

Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Conversor Híbrido Trifásico CA-CC-CA Aplicado a Sistemas de Conversão de Energia Eólica

Nayara Ingrid Lisboa Santos

Área de Conhecimento: Processamento de Energia

Orientador:
Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Nayara Ingrid Lisboa Santos, Fevereiro de 2019

Dissertação de Mestrado

Conversor Híbrido Trifásico CA-CC-CA Aplicado a Sistemas de Conversão de Energia Eólica

Dissertação apresentada à Coordenação do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande em cumprimento às exigências para a obtenção do Grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Nayara Ingrid Lisboa Santos

Aluna

Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

Fevereiro de 2019

M775e

Santos, Nayara Ingrid Lisboa.

Conversor híbrido trifásico CA-CC-CA aplicado a sistemas de conversão de energia eólica / Nayara Ingrid Lisboa Santos. – Campina Grande, 2019.

95 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2019.

"Orientação: Prof. Dr. Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa".

Referências.

1. Conversores fonte de tensão. 2. Conversores fonte de corrente. 3. Conversores CA-CC-CA. 4. Conversores híbridos. 5. Sistemas de conversão de energia eólica. I. Corrêa, Maurício Beltrão de Rossiter. II. Título.

CDU 621.314.5(043)

**"CONVERSOR HÍBRIDO TRIFÁSICO CA-CC-CA APLICADO A SISTEMAS DE
CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA"**

NAYARA INGRID LISBOA SANTOS

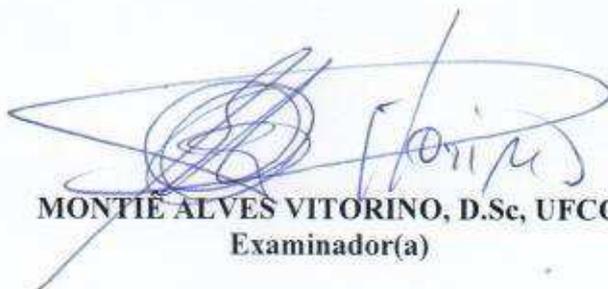
DISSERTAÇÃO APROVADA EM 26/02/2019



MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG
Orientador(a)



CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Examinador(a)



MONTIE ALVES VITORINO, D.Sc, UFCG
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

Dedico este trabalho à minha avó,
Maria Ferreira, minha família, e ao
meu esposo Khelvin.

"Inteligência é a habilidade de se adaptar às mudanças."

Stephen Hawking.

Agradecimentos

Agradeço a Deus, em primeiro lugar, pela minha vida e pelo dom da perseverança, me proporcionando o discernimento necessário que me permitiu concluir este trabalho.

Agradeço à minha avó, Maria Ferreira, que sempre me incentivou a estudar, não medindo esforços para me proporcionar a melhor educação, se hoje estou alcançando essa vitória é graças a ela.

Agradeço ao meu esposo, Khelvin Gleyk, que está sempre ao meu lado, me dando força e todo o suporte necessário.

Agradeço ao meu pai, Noé Pereira, que sempre me incentivou para que eu lutasse pelos meus sonhos. Agradeço à minha mãe, Maria do Socorro, em memória, que sempre acreditou em mim e nos meus objetivos.

Agradeço também a toda minha família, que, com todo carinho e apoio, não mediram esforços para eu chegar a esta etapa da minha vida, me ajudando da melhor forma possível. A todos os meus amigos, com os quais posso contar em todos os momentos. Quero agradecer em especial aos meus amigos do curso, por estarem sempre comigo, batalhando dia-a-dia, tornando os meus dias melhores.

Agradeço também ao Prof. Maurício, pelas orientações concebidas, pela oportunidade de trabalho e aprendizado, e ao Prof. Montiê por toda assistência necessária para a conclusão do mestrado.

Agradeço à Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, pelo suporte dado neste trabalho, e aos técnicos do LEIAM, Wellington e Paulo, que sempre estiveram à disposição. Ao doutorando Louelson pelo apoio, orientação e dedicação, e aos colegas do LEIAM por estarem disponíveis para sanar eventuais dúvidas, em especial, Ruan que durante a parte prática deu total suporte.

Resumo

Este trabalho apresenta uma topologia híbrida de conversor CA-CC-CA aplicada em sistemas de conversão de energia eólica. A topologia é composta de um conversor fonte de tensão do lado do gerador e um conversor fonte de corrente do lado da rede. Os conversores utilizados operam de maneiras diferentes, mas, em geral, proporcionam vantagens adicionais ao sistema, cancelando desvantagens que ocorrem na utilização de apenas um tipo de conversor. Dessa forma, este trabalho mostra um estudo sobre as topologias convencionais *back-to-back* fonte de tensão e fonte de corrente e o estudo sobre as características operacionais do conversor híbrido. O conversor proposto tem, como características principais, proteção contra curto-circuito, fácil integração com a rede, operação *boost-boost* e baixa taxa de distorção harmônica. Resultados são apresentados de forma a verificar as características operacionais do conversor e a viabilidade de utilização, assim como realizar comparação com as topologias convencionais fonte de tensão e fonte de corrente.

Palavras-chave: Conversores fonte de tensão, Conversores fonte de corrente, Conversores CA-CC-CA, Conversores híbridos, Sistemas de conversão de energia eólica.

Abstract

This article presents a hybrid AC-DC-AC converter topology applied to wind energy conversion systems. The converter is composed of a generator-side voltage source converter and a grid-side current source converter. The used converters operate in different ways but, in general, they provide additional advantages to the system, canceling disadvantages that occur in the use of only one type of converter. This work shows a study on the conventional back-to-back voltage source and current source topologies and the study on the operational characteristics of the hybrid converter. The proposed converter has as main characteristics, short circuit protection, easy integration with the grid, boost-boost operation and low total harmonic distortion. Results are presented in order to verify the operational characteristics of the converter and the feasibility of using, as well as perform comparison with the conventional topologies back-to-back voltage source and back-to-back current source.

Keywords: Voltage source converters, Current source converters, AC-DC-AC Converters, Hybrid converters, Wind power conversion systems.

