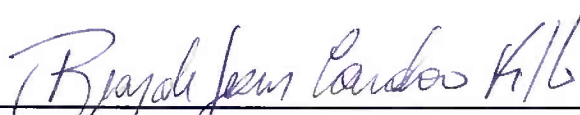
**"Conversor Modular Multiníveis para Usinas Solares
Fotovoltaicas: Projeto da Célula de Potência c.c./c.a. Baseada
no Transformador Eletrônico"**

André Augusto Rodrigues Ferreira Espíndola Cardoso

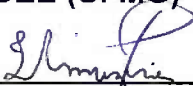
Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 30 de março de 2016.

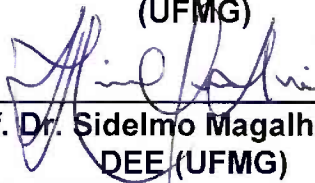
Por:



Prof. Dr. Braz de Jesus Cardoso Filho
DEE (UFMG) - Orientador



Prof. Dr. Igor Amariz Pires
(UFMG)



Prof. Dr. Sidelmo Magalhães Silva
DEE (UFMG)



Prof. Dr. Porfírio Cabaleiro Cortizo
DELT (UFMG)

Dedico este trabalho ao meu Salvador:
o Senhor Jesus Cristo,
que é o Filho do Deus Altíssimo.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço a Deus e ao Seu Filho, Jesus Cristo, o meu Senhor, que pagou com Seu sangue por meus pecados e me deu a vida eterna. Foi Deus que me sustentou nestes dois anos de mestrado e que me ajudou a superar minhas limitações e a vencer os desafios.

Agradeço a meus pais, José e Isabel, que me apoiaram em mais esta etapa da minha vida. Agradeço à Roberta Maria, por seu apoio e orações e por sempre me fazer olhar para o Senhor Jesus Cristo tanto nos momentos de alegria quanto nos momentos de dificuldade.

Agradeço ao Prof. Braz de Jesus Cardoso Filho, por haver me orientado e depositado em mim sua confiança para a realização deste trabalho. Agradeço aos colegas Adriano de Freitas, Alysson Machado e Nicole Foureaux por suas valiosas contribuições no projeto. Agradeço a toda a equipe do Laboratório TESLA Engenharia de Potência – ao Prof. Sidelmo Silva, ao Prof. Igor Pires, à Arlete e aos demais colegas – pela ótima convivência e profícuo ambiente de trabalho.

Agradeço ao Professor Porfírio Cabaleiro, por seu forte incentivo à época do meu primeiro contato com a Eletrônica de Potência, ainda na Graduação.

Agradeço aos irmãos em Cristo, por suas orações por mim; em especial, ao irmão Paulo Vono, agradeço por acreditar no meu potencial e me incitar a vencer minhas limitações.

Agradeço ao CNPq pela bolsa de mestrado; à CAPES pelo suporte financeiro na minha viagem ao COBEP 2015; e à Coelba, pelo financiamento deste projeto, através do PD-0047-0060/2011, parte da Chamada 013/2011 da ANEEL.

RESUMO

Este trabalho apresenta o projeto de um conversor c.c./c.a. monofásico isolado a alta frequência, baseado no Transformador Eletrônico. Esse conversor consiste na célula de potência de um conversor trifásico multiníveis c.c./c.a. para aplicação em usina solar fotovoltaica, que foi proposto num trabalho anterior relativo ao mesmo projeto de pesquisa. Inicialmente a célula de potência é caracterizada em sua topologia e funções. Em seguida é apresentado o projeto de um protótipo em escala laboratorial da célula de potência. Dentre os objetivos da prototipagem do conversor estão a realização da célula de potência em um volume reduzido, com um fator de forma modular que viabilizasse a demonstração do conceito de disponibilidade estendida do conversor; a demonstração da capacidade de redução das dimensões do transformador necessário, por meio da isolamento galvânica feita em alta frequência utilizando dispositivos de carbeto de silício, em relação aos transformadores convencionais de baixa frequência; portanto, medidas tomadas em todas as etapas do projeto visaram obter um volume reduzido para o conversor. Diversos cuidados, em distintas etapas do projeto, buscaram minimizar as indutâncias parasitas nas conexões entre os dispositivos semicondutores e os barramentos c.c., devido à alta frequência em aplicação de potência. A análise do *Dual Active Bridge*, empregado no elo c.a. do conversor, e a otimização teórico-analítica feita resultaram na definição do ponto de operação ótimo daquele, com menor estresse térmico, fator de potência de deslocamento unitário no transformador e um fator de potência verdadeiro praticamente unitário. A resultante proposta para a operação do DAB, que tornou possível a operação com uma baixa indutância de acoplamento entre as pontes, permitiu a minimização do valor de corrente do transformador, reduzindo as perdas joulicas nos enrolamentos, visando a redução em volume do transformador de alta frequência a ser projetado para a aplicação.

PALAVRAS-CHAVE: Conversores Modulares Multiníveis; Transformador Eletrônico; Dispositivos de Carbeto de Silício; Geração Solar Fotovoltaica.

ABSTRACT

This work presents the design of a DC/AC single-phase converter with high-frequency isolation, based on Solid-State Transformers. This converter constitutes the power-cell of a three-phase DC/AC Modular Multilevel Converter for large-scale photovoltaic solar power-plants, which was proposed in a previous work on the same research project. Initially the power cell is characterized in its topology and functions. Then the design of a downscaled prototype of the power-cell is displayed. Some goals for the converter prototyping are: to demonstrate the size reduction of the required transformer over conventional low-frequency transformer found in power-plants, by means of performing the galvanic isolation at high-frequency using silicon carbide devices; to layout a power-cell with small volume and a modular form-factor in order to enable the demonstration of the concept of increased availability. Therefore, much effort was made aiming to obtain a reduced volume for the converter. Throughout the project, it was sought to minimize the parasitic inductances of the connections between the semiconductor devices and the DC-link, due to high-frequency nature of this power application. Analysis of *Dual Active Bridge* employed in the AC link resulted in the definition of the operating point for displacement power factor and a very high true power factor in the transformer, which allowed a further reduction in high-frequency transformer, due to lower thermal stress and minimization of the coupling inductance.

KEYWORDS: Modular Multilevel Converters; Solid-State Transformer, Silicon Carbide Devices; Solar Photovoltaics.

"Ora, Àquele que é poderoso para fazer tudo muito mais abundantemente além daquilo que pedimos ou pensamos, segundo o poder que em nós opera, a Esse glória na igreja, por Jesus Cristo, em todas as gerações, para todo o sempre. Amém."

(Bíblia Sagrada, Efésios 3:20-21)

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 – Nomenclaturas definidas para diferenciação de elementos comumente denominados módulos.	29
Figura 2.2 – Conversores modulares multiníveis monofásicos isolados galvanicamente, baixa tensão/média tensão.	30
Figura 2.3 – Topologia de conversor trifásico c.c./c.a. multinível em cascata para aplicação em usinas solares fotovoltaicas baseado em conversores SST proposta por Foureaux <i>et. al.</i> [5].....	30
Figura 2.4 – Diagramas da Célula de Potência do conversor trifásico da Figura 2.3.....	32
Figura 2.5 – Curvas ilustrativas de um painel solar fotovoltaico exposto a dadas condições climáticas (temperatura e irradiação solar). (a) I-V e (b) P-V	33
Figura 3.1 – Topologia completa definida para a Célula de Potência a ser prototipada.	36
Figura 3.2 – Definição das fases utilizadas em cada módulo empregado no conversor.	39
Figura 3.3 – Placa de Circuito Impresso de <i>Gate-Driver</i> especificada.	40
Figura 3.4 – Transmissão dos sinais de comandos das chaves de cada módulo por meio de fibras-ópticas.....	41
Figura 4.1 – Topologia <i>Dual Active Bridge</i> realizada com Conversores Ponte-Completa em ambas as pontes.	45
Figura 4.2 – Ângulos do DAB com chaveamento SWPWM Unipolar em ambas as pontes. ..	46
Figura 4.3 – Formas de onda ilustrativas para tensões e correntes para a realização do DAB com Conversores Ponte-Completa.....	47
Figura 4.4 – Circuitos simplificados do <i>Dual Active Bridge</i> , com as grandezas referidas para o lado primário.....	49
Figura 4.5 – Diagrama Fasorial do Circuito Simplificado, com referência de fase em \mathcal{V}_2	50
Figura 4.6 – Diagrama Fasorial para o caso de Fator de Potência de Deslocamento unitário.	53
Figura 4.7 – Relação entre δ e o ângulo de amplitude θ_2 , para três valores de θ_1 , para o caso de DPF unitário.....	55
Figura 4.8 – Resultados de simulações do circuito do DAB no modo fundamental, para três valores de θ_1 e θ_2 calculado para DPF unitário, para δ de 0 a 90°, com $L = 0,4$ pu.	56

Figura 4.9 – Região dos ângulos do DAB, para DPF unitário e mesma potência transferida, considerando-se três valores diferentes da indutância série total.	58
Figura 4.10 – Resultados de simulações do circuito do DAB no modo fundamental, para DPF unitário, com mesma potência transferida ($P = 1$ pu), $V_d=2/(4\pi)$ pu e três valores de L (0,15, 0,3 e 0,45 pu).	60
Figura 4.11 – Relação entre os ângulos do DAB, para três valores de P (0,26, 0,69 e 1 pu)...	61
Figura 4.12 – Resultados de simulações do circuito do DAB no modo fundamental, para DPF unitário, para três valores de potência transferida (0,26, 0,69 e 1 pu), para $V_d=2/(4\pi)$ pu e $X=0,4$ pu.	62
Figura 4.13 – Resultados de simulações do DAB, para DPF unitário, com mesma potência transferida na fundamental ($P = 1$ pu), $V_d=2/(4\pi)$ pu e três valores de X (0,15, 0,3 e 0,45 pu).	65
Figura 4.14 – Resultados de simulações do DAB, para DPF unitário, para três valores de potência transferida na fundamental (0,26, 0,69 e 1 pu), para $V_d=2/(4\pi)$ pu e $X=0,4$ pu.	67
Figura 4.15 – Relação entre os ângulos do DAB, para três valores de P_f (0,26, 0,69 e 1 pu), para o HFT especificado ($L=0,048$ pu).....	71
Figura 4.16 – Resultados das simulações do DAB, para DPF unitário, para três valores de potência transferida na fundamental (0,26, 0,69 e 1 pu) e $L=0,048$ pu.	72
Figura 4.17 – Detalhe, para baixos valores de δ , da relação entre os ângulos do DAB, para três valores de P_f (0,26, 0,69 e 1 pu), para $V_d=2/(4\pi)$ pu e $X=0,048$ pu.	73
Figura 4.18 – Detalhe, para pequenos valores de δ , dos resultados das simulações do DAB, para DPF unitário, para três valores de potência transferida na fundamental e $L=0,048$ pu.	74
Figura 5.1 – Ilustração do encapsulamento desejado da Célula de Potência.	78
Figura 5.2 – Dissipadores com duas superfícies de montagem, com fluxo de ar axial.	78
Figura 5.3 – Modelo da impedância de um capacitor.....	79
Figura 5.4 – Relação da impedância com a frequência, para um capacitor eletrolítico, para diferentes temperaturas.	79
Figura 5.5 – Exemplo da relação entre impedância e frequência para o capacitor de filme fino metalizado.	80
Figura 5.6 – Realização do Barramento c.c. através de arranjo em paralelo de capacitores....	82
Figura 5.7 – Utilização de ambos terminais de conexão do módulo com o barramento c.c. ...	83
Figura 5.8 – Posicionamento dos capacitores, na PCB, simetricamente em relação ao módulo de potência.	83

Figura 5.9 – Esquema proposto em [48] para conexão de capacitores em série utilizando PCB com três camadas (planos de condutores), para topologias que demandem a conexão ao ponto central do barramento c.c.....	83
Figura 5.10 – Balanceamento das tensões de capacitores conectados em série.....	86
Figura 5.11 – Alternativas para a realização da capacitância por meio de quatro capacitores discretos de mesmo valor ou dois capacitores discretos com o dobro de capacitância do componente original.	86
Figura 5.12 – Tecnologias de capacitores.	89
Figura 5.13 – Placa de Circuito Impresso para o Barramento c.c. do Secundário da Célula... ..	89
Figura 5.14 – Formatos das alternativas da PCB para o Barramento c.c. do Secundário.	91
Figura 5.15 – Modelo equivalente térmico em regime permanente do conversor.	93
Figura 5.16 – Modelamento térmico dos magnéticos planares.	94
Figura 5.17 – Relação entre tensão e corrente de Dreno-Fonte para o diodo, considerando temperatura de junção igual a 150°C.	95
Figura 5.18 – Relação entre tensão de Dreno-Fonte e corrente de Dreno para o <i>mosfet</i> , considerando temperatura de junção igual a 150°C.....	96
Figura 5.19 – Energia em chaveamento indutivo por Corrente de Dreno, (a) com $V_{DS}=600V$ e $R_G=20 \Omega$ (b) com $V_{DS}=800V$ e $R_G=20 \Omega$	97
Figura 5.20 – Curvas de energia de chaveamento para diferentes valores de K_v	98
Figura 5.21 – Circuitos equivalentes térmicos considerado para o cálculo térmico.	99
Figura 5.22 – Dissipador selecionado. Fonte: [44].....	101
Figura 5.23 – Visão explodida do desenho tridimensional do protótipo da Célula de Potência.	101
Figura 5.24 – Desenho Tridimensional do Protótipo.	102
Figura 5.25 – Desenho Tridimensional do Protótipo.	103
Figura 5.26 – Desenho Tridimensional do Protótipo.	104
Figura 6.1 – Diagramas de blocos da Céula de Potência.....	106
Figura 6.2 – Alternativa topológica para a Célula de Potência – sem o conversor <i>Boost</i>	107
Figura 6.3 – Alternativa topológica para a Célula de Potência – com <i>Interleaved Boost</i>	108
Figura 6.4 – Alternativa topológica para a Célula de Potência – com retificador a diodos na ponte secundária.	109
Figura 6.5 – Alternativa topológica para a Célula de Potência – com HB em ambas as pontes..	109

Figura 6.6 – Alternativa topológica para a Célula de Potência – com HB no primário do DAB.	110
Figura 6.7 – Alternativa topológica para a Célula de Potência – com HB no secundário do DAB.	110
Figura 6.8 – Alternativa topológica para a Célula de Potência – com saída M ² CS.	110
Figura 6.9 – Alternativa topológica para a Célula de Potência – com HB no Estágio Inversor.	111
Figura 6.10- Combinações BV e EZ, que realizam a Célula de Potência com apenas dois módulos <i>Six-Pack</i> ,	118
Figura A.1 – Interior do módulo <i>Six-Pack</i> de carbeto de silício e terminais de conexão.....	129
Figura A.2 – Outra visão do interior do módulo <i>Six-Pack</i> de carbeto de silício, com os terminais de conexão identificados.....	130
Figura A.3 – Caminho da corrente quando o diodo do <i>Boost</i> está conduzindo.	131
Figura A.4 – Caminho da corrente até o polo positivo do barramento c.c., quando o diodo do <i>Boost</i> está conduzindo, considerando diferentes fases do <i>Six-Pack</i> e as conexões bilaterais do barramento c.c.....	131
Figura A.5 – Relação entre o valor da relação cíclica e da frequência de chaveamento com a indutância crítica para a potência do cenário de 1000 W/m ²	133
Figura A.6 – Relação entre o valor da relação cíclica e da frequência de chaveamento com a indutância crítica para a potência do cenário de 200 W/m ²	133
Figura A.7 – Placa de Circuito Impresso para o barramento c.c. do lado primário.	135
Figura B.8 – Fluxograma do algoritmo de MPPT denominado Perturba e Observa (P&O)..	137
Figura B.9 – Diagrama de blocos do modelo equivalente para pequenos sinais do <i>Boost</i>	138
Figura B.10 – Diagrama de blocos do regulador de corrente do <i>Boost</i>	138
Figura C.11 – Forma de Onda da Tensão Sintetizada num FB utilizando o SWPWM.....	142
Figura D.12 – Modelo utilizado para o arranjo de painéis solares fotovoltaicos. Software PSIM/Powersim.	144
Figura F.13 – Comparação das dimensões dos componentes projetados pelo fabricante de magnéticos planares, para o indutor do <i>Boost</i> nos dois projetos da Célula de Potência. ...	148
Figura F.14 – Comparação das dimensões dos componentes projetados pelo fabricante de magnéticos planares, para o transformador de alta frequência nos projetos antes e depois da análise do <i>Dual Active Bridge</i>	148
Figura G.15 – Desenho tridimensional do protótipo da Célula de Potência.	149
Figura G.16 – Sistema instalado na Usina São Lourenço da Mata,	150

Figura H.17 – Análise do Modo Fundamental do <i>Dual Active Bridge</i>	151
Figura H.18 – Obtenção dos resultados para o <i>Dual Active Bridge</i> e minimização da corrente.	152
Figura H.19 – Fluxograma da análise do impacto da variação da potência transferida na fundamental na região dos ângulos do DAB.	152
Figura H.20 – Fluxograma da análise do impacto da variação da indutância de acoplamento na região dos ângulos do DAB.	153

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Módulo <i>Six-Pack</i> de carreto de silício empregado.....	38
Tabela 3.2 – Definições elétricas do protótipo da Célula de Potência.	41
Tabela 4.1 – Requisitos de projeto do transformador de alta frequência passados ao fabricante.	70
Tabela 5.1 – Dados de Fabricante e Valores Estimados para o capacitor especificado e seu arranjo na realização do barramento c.c. do lado secundário.	88
Tabela 5.2 – Comparação das realizações do barramento c.c. do lado secundário com e sem o ponto central do barramento c.c.....	91
Tabela 5.3 – Valores considerados para a resistência térmica dos dispositivos semicondutores ao encapsulamento do módulo (i.e., ao <i>base-plate</i>). Fonte:	92
Tabela 5.4 – Obtenção da Resistência Térmica <i>case</i> -dissipador. Valores considerados e calculados. Pasta térmica considerada: <i>Implastec Silver</i>	93
Tabela 5.5 – Valores considerados e calculados para o modelamento térmico dos componentes magnéticos.	94
Tabela 5.6 – Resultado da solução do modelo equivalente térmico para o caso de potência nominal da Célula de Potência considerando o dissipador selecionado.	100
Tabela 5.7 – Dados do dissipador selecionado.	100
Tabela 5.8 – Dimensões da Célula de Potência.	102
Tabela 6.1 – Combinações possíveis utilizando módulos <i>Six-Pack</i>	112
Tabela 6.2 – Combinações possíveis de HB e FB no DAB do Estágio de Isolação.	116
Tabela 6.3 – Melhores combinações utilizando módulos <i>Six-Pack</i>	119
Tabela A.1 – Requisitos de projeto do indutor do <i>Boost</i> passados ao fabricante.....	133
Tabela A.2 – Dados do arranjo de capacitores utilizado no barramento c.c. do lado primário, juntamente com uma realização alternativa para disponibilização do ponto central do barramento c.c., caso desejado.....	135
Tabela B.3 - Valores das grandezas elétricas do modelo equivalente médio para o caso nominal; valores definidos de frequência de corte para os dois controladores; valores calculados para os ganhos do regulador de corrente.....	139

Tabela D.4 – Condições ambientais consideradas e respectivos valores para o MPP do arranjo de painéis. O valor de potência nominal da Célula de Potência foi definido a partir da condição de 1000 W/m ² a 40°C (linha destacada).....	145
Tabela E.5 – Bases Primitivas.....	146
Tabela E.6 – Bases Derivadas.....	146
Tabela G.7 – Dimensões e Densidades de Potência do Protótipo.....	149
Tabela G.8 – Volume, Massa e Densidades de Potência do Sistema Instalado na Usina Solar Fotovoltaica São Lourenço da Mata (Coelba), em Pernambuco.....	150

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- c.c. corrente contínua
- c.a. corrente alternada
- ESL *Equivalent Series Inductance* – “Indutância-Série Equivalente”
- ESR *Equivalent Series Resistance* – “Resistência-Série Equivalente”
- igbt* *Isolated Gate Bipolar Transistor* – “Transistor Bipolar de Gate Isolado”
- mosfet* *Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor* – “Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor”
- MMC *Modular Multilevel Converter* – “Conversor Modular Multiníveis”
- CMC *Cascaded Multilevel Converter* – “Conversor em Cascata Multiníveis”
- HFT *High Frequency Transformer* – “Transformador de Alta Frequência”
- SSPS *Solid-State Power Substation* – “Subestação de Estado Sólido”
- SST *Solid-State Transformer* – “Transformador de Estado-Sólido”
- DAB *Dual Active Bridge* – “Ponte Dupla Ativa” (tradução livre)
- DAB-P Ponte do Lado Primário do *Dual Active Bridge*
- DAB-S Ponte do Lado Secundário do *Dual Active Bridge*
- PCB *Printed Circuit Board* – “Placa de Circuito Impresso”
- MCC Modo de Condução Contínua
- MPP *Maximum Power Point* – “Ponto de Máxima Potência”
- MPPT *Maximum Power Point Tracking* – “Rastreamento do Ponto de Máxima Potência”
- MWp megawatt-pico
- STC *Standard Test Conditions* – “Condições Padrão de Teste”, de acordo com IEC 60904-3
- PWM *Pulse-Width Modulation* – “Modulação por Duração de Pulso”
- SWPWM *Square-Wave PWM* – PWM em Onda Quadrada
- pu por unidade
- DPF *Displacement Power Factor* – “fator de potência de deslocamento”
- TPF *True Power Factor* – “fator de potência verdadeiro”
- THD *Total Harmonic Distortion* - “Distorção Harmônica Total”

FB *Full-Bridge* – “Conversor Monofásico em Ponte-Completa”

HB *Half-Bridge* – “Conversor Monofásico em Meia-Ponte”

M²CS Inversor de saída do Submódulo do MMC de Marquardt; Lesnicar; Hildinger, (2002), que utiliza apenas duas chaves, porém possui os seguintes pontos de conexão com os demais submódulos: um ou no polo superior ou no inferior do barramento c.c. e o segundo no ponto central entre as chaves. Na topologia MMC de Lesnicar *et. al.*, os submódulos são em número par em cada fase, metade com o ponto de conexão no polo positivo e metade no polo negativo de seu barramento c.c..

LISTA DE SÍMBOLOS

d	relação cíclica do <i>Boost</i>
f	frequência em hertz
P	potência ativa
S	potência aparente
T	período da fundamental
V_d	Tensão no barramento c.c., valor médio, referenciado ao lado primário
P	perdas
R_θ	Resistência Térmica

Representações Matemáticas

Representações de Grandezas Elétricas no Domínio do Tempo

v	valor em função do tempo
\hat{V}	valor de pico
V	valor eficaz
V	valor c.c.

Representação Fasorial de Grandezas Elétricas

\mathcal{F}	fasor F
$ \mathcal{F} $	módulo do fasor F
ϕ_F	ângulo do fasor F
$\Re\{\mathcal{F}\}$	parte real do fasor F
$\Im\{\mathcal{F}\}$	parte imaginária do fasor F

Símbolos Matemáticos

j	número imaginário
\mathbb{N}	conjunto dos números naturais
$\text{sgn}(x)$	função sinal. Tem valor -1 para $x < 0$; 1, para $x > 0$; 0, para $x = 0$.

Lista de Subscritos

1	relativo ao DAB-P, referido ao lado primário
---	--

2	relativo ao DAB-S, referido ao lado primário
C	relativo ao capacitor em questão
D	diodo
M	<i>mosfet</i>
f	relativo à componente fundamental
L	relativo ao indutor em questão
max	valor máximo
rms	<i>root-mean-square</i> - valor eficaz
sw	relativo ao chaveamento do conversor

Lista de Símbolos Gregos

δ ângulo de defasamento – diferença entre a fase da componente fundamental da tensão sintetizada pelo DAB-P e a fase da componente fundamental tensão sintetizada pelo DAB-S. Para referência de fase na fundamental da tensão sintetizada pelo DAB-S, δ é a fase da fundamental sintetizada pelo DAB-P.

θ ângulo de amplitude – determina a amplitude da fundamental da tensão sintetizada pelo SWPWM Unipolar.

ϕ quando sem subíndice, se refere à diferença de fase entre a componente fundamental da corrente do transformador em relação à fase da fundamental da tensão sintetizada pela DAB-S

ω frequência, em radianos por segundo

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	23
1.1	Contextualização e Relevância	23
1.2	Objetivos.....	26
1.3	Contribuições.....	26
1.4	Organização do Texto.....	27
2	CONVERSOR MULTINÍVEIS PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS.....	28
2.1	Esclarecimento sobre Nomenclatura	28
2.2	Topologia do Conversor Trifásico.....	29
2.3	Estágios da Célula de Potência	32
2.3.1	Estágio de MPPT	32
2.3.2	Estágio de Isolação	33
2.3.3	Estágio Inversor	33
2.4	Sumário de Capítulo	34
3	DEFINIÇÕES DE PROJETO.....	35
3.1	Prototipagem da Célula de Potência	35
3.2	Topologia Escolhida para Prototipagem.....	35
3.3	Foco em Compactação.....	36
3.4	Definições Tecnológicas do Protótipo.....	37
3.4.1	Definição de Emprego de Módulos <i>Six-Pack</i>	37
3.4.2	Solução para Comando das Chaves	39
3.5	Definições Elétricas do Protótipo	41
3.5.1	Definição dos Níveis de Tensão dos Barramentos c.c.....	42
3.5.2	Definição do Ciclo de Trabalho do Boost	42
3.5.3	Definição da Potência Nominal	43
3.6	Sumário do Capítulo	43
4	PROJETO DO ESTÁGIO DE ISOLAÇÃO	44
4.1	Topologia Dual Active Bridge.....	44

4.2	Topologia e Modulação do DAB da Célula de Potência	45
4.3	Volume dos Componentes Magnéticos	47
4.4	Fluxo de Potência no Modo Fundamental	49
4.5	Fator de Potência de Deslocamento	51
4.6	Relação entre os Ângulos de Amplitude e o Ângulo de Defasamento	53
4.6.1	Análise da Variação da Indutância de Acoplamento	57
4.6.2	Análise da Variação da Potência Transferida	60
4.7	Extensão da Análise às Componentes Harmônicas	63
4.7.1	Resultados para a Variação da Indutância de Acoplamento	64
4.7.2	Resultados para a Variação da Potência Transferida na Fundamental	66
4.7.3	Conclusões da Análise	68
4.8	Especificação do Transformador de Alta Frequência	68
4.8.1	Ponto de Operação	69
4.8.2	Potência Nominal do Transformador	69
4.8.3	Relação de Espiras	69
4.8.4	Tecnologia de Fabricação	69
4.8.5	Valores Especificados	70
4.9	Sumário do Capítulo	74
5	PROJETO TÉRMICO E MECÂNICO DO CONVERSOR	77
5.1	Estrutura Modular do Conversor Trifásico	77
5.1.1	Fator de Forma da Célula de Potência	77
5.1.2	Direção do Fluxo de Ar	77
5.1.3	Definição sobre o Tipo de Dissipador	78
5.2	Realização do Barramento c.c. do Secundário	79
5.2.1	Frequência de Ressonância do Capacitor	79
5.2.2	Indutâncias Parasitas	81
5.2.3	Barramento c.c. do Secundário	83
5.3	Dimensionamento Térmico do Conversor	92
5.3.1	Circuito Equivalente Térmico	92
5.3.2	Perdas nos Componentes Magnéticos	94
5.3.3	Perdas nos Dispositivos Semicondutores	94

5.3.4	Solução de Refrigeração	98
5.4	Desenhos Tridimensionais do Protótipo da Célula de Potência	101
5.5	Sumário do Capítulo	104
6	VARIAÇÕES TOPOLÓGICAS DA CÉLULA DE POTÊNCIA	105
6.1	Introdução	105
6.2	Variações Possíveis da Topologia da Célula de Potência	106
6.2.1	Variações no Estágio de MPPT	106
6.2.2	Variações no Estágio de Isolação	108
6.2.3	Variações no Estágio Inversor	110
6.3	Combinações Possíveis Considerando Módulos <i>Six-Pack</i>	111
6.3.1	Observação sobre Indutâncias Parasitas	112
6.3.2	Combinações do Lado Primário	113
6.3.3	Combinações do Lado Secundário	114
6.3.4	Combinações do <i>Dual Active Bridge</i>	115
6.4	Conclusão	117
7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	120
7.1	Propostas de Continuidade	121
7.1.1	Controle da Célula de Potência	121
7.1.2	Testes Experimentais de uma Célula de Potência	122
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	124
	Apêndice A – Projeto do Estágio de MPPT	128
	Apêndice B – Diretrizes para o Controle da Célula de Potência	136
	Apêndice C – SWPWM Unipolar	142
	Apêndice D – Arranjo de Painéis Considerado	144
	Apêndice E – Bases do sistema por unidade	146
	Apêndice F – Volumes dos Componentes Magnéticos em Diferentes Versões do Projeto ...	147
	Apêndice G – Densidades de Potência do Protótipo	149
	Apêndice H – Fluxogramas da Metodologia da Otimização do DAB	151
	Apêndice I – Artigo Apresentado no COBEP/SPEC 2015	154

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E RELEVÂNCIA

Estima-se que a demanda mundial de energia em 2050 equivalerá ao dobro do valor do ano de 2013 [1]. As tecnologias de fontes renováveis constituem um elemento importante no desejado cenário de geração de energia sem a dependência dos combustíveis fósseis. É previsto para o ano de 2040 que as fontes renováveis totalizem um terço da geração mundial de energia elétrica [2]. Os 120 bilhões de dólares gastos em subsídios em todo o mundo no ano de 2013 refletem o interesse de várias nações em investir no desenvolvimento das tecnologias de energias renováveis [2].

A geração solar fotovoltaica tem participação significativa nesse cenário e atingiu, em 2014, um total de 178 GW de potência instalada em todo o mundo, sendo 40 GW somente naquele ano [3]. Inicialmente pensada para geração distribuída, a geração solar fotovoltaica ganhou proporção significativa na forma de usinas solares fotovoltaicas, devido à diminuição dos custos e ao aumento dos incentivos fiscais [3].

Uma usina solar fotovoltaica constitui-se da instalação de painéis solares em um dado espaço, totalizando uma potência instalada de tipicamente 1 MWp ou maior. Em 2013, a potência instalada acumulada na forma de usinas ultrapassou a potência instalada como geração distribuída: dos 40 GW instalados em todo o mundo somente em 2014, a metade foi na forma de usinas de grande porte [3]. Políticas regulatórias em cada país impactam diretamente no crescimento de cada uma dessas modalidades, mas a tendência mundial indica que as usinas de grande porte serão preferidas [3]. No ano de 2014 foi inaugurada nos Estados Unidos a usina *Topaz Solar Farm*, com capacidade de 550 MWp. A ordem de grandeza dos investimentos nessas usinas e das potências instaladas em todo o mundo evoca um questionamento: ‘As usinas solares fotovoltaicas que estão sendo implementadas possuem as características mais apropriadas que implicam no menor tempo de retorno dos investimentos feitos?’.

A topologia tipicamente empregada nas usinas solares fotovoltaicas é chamada “conversor central”, que pode ser genericamente descrita como um grande arranjo de painéis solares conectados a um único inversor trifásico que, por sua vez, é conectado à rede por meio

de um transformador trifásico de média tensão. Essa topologia possui, porém, importantes limitações, mencionadas a seguir, que devem ser levadas em consideração.

A forma de conexão dos painéis impacta expressivamente na potência do arranjo disponibilizada para o conversor. Em cenários de sombreamento parciais de painéis devido a nuvens, anteparos ou mesmo depósito de poeira sobre os painéis, o ponto de máxima potência rastreado para um grande arranjo de painéis apresenta uma queda muito significativa em relação à somatória da máxima potência disponível em cada painel, uma vez que nem todos os painéis no arranjo estão sombreados [4]–[8].

Avanços na eficiência das células fotovoltaicas são relatados a cada ano [9], mas não garantem que as conexões feitas entre os painéis proporcionarão o aproveitamento de toda a potência disponível. As limitações impostas pela conexão de um número grande de painéis a um único inversor seriam eliminadas com o uso de um inversor por painel. No entanto, essa solução não é economicamente viável em usinas solares fotovoltaicas, além de apresentar alguns problemas técnicos concernentes ao paralelismo dos múltiplos conversores. Uma solução de compromisso seria aumentar o número de inversores no sistema, para permitir a distribuição dos milhares de painéis em vários arranjos menores, cada arranjo com seu rastreador do ponto de máxima potência. Dessa forma, em cenários de sombreamento, mais potência disponível nos painéis seria disponibilizada para ser injetada à rede [4], [5]. O aumento de inversores pode ser feito utilizando-se conversores modulares multiníveis, introduzidos por Peter Hammond em 1997. Esses conversores são compostos por múltiplas Células de Potência, “encapsuladas” na forma de módulos e conectadas em série em cada fase, e proporcionam uma disponibilidade estendida do sistema.

Como a topologia conversor central consiste num único ou em alguns poucos inversores, a falha de um deles implica em perda da capacidade de injeção de potência gerada na rede. Falhas em componentes acarretam em custos de manutenção, podem demandar a substituição de equipamentos e podem implicar na indisponibilidade (que pode vir a ser longa) de parte do sistema, comprometendo, assim, os lucros da concessionária. Uma topologia modular multiníveis também é uma solução para esse problema. Em caso de falha de um componente de uma Célula de Potência, a estrutura modular do conversor permite conectar as Células anterior e posterior à Célula com componente que falhou e, ainda assim, entregar um percentual considerável de potência, até que se faça a rápida substituição da Célula onde a falha ocorreu [10], [11].

Apesar de as topologias modulares multiníveis oferecerem alternativas melhores em relação ao conversor central nos dois primeiros problemas abordados, elas ficam aquém para

contornar a terceira limitação da topologia convencional: o volumoso transformador, que é presente em ambas. A legislação brasileira exige o uso de transformadores para a conexão de centrais geradoras de pelo menos 500 kW à rede [12], para proverem isolação galvânica entre a planta e a rede, e para subir a tensão adequando-a ao nível do ponto de conexão à rede de distribuição. Os transformadores convencionais de 60 Hz são grandes e pesados e, por isso, além de demandarem um grande espaço físico para a sua instalação, acarretam altos custos de transporte.

Uma alternativa aos transformadores convencionais é o Transformador Eletrônico, concebido por William McMurray em 1971 [13]. Esse conversor, conhecido hoje como *Solid-State Transformer* (SST) [14]–[20], tem como funções principais o isolamento galvânico entre a entrada e a saída do conversor e o controle ativo do fluxo de potência em ambas as direções. Em sua primeira versão, o Transformador Eletrônico já provia a isolação galvânica utilizando um transformador com núcleo muito menor que os utilizados em transformadores convencionais – uma vez que a adequação do nível de tensão era feita em frequências da ordem de alguns quilohertz ao invés de 60 Hz [13]. Finalmente, níveis bem mais altos de frequência de chaveamento são possíveis se forem utilizados nesse conversor dispositivos de carbeto de silício para se obter uma diminuição ainda maior do núcleo magnético do transformador [21], [22]. Dentre as vantagens dos dispositivos semicondutores de carbeto de silício em relação aos dispositivos feitos com silício podem ser citadas maior tensão de bloqueio, comutação mais rápida e maior condutividade térmica [22]–[26]. Na literatura, já há publicações sobre aplicações que utilizam dispositivos semicondutores de carbeto de silício com tensões de bloqueio de 10kV e 15kV, chaveando em alta frequência [24], [25], [27]. As vantagens dos dispositivos de carbeto de silício tornam possíveis níveis bem mais altos de frequência de chaveamento e, portanto, permitem uma diminuição ainda maior do núcleo magnético do transformador. Em 2011 a General Electric comprovou isso através de seu conversor denominado *Solid-State Power Substation* (SSPS) [22], que substituiu um transformador convencional em uma subestação de energia. Esse conversor uniu o conceito de conversores modulares multiníveis ao do SST.

Um grande potencial de economia na área de geração solar fotovoltaica existe nos avanços da pesquisa em Eletrônica de Potência, uma vez que estes podem indicar a maneira mais adequada para se investir o capital. Não se deve pensar somente em termos de eficiência do painel ou de eficiência do conversor de frequência – ganhos econômicos podem ser obtidos com o desenvolvimento de soluções de conexão à rede de distribuição que ofereçam não somente um melhor aproveitamento da potência já disponível nos painéis, mas também

uma maior disponibilidade do sistema e um menor custo de transporte e instalação do equipamento.

1.2 OBJETIVOS

Em 2015 foi proposta por Foureaux *et. al.* [4], [5] uma topologia de conversor que poderá trazer esses benefícios para usinas solares fotovoltaicas. Trata-se de um conversor modular multiníveis c.c./c.a. para a conexão de painéis à rede de distribuição, com isolamento galvânica em alta frequência através de Células de Potência baseadas no SSPS. Além de permitir o rastreamento independente do ponto de máxima potência de cada um dos múltiplos arranjos, esse conversor trará uma redução de peso e volume totais maior do que a que seria obtida trocando-se o transformador convencional de média tensão pelo SSPS, uma vez que substituirá não somente o transformador como também o conversor central [28]. A proposta de controle dessa estrutura permite injetar potência equilibrada na rede mesmo com níveis de potências distintos advindos das células de potência em cada fase [5], [28]. Apesar de uma proposta a topologia da Célula de Potência ter sido feita, não houve nenhum trabalho em termos de caracterização de modos de operação, nem de cálculos e especificações de componentes.

Este trabalho tem como objetivo fazer uma ponte entre a proposta teórica da Célula de Potência e uma futura realização do conversor modular multiníveis em uma aplicação real. Este trabalho foi feito com o intuito de viabilizar a construção de um protótipo em escala laboratorial que possibilitará a demonstração prática dos conceitos envolvidos na topologia, principalmente a estratégia de controle do conversor modular multiníveis. Uma vez construído e testado, o protótipo dará sustentação para a continuidade da pesquisa, que tem como alvo final a construção de um conversor em escala plena para aplicação em uma usina solar fotovoltaica real.

1.3 CONTRIBUIÇÕES

Como contribuições deste trabalho podem ser citadas a caracterização da Célula de Potência; detalhamento de todos os procedimentos de especificação de componentes; uma descrição dos processos de definição dos valores considerados como preâmbulos ao projeto da célula; descrição dos processos de tomada de decisão em relação aos componentes a serem utilizados e concernentes à proposta geométrica de montagem do protótipo.

Outra contribuição deste trabalho é a forma como a análise teórica do conversor *Dual Active Bridge* e da técnica de modulação empregada direcionou à definição da região de

operação do conversor que permitiu a compactação do transformador requerido e a maximização do fator de potência verdadeiro.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Este texto está organizado em seis capítulos. O Capítulo 1 aborda as motivações para este trabalho, enumera seus objetivos e contribuições e, por fim, apresenta a estrutura do texto. O Capítulo 2 menciona a topologia do conversor trifásico c.c./c.a. modular multiníveis para aplicação em usinas fotovoltaicas, descreve a topologia da Célula de Potência, enumera as funções de cada estágio. O Capítulo 3 apresenta as definições de projeto de um protótipo da Célula de Potência. O Capítulo 4 apresenta o projeto do Estágio de Isolação da Célula de Potência, que consiste em um *Dual Active Bridge* realizado com dois conversores monofásicos em ponte-completa. Em seguida é descrita uma otimização teórico-analítica para determinação da região de operação do conversor de modo a requerer um transformador de alta frequência de menor volume. Por fim, no Capítulo 4, é apresentada a especificação do transformador de alta frequência. O Capítulo 5 apresenta o projeto mecânico e o projeto térmico do protótipo e descreve o processo de realização do barramento c.c. do lado secundário do conversor. O Capítulo 6 apresenta variações topológicas da Célula de Potência e uma análise qualitativa da sua realização utilizando módulos de potência. O Capítulo 7 reúne as propostas de continuação para o projeto e apresenta as considerações finais deste trabalho. Entre os apêndices, se destacam o Apêndice A, que apresenta a realização do conversor *Boost* de entrada e o Apêndice B, que apresenta alguns aspectos sobre o controle da Célula de Potência.

2 CONVERSORES MULTINÍVEIS PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Neste capítulo, é apresentada a topologia da célula de potência e são descritas as funções dos estágios que a compõem.

2.1 ESCLARECIMENTO SOBRE NOMENCLATURA

Para evitar ambiguidades, serão utilizadas, neste texto, as seguintes nomenclaturas:

Painel

Apesar de ser também conhecido como módulo fotovoltaico, neste texto será utilizado o termo “**painel**” para designar o painel solar fotovoltaico, Figura 2.1(a), que é composto de múltiplas células fotovoltaicas conectadas em série. Múltiplos painéis são conectados em série e paralelo, para formar os chamados arranjos (ou *arrays*).

Célula

A unidade de potência de um conversor modular multiníveis (MMC – do inglês “*Modular Multilevel Converter*”) ou de um conversor multiníveis em cascata (CMC – do inglês “*Cascaded Multilevel Converter*”) é comumente denominada “módulo”; neste texto, porém, se utilizará o termo “**célula**” para se designar cada um dos conversores que são conectados em série nessas topologias multiníveis. Múltiplas células de potência são utilizadas para construir um conversor desse tipo. A escolha por esse termo tem base no artigo de Peter Hammond [10], no qual chamou-se de *power cell* (Célula de Potência em inglês) cada um dos conversores que compõem o hoje bem-sucedido *Perfect Harmony* (ROBICON/Siemens), [10], [11]. A nomenclatura em inglês *Power Building Block* (PBB), livremente traduzido como “Bloco de Construção de Potência”, carrega a mesma ideia.

Módulo

Será chamado de “**módulo**” apenas cada um dos circuitos integrados de potência, Figura 2.1(c), que contêm dois ou mais dispositivos semicondutores idênticos ou diferentes (*mosfet/diodo*, *igbt/diodo*, etc), podendo conter também outros componentes (p.ex. sensores de temperatura), disponíveis comercialmente para aplicação em eletrônica de potência, e que são de fácil montagem e são isolados eletricamente do dissipador.

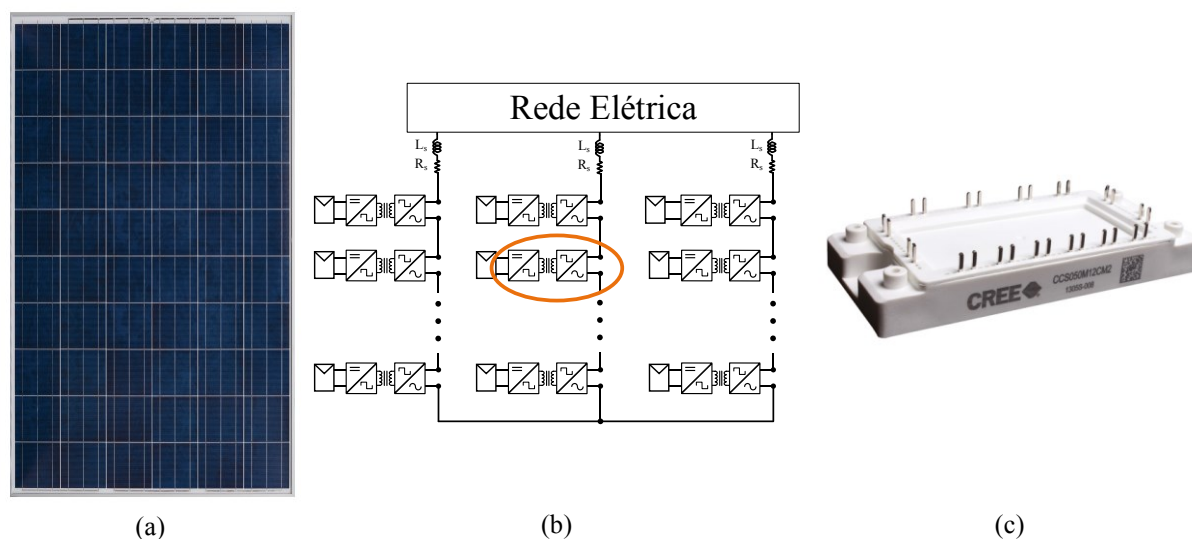


Figura 2.1 – Nomenclaturas definidas para diferenciação de elementos comumente denominados módulos. (a) Painel/Módulo solar fotovoltaico, referido no texto como “painel”. (b) Exemplo de um conversor modular multiníveis, composto por células/módulos de potência, no texto utiliza-se “célula” (como a em destaque). (c) Módulo de potência contendo dispositivos semicondutores, referido no texto como “módulo”.
 Fontes: (a) Folha de Dados [29] (c) Folha de Dados [30].

2.2 TOPOLOGIA DO CONVERSOR TRIFÁSICO

A General Electric, num programa de pesquisa em parceria com empresas, universidades e órgãos governamentais dos Estados Unidos da América, desenvolveu um conversor chamado *Solid-State Power Substation* (SSPS – livremente traduzido como “Subestação de Estado Sólido”). O SSPS é um conversor modular multiníveis, monofásico, potência nominal de 1 MVA, que reduz a tensão de 13.8 kV para 267V, como mostra a Figura 2.2(a). Cada uma das quatro células de potência desse conversor consiste em um *Solid-State Transformer* (SST), e utiliza mosfets de SiC de tensão de bloqueio igual a 10 kV, comutando a 20 kHz, e um compacto transformador de núcleo nano-cristalino. O SSPS possui volume 50% menor e peso 70% menor que um transformador convencional (60 Hz) de mesmos níveis de tensão e potência [21], [22].

As vantagens demonstradas pela General Electric no conversor SSPS [22], inspiraram (como mostrado na Figura 2.2) a proposta feita em 2015 por Foureaux *et. al.* [5] de um conversor trifásico que pode substituir não somente o transformador de média tensão, mas também o conversor central empregado em usinas fotovoltaicas. A Figura 2.3 mostra a topologia desse conversor trifásico c.c./c.a. multinível em cascata, baseado em conversores SST para aplicação em usinas solares fotovoltaicas [5].

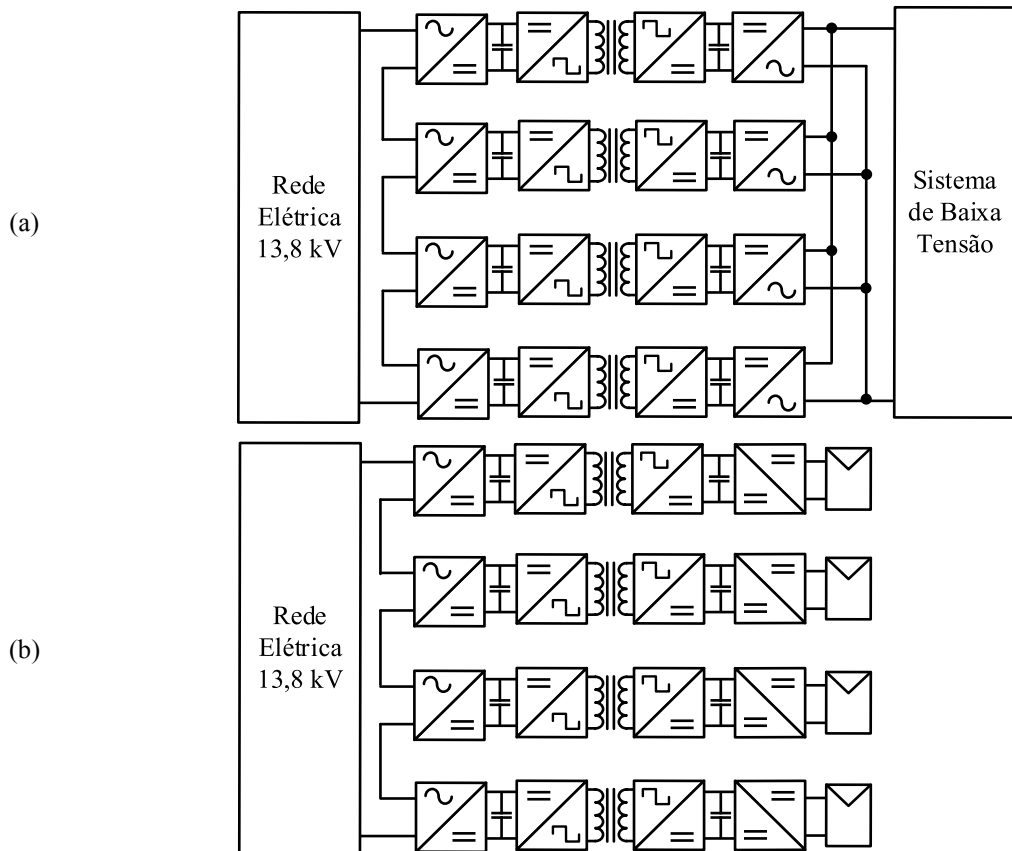


Figura 2.2 – Conversores modulares multiníveis monofásicos isolados galvanicamente, baixa tensão/média tensão.

(a) SSPS, conversor da General Electric [22], bidirecional em potência, c.a. /c.a..

(b) Conversor para aplicação em sistemas fotovoltaicos [28], em versão monofásica que ilustra a inspiração no conversor SSPS, c.c./c.a..

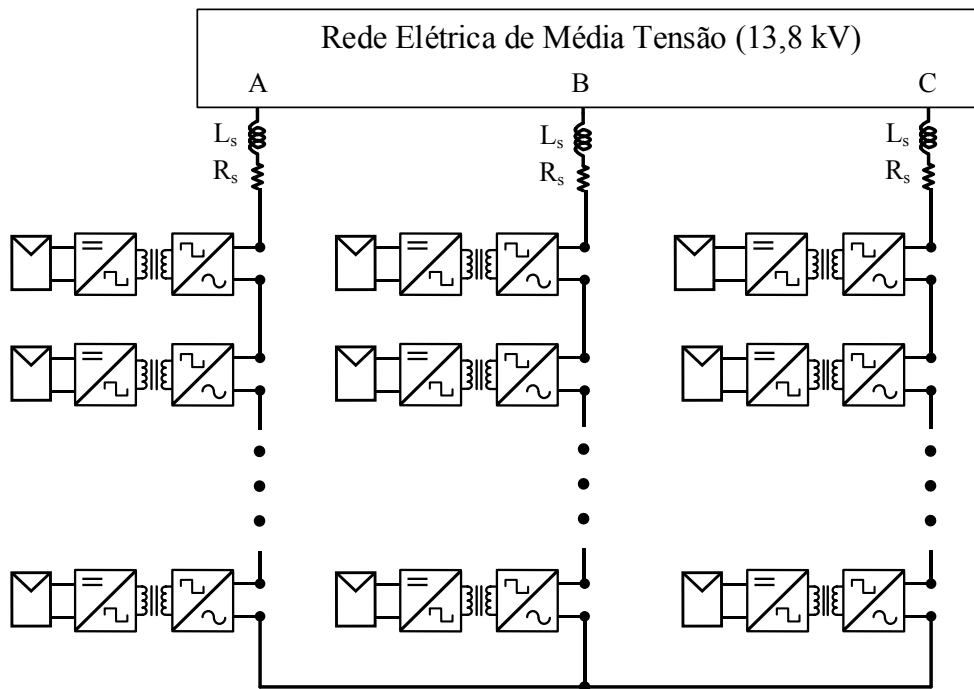


Figura 2.3 – Topologia de conversor trifásico c.c./c.a. multinível em cascata para aplicação em usinas solares baseado em conversores SST proposta por Foureux *et. al.* [5].

Essa topologia é uma alternativa à topologia convencionalmente empregada em usinas solares fotovoltaicas, denominada Conversor Central – composto por um único ou alguns poucos inversores, conectados à rede de distribuição por meio de um transformador trifásico convencional de média tensão e baixa frequência. Enquanto a topologia convencional tipicamente distribui os milhares de painéis em um único ou algumas unidades de arranjos, a topologia multinível de Foureaux emprega múltiplos arranjos, conectados, cada um, a Células de Potências. Essa distribuição dos milhares de painéis em múltiplos arranjos menores possibilita o rastreamento do ponto de máxima potência de cada arranjo, o que faria com que a potência extraída dos painéis, em condições de sombreamento parcial de painéis, fosse maior que se apenas alguns inversores fossem empregados, como na topologia convencional [5], [28].

O conversor trifásico proposto por Foureaux *et. al.* [28] pode ser realizado com um número arbitrário de Células, para adequar ao nível de tensão da rede elétrica. Por se tratar de uma topologia modular multiníveis, esse conversor promove a chamada disponibilidade estendida do sistema [11], que pode operar com número de Células distintas em caso de falha em alguma delas. A estratégia de controle proposto por Foureaux *et. al.* permite que o conversor apresente potências distintas em cada Célula e, apesar disso, injete potência trifásica equilibrada na rede [5], [28].

Cada fase desse conversor é composta por Células de Potência que são conversores c.c/c.a. monofásicos. Embora a topologia do conversor trifásico e sua estratégia de controle tenham sido propostas [4], [5], [28], a Célula de Potência, em si, não havia sido ainda projetada, mas apenas apresentada a sua topologia teórica, conforme mostrado na Figura 2.3. O estudo e o projeto desta Célula de Potência são foco deste texto, que viabilizará a construção de um protótipo em escala laboratorial, utilizando módulos de *mosfets* de Carbetto de Silício.

Um total de três protótipos deverão ser construídos, para proporcionar a demonstração da estrutura de controle proposta em [28]. Isso será realizado em duas formas: com três Células de Potência conectadas em série, para se testar o desequilíbrio de potências internos à mesma fase; com uma Célula de Potência para cada uma das três fases, para se testar o desequilíbrio de potências entre as fases. O escopo deste texto, porém, não inclui tais testes, mas sim o projeto completo da Célula de Potência, incluindo dimensionamentos e especificações de componentes, de modo a se viabilizar a realização desses protótipos.

Inicialmente, neste capítulo, trata-se das funções de cada Estágio da Célula de Potência. Em seguida, são abordadas diversas topologias de conversores possíveis para a

realização de cada Estágio, seguida de uma comparação qualitativa entre elas. Por último são explicadas as definições iniciais de projeto para a prototipagem da Célula de Potência.

2.3 ESTÁGIOS DA CÉLULA DE POTÊNCIA

A Célula de Potência proposta em [5], consiste em um conversor c.c./c.a. monofásico isolado, conforme mostrado na Figura 2.3(a). A isolação galvânica é feita dentro da Célula de Potência e não na saída do conversor trifásico, como usualmente feito em topologias de conversores convencionais para conexão à rede. Para isso, seriam necessários pelo menos dois estágios: um c.c./c.c. para promover a isolação e um c.c./c.a. para sintetizar a tensão c.a. na saída da Célula de Potência, comandada pelo controle trifásico. A Figura 2.4 mostra o diagrama de blocos da realização escolhida para a Célula de Potência, que é composta por três estágios chamados de Estágio MPPT, Estágio de Isolação e Estágio Inversor. O Estágio de MPPT é um conversor c.c./c.c.; o Estágio de Isolação é um conversor c.c./c.c. isolado e o Estágio Inversor é um conversor c.c./c.a.. A definição dos lados Primário e Secundário da Célula de Potência foi feita a partir da direção do fluxo de potência na Célula, i.e., do lado dos painéis (c.c.) para o lado da rede (c.a.).