Índice

Agradecimentos	vi
Resumo	vii
Abstract	viii
Índice	ix
Índice de Tabelas	xii
Índice de Figuras	xiii
Lista de Símbolos	xvi
Glossário	xxi
1 Introdução	1
1.1 Configurações dos WECS	3
1.2 Configuração do sistema proposto	6
1.3 Revisão Bibliográfica	7
1.4 Objetivos da Dissertação	10
1.4.1 Motivação do trabalho	11
1.5 Organização do Trabalho	12
1.6 Contribuições	13
2 Conversores Fonte de Tensão	14
2.1 Modulação PWM	15
2.1.1 Tempo Morto	20
2.2 Estratégia de Controle	22

2.3	Capacitor de Barramento CC	25
2.4	Filtro Passa Baixa LCL	26
2.5	Conversor Fonte de Tensão Back-to-Back (B2B VSC)	27
2.6	Conclusão	30
3	Conversores Fonte de Corrente	31
3.1	Modulação PWM	34
3.1.1	Tempo morto	37
3.1.2	Chave RB-IGBT	40
3.1.3	Estratégia de controle	40
3.2	Indutor de Barramento CC	41
3.3	Filtro Passa Baixa CL	43
3.4	Conversor Fonte de Corrente Back-to-Back (B2B CSC)	44
3.5	Conclusão	46
4	Conversor Híbrido VSR-CSI	48
4.1	Resultados do Conversor Híbrido VSR-CSI	52
4.2	Análise da Variação de Ganho	54
4.3	Resultados Experimentais	60
4.4	Conclusão	67
5	Análise Comparativa entre os Conversores B2B VSC, B2B CSC e Híbrido VSR-CSI	71
5.1	Análise do Ganho de Tensão	71
5.1.1	Ganhos de tensão para os estágios retificadores e inversores do VSC e CSC	72
5.1.2	Ganhos para os conversores B2B VSC, B2B CSC e Híbrido VSR-CSI	72
5.2	Análise comparativa entre os conversores	73
5.2.1	Distorções Harmônicas	75
5.2.2	Perdas nos Semicondutores	77
5.2.3	Quantidade de componentes	79
5.3	Conclusão	80

6	Conclusão Geral	81
6.1	Trabalhos Futuros	82
	Referências Bibliográficas	83
I	Esquemático e PCB do VSR	86
II	Esquemático e PCB do CSI	91

Índice de Tabelas

2.1	Tensões de saída para o conversor trifásico de dois níveis.	17
2.2	Parâmetros para o B2B VSC.	28
2.3	Perdas e THD do conversor B2B VSC com variação do índice de modulação.	29
3.1	Tabela verdade do CSC.	35
3.2	Parâmetros para o B2B CSC.	44
3.3	Perdas e THD do conversor B2B CSC com variação do índice de modulação.	46
4.1	Parâmetros do conversor Híbrido VSR-CSI.	52
4.2	Valores mínimos de THD e perdas das chaves.	57
4.3	Valores máximos de THD e perdas das chaves.	57
4.4	<i>Setup</i> para a realização dos experimentos.	62
5.1	Valores mínimos e máximos de ganhos de tensão para os conversores B2B VSC, B2B CSC e Híbrido VSR-CSI.	75
5.2	Configurações para a comparação entre as topologias.	75
5.3	Relação de componentes para as topologias B2B VSC, B2B CSC e Híbrido VSR-CSI.	80

Índice de Figuras

1.1	Sistema de conversão de energia eólica com gerador de velocidade fixa e sem conversor de potência.	4
1.2	Sistema de conversão de energia eólica com gerador de velocidade variável com variação da resistência rotórica.	4
1.3	Sistema de conversão de energia eólica com gerador de velocidade variável com conversor de capacidade reduzida.	5
1.4	Sistema de conversão de energia eólica com gerador de velocidade variável com conversor de capacidade total.	5
1.5	Conversor CA-CC-CA Híbrido.	6
1.6	Diagrama do inversor <i>Tandem</i>	10
1.7	Estrutura principal da dissertação.	12
2.1	Retificador fonte de tensão trifásico.	15
2.2	Inversor fonte de tensão trifásico.	15
2.3	Estratégia de PWM para o VSC.	16
2.4	Conversor fonte de tensão trifásico.	16
2.5	Estágios de chaveamento de um conversor VSR trifásico.	18
2.6	Resultado da comparação entre as tensões de referência e a portadora.	19
2.7	Exemplo de acionamento das chaves durante o tempo morto de VSR trifásico.	21
2.8	Exemplificação do tempo morto para as chaves S_1 e S_4 de um VSC.	21
2.9	Sequência de chaveamento do PWM VSC para $v_{1r}^* > 0$, $v_{2r}^* > 0$ e $v_{3r}^* < 0$	22
2.10	Resultado experimental da sequência de chaveamento das chaves (S_1 , S_4 , S_2 e S_5) para $v_{1r}^* > 0$, $v_{2r}^* > 0$ e $v_{3r}^* < 0$	22
2.11	Controle orientado pela corrente para o VSI.	23
2.12	Controle vetorial da corrente para o VSR.	25

2.13	Conversor Back-to-Back VSC.	28
2.14	Curvas das tensões e correntes CA e CC para o conversor B2B VSC.	29
3.1	Inversor Fonte de Corrente Trifásico.	33
3.2	Retificador Fonte de Corrente Trifásico.	33
3.3	Estratégia de PWM para o CSC.	34
3.4	Estágios de chaveamento de um conversor CSC trifásico.	36
3.5	Exemplo de caminho de condução da corrente durante o tempo morto de um CSI trifásico.	38
3.6	Exemplificação do tempo morto para as chaves superiores h_1 e h_2 de um CSC.	39
3.7	Sequência de chaveamento do PWM CSC para $i_{1i}^* > 0$, $i_{2i}^* > 0$	39
3.8	Resultado experimental da sequência de chaveamento do PWM CSC para $i_{1i}^* > 0$, $i_{2i}^* > 0$	39
3.9	Dispositivo semiconductor RB-IGBT.	40
3.10	Diagrama de controle para o CSI.	41
3.11	Diagrama de controle para o CSR.	42
3.12	Conversor Back-to-Back CSC.	44
3.13	Curvas das tensões e correntes CA e CC para o conversor B2B CSC.	45
4.1	Conversor Híbrido VSR-CSI.	50
4.2	Diagrama de controle para a topologia Híbrida.	51
4.3	Conversor Híbrido VSC/CSC.	52
4.4	Curvas da tensão e corrente CA e CC para o conversor Híbrido VSR-CSI.	53
4.5	Valores mínimos e máximos de THD_r e THD_i com valores de índices de modulação (m_{hi} e m_{hr}) equivalentes.	55
4.6	Valores mínimos e máximos de P_c , P_{ch} e P_t , e os valores de índices de modulação (m_{hi} e m_{hr}) equivalentes.	56
4.7	Valores mínimos e máximos de THD_r e THD_i	57
4.8	Valores mínimos e máximos de P_c , P_{ch} e P_t	58
4.9	Valores médios de THD_i , THD_r , P_c , P_{ch} e P_t	59
4.10	Fotografia dos protótipos construídos para o conversor Híbrido VSR-CSI.	60
4.11	Resultado experimental para as topologias de VSR e CSI.	61
4.12	Montagem da topologia Híbrida.	62

4.13	Resultado experimental para o <i>setup</i> [1-I].	63
4.14	Resultado experimental para o <i>setup</i> [1-II].	64
4.15	Resultado experimental para o <i>setup</i> [2-I].	65
4.16	Resultado experimental para o <i>setup</i> [2-II].	66
4.17	Resultado experimental para o <i>setup</i> [2-III].	67
4.18	Resultado experimental para o <i>setup</i> [3-I].	68
4.19	Resultado experimental para o <i>setup</i> [3-II].	69
4.20	Resultado experimental para o <i>setup</i> [3-III].	70
5.1	Relação de ganho de tensão para o B2B VSC, para o B2B CSC e para o Híbrido VSR-CSI.	74
5.2	Comparação entre os THDr e THDi dos conversores B2B VSC, B2B CSC e do Híbrido VSR-CSI.	76
5.3	Comparação entre as perdas nos semicondutores dos conversores B2B VSC, B2B CSC e do Híbrido VSR-CSI.	78
I.1	Esquemático da placa de potência do VSR.	87
I.2	PCB da <i>top layer</i> do VSR.	88
I.3	PCB da <i>bottom layer</i> do VSR.	88
I.4	Vista tridimensional do VSR em perspectiva.	89
I.5	Vista frontal tridimensional do VSR.	90
I.6	Vista posterior tridimensional do VSR.	90
II.1	Esquemático da placa de potência do CSI.	92
II.2	PCB da <i>top layer</i> do CSI.	93
II.3	PCB da <i>bottom layer</i> do CSI.	93
II.4	Vista tridimensional do CSI em perspectiva.	94
II.5	Vista frontal tridimensional do CSI.	95
II.6	Vista posterior tridimensional do CSI.	95

Lista de Símbolos

ω	- Frequência angular generalizada, [rad/s].
ω_g	- Frequência angular, em Radianos por segundo, do gerador
ω_s	- Frequência angular, em Radianos por segundo, da rede elétrica
ω_{ress}	- Frequência angular, em Radianos por segundo, de ressonância de um filtro CA.
ω_{ch}	- Frequência angular, em Radianos por segundo, de chaveamento.
θ_g	- Ângulo de tensão do lado do gerador.
θ_s	- Ângulo de tensão do lado da rede.
ϕ	- Defasagem entre a tensão e corrente CA.
δ	- Ângulo de potência entre a rede e o conversor.
ΔV_{cc}	- Valor máximo de <i>ripple</i> da tensão do barramento.
ΔI_{cc}	- Valor máximo de <i>ripple</i> da corrente do barramento.
ΔI_1	- <i>Ripple</i> da corrente sobre o indutor.
C	- Capacitor generalizado, [F].
C_{cc}	- Capacitor de um barramento CC.
C_f	- Capacitor de um filtro CA.
C_b	- Capacitor de base.
D	- <i>Duty cycle</i> .
D_i	- Valor médio em um período de chaveamento de um sinal modulante em corrente.

$d_i(t)$	- Função modulante em corrente, utilizada como sinal de referência para comando PWM de um CSC.
E_{rr}	- Energia de recuperação reversa do diodo.
f_{ch}	- Frequência de chaveamento, [Hz].
f_s	- Frequência, em Hertz, do lado CA de um conversor.
f_{ress}	- Frequência de ressonância, em Hertz, de um filtro CA.
i_{ca}	- Corrente do lado CA de um conversor.
I_{cc}	- Corrente de barramento CC.
I_f	- Corrente direta do diodo.
i_d	- Corrente de eixo direto.
i_q	- Corrente de eixo em quadratura.
$i_{jg}, j = 1, 2, 3$	- Corrente de fase CA do lado do gerador.
$i_{js}, j = 1, 2, 3$	- Corrente de fase CA do lado da rede.
$i_{jr}, j = 1, 2, 3$	- Corrente de fase CA do lado do retificador.
$i_{ji}, j = 1, 2, 3$	- Corrente de fase CA do lado do inversor.
L	- Indutor generalizado, [H].
L_{cc}	- Indutor de um barramento CC.
L_f	- Indutor de filtro.
L_{fs}	- Indutor de filtro do lado da rede.
L_{fg}	- Indutor de filtro do lado do gerador.
L_{fi}	- Indutor de filtro do lado do inversor.
L_{fr}	- Indutor de filtro do lado do retificador.
m	- índice de modulação genérico.
m_a	- Índice de modulação de tensão.