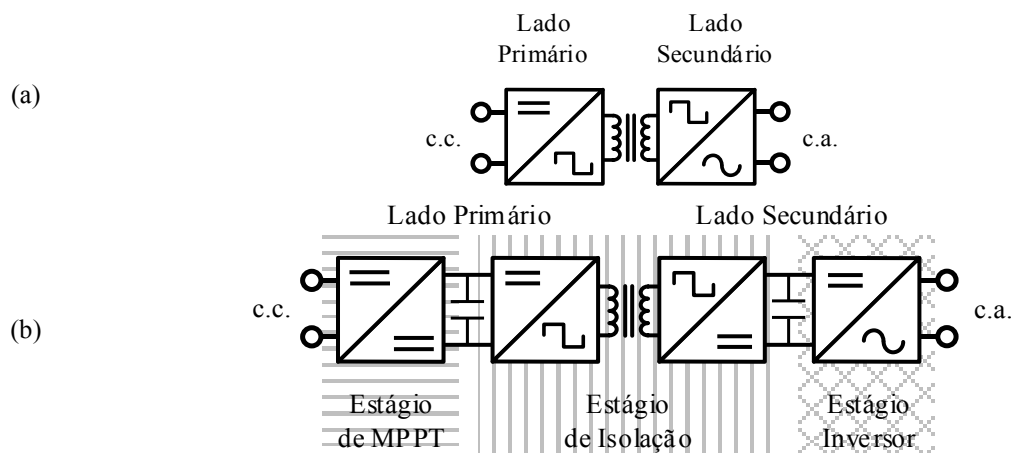


Figura 2.4 – Diagramas da Célula de Potência do conversor trifásico da Figura 2.3.

- (a) Cada Célula consiste em um conversor monofásico c.c./c.a. isolado galvanicamente em alta frequência.
 (b) Diagrama de blocos da realização da Célula de Potência em três Estágios.

2.3.1 Estágio de MPPT

O Estágio de MPPT, é o estágio de entrada da Célula de Potência, onde o arranjo de painéis solares fotovoltaicos é conectado.

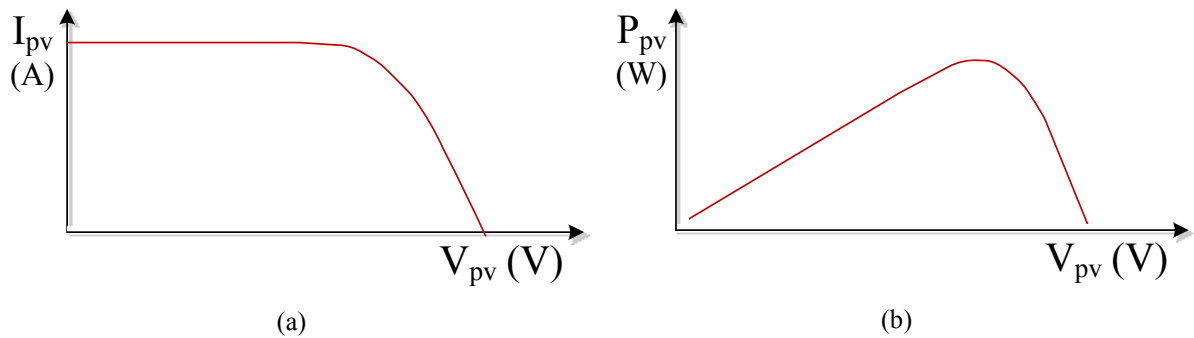


Figura 2.5 – Curvas ilustrativas de um painel solar fotovoltaico exposto a dadas condições climáticas (temperatura e irradiação solar). (a) I-V e (b) P-V

A necessidade de rastreamento (*tracking*) do Ponto de Máxima Potência (MPP) do arranjo de painéis é intrínseca à aplicação solar fotovoltaica. A Figura 2.5 mostra a chamada curva P-V de um painel solar fotovoltaico, que correlaciona os vários pontos de operação possíveis do painel às mesmas condições climáticas, com diferentes valores de potência fornecida.

O nome deste estágio da Célula de Potência vem justamente do fato de que é um estágio dedicado a essa função. Existem diversas técnicas de MPPT relatadas na literatura [31]; sendo o método Perturba e Observa (P&O) a técnica mais conhecida.

2.3.2 Estágio de Isolação

O Estágio de Isolação é o estágio ‘central’ da Célula de Potência, tanto em relação à sua localização na topologia, quanto em termos de importância. A principal função do Estágio de Isolação é a isolação galvânica, que é feita em alta frequência, como nos conversores SST. É neste estágio que se dá também o controle do fluxo de potência da célula. Uma função adicional desse estágio é bloquear o *ripple* de 120 Hz, oriundo da topologia monofásica do inversor no estágio de saída, de chegar até os painéis.

2.3.3 Estágio Inversor

O Estágio Inversor é o estágio de saída da Célula de Potência. O conversor trifásico é uma topologia multinível em cascata, em que as células de potência são conectadas no lado c.a. Por esse motivo, a saída da Célula de Potência precisa ser um conversor c.c./c.a. A tensão de saída é combinada com as tensões sintetizadas na saída das demais células para compor a tensão em sincronismo com a rede, de acordo com a estratégia de controle externa, i.e. do conversor trifásico [5], [28].

Por se tratar de um conversor monofásico, o inversor de saída ocasionará um *ripple* de 120 Hz no barramento do lado secundário, por esse motivo, o inversor não deve ser o único conversor entre o arranjo de painéis e a rede, uma vez que o *ripple* de segundo harmônico provocaria uma oscilação tal que perturbaria o rastreamento do ponto de máxima potência do arranjo de painéis; por

isso, é visto na literatura que se acrescenta conversor *Boost* entre o arranjo de painéis e o inversor de saída, para prover uma separação entre o barramento c.c. e os painéis, para que o MPPT seja feito sem a interferência do *ripple* de 120 Hz.

A função do Estágio Inversor é sintetizar a forma de onda de tensão comandada pelo controle trifásico. A conversão c.c./c.a. é bastante consolidada para baixa frequência da fundamental; portanto, esse estágio não apresenta uma novidade.

Uma função dividida pelos estágios Inversor de todas as Célula de Potência do conversor é a de redução dos harmônicos da forma de onda total de cada fase, por meio de uma estratégia de chaveamento conhecida como *Phase-Shift* PWM [32], que permite que seja utilizado apenas um filtro indutivo para cada fase, conforme mostrado na Figura 2.3 e esclarecido em [5], não havendo necessidade, portanto, de um filtro de saída em cada Célula.

2.4 SUMÁRIO DE CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentada e discutida a topologia da Célula de Potência do Conversor Modular Multiníveis para Aplicação em Usinas Solares Fotovoltaicas. Os três Estágios constituintes foram descritos em suas funções e topologia.

3 DEFINIÇÕES DE PROJETO

Neste capítulo, são enunciadas definições de projeto de um protótipo em escala laboratorial da Célula de Potência.

3.1 PROTOTIPAGEM DA CÉLULA DE POTÊNCIA

Foi decidido construir um protótipo em escala laboratorial da Célula de Potência. Entre os objetivos da construção do protótipo, estão:

- demonstrar, em um ambiente controlado, a operação de uma Célula de Potência do conversor mostrado na Figura 2.3.
- verificar a compactação proporcionada pela utilização de dispositivos de banda larga, especificamente o carbeto de silício.
- funcionar como uma plataforma de desenvolvimento, permitindo o teste de topologias com menor número de chaves, para a verificação prática de variações das topologias e de diferentes estratégias de controle.

3.2 TOPOLOGIA ESCOLHIDA PARA PROTOTIPAGEM

Para a prototipagem da Célula de Potência, foi decidido empregar, em cada Estágio, topologias que apresentassem o maior número de graus de liberdade possível.

No Estágio de MPPT definiu-se utilizar a topologia do conversor Elevador (*Boost*), que é bastante consolidado na literatura, inclusive na aplicação de geração solar fotovoltaica, realizando o MPPT.

Para ambas as pontes do Estágio de Isolação e para o Estágio Inversor, decidiu-se utilizar conversores *Full-Bridge* (FB, conversor monofásico em ponte-completa). Utilizando-se FB em ambos as pontes do Estágio de Isolação, torna-se possível controlar não somente o defasamento entre as tensões sintetizadas, mas também as amplitudes das componentes fundamentais (e harmônicas) de cada uma delas. Um FB no Estágio Inversor permite a sintetização de tensões com maior amplitude, sendo necessárias, portanto, um menor número de células de potência em cascata para se formar a tensão da rede. A topologia completa da Célula de Potência está mostrada na Figura 3.1.

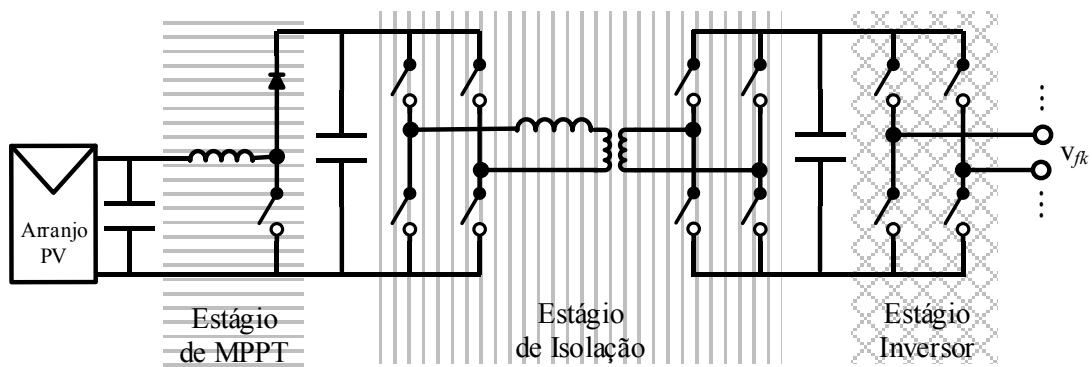


Figura 3.1 – Topologia completa definida para a Célula de Potência a ser prototipada. Estágio de MPPT composto por um *Boost* clássico; Estágio de Isolação composto por um *Dual Active Bridge* com dois conversores FB; Estágio Inversor composto por um FB.

Deseja-se testar com o protótipo que será construído algumas dessas alternativas, como HB no secundário do Estágio de Isolação; HB no estágio de saída; sem o conversor *Boost* na entrada. Para cada uma dessas variações, o controle da Célula de Potência deve ser redesenhado, o que pode ser feito por meio da programação do microprocessador. Essas variações deverão ser testadas em potências menores que a nominal da Célula de Potência, apenas para se verificar os benefícios de cada variação em relação à topologia definida para uma mesma potência. Esses testes com topologias alternativas indicarão na prática se seria mais vantajoso se realizar a próxima Célula de Potência com um número diferente de chaves.

3.3 FOCO EM COMPACTAÇÃO

As leis do magnetismo mostram a correlação entre a frequência da corrente de um enrolamento e a área interna a ele. Uma das formas de se mostrar isso é por meio da equação da força eletromotriz, para um transformador de núcleo magnético considerando fluxo e tensão senoidais:

$$E_{max} = 2\pi f N A_c B_{m\acute{a}x} \quad (3.1)$$

sendo f a frequência em hertz da tensão induzida nos terminais do enrolamento, N o número de espiras do enrolamento, $B_{m\acute{a}x}$ a amplitude da densidade de fluxo no interior do núcleo, e A_c a área da secção reta do núcleo magnético. Como pode ser visto em (3.1), a frequência da corrente do enrolamento, que é a mesma da tensão induzida em seus terminais, é inversamente proporcional à área do núcleo magnético. Assim, se a frequência for maior que 60 Hz, é possível reduzir o núcleo magnético e, ainda assim, obter a mesma amplitude de tensão no secundário, se as demais características forem mantidas. Transformadores aplicados hoje em sistemas embarcados são projetados com esse princípio; na aviação, a frequência utilizada é 400 Hz [33], [34].

Quanto maior a frequência fundamental da tensão sintetizada nos terminais de um lado do transformador, menor será o seu volume, uma vez que a área do núcleo magnético necessária será menor. A proposta de McMurray em 1971, em seu Transformador Eletrônico, foi de um elo c.a. de frequência igual a 10kHz [13].

A intenção para o conversor projetado neste texto é ir além da marca de McMurray, através da utilização de dispositivos *mosfets* de carbeto de silício, capazes de comutar em frequências muito mais altas que as possíveis com dispositivos de silício, visando uma significativa redução de volume do núcleo. O conversor SSPS monofásico da General Electric empregou dispositivos de carbeto de silício de 10kV de tensão de bloqueio comutando a 20 kHz [22], e apresentou uma redução volumétrica de 50% em relação ao transformador convencional de valores análogos de potência e corrente. A Tabela 3.2 mostra a frequência de chaveamento definida.

3.4 DEFINIÇÕES TECNOLÓGICAS DO PROTÓTIPO

Os dispositivos de carbeto de silício (SiC) apresentam muitas vantagens em relação aos dispositivos feitos com silício, [22]–[26]. Entre essas, podem ser citadas:

- maior tensão de bloqueio devido à banda de energia mais larga que nos dispositivos de silício;
- comutação mais rápida, o que permite maiores frequências de chaveamento;
- além de maior condutividade térmica que permite trabalhar em temperaturas mais elevadas.

Na literatura já existem relatos de testes com dispositivos de carbeto de silício em média tensão (10 e 15 kV), [22], [24], [25], [27], [35]; entretanto, estes ainda não se encontram comercialmente disponíveis. Decidiu-se utilizar, no protótipo, os *mosfet* de carbeto de silício com a maior tensão de bloqueio disponível à época: 1,2 kV.

3.4.1 Definição de Emprego de Módulos *Six-Pack*

Uma segunda definição tecnológica foi a utilização de módulos de potência trifásicos, conhecidos como *Six-Pack*, por serem compostos de seis chaves dispostas em três braços, num mesmo encapsulamento, que são típicos de *igbts* de silício em aplicações de potência.

Módulos de potência que contenham as chaves necessárias para uma dada aplicação possuem muita vantagem em relação à utilização de componentes discretos, uma vez que as indutâncias parasitas inerentes às conexões entre as chaves e também entre as chaves e o barramento c.c. são minimizadas. Sem módulos de potência essas conexões se dão internamente, por meio dos *wire-bonds*, que são feitas com precisão microscópica e têm

leiautes otimizados para minimizar e equilibrar as indutâncias parasitas entre os dispositivos semicondutores e os dois terminais do barramento c.c.

Apesar de não se tratar de uma topologia trifásica, a utilização dos módulos *Six-Pack* é atraente para a Célula de Potência; visto que tanto no lado primário quanto de secundário, há dois conversores que possuem barramento c.c. comum; assim, os mesmos podem ser realizados em um mesmo módulo de potência.

Foi definido que um módulo *Six-Pack*, Tabela 3.1, seria utilizado para a realização do *Boost* e da Ponte Primária do *Dual Active Bridge*, utilizando-se, assim, as seis chaves disponíveis. Um segundo módulo seria utilizado para a Ponte Secundária do Estágio de Isolação; e um último *Six-Pack* para o Estágio Inversor. Uma vez que as topologias definidas para a Ponte Secundária do DAB e para o inversor de saída foram conversores FB, não foi possível utilizar-se somente dois módulos *Six-Pack* na Célula de Potência – um do lado dos painéis e um do lado da rede – apesar dessa possibilidade existir. Apesar disso, as vantagens de compactação e redução de indutâncias parasitas ainda justificam a utilização dos módulos para essas duas pontes, mesmo que um braço não seja utilizado em cada um deles.

Buscando equilibrar as indutâncias parasitas no caminho da corrente, definiu-se utilizar o braço central (fase B) do primeiro módulo para o *Boost*, e deixar o braço central do segundo e terceiro módulos sem utilização. Os braços externos (fases A e C) dos três módulos são utilizados para os conversores FB; no primeiro *Six-Pack* a ponte primária do DAB, no segundo a ponte secundária do DAB e no terceiro, o inversor de saída. A Figura 3.2 ilustra essa definição. A chave superior da fase B do primeiro *Six-Pack* é deixada sempre aberta, funcionando como o diodo do *Boost*.

Tabela 3.1 – Módulo *Six-Pack* de carbetto de silício empregado.

Fabricante	CREE
<i>Part-Number</i>	CCS050M12CM2
Número de Chaves	6
Tensão de Dreno-Fonte	1200 V
Corrente Direta Contínua	50 A
Resistência de Condução ($R_{DS,on}$) a $T_J=25^\circ\text{C}$	25 $\mu\Omega$
Energia de Desligamento (E_{off}) a $T_J=150^\circ\text{C}$	0,6 mJ

Fonte: Folha de Dados [30].

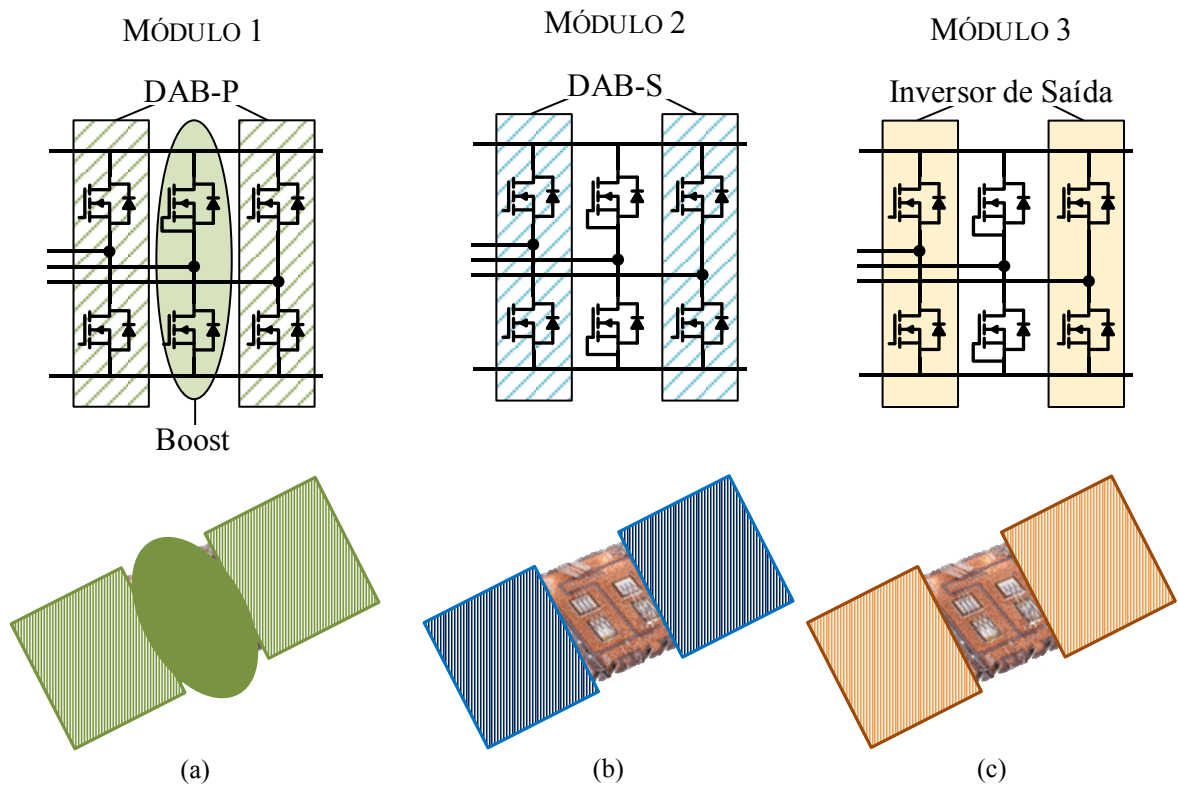


Figura 3.2 – Definição das fases utilizadas em cada módulo empregado no conversor.

Três módulos *Six-Pack* foram empregados na realização da Célula de Potência: um único módulo para o lado primário e dois módulos para o lado secundário. (a) No primeiro módulo, todas as três fases são utilizadas: a fase central (fase B) para o *Boost* e as duas fases externas (A e C) para a ponte primária do DAB, que é um FB. (b-c) Tanto no segundo quanto no terceiro módulo, a fase central não é utilizada, e as fases externas (A e C) são empregadas nos conversores FB, respectivamente, da ponte secundária do DAB e do Estágio Inversor.

Visto que devem ser realizados testes de outras topologias com o protótipo, quando este for construído, se for comprovado como sendo atraente a realização de uma das pontes do lado secundário como conversores *Half-Bridge* (HB, conversor monofásico em meia-ponte), poderão ser utilizados, em uma próxima versão da Célula de Potência, apenas dois módulos *Six-Pack* – um para o lado primário e um para o lado secundário, o que poderá implicar em uma compactação maior para a Célula de Potência.

3.4.2 Solução para Comando das Chaves

Solução de Circuito de Acionamento de Gate

Foi decidido utilizar no protótipo, como solução de circuito de comando de *gate*, uma placa de circuito impresso (PCB, *printed circuit board*) comercializada pela própria fabricante dos módulos *Six-Pack* utilizado no projeto. Uma vez que não é foco do presente trabalho o projeto do circuito de acionamento de *gate* dos dispositivos semicondutores, mas sim a aplicação destes em um conversor c.c./c.a. para usinas solares fotovoltaicas, optou-se por utilizar uma solução comercial. Ademais, esse PCB de *Gate-Driver* foi projetada

especificamente para o módulo *Six-Pack* escolhido [30], [36] e é, portanto, otimizada para o acionamento de *gate* dos *mosfets* de carboeto de silício.

A Figura 3.3 mostra solução comercial produzida pelo mesmo fabricante do módulo, para o comando das seis chaves que o compõem. Como ilustrado na Figura 3.3(a), o módulo de potência é fixado abaixo da parte frontal da placa, na qual são disponibilizados também os terminais de potência do módulo – lateralmente os terminais do barramento c.c. e à frente os terminais das fases A, B e C, como mostrado na Figura 3.3(b). Na parte traseira da placa há um conector para a interface com o circuito de controle.

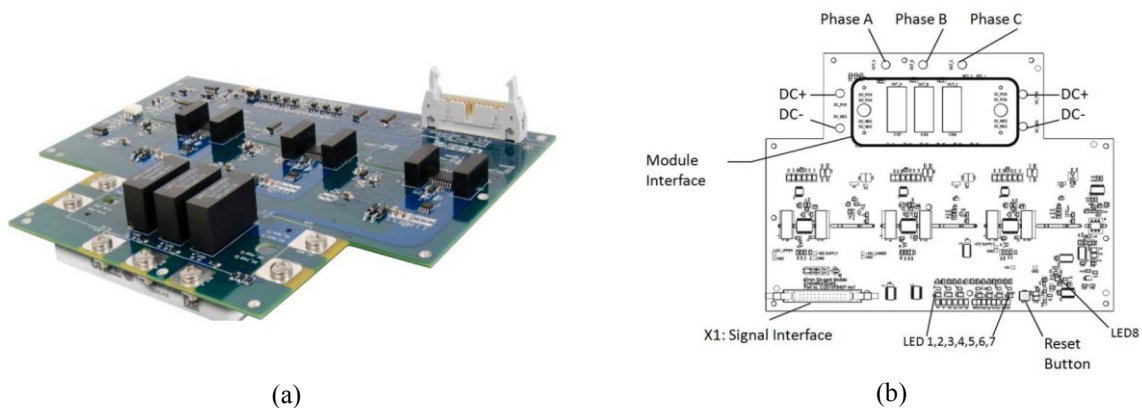


Figura 3.3 – Placa de Circuito Impresso de *Gate-Driver* especificada.

Fonte: (a),(b) Folha de Dados [36].

Transmissão dos Sinais de Comando

Decidiu-se transmitir o sinal de controle por meio de fibras óticas ao invés de condutores elétricos. A utilização de fibras-óticas e optoacopladores possuem duas vantagens: a primeira é evitar caminhos de interferência eletromagnética (EMI) no conversor, uma vez que os sinais de chaveamento são de frequência alta e os condutores que levariam os sinais elétricos de comutação da placa de controle até a placa de *Gate-Driver* de cada módulo poderiam formar laços que implicassem em indutâncias parasitas e acarretassem problemas de EMI. Além disso, é desejável isolar o circuito de potência do circuito de controle, devido à grande diferença de níveis de tensão em cada circuito, para se evitar a queima de componentes no circuito de baixa tensão, caso algum curto-circuito ou outro tipo de falha ocorra. O uso de optoacopladores e fibras óticas para se fazer a transmissão dos sinais de comando, que de outra forma conectariam os circuitos por meio dos condutores, tem a vantagem de isolar eletricamente os circuitos de potência e de controle.

Essa interface elétrico-ótico-elétrico se dará em três etapas. Na placa de controle, o sinal elétrico (EL) advindo do microcontrolador é convertido para sinal ótico, que é transmitido pelas fibras óticas (FO) até a Placa EL\FO (Figura 3.4(a)). A Placa EL\FO é responsável pela conversão do sinal de controle, que chega como sinal ótico através das

fibras-ópticas, em sinal elétrico, que é transmitido por meio de conexão elétrica à placa de *Gate-Driver*, à qual a Placa EL\FO está acoplada, como mostra a Figura 3.4(b).

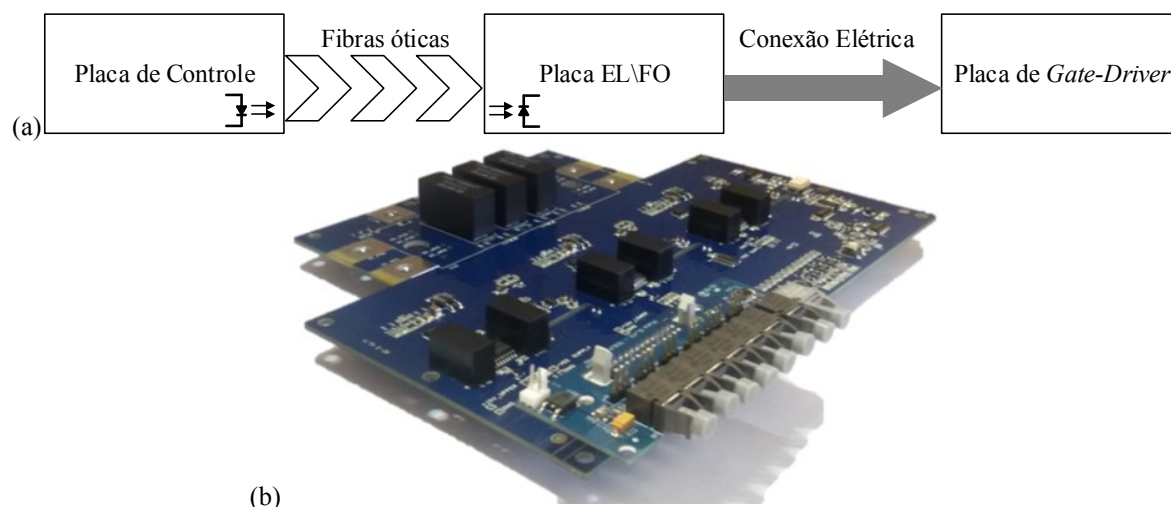


Figura 3.4 – Transmissão dos sinais de comandos das chaves de cada módulo por meio de fibras-ópticas. A utilização de fibras ópticas e optoacopladores para a transmissão dos sinais de comando acarreta em dois benefícios. O primeiro é evitar a ocorrência de interferências eletromagnéticas que, de outra forma, ocorreriam devido aos possíveis laços que se formariam pelos condutores que transmitiriam esses sinais que são de alta-frequência. O segundo benefício é a isolamento elétrica entre o circuito de baixa tensão (controle) e o circuito de alta tensão (circuito de potência), que, doutra forma, seriam conectados eletricamente por meio desses condutores que transmitiriam os sinais de comando; os níveis altos de tensão do circuito de potência poderiam acarretar na queima de componentes do circuito de controle.

(a) Diagrama do conceito da Placa EL\FO; o sinal de comando das chaves é convertido em sinal de luz na placa de controle, e é transmitido por meio de fibras-ópticas até a Placa EL\FO conectada a cada *Gate-Driver*; na Placa EL\FO o sinal óptico é convertido em elétrico e transmitido por meio de conexão elétrica para a placa de *Gate-Driver*, que acionará as chaves.

(b) Placa EL\FO – PCB para conversão de sinal óptico em sinal elétrico, montada na Placa de *Gate-Driver*.

Fonte: (b) Acervo da Pesquisa.

3.5 DEFINIÇÕES ELÉTRICAS DO PROTÓTIPO

A Tabela 3.2 reúne as definições das grandezas elétricas para o protótipo a ser construído; entre as quais, potência nominal, tensões dos barramentos c.c., tensões de entrada e saída e frequências de chaveamento de cada estágio.

Tabela 3.2 – Definições elétricas do protótipo da Célula de Potência.

Potência de Entrada	6,2 kWp
Tensão de Saída	423 V _{eficaz}
Tensão do Barramento c.c. do Lado Primário	500 V
Tensão do Barramento c.c. do Lado Secundário	750 V
Relação Cíclica (<i>Boost</i>)	25%
Frequência de Chaveamento (<i>Boost</i> e DAB)	125 kHz
Frequência de Chaveamento (FB)	10 kHz

3.5.1 Definição dos Níveis de Tensão dos Barramentos c.c.

Conversores Modulares Multiníveis são conversores baseados em Células de Potência, que, para uma dada aplicação, os valores desejados de tensão/potência são atingidos conectando-se mais ou menos Células – por esse motivo, encontra-se, na literatura, a denominação PEBB (*Power Electronics Building Block*, livremente traduzido como “Bloco de Construção de Eletrônica de Potência”) para a Célula de Potência. Teoricamente, as Células de Potência podem ter quaisquer valores nominais; entretanto, fatores econômicos, componentes disponíveis ou desejados, entre outros, restringem as possibilidades a uma determinada faixa.

Foi decidido utilizar na Célula de Potência componentes eletrônicos de baixa tensão, por sua maior disponibilidade comercial e menor preço, razões também apresentadas por Peter Hammond quando da proposta de seu conversor [10]. Aliado a isso, a tensão de bloqueio dos módulos *mosfet* escolhidos (1200 V) direcionou a definição das tensões dos barramentos c.c. da Célula de Potência. A taxa de falhas de dispositivos semicondutores de um conversor é reduzida se estes tiverem que suportar tensões reversas menores do que a sua tensão de bloqueio nominal. Em uma topologia de FB, o valor máximo de tensão reversa que deve ser suportada pelos semicondutores é igual à tensão do barramento c.c. A tensão média do barramento c.c. do Secundário foi definida como 750 V – a tensão de bloqueio nominal dos módulos é 1,6 vezes esse valor, com a finalidade de aumentar o a vida útil dos semicondutores. O valor de pico a pico do *ripple* de 120 Hz no barramento c.c. do Secundário devido ao inversor de saída deveria ser limitado em 100 V. O valor de pico da fundamental da tensão de saída da Célula de Potência foi definido a partir do valor médio do barramento c.c. do Lado Secundário.

3.5.2 Definição do Ciclo de Trabalho do Boost

Como a Célula de Potência possui um transformador, este pode ser o responsável pela maior parte do ganho de tensão desejado, permitindo que o *Boost* do Estágio de Isolação trabalhe mais próximo do ganho unitário de tensão, i.e., com relação cíclica menor. A definição de se trabalhar com um ciclo de trabalho baixo tem mais de um motivo. Com relação cíclica mais baixa, as perdas por condução nos *mosfets* são menores [37]. Ademais, para mesma carga e frequência de chaveamento, o valor da indutância crítica para condução contínua é menor, permitindo uma diminuição do indutor a ser empregado, o que é desejável.

3.5.3 Definição da Potência Nominal

A potência nominal definida para a Célula de Potência permite que ela injete na rede o pico de potência do arranjo de painéis definido nas melhores condições climáticas.

Os módulos escolhidos dos dispositivos semicondutores eram os de menor corrente comercialmente disponíveis à época para a tensão de bloqueio escolhida, 50 A. Os painéis solares fotovoltaicos disponíveis são de 8 A no MPP em condições padrão de teste (*Standard Test Conditions* - STC). Definiu-se que seriam utilizadas duas fileiras de painéis. A diferença entre o valor da corrente nominal dos módulos e a corrente do arranjo acarretará em menores perdas nos semicondutores, mesmo nas melhores condições climáticas.

O projeto térmico da Célula de Potência foi feito de modo a não comprometer nenhum dos componentes durante o intervalo de tempo em que as condições climáticas forem as melhores possíveis, garantindo o fluxo da máxima potência do arranjo de painéis definido nessas condições.

3.6 SUMÁRIO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram descritas as definições iniciais para a prototipagem da Célula de Potência. Dentre as definições apresentadas, estavam definições tecnológicas concernentes aos dispositivos semicondutores escolhidos; a definição da frequência de chaveamento; definição da potência nominal e tensões da Célula de Potência.

4 PROJETO DO ESTÁGIO DE ISOLAÇÃO

Neste capítulo, a topologia de conversor Dual Active Bridge é analisada sob a ótica do fluxo de potência. Uma metodologia de otimização teórico-analítica é apresentada, visando a redução das perdas joulicas no transformador de alta frequência, com uma restrição acerca da relação entre os três graus de liberdade desse conversor. Por último, é mostrada a especificação do transformador de alta frequência.

A compactação da solução alternativa de conexão de usinas solares fotovoltaicas à rede proposta por Foureaux *et al.* [28] se baseia na isolação galvânica ser realizada internamente às Células de Potência, ao invés de se utilizar um transformador convencional. Por esse motivo, apesar de todos os elementos presentes na topologia da Célula de Potência, o seu componente central é o transformador de alta frequência (HFT). Parte do Estágio de Isolação da Célula de Potência, o HFT é elemento fundamental do conversor *Dual Active Bridge* (DAB, livremente traduzido como “Ponte Dupla Ativa”). O fluxo de potência no DAB foi estudado, com o objetivo de realizá-lo com valores de corrente e fator de potência no elo de alta frequência, que acarretassem em mínimas perdas joulicas no HFT, permitindo, assim, a especificação de um componente de volume reduzido.

4.1 TOPOLOGIA DUAL ACTIVE BRIDGE

O *Dual Active Bridge* é um conversor bidirecional em potência composto por duas pontes controladas separadas por um transformador, podendo conter ainda um indutor adicional para aumentar a indutância entre as duas pontes. O DAB foi proposto por DeDoncker *et al.*, em 1991, como um conversor com alta densidade de potência, alta eficiência e capacidade de operar em potências elevadas [14], [15]. O significativo grau de compactação do conversor em relação a transformadores convencionais foi permitido devido ao uso de transformador de alta frequência e do *soft-switching*, por meio do capacitor *snubber* em paralelo com dispositivos semicondutores de silício (*igbt* e diodo de roda livre) em cada chave [14]. Uma versão monofásica (com oito chaves e um HFT, Operação em Onda

Quadrada) e uma versão trifásica (com doze chaves e um HFT trifásico, Operação *Six-Step*) foram propostas [14].

Em 2012, Qin apresentou um estudo amplo do conversor DAB e de sua utilização em conversores SST [38]. Em seu estudo, Qin considerou apenas o DAB realizado monofásico com conversores ponte-completa em ambas os lados do transformador de alta frequência, com Operação em Onda Quadrada – i.e., relação cíclica fixa em 50%, de modo que o único grau de liberdade possível para o controle do fluxo de potência é a variação do ângulo de defasamento entre as tensões sintetizadas nas duas pontes. Qin propôs um modelo para essa realização do DAB e uma estratégia de controle que inibe o *ripple* de segundo harmônico quando o DAB é utilizado como estágio anterior a um inversor c.c./c.a., como num SST [38]–[40].

A Figura 4.1 mostra a topologia DAB composta por dois FB. A tensão sintetizada pela ponte do lado primário (DAB-P) é denominada v_p , a tensão sintetizada pela ponte do lado secundário (DAB-S) é denominada v_s . As tensões dos barramentos c.c. do lado primário e do lado secundário são denominadas $V_{d,p}$ e $V_{d,s}$, respectivamente. A corrente de entrada do DAB, isto é, a corrente que sai do barramento c.c. do lado primário, é denominada i_{in} e a corrente de saída do DAB, i.e., a corrente que entra no barramento c.c. do lado secundário, é denominada i_{out} . A corrente de entrada do transformador de alta frequência, medida no lado primário é denominada i_p . A indutância mostrada é a indutância série total, que representa a indutância de dispersão do transformador referida ao lado primário em série com alguma indutância adicional, acrescentada por meio de um indutor externo.

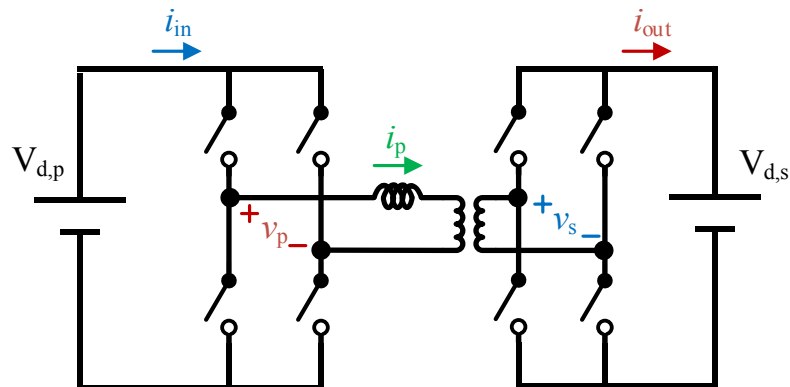


Figura 4.1 – Topologia *Dual Active Bridge* realizada com Conversores Ponte-Completa em ambas as pontes.

4.2 TOPOLOGIA E MODULAÇÃO DO DAB DA CÉLULA DE POTÊNCIA

A topologia escolhida para o Estágio de Isolação da Célula de Potência, mostrada na Figura 4.1, possui mais graus de liberdade do que as alternativas possíveis. Primeiramente, por não utilizar ponte de diodos em nenhum dos lados do transformador, o *Dual Active Bridge* permite a bidirecionalidade em potência e também permite o controle do ângulo de

defasamento entre as tensões sintetizadas em cada ponte. Em segundo lugar, realizar uma ponte do DAB como um conversor controlado FB permite operar com três níveis de tensões, o que dá controle sobre a amplitude da fundamental da tensão sintetizada, por meio da técnica de chaveamento SWPWM (“PWM por Onda Quadrada”) Unipolar. Realizar ambas as pontes do DAB como FB proporciona o controle de amplitude em ambos os lados do transformador.

A técnica também conhecida como SWPWM de Três Níveis permite variar livremente a amplitude da tensão sintetizada por um FB, dentro do limite da máxima amplitude da fundamental da tensão sintetizável a partir do barramento de tensão c.c., dado por:

$$\begin{aligned} \hat{V}_{max} &= \frac{4}{\pi} V_d \\ V_{max} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} V_d \end{aligned} \quad (4.1)$$

sendo V_d a tensão do barramento c.c.

A realização da topologia DAB com dois conversores FB (doravante denominada apenas DAB) permite três graus de liberdade na equação de fluxo de potência para uma dada frequência – os chamados ângulos de amplitude (θ_1 e θ_2) e o ângulo de defasamento (δ), mostrados na Figura 4.2:

- O defasamento (δ) entre as fundamentais das tensões;
- A amplitude de v_1 , que é a componente fundamental de v_p , determinada por θ_1 ;
- A amplitude de v_2 , que é a componente fundamental de v_s , determinado por θ_2 .

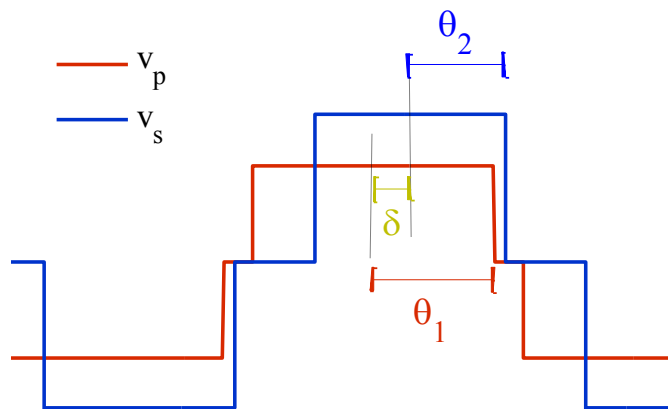


Figura 4.2 – Ângulos do DAB com chaveamento SWPWM Unipolar em ambas as pontes.

A Figura 4.3 mostra formas de ondas ilustrativas do DAB, quando da utilização da técnica SWPWM Unipolar, com a fase da tensão sintetizada desacoplada do ângulo de amplitude, em ambas as pontes (Apêndice C).

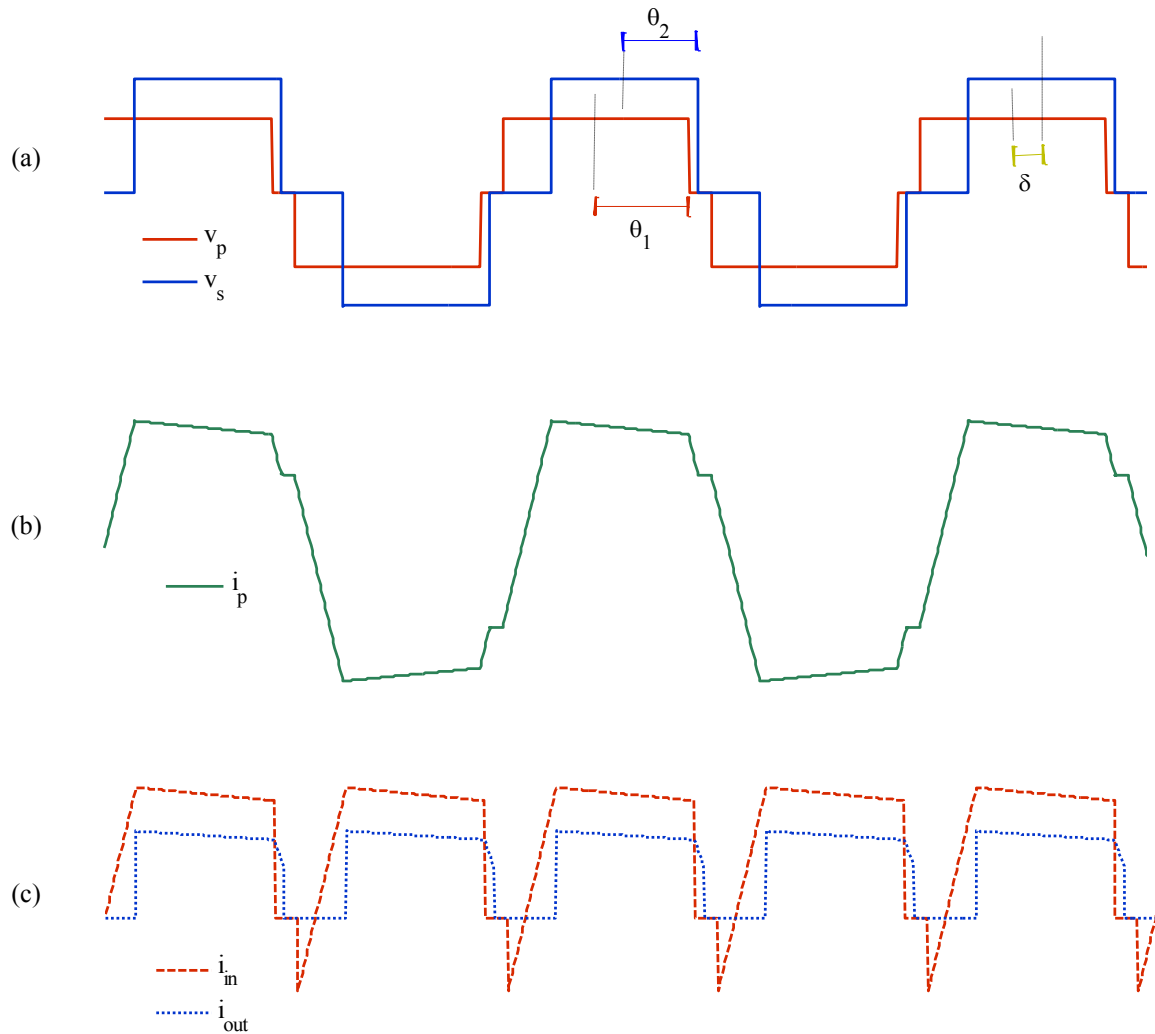


Figura 4.3 – Formas de onda ilustrativas para tensões e correntes para a realização do DAB com Conversores Ponte-Completa.

(a) tensões sintetizadas pelas pontes primária e secundária do DAB. Os ângulos de amplitude (θ_1 e θ_2) e o ângulo de defasamento estão ilustrados. O ângulo de amplitude, θ , pode variar entre zero e 90° , e caracteriza a duração do pulso em um dos polos do barramento c.c. em um quarto do período da onda. Outra forma de se entender o ângulo de amplitude é como o ângulo complementar à duração do nível zero inserido em um quarto de ciclo. O ângulo de defasamento, δ , é a diferença de fase das componentes fundamentais das duas tensões.

(b) corrente do transformador, medida pelo lado primário.

(c) correntes na entrada e na saída do DAB, i.e., as correntes medidas no lado c.c. de cada FB.

4.3 VOLUME DOS COMPONENTES MAGNÉTICOS

É um objetivo a realização do Estágio de Isolação com o transformador mais compacto possível, visando o menor volume da Célula de Potência. O volume de um transformador está relacionado com seus enrolamentos e seu núcleo magnético.

O volume dos enrolamentos depende do número de espiras e da área da seção do condutor. O número de espiras depende da relação de transformação e da tecnologia de fabricação, para a magnetização do núcleo; quanto maior a relação de transformação, mais espiras serão necessárias. A seção reta do condutor depende da corrente que passará por

aquele enrolamento, além do formato do condutor; quanto maior a corrente que passará pelo condutor, maior deverá ser a área da seção, dependendo da densidade de corrente desejada.

O volume do núcleo do transformador depende da tecnologia de fabricação do transformador (englobando o formato definido para o núcleo, o material utilizado para as chapas, a forma de empilhamento das chapas e, quando aplicável, a área das janelas, sendo que esta depende da área ocupada pelos enrolamentos), que será mencionada posteriormente.

Um terceiro fator que afeta o volume de um transformador projetado para uma dada aplicação é o seu projeto térmico, i.e., as adequações para permitir a dissipação do calor gerado pelas perdas joulicas e magnéticas tanto em sua condição de operação nominal quanto em dada condição transitória prevista. Independente da tecnologia de fabricação escolhida, pode-se minimizar o volume do transformador pela redução do valor eficaz da corrente que será conduzida nos enrolamentos, que também acarretará em menores perdas joulicas. Com a definição de se elevar a tensão do lado primário para o lado secundário, a maior corrente do transformador será no enrolamento do lado primário.

A não ser que duas fontes de tensão sejam idênticas (i.e., todas as componentes fundamentais e harmônicas de ambas possuem mesma fase e mesma amplitude), a conexão entre duas fontes de tensão deve se dar por meio de um circuito indutivo, para que não ocorra um curto-circuito entre as fontes. O valor de indutância dessa conexão deve ser adequado ao nível de potência da aplicação. Em alguns casos de fontes de tensão isoladas galvanicamente, essa indutância pode ser realizada por meio da indutância de dispersão do transformador, em outros casos, faz-se necessário o emprego de um indutor adicional. Pode-se intensificar a dispersão de fluxo magnético do transformador, para se aumentar a indutância de dispersão do transformador sem a necessidade de se inserir um indutor no circuito. Para certas tecnologias de fabricação de transformadores, no entanto, aumentar a indutância de dispersão implica no aumento do volume do transformador.

O volume de um indutor também é determinado por fatores correlatos aos que interferem no volume de um transformador, por serem ambos componentes magnéticos. O que os difere é em relação ao número de enrolamentos, já que indutores são compostos por um único enrolamento, que tem um número de espiras tal que implica na indutância desejada; um valor maior de indutância requer um número maior de espiras, resultando num volume maior para o indutor. Como definiu-se que a tensão do barramento c.c. do lado primário seria menor que a tensão do barramento c.c. do lado secundário, o transformador deve ser elevador. Assim, uma impedância em série com o transformador é maior no lado secundário do que no lado primário. Para que o volume do indutor seja menor, uma menor indutância é atraente, e

por isso, definiu-se que o indutor a ser acrescentado seria colocado no lado primário, permitindo-se, assim, o mesmo fluxo de potência utilizando-se um componente menor.

Uma análise do fluxo de potência no DAB foi feita para se minimizar o volume dos componentes necessários, através da minimização da corrente de primário e da indutância de dispersão. Nesse estudo, apenas as componentes fundamentais foram consideradas e todas as grandezas foram referenciadas para o lado primário. Uma vez que quanto menor o fator de potência maiores são as perdas [41] – e com isso maior a área requerida para troca de calor do transformador e, conseqüentemente, maior o seu volume – um terceiro objetivo da análise foi a maximização do fator de potência.

4.4 FLUXO DE POTÊNCIA NO MODO FUNDAMENTAL

A componente fundamental da tensão sintetizada pela ponte do lado primário do *Dual Active Bridge* (DAB-P) é chamada de v_1 . A componente fundamental da tensão sintetizada pela ponte secundária (DAB-S) refletida para o lado primário através do transformador (idealizado nessa análise) é chamada v_2 . A indutância L se refere à indutância série total que inclui a indutância de dispersão do transformador e um eventual indutor adicional. A indutância de magnetização do transformador foi desconsiderada nesta análise. Na Figura 4.4 é mostrado o circuito simplificado para as componentes fundamentais das tensões sintetizadas pelas duas pontes do DAB e da corrente do transformador, com todas as grandezas referidas ao lado primário.

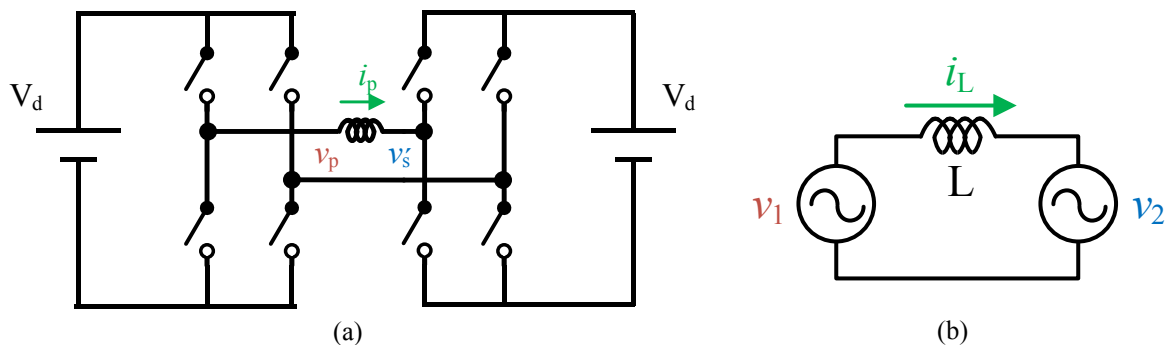


Figura 4.4 – Circuitos simplificados do *Dual Active Bridge*, com as grandezas referidas para o lado primário.

(a) Circuito com as chaves, com as grandezas referidas para o lado primário.

(b) Circuito do modo fundamental do DAB, i.e., somente com as componentes fundamentais das tensões e correntes.

No modo fundamental (Figura 4.4(b)), a corrente de primário i_p é representada pela sua componente fundamental, i_L ; a tensão sintetizada pelo DAB-P, v_p , é representada pela sua componente fundamental, v_1 ; a tensão sintetizada pelo DAB-S, v_s , é representada pela sua componente fundamental referida para o lado primário, v_2 . L é a indutância série total, i.e., a

soma da indutância de dispersão do transformador de alta frequência e qualquer indutância que seja adicionada, referida para o lado primário.

O fluxo de potência depende do valor da reatância, da amplitude das tensões e do ângulo de defasamento entre elas (δ), como mostra a equação (4.2).

$$P = \frac{V_1 V_2}{X} \text{sen } \delta, \quad (4.2)$$

com $X = 2\pi f_{sw} L$

Assim, para dado valor de L e dada frequência de chaveamento f_{sw} , a potência que flui entre v_1 e v_2 é determinada pelos três ângulos δ , θ_1 e θ_2 , reunidos em (4.3) para a componente fundamental, considerando-se o chaveamento SWPWM Unipolar.

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \text{asen} \left[\frac{\hat{V}_1}{\hat{V}_{\text{max}}} \right], & 0 < \theta_1 < 90^\circ \\ \theta_2 &= \text{asen} \left[\frac{\hat{V}_2}{\hat{V}_{\text{max}}} \right], & 0 < \theta_2 < 90^\circ \\ \delta &= \phi_1 - \phi_2, & -90^\circ < \delta < 90^\circ \end{aligned} \quad (4.3)$$

A representação fasorial para o circuito da Figura 4.4 é mostrada na Figura 4.5, para um caso arbitrário de δ , θ_1 e θ_2 , com a fase de v_2 como a referência de fase. Apesar de o DAB ser bidirecional em potência, será considerado, doravante, que o fluxo de potência se dá do lado primário para o secundário do transformador. Dessa forma, v_2 será entendida como sendo a carga e v_1 como sendo a fonte.

$$\begin{aligned} \mathcal{V}_1 &= |\mathcal{V}_1|(\phi_1) = \hat{V}_1(\delta) \\ \mathcal{V}_2 &= |\mathcal{V}_2|(\phi_2) = \hat{V}_2(0^\circ) \\ \mathcal{V}_L &= \mathcal{V}_1 - \mathcal{V}_2 \\ \mathcal{I}_L &= \frac{\mathcal{V}_L}{jX} = |\mathcal{I}_L|(\phi_I) = \hat{I}_L(\phi) \end{aligned} \quad (4.4)$$

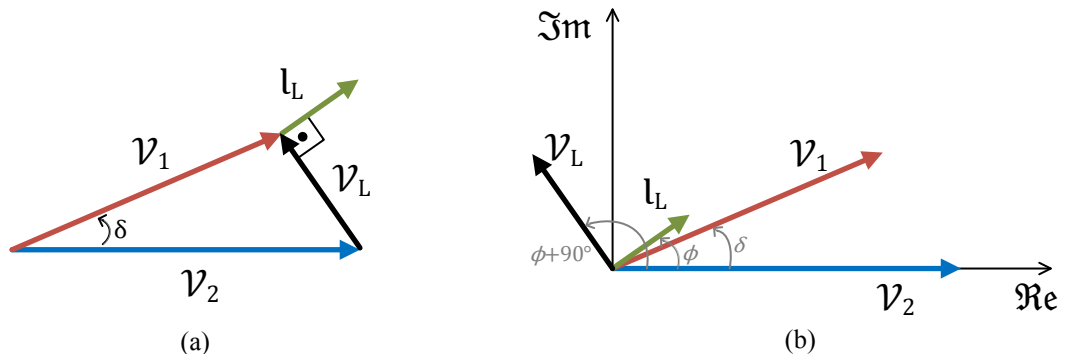


Figura 4.5 – Diagrama Fasorial do Circuito Simplificado, com referência de fase em \mathcal{V}_2 .

\mathcal{V}_1 é a representação de v_1 , a componente fundamental da tensão sintetizada pelo DAB-P. \mathcal{V}_2 é a representação de v_2 , a componente fundamental da tensão sintetizada pelo DAB-S referida para o lado primário. \mathcal{V}_L é a representação da queda de tensão no indutor L . \mathcal{I}_L é a representação da corrente no indutor L . (a) mostra os fasores deslocados para melhor visualização. (b) diagrama fasorial incluindo as fases de cada fasor, em relação à fase de \mathcal{V}_2 , conforme mostra a equação (4.4).