m_i	- Índice de modulação da corrente.
m_{vr}	- Índice de modulação da tensão do lado do retificador para o B2B VSC.
m_{vi}	- Índice de modulação da tensão do lado do inversor para o B2B VSC.
m_{cr}	- Índice de modulação da corrente do lado do retificador para o B2B CSC.
m_{ci}	- Índice de modulação da corrente do lado do inversor para o B2B CSC.
m_{hr}	- Índice de modulação da tensão do lado do retificador para o VSR-CSI.
m_{hi}	- Índice de modulação da corrente do lado do inversor para o VSR-CSI.
P_{ca}	- Potência do lado CA de um conversor.
P_{cc}	- Potência do barramento CC de um conversor.
P_s	- Potência ativa do lado da rede.
P_g	- Potência ativa do lado do gerador.
P_{nom}	- Potência nominal do conversor.
$P_{1\phi}$	- Potência nominal por fase.
$P_{3\phi}$	- Potência nominal trifásica.
P_c	- Perdas por condução.
P_{ch}	- Perdas por chaveamento.
P_t	- Perdas totais.
Q	- Potência reativa.
Q_s	- Potência reativa do lado da rede.
Q_g	- Potência reativa do lado do gerador.
R	- Resistor generalizado, [Ω].
$S_j, j = 1, 2, 3$	- Comando PWM de uma chave superior do VSC trifásico.

- $S_j, j = 4, 5, 6$ - Comando PWM de uma chave inferior do VSC trifásico.
 $h_j, j = 1, 2, 3$ - Comando PWM de uma chave superior do CSC trifásico.
 $l_j, j = 1, 2, 3$ - Comando PWM de uma chave inferior do CSC trifásico.
 t_ϕ - Tempo de atraso, [s].
 T_{ch} - Período de chaveamento de uma portadora triangular, utilizada em comandos PWM.
 t_{tm} - Tempo morto de um comando PWM.
 V_{cc} - Tensão de uma fonte CC.
 v_{ca} - Tensão do lado CA de um conversor.
 v_{bar} - Tensão de um barramento CC.
 v_{Lcc} - Tensão do indutor de um barramento CC.
 v_{tri} - Portadora triangular utilizada em comandos PWM.
 v_{Lccmax} - Tensão máxima sobre um indutor de um barramento CC.
 v_d - Tensão de eixo direto.
 v_q - Tensão de eixo em quadratura.
 $v_{jg}, j = 1, 2, 3$ - Tensão de fase CA do lado do gerador.
 $v_{jss}, j = 1, 2, 3$ - Tensão de fase CA do lado da rede.
 $v_{12s}, j = 1, 2, 3$ - Tensão de linha CA do lado da rede.
 $v_{12g}, j = 1, 2, 3$ - Tensão de linha CA do lado do gerador.
 V_L - Tensão de pico de linha CA genérica.
 V_f - Tensão de pico de fase CA genérica.
 $v_{j0}, j = 1, 2, 3$ - Tensão de polo.
 $v_{jn}, j = 1, 2, 3$ - Tensão de neutro.
 \bar{x} - Generalização do valor médio de uma variável qualquer, em um certo período de tempo.

-
- X_y - Generalização do valor de pico de uma variável.
- $X_{y,rms}$ - Generalização do valor RMS de uma variável.
- x_y^* - Variável de referência para um controlador.
- Z - Impedância generalizada, [Ω].

Glossário

ANPC	-	<i>NPC ativo.</i>
B2B	-	<i>Back-to-Back.</i>
CC	-	Corrente Contínua.
CA	-	Corrente Alternada.
CSC	-	<i>Current Source Converter.</i>
CSR	-	<i>Current Source Rectifier.</i>
CSI	-	<i>Current Source Inverter.</i>
DFIG	-	<i>Doubly Fed Induction Generators.</i>
FP	-	Fator de potência.
IGBT	-	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor.</i>
LEIAM	-	Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas.
MMC	-	<i>Modular Multinível Converter.</i>
MPPT	-	<i>Maximum Power Point Tracking.</i>
NPC	-	<i>Neutral Point Clamped.</i>
PCI	-	Placa de circuito impresso.
PCB	-	<i>Printed Circuit Board.</i>
PWM	-	<i>Pulse Width Modulation.</i>
PMSG	-	<i>Permanent Magnet Synchronous Generator.</i>
RB-IGBT	-	<i>Reverse Blocking IGBT.</i>

-
- SCIG - *Squirrel Cage Induction Generator.*
- SiC - *Silicon Carbide.*
- THD* - *Total Harmonic Distortion.*
- VSC - *Voltage Source Converter.*
- VSR - *Voltage Source Rectifier.*
- VSI - *Voltage Source Inverter.*
- VFDs - *Variable-Frequency Drives.*
- WECS - *Wind Energy Conversion Systems.*
- WRIG - *Wound-Rotor Induction Generators.*

1

Introdução

Em sistemas de conversão de energia eólica, os geradores são responsáveis por converter a energia mecânica através das turbinas eólicas em energia elétrica. Devido às variações de velocidade do vento, esses sistemas costumam utilizar geradores de velocidade variável que possuem suas tensões geradas com amplitude e frequência variável. A conexão do gerador à rede elétrica é feita através de conversores estáticos bidirecionais, que têm como papel principal transferir a potência gerada para a rede elétrica que possui amplitude de tensão e frequência constante.

Os geradores de velocidade variável mais utilizados são as máquinas de indução de dupla alimentação DFIG (do inglês, *Doubly Fed Induction Generators*) e as máquina síncronas, em especial a máquina síncrona de ímã permanente PMSG (do inglês, *Permanent Magnet Synchronous Generator*). No entanto a PMSG tem vantagens em relação à DFIG, devido ao fato de que não necessita de corrente de excitação, possui alta densidade de potência e confiabilidade, baixa perdas rotóricas e alta eficiência (YARAMASU et al., 2017). Segundo YARAMASU et al (2017), as tendências indicam que o mercado está se descolando da DFIG para a PMSG.

Os conversores fonte de tensão VSCs (do inglês, *Voltage Source Converter*) são utilizados, na maioria dos casos em sistemas de geração distribuída, como os sistemas fotovoltaicos, por exemplo, esses sistemas necessitam de um inversor capaz de elevar o nível de tensão para a rede elétrica. Então, normalmente são utilizados os inversores fonte de tensão com um

conversor CC/CC elevador de tensão (*boost*) para elevar esse nível de tensão.

Para os sistemas de conversão de energia eólica WECS (do inglês, *Wind Energy Conversion Systems*) a topologia mais utilizada para a conexão do gerador eólico à rede elétrica é o conversor *back-to-back* (B2B) fonte de tensão VSC de dois níveis. Esta topologia possui controle de potência ativa e reativa dos dois lados e baixa taxa de distorção harmônica THD (do inglês, *Total Harmonic Distortion*). Porém possui alto risco de curto-circuito, tem altas perdas de potência por chaveamento, menor confiabilidade e é utilizado desde kW até 3MW (DE FREITAS et al., 2016). Também é necessário, em alguns casos, o uso de transformadores para elevar a tensão ao conectar à rede ou conversor CC-CC *boost*.

Contudo, devido à grande demanda de potência dos últimos anos, cada vez mais são necessários sistemas que comportem potências mais altas. Dessa forma, à medida que a potência aumenta, os conversores multiníveis tornam-se tendência, embora a utilização desses conversores possa ocasionar um aumento nas perdas, nos custos, complexidade de controle, redução da densidade de potência, entre outros problemas.

Alternativamente às topologias convencionais, os conversores fonte de corrente CSCs (do inglês, *Current Source Converter*) vem se tornando tendência. Os CSCs possuem algumas vantagens quando comparados com os conversores multiníveis VSCs, como uma topologia simples, excelente integração com a rede, controle do fator de potência e o barramento indutivo CC provê uma proteção natural contra curto-circuito (DAI et al., 2009), (VITORINO et al., 2014). Por outro lado, os CSCs não são explorados como os VSCs para WECS. A maioria das soluções que envolvem os CSCs são para aplicação de alta potência (BAO et al., 2014) (COSTA et al., 2018). No entanto, com o recente avanço tecnológico dos semicondutores de potência, mostrando melhorias significativas nos IGBTs de bloqueio reverso RB-IGBT (do inglês, *Reverse-Blocking IGBT*) assim como de carbeto de silício SiC (do inglês, *Silicon Carbide*), existe agora uma forte oportunidade para os CSCs emergirem no mercado como um forte candidato para WECS e oferecerem novas possibilidades permitindo a implementação de uma alta frequência de chaveamento, e assim, reduzir o tamanho e o peso do indutor de barramento CC (ZHANG et al., 2016), (FRIEDLI et al., 2008).

Assim, na literatura, a maioria dos estudos para WECS são para os conversores VSCs de dois níveis ou multiníveis, consistindo de um retificador fonte de tensão VSR (do inglês,

Voltage Source Rectifier) e um inversor fonte de tensão VSI (do inglês, *Voltage Source Inverter*), conectados por um barramento capacitivo CC, designado por B2B VSC (DE FREITAS et al., 2016),(YARAMASU et al., 2017). Os CSCs são aplicados também em WECS, normalmente para aplicações de alta potência, consistindo de um retificador fonte de corrente CSR (do inglês, *Current Source Rectifier*) e um inversor fonte de corrente CSI (do inglês, *Current Source Inverter*), conectados através de um barramento indutivo CC, designado neste trabalho de B2B CSC (DAI et al., 2009), (ZHANG et al., 2016) e (BAO et al., 2014). Assim, este trabalho é motivado pela falta de estudos envolvendo topologias híbridas fonte de tensão e fonte de corrente voltado para WECS.

Este capítulo inicia com as configurações básicas utilizadas em WECS e a apresentação da configuração do sistema proposto. Também é feita uma revisão bibliográfica sobre os conversores fonte de tensão e fonte de corrente, assim como os conversores híbridos e a comparação entre os VSCs e CSCs. Posteriormente, apresentam-se os objetivos e a contribuição da dissertação. A estrutura do texto é resumida no final e as publicações derivadas deste trabalho são apresentadas.

1.1 Configurações dos WECS

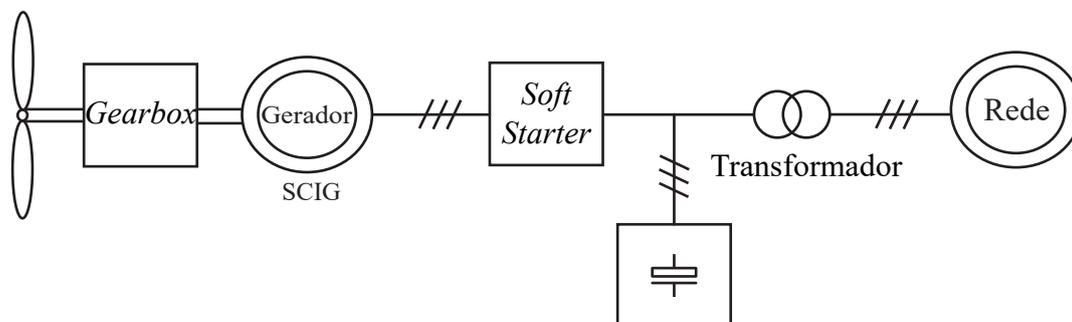
Os sistemas de conversão de energia eólica produzem eletricidade convertendo a energia cinética do vento para energia elétrica.

Os geradores e os conversores de potência são os principais elementos necessários para realizar a conversão de energia eólica para elétrica. Existem diferentes tipos de combinações e projetos destes dois elementos. Essas configurações podem ser classificadas em três grupos: 1) geradores de velocidade fixa sem um conversor de potência; 2) geradores de velocidade variável que usam conversores de capacidade reduzida, e 3) geradores de velocidade variável que utilizam conversores que operam com total capacidade (WU et al., 2011).