4.5 FATOR DE POTÊNCIA DE DESLOCAMENTO

O conceito de fator de potência foi criado com o objetivo de mensurar quão bem aproveitada por uma carga é a corrente drenada da rede de distribuição c.a. [41]. O fator de potência é dado pela equação (4.5). Esse fator de potência é chamado de *true power factor* (TPF – “fator de potência verdadeiro”).

$$\text{TPF} = \frac{P}{S} \quad (4.5)$$

Em sistemas puramente senoidais, tem-se que o fator de potência verdadeiro é igual ao fator de potência de deslocamento (DPF – *displacement power factor*),

$$\begin{aligned} \text{DPF} &= \frac{P}{S}, \\ &\text{com} \\ P &= \frac{\hat{V}_f}{\sqrt{2}} \frac{\hat{I}_f}{\sqrt{2}} \cos(\phi_{V,f} - \phi_{I,f}) \\ S &= V_{f,rms} I_{f,rms} = \frac{\hat{V}_f}{\sqrt{2}} \frac{\hat{I}_f}{\sqrt{2}} \\ &\text{assim} \\ \text{DPF} &= \cos(\phi_{V,f} - \phi_{I,f}) \end{aligned} \quad (4.6)$$

O fator de deslocamento é dado pelo cosseno do chamado ângulo do fator de potência ($\phi_{V,f} - \phi_{I,f}$), que é o menor ângulo da diferença das fases das componentes fundamentais da tensão e da corrente na carga. Quanto maior o fator de potência de deslocamento, isto é, quanto mais próximo do unitário, menores são as perdas [41]. Portanto, utilizar fator de potência de deslocamento unitário proporciona menor estresse térmico nos componentes, que implica num menor requisito de dissipação de calor, o que possibilita a especificação de um componente com uma menor área de superfície para troca de calor e, assim, de menor volume.

Em casos em que estão presentes componentes harmônicas, o fator de potência verdadeiro difere do fator de potência de deslocamento, conforme mostra a equação (4.7).

$$\text{TPF} = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{rms} I_{rms}}, \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} &\text{com} \\ V_{rms} &= V_{f,rms} \sqrt{1 + (THD_V)^2} \\ I_{rms} &= I_{f,rms} \sqrt{1 + (THD_I)^2} \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$THD_{\mathcal{F}} = \frac{1}{\hat{\mathcal{F}}_f} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \hat{\mathcal{F}}_h^2}, \text{ para } \mathcal{F} = V \text{ ou } I \quad (4.9)$$

$$TPF = \frac{\text{assim}}{P} \frac{1}{V_{f,rms} I_{f,rms} \sqrt{1 + (THD_V)^2} \sqrt{1 + (THD_I)^2}} \quad (4.10)$$

Pode-se reescrever o fator de potência verdadeiro em termos do fator de potência de deslocamento, como mostra a equação (4.11). O valor máximo para o fator de potência verdadeiro continua sendo a unidade; e quanto maior o fator de potência de deslocamento, maior o fator de potência verdadeiro.

$$TPF = DPF \times \frac{1}{\sqrt{1 + (THD_V)^2}} \times \frac{1}{\sqrt{1 + (THD_I)^2}} \quad (4.11)$$

O fator de potência de deslocamento na carga do circuito simplificado do DAB (Figura 4.4) é dado por (4.12). Conforme mencionado anteriormente, a carga é a fonte de tensão senoidal v_2 , que representa a fundamental da tensão sintetizada por DAB-S refletida para o lado primário.

$$DPF = \cos(\phi_{V_2} - \phi_{IL}) \quad (4.12)$$

onde ϕ_{V_2} é a fase da tensão v_2 e ϕ_{IL} é a fase da fundamental da corrente do transformador, i_L , i.e. da corrente que passa pelo indutor L. Definindo-se a fase de V_2 como a referência de fase, o fator de potência de deslocamento fica dependente apenas da corrente no indutor, conforme mostrado em (4.13).

$$DPF = \cos(\phi_{IL}) = \frac{\Re\{l_L\}}{|l_L|} \quad (4.13)$$

É de interesse que o fator de potência verdadeiro no *Dual Active Bridge* seja o mais próximo possível do unitário em v_2 , visando a compactação do transformador. Partiu-se da análise do caso de fator de deslocamento unitário, mostrado no diagrama fasorial da Figura 4.6; assim, de (4.13), tem-se que

$$DPF = 1 \leftrightarrow |l_L| = \Re\{l_L\} \quad (4.14)$$

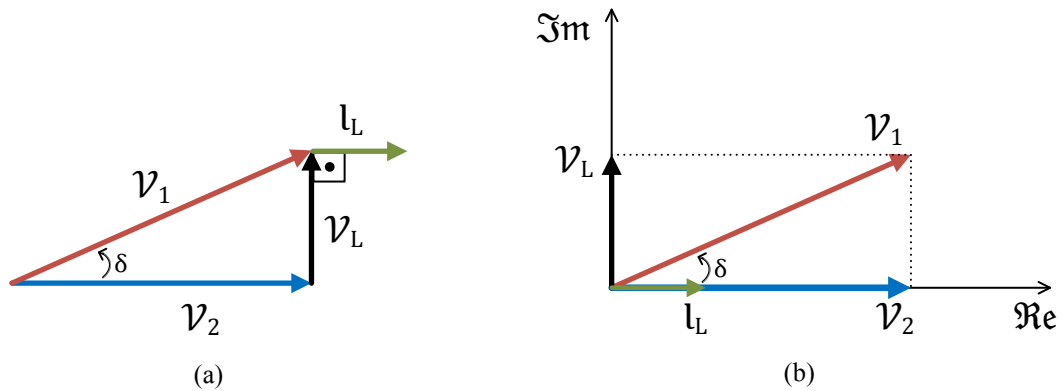


Figura 4.6 – Diagrama Fasorial para o caso de Fator de Potência de Deslocamento unitário. Diagrama para o caso em que a fase de i_L é igual à fase de v_2 , e, portanto, o DPF é igual à unidade. A fase de v_L é 90° . O fluxo de potência é de v_1 para v_2 , visto que δ é positivo. Em casos desse tipo, i.e., com DPF unitário na carga (v_2), a amplitude de v_1 será sempre maior que a amplitude de v_2 .

Sabe-se que, para o circuito da Figura 4.4, o fasor de corrente no indutor é dado por:

$$i_L = \frac{v_L}{jX} = -j \frac{1}{X} \Re\{v_L\} + \frac{1}{X} \Im\{v_L\} \quad (4.15)$$

Substituindo-se (4.15) em (4.14):

$$|i_L| = \Re\{i_L\} = \frac{1}{X} \Im\{v_L\} \quad (4.16)$$

Pelo diagrama fasorial da Figura 4.6, em que v_2 é a referência de fase, tem-se que o fasor da tensão no indutor é dado por:

$$v_L = j|v_1| \sin \delta \quad (4.17)$$

Substituindo-se (4.17) em (4.16), obtém-se a amplitude da corrente no indutor em função da tensão v_1 e do ângulo de defasamento entre v_1 e v_2 para o caso de DPF unitário.

$$|i_L| = \Re\{i_L\} = \frac{1}{X} |v_1| \sin \delta \quad (4.18)$$

4.6 RELAÇÃO ENTRE OS ÂNGULOS DE AMPLITUDE E O ÂNGULO DE DEFASAMENTO

Pela Figura 4.6, observa-se que a relação entre as amplitudes de v_1 e v_2 para o caso de DPF unitário é dada por pelo cosseno do ângulo de defasamento.

$$\begin{aligned} |v_2| &= |v_1| \cos \delta \\ \hat{v}_2 &= \hat{v}_1 \cos \delta \\ V_2 &= V_1 \cos \delta \end{aligned} \quad (4.19)$$

A equação (4.19) é a restrição da relação das amplitudes das fundamentais das tensões sintetizadas pelas pontes do DAB. Apesar de a relação da equação (4.19) ser também

válida para a realização do *Dual Active Bridge* com um ou dois conversores HB, a amplitude da tensão sintetizada só poderá ser controlada no lado em que há um FB. O ângulo de defasamento pode ser controlado em todas as quatro combinações possíveis, inclusive no caso em que ambas os lados do conversor são realizados por um HB, em que este é o único grau de liberdade para essa equação. Para a realização escolhida, por outro lado, a equação (4.19) possui três graus de liberdade e, assim, diversas soluções, desde que se respeite o limite máximo de amplitude sintetizável, mostrado em (4.1).

O ângulo θ determina as amplitudes da fundamental e das componentes harmônicas da tensão c.a. sintetizada pelo FB. Na equação (4.3) é mostrado como reaver o ângulo θ a partir de uma amplitude desejada da fundamental. Essa equação é repetida, por conveniência, em (4.20), para a tensão \mathcal{V}_2 .

$$\theta_2 = \text{asen} \left[\frac{\hat{V}_2}{\hat{V}_{max}} \right], \quad (4.20)$$

Com $\hat{V}_{max} = \frac{4}{\pi} V_d$

Substituindo-se (4.19) em (4.20), tem-se que:

$$\theta_2 = \text{asen} \left[\frac{\hat{V}_1 \cos \delta}{\hat{V}_{max}} \right] \quad (4.21)$$

Vale ressaltar que essa relação mostrada em (4.21) só depende da amplitude da fundamental de v_1 e do ângulo de defasamento entre as fundamentais de v_1 e v_2 . Isto é, não depende nem da impedância que as separa nem da potência transferida. Porém, pela equação para o ângulo θ_1 , mostrada em (4.3), pode-se reescrever (4.21):

$$\begin{aligned} \theta_2 &= \text{asen}[\text{sen } \theta_1 \cos \delta] \\ \text{com } &0^\circ < \theta_1, \theta_2 < 90^\circ \\ \text{e } &-90^\circ < \delta < 90^\circ \end{aligned} \quad (4.22)$$

assim,
 $\text{sen } \theta_2 = \text{sen } \theta_1 \cos \delta$

Essa equação é equivalente a (4.19) para o chaveamento SWPWM Unipolar em ambas as pontes do DAB e expressa o requisito necessário para se obter fator de deslocamento unitário na fonte de tensão v_2 . Assim, a partir de um dado ângulo de amplitude θ_1 e um dado ângulo de defasamento δ , só existe um ângulo θ_2 que atenda a esse critério.

A Figura 4.7 mostra a relação entre os ângulos do DAB determinadas pela equação (4.22), para δ variando de 0 a 90° , considerando três valores fixos de θ_1 . O primeiro caso, em que θ_1 é igual a 30° , está representado por triângulos pretos; o segundo caso, com θ_1 igual a 60° , por cruzeiros marrons; já o terceiro caso, em que θ_1 é igual a 90° , por círculos roxos.

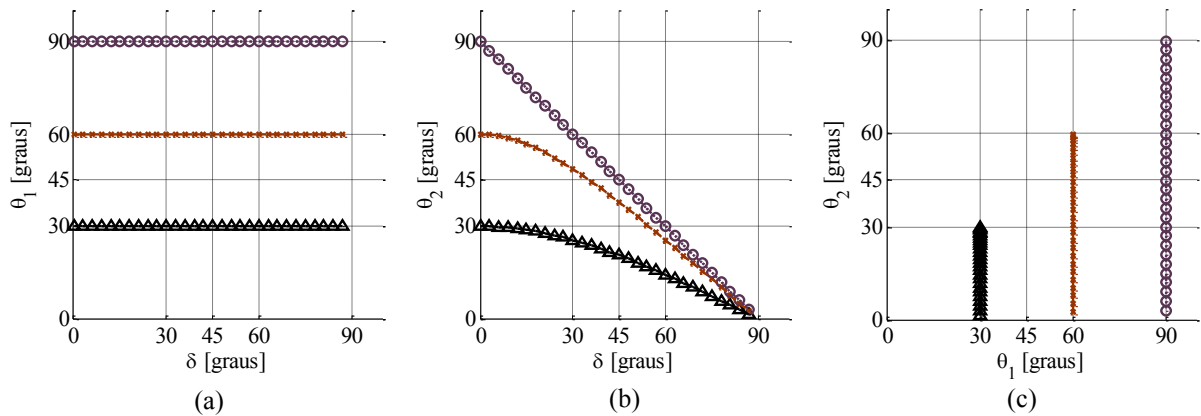


Figura 4.7 – Relação entre δ e o ângulo de amplitude θ_2 , para três valores de θ_1 , para o caso de DPF unitário. Ângulo de amplitude θ_2 , conforme equação (4.22), para δ variando de 0 a 90° , e três valores fixos de θ_1 : 30° (triângulos pretos), 60° (cruzes marrons) e 90° (círculos roxos). (a) θ_1 por δ . (b) θ_2 por δ . (c) θ_2 por θ_1 .

A Figura 4.7(a) mostra que, para cada caso, em toda a faixa de δ (0 a 90°) foi considerado o mesmo valor de θ_1 . A Figura 4.7(b) mostra a dependência que θ_2 tem com o valor de δ , para o caso de DPF unitário, dada pela equação (4.22). Para cada caso, θ_2 assume valores sempre menores que θ_1 , tendendo ao valor de θ_1 à medida em que δ se aproxima de zero; por este motivo observa-se, comparando-se os três casos para um mesmo valor de δ , que quanto menor o valor de θ_1 , menor é o valor de θ_2 . A Figura 4.7(c) evidencia que, para um dado valor de θ_1 , θ_2 excursiona de zero ao valor de θ_1 .

Resultados de simulações do circuito do modo fundamental do DAB, para as três séries de casos da Figura 4.7, estão mostrados na Figura 4.8.

A Figura 4.8(a) mostra a relação entre os ângulos do DAB (δ , θ_1 , θ_2), mostrada em visões bidimensionais na Figura 4.7.

A Figura 4.8(b) mostra o valor eficaz, em pu, da tensão v_2 , em função de δ , para as três séries de casos simulados. Conforme observado na Figura 4.7(b), para maiores valores de θ_1 , a amplitude de v_2 pode ser maior. v_2 é máximo quando δ tende a zero, tendendo ao valor de v_1 . A equação (4.19) mostra também a dependência da amplitude de v_2 e o δ , que é por meio do cosseno de δ . A máxima amplitude sintetizável tem valor de pico $\sqrt{2}$ pu, v_2 tem esse valor para $\theta_1=90^\circ$, quando δ tende a zero.

A Figura 4.8(c) mostra o valor eficaz, em pu, da corrente i_L , em função de δ , para as três séries de casos simulados. Para um mesmo valor de θ_1 (e, conseqüentemente, da amplitude de v_1), i_L cresce com o aumento de δ , conforme mostra a equação (4.18), que a relação da corrente i_L e o ângulo de defasamento, se dá por meio do seno de δ .

A Figura 4.8(d) mostra a potência aparente, em pu, na carga (v_2), em função de δ . A Figura 4.8(e) mostra a potência ativa, em pu, na carga, em função de δ . Com θ_1 fixo, a

potência transferida de v_1 para v_2 é máxima para δ igual a 45° , valor para o qual seno e cosseno se igualam.

A Figura 4.8(f) mostra o DPF na carga, em função de δ . DPF é unitário para todos os casos, conforme previsto e explicado anteriormente na análise geométrica e equações.

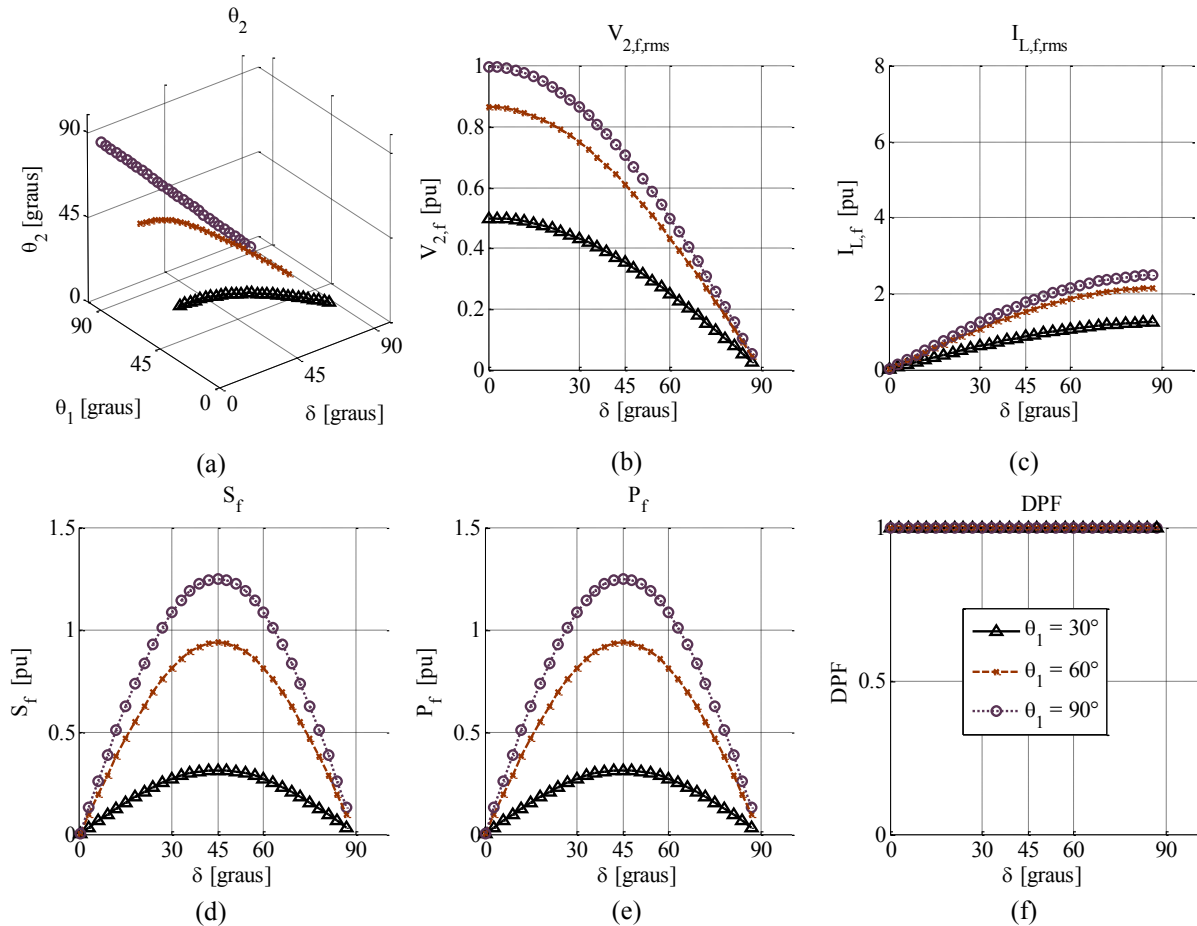


Figura 4.8 – Resultados de simulações do circuito do DAB no modo fundamental, para três valores de θ_1 e θ_2 calculado para DPF unitário, para δ de 0 a 90° , com $L = 0,4$ pu.

(a) Relação entre δ , θ_1 e θ_2 . Em função do ângulo de defasamento, com valores em pu: (b) tensão v_2 (eficaz); (c) corrente i_L (eficaz); (d) potência aparente (e) potência ativa; (f) DPF.

Nos casos mostrados na Figura 4.8, a potência ativa transferida não era fixa, mas variava amplamente na faixa de δ . É desejado, determinar os ângulos do DAB que permitam a transferência de uma mesma potência na fundamental, com DPF unitário.

A equação de fluxo de potência para as componentes fundamentais das tensões sintetizadas pelo DAB foi mostrada em (4.2). Reescrevendo-a para o seno do ângulo de defasamento, tem-se:

$$\text{sen } \delta = \frac{XP}{V_1 V_2} \quad (4.23)$$

Para se restringir (4.23) para o caso de fator de deslocamento unitário, substitui-se a relação entre as amplitudes das componentes fundamentais, mostrada em (4.19).

$$\begin{aligned}
\text{sen } \delta &= \frac{XP}{V_1(V_1 \cos \delta)} \\
\text{sen } \delta \cos \delta &= \frac{XP}{V_1^2} \\
2 \text{sen } \delta \cos \delta &= 2 \left(\frac{XP}{V_1^2} \right) \\
\text{sen } 2\delta &= \frac{2XP}{V_1^2}
\end{aligned} \tag{4.24}$$

Mas, de (4.3), tem-se que $V_1 = V_{max} \text{sen } \theta_1$. Logo,

$$\begin{aligned}
\text{sen } 2\delta &= \frac{2XP}{(V_{max} \text{sen } \theta_1)^2} \\
\text{sen}^2 \theta_1 \text{sen } 2\delta &= \frac{2XP}{V_{max}^2}
\end{aligned} \tag{4.25}$$

Assim, o ângulo de amplitude θ_1 pode ser obtido por:

$$\theta_1 = \text{asen} \left[\sqrt{\frac{2XP}{V_{max}^2} \text{csc } 2\delta} \right] \tag{4.26}$$

A equação (4.26) mostra a relação entre os ângulos θ_1 e δ , que depende da potência a ser transferida P, da reatância de dispersão X e da tensão do barramento V_d . Dados um valor da tensão do barramento do lado primário e uma potência P a ser transferida, quanto maior for a reatância X, menor será a faixa de valores de δ em que existirá θ_1 real, em que V_1 é sintetizável a partir do barramento c.c., para a qual a potência P é transferida.

4.6.1 Análise da Variação da Indutância de Acoplamento

Para valores de δ de 0 a 90°, foram obtidos valores de θ_1 a partir da equação (4.26), i.e., o ângulo de amplitude que determina o valor de pico de v_1 , i.e., a componente fundamental da tensão sintetizada pelo DAB-P, para um dado valor de $X=2 \pi f_{sw} L$, e um dado valor de tensão do barramento c.c., o valor de potência P seja transferido de v_1 para v_2 . Cada série de valores considera um valor diferente de L, a saber: 0,15 pu (triângulos pretos), 0,30 pu (quadrados azuis) e 0,45 pu (cruzes marrons). Para cada combinação de δ e θ_1 , foi obtido o valor de θ_2 conforme a equação (4.22), i.e., para que o DPF seja unitário na carga (v_2). A região dos ângulos do DAB que atende às restrições, para cada série de casos, está apresentada na Figura 4.9.

Impacto na Região dos Ângulos do DAB

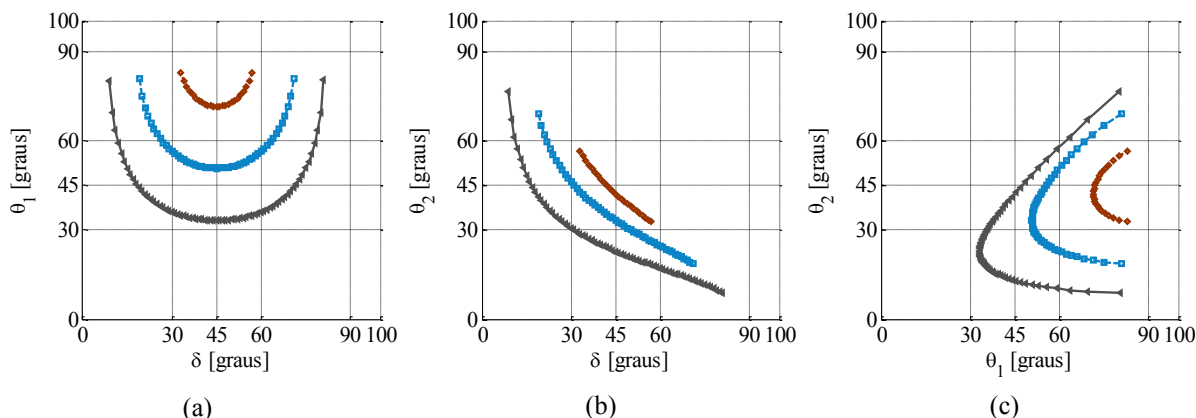


Figura 4.9 – Região dos ângulos do DAB, para DPF unitário e mesma potência transferida, considerando-se três valores diferentes da indutância série total.

(a) $\delta \times \theta_1$, (b) $\delta \times \theta_2$ e (c) $\theta_1 \times \theta_2$, para três valores de L (0,15, 0,30 e 0,45 pu), $V_d = \sqrt{2}/(\pi/4)$ pu e $P=1$ pu.

A Figura 4.9(a) mostra a relação entre δ e o ângulo de amplitude θ_1 , para três valores de L (0,15, 0,30 e 0,45 pu), $V_d = \sqrt{2}/(\pi/4)$ pu e $P=1$ pu. Quanto maior o valor da indutância série, menor a região sintetizável de v_1 , para uma mesma potência a ser transferida, assim, a faixa de δ diminui com o aumento da indutância. Quanto menor a indutância série total, menores são os valores de δ para os quais (4.26) tem solução, já que com o aumento de L , θ_1 assume valores maiores e o domínio de validade do arco-seno é atingido mais rapidamente. A relação de δ e θ_1 expressa por (4.26) é simétrica em relação a $\delta=45^\circ$; isto é, os ângulos complementares de valores de $\delta < 45^\circ$ implicam na mesma amplitude de v_1 ; isso ocorre devido à simetria da função cossecante em relação a 90° , pois θ_1 depende da cossecante de 2δ . Por meio das curvas mostradas para os diferentes valores de L , intui-se que para $L=0,50$ pu não haverá solução, o que é inferido da equação (4.26) para $P = 1$ pu e $V_{\max} = \sqrt{2}$ pu, considerados nestes cálculos.

A Figura 4.9(a) mostra a relação entre δ e o ângulo de amplitude θ_2 , para as três séries combinações de δ e θ_1 , calculadas segundo (4.22). Assim como no caso para θ_1 fixo, mostrada na Figura 4.7, a tendência descendente de θ_2 com o aumento de δ permanece, todavia, a forma com que o formato da curva é bastante distinto do caso geral, isso se deve à restrição de fluxo de potência inserida através do valor calculado de θ_1 . Analisando o aumento da indutância série total, percebe-se que para um mesmo valor de δ , o valor de θ_2 é maior, conforme observa-se também em (a) para θ_1 . Ademais, observa-se também a diminuição da região à medida em que se aumenta o valor de L .

A Figura 4.9(c) mostra a relação entre θ_1 e θ_2 , para as três séries de casos.

Concluindo, a Figura 4.9 mostra que, para uma mesma potência, a extensão da faixa de δ é (de maneira não-linear) inversamente proporcional ao valor da indutância de dispersão; isto é, quanto menor a reatância de dispersão, maior é a faixa de δ onde existirá solução para fator de potência de deslocamento unitário em v_2 . Assim, minimizar L proporciona uma faixa maior de δ e de θ_1 , possibilitando mais soluções da equação (4.22) – i.e., mais combinações dos ângulos com DPF unitário –, conforme confirma a Figura 4.10.

Resultados para o Modo Fundamental

Para cada caso das três séries, os resultados de simulações do circuito do DAB no modo fundamental, para DPF unitário, com mesma potência transferida ($P = 1$ pu), $V_d = \sqrt{2}/(4/\pi)$ pu e três valores de L (0,15, 0,3 e 0,45 pu). são mostrados na Figura 4.10. As três séries são: $L=0,15$ pu (triângulos pretos), $L=0,30$ pu (quadrados azuis) e $L=0,45$ pu (cruzes marrons).

A Figura 4.10(a) repete a relação entre os ângulos de amplitude e o ângulo de defasamento do DAB, conforme equações (4.26) e (4.22), apresentada em visões planas na Figura 4.9.

A Figura 4.10(b) mostra o valor eficaz, em pu, da tensão v_2 , em função de δ , para as três séries de casos simulados. Quanto maior o valor de L , menor é a faixa de δ para a qual ambas as restrições (i.e., transferência da potência desejada e DPF unitário em v_2) são satisfeitas. Para um mesmo valor de δ , quanto menor a indutância L , menor o valor de v_2 .

A Figura 4.10(c) apresenta o valor eficaz, em pu, da corrente i_L , em função de δ , para as três séries de casos simulados. Para um mesmo valor de δ , quanto maior L , menor é i_L . Com o aumento de L , a taxa de crescimento de i_L com o aumento de δ diminui. Apesar de os valores de i_L para uma mesma faixa de δ serem menores quanto maior for L , valores menores de corrente são possíveis quanto menor for L – o mínimo valor de corrente i_L , para um mesmo P e V_d , já que a faixa de soluções possíveis para as duas restrições será maior, possibilitando valores menores de δ .

A Figura 4.10(d) mostra a potência aparente em pu, já a Figura 4.10(e) mostra a potência ativa em pu e, finalmente, a Figura 4.10(f) mostra o DPF. Estas três figuras, com valões referentes à carga (v_2) e todas em função do ângulo de defasamento, explicitam o fator de potência de deslocamento unitário, conforme requerido, e a potência que é transferida em todos os casos, igual a 1 pu.

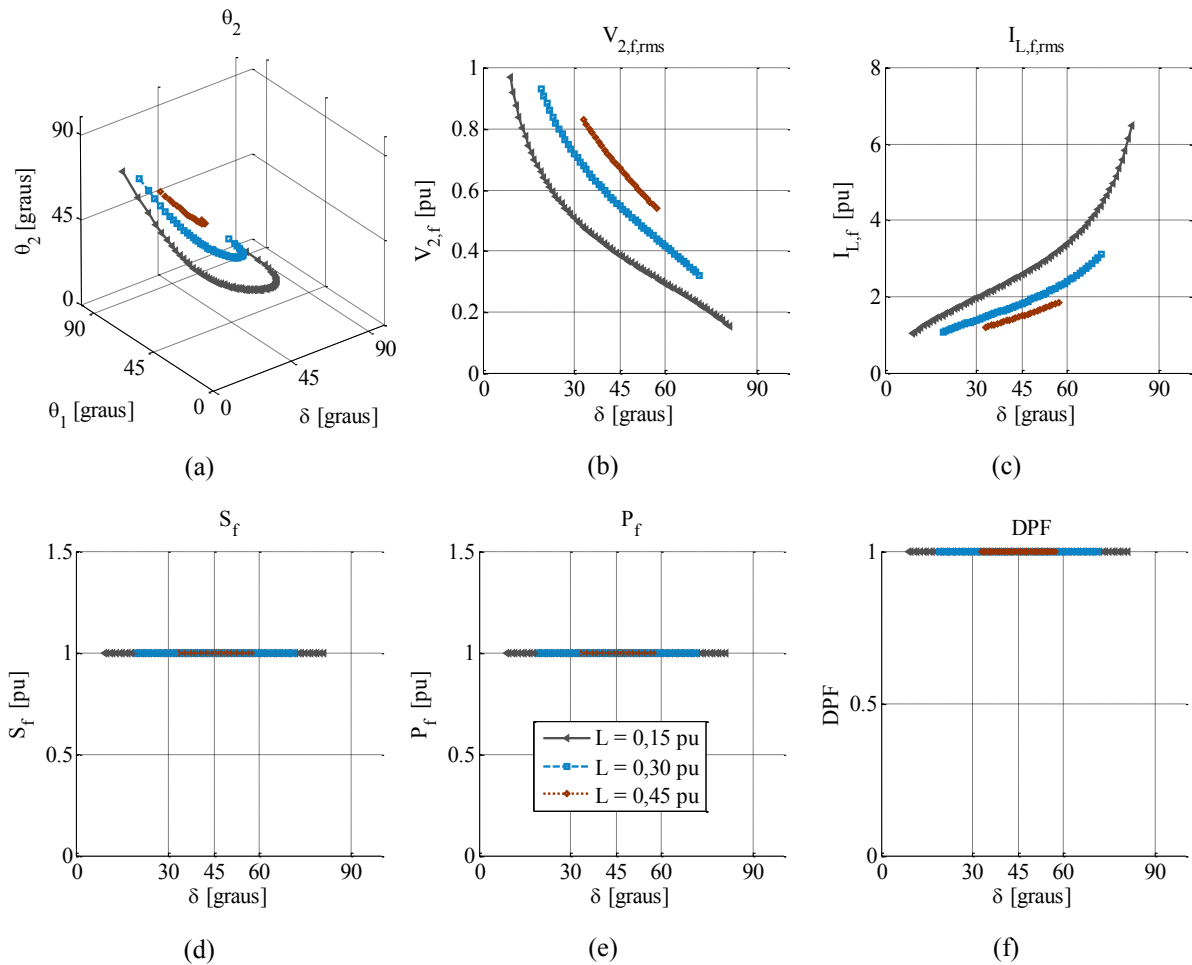


Figura 4.10 – Resultados de simulações do circuito do DAB no modo fundamental, para DPF unitário, com mesma potência transferida ($P = 1$ pu), $V_d = \sqrt{2}/(4/\pi)$ pu e três valores de L (0,15, 0,3 e 0,45 pu). (a) Relação entre δ , θ_1 e θ_2 . Em função do ângulo de defasamento, com valores em pu; (b) tensão v_2 (eficaz); (c) corrente i_L (eficaz); (d) potência aparente (e) potência ativa; (f) DPF.

4.6.2 Análise da Variação da Potência Transferida

Nesta análise o valor de potência P a ser transferida de v_1 para v_2 foi variado entre os valores limites da faixa de potência da aplicação. As três potências transferidas consideradas são correspondentes aos cenários de 200 (pontos azuis, $P=0,26$ pu), 600 (círculos vermelhos, $P=0,69$ pu) e 1000 W/m² (cruzes amarelas, $P=1$ pu). Foi considerado um valor fixo de $X=2 \pi f_{sw} L$, igual a 0,4 pu, e um valor fixo de tensão do barramento c.c., $V_d = \sqrt{2}/(4 / \pi)$. Para valores de δ de 0 a 90°, foram obtidos valores de θ_1 a partir da equação (4.26). Para cada combinação válida de δ e θ_1 , foi obtido o valor de θ_2 conforme a equação (4.22). A região dos ângulos do DAB que atende às restrições, para cada série de casos, está apresentada na Figura 4.11.

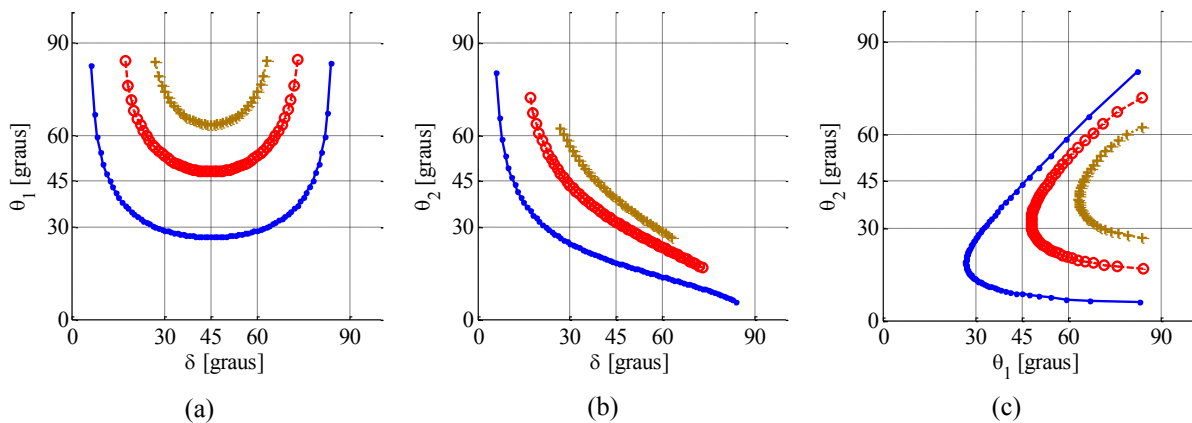


Figura 4.11 – Relação entre os ângulos do DAB, para três valores de P (0,26, 0,69 e 1 pu). $V_d = \sqrt{2}/(\sqrt{4}/\pi)$ pu e $X=0,4$ pu. (a) θ_1 x δ . (b) θ_2 x δ . (c) θ_2 x θ_1 .

Impacto na Região dos Ângulos do DAB

A determinação de θ_1 a partir de δ depende do produto entre reatância e potência, como mostra a equação (4.26). Assim, a região de ângulos, para a qual há solução para (4.26) e (4.22) simultaneamente, se altera de maneira semelhante tanto para a variação de X quanto para a variação de P. Portanto, as conclusões para essa variação são análogas às da análise do impacto da variação de L na região dos ângulos. Uma vez definido L e V_d , quanto maior for a potência que se deseja transferir, menor é a região de ângulos onde existe solução para as duas restrições.

O valor considerado de L nas três séries de casos é alto, próximo ao valor mais alto da Figura 4.9, que considerava a potência 1 pu. Assim, a série para $P = 1$ pu (cruzes amarelas) possui curvas semelhantes àquele caso. As duas séries com valores mais baixos de potências transferidas, P igual a 0,26 e 0,69 pu, atuam como se reduzindo o valor de X; por isso as faixas de δ para as quais existe solução para (4.26) e (4.22) são maiores nesses dois casos. Se o valor considerado de L fosse menor, a faixa de δ seria maior para as três séries.

A Figura 4.11 evidencia que, para um dado valor da indutância de acoplamento (L), quanto maior a potência a ser transferida, menor será a região onde as equações (4.22) e (4.26) são válidas. Uma vez que foram definidos inicialmente no projeto as tensões dos barramentos c.c., o valor máximo da reatância de dispersão deve ser calculado de modo que exista uma região válida dos ângulos do DAB no caso da potência de pico que a Célula de Potência deverá transferir.

Resultados para o Modo Fundamental

Para as três séries de casos, os resultados de simulações do circuito do DAB no modo fundamental, para DPF unitário, com mesma indutância de acoplamento ($L = 0,4$ pu), $V_d = \sqrt{2}/(\sqrt{4}/\pi)$ pu e três valores de P (0,26, 0,69 e 1 pu), são mostrados na Figura 4.12.

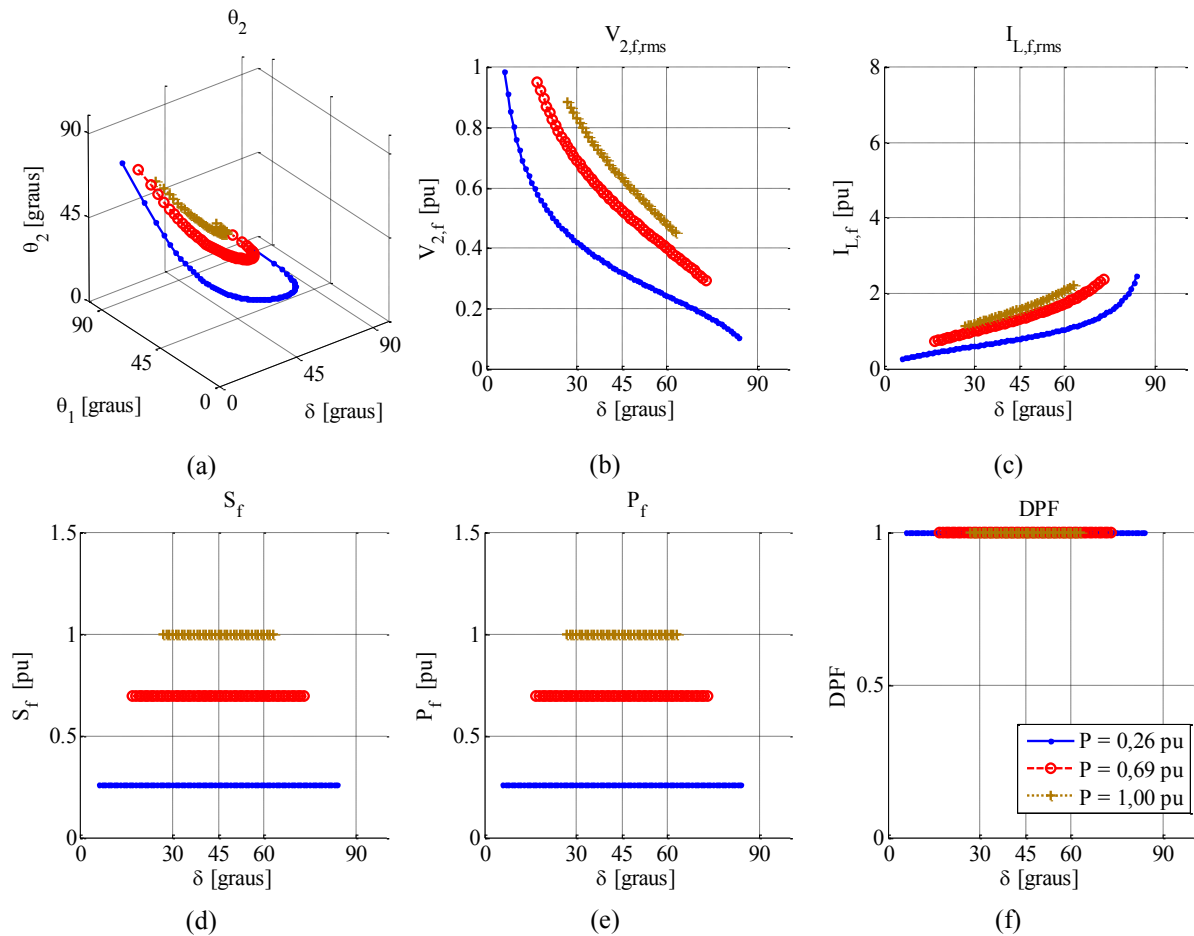


Figura 4.12 – Resultados de simulações do circuito do DAB no modo fundamental, para DPF unitário, para três valores de potência transferida (0,26, 0,69 e 1 pu), para $V_d = \sqrt{2}/(\sqrt{4}/\pi)$ pu e $X=0,4$ pu. (a) Relação entre δ , θ_1 e θ_2 . Em função do ângulo de defasamento, com valores em pu: (b) tensão v_2 (eficaz); (c) corrente i_L (eficaz); (d) potência aparente (e) potência ativa; (f) DPF.

A Figura 4.12(a) mostra a relação entre δ , θ_1 e θ_2 , conforme (4.26) e (4.22).

A Figura 4.12(b) mostra o valor eficaz, em pu, da tensão v_2 , em função de δ , para as três séries de casos simulados. O efeito em v_2 do aumento de P é o mesmo do aumento de X , conforme discutido na Figura 4.11 – pois a amplitude de v_2 só depende de θ_2 e de V_d que é fixo. Quanto maior o valor de P , menor é a faixa de δ para a qual ambas as restrições são satisfeitas. Para um mesmo valor de δ , quanto menor a potência que se deseja transferir, menor o valor de v_2 .

A Figura 4.12(c) mostra o valor eficaz, em pu, da corrente i_L , em função de δ , para as três séries de casos simulados. O efeito do aumento de P em i_L é aumentar o seu valor, para um dado ângulo de defasamento. Assim, para dados valores de X e V_d , o transferir uma potência maior na fundamental implica em correntes maiores para toda a faixa de delta, o que acarreta maiores perdas. Quanto menor a potência que se deseja transferir, há solução para valores menores de δ , que implicam em correntes menores. Quanto menor o valor de δ , menor é a corrente i_L .

A Figura 4.12(d) mostra a potência aparente em pu, já a Figura 4.12(e) mostra a potência ativa em pu e, finalmente, a Figura 4.12(f) mostra o DPF. Estas três curvas, com valões referentes à carga e todas em função do ângulo de defasamento, explicitam o fator de potência de deslocamento unitário e a potência que é transferida em cada série de casos.

4.7 EXTENSÃO DA ANÁLISE ÀS COMPONENTES HARMÔNICAS

O fator de deslocamento unitário não garante o fator de potência verdadeiro unitário, mas depende também das componentes harmônicas da tensão e corrente no transformador, como mostrou a equação (4.11). Para se verificar o fator de potência verdadeiro e a corrente eficaz total do transformador, i.e., considerando os harmônicos, foi feita uma simulação em linhas de código, que utilizou a descrição na série de Fourier para compor as tensões sintetizadas pelo SWPWM Unipolar em ambas as pontes do *Dual Active Bridge* a partir dos ângulos de amplitude e de deslocamento de cada combinação das relações (4.22) e (4.26), para dados valores de X , P e V_d . Com isso, foi possível estender a análise feita na fundamental para um certo número de componentes harmônicas.

Com todas as grandezas refletidas para o lado primário e no sistema por unidade, para uma dada faixa de valores do ângulo de defasamento, calculou-se a faixa válida dos ângulos de amplitude θ_1 , considerando-se uma dada tensão do barramento c.c., uma dada reatância indutância de dispersão, a frequência de chaveamento definida e uma potência P a ser transferida pelas componentes fundamentais, por meio de (4.22). A partir da região válida de (δ, θ_1) , calculou-se o ângulo de amplitude θ_2 por meio de (4.26). Com esses ângulos, foram construídas as formas de onda de v_1 e v_2 para um período de chaveamento por meio da série de Fourier considerando o chaveamento SWPWM Unipolar. A partir da transformada de Fourier, calcularam-se as componentes harmônicas até a 128ª ordem, o que resultou em uma resolução elevada para os valores calculados. O circuito da Figura 4.4 foi resolvido para cada ordem harmônica, obtendo-se v_L e i_L para cada combinação de ângulos. Por fim, foram calculados os valores eficazes da corrente do transformador e da tensão no secundário, taxas de distorções harmônicas para tensão e corrente, a potência ativa total, potência aparente total e o fator de potência verdadeiro. Uma vez que o cálculo dos ângulos é realizado considerando o fluxo de potência apenas nos componentes fundamentais, a potência total transferida será maior que o valor considerado no cálculo; o controle do DAB deverá ajustar o ângulo θ_1 para que a potência total transferida seja igual ao ponto de máxima potência do arranjo.

4.7.1 Resultados para a Variação da Indutância de Acoplamento

Foi simulado o circuito do DAB, i.e., considerando componentes fundamentais e harmônicas até a 128ª ordem, com mesma potência transferida na fundamental ($P = 1$ pu), mesma tensão do barramento c.c., $V_d = \sqrt{2}/(4 / \pi)$ pu, considerando-se os três valores da indutância de acoplamento (L), da análise para o modo fundamental. As três séries são: $L=0,15$ pu (triângulos pretos), $L=0,30$ pu (quadrados azuis) e $L=0,45$ pu (cruzes marrons). Os resultados estão mostrados na Figura 4.13.

A Figura 4.13(a) mostra a relação entre os ângulos de amplitude e o ângulo de defasamento do DAB, conforme equações (4.26) e (4.22). Uma vez que os ângulos são obtidos considerando somente a potência transferida na fundamental, a região de ângulos é a mesma para o caso da fundamental, apresentada em visões planas na Figura 4.9.

A Figura 4.13(b) mostra o valor eficaz, em pu, da tensão v_2 total, i.e. considerando os harmônicos, em função de δ , para as três séries de casos simulados. Assim como no caso fundamental, quanto maior o valor de L , menor é a faixa de δ , e, para um mesmo valor de δ , maior o valor de v_2 . Todavia, comparando-se o caso fundamental e este caso que considera também os harmônicos, nota-se que os valores de v_2 são maiores neste, e expressivamente para valores altos de δ . Outra forma de se ver isso é através da figura (g), que mostra que a distorção harmônica da tensão cresce com o aumento de δ .

A Figura 4.13(c) mostra o valor eficaz, em pu, da corrente i_L total, i.e. considerando os harmônicos, em função de δ , para as três séries de casos simulados. Assim como no caso fundamental, para um mesmo valor de δ , quanto maior for L , menor é i_L . Comparando-se as simulações considerando apenas a fundamental e incluindo os harmônicos, os valores de i_L se assemelham, nos dois casos, para as extremidades das curvas; já para valores intermediários de δ , as componentes harmônicas contribuem mais expressivamente para o aumento de i_L , mostra também em (h).

A Figura 4.13(d) mostra o módulo da potência aparente em pu, em função de δ , considerando as componentes harmônicas. Quanto maior o valor de δ , maior é S . Apesar de o valor de S ser maior para o mesmo δ quanto menor for L , o valor de S , para o mínimo δ em cada caso, é muito próximo nos três casos (a maior diferença é 3%).

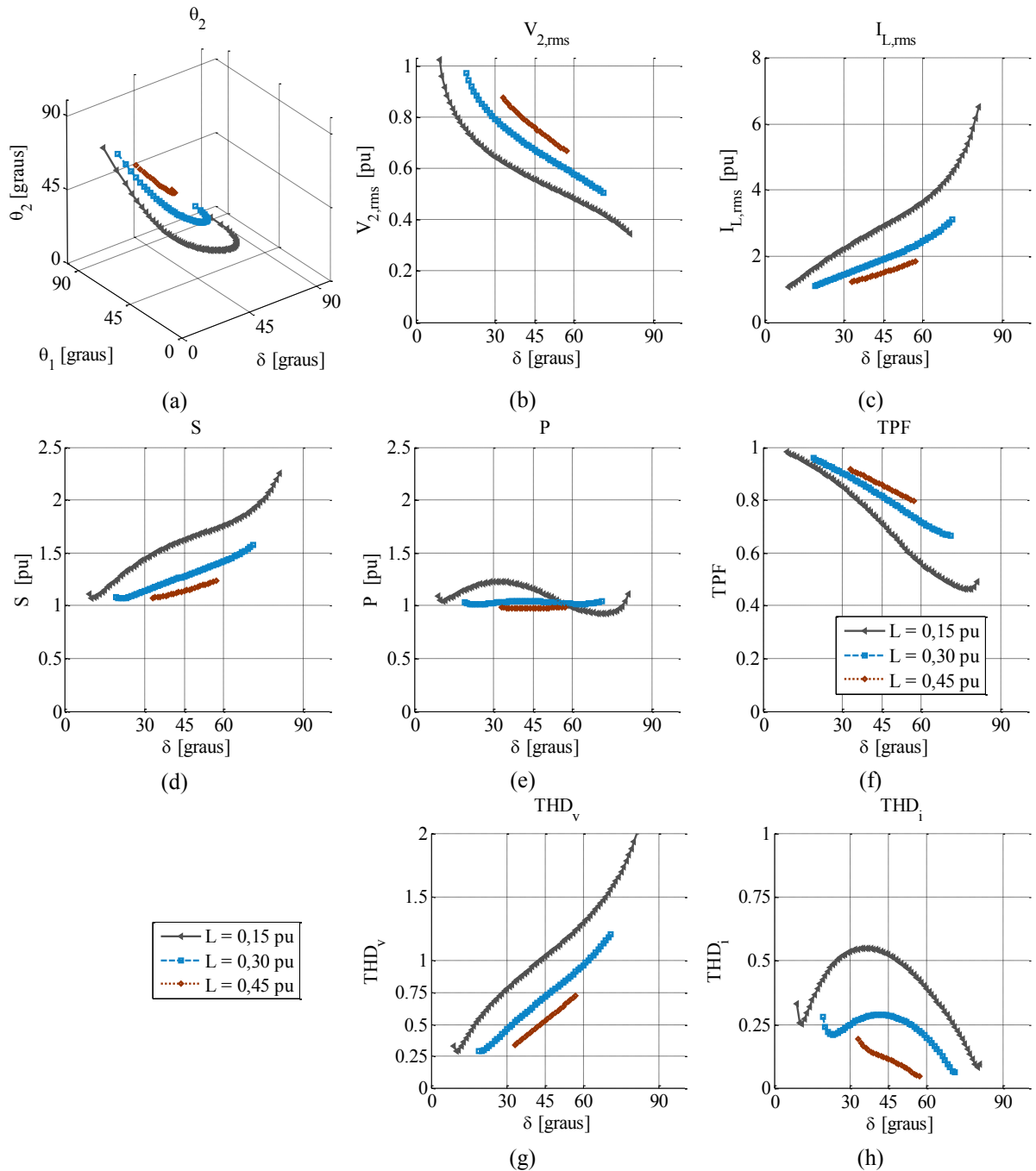


Figura 4.13 – Resultados de simulações do DAB, para DPF unitário, com mesma potência transferida na fundamental ($P = 1$ pu), $V_d = \sqrt{2}/(\pi^2/4)$ pu e três valores de X (0,15, 0,3 e 0,45 pu).

(a) Relação entre δ , θ_1 e θ_2 . Em função do ângulo de defasamento, com valores em pu: (b) tensão v_2 (eficaz); (c) corrente i_L (eficaz); (d) potência aparente (e) potência ativa; (f) TPF; (g) $THD(v_2)$; (h) $THD(i_L)$.

A Figura 4.13(e) mostra a potência ativa em pu, em função de δ , considerando-se os harmônicos. Nas três séries de casos, foi considerada a mesma potência ativa transferida na fundamental. Entretanto, a potência ativa total transferida nas três séries de casos é muito impactada pela variação na indutância. Como esperado, a máxima potência é maior quanto menor for L ; entretanto, isso não é linear, como mostra essa figura, para a mesma indutância

L , a potência total varia com o aumento de δ , e esse impacto é mais expressivo quanto menor for L .

A Figura 4.13(f) mostra o TPF, em função de δ . Apesar de o DPF ser unitário para todos os casos, o TPF é diferente para cada série de caso. Quanto maior a indutância L , menor será o máximo TPF possível, apesar de maior ser o valor do TPF para a mesma faixa de δ . A variação de TPF com o aumento de δ é tão mais expressiva quanto menor for a indutância.

A Figura 4.13(g) mostra a THD para a tensão v_2 , em função de δ para as três séries de casos. Quanto maior L , menor é a distorção harmônica para a mesma faixa de δ , porém maior é a THD para o mínimo δ . A Figura 4.13(h) mostra a THD para a corrente i_L para as três séries de casos. Com o aumento de L , para o mesmo valor de δ , a THD é menor. Com o aumento de L , para o mínimo δ da faixa, a THD é menor.

4.7.2 Resultados para a Variação da Potência Transferida na Fundamental

Foi simulado o circuito do DAB, i.e., considerando componentes fundamentais e harmônicas até a 128ª ordem, com mesma indutância de acoplamento ($L = 0,4$ pu), mesma tensão do barramento c.c., $V_d = \sqrt{2}/(4/\pi)$ pu, considerando-se os três valores da potência transferida na fundamental (P_f). As três potências consideradas são correspondentes aos cenários de 200 (pontos azuis, $P_f = 0,26$ pu), 600 (círculos vermelhos, $P_f = 0,69$ pu) e 1000 W/m² (cruzes amarelas, $P_f = 1$ pu). Os resultados estão mostrados na Figura 4.14.

A Figura 4.14(a) mostra a relação entre δ , θ_1 e θ_2 , conforme (4.26) e (4.22), a mesma mostrada na Figura 4.11, já que θ_1 foi obtido considerando-se somente a potência transferida na fundamental.

A Figura 4.14(b) mostra o valor eficaz, em pu, da tensão v_2 total, i.e. considerando os harmônicos, para as três séries de casos simulados. Como mostra também a figura (g), a contribuição dos harmônicos no valor eficaz total de v_2 é maior para valores maiores de δ , porém menor para valores maiores de P_f , para a mesma faixa de δ .

A Figura 4.14(c) mostra o valor eficaz, em pu, da corrente i_L total, i.e. considerando os harmônicos, para as três séries de casos simulados. Comparando-se o caso em que se considera somente as fundamentais com o caso em que se contempla também os harmônicos, percebe-se que o impacto dos harmônicos na corrente é bem menor que na tensão v_2 .

A Figura 4.14(d) mostra a potência aparente e a Figura 4.14(e) a potência ativa, ambas em pu, considerando os harmônicos, para as três séries de casos. A variação é maior para valores menores da potência na fundamental. Para valores menores de δ , a potência aparente é significativamente menor em cada caso.