O primeiro tipo de configuração (geradores de velocidade fixa sem um conversor de potência) é ilustrado na Figura 1.1. O gerador de indução gaiola de esquilo SCIG (do inglês, *Squirrel Cage Induction Generator*) tem uma faixa de variação de velocidade muito pequena (WU et al., 2011), sendo por esse motivo chamado de gerador de velocidade fixa. A caixa de engrenagens (*gearbox*) é usada para ajustar a diferença de velocidade entre a turbina e o

gerador, de modo que o gerador possa fornecer sua potência nominal na velocidade nominal do vento. Esse sistema requer um *soft-starter* para limitar as altas correntes de partida. O capacitor trifásico é utilizado para compensar a potência reativa.

Figura 1.1: Sistema de conversão de energia eólica com gerador de velocidade fixa e sem conversor de potência.



A segunda configuração (sistemas com geradores de velocidade variável que usam conversores de capacidade reduzida) traz uma série de vantagens em relação aos geradores de velocidade fixa, como melhor eficiência e redução de estresse mecânico causado por variações de vento (WU et al., 2011). Reduz também o desgaste da caixa de engrenagens e do enrolamento, expandindo o ciclo de vida e reduzindo os requisitos de manutenção, no entanto com a necessidade do conversor de potência, são aumentados os custos e a complexidade do sistema.

Os sistemas de velocidade variável podem ser utilizados com geradores de indução de rotor bobinado WRIG (do inglês, *Wound-Rotor Induction Generators*). Existem duas topologias que utilizam esse gerador, na primeira o controle é feito variando a resistência rotórica (Figura 1.2) e a segunda opera com o conversor de potência (Figura 1.3).

Figura 1.2: Sistema de conversão de energia eólica com gerador de velocidade variável com variação da resistência rotórica.

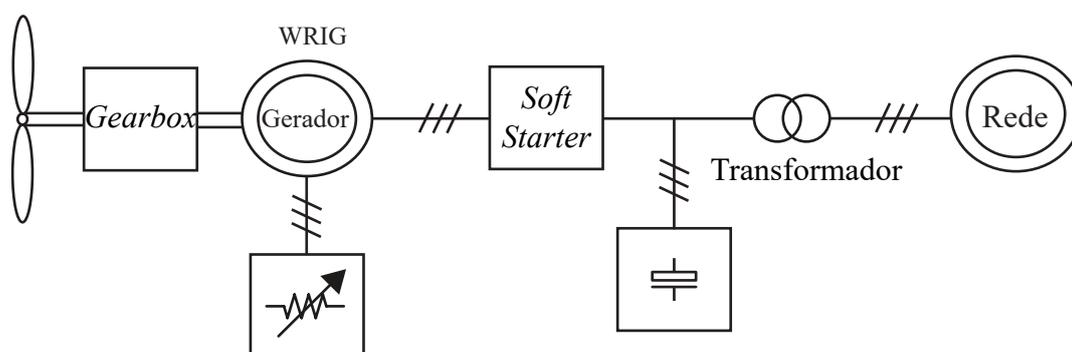
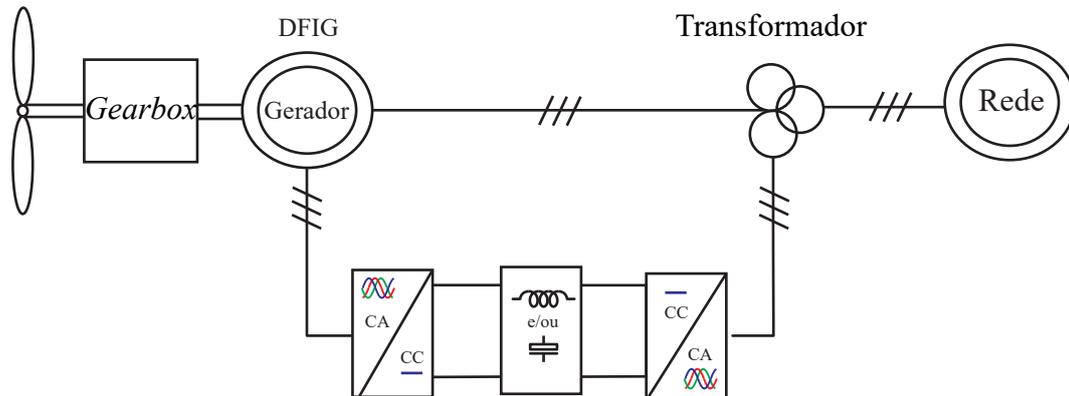


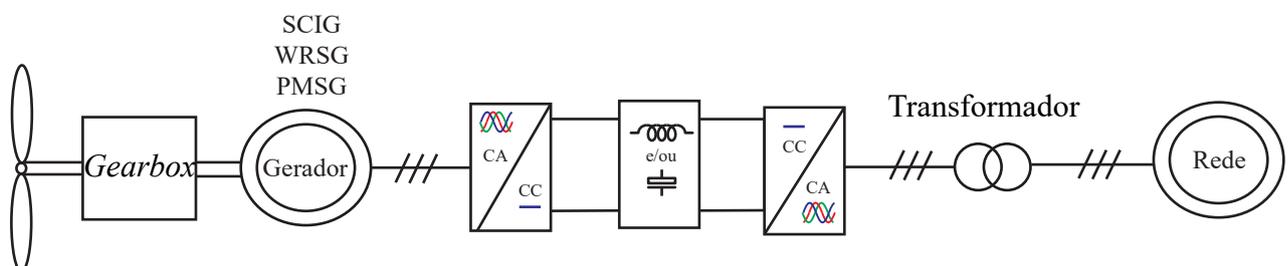
Figura 1.3: Sistema de conversão de energia eólica com gerador de velocidade variável com conversor de capacidade reduzida.



No primeiro caso, o sistema pode obter uma quantidade maior de potência vinda do vento, no entanto, também gera perdas pela resistência do rotor. Esse sistema também requer um *soft-starter* e compensação de potência reativa. Já na segunda topologia tem-se o gerador de dupla alimentação DFIG, que, diferentemente do caso anterior, substitui a resistência rotórica por um conversor conectado à rede e não usa mais o *soft-starter* nem os capacitores para a compensação de potência reativa. Essa configuração processa 30 % da potência gerada pelo gerador, resultando em menor custo em comparação com as topologias que têm o conversor com total capacidade (WU et al., 2011), (DAI et al., 2009) .