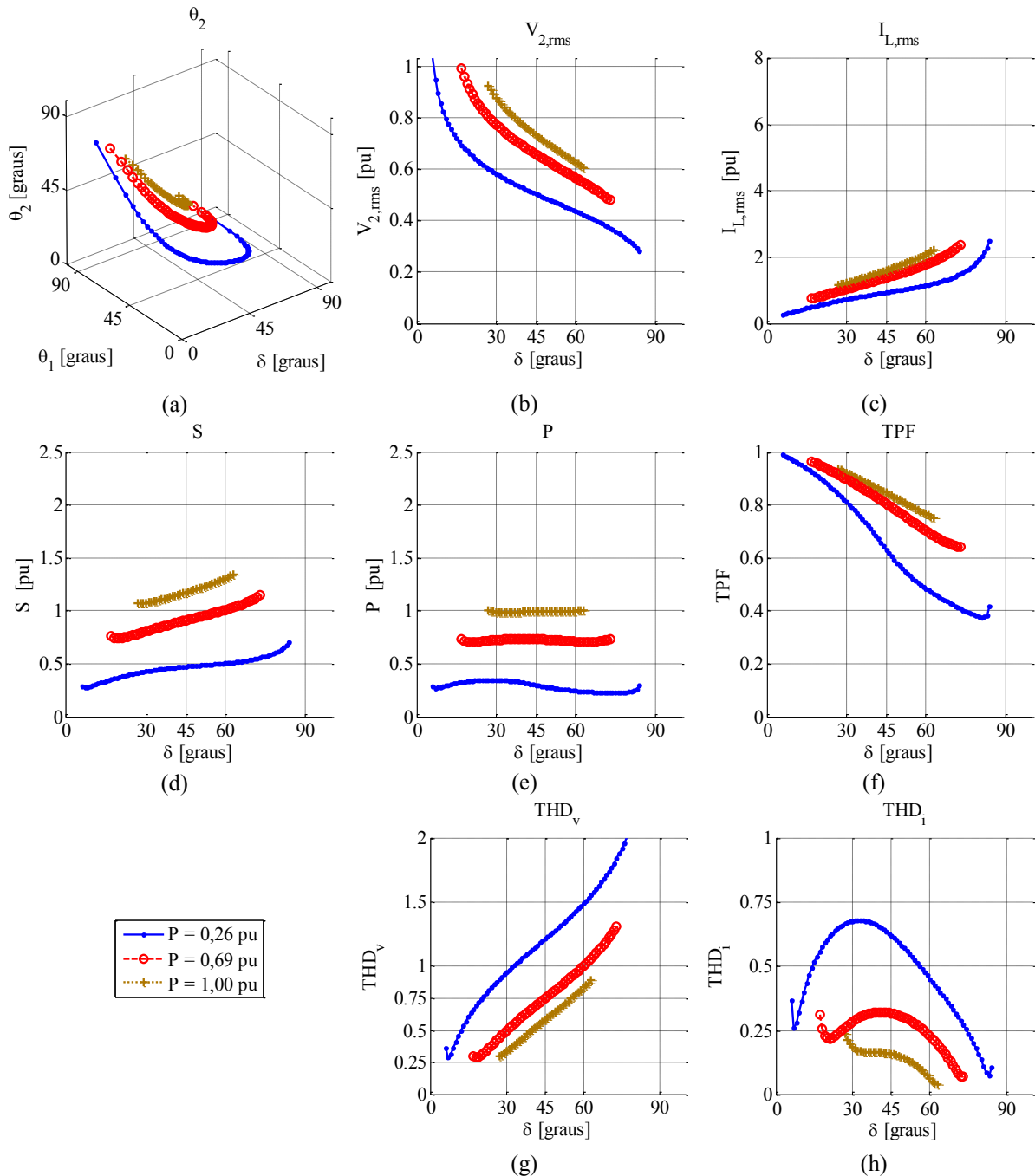


Figura 4.14 – Resultados de simulações do DAB, para DPF unitário, para três valores de potência transferida na fundamental (0,26, 0,69 e 1 pu), para $V_d = \sqrt{2}/(4/\pi)$ pu e $X=0,4$ pu.

As três potências consideradas são correspondentes aos cenários de 200 (pontos azuis, $P_f=0,26$ pu), 600 (círculos vermelhos, $P_f=0,69$ pu) e 1000 W/m² (cruzes amarelas, $P_f=1$ pu).

(a) Relação entre δ , θ_1 e θ_2 . Em função do ângulo de defasamento, com valores em pu: (b) tensão v_2 (eficaz); (c) corrente i_L (eficaz); (d) potência aparente (e) potência ativa; (f) TPF; (g) THD(v_2); (h) THD(i_L).

A Figura 4.14(f) apresenta o TPF para as três séries de casos. Com o aumento de δ , o TPF diminui, e essa tendência é mais significativa para potências mais baixas. Para o δ mínimo em cada série de casos, o TPF é máximo, sendo maior para P_f menores. Mesmo para o caso de $P_f = 1$ pu, o TPF é acima de 90%, mesmo com o valor elevado de L considerado nas simulações (0,4 pu).

A Figura 4.14(g) mostra que a distorção harmônica para o mínimo δ em cada série de casos é próximo para as três potências consideradas. Por outro lado, para o mesmo δ , a THD_v é maior para potências mais baixas. A Figura 4.14(h) mostra que a THD_i não varia linearmente com δ . Para valores mais elevados de δ , a THD_i é menor. Além disso, a distorção harmônica cai com o aumento da potência transferida.

4.7.3 Conclusões da Análise

Variando-se a indutância de dispersão, observou-se, que quanto menor o ângulo de defasamento, menor a corrente eficaz do transformador e maior o fator de potência verdadeiro, conforme mostrado na Figura 4.13. Como no caso fundamental, quanto menor o valor da reatância X , maior é a faixa de δ e, portanto, valores menores de δ tornam-se válidos, acarretando num fator de potência verdadeiro mais próximo do unitário. A Figura 4.14 mostra esses valores para três casos de potência P e mesma reatância X .

Quanto menor a corrente eficaz do transformador, menores serão as perdas joulicas nos enrolamentos, menor será o estresse térmico do transformador e menor será a área de troca de calor necessária, o que permite uma compactação maior do componente. Assim, é desejável reduzir-se a indutância de dispersão para que a corrente do transformador seja a menor possível. Para se minimizar a indutância de dispersão, deve-se operar o conversor no mínimo valor do ângulo de defasamento δ para a máxima potência considerada, i.e., o pico de potência do conversor. Uma vez que o valor mínimo de indutância permite uma maximização do fator de potência verdadeiro, foi descartada a possibilidade de um indutor externo conectado em série com o transformador. Dessa forma, o volume da Célula de Potência poderá ser ainda menor, dado que além do fato de o indutor externo não se fazer mais necessário, o volume do transformador será menor devido à minimização do requisito térmico obtido por esse estudo através da minimização da corrente do transformador.

4.8 ESPECIFICAÇÃO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

Um dos objetivos com relação à Célula de Potência a ser prototipada é realizá-la com o menor volume possível. Dessa forma, cada estágio do conversor precisa ser projetado com esse objetivo. Portanto, o Estágio de Isolação foi projetado visando o menor volume. Conforme foi abordado anteriormente, dentre todas as possibilidades de operação do *Dual Active Bridge* escolheu-se um modo de operação que maximizasse o fator de deslocamento e o fator de potência verdadeiro, com a finalidade de minimizar a corrente do transformador. Com isso, o estresse térmico do transformador seria menor, demandando menor área para troca de calor, o que proporciona um menor volume. Além disso, a aplicação da Célula de

Potência em usinas solares fotovoltaicas implica em uma faixa de potências a serem transferidas. Dessa forma, existe uma restrição quanto ao maior valor da indutância de dispersão do transformador para que mesmo a maior potência seja transferida. Por outro lado, segundo o que foi mostrado anteriormente, é desejável minimizar-se a indutância de dispersão, para que haja uma maior eficiência na transferência da energia através do transformador, além de um menor volume para este. Através do estudo da relação dos ângulos de amplitude e de deslocamento das componentes fundamentais das tensões sintetizadas pelo DAB, verificou-se que quanto menor for a indutância de dispersão, maior será o fator de potência verdadeiro.

4.8.1 Ponto de Operação

Conforme foi mostrado anteriormente, o ponto de operação do *Dual Active Bridge* é no mínimo ângulo de defasamento entre as tensões de primário e secundário, que proporciona uma minimização da corrente eficaz do transformador, que implica em um requisito de refrigeração menor e, assim, num menor volume para o transformador. O valor de δ para se trabalhar é o menor possível para a maior potência da aplicação, para que se trabalhe com o mesmo valor de δ em toda a faixa de potência.

4.8.2 Potência Nominal do Transformador

Definiu-se que a potência nominal do transformador seria a mesma da potência nominal da Célula de Potência, referente à máxima potência considerada para o arranjo de painéis escolhido, considerando as condições ambientais mais favoráveis.

4.8.3 Relação de Espiras

A relação de espiras do transformador foi definida a partir dos níveis de tensão dos dois barramentos c.c., apresentadas dentre as definições de projeto no Capítulo 2.

4.8.4 Tecnologia de Fabricação

Nas diversas tecnologias de fabricação de componentes eletrônicos magnéticos de alta frequência, encontram-se características variadas quanto ao volume, à indutância de dispersão e aos níveis de potência. Os magnéticos construídos nos formatos cúbico, toroidal e planar são adequados para certas aplicações. Os magnéticos planares, introduzidos em 1969 [42], costumam ser os preferidos em aplicações em que a compactação é importante.

Magnéticos planares – transformadores e indutores baseados em núcleos magnéticos de perfil baixo e placas de circuito impresso – apresentam alta densidade de potência,

compatibilidade com altas frequências e boas características térmicas devido a suas baixas perdas [43]. Usuais em Fontes Chaveadas e encontrados também em sistemas embarcados, componentes magnéticos construídos com a tecnologia planar podem trazer benefícios também para a aplicação em solar fotovoltaica através de seu emprego em Células de Potência baseadas em semicondutores de carbeto de silício, capazes de comutar a altas frequências mesmo em aplicações de valores altos de tensão e corrente. A escolha da tecnologia planar para a fabricação do transformador se deu principalmente pelo objetivo de se obter o menor volume possível para o transformador, devido à compactação permitida pela alta frequência, e também pelo baixo valor de dispersão de fluxo que se obtém através desse processo, permitindo uma menor indutância de dispersão, o que é desejado.

4.8.5 Valores Especificados

Foi especificado, portanto o transformador de alta frequência para o protótipo da Célula de Potência, da forma apresentada na Tabela 4.1, a partir de valores obtidos na simulação do DAB no software PSIM/Powersim para o caso de potência nominal. Um fabricante de magnéticos planares projetou o transformador requerido, e estimou a indutância de dispersão em 2 μH (referida ao lado primário). O baixo valor de indutância de dispersão (menos de 10% do valor de indutância máxima para permitir a transferência da potência nominal) foi possível devido à tecnologia planar.

A Figura 4.15 mostra a relação entre os ângulos de amplitude e o ângulo de defasamento do DAB para três valores de potência transferida na fundamental, correspondentes aos cenários de 200 (pontos azuis, $P=0,26$ pu), 600 (círculos vermelhos, $P=0,69$ pu) e 1000 W/m² (cruzes amarelas, $P=1$ pu), para o valor estimado da indutância de dispersão do HFT projetado pelo fabricante.

Tabela 4.1 – Requisitos de projeto do transformador de alta frequência passados ao fabricante.

Potência de Saída	6,2 kW / 6,4 kVA
Frequência de Operação	125 kHz
Relação de Transformação (Primário-Secundário)	2:3
Tensão de Entrada	500 V _{dc}
Tensão de Saída	750 V _{dc}
Topologia	<i>Dual Active Bridge</i>
Máximo Produto Volt-Segundo	6400 V- μs (lado secundário)
	4000 V- μs (lado primário)
Corrente de Primário	12,5 A, eficaz
Temperatura Ambiente	40°C
Temperatura do Dissipador	80 °C

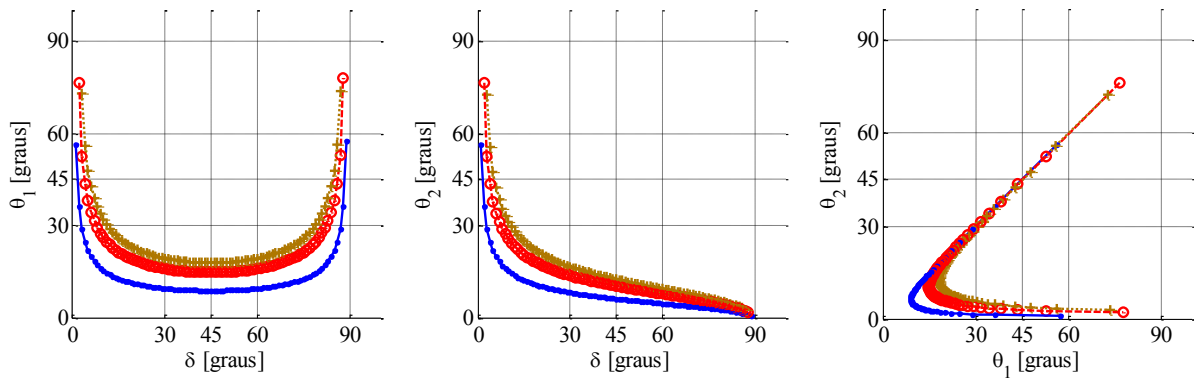


Figura 4.15 – Relação entre os ângulos do DAB, para três valores de P_f (0,26, 0,69 e 1 pu), para o HFT especificado ($L=0,048$ pu).

Com $V_d = \sqrt{2}/(4/\pi)$ pu. (a) $\theta_1 \times \delta$. (b) $\theta_2 \times \delta$. (c) $\theta_2 \times \theta_1$.

Para o baixo valor da indutância de dispersão estimado pelo fabricante, há uma ampla faixa de δ para as três potências consideradas, para a qual existe solução para as restrições dadas pelas equações (4.26) e (4.22), possibilitando fixar δ , para a operação em toda a faixa de potências da aplicação, em um valor baixo.

A Figura 4.16 reúne os principais resultados para a indutância estimada. A Figura 4.16(a) mostra a relação entre δ , θ_1 e θ_2 , conforme (4.26) e (4.22), mostrada na Figura 4.15.

A Figura 4.16(b) mostra o valor eficaz, em pu, da tensão v_2 , em função de δ , considerando os harmônicos, para as três séries de casos simulados.

A Figura 4.16(c) mostra o valor eficaz, em pu, da corrente i_L , em função de δ , considerando os harmônicos, para as três séries de casos simulados. A diminuição da indutância L em relação ao caso da Figura 4.14 implicou no aumento expressivo de i_L para a faixa de δ daquele caso, para cada potência. Entretanto, o aumento da faixa de δ para o presente caso disponibilizou valores baixos de i_L na região com δ pequeno, o que possibilita operar-se com menores perdas joulicas. Isso pode ser melhor observado na Figura 4.18(c).

A Figura 4.16 (d) mostra a potência aparente, em pu, em função de δ , considerando os harmônicos, para as três séries de casos. A Figura 4.16 (e) apresenta a potência ativa, em pu, em função de δ , considerando os harmônicos, para as três séries de casos. Conforme discutido acerca da Figura 4.13(e), a diminuição de L impacta na maior variação da potência total transferida ao longo da faixa de δ . Entretanto, para valores baixos de δ , a contribuição dos harmônicos na potência transferida é reduzida. Observa-se também que, para valores de δ intermediários e altos de δ , a potência transferida pelas componentes harmônicas, majoritariamente, compensa parte da potência transferida pela fundamental de v_1 para v_2 , impactando negativamente no fluxo de potência; conforme poder-se-ia esperar, a faixa de δ em que isso ocorre é maior quanto menor for a potência transferida pela fundamental.

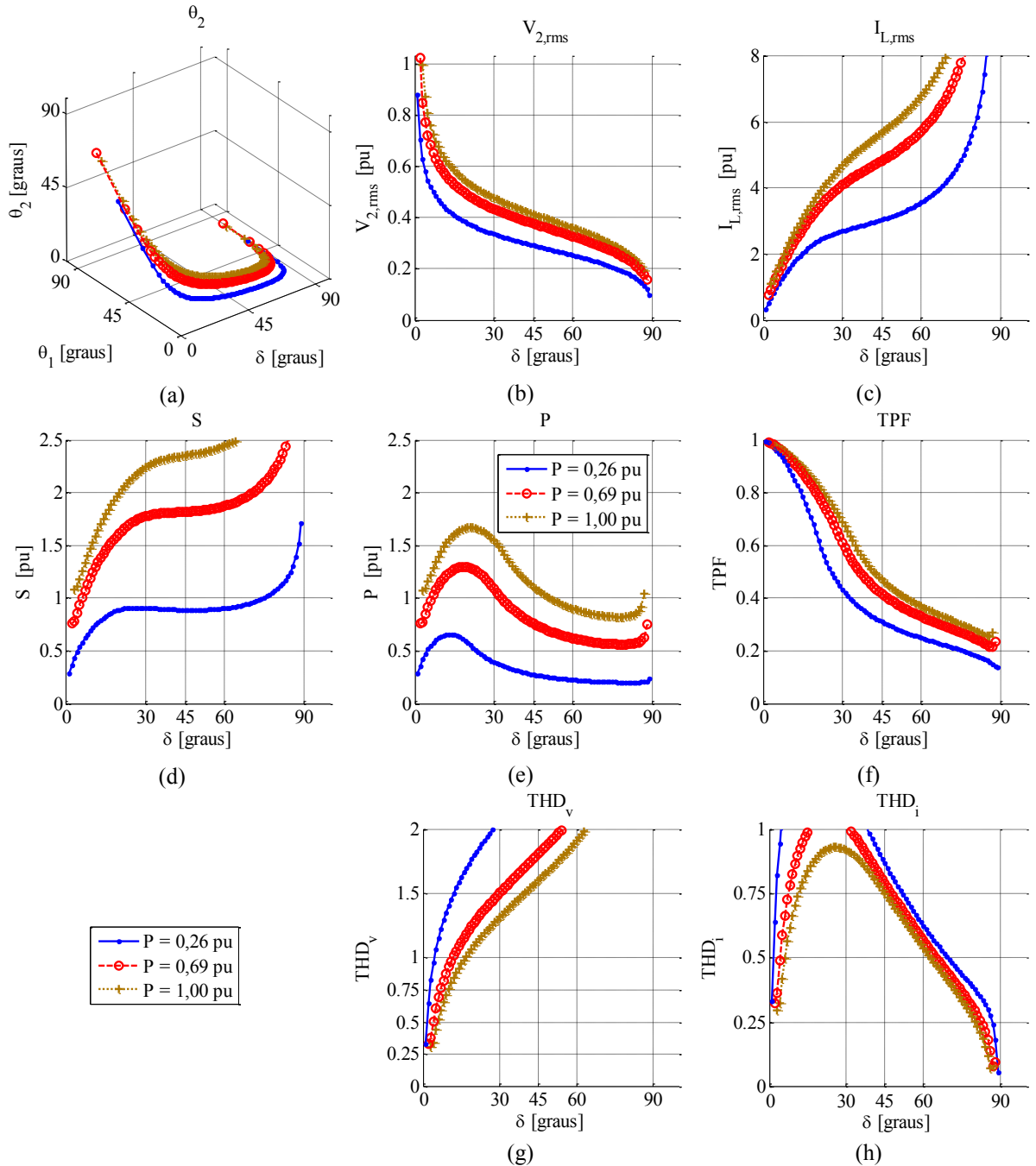


Figura 4.16 – Resultados das simulações do DAB, para DPF unitário, para três valores de potência transferida na fundamental (0,26, 0,69 e 1 pu) e $L=0,048$ pu.

Com $V_d = \sqrt{2}/(4/\pi)$ pu e $L=0,048$ pu ($2\mu H$). (a) Relação entre δ , θ_1 e θ_2 . Em função do ângulo de defasamento, com valores em pu: (b) tensão v_2 (eficaz); (c) corrente i_L (eficaz); (d) potência aparente (e) potência ativa; (f) TPF; (g) $THD(v_2)$; (h) $THD(i_L)$.

A Figura 4.16(f) mostra TPF, em função de δ , para as três séries de casos. Comparando-se com Figura 4.14(e), observa-se que, para uma mesma potência P_f , assim como discutido acerca da Figura 4.13(e), a redução de L implicou no aumento da variação de TPF ao longo da faixa de δ , bem como no aumento do valor de TPF para valores baixos de δ . Dessa forma, o baixo valor de indutância estimado pelo fabricante para a dispersão do HFT

permite trabalhar-se com valores de δ muito pequenos, que implicam em TPF praticamente unitário para toda a faixa de potências considerada.

A Figura 4.16(g) mostra THD para a tensão v_2 e a Figura 4.16 (h) para a corrente i_L , ambos em função de δ . Apesar de o baixo L ter implicado em um expressivo aumento de ambos THD na maior parte da faixa de δ , para os valores mínimos de δ em cada série de casos, o THD é tão baixo quanto os observados para o mínimo δ nos respectivos casos da Figura 4.14(g-h).

A Figura 4.17 mostra a região dos ângulos do DAB para baixos valores de δ (até 10°). Para valores muito baixos de δ , o ângulo de amplitude θ_2 , calculado por meio de (4.22), é praticamente igual ao valor de θ_1 , nas três séries de casos. Isso se deve, primeiramente, ao baixo valor de L; conforme explanado acerca da Figura 4.9, a redução de X impacta no aumento da região de validade para a equação (4.26), fazendo que exista θ_1 real para valores mais baixos de δ , de modo que o valor de 90° era atingido em valores menores de δ ; naquela figura se observou, para a redução de L, o aumento de θ_2 para o valor mínimo de δ . Em segundo lugar, ao baixo valor do ângulo δ nessa região, cujo cosseno é ainda muito próximo à unidade ($\cos 10^\circ=0,984$). A união desses dois fatores explica os valores tão próximos dos ângulos de amplitude das duas pontes do DAB para baixos valores de δ .

A Figura 4.18 mostram os resultados, para baixos valores de δ . Conforme explanado anteriormente, a Figura 4.18 explicita que, para valores pequenos de δ , pode-se operar o DAB, respeitando-se as restrições das equações (4.26) e (4.22), com baixos THD_v e THD_i e TPF praticamente unitário em toda a faixa de potências considerada, com valores baixos de corrente, que implica em menores perdas nos condutores e menor requisito térmico para o transformador.

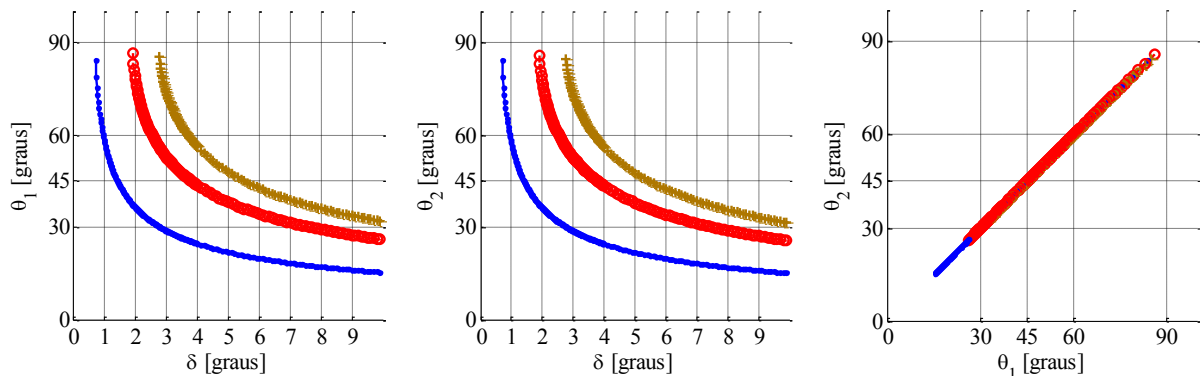


Figura 4.17 – Detalhe, para baixos valores de δ , da relação entre os ângulos do DAB, para três valores de P_f (0,26, 0,69 e 1 pu), para $V_d=\sqrt{2}/(4/\pi)$ pu e $X=0,048$ pu.

(a) θ_1 x δ . (b) θ_2 x δ . (c) θ_2 x θ_1 .

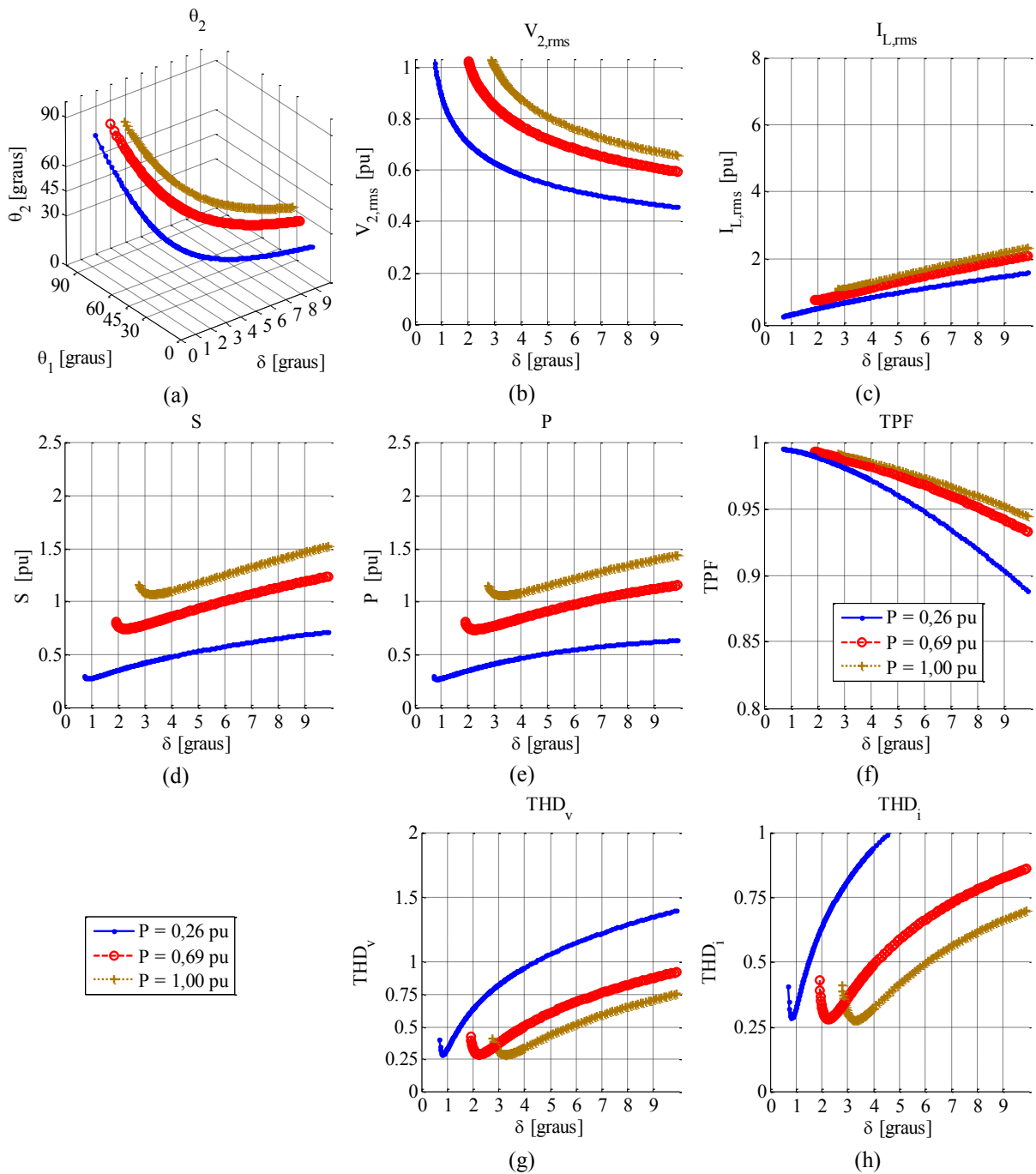


Figura 4.18 – Detalhe, para pequenos valores de δ , dos resultados das simulações do DAB, para DPF unitário, para três valores de potência transferida na fundamental e $L=0,048$ pu.

Com $V_d = \sqrt{2}/(4/\pi)$ pu e P_f igual a 0,26, 0,69 e 1 pu. (a) Relação entre δ , θ_1 e θ_2 . Em função do ângulo de defasamento, com valores em pu: (b) tensão v_2 (eficaz); (c) corrente i_L (eficaz); (d) potência aparente (e) potência ativa; (f) TPF; (g) $THD(v_2)$; (h) $THD(i_L)$.

4.9 SUMÁRIO DO CAPÍTULO

A Topologia *Dual Active Bridge* permite o controle completo de todas as oito chaves, o que implica em três graus de liberdade para o controle do conversor: o ângulo de defasamento entre as duas pontes e as amplitudes das componentes fundamentais (e harmônicas) de ambas as pontes, dadas pelos “ângulos de amplitude” θ_1 e θ_2 . É importante

ressaltar, que para o desacoplamento desses ângulos, uma variação do chaveamento SWPWM Unipolar deve ser utilizada (Apêndice C – SWPWM Unipolar). Para encontrar a relação entre esses três ângulos e determinar a região de operação do conversor, foi necessário definir a relação desejada entre os fasores de tensão v_1 e v_2 , i.e., as fundamentais das tensões de primário e secundário, referidas ao lado primário. A relação desejada é a que garante fator de deslocamento unitário entre a corrente do transformador e a tensão de secundário, implicando em uma redução de volume deste, uma vez que a potência aparente e potência ativa fundamentais seriam iguais e, portanto, os valores de corrente no transformador seriam menores, o que implica em menor aquecimento, permitindo uma área menor necessária para troca de calor. De posse da relação desejada entre os três ângulos do DAB, foi possível encontrar a região dos ângulos para a operação em toda a faixa de potência desejada, sem a necessidade de se acrescentar um indutor externo.

Tendo em vista a maior redução para o volume do transformador, foi analisado, para todo o local dos ângulos, o valor da potência aparente total e a corrente eficaz total – i.e., considerando as componentes harmônicas. Esse critério de volume é, na verdade, um critério térmico, que pode ser otimizado. A partir dessa análise, foi definida a secção do local de ângulos a ser utilizada para o controle em toda a faixa de potências da aplicação. Uma vez definidos os valores das grandezas elétricas para o ponto de operação à máxima potência, foi especificado o transformador.

Os ábacos apresentados neste capítulo podem ser utilizados em diversas aplicações que empregam conversores *Dual Active Bridge* com FB, para se selecionar o ponto de operação que reduza o HFT, ou para outro objetivo. Apesar de não analisada neste capítulo, a variação da frequência de chaveamento (mantendo-se L constante) impactaria semelhantemente à variação da indutância série total (mantendo-se f_{sw} constante, como na Figura 4.10), uma vez que a reatância X é diretamente proporcional ao produto de ambas. Não se considerou reduzir f_{sw} , porque é justamente o aumento da frequência de chaveamento o fator que implica na expressiva redução de volume do transformador, conforme anteriormente explicado e conforme observado no SSPS da General Electric, [22]; assim, diminuir f_{sw} não é desejável.

Foi mostrado neste capítulo como a modelagem simplificada do conversor *Dual Active Bridge* para a operação no cenário desejado acarretou em decisões acerca do ponto de operação do conversor, que proporcionaram a desejada redução no volume do transformador necessário; e como o correto entendimento da relação entre os ângulos do DAB e do impacto das componentes fundamentais e harmônicas levou a um fator de redução ainda maior do

que o inicialmente pensado. O custo aparentemente maior devido ao número maior de chaves da topologia *Dual Active Bridge* realizado com dois conversores monofásicos em ponte-completa, é compensado com a redução do volume do transformador e o ganho econômico agregado pela portabilidade potencialmente maior da Célula de Potência.

5 PROJETO TÉRMICO E MECÂNICO DO CONVERSOR

Neste capítulo, é mostrado o projeto do barramento c.c. do lado secundário. São apresentados, também, o projeto térmico e o projeto mecânico do protótipo do conversor.

5.1 ESTRUTURA MODULAR DO CONVERSOR TRIFÁSICO

5.1.1 Fator de Forma da Célula de Potência

O conceito de células de potência como conversores “encapsulados” foi proposto por Peter Hammond na década de 90 [10], [11]. Essa abordagem implica na chamada disponibilidade estendida do sistema – por meio do armazenamento de algumas poucas células de potência sobressalentes, pode-se fazer a simples substituição da célula que apresente uma falha, o que pode ser feito mais rapidamente [10], [11].

Em [5], destacou-se que tal conceito seria também benéfico para a aplicação em usinas solares fotovoltaicas, o que poderia ser obtido por meio do conversor trifásico mostrado na Figura 2.3. Por esse motivo, foi um objetivo de projeto do protótipo da Célula de Potência desse conversor, buscar-se um fator dimensional paralelepípedo para o protótipo, tendendo a um conversor encapsulado, que facilita a manipulação.

5.1.2 Direção do Fluxo de Ar

A aparência do conversor trifásico baseado nas Células de Potência como a projetada neste trabalho, deve ser semelhante ao do conversor *Perfect Harmony* da Siemens [10], [11], que permite a célere substituição das células, caso necessário. Pensando nessa forma do conversor trifásico, optou-se pela direção horizontal para o fluxo de ar necessário para a refrigeração forçada da Célula de Potência. A Figura 5.1 ilustra essas definições.

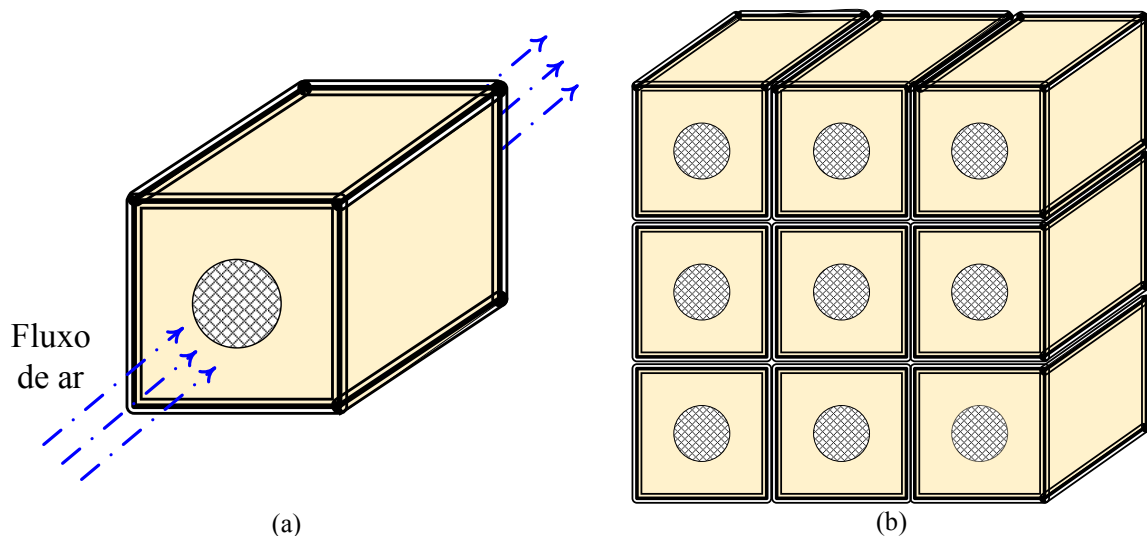


Figura 5.1 – Ilustração do encapsulamento desejado da Célula de Potência.

(a) Uma Célula de Potência, evidenciando o fluxo de ar horizontal. (b) Ilustração do conversor trifásico composto por três Células por fase.

5.1.3 Definição sobre o Tipo de Dissipador

Uma vez que os elementos e componentes são muitos e requerem uma área grande de dissipador para sua refrigeração, optou-se por empregar um dissipador de duas superfícies de montagem, uma vez que estes apresentam a mesma área de dissipador em metade do comprimento de um dissipador com apenas uma superfície de montagem. Apesar de não apresentar tanto ganho em volume absoluto, o comprimento menor com altura maior dos dissipadores com duas superfícies para fixação dos componentes: uma superior e uma inferior, e refletem mais adequadamente o fator de forma desejado para a Célula de Potência. Os módulos que compartilham o barramento c.c. do lado secundário foram colocados na mesma face do dissipador.

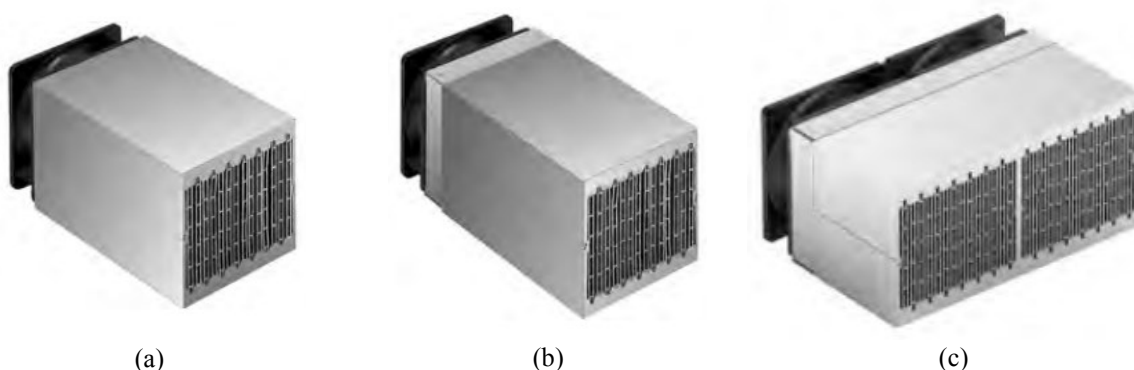


Figura 5.2 – Dissipadores com duas superfícies de montagem, com fluxo de ar axial.

Entre as alternativas de ventilação forçada, estão mostrados (a) Modelo sem câmara de fluxo de ar; (b) Modelo com câmara de fluxo de ar; (c) Modelo com dois ventiladores e câmaras de fluxo de ar.

Fonte: [44]

5.2 REALIZAÇÃO DO BARRAMENTO C.C. DO SECUNDÁRIO

5.2.1 Frequência de Ressonância do Capacitor

Genericamente, a impedância de capacitores reais pode ser modelada como um circuito RLC série, conforme mostrado na Figura 5.3.



Figura 5.3 – Modelo da impedância de um capacitor.

A parte resistiva, chamada de resistência-série equivalente (ESR, do termo em inglês “*Equivalent Series-Resistance*”), representa as perdas no dielétrico e a resistência ôhmica dos materiais que constituem o capacitor [45]. A parte indutiva, chamada de indutância-série equivalente (“*Equivalent Series-Inductance*”), referida geralmente por ESL, modela, em capacitores eletrolíticos, a indutância do enrolamento do capacitor e de seus terminais. A reatância ωESL só depende da frequência, enquanto a reatância $1/\omega C$ e a resistência ESR dependem tanto da frequência quanto da temperatura [45]. Na Figura 5.4, um exemplo da relação da impedância do capacitor eletrolítico com a frequência, para alguns valores de temperatura [45].

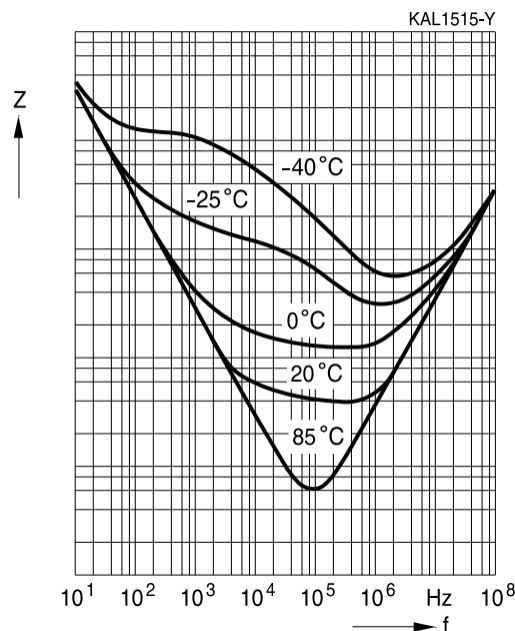


Figura 5.4 – Relação da impedância com a frequência, para um capacitor eletrolítico, para diferentes temperaturas.

Fonte: [45]

Como é observável na Figura 5.4, a frequência de ressonância do capacitor eletrolítico mostrado é em torno de dezenas de quilohertz. Para temperaturas normais de trabalho (p.ex. 85°C no gráfico), até esse valor de frequência, com o aumento da frequência observa-se,

como esperado para um capacitor, uma diminuição na impedância do componente. Na frequência de ressonância, a ESR fica aparente. A partir da frequência de ressonância, a impedância passa a aumentar com o aumento da frequência, pois a reatância ωESL passa a predominar sobre a reatância $1/\omega C$. Geralmente, quanto maior for o valor da capacitância do componente, menor é a frequência de ressonância do capacitor. Considerar o componente como um capacitor ideal nessa região de frequências implicará em um comportamento imprevisto e indesejável quando da realização do conversor. Atentar-se para os elementos parasitas do capacitor é essencial para se verificar se um dado componente está adequado para a aplicação, e se seu comportamento no nível de frequência de interesse, como a frequência de chaveamento do conversor, é satisfatório.

Capacitores eletrolíticos, por causa da sua baixa frequência de ressonância, muito abaixo da frequência de chaveamento da aplicação deste trabalho, não são adequados para a aplicação deste trabalho, de modo que não desempenhariam a função de filtro de maneira satisfatória. Os capacitores de filme fino (polipropileno) são uma das tecnologias alternativas de fabricação adequadas à aplicação de barramento c.c.. Os capacitores metalizados de polipropileno possuem alta densidade de capacitância, baixos valores de ESR e ESL, capacidade de alta corrente de *ripple*, além de longa vida útil [46]. Além disso, sua corrente eficaz máxima é tipicamente bem mais alta que um capacitor eletrolítico de mesma capacitância. A Figura 5.5 mostra a relação entre capacitância e frequência para capacitores de filme fino.

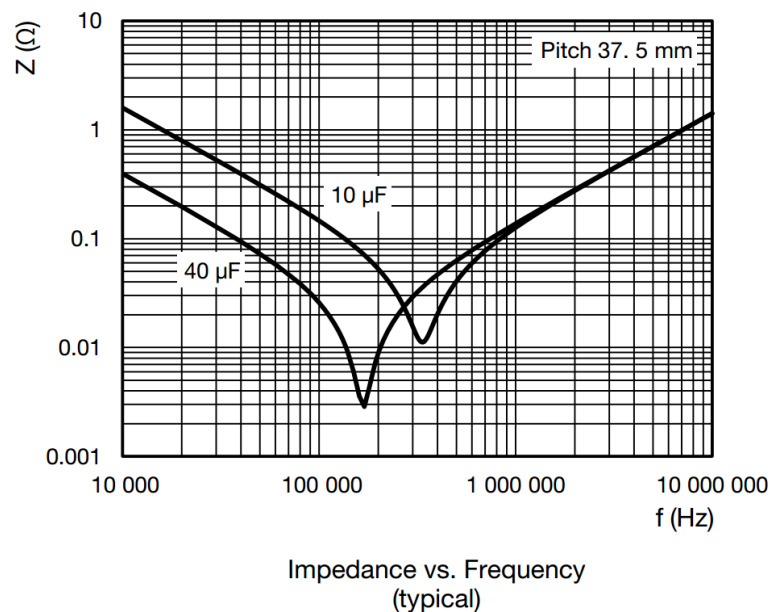


Figura 5.5 – Exemplo da relação entre impedância e frequência para o capacitor de filme fino metalizado.
Fonte: [46]

5.2.2 Indutâncias Parasitas

Módulos de *mosfets* de carbeto de silício unem a capacidade de alta frequência de chaveamento possível com *mosfets* de silício às baixas perdas de condução dos *igbts* de silício em tensões iguais ou maiores que 1.2kV. Por outro lado, módulos de *mosfets* de carbeto de silício requerem maior cuidado do que os módulos de *igbt* de silício devido à capacidade daqueles de comutar muito mais rapidamente, aliada aos elevados níveis de tensão e corrente em aplicações de alta potência.

Indutâncias parasitas decorrem de conexões internas em circuitos integrados. Frequências de chaveamento maiores, em altas tensões e correntes, resultam em altos dV/dt e dI/dt . Altos dI/dt podem vir a ser problemáticos mesmo em indutâncias parasitas da ordem de nanohenries. Além disso, todas as chaves semicondutoras possuem algum tipo de capacitância de saída, geralmente proporcional à corrente nominal da chave [47]. Como *mosfets* de carbeto de silício possuem a capacidade de comutar correntes altas, sua capacitância de saída deve ser levada em conta – as altas frequências de chaveamento em tensões de bloqueio elevadas podem resultar em altos dV/dt , que podem implicar em elevados picos de corrente. Essas indutâncias e capacitâncias parasitas formam circuitos ressonantes que precisam ser considerados para que se possa tirar proveito dos módulos de SiC. Várias técnicas já foram recomendadas para controlar os *overshoots* sem utilizar circuitos *Snubber* [47], [48].

O parâmetro mais crítico para se controlar ao empregar módulos de *mosfets* de SiC, é garantir que o *overshoot* de tensão não exceda a tensão máxima do dispositivo [47]. Essa sobretensão é resultante do circuito ressonante formado pela capacitância de saída do módulo com a indutância parasita presente entre o módulo e o capacitor do barramento. Como a capacitância de saída do módulo é fixa, uma vez que é inerente à fabricação do dispositivo semicondutor, pode-se apenas buscar diminuir as indutâncias parasitas, que dependem das conexões entre o módulo e o capacitor. Para isso, são sugeridas em [47], [48] algumas medidas que podem ser tomadas durante o projeto do conversor, essas diretrizes são resumidas a seguir:

- O capacitor do barramento c.c. deve ser realizado não com um único capacitor, mas com um banco de capacitores. Nesse banco, deve-se agrupar múltiplos capacitores em paralelo, para, assim, reduzir a indutância-série-equivalente (ESL) total (Figura 5.6).
- Em módulos com dois pares de conexões para o barramento c.c., como nos módulos *Six-Pack*, ambas conexões devem ser utilizadas (Figura 5.7). Utilizar

somente um par de terminais para a conexão com o barramento acarretaria no desbalanceamento das indutâncias parasitas entre o barramento c.c. e cada braço do módulo, devido ao leiaute interno ao módulo.

- Os capacitores constituintes do barramento c.c. devem ser distribuídos na placa de circuito impresso (*printed circuit board*, PCB) simetricamente em relação ao módulo de potência, bem como as conexões entre o módulo e o banco de capacitores (Figura 5.8). Assim, preferencialmente, um número par de braços deve ser utilizado no arranjo.
- A conexão entre os capacitores do banco deve ser feita por meio de planos em camadas de uma placa de circuito impresso (PCB). Duas placas paralelas (empilhadas) conduzindo correntes em direções diferentes cancelam melhor o campo magnético de dispersão e, assim, a indutância por unidade de comprimento de uma linha de transmissão em relação a duas placas coplanares (uma ao lado da outra); assim, a geometria de condutores planos empilhados deve ser a escolhida para o banco de capacitores – por isso, a escolha de placas de circuito impresso com duas ou mais camadas. Quando se deseja disponibilizar o ponto central do barramento c.c. – necessário para se realizar a topologia HB –, deve-se empregar um PCB multicamadas, para que um plano seja utilizado para o polo positivo, outro plano para o polo negativo e o plano central para o ponto central do barramento (Figura 5.9).

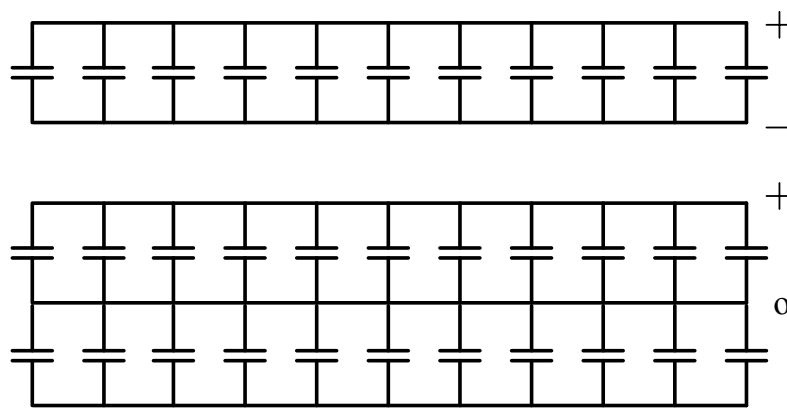


Figura 5.6 – Realização do Barramento c.c. através de arranjo em paralelo de capacitores.

Realização da capacitância por meio de múltiplas conexões de capacitores em paralelo, (em cima) para topologias que não necessitam do ponto central do barramento c.c., e (em baixo) para as topologias que necessitam da conexão no ponto central do barramento c.c.

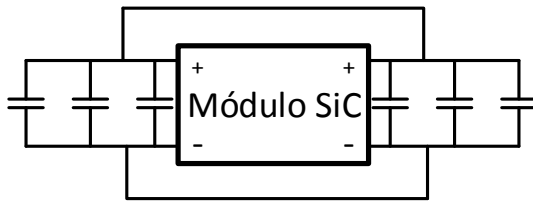


Figura 5.7 – Utilização de ambos terminais de conexão do módulo com o barramento c.c..

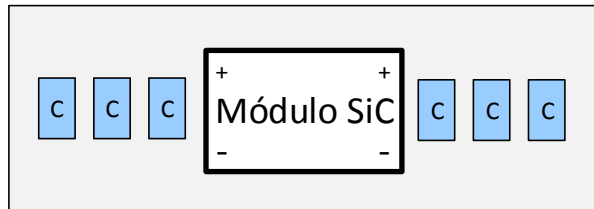


Figura 5.8 – Posicionamento dos capacitores, na PCB, simetricamente em relação ao módulo de potência.

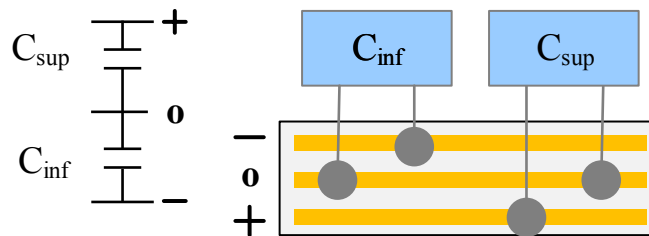


Figura 5.9 – Esquema proposto em [48] para conexão de capacitores em série utilizando PCB com três camadas (planos de condutores), para topologias que demandem a conexão ao ponto central do barramento c.c.. Nesse esquema de conexão, instâncias parasitas são reduzidas por meio do cancelamento de campo. Fonte: Figura inspirada em [48, Fig. 17].

5.2.3 Barramento c.c. do Secundário

O banco de capacitores na saída do Estágio de Isolção tem duas funções. Além de funcionar como o barramento c.c. do lado secundário, ele deve amortizar o *ripple* de 120 Hz oriundo do inversor de saída.

Cálculo da Capacitância

É sabido que a potência monofásica, dada pela equação, possui componentes de segundo harmônico, como mostra a equação (5.1).

$$p = P + P \cos 2\omega t - Q \sin 2\omega t \quad (5.1)$$

O inversor de saída, um conversor monofásico, drena do barramento c.c. uma potência no segundo harmônico da frequência da rede. Para cumprir o objetivo de se mitigar o ripple de 120 Hz no barramento de saída através da capacitância, definiu-se, como valor máximo aceitável do *ripple* de tensão do segundo barramento c.c., 100 V, pico-a-pico, que ocorrerá para o caso de maior potência de entrada, 6,2 kW_p.

Para o cálculo da capacitância, considerou-se que esse *ripple* é somente na frequência de 120Hz, uma vez que a amplitude do *ripple* referente a duas vezes a frequência de chaveamento será desprezível frente à amplitude do *ripple* de 120 Hz.

O cálculo da capacitância foi feito para que o ripple de 120 Hz esteja dentro do limite estabelecido. Para isso, utilizou-se a equação baseada na Transformada de Laplace para a corrente no capacitor.

$$C = \frac{1 \hat{I}_C}{s \hat{V}_C} \quad (5.2)$$

Para a frequência de 120 Hz ($2\omega_{rede}$), tem-se:

$$C = \frac{\hat{I}_{120 \text{ Hz}}}{(2\omega_{rede})\hat{V}_{ripple}} \quad (5.3)$$

A amplitude da corrente de 120 Hz é igual ao valor médio da corrente que entra no inversor. Assim,

$$C = \frac{P/\bar{V}_d}{(2\omega_{rede})\hat{V}_{ripple}} \quad (5.4)$$

sendo \bar{V}_d o valor médio do barramento c.c.. Assim:

$$C = \frac{1}{2\omega_{rede}} \frac{1}{\hat{V}_{ripple}} \frac{P}{\bar{V}_d} \quad (5.5)$$

A tensão média definida para o segundo barramento c.c. (\bar{V}_d) foi 750 V. Para \hat{V}_{ripple} igual a 50 V, e potência de 6,2 kW o valor da capacitância necessária é de 219 μF . Para que o *ripple* de $\pm 50\text{V}$ aconteça a 95% dessa potência, o valor necessário de capacitância seria 200 μF . Com uma capacitância de 200 μF , o ripple de tensão de 120 Hz na potência nominal seria de $\pm 55\text{ V}$.

Número de capacitores necessários no arranjo

Tipicamente, a conexão de capacitores em paralelo para se realizar um barramento c.c. acontece como consequência da demanda de corrente eficaz da aplicação, de modo que os capacitores dividem a corrente total. Contudo, o arranjo de capacitores para a aplicação deste trabalho é fruto das medidas apresentadas para reduzir as indutâncias parasitas totais no circuito ressonante composto pela capacitância de saída do módulo *Six-Pack* e as indutâncias parasitas das conexões entre o módulo e o barramento c.c., conforme explicado anteriormente. Por meio da conexão de capacitores em paralelo, a capacitância necessária é atingida

juntamente com a redução da indutância série-equivalente total, contribuindo assim para a redução das indutâncias parasitas do circuito ressonante.

Entretanto, é um dos objetivos do protótipo projetado neste trabalho permitir a execução de dois testes de operação em topologias alternativas à definida para a Célula de Potência. Isto é, é desejado, uma vez finalizada a montagem do conversor, fazer um teste de operação da Célula de Potência utilizando-se a topologia HB para o inversor de saída, e outro teste utilizando-se a topologia HB para a ponte secundária do DAB. Por esse motivo, é necessário disponibilizar-se o ponto central do barramento c.c. do lado secundário.

Para se disponibilizar o ponto central do barramento c.c., em cada um dos braços do arranjo deve haver dois capacitores conectados em série (Figura 5.6). A conexão série de capacitores é evitada devido ao desbalanceamento entre as tensões sobre cada um dos capacitores, causado pelo fato do fenômeno de autodescarga devido à corrente de fuga do capacitor (que é modelado pela resistência de valor ôhmico muito elevado conectado em paralelo com a capacitância) se dar de maneira distinta em cada um dos componentes de mesmas características nominais [45]. A possibilidade de se conectar um número maior que dois capacitores em série não foi considerada, por implicar em maior desbalanceamento (haver quatro componentes idênticos é muito menos provável que dois componentes idênticos). Para minimizar o desbalanceamento entre os capacitores conectados em série, pode-se utilizar resistores de alto valor ôhmico (mas, ainda assim, muito menores que a resistência de autodescarga do capacitor) conectados em paralelo com os capacitores (Figura 5.10).

Outro complicador de se conectar capacitores em série, é que essa conexão reduz a capacitância total. Para se compensar a redução da capacitância por meio da conexão em série, pode-se adotar três estratégias para compor o arranjo. Supondo que se considerou, inicialmente, realizar o segundo barramento c.c. com 10 capacitores de 20 μF conectados em paralelo. Para que haja um ponto central no barramento, a primeira opção é utilizar quatro vezes a quantidade do mesmo componente considerado para se atingir o valor total desejado de capacitância – cada braço contendo um capacitor seria substituído por dois braços contendo dois capacitores em série, 40 capacitores de 20 μF , em 20 braços. Alternativamente, poderiam ser utilizados capacitores com o dobro da capacitância inicialmente considerada, resultando somente no dobro de componentes inicialmente considerado, mas o mesmo número de braços, 20 capacitores de 40 μF em 10 braços (Figura 5.11). A terceira opção seria algum outro valor de capacitância maior que 20 μF , num número de braços diferente, que resultasse ainda no valor de capacitância desejado.

Além disso, a conexão em série aumenta a ESL total, contribuindo para indutâncias no circuito, que se está tentando minimizar. Como uma forma de compensar isso, a conexão de dois capacitores em série proposta em [48], mostrada anteriormente na Figura 5.9 reduz as indutâncias parasitas por meio do cancelamento de campo magnético.

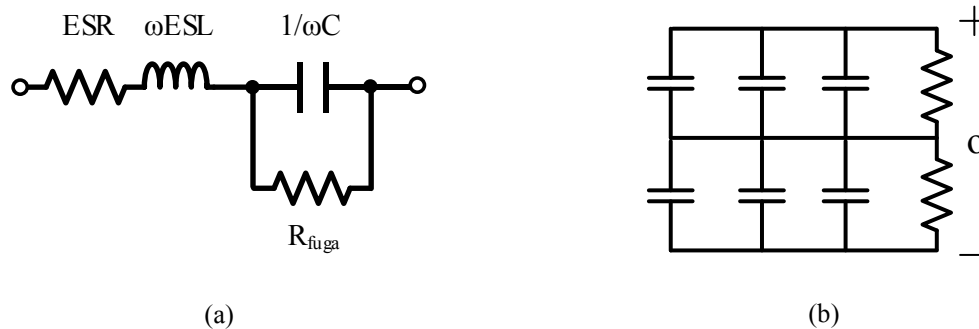


Figura 5.10 – Balanceamento das tensões de capacitores conectados em série.

(a) Modelo do capacitor, incluindo a resistência em paralelo, que modela a corrente de fuga do componente.
 (b) Balanceamento de tensão nos capacitores em série por meio da conexão em paralelo de resistores de alto valor ôhmico. Pode-se conectar os resistores em apenas um lado do banco de capacitores, como mostrado em (b) ou em ambos os lados.

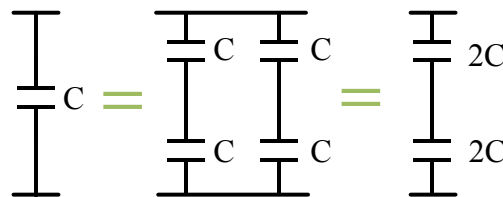


Figura 5.11 – Alternativas para a realização da capacitância por meio de quatro capacitores discretos de mesmo valor ou dois capacitores discretos com o dobro de capacitância do componente original.

Todavia, essa conexão série-paralelo de capacitores tem parâmetros limitadores a serem considerados, quando da seleção dos componentes a serem empregados:

- A frequência de ressonância dos capacitores (que não muda com a combinação série-paralelo de capacitores idênticos), e que é menor para componentes com valores maiores de capacitância;
- O volume do componente, que também cresce com a capacitância (apesar de não ser linear, devido a encapsulamentos iguais serem utilizados para alguns capacitores de mesma tensão nominal, mas de capacitâncias distintas);
- E, por último, o volume do conversor, que se deseja minimizar, e este quesito entra como balizador das opções limitadas pelos outros três.

A corrente eficaz máxima do componente é maior para valores maiores de capacitância; portanto, esse parâmetro não será um problema nesta aplicação, uma vez que além de um número grande de capacitores serem conectados em paralelo, os capacitores

utilizados possuem alta capacidade de corrente eficaz, que é uma das vantagens dos capacitores de filme fino.

Componentes Especificados

Além dos critérios que já foram mencionados, consideraram-se, para a especificação dos capacitores do barramento c.c., os seguintes parâmetros:

- Valor da tensão c.c. para temperatura de 105°C, superior à metade do valor médio desejado para o barramento (750V);
- Valor de tensão c.a. capaz de suportar o ripple de 120Hz (50 V_{pico});
- Valor da corrente eficaz máxima para temperatura de 85°C em cada capacitor do arranjo, considerando o valor eficaz da corrente de 120 Hz referente ao caso de potência nominal (15 A_{rms}).

Para compor o barramento c.c. do secundário, foram especificados 28 capacitores de 30 µF de filme fino (polipropileno) metalizados, conectados, dois a dois, em série, e os catorze braços em paralelo. Os dados do componente escolhido estão reunidos juntamente com os valores da impedância equivalente e dimensões do arranjo na Tabela 5.1.

Os capacitores de filme fino polipropileno metalizados, Figura 5.12(a), mostraram-se ser a escolha correta em todos os critérios para a seleção. Dentre as opções de fator de forma oferecidos pelos fabricantes, o encapsulamento paralelepípedo foi o que proporcionou um menor volume total, mesmo que o número de componentes tenha sido elevado, devido ao máximo valor de capacitância do componente replicado ter sido limitado pela frequência de ressonância, que precisava ser menor que a frequência de chaveamento adotada para o DAB.

Para se realizar com capacitores de filme de outro fator de forma, como os cilíndricos *Unlytic* da ELCON, Figura 5.12(b), que possuíam frequências de ressonância mais elevadas e valores mais altos de capacitância, o volume total do arranjo estava muito fora da faixa desejada, tanto em termos de área da placa de circuito impresso, quanto na altura do componente, que implicaria num aumento indesejado da altura da Célula de Potência.

Os capacitores eletrolíticos, Figura 5.12(c), chegaram a ser considerados, porém foram descartados devido aos três quesitos limitantes, somados com o fato de que a corrente eficaz que são capazes de conduzir é de valor muito pequeno para a faixa de valores de capacitância necessária para compor o barramento c.c. na forma do arranjo.

Tabela 5.1 – Dados de Fabricante e Valores Estimados para o capacitor especificado e seu arranjo na realização do barramento c.c. do lado secundário.

Fabricante	Vishay Roederstein
Partnumber	MKP1848C63060JP4
Dados do Fabricante	
Capacitância (μF)	30
Vdc (V, a 85°C)	600
Vripple (V, pico-pico)	120
I (A, eficaz)	15
ESR ($\text{m}\Omega$)	5
Valores Estimados	
Frequência de ressonância (kHz)	190
ESL (nH)	147
Valores Definidos para o Arranjo	
Quantidade de capacitores	28
Braços em paralelo	14
Capacitores em série por braço	2
Valores Calculados para o Arranjo	
C equivalente (μF)	210
ESR equivalente ($\text{m}\Omega$)	0,714
ESL equivalente (nH)	21
Dimensões para a Disposição Geométrica dos Capacitores sobre a Placa	
Dimensões do encapsulamento de um capacitor - Dados do Fabricante	
Largura	24 mm
Altura	44 mm
Comprimento	42 mm
Definição da Disposição dos Capacitores	
Capacitores na vertical	4
Capacitores na horizontal	7
Dimensões Estimadas para a Disposição dos Capacitores sobre a Placa	
Largura Total	168 mm
Comprimento Total	168 mm

Foram consideradas possibilidades de arranjo com uma configuração mista composta de capacitores eletrolítico e de filme, para que a corrente fosse dividida entre os dois tipos, e o eletrolítico contribuísse com maiores capacitâncias. Entretanto, observou-se que as dimensões do arranjo não eram vantajosas em relação ao arranjo composto exclusivamente de capacitores de filme fino; e, além disso, as correntes nos capacitores eletrolíticos ainda estavam muito próximas ao valor máximo. Dessa forma, essa alternativa foi descartada.



Figura 5.12 – Tecnologias de capacitores.

Imagens fora de escala. (a) capacitor de filme fino metalizado. (b) capacitor de filme *unlytic*. (c) capacitor eletrolítico.

Fontes: (a) [46]; (b) [49]; (c) [50].

Formato da PCB do barramento c.c. de secundário

O segundo barramento c.c. é dividido pela ponte secundária do DAB e pelo inversor de saída; isto é, é compartilhado por dois módulos *Six-Pack*. O formato da PCB, mostrado na Figura 5.13, visa diminuir a distância entre cada módulo e o barramento c.c. por meio de um corte de formato complementar à parte da placa de *Gate-Driver* sob a qual os módulos são fixados. Esse formato permite uma conexão mais curta entre os terminais do módulo aos do barramento c.c., visando a minimização de indutâncias parasitas.

Por definição, procurou-se ter como a maior largura do conversor a largura da placa de *Gate-Driver*, uma vez que era uma solução comercial, i.e., não foi projetada e por isso não poderia ser diminuída; dessa forma, a largura da placa do segundo barramento foi limitada por essa largura. Esse foi também um critério na elaboração do arranjo de capacitores.

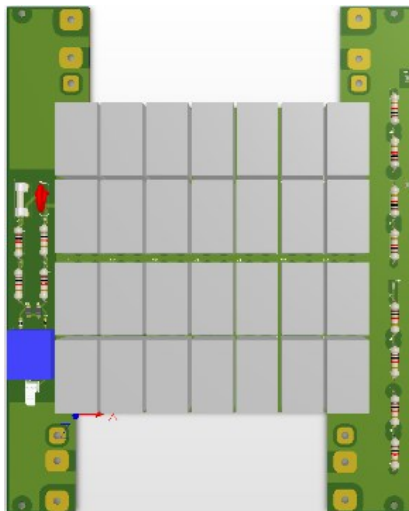


Figura 5.13 – Placa de Circuito Impresso para o Barramento c.c. do Secundário da Célula.

Fonte: Acervo da Pesquisa.

Alternativa sem ponto central

Como uma observação final a respeito do barramento c.c., em uma próxima iteração da Célula de Potência, em que não haja o objetivo de se testar a topologia HB, existe uma alternativa de realização do barramento c.c. de secundário, uma vez que não seria necessário o acesso ao ponto central do barramento.

Nessa alternativa, a capacitância desejada seria obtida com um número menor de capacitores conectados em paralelo, sem a conexão em série entre capacitores, como mostrado na Figura 5.11. Sem a necessidade da conexão em série, capacitores de menor capacitância poderiam ser utilizados, e, possivelmente, de menores dimensões. Além disso, não haveria a necessidade dos resistores de alto valor ôhmico conectados em paralelo. Essas diferenças impactariam em uma placa de circuito impresso menos comprida, o que acarretaria na aproximação dos dois módulos, e, assim, num volume menor para o conversor, o que é desejável. Essa alternativa descartaria o problema do desbalanceamento de tensões, pois não haveria mais a conexão de capacitores em série. Uma exigência, porém, seria a capacidade de corrente eficaz dos capacitores, que, para capacitores de filme fino não é um problema, e o grande número de capacitores do arranjo reduz o valor. Outra exigência seria a tensão c.c. que o capacitor deve suportar, o que implica no aumento das dimensões do capacitor. Nessas condições, o barramento c.c. do secundário poderia ser realizado, por exemplo, empregando-se 14 capacitores de 15 μF , conforme mostrado na segunda coluna da Tabela 5.2.

A Tabela 5.2 compara as duas soluções, com e sem o ponto central do barramento c.c., também mostradas na Figura 5.14. A metade do número de capacitores foi utilizada, cada um deles, porém é de maior volume, devido à demanda de maior tensão c.c.. Houve redução significativa do comprimento da placa, o que é desejável, mas também houve um aumento aceitável da altura da mesma. A ausência dos resistores de balanceamento compensou o aumento na largura dos capacitores e, por isso, foi possível manter a largura da placa dentro do limite estabelecido, i.e., menor que a largura da placa de *Gate-Driver*.

A Tabela 5.2 mostra também que, sem o ponto central, a indutância série-equivalente total do arranjo é menor, o que também é uma vantagem. Isso é justificado pela escolha de valor de capacitância individual menor, que implica em uma frequência de ressonância maior. Esta característica também é uma vantagem, primeiramente porque a frequência de chaveamento estaria situada mais distante da frequência de ressonância, em uma região mais segura; ademais, poder-se-ia também estudar a possibilidade de se aumentar a frequência de chaveamento do conversor. O menor número de capacitores possivelmente também

acarretaria em menor custo. Redução de custo também na fabricação da PCB, devido à menor área e à ausência da terceira camada.



Figura 5.14 – Formatos das alternativas da PCB para o Barramento c.c. do Secundário.

(a) Formato da PCB com ponto central do barramento c.c. disponível, com conexão série entre os capacitores e resistores de balanceamento de tensão.

(b) Formato da PCB sem ponto central do barramento c.c. disponível.

A placa esboçada em azul é a PCB de *Gate Driver*.

Tabela 5.2 – Comparação das realizações do barramento c.c. do lado secundário com e sem o ponto central do barramento c.c..

	Utilizada	Alternativa
Ponto central do barramento c.c.	✓	✗
Fabricante	Vishay Roederstein	
Partnumber (MKP1848C...)	63060JP4	61512JP4
Dados do Fabricante		
Capacitância	30 μ F	15 μ F
Vdc (V, a 85°C)	600	1200
Vripple (V, pico-pico)	120	240
I (A, eficaz)	15	14
ESR	5 m Ω	5 m Ω
Valores Estimados		
Frequência de ressonância	190 kHz	250 kHz
ESL	147 nH	170 nH
Valores Definidos para o Arranjo		
Quantidade de capacitores	28	14
Braços em paralelo	14	14
Capacitores em série por braço	2	N/A
Valores Calculados para o Arranjo		
Capacitância equivalente	210 μ F	210 μ F
ESR equivalente	0,714 m Ω	0,357 m Ω
ESL equivalente	21 nH	12 nH
Dimensões para a Disposição Geométrica dos Capacitores sobre a Placa		
Dimensões do encapsulamento de um capacitor (mm) - Dados do Fabricante		
Largura	24 mm	30 mm
Altura	44 mm	57 mm
Comprimento	42 mm	42 mm
Definição da Disposição dos Capacitores		
Capacitores na horizontal	7	7
Capacitores na vertical	4	2
Dimensões Estimadas para a Montagem dos Capacitores		
Largura Total	168 mm	210 mm
Comprimento Total	168 mm	84 mm

5.3 DIMENSIONAMENTO TÉRMICO DO CONVERSOR

Para a solução de refrigeração do conversor foi feito o cálculo térmico no cenário de maior potência (6.2 kW), considerando-se as principais fontes de calor do conversor. Primeiramente foram calculadas as perdas nos dispositivos semicondutores. Em seguida, foram resolvidas as equações do circuito equivalente térmico do conversor. Inicialmente para se obter o requisito mínimo da solução de refrigeração do conversor para que os dispositivos semicondutores operem dentro de uma região segura de temperaturas. E, posteriormente, para se calcular as temperaturas nas junções dos dispositivos semicondutores para um dissipador considerado.

5.3.1 Circuito Equivalente Térmico

Elaborou-se um circuito equivalente térmico para regime permanente do conversor – i.e., o efeito do transiente térmico foi desprezado para todos os componentes. Foram consideradas, no circuito, as perdas nos dispositivos semicondutores e nos componentes magnéticos conforme mostrado na Figura 5.15. Os capacitores foram desconsiderados nesse circuito térmico, pois não estão em contato direto com o dissipador, mas sim nas placas de circuito impresso, conforme mostrado na Figura 5.13 e na Figura A.7, que estão separadas do dissipador pelo ar, não contribuindo, assim, para o cálculo da solução de refrigeração do conversor.

Para modelar a troca de calor entre os dispositivos semicondutores e o ambiente, foram consideradas:

- resistência térmica da junção até o encapsulamento ou, no caso, o *base-plate* do módulo *Six-Pack* ($R_{\theta,jc}$) para cada dispositivo.
- resistência térmica do encapsulamento ou *base-plate* até o dissipador ($R_{\theta,cs}$);
- resistência térmica do dissipador até o ambiente ($R_{\theta,sa}$).

Módulos de potência *Six-Pack* possuem geralmente uma base de alumínio/cobre para homogeneização da temperatura das chaves e para conferir maior robustez mecânica [51]. Foi definido utilizar o valor máximo fornecido na folha de dados para $R_{\theta,jc}$, tanto para o *mosfet* quanto para o diodo de roda livre, conforme mostrado na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Valores considerados para a resistência térmica dos dispositivos semicondutores ao encapsulamento do módulo (i.e., ao *base-plate*). Fonte:

Resistência Térmica junção-case (°C/W)			
	valor típico	valor máximo	valor utilizado
<i>mosfet</i>	0,37	0,40	0,40
diodo	0,42	0,43	0,43

Uma vez que as superfícies tanto do módulo quanto do dissipador não são perfeitamente lisas, o calor produzido no módulo não passa diretamente para o dissipador, mas sim, teria que passar através do ar que se alojou entre ambas as superfícies; todavia, a condutividade térmica do ar não é alta e, portanto, a transferência de calor fica muito comprometida. Por conseguinte, para a fixação do módulo no dissipador, utiliza-se tipicamente uma pasta térmica para conferir um fluxo de calor mais eficiente, já que essa ocupa o espaço entre os módulos que seria, doutra forma, ocupado pelo ar. Além da composição da pasta térmica, interferem no valor da resistência térmica *case-sink*: a espessura da camada (h) e a área de contato (A), i.e., a área do *base-plate* (que foi estimada a partir dos desenhos mecânicos da folha de dados do módulo [30]) conforme mostrado na (5.6), sendo G_{θ} a condutividade térmica da pasta. Foi considerada uma pasta térmica de silicone, da fabricante brasileira Implastec à base de silicone modificado. A Tabela 5.4 reúne os valores considerados e calculados para a obtenção da resistência térmica entre *case* e dissipador.

$$R_{\theta,cs} = \frac{h}{G_{\theta}A} \quad (5.6)$$

Tabela 5.4 – Obtenção da Resistência Térmica *case*-dissipador. Valores considerados e calculados. Pasta térmica considerada: Implastec *Silver*.

condutividade térmica da pasta	área de contato estimada	espessura estimada	$R_{\theta,cs}$
1,2 W/m/°C	2528 mm ²	50 μm	0,024 °C/W

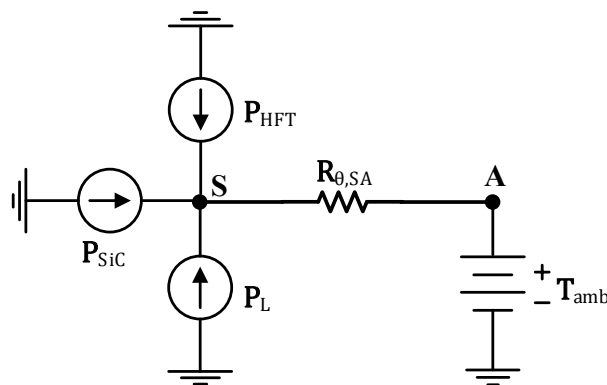


Figura 5.15 – Modelo equivalente térmico em regime permanente do conversor. Modelo contemplando as principais fontes de calor. P_{SiC} é a somatória das perdas dos dispositivos semicondutores; P_{HFT} são as perdas do transformador de alta frequência e P_L são as perdas do indutor do *Boost*.

5.3.2 Perdas nos Componentes Magnéticos

As perdas no transformador e no indutor foram fornecidas pelo fabricante na folha de dados desses componentes, para operação, em regime permanente, no maior cenário de potência. A partir desses valores, foi estimada a resistência térmica entre o ponto mais quente de cada componente e o dissipador, conforme mostrado na Tabela 5.5. Os dados para o HFT consideraram que o componente estaria fixado, em sua base, no dissipador, conforme mostrado na Figura 5.16(b).

Tabela 5.5 – Valores considerados e calculados para o modelamento térmico dos componentes magnéticos.

Temperaturas Consideradas (dados do fabricante)		
Dissipador	80 °C	
Ponto quente	120°C	
Estimação das resistências térmicas		
	Perdas (dados do fabricante)	$R_{\theta, pq-s}$ (estimado)
HFT	50 W	0.8 °C/W
Indutor do Boost	20 W	2 °C/W

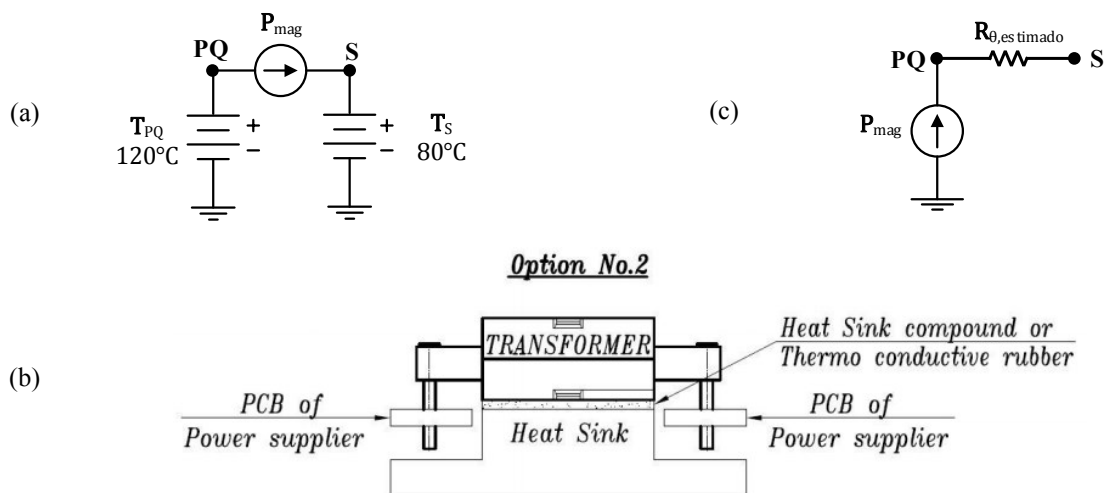


Figura 5.16 – Modelamento térmico dos magnéticos planares.

(a) Dados do modelamento térmico fornecido pelo fabricante dos componentes magnéticos, em uma estimativa das perdas para o caso nominal, que considerou um valor de temperatura do dissipador e uma dada forma de montagem sobre o dissipador. (b) forma de montagem do componente magnético considerada pelo fabricante, retirada de [52]. (c) modelo térmico para cada magnético, estimado a partir dos dados fornecidos, a ser utilizado no último cálculo térmico.

5.3.3 Perdas nos Dispositivos Semicondutores

As perdas consideradas para os dispositivos semicondutores foram perdas de chaveamento e condução. As correntes e tensões nas chaves foram obtidas a partir da simulação de cada Estágio, no *software* PSIM da Powersim, para o caso de potência nominal. A partir das formas de onda para tensões e correntes, foram calculadas as perdas por

condução e chaveamento em cada um dos dispositivos semicondutores. Foram utilizadas, também, curvas fornecidas na folha de dados do módulo.

Perdas de Condução nos Diodos

As perdas de condução nos diodos de roda livre foram calculadas a partir da equação

$$P_{\text{condução,diodo}} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{SD} i_{\text{diodo}} dt \quad (5.7)$$

Para encontrar o valor instantâneo da tensão de dreno-fonte ($v_{SD} = -v_{\text{chave}}$) no momento de condução do diodo, consultou-se a curva para tensão de *gate*-fonte igual a -5 V da Figura 5.17 [30], para cada valor instantâneo da corrente do diodo ($i_{\text{diodo}} = -i_{\text{chave}}$) encontrada na simulação. Por fim, as perdas foram calculadas através da média dessa potência instantânea, para o período da fundamental da tensão de saída do inversor.

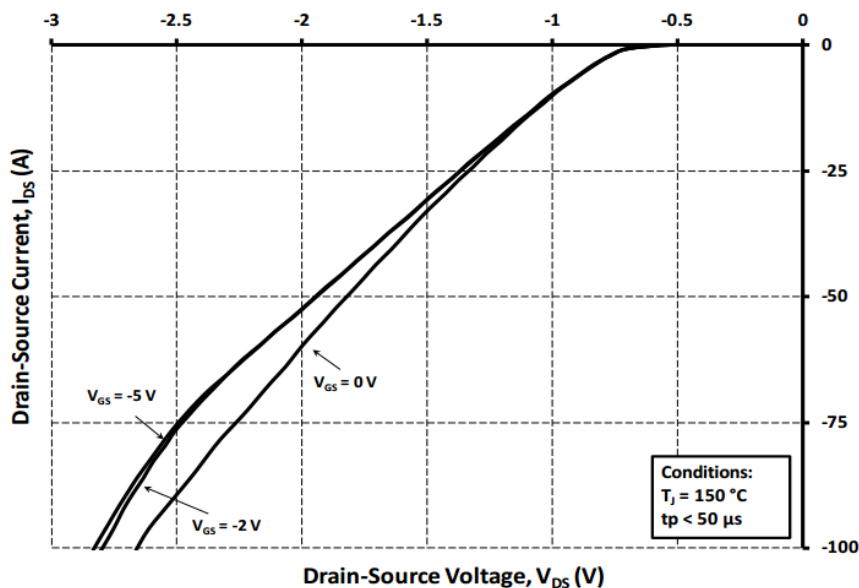


Figura 5.17 – Relação entre tensão e corrente de Dreno-Fonte para o diodo, considerando temperatura de junção igual a 150°C.

Fonte: [30].

Perdas de Condução nos mosfet

As perdas de condução nos *mosfet* foram calculadas a partir da equação

$$P_{\text{condução,mosfet}} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{DS} i_{\text{mosfet}} dt \quad (5.8)$$

Para encontrar o valor instantâneo da tensão de fonte-dreno ($v_{DS}=v_{\text{chave}}$) no momento de condução do *mosfet*, consultou-se a curva para tensão de *gate*-fonte igual a 20 V da Figura 5.18 [30], para cada valor instantâneo da corrente do *mosfet* ($i_{\text{mosfet}}=i_{\text{chave}}$) encontrada na simulação. Por fim, as perdas foram calculadas através da média dessa potência instantânea, para o período da fundamental de tensão de saída do inversor.

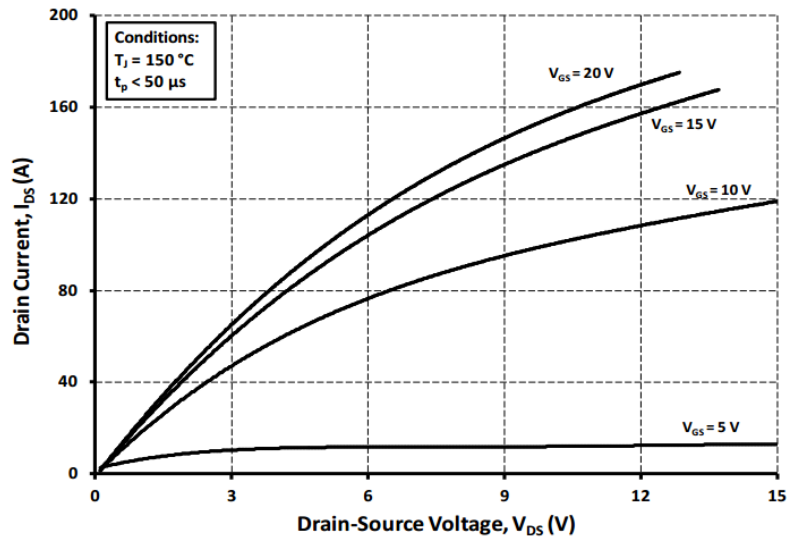


Figura 5.18 – Relação entre tensão de Dreno-Fonte e corrente de Dreno para o *mosfet*, considerando temperatura de junção igual a 150°C.
Fonte: [30].

Perdas de Chaveamento nos Diodos

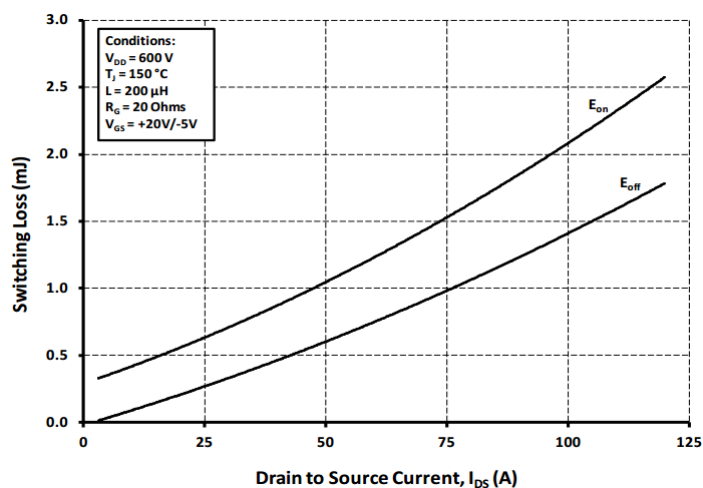
Os diodos de roda livre dos módulos *Six-Pack* utilizados são diodos Schottky de carbeto de silício, que apresentam corrente de recuperação reversa igual a zero, bem como tensão de recuperação direta igual a zero [53]–[55]. Assim, as perdas de chaveamento tanto para entrada de condução quanto para saída de condução são desprezíveis para os diodos Schottky de carbeto de silício.

Perdas de Chaveamento nos mosfet

As perdas de chaveamento dos *mosfet* foram calculadas a partir dos valores de energia de entrada e saída de condução (respectivamente, E_{on} e E_{off}).

Curvas fornecidas pelo fabricante dos dispositivos semicondutores [30], repetidas na Figura 5.19 relacionam as energias com o valor da corrente, assumida ou interrompida, do *mosfet*. Os valores de corrente de dreno-fonte obtidos em simulação foram utilizados. Nos momentos de chaveamento, as curvas eram consultadas e o valor de energia armazenado.

(a)



(b)

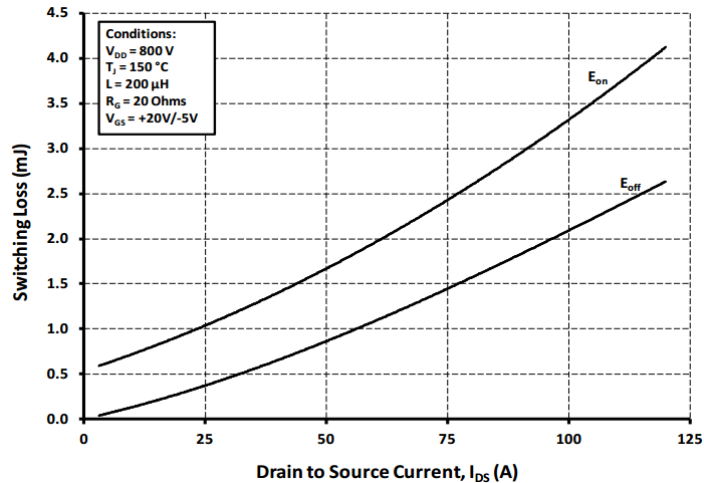


Figura 5.19 – Energia em chaveamento indutivo por Corrente de Dreno, (a) com $V_{DS}=600V$ e $R_G=20 \Omega$ (b) com $V_{DS}=800V$ e $R_G=20 \Omega$.

Fonte: (a-b) [30].

Na folha de dados foram fornecidas duas curvas de energia de chaveamento, para valores diferentes do barramento c.c.: uma para 600 V e outra para 800 V, conforme mostrado na Figura 5.19. Por esse motivo, buscando uma melhor aproximação para o valor da energia, foi utilizada a curva que mais aproximava o valor médio do barramento c.c. em questão. Isto é, para as chaves do lado primário, foi consultada a curva para $V_d=600 V$, pois o valor médio da tensão do barramento c.c. é 500 V; já para as chaves do lado secundário da Célula de Potência, foi consultada a curva de $V_d=800 V$, uma vez que o valor médio da tensão do barramento c.c. de secundário é 750 V.

As perdas de chaveamento foram calculadas segundo a equação

$$P_{chaveamento,mosfet} = \frac{E_{on} + E_{off}}{\Delta t} \left(\frac{\bar{V}_{d,real}}{V_{d,ref}} \right)^{K_V} \quad (5.9)$$

Sendo E_{on} a energia do processo de entrada de condução do *mosfet*; E_{off} a energia do processo de saída de condução do *mosfet*; $\bar{V}_{d,real}$ a tensão média no barramento c.c.; $V_{d,ref}$ a tensão de referência do barramento c.c., para a qual o valor de energia foi obtido; K_V o expoente para a dependência da tensão para o valor das perdas de chaveamento. Δt é a janela de tempo considerada, cuja duração é igual ao período da tensão de referência do inversor de saída, 60 Hz.

A energia no chaveamento depende do valor da tensão do barramento, por isso ponderou-se o valor de perdas calculado pela relação entre a tensão média do barramento c.c. da aplicação e o valor da tensão do barramento c.c. utilizada pela fabricante na realização dos testes para obtenção dos valores de energia consultados (ou 600 ou 800 V).

Além disso, um fator de correção (K_V) para essa relação de tensões foi utilizado. Em [51], são sugeridos para K_V valores na faixa de 1,3 a 1,4, para *igbts* de silício. Por outro lado,

a curva de E_{on} com $V_d=800$ V se aproxima da curva para 600 V com $K_V=1,8$ na faixa de valores de corrente da aplicação; já para a curva de E_{off} , $K_V=1,2$. Decidiu-se então por um valor mais conservador, $K_V=1$. Assim, as perdas de chaveamento dos *mosfet* são estimadas mais altas do que provavelmente seriam, uma vez que são utilizadas tensões para o barramento menores que os valores utilizados para a obtenção das curvas. A Figura 5.20 mostra a curva de energia de entrada em condução para $V_d=800V$ corrigida para diferentes valores de K_V .

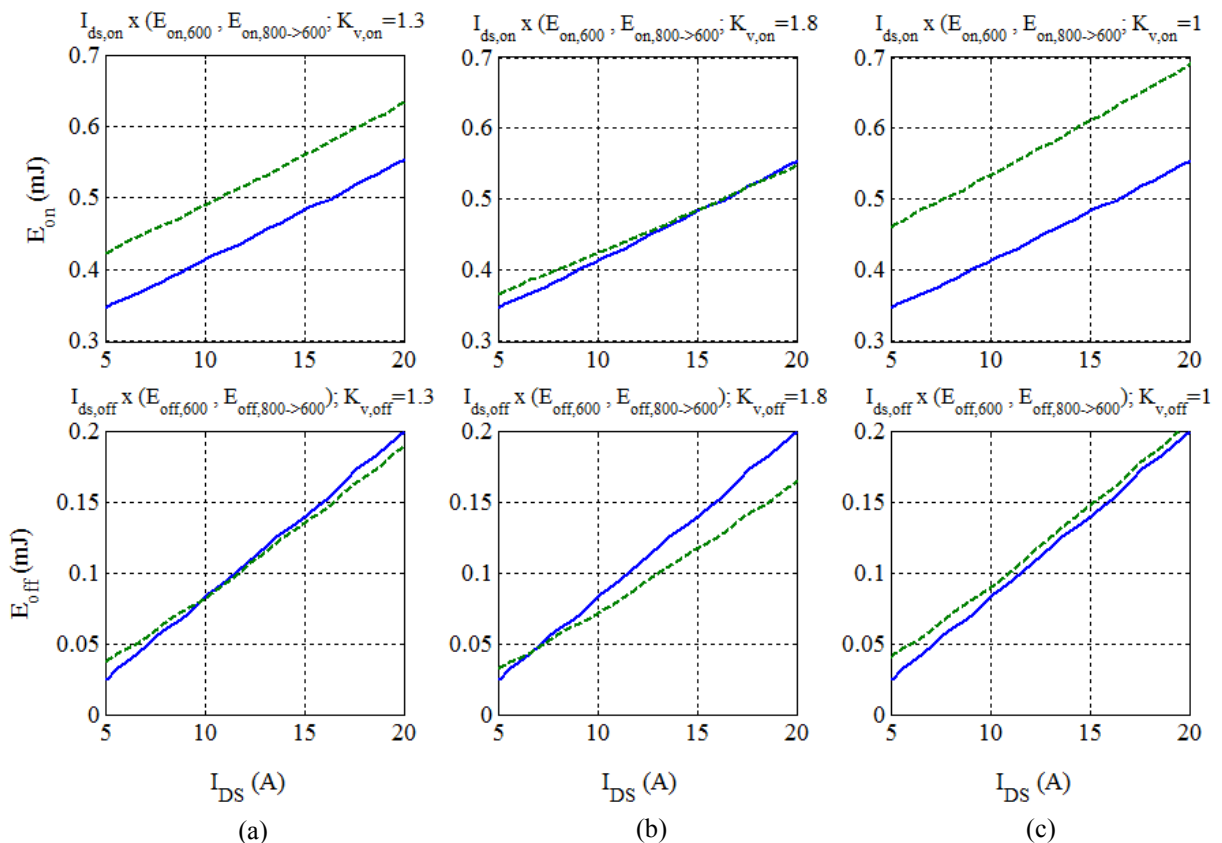


Figura 5.20 – Curvas de energia de chaveamento para diferentes valores de K_V .

Comparação da curva de E_{on} (linha superior) e E_{off} (linha inferior) por I_{DS} para $V_d=600V$ (curva azul) com a curva para $V_d=800V$ corrigida (curva verde entrecortada) com valores diferentes de K_V , fator de expoente para a dependência da tensão nas perdas de chaveamento. (a) $K_V=1,3$ (b) $K_V=1,8$ (c) $K_V=1$.

5.3.4 Solução de Refrigeração

Utilizando os valores de perdas estimados para os dispositivos semicondutores e componentes magnéticos para o caso de potência nominal da Célula de Potência, foram feitos os cálculos dos circuitos térmicos da Figura 5.21, considerando-se a resistência térmica dissipador-ambiente fornecido pelo fabricante na folha de dados de um dado dissipador.

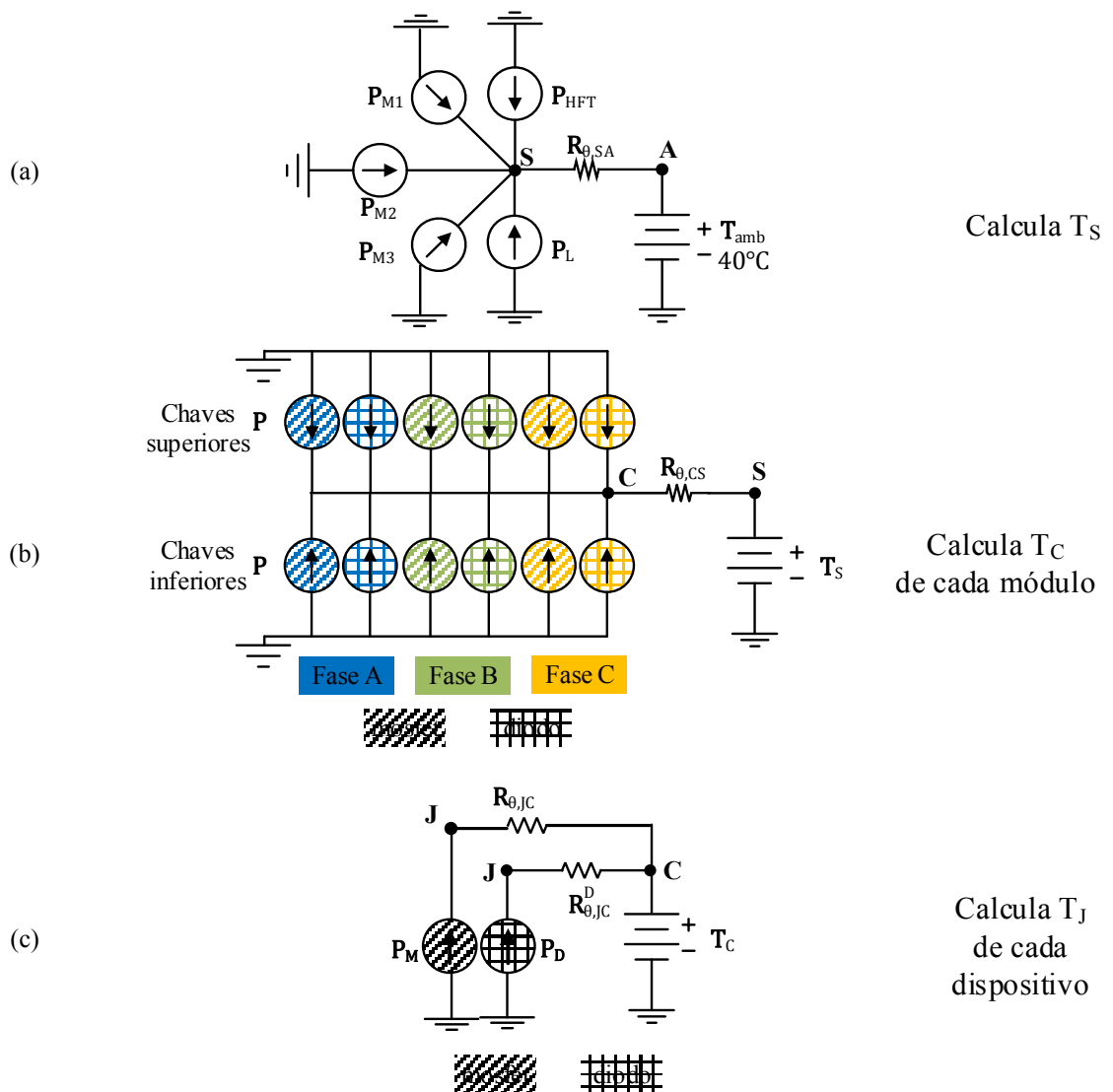


Figura 5.21 – Circuitos equivalentes térmicos considerado para o cálculo térmico. (a) Cálculo da temperatura do dissipador, a partir dos valores de perdas totais e a resistência térmica do dissipador considerado. (b) cálculo da temperatura do *case* de cada um dos três módulos, a partir da temperatura calculada para o dissipador, considerando o total de perdas das chaves daquele módulo e a resistência térmica entre o *case* e o dissipador, referente a um valor considerado da condutividade térmica da pasta térmica. (c) Cálculo das temperaturas de junção em cada dispositivo semicondutor, a partir da temperatura calculada para o dado *case* e dos valores fornecidos na folha de dados para as resistências térmicas de junção-*case* para o *mosfet* e o diodo. P_{M1} , P_{M2} e P_{M3} representam a somatória das perdas dos dispositivos semicondutores dos módulos 1, 2 e 3, respectivamente; P_{HFT} são as perdas do transformador de alta frequência e P_L são as perdas do indutor do *Boost*.

A partir do circuito da Figura 5.21(a), era obtido o valor de temperatura do dissipador, utilizado no circuito da Figura 5.21(b), para obter-se a temperatura do encapsulamento de cada módulo; por fim foi feito o cálculo do circuito da Figura 5.21(c) para todas as chaves de cada um dos três módulos, a partir da temperatura de cada módulo. As temperaturas nas junções de todos os dispositivos semicondutores deveriam ser menores ou iguais a $150^{\circ}C$, valor máximo recomendado pelo fabricante, com o fim de evitar falhas precoces desses componentes. Ao final dos cálculos, tal dissipador era considerado se permitisse a

transferência de todo o calor gerado nos componentes considerados no ponto de operação nominal da Célula de Potência, dentro dos limites de temperatura recomendados.

Foram considerados dissipadores de duas superfícies de montagem com ventilação forçada. Foi selecionado o dissipador LAV17 mostrado na Figura 5.22 e cujos dados principais estão reunidos na Tabela 5.7.

O resultado da solução do circuito térmico considerando o valor de $R_{\theta,sa}$ do dissipador escolhido considerando ventilação forçada e comprimento requerido para a disposição dos componentes (vide Figura 5.22), está mostrado na Tabela 5.6. Para este cálculo, foram considerados os modelos térmicos estimados dos componentes magnéticos, conforme mostrado na Figura 5.16(c).

Tabela 5.6 – Resultado da solução do modelo equivalente térmico para o caso de potência nominal da Célula de Potência considerando o dissipador selecionado.

	dispositivo semicondutor	módulo fase		Módulo 1						Módulo 2				Módulo 3				
				B		A		C		A		C		A		C		
				<i>Boost</i>		DAB-P				DAB-S				Inversor de Saída				
				M	D	M	D	M	D	M	D	M	D	M	D	M	D	
Perdas por condução (W)	chave superior	0	15	5	0	5	0	0	5	0	4	5	2	5	2	84 W		
	chave inferior	3	0	5	0	5	0	0	5	0	4	5	2	5	2			
Perdas por chaveamento (W)	chave superior	0	-	64	-	71	-	13	-	27	-	4	-	4	-	433 W		
	chave inferior	67	-	65	-	70	-	13	-	27	-	4	-	4	-			
Temperatura da junção (°C)	chave superior	73	80	101	73	104	73	74	71	79	70	71	68	71	68			
	chave inferior	101	73	101	73	103	73	74	71	79	70	71	68	71	68			

Módulo	Componente	Perdas (W)	Total
Módulo 1	<i>Boost</i>	84	377
	DAB-P	293	
Módulo 2	DAB-S	98	
Módulo 3	Inversor	41	
	Indutor do Boost	20	
	HFT	50	
TOTAL			586

Módulo 1	73.2
Módulo 2	68.6
Módulo 3	67.7
Ponto Quente do Indutor do <i>Boost</i>	107
Ponto Quente do HFT	107
Dissipador	67,0

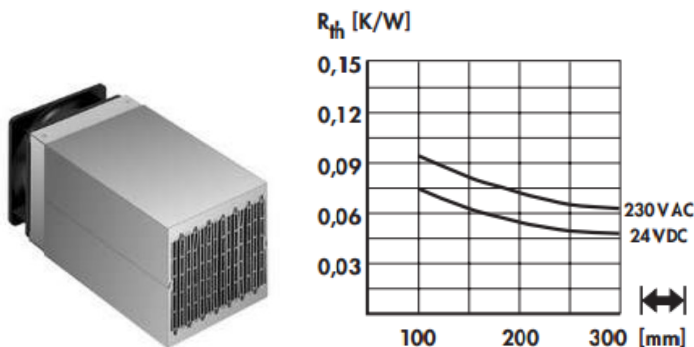


Tabela 5.7 – Dados do dissipador selecionado.

Fabricante	Fischer Elektronik
Modelo	LAV17
Comprimento	400 mm
Ventilador	24 Vdc
$R_{\theta,as}$ (estimado)	0,047 °C/W

Figura 5.22 – Dissipador selecionado. Fonte: [44]

5.4 DESENHOS TRIDIMENSIONAIS DO PROTÓTIPO DA CÉLULA DE POTÊNCIA

As Figuras a seguir mostram o projeto mecânico da montagem da Célula de Potência, considerando os componentes especificados. O protótipo projetado atende o requisito de fator de forma. As dimensões estimadas para a montagem estão dispostas na Tabela 5.8.

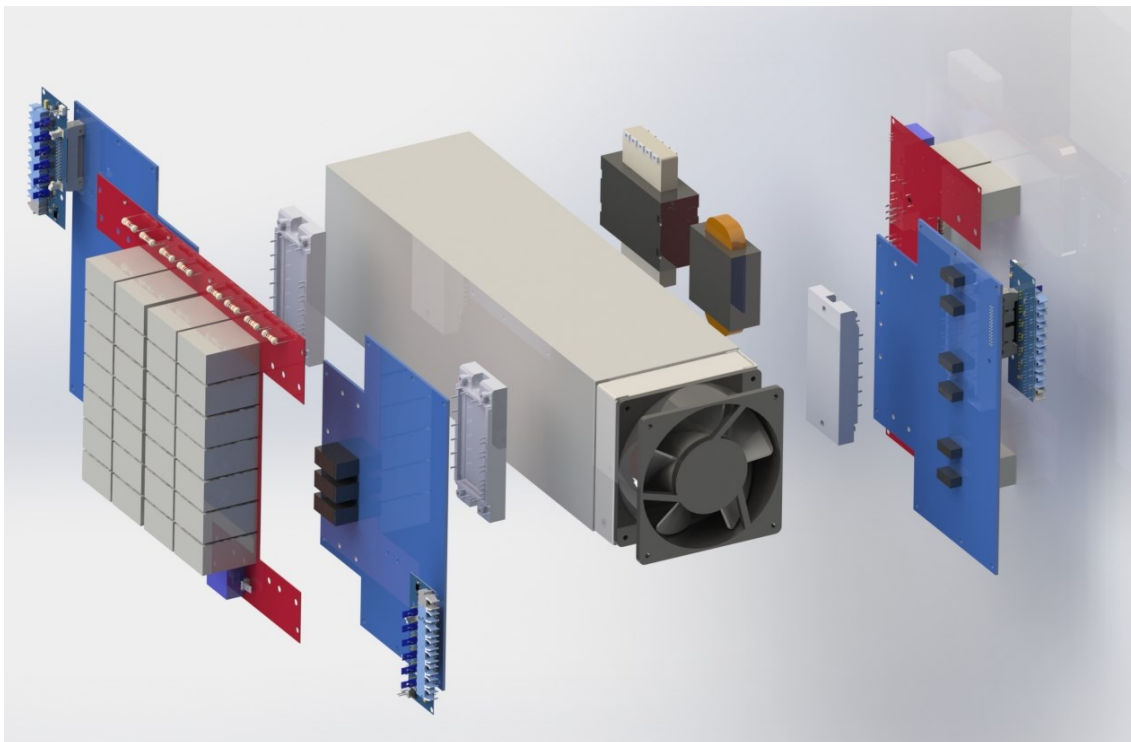
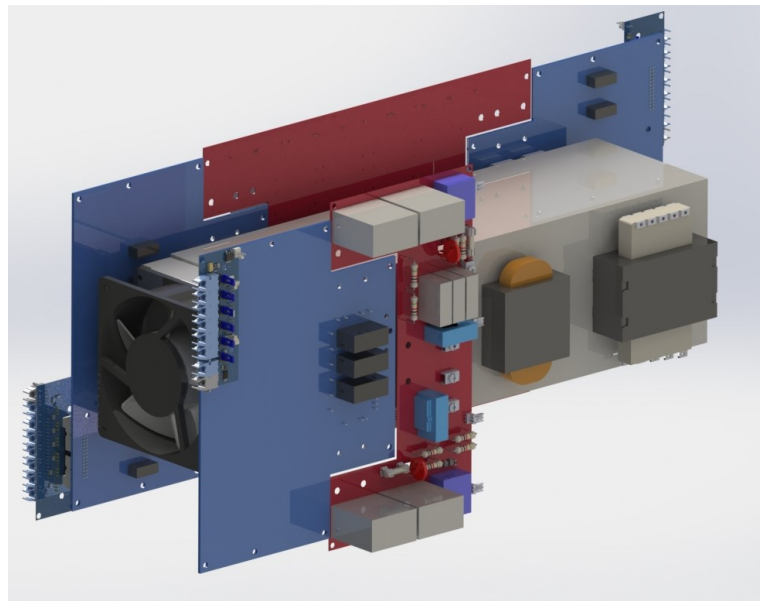


Figura 5.23 – Visão explodida do desenho tridimensional do protótipo da Célula de Potência. Fonte: Acervo da Pesquisa.

(a)



(b)

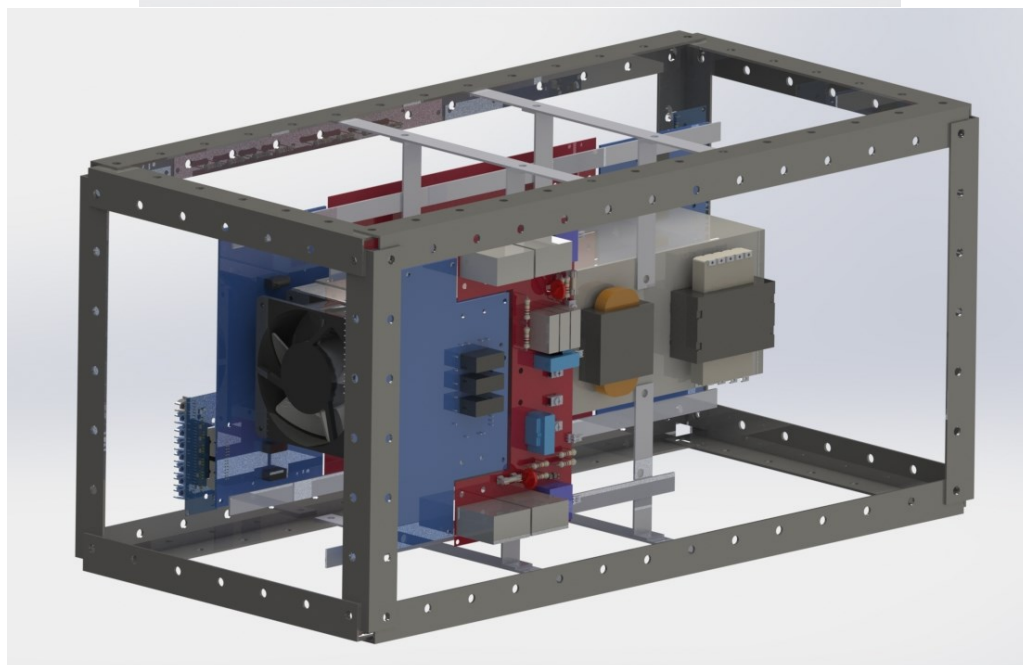


Figura 5.24 – Desenho Tridimensional do Protótipo. (a) visão oblíqua sem estrutura metálica. (b) mesma visão, com estrutura metálica. Fonte: Acervo da Pesquisa.

Tabela 5.8 – Dimensões da Célula de Potência.

Maiores Dimensões da Célula de Potência	
Comprimento	617 mm
Largura	259 mm
Altura	245 mm
Dimensões da Carcaça	
Comprimento	700 mm
Largura	346 mm
Altura	346 mm

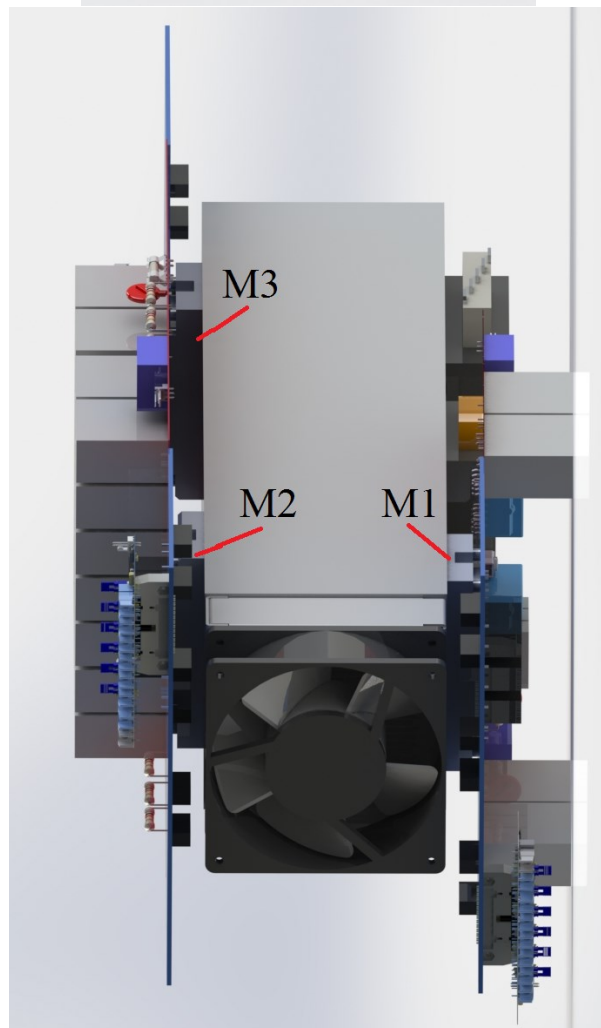
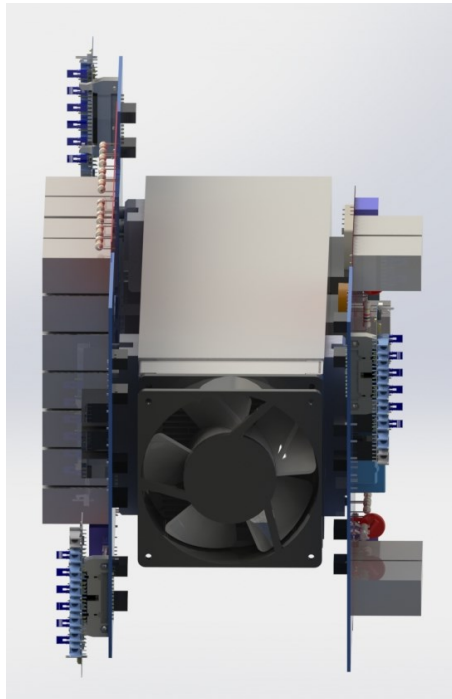
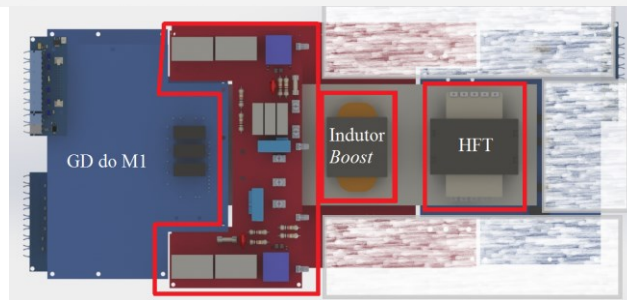
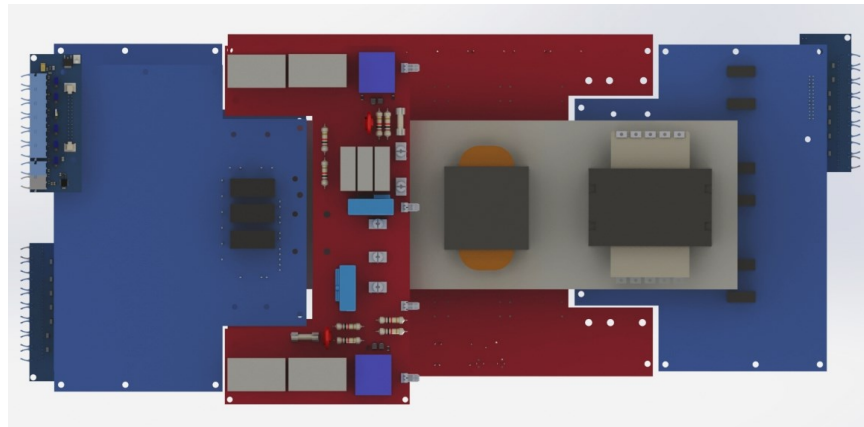


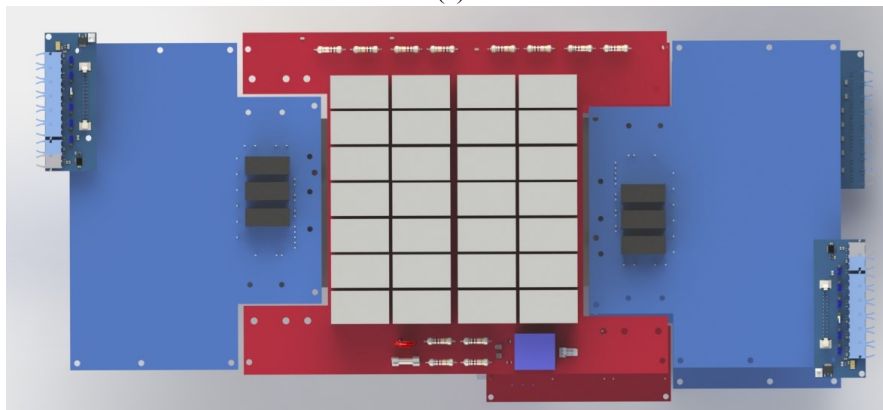
Figura 5.25 – Desenho Tridimensional do Protótipo.