Por fim, têm-se as topologias que utilizam o gerador de velocidade variável com conversor que processa total capacidade de energia. A Figura 1.4 mostra as possibilidades deste tipo de configuração.

Figura 1.4: Sistema de conversão de energia eólica com gerador de velocidade variável com conversor de capacidade total.



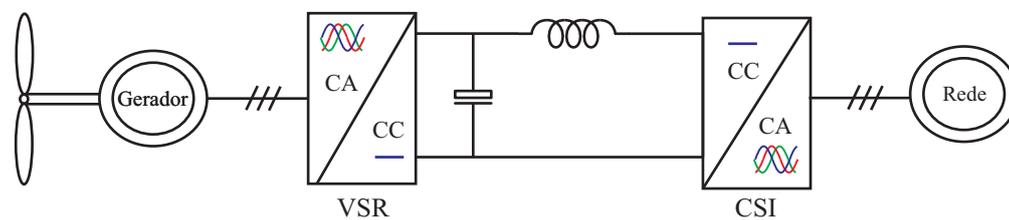
Assim sendo, o gerador é totalmente desacoplado da rede e opera com total faixa de velocidade. Através do conversor também é possível obter um ótimo fator de potência e uma

conexão suave com a rede. Esse sistema também pode operar sem a necessidade da caixa de engrenagens, caso seja utilizado um gerador com um alto número de polos (WU et al., 2011).

1.2 Configuração do sistema proposto

A configuração do sistema híbrido CA-CC-CA (VSR-CSI) proposto para a utilização em sistemas de conversão de energia eólica é mostrado na Figura 1.5.

Figura 1.5: Conversor CA-CC-CA Híbrido.



No geral, o sistema consiste de um estágio retificador fonte de tensão VSR, conectado a um inversor fonte de corrente CSI, através de um barramento CC capacitivo do lado do retificador e indutivo do lado do inversor. Para a conexão dos conversores ao gerador e a rede, são utilizados os filtros CA.

O conversor híbrido pode ser utilizado com o sentido inverso do fluxo de potência, realizando a operação *buck-buck* para acionamento de máquinas, como mostra (SALMON, 1994).

Devido a ação *boost-boost*, essa topologia híbrida pode trazer mais facilidade de conexão à rede, devido ao fato de poder utilizar um gerador com uma tensão mais baixa que a rede elétrica.

Os VSCs são mais difundidos e utilizados que os CSCs, por possuírem uma maior densidade de potência e apresentarem menores perdas por condução. Por outro lado, os CSCs possuem menores perdas por chaveamento e proteção natural contra curto-circuito, já que, durante uma falta de curto-circuito, o crescimento abrupto da corrente é limitado pelo indutor CC (COSTA, 2016).

Ambos VSR e CSI utilizam dispositivo IGBT (do inglês, *Insulate Gate Bipolar Transistor*). Nos VSCs, utiliza-se um diodo em anti-paralelo conectado ao IGBT, resultando

uma chave bidirecional em corrente e unidirecional em tensão. A conexão do diodo em anti-paralelo se faz necessário para que a corrente do filtro CA sempre tenha um caminho para seguir. Já nos CSCs, utiliza-se um diodo em série com o IGBT, resultando uma chave bidirecional em tensão e unidirecional em corrente. A conexão do diodo em série se faz necessária para que não haja um curto-circuito sobre o capacitor do lado CA.

O VSR é responsável por realizar o controle da potência ativa e reativa do lado do gerador, enquanto que o CSI controla a tensão de barramento CC, mantendo o índice de modulação fixo da corrente do barramento CC, de preferência unitário para a diminuição de perdas.

Para a conexão do lado do gerador, são mais utilizados os VSCs devido à característica indutiva das máquinas, que permite que os VSCs possam ser conectados diretamente sem a necessidade do uso de um filtro CA. Já para a conexão com a rede, os CSCs são uma melhor solução do que os VSCs, pois para a conexão do VSI com a rede é necessário o uso de um filtro LCL e a implementação do controle do barramento CC é mais complexa, visto que é necessária a utilização do controle indireto das correntes (ver Capítulo 2). Para o CSI, o controle é feito de forma direta e há a necessidade apenas de um filtro CL, o que eliminaria a utilização de três componentes.

1.3 Revisão Bibliográfica

Nesta seção são descritos os principais trabalhos que tratam sobre os conversores fonte de corrente e fonte de tensão para WECS, assim como a utilização híbrida desses conversores.

Alguns artigos como (DE FREITAS et al., 2016) e (YARAMASU et al., 2017) fazem a comparação sobre os conversores de potência mais utilizados para a conexão do gerador PMSG à rede. As topologias mais abordadas são os VSCs com retificador não controlado e controlado, porém utilizado para baixa potência. Para potências maiores, a capacidade de corrente pode ser aumentada utilizando conversores trifásicos de dois níveis conectados em paralelo, esta configuração oferece uma alta eficiência energética e redundância. Para potências em torno de MW geralmente é utilizado os NPCs (do inglês, *Neutral Point Clamped*), no entanto, este conversor traz desafios como o controle da tensão e a redução de perdas. As perdas de potência associadas com NPC podem ser resolvidas usando um ANPC (NPC

ativo). Os autores citam os MMCs (do inglês, *Modular Multinível Converter*) como sendo promissor para MV-PMSG devido ao seu baixo tamanho, estrutura modular e alta eficiência. Além desses, também citam-se os CSCs como uma tecnologia promissora, pois tem sua topologia simples, baixo número de chaves e uma confiável proteção contra curto-circuitos, comparado aos VSCs.