Visão frontal/superior em dois ângulos para mostrar os módulos de potência (M1: *Boost* e DAB-P; M2: DAB-S; M3: Inversor de Saída).

Fonte: Acervo da Pesquisa.



(a)



(b)

Figura 5.26 – Desenho Tridimensional do Protótipo.

(a) visão do lado direito, mostrando a placa de *Gate-Driver* do módulo *Six-Pack* empregado no lado primário, a PCB do lado primário (com primeiro barramento, capacitores de filtro de entrada do *Boost* e medições), o indutor do *Boost* e o HFT.

(b) visão do lado esquerdo, mostrando as duas placas de *Gate-Driver* dos módulos empregados no lado secundário, a PCB do barramento c.c. do lado secundário.

Fonte: Acervo da Pesquisa.

5.5 SUMÁRIO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os projetos térmico e mecânico do conversor, e a realização do barramento c.c. do lado secundário. Os objetivos de projeto da Célula de Potência foram seguidos em cada etapa, incluindo fator de forma e compactação, além de cuidados com relação à mitigação das indutâncias parasitas.

6 VARIAÇÕES TOPOLÓGICAS DA CÉLULA DE POTÊNCIA

Neste capítulo, são discutidas realizações alternativas dos estágios da célula de potência.

6.1 INTRODUÇÃO

A definição da utilização de módulos de potência de *mosfets* de carbetto de silício no protótipo desenvolvido se deu para aproveitar a redução de indutâncias parasitas devido às conexões entre as chaves serem internas ao módulo, conforme abordado anteriormente neste texto, e devido à sua maior densidade de potência.

Optou-se pelo emprego de módulos *Six-Pack*, apesar de nem todos os Estágio da Célula de Potência necessitarem de seis chaves, porque eles eram a única alternativa com mais chaves. Até o momento de escrita deste texto, somente foram disponibilizados módulos de potência de carbetto de silício de duas chaves (chamados módulos *half-bridge*) e de seis chaves. Além disso, os módulos trifásicos permitem realizar, em aplicações monofásicas, conversores que dividem o mesmo barramento c.c. – que foi o caso do conversor *Boost* e da ponte primária do DAB neste trabalho, que utilizam no total seis chaves.

A topologia apresentada neste texto não é a única possibilidade para realizar a conversão c.c./c.a. isolada requerida para a Célula de Potência. Neste capítulo são indicadas algumas topologias alternativas para a realização dos estágios da Célula de Potência. As variações são brevemente explanadas, suas vantagens e desvantagens são enumeradas. Por fim, são feitas observações acerca do impacto da escolha de combinações entre essas variações no volume do conversor – considerando o emprego de módulos de potência e a realização dos barramentos c.c. –, na especificação do transformador – considerando alterações na relação de transformação –, e na especificação do dissipador – considerando as perdas e o volume do conversor.

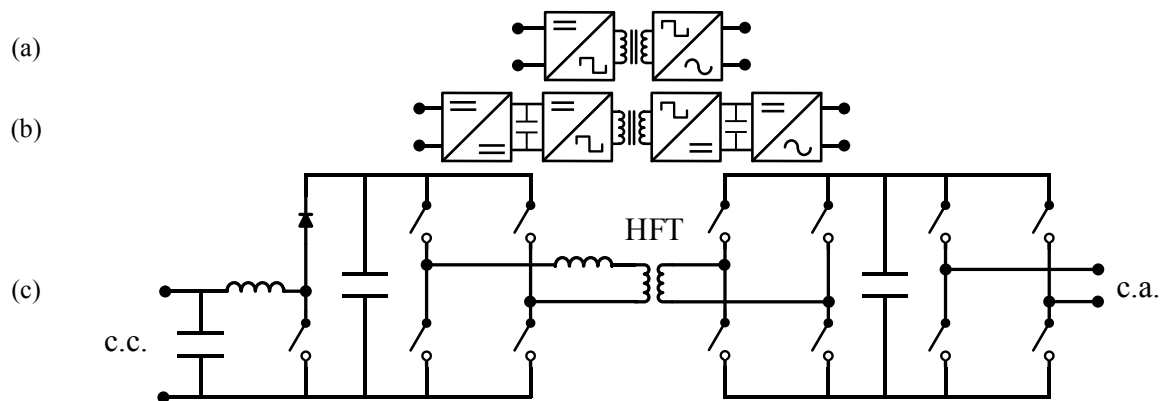


Figura 6.1 – Diagramas de blocos da Célula de Potência.

- (a) Diagrama de blocos reduzido da Célula de Potência, destacando sua natureza c.c./c.a. isolada.
 (b) Diagrama da realização em três estágios.
 (c) Diagrama de blocos e topologia para a realização escolhida neste texto para a Célula de Potência.

6.2 VARIAÇÕES POSSÍVEIS DA TOPOLOGIA DA CÉLULA DE POTÊNCIA

A realização do Estágio de MPPT realizado com o conversor *Boost* clássico e de ambas as pontes do Estágio de Isolação e da ponte do Estágio Inversor utilizando conversores FB está mostrada na Figura 6.1. Alternativas da realização dos três estágios são mostradas a seguir.

6.2.1 Variações no Estágio de MPPT

O conversor elevador como estágio de entrada da Célula de Potência é opcional, uma vez que é um conversor c.c./c.c., esse conversor não altera a natureza c.c./c.a. da Célula. A seguir, são apresentadas duas realizações alternativas da Célula de Potência. Na primeira, o conversor *Boost* seria descartado, e a função de MPPT seria responsabilidade de outro estágio da Célula de Potência. Na segunda alternativa, o Estágio de MPPT seria realizado utilizando-se outra topologia de conversor elevador.

Sem o Boost na Entrada

Uma vez que o *Boost* é um conversor c.c./c.c., a Célula de Potência continuaria sendo um conversor c.c./c.a. mesmo se aquele fosse retirado. Uma alternativa é, portanto, realizar a Célula de Potência com apenas dois Estágios: O Estágio de Isolação e o Estágio Inversor, como mostrado na Figura 6.2. Caso não fosse desempenhada pelo conversor *Boost*, a função de rastreamento do MPP poderia ser acumulada pelo conversor DAB do Estágio de Isolação. Uma vantagem dessa alternativa seria a diminuição do número de chaves necessárias para a célula.

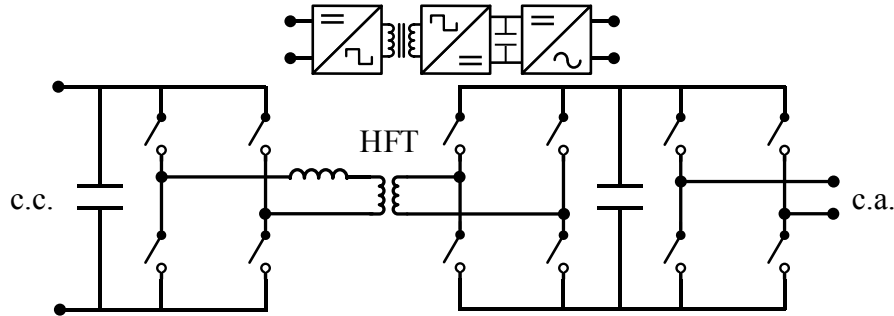


Figura 6.2 – Alternativa topológica para a Célula de Potência – sem o conversor *Boost*.

Nessa variação, o arranjo de painéis seria conectado diretamente no barramento c.c., que ficariam expostos às variações de tensão inerentes às variações das condições climáticas a que estão expostos. Esse problema é bastante conhecido na literatura, uma vez que foi já observado quando da topologia de conexão de painéis à rede por meio de um simples inversor. Nesse caso clássico, a tensão a ser sintetizada na saída do inversor é limitada pela tensão do barramento, de modo que, para determinada faixa de potência, não é possível sintetizar-se a tensão de mesma amplitude da rede, e a injeção de potência ficaria, nesses casos, impossibilitada. Foi também por esse motivo que se inseriu um conversor *Boost* entre os painéis e o inversor, para que fosse possível haver um barramento de tensão independente da tensão na saída do arranjo de painéis. De modo que, por meio da alteração do ciclo de trabalho do *Boost*, a tensão na entrada do inversor ficasse sempre com determinado valor acima do mínimo necessário para o sincronismo com a tensão da rede.

A Célula de Potência proposta não possui somente um conversor *Boost* e um inversor, mas também um conversor DAB. É, portanto, possível a separação entre a tensão de saída do arranjo de painéis do barramento de tensão de entrada do inversor, uma vez que o conversor DAB possui dois barramentos em tensão c.c.. Por meio do controle do DAB, seria possível, para determinada faixa de potência, compensar a diminuição do nível da tensão do primeiro barramento para que a tensão no segundo barramento c.c. não se alterasse. A presença do transformador no DAB permite, também, que se trabalhe com um número menor de painéis conectados em série, uma vez que o nível de tensão poderia ser corrigido com o aumento da relação de espiras do transformador, o que, por outro lado, pode impactar no aumento do volume do mesmo, para a tecnologia planar.

Existem importantes contrapontos desta alternativa. Uma relação de espiras maior implicaria em uma tensão reversa maior nos dispositivos semicondutores do lado secundário, o que poderia implicar na necessidade de se utilizar módulos de potência em série para se realizar cada chave, o que não é desejável e reverteria a vantagem do número menor de chaves pela ausência do *Boost*. Uma relação de espiras maior implicará geralmente em maior

volume do transformador planar, o que não é desejado para a aplicação. Para a mesma potência, o nível de corrente de entrada no DAB seria maior que na realização com o *Boost*, uma vez que este conversor aumenta a tensão, mas abaixa a corrente; isso implicaria provavelmente em perdas maiores, e, portanto, aumentaria o estresse térmico, exigindo um transformador com maior capacidade de dissipação de calor, que geralmente acarreta em aumento de volume.

Utilizando o *Interleaved Boost*

Existem, na literatura, diversas alternativas de conversores c.c./c.c. elevadores de tensão. Uma dessas topologias é chamada de *Interleaved Boost* (IB) [56]. Esse conversor consiste em dois ou mais conversores *Boost* em “paralelo”, i.e. dividindo a mesma entrada e a mesma saída, mas com os comandos das chaves ativas defasados. A Figura 6.3 mostra essa variação para dois (IB2) e três braços (IB3). Dentre as vantagens dessa topologia está a distribuição da corrente de entrada entre as duas ou mais chaves controladas, o que reduz o estresse térmico das mesmas. Os indutores de cada braço podem ser construídos num mesmo núcleo magnético, o que pode permitir um volume menor em relação ao indutor necessário para o *Boost* convencional. Uma vez que a corrente de entrada é a mais alta da Célula de Potência, o reduzir o valor da corrente nos *mosfet* impactaria em menores perdas, o que possibilitaria trabalhar em níveis mais altos de frequência de chaveamento, caso seja desejado.

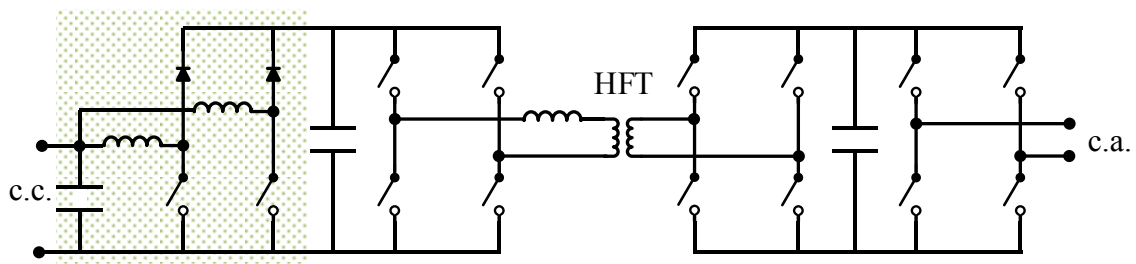


Figura 6.3 – Alternativa topológica para a Célula de Potência – com *Interleaved Boost*.

6.2.2 Variações no Estágio de Isolação

O Estágio de Isolação possui várias formas de realização possíveis, com quatro, seis, ou oito chaves. Realizar com número menor de chaves ativas significa menor número de graus de liberdade para a estratégia de controle.

Com ponte retificadora a diodos no secundário

Uma vez que a Célula de Potência em questão é para aplicação em solar fotovoltaica, a bidirecionalidade em potência não é uma obrigatoriedade para o conversor. Dessa forma, seria possível realizar a ponte secundária utilizando-se somente uma ponte retificadora a diodos,

como mostrado na Figura 6.4. Essa possibilidade, entretanto, também diminuiria as possibilidades de controle do conversor, já que a ponte secundária não poderia ser mais utilizada para qualquer outra finalidade, a não ser a retificação passiva da tensão do transformador. Não se poderia mais alterar nem o defasamento entre as fundamentais sintetizadas em ambas as pontes, nem a amplitude da tensão do secundário.

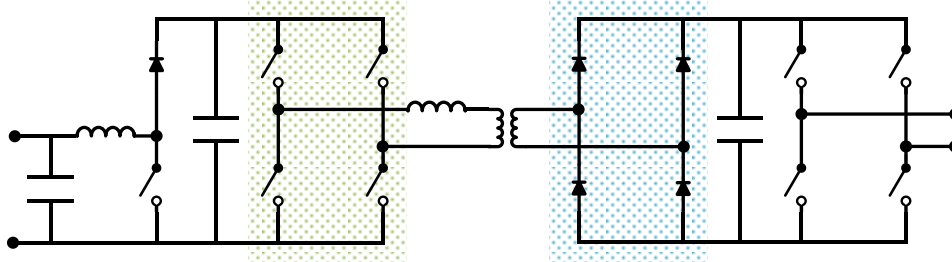


Figura 6.4 – Alternativa topológica para a Célula de Potência – com retificador a diodos na ponte secundária.

Com um ou dois conversores meia-ponte

É possível também a realização do conversor para o Estágio de Isolação com HBs, como mostrado nas Figura 6.5, Figura 6.6, Figura 6.7. A realização com o menor número de chaves seria utilizando-se dois conversores HB, i.e., duas chaves para a ponte primária e duas para a ponte secundária. Outra variação seria utilizar um HB em um lado e um ponte completado do outro lado do transformador. Realizar com HB ou com FB o conversor impacta na relação de espiras necessária para o transformador. Para se utilizar a topologia HB é necessário o acesso ao ponto central do barramento c.c.. Possibilitar esse ponto de conexão interfere no volume da realização do banco de capacitores. A utilização de um HB reduz a liberdade no controle do conversor, uma vez que o HB não consegue alterar a fundamental da tensão sintetizada sem alterar a sua fase. Apesar disso, a liberdade de se alterar o defasamento entre as tensões sintetizadas permaneceria.

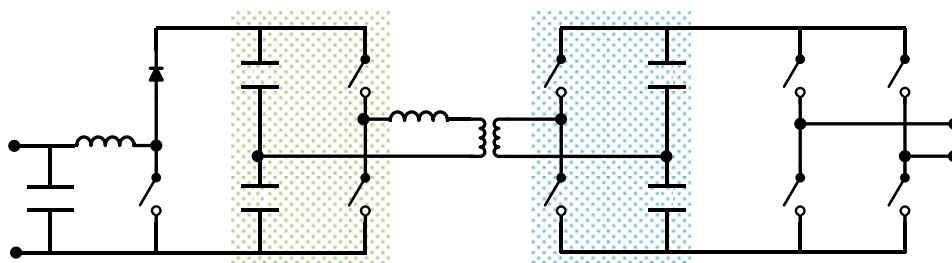


Figura 6.5 – Alternativa topológica para a Célula de Potência – com HB em ambas as pontes..

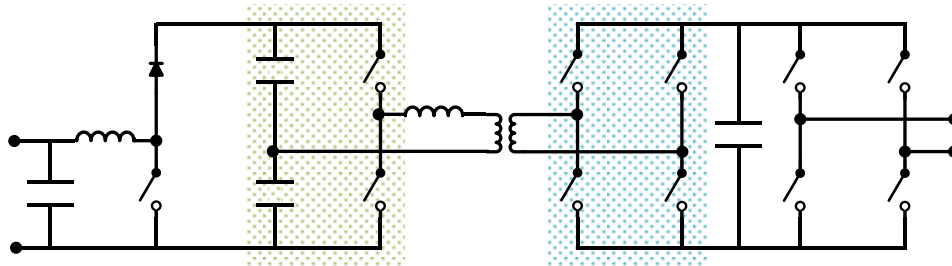


Figura 6.6 – Alternativa topológica para a Célula de Potência – com HB no primário do DAB.

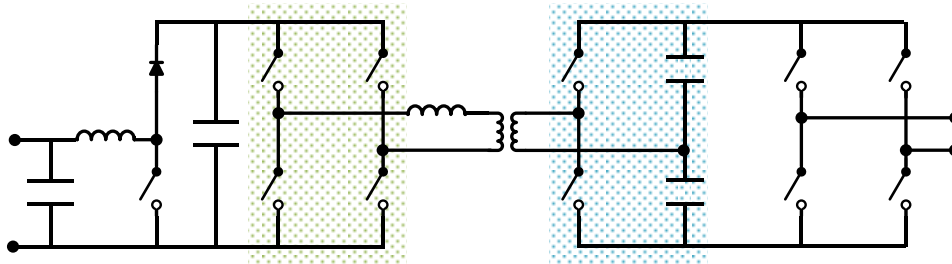


Figura 6.7 – Alternativa topológica para a Célula de Potência – com HB no secundário do DAB.

6.2.3 Variações no Estágio Inversor

O Estágio Inversor é o estágio onde a conexão entre as células de potência de uma fase do conversor acontece, portanto, a corrente de saída da Célula de Potência é a mesma das demais células da fase, e a tensão sintetizada é a comandada pelo controle trifásico para que a tensão da rede seja formada pela combinação das saídas das células. O Estágio Inversor pode ser realizado com quatro ou duas chaves. Com quatro chaves realiza-se esse estágio utilizando-se um FB. Com duas chaves, pode-se realizar o inversor com uma topologia HB, mostrado na Figura 6.8, ou com a topologia algumas vezes utilizada em Células de Potência de *Modular Multilevel Converters* (MMC, livremente traduzido como “Conversores Multiníveis Modulares”) [57], introduzida por Marquardt e Lesnicar [58], conforme mostrado na Figura 6.9.

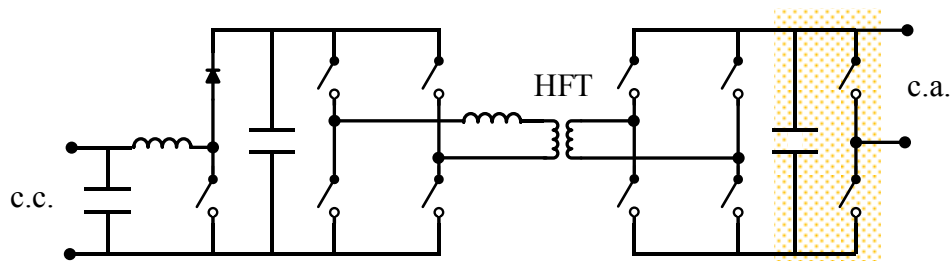


Figura 6.8 – Alternativa topológica para a Célula de Potência – com saída M²CS.

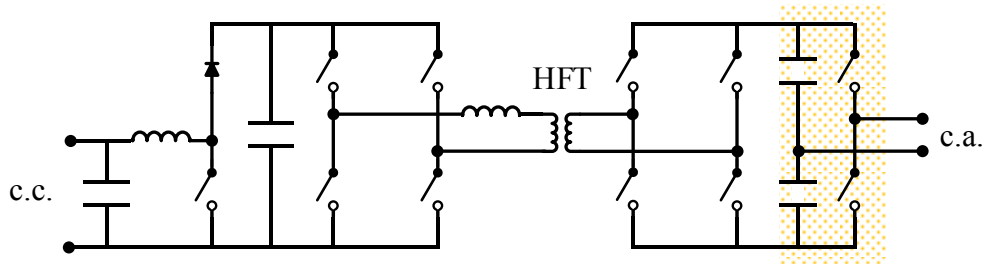


Figura 6.9 – Alternativa topológica para a Célula de Potência – com HB no Estágio Inversor.

Assim como os conversores HB, o inversor de saída das Células de Potência do MMC de Marquardt [58] (doravante M²CS) possui somente dois níveis de tensão possíveis, de modo que duas células de potência seriam necessárias para ser sintetizada a mesma forma de onda que seria sintetizada por apenas uma com inversor de saída como FB, já que esta possui três níveis, além do dobro de amplitude.

6.3 COMBINAÇÕES POSSÍVEIS CONSIDERANDO MÓDULOS *SIX-PACK*

A Tabela 6.1 mostra as combinações possíveis entre as realizações de cada estágio utilizando-se quantidades diferentes de módulos *Six-Pack* de *mosfets* de carbeto de silício. Para alguns casos, soluções com módulos *Two-Pack* são mostradas.

Apenas topologias *Dual Active Bridge* foram consideradas para o Estágio de Isolação, já que se optou pelo emprego de módulos de potência de *mosfets*/diodos; por isso, não está relacionada a alternativa mencionada anteriormente de realização da ponte secundária do Estágio de Isolação através de uma ponte retificadora.

Considerando-se os objetivos de realizar-se o conversor com o menor volume possível, utilizar módulos *Six-Pack* e minimizar indutâncias parasitas, nem todas as combinações mostradas são atraentes.

Tabela 6.1 – Combinações possíveis utilizando módulos *Six-Pack*.

Nome da Combinação

		Lado Primário		DAB-P	
				HB	FB
Estágio de MPPT	Boost	A	E		
	Int. Boost (2 braços)	B	F		
	Int. Boost (3 braços)	C	G		
	s/ Boost	D	H		

		Lado Secundário		DAB-S	
				HB	FB
Estágio Inversor	HB	U	X		
	FB	V	Y		
	M ² CS	W	Z		

Combinação	A	B	C	D	E	F	G	H
Número de Chaves	4	6	8	2	6	8	10	4
Módulos Six-Pack	N/A	1	1	N/A	1	2	2	1
Módulos Two-Pack	2	N/A	1	1	N/A	N/A	N/A	N/A
Braço sem utilização	✗	✗	✗	✗	✗	✓✓	✓	✓
Ponto Central do Barramento c.c.	✓	✓	✓	✓	✗	✗	✗	✗

Combinação	U	V	W	X	Y	Z
Número de Chaves	4	6	4	6	8	6
Módulos Six-Pack	N/A	1	N/A	1	2	1
Módulos Two-Pack	2	N/A	2	N/A	N/A	N/A
Braços sem utilização	✗	✗	✗	✗	✓✓	✗
Ponto Central do Barramento c.c.	✓	✓	✓	✓	✗	✗

6.3.1 Observação sobre Indutâncias Parasitas

A combinação A necessita de uma fase (um braço, i.e., duas chaves) para o *Boost* e uma fase para o HB do DAB-P; as combinações U e W requerem uma fase para o HB do DAB-S e uma fase para o Estágio Inversor (como HB ou como M²CS). Empregando-se *Six-Packs*, as combinações A do Lado Primário e U e W do Lado Secundário apresentariam um desbalanceamento no caminho de corrente no interior do módulo, não importando quais fossem as fases escolhidas para se utilizar. Esse desbalanceamento é indesejável, devido às indutâncias parasitas das conexões internas e com o barramento c.c., que podem impactar em sobretensão devido à alta frequência do chaveamento e o nível de corrente da aplicação. Caso seja desejado utilizar uma dessas combinações, o emprego de dois módulos *Two-Pack* é sugerido, conforme mostrado na Tabela 6.1.

6.3.2 Combinações do Lado Primário

Com a definição do emprego de módulos *Six-Pack*, uma análise das combinações acarreta no rápido descarte de algumas possibilidades. A combinação F (IB2 no Estágio de MPPT e DAB-P com FB), por exemplo, não apresenta nenhuma vantagem em relação à combinação G (IB3 no Estágio de MPPT e DAB-P com FB), pois requer os mesmos dois módulos e além disso apresenta maiores perdas devido ao maior valor de corrente nas chaves. Dessa forma, se for considerada a possibilidade de se utilizar dois módulos *Six-Pack* para o lado primário do conversor, a combinação escolhida deve ser G ao invés de F, pois com o mesmo volume tem-se menor desgaste térmico nas chaves do Estágio de MPPT, o que permitiria inclusive trabalhar-se em maiores frequências de chaveamento nesse estágio.

Por um raciocínio semelhante, a combinação A pode ser descartada frente à combinação B, que empregaria apenas um módulo *Six-Pack* ao invés de dois módulos *Two-Pack*, e a corrente em cada chave do IB2 seria a metade da corrente do *Boost*, mas ainda mantendo a realização do DAB-P com um HB.

A combinação B é mais atraente que a combinação C, por empregar somente um módulo *Six-Pack*, apesar de a corrente por chave no Estágio de MPPT ser um pouco maior no IB2 que no IB3, o que significará maiores perdas, que serão ainda, entretanto, menores que no caso do *Boost* convencional.

O emprego do *Boost* convencional no Estágio de Isolação só se justifica através do uso do FB para o DAB-P, combinação E, que emprega apenas um módulo *Six-Pack* e não requer o ponto central do barramento c.c.. Todavia, nesse caso deve-se atentar para as perdas nas chaves do *Boost*, já que a corrente nestas são as maiores da Célula de Potência.

As combinações D e H, sem o conversor elevador são realizáveis com apenas um módulo, respectivamente, *Two-Pack* e *Six-Pack*. Sem o Estágio de MPPT, porém, a corrente dos painéis será a corrente que passará pelo DAB-P, o que implicará em perdas elevadas nas chaves. A corrente nas chaves no HB ser o dobro do valor da corrente nas chaves no FB. Além disso, o HB requer o ponto central do barramento c.c. e seus capacitores devem suportar a alta corrente. Esses fatores fazem com que a combinação D seja menos atraente que a combinação H. Se for considerado um arranjo de painéis com menor potência e/ou corrente, as combinações D/H poderão vir a ser atraentes em relação às outras, para se verificar isso, outras análises, como, por exemplo, custo, devem ser feitas.

Uma vez que a combinação H implica no emprego do *Six-Pack*, a combinação E será provavelmente mais atraente que aquela, uma vez que sem que se pode utilizar as duas chaves disponíveis no *Six-Pack* para se realizar o *Boost*, que implicará em redução da corrente do

DAB-P e o controle do DAB-P não precisará realizar o MPPT, que deverá ser feito pelo *Boost*.

Em suma, para se realizar o lado primário com apenas um módulo *Six-Pack*, deve-se utilizar a combinação E, se for desejado realizar o DAB-P com um FB, e a combinação B, se for desejado um HB no primário do Estágio de Isolamento. Caso seja desejado elevar a frequência de chaveamento do Estágio de MPPT, pode-se empregar a combinação G, que terá, todavia, um volume maior, devido ao módulo adicional. Se for desejado reduzir a potência nominal da Célula, pode-se empregar a combinação D, utilizando apenas um módulo *Two-Pack*, todavia deve-se atentar para o dimensionamento térmico e a especificação dos capacitores do barramento c.c., e a definição da corrente máxima de entrada do conversor; painéis solares fotovoltaicos dispostos em uma única fileira podem ser empregados nesse caso, implicando numa corrente menor.

6.3.3 Combinações do Lado Secundário

A realização desejada do Estágio de Inversor implica no número de Células de Potência necessários para se formar a tensão trifásica; realizando-se o Estágio Inversor com um FB reduz o número de Célula de Potência a se conectar em série em cada fase do conversor trifásico; para isso, a combinação V ou Y devem ser escolhidas.

Se for desejado o emprego do M²CS, a combinação Z é mais atraente que a combinação W, uma vez que a corrente nas chaves do DAB-S será menor que em W. Além disso, em Z, apenas um módulo *Six-Pack* é utilizado ao invés de dois *Two-Pack*. A combinação W requereria também o ponto central do barramento c.c., devido ao HB no DAB-S, o que implicaria nas dificuldades de realização do barramento c.c., conforme documentado no Capítulo 4.

A combinação U pode ser descartada frente às combinações V e X, dependendo o objetivo desejado da realização da Célula de Potência, uma vez que aquela requer dois módulos *Two-Pack* ao invés de apenas um módulo *Six-Pack*, como estas. Apesar de tanto V quanto X requererem o ponto central do barramento c.c. do secundário, a corrente será menor em um dos dois estágios, dependendo de qual for realizado com FB. Uma vez que o HB no inversor de saída reduz a amplitude e o nível de tensões possíveis de se sintetizar, a combinação V é a mais atraente dentre V e X.

A combinação Z é uma boa alternativa em relação à X, uma vez que o M²CS não requer o ponto central do barramento c.c., o que implica num volume menor para a placa do barramento c.c., e num menor requisito de corrente para os capacitores deste. Entretanto,

deve-se considerar que o número de Células de Potência deve ser sempre par, quando do emprego do M²CS no Estágio Inversor.

Resumidamente, caso seja desejado empregar um único módulo *Six-Pack* no lado secundário, a combinação X, Z ou V devem ser escolhidas. Enquanto X e Z empregam uma ponte-completa para DAB-S, V realiza DAB-S com um HB. Se for desejado um FB no inversor de saída da Célula de Potência, deve-se escolher entre as combinações V ou Y, sendo que em Y o custo de se realizar o DAB-S com um FB implica em um módulo *Six-Pack* adicional. A combinação Z emprega um FB para DAB-S e um M²CS para o inversor de saída, dispensando o ponto central do barramento c.c., mas com a vantagem de empregar apenas um *Six-Pack*, porém exigindo que um número par de Célula de Potência seja utilizado em cada fase do conversor trifásico.

6.3.4 Combinações do *Dual Active Bridge*

As combinações do Estágio de Isolação estão dispostas na Tabela 6.2. Essas combinações podem ser feitas utilizando-se as combinações escolhidas para o lado primário e para o lado secundário, dentre as apresentadas na Tabela 6.1. Para cada combinação, são mostrados os graus de liberdade de controle, a necessidade da disponibilização do ponto central do barramento c.c. em um ou em ambos os lados.

Tabela 6.2 – Combinações possíveis de HB e FB no DAB do Estágio de Isolação.

		DAB-S	
		HB	FB
DAB-P	HB	HB/HB	HB/FB
	FB	FB/HB	FB/FB

Combinação	HB/HB	HB/FB	FB/HB	FB/FB
Controle do Ângulo de Defasamento	✓	✓	✓	✓
Controle da Amplitude no Primário	✗	✗	✓	✓
Controle da Amplitude no Secundário	✗	✓	✗	✓
Ponto Central do Barramento c.c. do Primário	✓	✓	✗	✗
Ponto Central do Barramento c.c. do Secundário	✓	✗	✓	✗

Combinação	HB/HB	HB/FB	FB/HB	FB/FB
Corrente na Chave - Primário	2	2	1	1
Corrente no Trafo - Primário	2	2	1	1
Relação de Transformação	1	2	0,5	1
Corrente no Trafo - Secundário	2	1	2	1
Corrente na Chave - Secundário	2	1	2	1
Tensão de Isolamento	0,5	1	1	1
Potência Aparente Nominal	1	2	2	1

A escolha da combinação do DAB impacta na especificação do transformador de alta frequência, tanto na relação de espiras, quanto na tensão de isolamento, na corrente nominal e na potência nominal desse, conforme mostrado na Tabela 6.2, para uma dada potência transferida, considerando o chaveamento SWPWM Bipolar.

Utilizar HB ou no primário ou no secundário do DAB implica em uma corrente maior no transformador, o que pode implicar em condutores mais grossos e, assim, num volume maior. Além disso, a corrente nas chaves é o dobro do caso onde um FB é empregado, o que implica em perdas mais elevadas para a mesma potência transferida.

As combinações desiguais (HB/FB e FB/HB) exigem uma mudança na relação de transformação, para compensar o uso do HB em um dos lados; isso implica em um número maior de espiras, o que geralmente significa volume maior do transformador. Empregar um HB do lado de menor tensão implica em perdas mais altas devido à maior corrente; considerando a lado primário como lado de menor tensão, utilizar HB no primário exigirá maior cuidado no projeto térmico, e maiores perdas exigirão dissipadores possivelmente maiores, o que não é desejado, pois aumentaria o volume do conversor.

As combinações que empregam a mesma topologia em ambas as pontes do DAB são as mais atraentes, porém para potências diferentes. Apesar de a tensão no transformador ser menor para o caso de HB/HB em relação ao caso de FB/FB, a maior corrente para uma mesma potência pode ser uma desvantagem devido ao projeto térmico mais elaborado, talvez maior e, provavelmente, mais caro. Assim, a topologia HB/HB é mais atraente para se realizar uma Célula de Potência com potência nominal menor, e, com isso, reduzir a corrente das chaves, e com ela as perdas.

Em termos de graus de liberdade de controle, a realização do DAB pela combinação HB/HB é a que apresenta a menor vantagem, pois o único grau de liberdade no controle da topologia é o ângulo de defasamento. Nas combinações desiguais (HB/FB e FB/HB) além desse, há a possibilidade do controle de uma das amplitudes das tensões sintetizadas. A topologia FB/FB apresenta os três graus de liberdade, sendo assim a mais versátil das quatro, mas exigindo para isso um maior número de chaves, e o emprego de pelo menos um *Six-Pack* em cada lado. Dispor de mais formas de atuação no sistema é sempre mais desejado, para ser possível se controlar mais estados de maneira mais independente possível, sem que a ação de controle de um impacte no outro.

Concluindo, a topologia FB/FB é a mais atraente para a realização do DAB, apresentando menores valores de corrente nas chaves e no transformador para uma mesma potência, três graus de liberdade no controle ao custo do emprego de pelo menos um módulo *Six-Pack* para cada lado do conversor, possibilitando mais formas de se atuar no sistema. Ademais, a topologia FB em ambos os lados não exige a disponibilização do ponto central do barramento c.c., o que significa uma realização mais compacta e mais versátil para o banco de capacitores de cada lado do conversor – isto é, não havendo a necessidade da conexão série de capacitores, componentes com menor capacitância podem ser utilizados, o que implica geralmente em maior valor da frequência de ressonância do capacitor, possibilitando uma frequência de chaveamento menor; além disso, os valores de ESR e ESL equivalentes do banco de capacitores podem ser reduzidos, o que é desejável principalmente por implicar em redução das indutâncias parasitas.

6.4 CONCLUSÃO

Diversas topologias foram apresentadas para a realização cada Estágio da Célula de Potência. Utilizando-se módulos *mosfets Six-Pack* de carbeto de silício, várias combinações entre essas topologias são possíveis. Seja visando minimizar as indutâncias parasitas do circuito ou reduzir as perdas nas chaves; seja buscando um menor volume total para o

conversor ou uma melhor realização dos barramentos c.c., certas variações se tornam mais atraentes que outras.

A Tabela 6.3 enumera as combinações mais atraentes dentre as apresentadas, as combinações BV e EZ são mostradas na Figura 6.10. As definições de projeto apontarão para a combinação a ser escolhida para a realização da Célula de Potência. A combinação EY, do tipo FB/FB, utilizada neste trabalho é realizada com três módulos *Six-Pack*, um no primário e dois no secundário, possui os três graus de liberdade de controle no Estágio de Isolação, apesar de não ser a realização mais compacta; além disso, pode ser conectada livremente em série, sem a obrigação de se utilizar um número par de Células por fase.

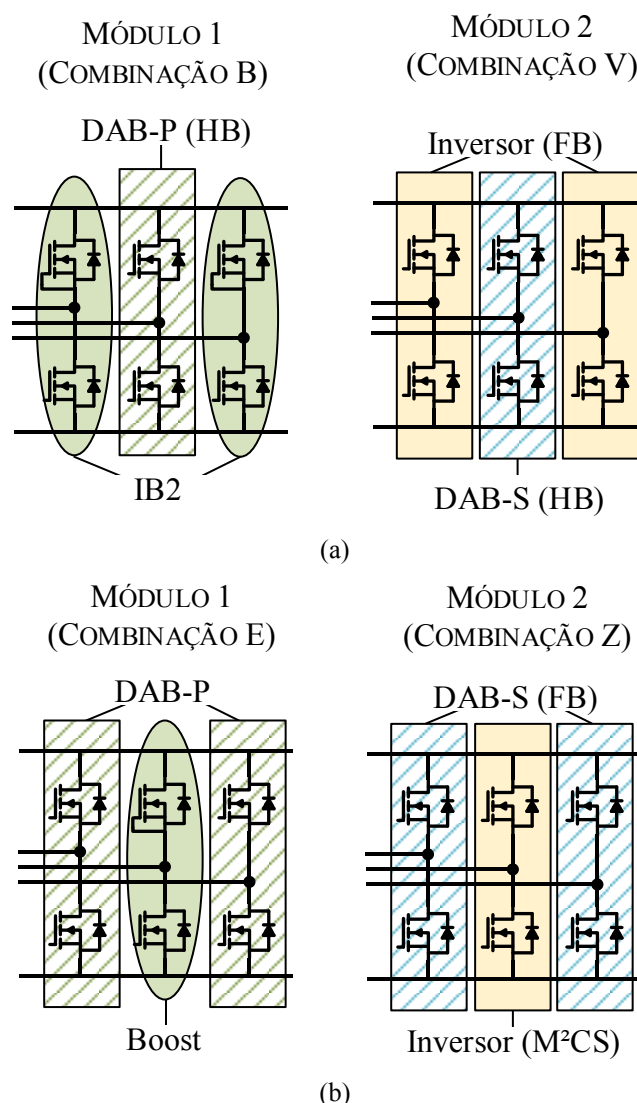


Figura 6.10 – Combinações BV e EZ, que realizam a Célula de Potência com apenas dois módulos *Six-Pack*, (a) com o DAB realizado com conversores HB. (b) com o DAB realizado com conversores FB.

Tabela 6.3 – Melhores combinações utilizando módulos *Six-Pack*.

Combinação do Primário	DAB	Combinação do Secundário
E	FB/FB	Z/Y
B	HB/HB	V
G	FB/FB	Y
D	HB/HB	V
D	HB/FB	Z

Caso for desejada a realização da Célula de Potência sem o Estágio de MPPT, a combinação D para o lado primário deve ser utilizada com a combinação Z do lado secundário (DZ é do tipo HB/FB). A realização DZ emprega o mesmo número de módulos que DV, que é do tipo HB/HB, não é atrativo utilizar uma topologia para o DAB com um único grau de liberdade para se controlar, pois além do fluxo de potência, o MPPT que seria acumulado pelo DAB na combinação D para o lado primário.

Ainda não foram oferecidos módulos de potência de carbeto de silício com quatro chaves (módulos *full-bridge*, para realizar inversores monofásicos em ponte completa) nem *Eight-Packs* (módulos com oito chaves). Se essas alternativas forem disponibilizadas comercialmente¹, a compactação poderá ser ainda maior sem abrir mão de graus de liberdade e sem aumentar a corrente nos componentes – como ocorre nos casos em que se deseja empregar apenas um módulo *Six-Pack* para se realizar uma das pontes do lado secundário como HB ao invés de FB.

As alternativas topológicas apresentadas consideram conversores clássicos (*Boost*, HB, FB) para realizar a conversão em cada um dos Estágios – no lado primário, c.c./c.c. e então c.c./c.a., e no lado secundário c.a./c.c. e c.c./c.a.. Não foi um objetivo do projeto a elaboração de uma topologia nova que condensasse as funções básicas da Célula de Potência – i.e., a isolamento galvânica em alta frequência e a conversão c.c./c.a. de saída –, o que não impede que algum trabalho seja feito com esse intuito, o que poderia talvez implicar em nova redução de volume para a Célula.

¹ Ou se módulos assim forem feitos por encomenda, como acontece com módulos IGBT de silício, por fabricantes como a Semikron. A Wolfspeed/CREE disponibiliza o serviço para produzir módulos de carbeto de silício por encomenda por meio de um requerimento disponível online (<http://www.wolfspeed.com/power/sic-custom-power-services>)

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O conversor trifásico modular multiníveis c.c./c.a. para aplicação em usinas solares fotovoltaicas, proposto por Foureaux *et. al.* [5], [28], se baseia em Células de Potência, que são conversores c.c./c.a.. Este trabalho apresentou o projeto de uma Célula de Potência em escala laboratorial com o objetivo de viabilizar a validação da proposta de controle do conversor trifásico de Foureaux e colaboradores.

A compactação do conversor era um objetivo do projeto, que utilizou *mosfets* de carbeto de silício, capazes de comutar em frequências bem mais elevadas em aplicações de potência que os consolidados *igbts* de silício. Módulos de potência foram adotados por sua densidade de potência e menores indutâncias parasitas devido às conexões internas entre os dispositivos semicondutores. A isolamento galvânica feita internamente à Célula de Potência, a alta frequência de chaveamento permite a utilização de transformadores de alta-frequência, muitas vezes mais compacto que transformadores convencionais de mesma potência e tensão [22]. A definição da operação do conversor *Dual Active Bridge* do Estágio de Isolação para fator de potência de deslocamento unitário e alto fator de potência verdadeiro permitiu uma compactação do transformador de alta frequência.

Diversas medidas foram tomadas para minimizar as indutâncias parasitas do circuito do conversor, cuidado importante devido à alta frequência de chaveamento. Dentre essas medidas podem ser citadas a escolha adequada das fases empregadas para cada conversor visando simetria no caminho da corrente interno ao módulo de potência e a criteriosa realização do barramento c.c.

No projeto termomecânico do conversor, um dissipador de duas superfícies de montagem foi empregado para atender ao fator de forma desejado, que visa um encapsulamento paralelepípedo, que facilite a substituição da Célula de Potência em caso de falha de algum componente.

Apesar de motivado pela aplicação solar fotovoltaica, o conversor c.c./c.a. com elo de alta frequência tema deste trabalho pode ser aplicado em banco de baterias e demais aplicações c.c./c.a. em que a isolamento galvânica é requerida ou vantajosa, funcionando como uma Célula de Potência ou como um conversor independente.

Este trabalho resultou uma publicação no Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (13th *Brazilian Power Electronics Conference* – COBEP /1st *Southern Power Electronics Conference* – SPEC), apresentado em dezembro de 2015 [59].

7.1 PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

São apresentadas neste tópico duas propostas de trabalhos futuros para sequência deste projeto.

7.1.1 Controle da Célula de Potência

Algumas diretrizes para o controle da Célula de Potência são apresentadas no Apêndice B. Faz-se necessária uma proposta de controle para o tratamento do *ripple* de 120 Hz no barramento c.c. da entrada do Estágio Inversor, que deverá ou ser eliminado por meio do fornecimento de potência em 120 Hz pelos Estágios anteriores, ou deverá ser bloqueado para permanecer no barramento c.c. do lado secundário – o que foi previsto na especificação da capacitância, que permitirá um *ripple* de $\pm 50V$ que foi considerado aceitável – e não passar para o lado primário. Além disso, a estratégia de limitação da potência a ser transferida pela Célula de Potência, quando não for possível injetar toda a potência disponível no arranjo de painéis na rede, ainda precisa ser elaborada; deve-se interferir no MPPT/controle de corrente do *Boost*, para que não se permaneça no MPP, mas sim num ponto de menor potência, igual à potência drenada daquela Célula pelo controle trifásico; alternativamente, nesses momentos pode-se armazenar potência no barramento c.c. do lado primário, elevando-se a tensão média para além do valor de definido (500 V), para que tal potência possa ser disponibilizada futuramente pela Célula no barramento c.c. de saída para a injeção à rede quando o arranjo conectado a ela estiver sob condições climáticas desfavoráveis. Uma vez que o valor de tensão definido no projeto para o barramento c.c. de entrada está abaixo do valor ainda considerado seguro para operação dos dispositivos semicondutores especificados (o barramento c.c. de secundário trabalha com uma tensão média 50% acima da tensão do primeiro barramento), essa é uma possibilidade, mas que deve ser verificada por meio de cálculos térmicos para regime permanente (em valores como 600V, 650V e 700V), bem como análise do transitório que se daria, além de definições de valores limites e de uma proposta de controle adequada.

7.1.2 Testes Experimentais de uma Célula de Potência

Uma vez que tenha sido finalizada a montagem do primeiro protótipo, faz-se necessário a verificação experimental do funcionamento e da proposta de controle da Célula de Potência.

Testes com banco de resistências

Os testes iniciais para a validação do protótipo devem empregar banco de resistores de potência como carga e fontes c.c. de laboratório para fazer a pré-carga dos barramentos c.c. e funcionar como fonte de potência em cada ensaio.

- Inicialmente devem ser testados cada um dos três Estágios, separadamente.
 - Devem ser utilizados uma fonte de tensão na entrada de cada Estágio e resistores de potência como carga. Deve ser feita a pré-carga dos barramentos c.c.
 - Nesses ensaios podem ser testados o controle do *Boost* e o controle de fluxo de potência do DAB.
 - Ensaio em regime permanente com níveis de potência abaixo do valor nominal devem ser feitos inicialmente.
- Em seguida, os Estágios ser ensaiados dois a dois, em regime permanente, utilizando-se a fonte de tensão e banco de resistores como carga. Deve ser feita a pré-carga dos barramentos c.c.
 - Inicialmente deve-se testar o Estágio de Isolação com o Estágio Inversor, com fontes de tensão conectadas ao barramento c.c. do lado primário e o banco de resistores na saída do inversor.
 - O Estágio de MPPT deve ser testado em conjunto com o Estágio de Isolação com fonte de tensão como se fosse o arranjo de painéis e o banco de resistores na saída do DAB.
 - Por último todos os três Estágios devem ser ensaiados conjuntamente, com a fonte de tensão fosse o arranjo de painéis e o banco de resistores na saída do inversor.
- Num terceiro momento, o conversor deve ser ensaiado com variações da tensão de entrada, para validação da estratégia de controle da Célula de Potência.

Testes em campo

Numa segunda etapa, o conversor deve ser ensaiado, em ambiente controlado, com um arranjo de painéis conectados a ele. Ainda neste momento pode ser utilizado como carga um

banco de resistores. Nesses ensaios, as temperaturas dos módulos de potência, dos componentes magnéticos e do dissipador podem ser monitoradas para validação do modelo térmico.

Testes com mais Células de Potência conectadas

Numa terceira etapa, quando os dois outros protótipos previstos estiverem montados e testados, ensaios devem ser feitos com as três Células de Potência conectadas entre si para validar a estratégia de controle proposta por Foureaux *et. al.* [5], [28], para o desbalanceamento de potência entre Células.

- As três Células de Potência devem ser conectadas em paralelo para representar três fases do conversor.
 - Inicialmente as três Células devem ser alimentadas por fontes c.c. com as mesmas condições de potência.
 - Num segundo momento, as três Células devem ser alimentadas por fontes c.c. com condições diferentes de tensão e corrente, emulando condições ambientais distintas para os arranjos de painéis de cada Célula.
- As Células devem ser conectadas em série para representar uma única fase do conversor trifásico, para emular o desbalanceamento de potência interno à fase. Neste grupo de ensaios, fontes de tensão senoidais devem ser utilizadas para representar as outras duas fases do conversor trifásico.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] World Energy Council, “World Energy Scenarios - Composing energy futures to 2050,” London, 2013.
- [2] OECD, “World Energy Outlook 2014,” Paris, 2014.
- [3] SolarPower Europe, “Global Market Outlook for Solar Power / 2015-2019,” Brussels, 2015.
- [4] N. Foureaux, A. Machado, E. Silva, I. Pires, J. Brito, and Braz Cardoso F., “Central inverter topology issues in large-scale photovoltaic power plants: Shading and system losses,” in *2015 IEEE 42nd Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)*, 2015, pp. 1–6.
- [5] N. C. Foureaux, B. J. C. Filho, and J. A. S. Brito, “Cascaded multilevel SST medium voltage converter for solar applications,” in *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, 2015, pp. 801–808.
- [6] H. Ghoddami and A. Yazdani, “A single-stage three-phase photovoltaic system with enhanced maximum power point tracking capability and increased power rating,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 26, no. 2, pp. 1017–1029, 2011.
- [7] H. S. Krishnamoorthy, S. Essakiappan, P. N. Enjeti, R. S. Balog, and S. Ahmed, “A new multilevel converter for megawatt scale solar photovoltaic utility integration,” in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Expo., APEC*, 2012, pp. 1431–1438.
- [8] E. Koutroulis and F. Blaabjerg, “A New Technique for Tracking the Global Maximum Power Point of PV Arrays Operating Under Partial-Shading Conditions,” *IEEE J. Photovoltaics*, vol. 2, no. 2, pp. 184–190, 2012.
- [9] M. A. Green, K. Emery, Y. Hishikawa, W. Warta, and E. D. Dunlop, “Solar cell efficiency tables (version 43),” *Prog. Photovoltaics Res. Appl.*, vol. 22, no. 1, pp. 1–9, 2014.
- [10] P. W. Hammond, “A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives,” *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 33, no. 1, pp. 202–208, 1997.
- [11] P. W. Hammond, “Enhancing the reliability of modular medium-voltage drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 5, pp. 948–954, Oct. 2002.
- [12] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) - Módulo 3 – Acesso ao Sistema de Distribuição,” *Agência Nacional de Energia Elétrica. ANEEL*, p. 86, 2012.
- [13] W. McMurray, “The Thyristor Electronic Transformer: a Power Converter Using a High-Frequency Link,” *IEEE Trans. Ind. Gen. Appl.*, vol. IGA-7, no. 4, 1971.
- [14] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, “A Three-Phase Soft-Switched High-Power-Density DC/DC Converter for High-Power Applications,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, 1991.
- [15] M. H. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, and E. D. Baumann, “Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 6, pp. 1294–1301, 1992.
- [16] M. Kang, P. N. Enjeti, and I. J. Pitel, “Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 6, pp. 1133–1141, 1999.
- [17] M. Manjrekar and R. Kiefemdorf, “Power electronic transformers for utility applications,” *Ind. Appl. ...*, vol. 4, no. C, pp. 2496–2502, 2000.
- [18] D. Segaran, D. G. Holmes, and B. P. McGrath, “Comparative analysis of single and three-phase dual active bridge bidirectional DC-DC converters,” *2008 Australas. Univ. Power Eng. Conf.*, 2008.
- [19] H. Qin and J. W. Kimball, “Ac-Ac dual active bridge converter for solid state transformer,” in *2009 IEEE Energy Conversion Congr. and Expo., ECCE 2009*, 2009, pp. 3039–3044.
- [20] X. She, R. Burgos, G. Wang, F. Wang, and A. Q. Huang, “Review of solid state transformer in

- the distribution system: From components to field application,” in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, pp. 4077–4084.
- [21] R. Raju and GE Global Research, “Silicon Carbide - High Voltage , High Frequency Conversion,” *NIST High Megawatt Variable Speed Drive Technology Workshop*, pp. 1–15, Apr-2014.
- [22] M. K. Das, C. Capell, D. E. Grider, S. Leslie, J. Ostop, R. Raju, M. Schutten, J. Nasadoski, and A. Hefner, “10 kV, 120 a SiC half H-bridge power MOSFET modules suitable for high frequency, medium voltage applications,” in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition: Energy Conversion Innovation for a Clean Energy Future, ECCE 2011, Proceedings*, 2011, pp. 2689–2692.
- [23] B. J. Baliga and Fundamentals, *Fundamentals of Power Semiconductor Devices*, no. 1. Springer US, 2014.
- [24] R. J. Callanan, A. Agarwal, A. Burk, M. Das, B. Hull, F. Husna, A. Powell, J. Richmond, S. H. Ryu, and Q. Zhang, “Recent progress in SiC DMOSFETs and JBS diodes at Cree,” in *Proceedings - 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2008*, 2008, pp. 2885–2890.
- [25] A. Kadavelugu, S. Bhattacharya, S. H. Ryu, E. Van Brunt, D. Grider, A. Agarwal, and S. Leslie, “Characterization of 15 kV SiC n-IGBT and its application considerations for high power converters,” in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2013*, 2013, pp. 2528–2535.
- [26] S. Inoue and H. Akagi, “A bidirectional isolated dc-dc converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 535–542, 2007.
- [27] G. Wang, X. Huang, J. Wang, T. Zhao, S. Bhattacharya, and A. Q. Huang, “Comparisons of 6.5kV 25A Si IGBT and 10-kV SiC MOSFET in solid-state transformer application,” in *IEEE Energy Conversion Congr. and Expo., ECCE*, 2010, pp. 100–104.
- [28] N. C. Fouraux, “Conversor Modular Multiniveis para Usinas Solares Fotovoltaicas: Topologia e Controle,” Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2015.
- [29] YingLi Solar, “YGE 60 Cell 40mm Series Datasheet.” Yingli Green Energy Holding, pp. 1–2, 2012.
- [30] CREE, “CCS050M12CM2 - 1.2kV, 50A Silicon Carbide Six-Pack (Three Phase) Module Z-FET MOSFET and Z-Rec Diode.” CREE, Durham, pp. 1–9, 2013.
- [31] T. ESRAM and P. L. Chapman, “Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449, Jun. 2007.
- [32] R. Naderi and A. Rahmati, “Phase-shifted carrier PWM technique for general cascaded inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1257–1269, May 2008.
- [33] K. Sachs, “400 Hz aircraft ground power supply,” 1987.
- [34] “Spezifikation für 400 Hz-Flugzeughodenstromversorgung.” Euro Standard DFS-400, p. 20, 1982.
- [35] J. Wang, X. Zhou, J. Li, T. Zhao, A. Q. Huang, R. Callanan, F. Husna, and A. Agarwal, “10-kV SiC MOSFET-Based Boost Converter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 6, 2009.
- [36] CREE, “Six Channel SiC MOSFET Driver Gate Driver for 1200V SiC MOSFET Power Module.” CREE, Durham, pp. 5–10, 2014.
- [37] D. Czarkowski, “DC-DC converters,” in *Power Electronics Handbook*, M. H. Rashid, Ed. New York: Elsevier, 2011, pp. 249–263.
- [38] H. Qin, “Dual active bridge converters in solid state transformers,” *PHD Thesis*, 2012.
- [39] H. Qin and J. W. Kimball, “Generalized average modeling of dual active bridge DC-DC converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 2078–2084, 2012.
- [40] H. Qin and J. W. Kimball, “Closed-loop control of DC-DC dual-active-bridge converters driving single-phase inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 1006–1017, Feb. 2014.
- [41] W. Mack Grady and R. J. Gilleskie, “Harmonics and How They Relate To Power Factor,” *Proc. EPRI Power Qual. Issues Oppor. Conf. (PQA'93)*, San Diego, CA, Novemb. 1993., no.

- November, pp. 1–8, 1993.
- [42] A. Olivei, “Optimized Miniature Thin-Film Planar Inductors, Compatible with Integrated Circuits,” *IEEE Trans. Parts, Mater. Packag.*, vol. 5, no. 2, pp. 71–88, Jun. 1969.
 - [43] Z. Ouyang and M. a E. Andersen, “Overview of Planar Magnetic Technology — Fundamental Properties,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 4888–4900, 2014.
 - [44] Fischer Elektronik, “f.cool.e 15/16 - Extruded Heatsinks Cooling Aggregates.” Fischer Elektronik GmbH & Co. KG, Lüdenscheid, p. 344, 2014.
 - [45] EPCOS, “Aluminum Electrolytic Capacitors - General Technical Information.” EPCOS AG, Muenchen, p. 752, 2014.
 - [46] I. Vishay Intertechnology, “MKP1848C Metallized Polypropylene Film Capacitors DC-Link Capacitor.” Vishay Roederstein, pp. 1–20, 2015.
 - [47] CREE, “Design Considerations for Designing with Cree SiC Modules Part 1 . Understanding the Effects of Parasitic Inductance,” pp. 1–20, 2013.
 - [48] CREE, “Design Considerations for Designing with Cree SiC Modules Part 2 . Techniques for Minimizing Parasitic Inductance,” 2013.
 - [49] Electronic Concepts, “UL3 Series Unlytic ® UL3 / UL31 / UL32 / UL34 / UL35 Series.” Electronic Concepts, Illinois, p. 4.
 - [50] EPCOS AG., “Aluminum electrolytic capacitors - Snap-in capacitors,” no. December. EPCOS AG, p. 20, 2013.
 - [51] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, and T. Reimann, *Application Manual Power Semiconductors*, 2nd ed. Nuremberg: SEMIKRON Int. GmbH, 2011.
 - [52] D. G. Morrison, “Four Ways To Cool Your Power Magnetics - Focus on Magnetics (Sponsored by Payton Planar),” *How2Power Today*, no. Agosto, p. 2, 2014.
 - [53] M. Bhatnagar, P. K. McLarty, and B. J. Baliga, “Silicon-Carbide High-Voltage (400 V) Schottky Barrier Diodes,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 13, no. 10, pp. 501–503, 1992.
 - [54] B. J. Baliga, “Power Semiconductor Devices for Variable-Frequency Drives,” *Proc. IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1112–1122, 1994.
 - [55] M. O’Neill, “Silicon Carbide Diodes Make Solar Power Systems More Efficient,” *Cree*. 2008.
 - [56] B. A. Miwa, D. M. Otten, and M. E. Schlecht, “High efficiency power factor correction using interleaving techniques,” in *[Proceedings] APEC '92 Seventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 557–568.
 - [57] J. S. Lai and F. Z. Peng, “Multilevel converters - A new breed of power converters,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1996, vol. 32, no. 3, pp. 509–517.
 - [58] A. Lesnicar and R. Marquardt, “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range,” in *Proc. IEEE PowerTech*, 2003, vol. 3, pp. 272–277.
 - [59] A. A. R. F. E. Cardoso, N. C. Foureaux, J. A. S. Brito, and B. J. Cardoso F., “SiC based cascaded multilevel converter for solar applications: Downscaled prototype development,” in *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 2015, pp. 1–6.
 - [60] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Application, and Design*. John Wiley & Sons, Inc, 2003.
 - [61] Powersim Inc., “PSIM Tutorial - How to Use Solar Module Physical Model,” no. Abril. Powersim Inc., 2013.

APÊNDICES

Apêndice A – Projeto do Estágio de MPPT	128
A.1 Seleção das Chaves do Boost	128
A.2 Indutor do <i>Boost</i>	131
A.3 Barramento c.c. do Primário	133
A.3.1 Cálculo da Capacitância	133
A.3.2 Realização do Barramento c.c. do Lado Primário	134
A.3.3 Formato da PCB do Barramento c.c. do Lado Primário	135
Apêndice B – Diretrizes para o Controle da Célula de Potência.....	136
B.1 Objetivos do Controle da Célula de Potência	136
B.2 Controle do Estágio de MPPT	136
B.2.1 Rastreamento do Ponto de Máxima Potência.....	136
B.2.2 Controle de Corrente do <i>Boost</i>	137
B.3 Controle do Estágio de Isolação	139
B.3.1 Controle do Fluxo de Potência com Fator de Deslocamento Unitário	139
B.3.2 Bloqueio do <i>ripple</i> de 120 Hz.....	140
B.4 Controle do Estágio Inversor	140
B.5 Estratégia para Limitação da Potência.....	141
Apêndice C – SWPWM Unipolar	142
Apêndice D – Arranjo de Painéis Considerado	144
Apêndice E – Bases do sistema por unidade	146
Apêndice F – Volumes dos Componentes Magnéticos em Diferentes Versões do Projeto ...	147
F.1 Indutor do <i>Boost</i>	147
F.2 Transformador de Alta Frequência	147
Apêndice G – Densidades de Potência do Protótipo	149
Apêndice H – Fluxogramas da Metodologia da Otimização do DAB	151
Apêndice I – Artigo Apresentado no COBEP/SPEC 2015	154

APÊNDICE A – PROJETO DO ESTÁGIO DE MPPT

O estágio de entrada do conversor, chamado Estágio de MPPT, consiste num conversor c.c.-c.c. Elevador (*Boost*). Esse conversor, que é bastante consolidado na literatura [37], [60], eleva a tensão da saída do arranjo de painéis fotovoltaicos (filtrada por capacitores), realiza o rastreamento do ponto de máxima potência do arranjo de painéis e transfere essa potência para o barramento c.c. de entrada do Estágio de Isolação.

O projeto desse conversor consistiu na escolha dos parâmetros de operação, na definição da fase escolhida no módulo *Six-Pack* para a realização das chaves do *Boost*, no dimensionamento do indutor e no cálculo e na especificação do capacitor do *Boost*.

A.1 SELEÇÃO DAS CHAVES DO BOOST

O primeiro módulo *Six-Pack* (também conhecido como módulo trifásico) de *mosfets* de carbeto de silício é dividido entre o *Boost* e a ponte do lado primário do *Dual Active Bridge* (doravante chamada de DAB-P), que é um FB.

Esse módulo possui três braços (fases), cada um com duas chaves. A chave controlada do *Boost* é a chave inferior da fase escolhida e o diodo do *Boost* é a chave superior, cujo *mosfet* será comandado para se manter aberto, de modo tal que só se utiliza o diodo de roda livre dessa chave. Quaisquer um dos três braços do *Six-Pack* poderia ser empregado para o *Boost*, e os dois restantes seriam empregados para o DAB-P.

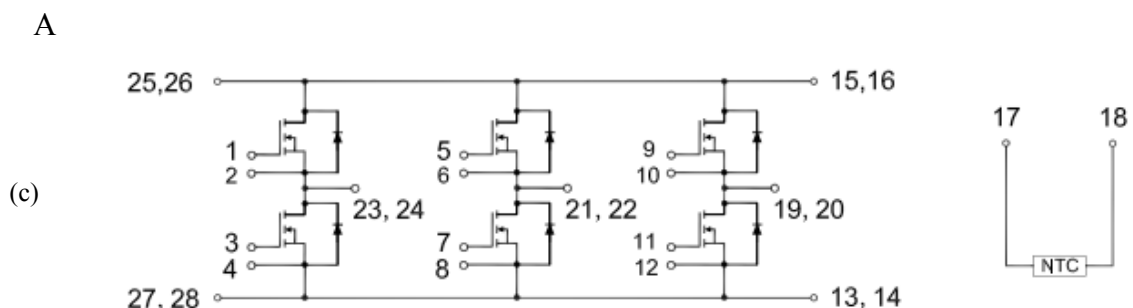


Figura A.1 – Interior do módulo *Six-Pack* de carbeto de silício e terminais de conexão.

(a) Interior de um módulo *Six-Pack* de carbeto de silício.

(b-c) Identificação dos terminais para conexões do módulo; 1-12 são os terminais para comando dos *mosfet*, 17 e 18 são os terminais do NTC; 25, 26, 15 e 16 são os terminais do pólo positivo do barramento c.c., e 27, 28, 13 e 14 são os terminais do pólo negativo; 23-24 são os terminais da fase A, 22-21 da fase B e 19-20 da fase C do módulo.

Fontes: (a) Divulgação. (b-c) Folha de Dados [30].

e a Figura A.2 mostram uma fotografia do interior do módulo *Six-Pack* selecionado para este trabalho, e um diagrama ilustrativo das chaves e as conexões de potência (pontos centrais das fases e polos do barramento c.c.). As conexões internas ao módulo de potência possuem também indutâncias parasitas que podem causar sobretensões [47]. As indutâncias internas ao módulo dependerem somente das conexões feitas, e não podem ser alteradas depois do módulo construído. Apesar disso, a escolha da(s) fase(s) utilizadas no módulo para se realizar cada conversor, implica em um caminho diferente percorrido, no interior do módulo, pela corrente nas conexões entre as chaves e os terminais bilaterais do barramento c.c..

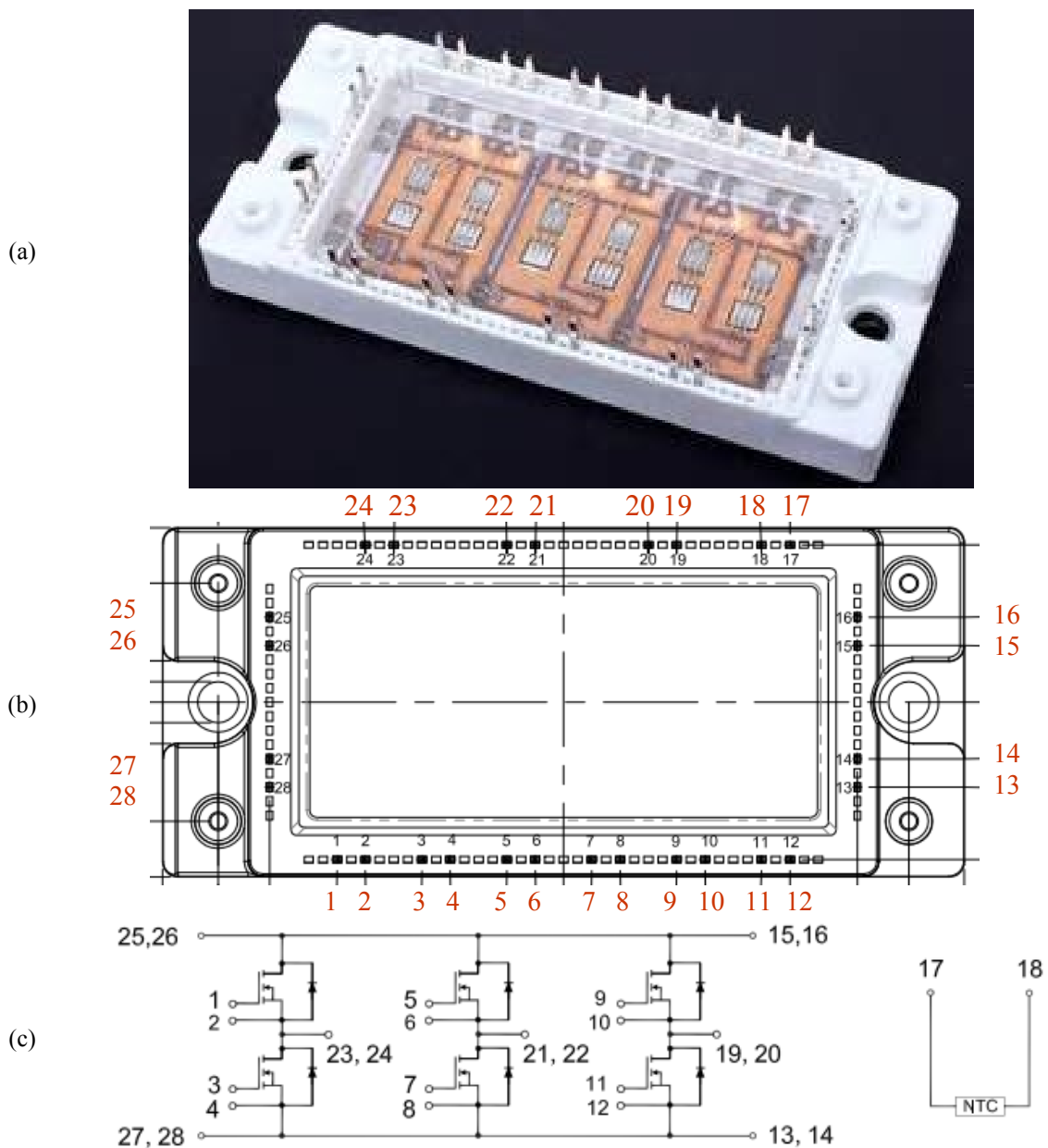


Figura A.1 – Interior do módulo *Six-Pack* de carbeto de silício e terminais de conexão.
 (a) Interior de um módulo *Six-Pack* de carbeto de silício.
 (b-c) Identificação dos terminais para conexões do módulo; 1-12 são os terminais para comando dos *mosfet*, 17 e

18 são os terminais do NTC; 25, 26, 15 e 16 são os terminais do pólo positivo do barramento c.c., e 27, 28, 13 e 14 são os terminais do pólo negativo; 23-24 são os terminais da fase A, 22-21 da fase B e 19-20 da fase C do módulo.

Fontes: (a) Divulgação. (b-c) Folha de Dados [30].

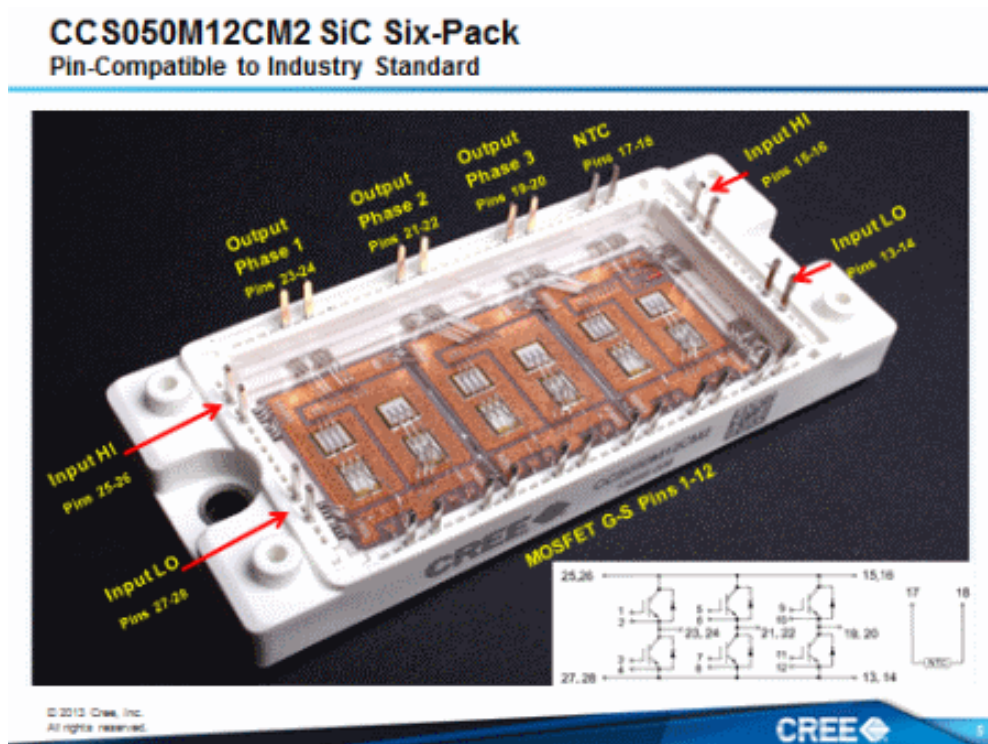


Figura A.2 – Outra visão do interior do módulo *Six-Pack* de carbeto de silício, com os terminais de conexão identificados.

Nesta visão do interior do módulo, vê-se com clareza as conexões internas (*wire-bonds*) entre os terminais de cada fase e os dispositivos semicondutores. Neste módulo, a fase disposta mais centralmente no interior do módulo coincide com a fase central do circuito elétrico (fase B), chamada de *Phase 2* nesta figura.

Fonte: Material de Divulgação.

A Figura A.3 mostra o caminho da corrente para quando o diodo do Boost está conduzindo. A energia do arranjo de painéis é transmitida por meio da corrente que flui através da chave superior (diodo do *Boost*) até o polo positivo do barramento c.c., e, após passar pelo DAB-P e pelo primário do transformador, retorna pelo polo negativo. Uma vez que o módulo possui duas conexões com o barramento c.c., esse caminho pode ser feito de três formas, dependendo do braço escolhido para o *Boost*, conforme mostra a Figura A.4. Visando equilibrar as indutâncias parasitas nos dois caminhos da corrente, foi escolhido utilizar o braço central (fase B) para o *Boost*, e os braços externos (as fases A e C) para o DAB-P, uma vez que, devido à simetria da fase B em relação aos terminais do barramento c.c., o caminho percorrido pela corrente tem, aproximadamente, o mesmo comprimento.

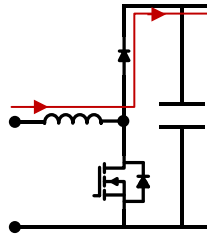


Figura A.3 – Caminho da corrente quando o diodo do *Boost* está conduzindo.

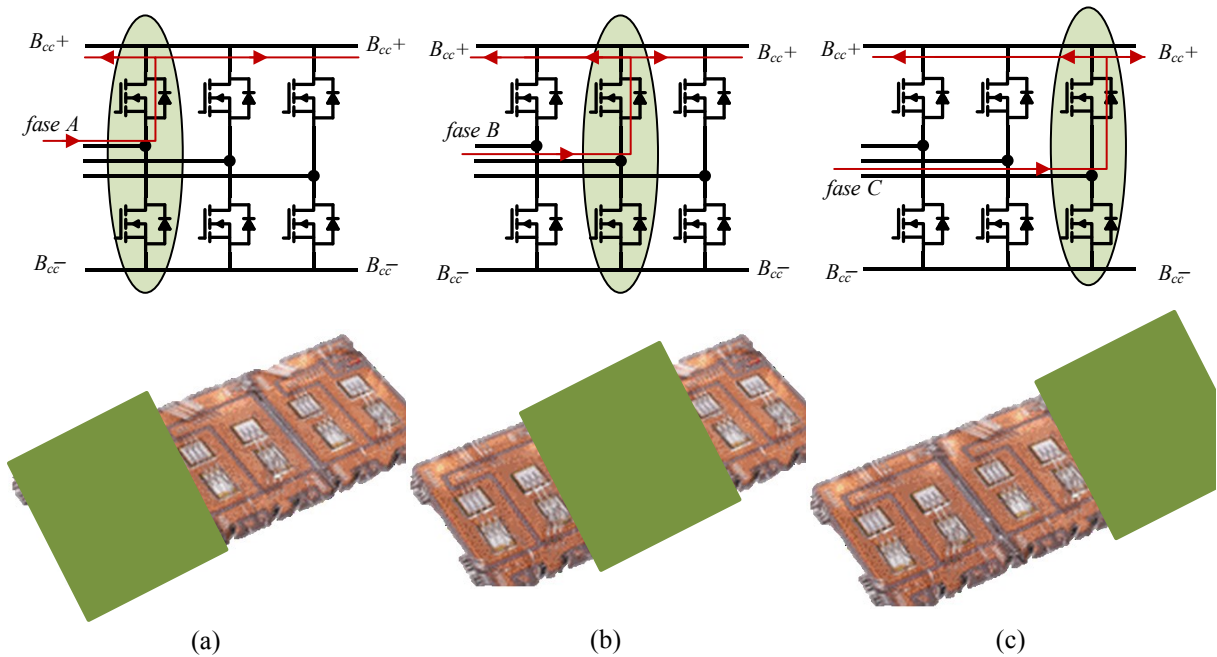


Figura A.4 – Caminho da corrente até o polo positivo do barramento c.c., quando o diodo do *Boost* está conduzindo, considerando diferentes fases do *Six-Pack* e as conexões bilaterais do barramento c.c..
 (a) *Boost* na fase A (b) *Boost* na fase B e (c) *Boost* na fase C. Apesar de serem mostradas na forma do diagrama do circuito elétrico, o objetivo é identificar a caminho mais simétrico da corrente no interior do módulo *Six-Pack*.

A.2 INDUTOR DO *BOOST*

Deseja-se operar no Modo de Condução Contínua (MCC), em que a corrente que passa pelo indutor é sempre maior que zero, para todo instante de tempo. O MCC é o modo de operação preferencialmente utilizado pois maximiza eficiência e a melhor utilização dos componentes passivos e dispositivos semicondutores [37]. Uma vez que a aplicação desse conversor *Boost* é em geração, alta eficiência na conversão é de grande importância, para que o máximo de potência do arranjo de painéis seja transferida para a rede.

Para que o *Boost* opere no MCC, o valor da indutância deve ser maior que a indutância crítica dada pela equação

$$L_{crítica} = \frac{(1 - D)^2 D}{2f} R \quad (A.1)$$

em que R é a carga, D o valor do relação cíclica, f é a frequência de chaveamento.

O ciclo de trabalho (relação cíclica) do *Boost* também impacta no valor da mínima indutância para a operação no MCC. Quanto menor o ciclo de trabalho, menor é o valor da indutância crítica e, também, maior é a eficiência do conversor e o impacto de elementos parasitas no comportamento do *Boost* [37].

A equação (A.1) pode ser rescrita, para as grandezas de entrada, como

$$L_{crítica} = \frac{D}{2f} \frac{V_i}{I_i} \quad (A.2)$$

Essa versão da equação é preferível para a aplicação, uma vez que nela estão explícitas as grandezas de saída do painel, que são entrada para o conversor *Boost*.

Uma vez que para painéis solares fotovoltaicos a corrente varia muito mais com as condições ambientais do que a tensão, a menor corrente se dará para o menor valor da faixa de potências consideradas.

Foram variados os valores para a relação cíclica e para a frequência de chaveamento do *Boost*, e foram calculados os valores de $L_{crítico}$. Os resultados estão dispostos nas Figura A.5 e Figura A.6 e mostram que, para uma dada frequência e dada relação da tensão e corrente na entrada, quanto menor a relação cíclica, menor o valor mínimo de indutância para o modo de condução contínua. E, para um dado valor de relação cíclica, quanto maior a frequência, menor o valor de indutância crítica, permitindo trabalhar-se com indutores de menor indutância e, conseqüentemente, menor volume, que é um objetivo do projeto.

Pelos motivos mostrados acima, foram definidos a frequência de chaveamento de 125 quilohertz e a relação cíclica de 25% para toda a faixa de potências considerada (para irradiações de 200 W/m² a 1000 W/m²). O valor de $L_{crítica}$ calculado, com os valores definidos de f_{sw} e D , para os valores de V_i e I_i referentes ao cenário de menor potência da faixa considerada foi 137 microhenries.

Decidiu-se utilizar a tecnologia planar para o indutor do *Boost* pelos motivos mencionados no Capítulo 4 acerca dessa tecnologia de fabricação de componentes magnéticos, como capacidade de altas frequências, alta densidade de potência e boas características térmicas [43]. A Tabela A.1 reúne as características do indutor solicitado para fabricação, cujo valor de indutância foi de 185 microhenries, devido à tolerância do componente ($\pm 20\%$ L), para que mesmo se o valor real de indutância fosse o mínimo dentro da faixa de tolerância, o valor de indutância permitiria a relação cíclica desejado.

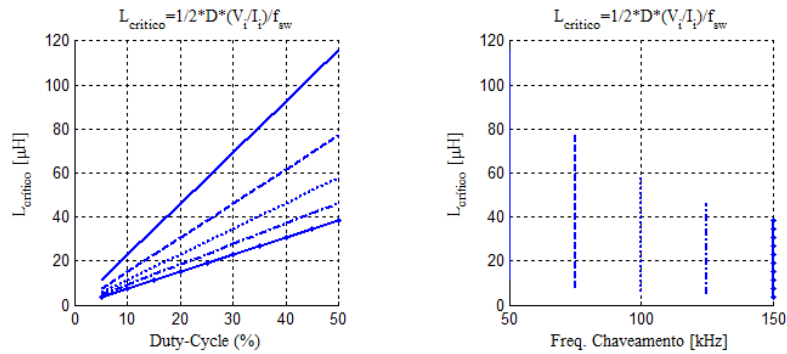


Figura A.5 – Relação entre o valor da relação cíclica e da frequência de chaveamento com a indutância crítica para a potência do cenário de 1000 W/m².

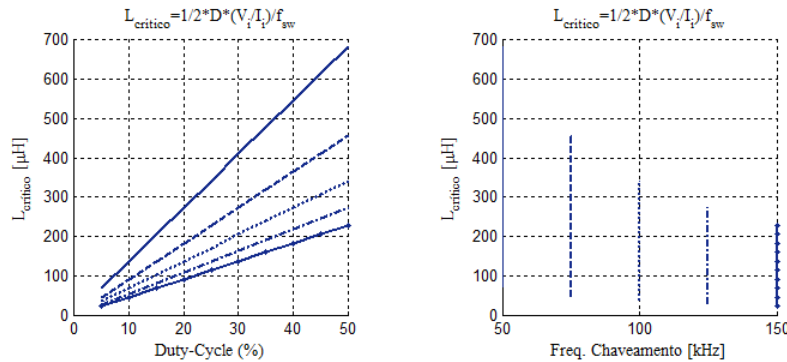


Figura A.6 – Relação entre o valor da relação cíclica e da frequência de chaveamento com a indutância crítica para a potência do cenário de 200 W/m².

Tabela A.1 – Requisitos de projeto do indutor do *Boost* passados ao fabricante.

Indutância	185 µH
Frequência de Operação	125 kHz
Topologia	<i>Boost</i>
Corrente eficaz máxima	17 A _{rms}
Tensão	350-510V ± 25V
Valor de Pico da Corrente de Ripple	2,6 A (5,2 A _{pico-pico})
Valor de Pico da Corrente Total	19 A
Temperatura Ambiente	40°C
Temperatura do Dissipador	80 °C

A.3 BARRAMENTO C.C. DO PRIMÁRIO

O capacitor do primeiro barramento é o filtro de saída do *Boost* e barramento c.c. de entrada do *Dual Active Bridge*.

A.3.1 Cálculo da Capacitância

O filtro capacitivo de saída do *Boost* pode ser calculado pela equação

$$C = \frac{V_o D}{R \hat{V}_{ripple} f_{sw}} \quad (A.3)$$

em que R é a carga, D o valor da relação cíclica, f_{sw} é a frequência de chaveamento, V_{out} é o valor médio da tensão de saída do *Boost* e \hat{V}_{ripple} é a amplitude de ripple desejada na tensão de saída., em volts. Essa equação pode ser reescrita para as grandezas de entrada como

$$C = \frac{I_i(1 - D)D}{\hat{V}_{ripple}f_{sw}} \quad (A.4)$$

em que I_i é a corrente de entrada do *Boost*. Uma vez que o maior *ripple* se dá na maior potência considerada, calculou-se o valor mínimo necessário para que o *ripple* na saída do *Boost* fosse de 5% do valor da tensão de saída do Boost (definido como 500 V), para a potência do cenário de 1000 W/m². O valor resultante para capacitância foi 1 μF, considerando a relação cíclica de 25%. Entretanto, definiu-se como valor do capacitor de saída do *Boost*, 80 μF. Esse valor mais alto de capacitância em relação ao valor calculado, entre outros motivos, viabilizará testar no protótipo estratégias alternativas de controle para a Célula de Potência, em que é permitido que o *ripple* de 120 Hz do barramento de secundário passe para o barramento c.c. do lado primário, sendo reduzido também por meio da capacitância deste. Esse valor de capacitância é refletido para o lado secundário por meio da relação de transformação, porém, ainda assim, contribui aumentando cerca de 30% a capacitância equivalente do lado secundário, reduzindo mais o *ripple* de 120 Hz, no caso deste não ser bloqueado no lado secundário, através da estratégia de controle.

A.3.2 Realização do Barramento c.c. do Lado Primário

O banco de capacitores do lado primário foi feito com a associação de quatro capacitores de 20 μF em paralelo. Não foi disponibilizado o ponto central do barramento c.c., por isso, os capacitores não foram associados em série. Os capacitores foram selecionados de acordo com os critérios dispostos no Capítulo 4 para a realização do barramento de secundário: frequência de ressonância acima da frequência de chaveamento, tensão c.c. máxima, ripple de tensão máxima e valor da corrente eficaz. Capacitores de filme fino também foram empregados, devidos às suas vantagens, também mencionadas no Capítulo 4, principalmente a alta frequência de ressonância, para permitir o chaveamento na frequência desejada, sem que a característica capacitiva dos componentes seja sobrepujada pela indutiva nesse nível de frequência. A Tabela A.2 reúne, na primeira coluna, as características do componente especificado, juntamente com uma proposta alternativa, na segunda coluna, para

a realização do barramento c.c. do lado primário com ponto central do barramento c.c. disponível, caso fosse desejado².

Tabela A.2 – Dados do arranjo de capacitores utilizado no barramento c.c. do lado primário, juntamente com uma realização alternativa para disponibilização do ponto central do barramento c.c., caso desejado.

	Utilizada	Alternativa
Ponto central do barramento c.c.	✘	✔
Fabricante	Vishay Roederstein	
Partnumber (MKP1848C...)	62090JP4	62050JP4
Dados do Fabricante		
Capacitância (F)	20 μ F	20 μ F
Vdc (V, a 85°C)	900	500
Vripple (V, pico-pico)	180	100
I (A,eficaz)	14	9
ESR	5 m Ω	9 m Ω
Valores Estimados		
Frequência de ressonância	200 kHz	200 kHz
ESL	199 nH	199 nH
Valores Definidos para o Arranjo		
Quantidade de capacitores	14	4
Braços em paralelo	4	4
Capacitores em série por braço	1	2
Valores Calculados para o Arranjo		
Capacitância equivalente	80 μ F	40 μ F
ESR equivalente	1 m Ω	5 m Ω
ESL equivalente	50 nH	99 nH
I total (A,eficaz)	56	36

A.3.3 Formato da PCB do Barramento c.c. do Lado Primário

O formato da PCB visa diminuir a distância entre o módulo e o barramento c.c., por meio do formato complementar ao da placa de *Gate-Driver*, conforme mostrado na Figura A.7, que permite uma conexão mais curta entre os terminais do módulo aos do barramento c.c..

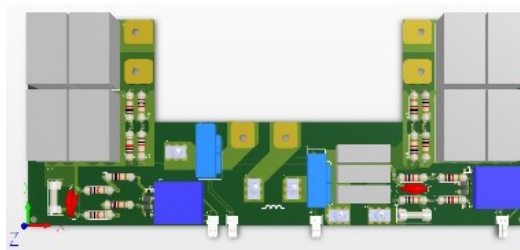


Figura A.7 – Placa de Circuito Impresso para o barramento c.c. do lado primário.

Fonte: Acervo da Pesquisa.

² para isso, necessitaria de uma PCB de três camadas, como foi feito no lado secundário, para permitir ensaios com configurações alternativas para as pontes do lado secundário.

APÊNDICE B – DIRETRIZES PARA O CONTROLE DA CÉLULA DE POTÊNCIA

A estratégia de controle da Célula de Potência está subordinada ao controle trifásico, proposto por Foureaux *et. al.* em 2015 [5], [28], para o conversor trifásico c.c./c.a. multinível em cascata para aplicação em usinas solares fotovoltaicas. O controle trifásico observa fase e amplitude da tensão da rede e, a partir das potências disponíveis em cada uma das três fases, determina, por meio da estratégia de controle baseada no deslocamento de neutro, qual deve ser a tensão sintetizada na saída de cada Célula de Potência de cada fase para que a potência total disponível seja injetada na rede de maneira equilibrada, mesmo que cada Célula de Potência forneça uma potência diferente devido a condições distintas de cada arranjo [5]. No trabalho de Foureaux, é mostrado que, dependendo do desequilíbrio entre as potências disponíveis nas Células de Potência de cada fase, nem sempre é possível injetar toda a potência disponível de maneira equilibrada [5]; nesses casos, o controle trifásico determinará quanto da potência disponível no arranjo de painéis conectado a cada Célula poderá ser injetada à rede. No trabalho de Foureaux não foi feita uma proposta do controle da Célula de Potência, neste apêndice são apresentadas algumas diretrizes para esse controle.

B.1 OBJETIVOS DO CONTROLE DA CÉLULA DE POTÊNCIA

Os objetivos do controle do conversor são:

- Rastrear o Ponto de Máxima Potência (MPPT) do arranjo de painéis conectados à Célula;
- Impedir que o *ripple* de 120 Hz presente no barramento c.c. do lado secundário passe para o lado primário da Célula;
- Realizar o fluxo da potência disponível nos painéis ou comandada pelo controle trifásico, para injeção de potência equilibrada na rede.
- Sintetizar a tensão na saída da Célula com a fase e a amplitude comandadas pelo controle trifásico, para injeção de potência equilibrada na rede.

B.2 CONTROLE DO ESTÁGIO DE MPPT

B.2.1 Rastreo do Ponto de Máxima Potência

Na topologia escolhida para a realização da Célula de Potência, o Estágio de MPPT realizará o rastreo do ponto de máxima potência do arranjo de painéis solares fotovoltaicos conectado à Célula. Esse rastreo constitui-se no algoritmo de MPPT que dará a referência

para o controle de corrente do indutor do *Boost*. O algoritmo de MPPT escolhido é o chamado Perturba e Observa (P&O), muito conhecido na literatura, mostrado na Figura B.8. O controle de corrente do indutor é abordado a seguir.

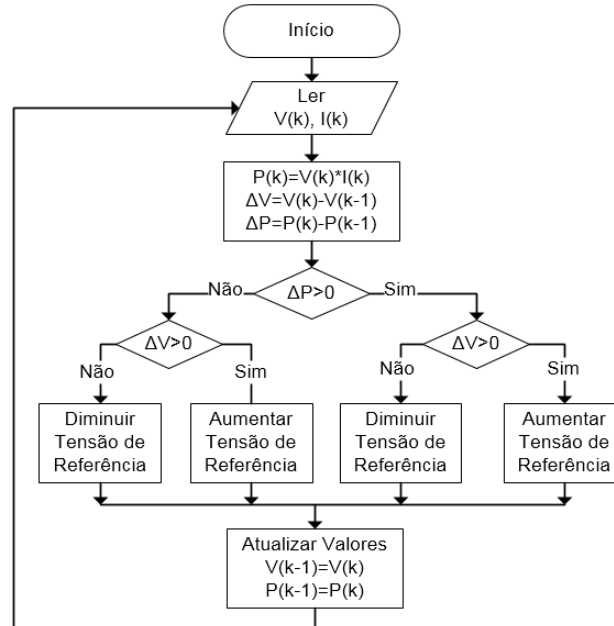


Figura B.8 – Fluxograma do algoritmo de MPPT denominado Perturba e Observa (P&O).

B.2.2 Controle de Corrente do *Boost*

No Capítulo 2 foi mencionado o conversor *Boost* é tipicamente utilizado, na aplicação fotovoltaica, para realizar o MPPT. Curiosamente, apesar de o conversor *Boost* ter a característica de fonte de corrente para o circuito à sua entrada, é usual encontrar, na literatura, o *Boost* realizando o MPPT com o controle da tensão de sua entrada. A natureza do conversor *Boost* indica que o controle da corrente do indutor é superior à alternativa usual. O valor médio da corrente do indutor do *Boost* é igual à corrente da entrada da Célula de Potência, i.e., a corrente do arranjo de painéis. Sabe-se pelas curvas de $P \times V$ e $P \times I$ dos painéis, que a corrente do painel muda mais expressivamente de valor com as condições ambientais às quais o painel está exposto (irradiação solar e temperatura) que a tensão nos seus terminais. A corrente do arranjo poderá ser imposta pelo controle da corrente do indutor do *Boost*; através disso, o MPPT ocorrerá mais rapidamente quando da mudança das condições ambientais, já que a potência de saída do painel é menos sensível a variações da corrente painéis do que a variações da tensão.

Foi feito o modelo equivalente médio do conversor *Boost* (Figura B.9), a partir do qual foi proposto um controle, cujo diagrama de blocos diagrama de blocos é mostrado na Figura B.10. Realimentações internas explicitadas no modelo do conversor *Boost* foram

desacopladas no controle; além disso, foi proposto também um comando direto para mitigar a influência de perturbação previstas no modelo. Por fim, ganhos de realimentação – uma resistência ativa (controlador proporcional) e uma susceptância ativa (controlador integral) – foram calculados de modo a elevar a rigidez dinâmica do conversor nas regiões de baixas frequências. A equação (B.5) mostra como são calculados os ganhos; as frequências de corte foram definidas como separadas por uma década a partir da frequência de chaveamento. A Tabela B.3 reúne os valores dos controladores, calculados para o caso de operação em regime permanente na potência nominal da Célula de Potência.

$$R_a = 2\pi f_{c,1} L, \text{ com } f_{c,1} = \frac{f_{sw}}{10}$$

$$K_i = 2\pi f_{c,2} R_a, \text{ com } f_{c,2} = \frac{f_{c,1}}{10}$$
(B.5)

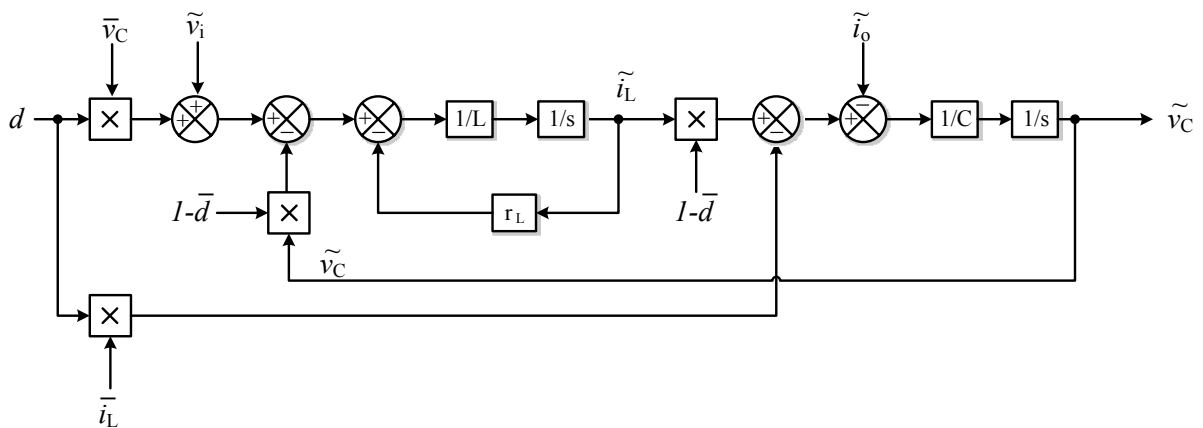


Figura B.9 – Diagrama de blocos do modelo equivalente para pequenos sinais do Boost.

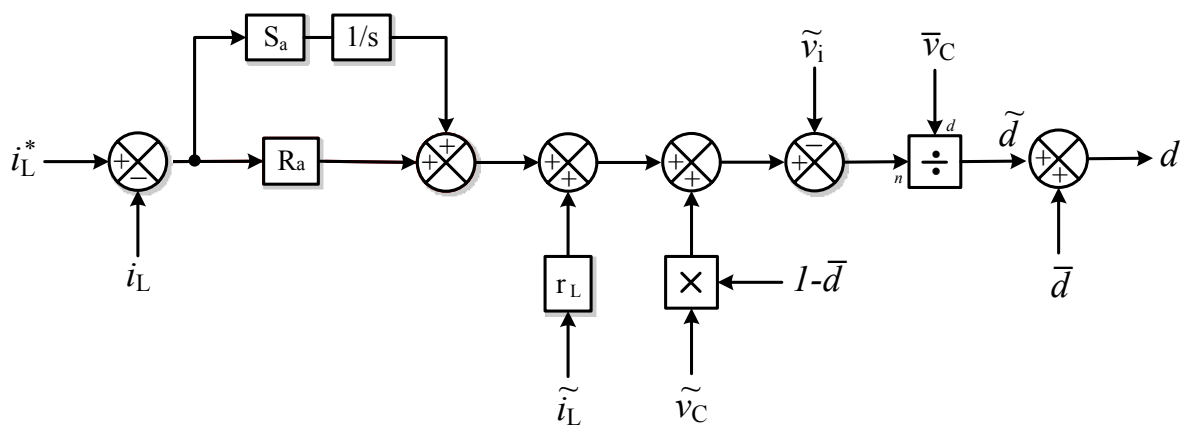


Figura B.10 – Diagrama de blocos do regulador de corrente do Boost.

Tabela B.3 - Valores das grandezas elétricas do modelo equivalente médio para o caso nominal; valores definidos de frequência de corte para os dois controladores; valores calculados para os ganhos do regulador de corrente.

Ganho	Frequência de Corte	Valor
R_a	$f_{sw}/10$	14.53
S_a	$f_{sw}/100$	114.0E+3

B.3 CONTROLE DO ESTÁGIO DE ISOLAÇÃO

B.3.1 Controle do Fluxo de Potência com Fator de Deslocamento Unitário

O controle do Estágio de Isolação é responsável pelo fluxo de potência na Célula de Potência. O *Boost* transfere a potência ativa dos painéis para o barramento c.c. do lado primário, mas o *Dual Active Bridge* é que faz a potência disponível passar para o barramento c.c. do lado secundário, de onde o conversor trifásico retirará a potência para injetar na rede, comandando a sintetização da tensão de saída da Célula de Potência através do conversor do Estágio Inversor. Conforme abordado no Capítulo 4, o ponto de operação do DAB, em toda a faixa de potência considerada, é no menor ângulo de deslocamento (δ) comum a todas as potências (para dada tensão do barramento c.c. e reatância de dispersão do transformador), que garante o fator de deslocamento unitário na saída do transformador. Essa definição permitiu a maior compactação do transformador de alta frequência a ser empregado. Conforme brevemente mencionado naquele capítulo, como a região de ângulos é calculada considerando apenas a potência fundamental, a potência total a ser transferida para uma dada combinação será maior que a potência disponível, assim, faz-se necessário uma realimentação para se controlar a potência a ser transferida. Para isso, um controlador da tensão do barramento c.c. do lado primário deve ser implementado, para se ajustar o ângulo de amplitude θ_1 para que a potência do MPP seja transferida por todas as componentes harmônicas e não só pela fundamental, como considerado na análise feita. Do contrário, o barramento c.c. do lado primário seria descarregado enquanto a potência drenada pelo DAB fosse maior que a disponível nos painéis, o que aconteceria devido à potência total ser superior à potência na fundamental. A potência disponível nos painéis é passada pelo controlador do *Boost* ao controlador do DAB para um comando direto (*feedforward*) do ângulo de amplitude θ_1 .

Um controlador de histerese deve ser implementado de modo a permitir um *ripple* de tensão em alta frequência no primeiro barramento c.c., oriundo dos chaveamentos do *Boost* e do DAB-P, que é de baixíssima amplitude, devido ao valor de capacitância empregado. Com

isso, se a potência que o DAB drenar for maior que a injetada no barramento c.c. do lado primário, a tensão do barramento c.c. irá cair e atingirá o limite inferior da faixa de histerese, quando isso acontecer, o ângulo de amplitude θ_1 será alterado até que a tensão cruze o limite inferior de baixo para cima, adentrando novamente na faixa de histerese. Quando a potência drenada pelo DAB for inferior à injetada no barramento c.c. – devido, p. ex., a mudanças das condições ambientais às quais os painéis do arranjo estão expostos –, a tensão do barramento subirá e atingirá o limite superior da faixa de histerese, então o ângulo de amplitude θ_1 será alterado até que a tensão caia e cruze de cima para baixo o limite superior, adentrando na faixa de histerese permitida para a tensão do barramento c.c. do lado primário. O ângulo de amplitude θ_2 é calculado a partir dos ângulos δ e θ_1 , através da equação (4.22). Independente da causa da diferença de potência drenada e injetada, o controle por histerese garantirá o fluxo de potência através do Estágio de Isolação.

B.3.2 Bloqueio do *ripple* de 120 Hz

O problema do *ripple* de 120 Hz em aplicações de injeção de potência na rede é bem conhecido da literatura. Natural do circuito monofásico, a potência no segundo harmônico da rede circula entre o barramento c.c. e a carga, através das chaves do conversor monofásico. No caso da Célula de Potência, o *ripple* de 120 Hz é oriundo do FB empregado no Estágio Inversor, cuja fundamental da tensão sintetizada é 60 Hz. Tipicamente, usa-se empregar uma capacitância alta para o barramento c.c. em que aparece esse *ripple* de baixa frequência, o que geralmente implica em maior volume, e isso não é desejada por agregar peso e custos ao conversor, conforme mencionado anteriormente. Algumas propostas de controle foram feitas para compensar o *ripple* de 120 Hz; Qin *et. al.* [38], [40] propôs um controlador PI-Ressonante para conversores DAB em série com um inversor FB monofásico conectado à rede. Uma adaptação do controle de Qin *et. al.* pode ser utilizada para que esse controle não interfira no controle de fluxo de potência com fator de deslocamento unitário. Alternativamente, uma nova estratégia de controle deve ser elaborada para se bloquear o *ripple* no segundo barramento c.c., impedindo que ele passe para o lado primário.

B.4 CONTROLE DO ESTÁGIO INVERSOR

O Estágio Inversor não necessita de um controle interno à Célula de Potência, pois o controle trifásico é responsável por comandar os inversores de saída de todas as Células. Para o Estágio Inversor, basta o chaveamento PWM para sintetizar, a partir da tensão do barramento c.c. do lado secundário, a tensão comandada pelo controle trifásico, para a injeção da potência calculada por este a partir da potência disponível em todas as Células, conforme a

estratégia proposta por Foureaux *et. al.* [5], [28]. Foureaux argumenta que a técnica de modulação a ser utilizada nesse Estágio deve ser o chamado PWM de Deslocamento de Fase (*Phase-Shift* PWM), empregado em conversores multiníveis [28].

B.5 ESTRATÉGIA PARA LIMITAÇÃO DA POTÊNCIA

A estratégia de controle da Célula de Potência deve incluir um tratamento para o caso em que a máxima potência disponível nos painéis não possa ser injetada na rede. A razão dessa impossibilidade é o nível de tensão do barramento c.c. de saída de cada Célula de Potência, que pode não ser suficiente para sintetizar a tensão trifásica equilibrada requerida pelo controle trifásico [5], [28]; nesses casos, o controle trifásico sinaliza ao controle de todas as Células de Potência do conversor trifásico quanto da potência poderá ser fornecida por cada uma [5], [28].

O controle da Célula de Potência deverá enviar periodicamente um sinal para o controle trifásico indicando quanto de potência está disponível no arranjo conectado em sua entrada de acordo com as condições ambientais, obtida no MPPT do Estágio de Isolação. O controle trifásico envia um sinal para o controle da Célula de Potência informando o percentual do MPP que poderá ser disponibilizado no barramento c.c. de saída.

A informação do percentual de potência a ser transferido é interfere no controle do *Dual Active Bridge* e do *Boost*, que deverão limitar, respectivamente, a potência transferida para o barramento c.c. do lado secundário e a potência transferida do arranjo de painéis para o barramento c.c. do lado primário; este último ajuste será feito interferindo-se no MPPT.

APÊNDICE C – SWPWM UNIPOLAR

Bastante conhecido na literatura [60], o método Unipolar do PWM em Onda Quadrada (SWPWM) consiste na diminuição da amplitude das componentes fundamental e harmônicas da tensão sintetizada por meio de acrescentar o nível zero numa parcela do período de chaveamento. Esse tipo de chaveamento só é possível utilizando-se o FB.

Em [60], a partir da Série de Fourier para a forma de onda da tensão sintetizada utilizando-se o SWPWM Unipolar (ou de Três Níveis), é mostrada a amplitude da componente de ordem h , conforme mostrado em (D.6),

$$\hat{V}_{ao,h} = \frac{4}{\pi} V_d \left[\frac{\text{sen}(h\theta)}{h} \right] \quad (\text{D.6})$$

com $h = 2k + 1 / k \in \mathbb{N}$
e $0^\circ < \theta < 90^\circ$

em que θ é o ângulo mostrado na Figura C.11. A cada ciclo de chaveamento, durante o ângulo de 2θ a tensão de saída estará em cada um dos polos do barramento c.c. Quando θ é máximo, a amplitude será máxima, na chamada Operação em Onda Quadrada (SWPWM Bipolar ou Dois Níveis); nesse caso, a amplitude da fundamental é a máxima possível, dada por $4/\pi V_d$.

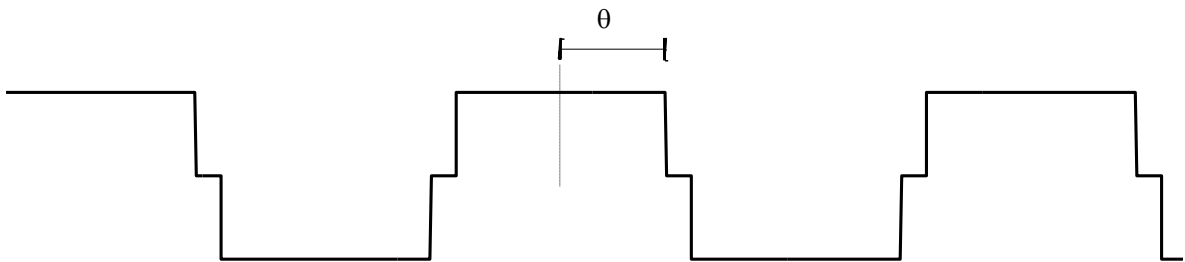


Figura C.11 – Forma de Onda da Tensão Sintetizada num FB utilizando o SWPWM.

Os comandos das chaves de cada braço do FB são gerados, separadamente, como mostrado em (D.7), onde o subscrito A se refere ao braço esquerdo do conversor e C ao braço direito. Como mostrado em (D.7), o ângulo θ pode ser entendido como metade do ângulo de defasamento entre os comandos dos dois braços do conversor.

$$\begin{aligned} s_A &= \text{sgn}[\cos(\omega t + 2\theta)] \\ s_C &= \text{sgn}[\cos(\omega t)] \\ \text{sgn}(x) &= \begin{cases} +1 & \text{se } x > 0 \\ -1 & \text{se } x < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{D.7})$$

A equação (D.7), porém, acarreta em uma fase distinta da fundamental da tensão sintetizada para cada valor de θ . Deslocando-se as duas cossenoides simetricamente, porém, não altera a fase da fundamental, à medida que se altera o valor de θ – o que é de grande importância para o conversor *Dual Active Bridge*, conforme abordado no Capítulo 4. Dessa forma, os comandos devem ser gerados como mostrado em (D.8).

$$\begin{aligned} s_A &= \text{sgn} [\cos(\omega t + \theta)] \\ s_C &= \text{sgn} [\cos(\omega t - \theta)] \end{aligned} \quad (\text{D.8})$$

Assim, o defasamento entre os comandos dos dois braços do conversor continua a ser 2θ , mas sem alterar a fase da fundamental da tensão sintetizada.

APÊNDICE D – ARRANJO DE PAINÉIS CONSIDERADO

O arranjo de painéis solares fotovoltaicos definido como entrada de cada Célula de Potência é composto de dois *strings* compostos de dezesseis painéis YL245-29b (ANEXO). Para este trabalho foi utilizado o modelo de painel “*Solar Module (physical model)*” do software PSIM/Powersim, alterado segundo orientações [61], para modelar o arranjo de painéis solares definido. A Figura D.12 mostra o modelo para o arranjo, para as condições ambientais definidas para potência nominal da Célula de Potência. A Tabela D.4 reúne as condições ambientais consideradas e respectivos valores para o arranjo de painéis, no MPP, que definiram a faixa de potência considerada no projeto.

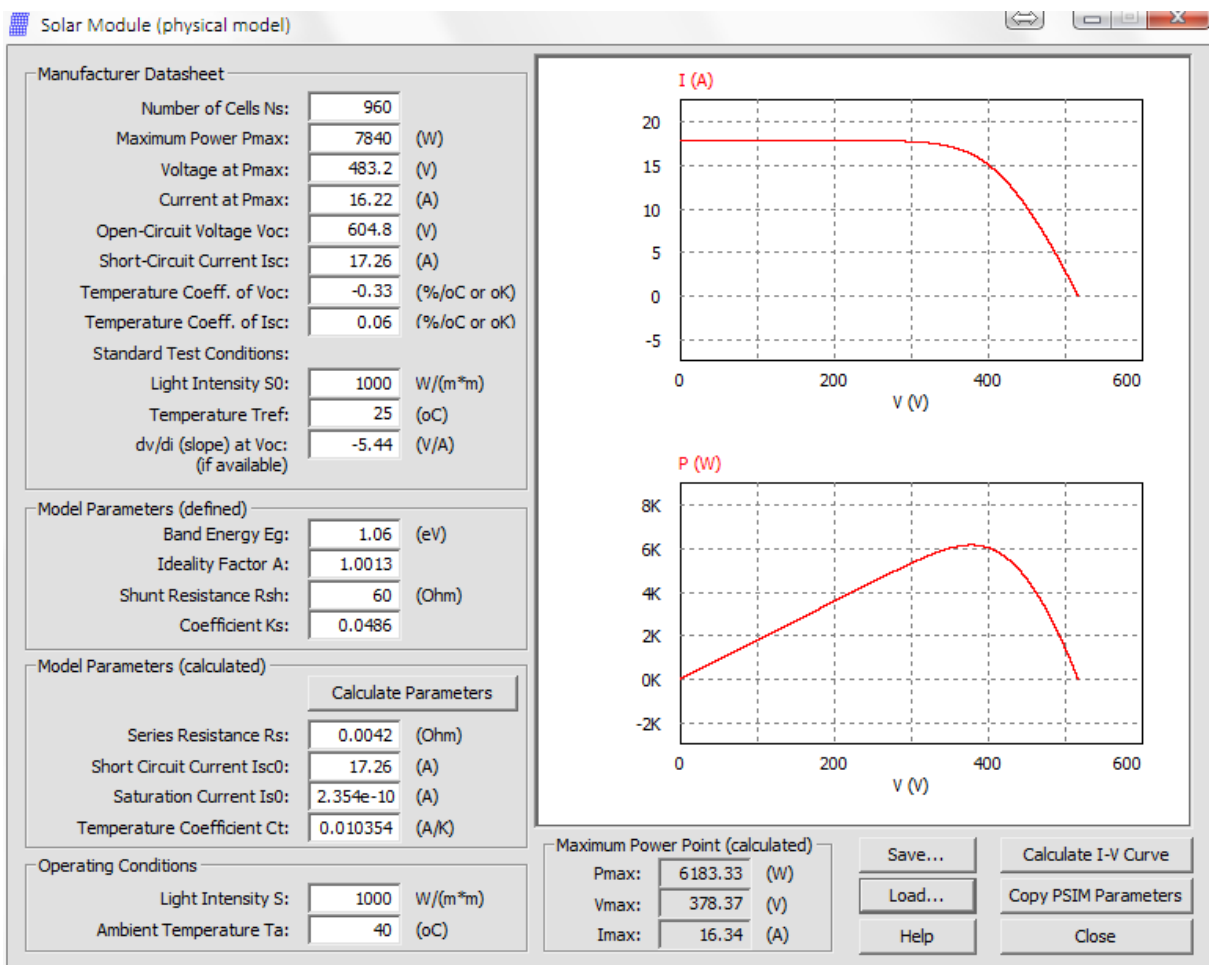


Figura D.12 – Modelo utilizado para o arranjo de painéis solares fotovoltaicos. Software PSIM/Powersim.

Tabela D.4 – Condições ambientais consideradas e respectivos valores para o MPP do arranjo de painéis. O valor de potência nominal da Célula de Potência foi definido a partir da condição de 1000 W/m² a 40°C (linha destacada).

Irradiação (W/m ²)	Temperatura Ambiente (°C)	MPP		
		Potência (W)	Tensão (V)	Corrente (A)
1000	40	6183	378	16,3
900	40	5753	389	14,8
800	40	5280	399	13,2
700	35	4854	417	11,6
600	35	4280	427	10,0
500	35	3664	436	8,4
400	30	3049	453	6,7
300	30	2335	461	5,1
200	30	1582	465	3,4

APÊNDICE E – BASES DO SISTEMA POR UNIDADE

Tabela E.5 – Bases Primitivas.

Grandeza	Descrição	Valor
Potência Base	MPP do cenário de 1000 W/m ² .	6183 W
Tensão Base	Valor eficaz da máxima amplitude de tensão sintetizável a partir do barramento c.c. do lado primário.	$\frac{4}{\pi} \frac{1}{\sqrt{2}} 500 \text{ V} = 450,2 \text{ V}$
Frequência Base	Frequência de chaveamento definida para o <i>Boost</i> e para o DAB.	125 kHz

Tabela E.6 – Bases Derivadas.

Grandeza	Descrição	Valor
Corrente Base	$P_{\text{base}}/V_{\text{base}}$	13,8 A
Impedância Base	$V_{\text{base}}^2/P_{\text{base}}$	32,8 Ω
Indutância Base	$Z_{\text{base}}/(2 \pi f_{\text{base}})$	41,7 μH

APÊNDICE F – VOLUMES DOS COMPONENTES MAGNÉTICOS EM DIFERENTES VERSÕES DO PROJETO

Ao longo do projeto do protótipo da Célula de Potência, foram feitas mudanças que implicaram em alterações nas características requisitadas para os componentes magnéticos – i.e. o indutor do *Boost* e o transformador de alta frequência. O volume do componente dimensionado pelo fabricante de magnéticos planares para atender aos novos requisitos foi menor que o componente anterior.

F.1 INDUTOR DO *BOOST*

Um primeiro projeto para a Célula de Potência considerou a potência de entrada de 2,9 kW_p (em STC, i.e., 1000W/m² e 25 °C, para um arranjo de 7 x 2 painéis), e a frequência de chaveamento do *Boost* de 50 kHz. Os baixos valores de temperatura de junção nos componentes semicondutores de carbetto de silício obtidos no projeto térmico motivaram algumas mudanças no projeto, para melhor utilizar as características vantajosas do carbetto de silício. A potência de entrada considerada para a Célula de Potência aumentou para 6,2 kW_p (com 1000W/m² e 40 °C, para um arranjo de 16 x 2 painéis). A frequência de chaveamento sofreu um aumento de 150%, subindo para 125 kHz. Além disso, a razão cíclica do *Boost* foi fixada em 25% ao invés de excursionar de 47% a 75% dependendo da tensão de entrada (para o caso nominal, d era igual a 58%). Essas modificações proporcionaram a redução da indutância mínima para garantir operação no modo de condução contínua. O componente requerido ao fabricante no segundo projeto foi dimensionado pelo fabricante com volume 46% menor em relação ao indutor requerido no primeiro projeto, conforme mostrado na Figura F.13.

F.2 TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

Foram solicitados dois componentes como o transformador de alta frequência do protótipo da Célula de Potência, antes e após a análise do *Dual Active Bridge* apresentada no Capítulo 4. Apesar de considerar a mesma frequência de chaveamento (125 kHz) e a mesma potência transferida (6,2 kW), os transformadores requisitados nos dois momentos possuíam fator de potência muito distintos e o primeiro componente solicitava o incremento da indutância de dispersão para a realização de um indutor em série com o transformador. Após a

análise mostrada no Capítulo 4, novos requisitos foram passados ao fabricante, que projetou um componente que representa um terço do volume do transformador para os requisitos de projeto anteriores, conforme mostrado na Figura F.14.

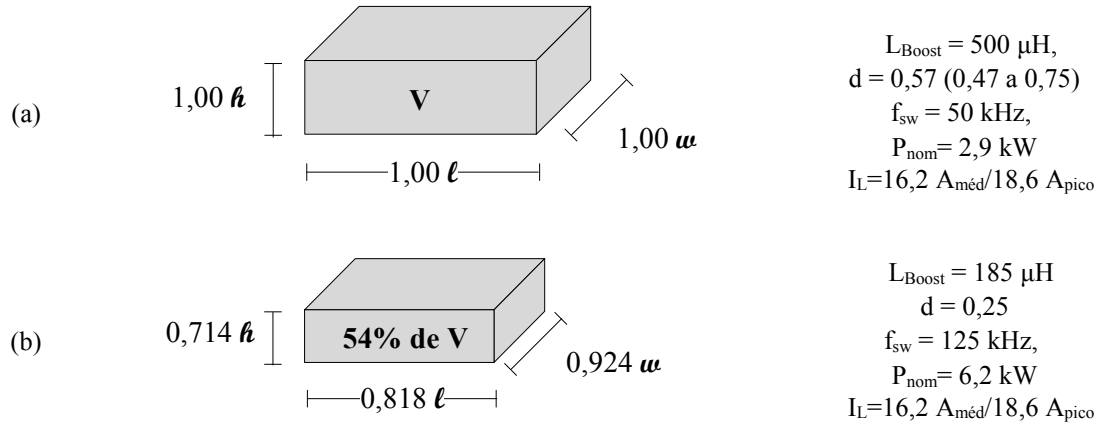


Figura F.13 – Comparação das dimensões dos componentes projetados pelo fabricante de magnéticos planares, para o indutor do Boost nos dois projetos da Célula de Potência.

(a) Indutor para o projeto de 2,7 kWp de entrada, 50 kHz de chaveamento. As dimensões deste componente, fornecidas pelo fabricante, são a altura (h), largura (w) e comprimento (l), cujas medidas em milímetros, conforme informado pelo fabricante na folha de dados, não podem ser publicadas.

(b) Indutor para o projeto de 6,2 kWp de entrada e 125 kHz de chaveamento. As dimensões deste componente foram normalizadas em relação ao primeiro componente. O volume deste componente é 54% do volume do primeiro componente.

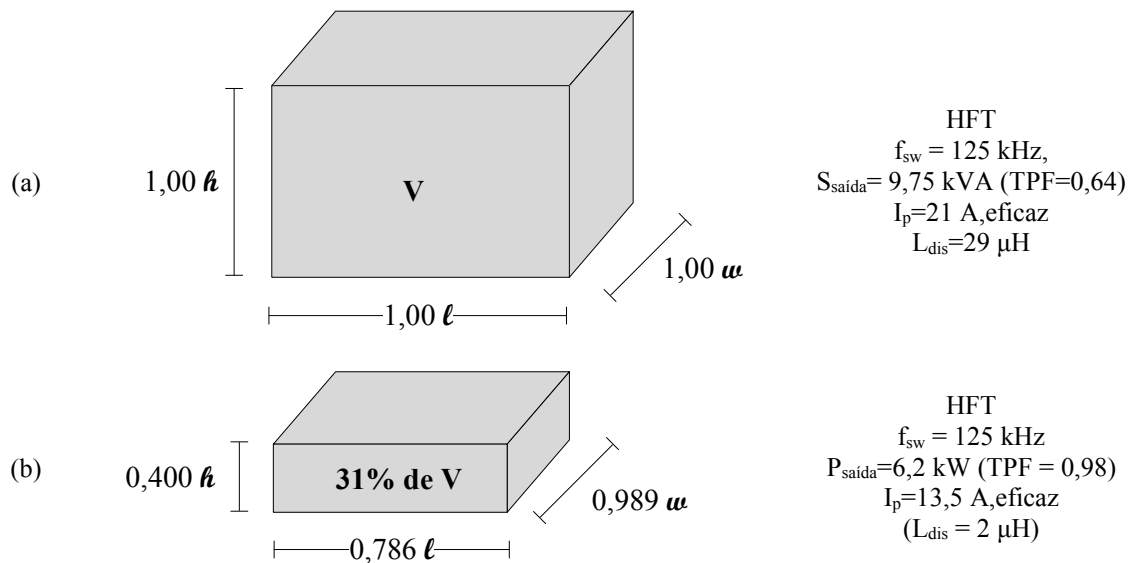


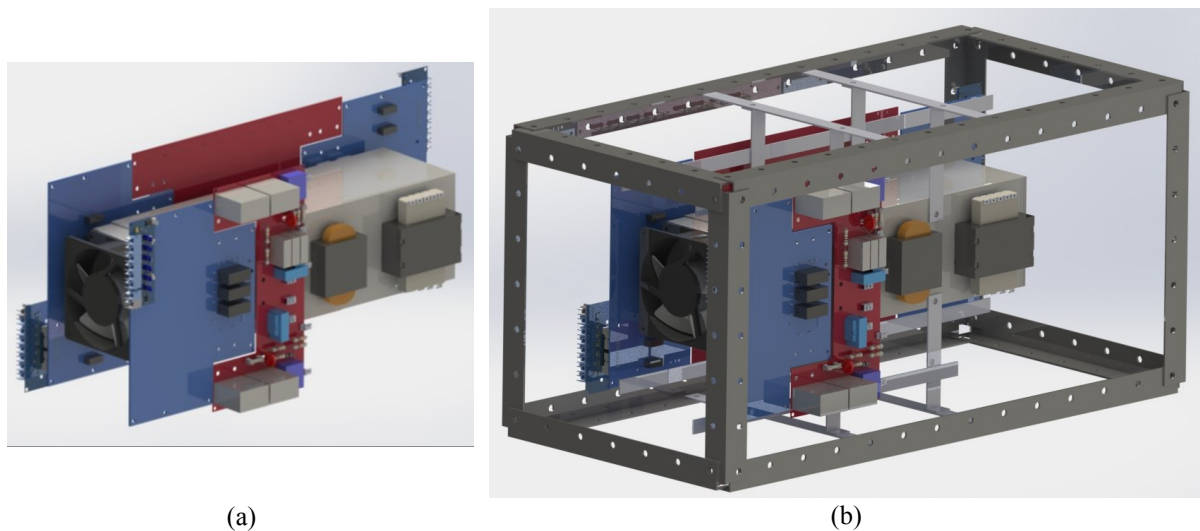
Figura F.14 – Comparação das dimensões dos componentes projetados pelo fabricante de magnéticos planares, para o transformador de alta frequência nos projetos antes e depois da análise do Dual Active Bridge.

(a) HFT para o projeto com fator de potência de 63% na saída do transformador e corrente do lado primário de 21 A_{eficaz}. As dimensões deste componente, fornecidas pelo fabricante, são a altura (h), largura (w) e comprimento (l), cujas medidas em milímetros, conforme informado pelo fabricante na folha de dados, não podem ser publicadas.

(b) HFT para o projeto com fator de potência de 98% na saída do transformador e corrente do lado primário de 13,5 A_{eficaz}. As dimensões deste componente foram normalizadas em relação ao primeiro componente. O volume deste componente é 31% do volume do primeiro componente.

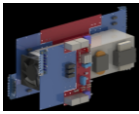
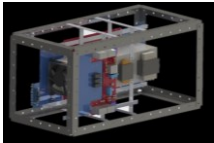
APÊNDICE G – DENSIDADES DE POTÊNCIA DO PROTÓTIPO

As densidades volumétrica e gravimétrica do protótipo são mostradas na Tabela G.7. A segunda coluna da tabela considera a estrutura metálica da montagem, que prevê espaço extra para facilitar aferições de medidas e a manipulação dos cabos.



(a) (b)
 Figura G.15 – Desenho tridimensional do protótipo da Célula de Potência.
 (a) Sem estrutura metálica. (b) Com estrutura metálica.

Tabela G.7 – Dimensões e Densidades de Potência do Protótipo.

$P_{\text{nominal}} : 5,6 \text{ kW}$		
	Dimensões	Protótipo
Comprimento	617 mm	700 mm
Largura	245 mm	346 mm
Altura	259 mm	346 mm
Volume	39 ℓ	84 ℓ
Massa	11 kg	20 kg
Densidade Volumétrica	144 W/ℓ	67 W/ℓ
Densidade Gravimétrica	510 W/kg	280 W/kg

Uma observação: a soma do volume dos componentes do circuito de potência é 9,5 litros, resultando numa densidade volumétrica de 589 W/ℓ

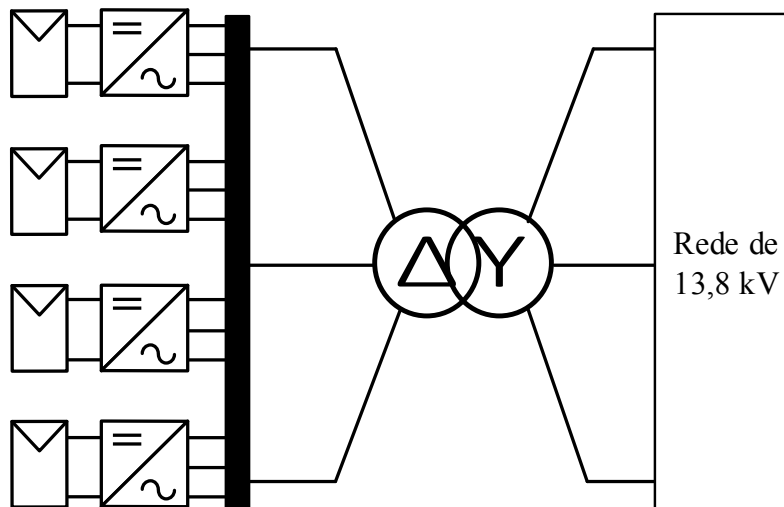


Figura G.16 – Sistema instalado na Usina São Lourenço da Mata, Sistema composto por quatro inversores conectados em paralelo do lado c.a.. Ao lado c.c. de cada inversor é conectado um arranjo composto por 840 painéis, submetidos a um único MPPT. O transformador de acoplamento empregado é um transformador convencional, 60 Hz, de baixa-tensão para média tensão, elevando a tensão para 13,8 kV. Essa topologia é conhecida como conversor central.

Tabela G.8 – Volume, Massa e Densidades de Potência do Sistema Instalado na Usina Solar Fotovoltaica São Lourenço da Mata (Coelba), em Pernambuco.

$P_{\text{nominal}}: 1 \text{ MW}$	
	Conversor Central (Inversores mais Transformador)
Volume	14700 ℓ
Massa	4600 kg
Densidade Volumétrica	68 W/ℓ
Densidade Gravimétrica	217 W/kg

Apesar do protótipo da Célula de Potência não ter passado por processos de Engenharia de Produto que visassem a compactação do conversor, suas densidades de potência, quando comparadas com as do conversor central da Usina em São Lourenço da Mata, indicam que a união das tecnologias utilizadas na Célula de Potência promoverá, em uma versão em escala plena do conversor trifásico, a compactação do sistema de conexão de usinas solares fotovoltaicas à rede.

APÊNDICE H – FLUXOGRAMAS DA METODOLOGIA DA OTIMIZAÇÃO DO DAB

Este Apêndice apresenta os fluxogramas da metodologia de otimização teórico-analítica para definição do ponto de operação do *Dual Active Bridge* que acarretasse no mínimo requisito térmico para o transformador de alta frequência, por meio da minimização das perdas joulicas, conforme apresentado no Capítulo 4.

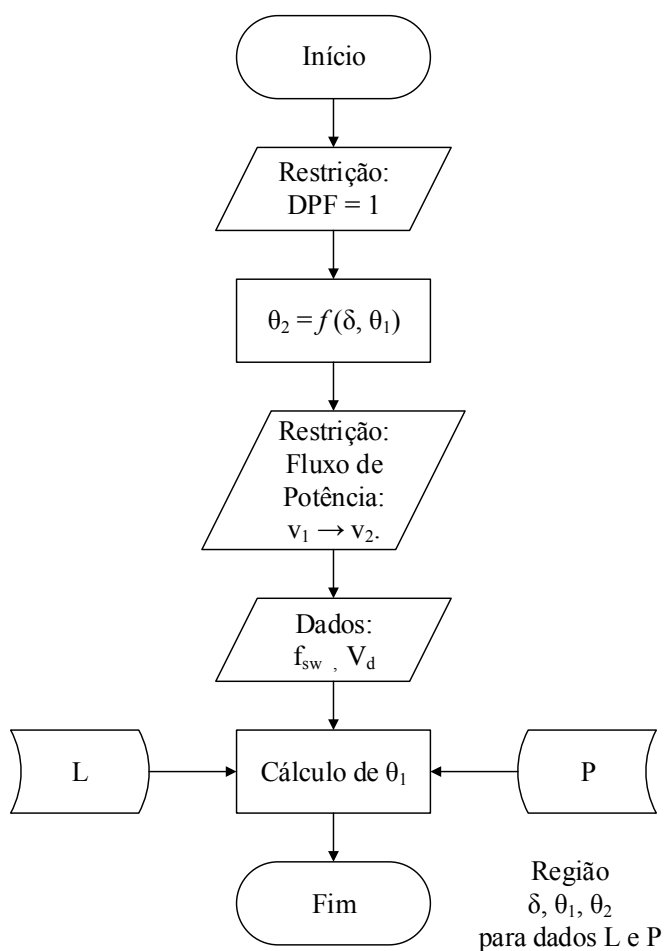


Figura H.17 – Análise do Modo Fundamental do *Dual Active Bridge*.

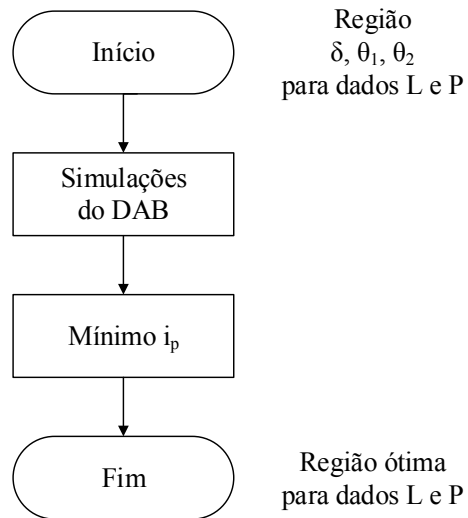


Figura H.18 – Obtenção dos resultados para o *Dual Active Bridge* e minimização da corrente.

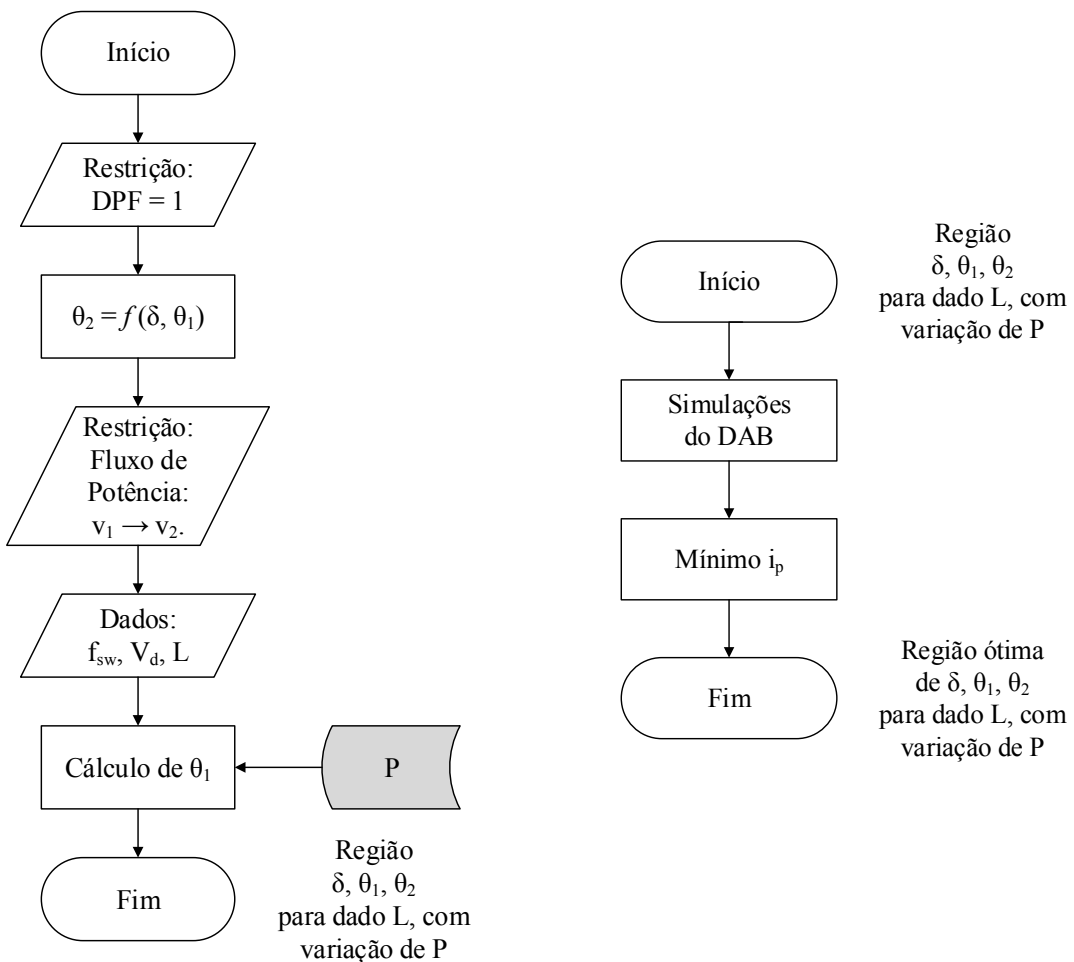


Figura H.19 – Fluxograma da análise do impacto da variação da potência transferida na fundamental na região dos ângulos do DAB.

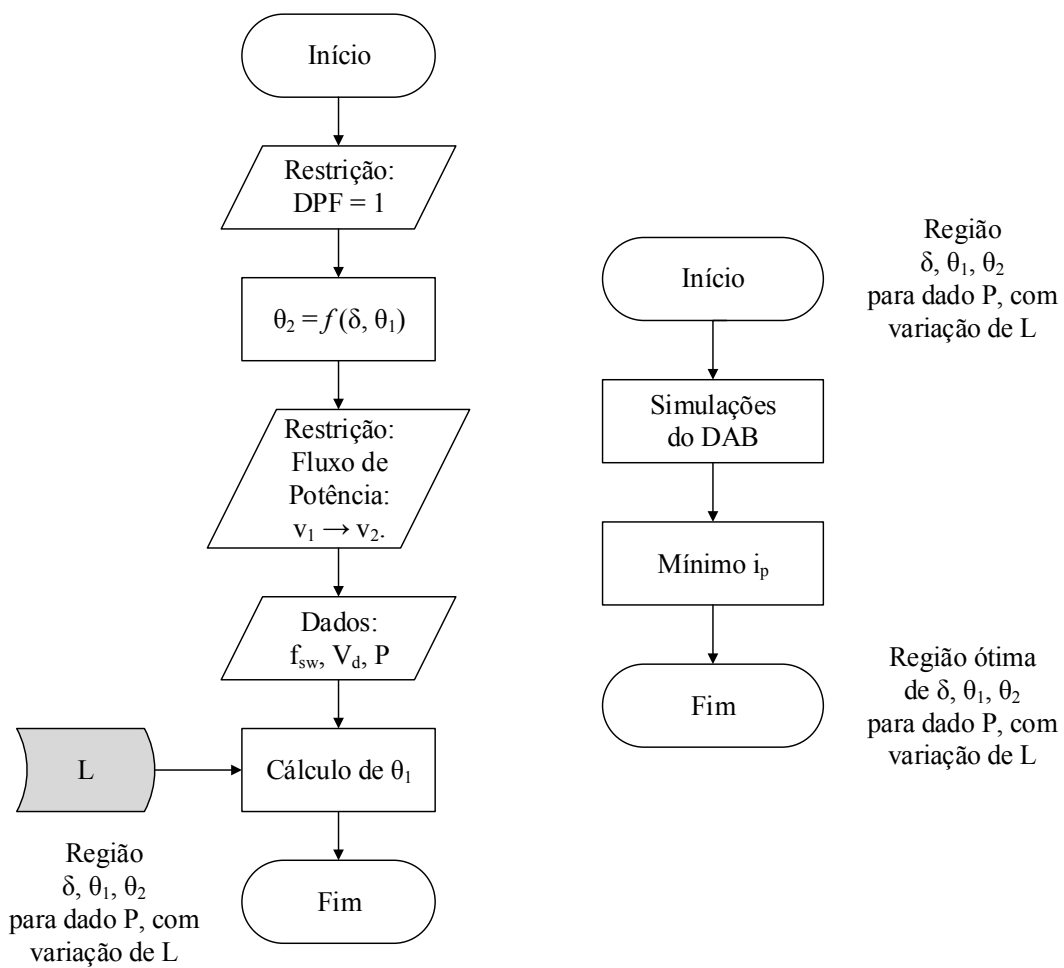


Figura H.20 – Fluxograma da análise do impacto da variação da indutância de acoplamento na região dos ângulos do DAB.

SiC BASED CASCADED MULTILEVEL CONVERTER FOR SOLAR APPLICATIONS: DOWNSCALED PROTOTYPE DEVELOPMENT

André A. R. F. E. Cardoso¹, Nicole C. Foureaux¹, José A. S. Brito², Braz J. Cardoso F.³

¹Graduate Program in Electrical Engineering - Federal University of Minas Gerais (UFMG) - Av. Antônio Carlos 6627, 31270-901, Belo Horizonte – MG, Brazil ²Coelba, Salvador – BA, Brazil ³Dept. of Elect. Eng. - UFMG, Belo Horizonte – MG, Brazil
e-mail: andrecardoso@email.com, nicolefxc@gmail.com, jbrito@coelba.com.br, braz.cardoso@ieee.org

Abstract – Photovoltaic power generation is growing worldwide at an accelerated pace. A cascaded multilevel converter topology based on Silicon Carbide switches and high frequency components in association with multiple maximum power point tracking capabilities addresses common limitations of central grid inverters, targeting a raise in the overall efficiency of large-scale photovoltaic power plants. The topology of the converter cell is overviewed, and the design issues of a downscaled prototype utilizing 1,2kV Silicon Carbide semiconductor devices and high frequency transformer are discussed.

Keywords – Cascaded Multilevel Converter, Power Electronic Transformer, Photovoltaics, Renewable Energy, Silicon Carbide.

I. INTRODUCTION

The search for power sources that are both efficient and environmental compatible has occupied many researchers and companies around the world in the last decades. The global energy demand is predicted to rise and almost double by 2050 [1]. Several governments are subsidizing renewable energy technologies, which are expected to account for almost half of the increase in total electricity generation by 2040 [2]. In the US, large-scale photovoltaic (PV) power plants have been installed recent years at a higher rate than other renewable sources [3], and this trend is perceived in other countries.

Typically, large-scale PV power plants use an established topology: a three-phase central inverter, connected to the medium voltage grid, fed by a few thousands PV-panels connected in series and parallel, [4], [5]. An example is the 1 MW PV power plant located São Lourenço da Mata - PE, Brazil, consisting of four 210kW inverters [6, Fig. 4]. The central converter topology requires a bulky line-frequency transformer and has poor maximum power point (MPP) tracking capabilities. Under uneven panel conditions (e.g. different irradiance levels) the total available power cannot be extracted due to connection issues and the limited minimum dc voltage [7], regardless of the MPP tracker algorithm. Transformer and panel connection issues affect directly the system performance.

To address the MPP tracker problem, a cascaded multilevel topology could be employed. Derived from other applications [8]–[10], these converters have several independent dc-links, which allow the distribution PV-panels in arrays connected to the multiple converter cells. Independent MPP tracking algorithms can then be employed

[11], minimizing the effects of uneven shading patterns and increasing performance.

Cascaded multilevel topologies, however, do not avoid the use of high-power line-frequency transformers (50/60 Hz) which are heavy, large and difficult to replace, but necessary to provide galvanic isolation, step up the voltage to the power grid level and avoid leakage currents. An alternative is the Solid State Transformer (SST), generally employed in ac-ac applications with low input and output frequencies [12], [13]. The core of the SST is a dc-dc converter consisting of a high-frequency ac-link and a high frequency transformer (HFT), originally called Electronic Transformer [14]. The increase in frequency leads to smaller magnetic elements and improves power density but, in contrast, demands semiconductor devices capable of withstanding this switching at the application's power rating.

Recently, wide band-gap (WBG) devices have gained popularity and their prices are decreasing as production and demand increase [15]. SiC devices have many advantages over their Si counterparts, [16]–[20], such as higher breakdown voltage, higher dV/dt commutation, higher working temperature, higher thermal conductivity and lower switching losses. These characteristics make possible high switching frequency applications, such as SST converters, at medium voltage, [21]. Manufacturers have shown that SiC Schottky diodes and SiC MOSFETs raise converter efficiency in PV power systems [22]–[24], increasing the amount of energy delivered to the grid. Large-scale PV power plants can benefit from the many advantages of SiC MOSFETs over Si IGBTs [23], [26]. SiC MOSFETs can operate at high switching frequency owing to their lower switching losses, and have higher breakdown voltage, due SiC wider band-gap.

Figure 1 shows the proposed converter topology, [25], [7], combining the aforementioned advantages of multilevel cascaded and SST converters with the capabilities of SiC devices and can replace the common central converter in large-scale PV power plants. Owing to its modular structure, system availability increases due to the possibility of having backup converter cells to replace a failed one.

It is unclear what the equivalent PV-panel area connected to each cell should be, in order to maximize efficiency. Even though commercially available single-phase transformerless string inverters present power capacities up to 12kW at Standard Test Conditions (STC), until the topic is well researched, the optimal PV-array power rating connected to a cell is unknown. The lack of certainty about the optimal rated power of each cell does not hinder studies of its topology.

This paper presents a topology for the cells of the proposed converter. A downscaled prototype of one cell is

developed with rated power of 3.4kW at STC. The isolated dc-ac multistage topology of the converter cell is overview and steady state waveforms for the different stages of the cell are presented at an operating point.

III. CONVERTER TOPOLOGY

In the proposed converter topology, each phase consists of cascaded cells, which are low voltage single-phase converters (Fig. 1). The power injected into the grid by each converter cell is determined by the converter superior controller, as presented in [25]. The chosen modulation technique for the output stage – Phase-Shift PWM [27] – discards the need for MV sinusoidal filters, only a inductive filter is used (Fig. 1).

Each converter cell performs the dc-ac conversion in three stages: an input (boost) stage, an isolation stage and an output stage, as shown in Figure 2. These stages can be implemented with different number of switches. Figure 3(b,c,d) present three other realizations of the Secondary Bridge and the Output Bridge (b, c, and d), so that only six switches are used, making it possible to employ only two Six-Pack SiC modules in the converter. Figure 3(d) uses the typical Modular Multilevel Converter output leg [10]. Figure 3(a) presents the chosen topology, which require lower currents from the capacitors of the second dc-link than the half-bridge alternatives.

The PV array is connected to the input stage, which consists of a capacitive filter and a conventional boost converter. The boost converter performs the MPP tracking and current control to guarantee the MPP current.

The isolation stage is a dual-active-bridge (DAB) dc-dc converter that performs the galvanic isolation through a HFT, increases the dc-bus voltage level and controls the power flow through the cell.

The output stage is a conventional single-phase full-bridge (FB) converter, and performs the final dc-ac conversion. The second harmonic component present on the second dc-bus can be controlled in the isolation stage. Future papers will address the converter cell control strategy.

In the next section, the design decisions of a prototype to validate this converter cell topology are elucidated. Steady state operation was considered at an operating point.

III. DOWNSCALED PROTOTYPE DESIGN

A prototype was designed in a reduced scale to demonstrate the basic operation of one cell of the Cascaded Multilevel Solar-SST Converter Topology. Table I presents the starting parameters considered in the prototype development.

There are many reports of ongoing tests with medium voltage (10kV, 15kV) SiC devices [17]–[19], [21], [28], but they are not yet commercially available. The prototype uses devices with blocking voltage of 1.2kV, since this was the highest blocking voltage rating available at the time of the prototype design.

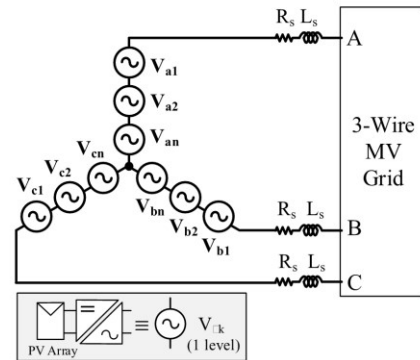


Fig. 1. Proposed Cascaded Multilevel Converter.

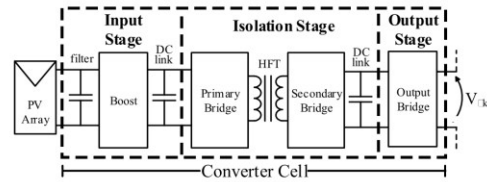


Fig. 2. Stages of each Cell of the Proposed Converter.

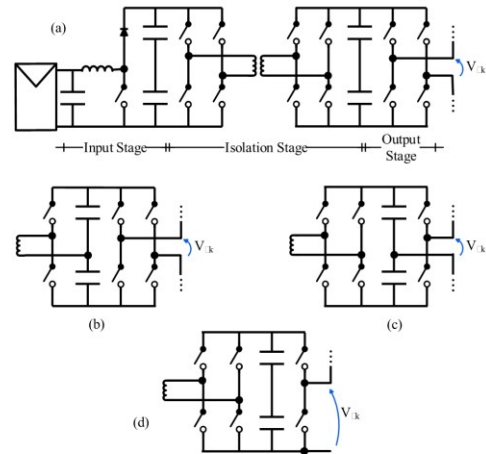


Fig. 3. (a) Converter Cell Topology. (b), (c) and (d) Alternative circuits for the Secondary and Output Bridges, using six switches.

TABLE I
Starting Parameters

Multilevel Converter Parameters	
Total PV-Panel Area:	205.8 m ²
Rated Power:	30.9 kW _p
Rated Output Voltage:	2.2 kV (line, rms)
Number of cell per phase:	3
Converter Cell Parameters	
PV-Panel Area per cell:	22.9 m ²
Rated Power per cell:	3.4 kW _p
Rated Output Voltage per cell:	423 V (phase, rms)
Secondary-side DC-link Voltage:	800 V
Primary-side DC-link Voltage:	500 V
PV-Array Parameters	
2 parallel strings of 7 PV-panels (YL245-29b [29])	
PV-Panel Area:	22.9 m ²
MPP under STC (according to IEC 60904-3):	3430 W _p
Voltage at STC:	211.4 V
Current at STC:	16.2 A
PV-Array Voltage:	125 – 265 V
PV-Array Current:	0 – 17.3 A

A. Power Devices and Gate-Driver Solution

The proposed converter cell requires fourteen switches to form the three stages, as seen in Figure 4. Considering that the necessary currents result in parasitic inductances – which induce overvoltages, can cause EMI, among other issues [30], [31] –, it is necessary to minimize them. Since module packages have shorter connections between the chips, they present lower parasitic inductances; consequently, it was decided to use three units of 1.2kV/50A SiC Six-Pack MOSFET modules (CREE CCS050M12CM2) – even though one leg in two modules are left unused.

One Six-Pack module is dedicated to the Output FB. Another one is dedicated to the Secondary FB. The last one is used for the Primary FB and the Boost stage, since they share the first dc-bus. In order to achieve symmetry, to obtain a more even current distribution to both dc terminals of the SiC module, to lessen parasitic inductances and to diminish losses in the capacitor [32], the central leg is used for the Boost switches. For the same reason, the two external legs of all three modules were left for the Full-Bridge converters. In the upper switch of the Boost leg, only the reverse diode is used.

Gate-drivers from the same manufacturer (CREE CGD15FB45) were selected, but since the topology aims at high frequency switching and MV, extra caution is necessary. HF gating signals transmission could cause EMI

issues in the converter. Although it is a downscaled prototype, the isolation of control and power blocks is desirable. As a result, it was chosen to transmit switching-commands via optical fiber; printed circuit boards were designed to convert optical signals to electric, and one of these boards was attached to each purchased gate-driver board.

B. Magnetic Elements Specification

The desired inductance for the boost stage was calculated based on the switching frequency, the desired current ripple, rated duty cycle and input voltage, as well-established in the literature, e.g. [33].

The transformer leakage inductance is a very important parameter when it comes to power flow through the converter. To allow the power from the PV-array to be transferred to the grid, the desired leakage inductance of the DAB transformer was calculated through (1).

$$P = \frac{V_1 V_2}{2\pi f_{sw} L_{lk}} \sin \delta_{12} \quad (1)$$

where f_{sw} is the DAB switching frequency; V_1 and V_2 the fundamental components of primary and secondary voltages of the transformer referred to the same side; δ the displacement angle between V_1 and V_2 , and P is the transferred real power. The isolation stage uses square-wave PWM, V_1 and V_2 are the fundamental components of the square wave synthesized by each single-phase FB, and the maximum amplitude possible in this technique is $4/\pi V_d$. Full power transfer was considered to calculate the leakage inductance (L_{lk}) – with $\delta_{12}=90^\circ$ and the maximum amplitude for the voltages of both sides – and P equals to maximum power available from the PV-array at STC. This value, 188μH, is the upper limit of the tolerance range of the leakage inductance specified, since if the value of the transformer leakage inductance would be greater than the calculated L_{lk} , it would not be possible to transfer the maximum power available at the MPP. Should the real value would be lower than desired, the transferred power can be adjusted through the modulation technique, so that the maximum power available still flows through the transformer.

C. Capacitive Elements Specification

The capacitances of the input filter and both dc-links were

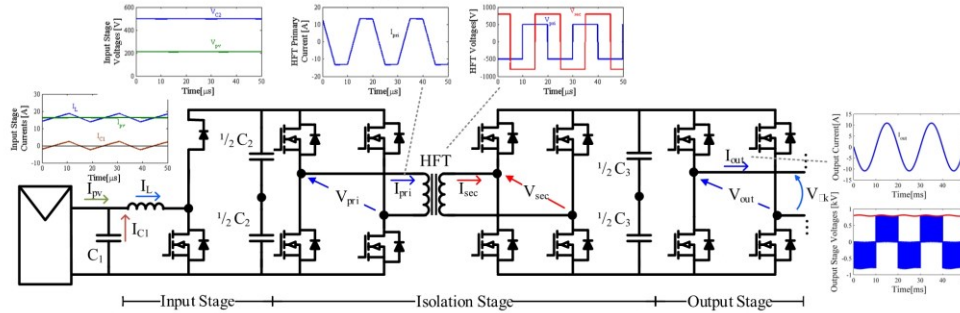


Fig. 4. One level of the proposed converter topology. Some simulation waveforms in steady state show the main currents and voltages at the MPP to illustrate the operation.

calculated based on the desired current and voltage ripples as in (2). The input capacitor ought to provide the boost current ripple, since the PV-array current should be dc. The second dc-bus (C_3) has a significant 120 Hz voltage ripple component, due to the single-phase output stage, and components at the switching frequencies of both isolation and output stages. The capacitance C_3 was calculated in order to limit the 120 Hz ripple component to 10% when at 90% of the maximum power.

$$C = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_C 2\pi f} \quad (2)$$

where f is the frequency of the ripple, C the calculated capacitance, ΔV_C and ΔI_C voltage and current ripples.

Since electrolytic capacitors are not adequate for high frequency [34], and no longer behave as capacitor at the desired switching frequency levels (above 10kHz), but rather become inductive, a different manufacturing technology is needed. Polypropylene film capacitors were selected for the input capacitive filter (C_1) and both dc-buses, since they maintain capacitive characteristics with low equivalent series inductance and resistance at higher frequencies, and are adequate to dc-links, and present very long life time [35]. In both dc-link capacitor groups, series parallel connections between the capacitor were used and high-ohmic resistors balance the voltage on the capacitors.

To minimize leakage inductances, the capacitors for the first dc-bus (C_2) were distributed symmetrically on both sides of the first SiC module as recommended by the module manufacturer in [32]. The capacitors that make up the second dc-bus (C_3) were also symmetrically distributed on both sides of the other two modules, since the isolation stage's secondary FB and the output stage FB share this dc-bus. Table II summarizes the stages of the converter cell.

D. Cooling Solution and Mechanical Design

Power losses for one converter cell were calculated. Simulation waveforms of voltage and current on each switch, for steady state operation at STC, were considered. Switching and conduction losses on each switch were calculated as in [36], taking into account datasheet information and the simulation waveforms; total losses are shown in Table III.

Considering the power dissipation requirements of the switches and of the magnetics, and the datasheet information on the power dissipation capabilities of the SiC module related to the case temperature, a maximum heatsink-ambient thermal resistance allowable for the heat flow was calculated. In order to achieve a cubic form-factor for each converter cell, it was chosen to use a heatsink with two opposite mounting surfaces.

TABLE II
Converter Ratings

Input Stage	
Boost	
Switches: central leg of SiC Module 1	
Filter capacitor: 3 μ F (3 paralleled 1 μ F capacitors)	
Input Voltage: 125 – 265 V	
Duty cycle: 0.47 – 0.75 (with $V_{C2}=500$ V)	
Boost inductor: 500 μ H (Estimated Losses: 23 W)	
Input Voltage at STC: 211V	
Duty Cycle at STC: 0.58	
Input Current at STC: 16.2 A	
Input Current Ripple: 150 mA (<1%)	
Inductor Current ripple at STC: 4.8 A (30%)	
First dc-bus	
connected the SiC Module 1	
Average Voltage: 500V	
Voltage Ripple (50 kHz): ± 1 V (<1%)	
Equivalent Capacitance: 40 μ F	
(4 parallel connections of two 20 μ F capacitors connected in series)	
Isolation Stage	
Primary FB	
Switches: external legs of SiC Module 1	
Switching Frequency: 50kHz	
Input Current: 6.9 A (avg)	
HFT	
Input Current: 7.6 A (rms)	
Input Voltage: 450 V (rms)	
Transformation Rate: 5/8	
Rated Power: 3.5 kW	
Leakage Induction: 188 μ H (referred to the primary side)	
Estimated Transformer Losses: 28 W	
Secondary FB	
Switches: external legs of SiC Module 2	
Switching Frequency: 50kHz	
Output Current: 4.3 A (avg)	
Second dc-bus	
connected to SiC Modules 2 and 3	
Average Voltage: 800V	
Voltage Ripple (120Hz): ± 57 V ($\pm 7.7\%$)	
Equivalent Capacitance: 160 μ F	
(8 parallel connections of two 40 μ F capacitors connected in series)	
Output Stage	
Output FB	
Switching Frequency: 10kHz	
Switches: external legs of SiC Module 3	
$V_{out,rms}$: 423.4 V	
$I_{out,rms}$: 8.1 A	

A heatsink that met the aforementioned requirements and has an airflow chamber, and an appropriate axial fan were selected among the potential refrigeration solutions. It was considered that the first SiC module and the boost inductor are mounted on the left mounting surface of the heatsink and the other two SiC modules are mounted on the other side. It was considered that the HF transformer is not mounted onto the heatsink, but rather kept in the direction of the airflow tunnel, outside the heatsink. The selected heatsink with forced ventilation was confirmed as a fitting cooling solution

TABLE III
Thermal Model Ratings in Worst Case Steady State Operating Point (at STC)

	Input Stage		DAB's Primary FB		DAB's Secondary FB		Output Stage		Input Stage Inductor (mounted on the left heatsink surface)
	Mosfet	Diode	4 Mosfets	4 Diodes	4 Mosfets	4 Diodes	4 Mosfets	4 Diodes	
Total Losses per Switch (W)	20.7	8.9	22.4	4.7	28	13.6	7.3	3.8	23 Losses (W)
Total Losses per Module (W)	138		166		44.4				
Junction Temperature (°C)	62.0	58.1	62.6	56.3	68.5	63.8	54.7	53.5	Hot-spot Temperature (°C)
Case Temperature (°C)	54.4		58.1		51.9		97		
Heatsink Temperature (°C)	47.4		49.7						

through calculations with a steady state thermal model. Table III presents results for electrical losses in steady state operation and temperatures on each switch in the worst loss scenario – when all panels are at the MPP under STC, i.e. providing the highest power rating. Ambient temperature in the thermal circuit was considered 40 °C.

Figure 5 shows the proposed mechanical design for the converter cell. The whole converter (Fig. 1) would present a modular structure with the three phases arranged side by side, each phase a stack of cells, as sketched in Figure 6. A horizontal wind tunnel was chosen instead of the commonplace vertical, for the latter would not fit the stacked structure of the whole converter.

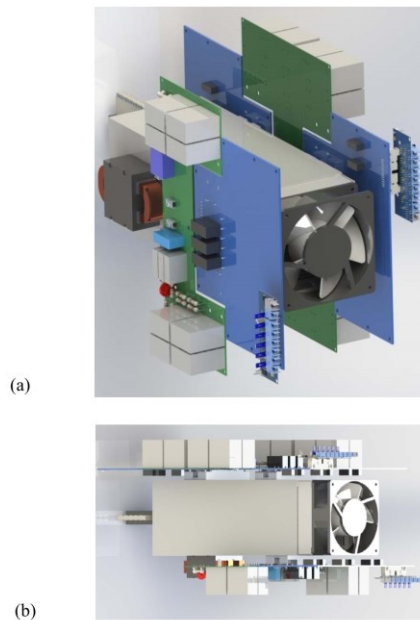


Fig. 5. 3D drawing of the converter cell prototype. (a) Side view (b) Upper view. Length: 485 mm; Width: 337 mm; Height: 245 mm.

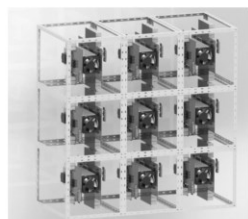


Fig. 6. Conceptual drawing of the modular converter structure, considering three levels per phase.

IV. CONCLUSIONS

This paper presents the prototype development for one cell of the proposed cascaded multilevel topology for solar applications. The proposed dc-ac cell topology is not the only possible converter cell realization, but was considered the most appropriate to investigate the system functionalities and explore advantages of SiC switches. The topology can be improved with further research. Experimental results from prototype tests will indicate the needed improvements in hardware and software for the next iterations. Control issues and strategies will be discussed in future papers.

ACKNOWLEDGEMENTS

This work has been supported by the Brazilian agencies CAPES, CNPq and FAPEMIG. The project has been supported by COELBA through the ANEEL R&D Program "Chamada ANEEL: 013/2011", Research Grant PD-0047-0060/2011. The authors thank A. Machado, F. Amaral, P. Negrão and V. Nazareth, for their assistance in this work.

REFERENCES

- [1] World Energy Council, "World Energy Scenarios - Composing energy futures to 2050", London, 2013.
- [2] International Energy Agency, "World Energy Outlook 2014", Paris, 2014.
- [3] S. Kann, "U . S . Solar Market Insight Report | 2014 Year in Review | Executive Summary", 2015.
- [4] A. Elasser, M. Agamy, J. Sabate, R. Steigerwald, R. Fisher, e M. Harfman-Todorovic, "A comparative study of central and distributed MPPT architectures for megawatt utility and large scale commercial photovoltaic plants", in *Proc. Ind. Electronics Conf. IECON*, 2010, p. 2753–2758.
- [5] J. A. Villarejo, A. Molina-Garcia, e E. De Jodar, "Comparison of central vs distributed inverters: Application to photovoltaic systems", in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron., ISIE*, 2011, p. 1741–1746.
- [6] R. Chattopadhyay, S. Bhattacharya, N. C. Foureaux, S. M. Silva, F. Braz Cardoso, H. de Paula, I. a. Pires, P. C. Cortizio, L. Moraes, e J. a. de S. Brito, "Low voltage PV power integration into medium voltage grid using high voltage SiC devices", in *Int. Power Electron. Conf. (IPEC - ECCE ASIA)*, 2014, p. 3225–3232.
- [7] N. Foureaux, A. Machado, E. Silva, e B. J. Cardoso Filho, "Central Inverter Topology Issues in Large-Scale Photovoltaic Power Plants: Shading and System Losses", in *42th IEEE Photovolt. Specialists Conf., PVSC (in Press)*, 2015.
- [8] P. W. Hammond, "A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives", *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 33, n° 1, p. 202–208, 1997.
- [9] E. Villanueva, P. Correa, J. Rodriguez, e M. Pacas, "Control of a Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, n° 11, p. 4399–4406, 2009.

- [10] A. Lesnicar e R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range", in *Proc. IEEE PowerTech*, 2003, vol. 3, p. 272–277.
- [11] H. S. Krishnamoorthy, S. Essakiappan, P. N. Enjeti, R. S. Balog, e S. Ahmed, "A new multilevel converter for megawatt scale solar photovoltaic utility integration", in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Expo., APEC*, 2012, p. 1431–1438.
- [12] X. She, R. Burgos, G. Wang, F. Wang, e A. Q. Huang, "Review of solid state transformer in the distribution system: From components to field application", in *IEEE Energy Conversion Congr. and Expo., ECCE*, 2012, p. 4077–4084.
- [13] X. She, S. Lukic, A. Q. Huang, S. Bhattacharya, e M. Baran, "Performance evaluation of solid state transformer based microgrid in FREEDM systems", in *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Expo., APEC*, 2011, p. 182–188.
- [14] W. McMurray, "The Thyristor Electronic Transformer: a Power Converter Using a High-Frequency Link", *IEEE Trans. Ind. Gen. Appl.*, vol. IGA-7, n° 4, 1971.
- [15] A. Bindra, "Wide-Bandgap-Based Power Devices: Reshaping the power electronics landscape", *IEEE Power Electron. Mag.*, vol. 2, n° 1, p. 42–47, 2015.
- [16] B. J. Baliga, *Fundamentals of Power Semiconductor Devices*. Springer US, 2008.
- [17] R. J. Callanan, A. Agarwal, A. Burk, M. Das, B. Hull, F. Husna, A. Powell, J. Richmond, S. H. Ryu, e Q. Zhang, "Recent progress in SiC DMOSFETs and JBS diodes at Cree", in *Proc. 34th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc., IECON*, 2008, p. 2885–2890.
- [18] A. Kadavelugu, S. Bhattacharya, S. H. Ryu, E. Van Brunt, D. Grider, A. Agarwal, e S. Leslie, "Characterization of 15 kV SiC n-IGBT and its application considerations for high power converters", in *IEEE Energy Conversion Congr. and Expo., ECCE*, 2013, p. 2528–2535.
- [19] M. K. Das, C. Capell, D. E. Grider, S. Leslie, J. Ostop, R. Raju, M. Schutten, J. Nasadoski, e A. Hefner, "10 kV, 120 a SiC half H-bridge power MOSFET modules suitable for high frequency, medium voltage applications", in *IEEE Energy Conversion Congr. and Expo., ECCE*, 2011, p. 2689–2692.
- [20] S. Inoue e H. Akagi, "A bidirectional isolated dc-dc converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, n° 2, p. 535–542, 2007.
- [21] G. Wang, X. Huang, J. Wang, T. Zhao, S. Bhattacharya, e A. Q. Huang, "Comparisons of 6.5kV 25A Si IGBT and 10-kV SiC MOSFET in solid-state transformer application", in *IEEE Energy Conversion Congr. and Expo., ECCE*, 2010, p. 100–104.
- [22] M. O'Neill, "Silicon Carbide Diodes Make Solar Power Systems More Efficient", *Cree*. 2008.
- [23] M. K. Das, "SiC MOSFET Module Replaces up to 3x Higher Current Si IGBT Modules in Voltage Source Inverter Application", *Bodo's Power Syst.*, n° February, p. 22–24, 2013.
- [24] C. Wilhelm, D. Kranzer, e B. Burger, "Development of a highly compact and efficient solar inverter with Silicon Carbide transistors", *6th Int. Conf. Integr. Power Electron. Syst.*, p. 1–6, 2010.
- [25] N. C. Foureaux, B. J. C. Filho, e J. a. S. Brito, "Cascaded multilevel SST medium voltage converter for solar applications", in *9th Int. Conf. Power Electron. - ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, 2015, p. 801–808.
- [26] CREE, "Application considerations for silicon carbide MOSFETs", under "Power Applicat. Notes" at www.cree.com. CREE, Durham, p. 1–3, 2011.
- [27] R. Naderi e A. Rahmati, "Phase-shifted carrier PWM technique for general cascaded inverters", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, n° 3, p. 1257–1269, maio 2008.
- [28] J. Wang, X. Zhou, J. Li, T. Zhao, A. Q. Huang, R. Callanan, F. Husna, e A. Agarwal, "10-kV SiC MOSFET-Based Boost Converter", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, n° 6, 2009.
- [29] YingLi Solar, "YGE 60 Cell 40mm Series Datasheet." Yingli Green Energy Holding, p. 1–2.
- [30] CREE, "Design Considerations for Designing with Cree SiC Modules Part 1 . Understanding the Effects of Parasitic Inductance", p. 1–20, 2013.
- [31] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, e T. Reimann, *Application Manual Power Semiconductors*, 2° ed. Nuremberg: SEMIKRON Int. GmbH, 2011.
- [32] CREE, "Design Considerations for Designing with Cree SiC Modules Part 2 . Techniques for Minimizing Parasitic Inductance", 2013.
- [33] N. Mohan, T. M. Undeland, e W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Application, and Design*. John Wiley & Sons, Inc, 2003.
- [34] EPCOS, "Aluminum Electrolytic Capacitors - General Technical Information." EPCOS AG, Muenchen, p. 752, 2015.
- [35] I. Vishay Intertechnology, "MKP1848C Metallized Polypropylene Film Capacitors DC-Link Capacitor." Vishay Roederstein, p. 1–20, 2015.
- [36] D. Graovac, M. Pürschel, e K. Andreas, "MOSFET Power Losses Calculation Using the Data- Sheet Parameters", *Infineon Technologies AG*. Infineon, p. 1–23, 2006.