Em (WEI e WU, 2015) é feita uma análise e comparação dos CSCs para média tensão em PMSG aplicado aos sistemas de conversão de energia eólica. Neste artigo, três tipos de configuração de CSC para PMSG são investigados, analisados e comparados em termo de custo, faixa de operação, THD da corrente do lado do gerador, MPPT (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*), performance dinâmica e número de grau de liberdade de controle. As configurações abordadas são: retificador de diodo conectado ao CSI, o retificador de diodo com o conversor CC- CC *buck* e CSI e o B2B CSC. A configuração B2B CSC é considerada a mais promissora topologia para PMSG baseada em WECS em termos de faixa operação e alta performance. Mesmo que o custo seja relativamente elevado em comparação com as outras configurações, a potência nominal do conversor e gerador são mínimos, o que pode compensar o maior custo.

Em (DAI et al., 2009) propõe-se uma estratégia de controle para o sistemas de conversão de energia eólica com B2B CSC para encontrar a corrente de barramento CC mínima para a operação de velocidade variável e para reduzir o sistema geral e o estresse térmico em dispositivos de comutação. A corrente CC mínima é obtida quando o índice de modulação é 1 e é afetada pelo gerador, pela rede, pelos parâmetros LC e o fluxo de potência do sistema. Os autores propõem uma estratégia de realimentação de potência para compensar a flutuação de potência do gerador. A corrente CC é minimizada para reduzir a perda de comutação e a perda de condução dos dispositivos para obter a máxima eficiência no geral. O Método de realimentação da potência do gerador é empregado para garantir uma operação estável e melhorar o desempenho do sistema.

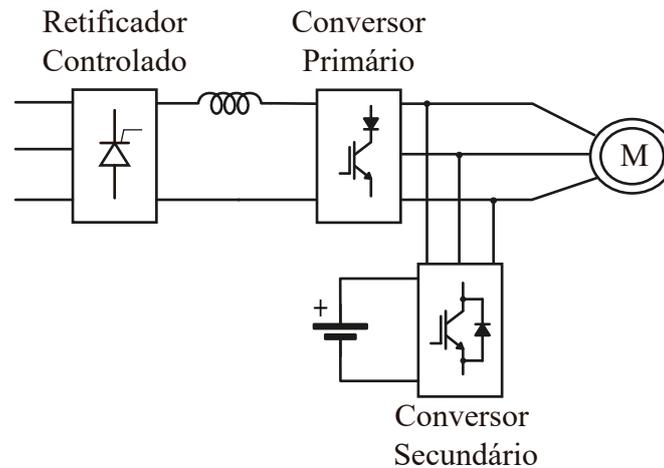
Existem trabalhos dedicados apenas à comparação dos conversores VSCs e CSCs, a exemplo de (AZMI et al., 2011), que fazem uma análise comparativa entre o VSC e CSC para aplicações conectadas à rede. Neste caso, fica claro que as perdas por condução do CSI são maiores que as do VSI, já as perdas por chaveamento do VSI são mais elevadas que a do CSI e cresce de acordo com a frequência. Por fim, é mostrado que as perdas totais do CSI

são maiores que o do VSI para frequência de chaveamento de até 10 kHz, já para valores acima dessa frequência, as perdas totais do VSI são maiores.

Em (MONTEIRO et al., 2015) é apresentado uma comparação entre os CSCs e os VSCs para carregador de bateria de veículo elétrico. Para este tipo de aplicação utiliza-se normalmente o conversor VSR com um conversor CC-CC *buck* para o carregamento da bateria. Como o conversor CSR já é do tipo *buck* em tensão não é necessário o conversor adicional CC-CC, desta forma o autor faz a comparação entre estes dois tipos em termos de THD e eficiência dos conversores. Em termos de THD da corrente da rede, o CSC possui THD mais baixo para potências abaixo de 15 kW e, em relação a eficiência ficou comprovado que o CSC tem um melhor rendimento comparado com o VSC para diferentes faixas de operação. Sendo assim, os CSCs possuem um melhor desempenho, em relação às perdas em altas potências e altas frequências de chaveamento, enquanto que os VSCs são preferíveis para aplicações de baixa potência e baixa frequência de chaveamento.

Em relação aos conversores híbridos que envolvem o VSC e CSC, os artigos encontrados com mais frequência são chamados de *The Tandem Inverter*. Proposto por (TRZNADLOWSKI et al., 1998), esta topologia apresenta dois inversores conectados em paralelo, sendo que o inversor primário é a fonte de alimentação principal e o inversor secundário é usado como um filtro ativo para atenuar a ondulação de corrente devido à baixa frequência de chaveamento do inversor primário.

Neste caso, (TRZNADLOWSKI et al., 1998) propõe o conversor mostrado na Figura 1.6, que é formado por uma combinação de um inversor primário de fonte de corrente e um inversor secundário de fonte de tensão. O CSI opera no modo de onda quadrada (*square-wave*) controlando a maior parte da potência convertida, enquanto suas correntes harmônicas de saída são compensadas pelo VSI. Como resultado, o inversor *Tandem* pode ser usado no controle de motores CA. O inversor tandem constitui uma alternativa viável para os inversores clássicos de fonte de tensão e corrente, combinando vantagens destes dois tipos básicos de conversores CC-CA. O aumento da complexidade e custo do conjunto do inversor constituem a principal desvantagem, embora a presença de dois inversores e dois elementos de armazenamento de energia pode realmente melhorar a robustez do todo conversor. A redução nas perdas de comutação deve resultar em um período de retorno razoável.

Figura 1.6: Diagrama do inversor *Tandem*.

Recentemente, uma topologia formada por CSR e VSI para motores de frequência variáveis VFDs (do inglês, *Variable-Frequency Drives*) foi proposto em (CUZNER et al., 2015), para o caso particular de Navio da marinha. Este artigo compara as topologias convencionais (B2B VSC e B2B CSC) e a proposta (CSR-VSI) em termos de densidades de potência, eficiência e os custos de VFDs baseados em fonte de tensão e corrente. O autor mostra que a topologia formada pelo CSR e VSI possui maior eficiência e menores perdas em comparação com as demais, a topologia B2B VSC possui a menor densidade de potência e a topologia B2B CSC o menor custo, nesses dois casos a topologia CSR-VSI fica entre as convencionais.

1.4 Objetivos da Dissertação

Nesta seção, serão apresentados os objetivos gerais e específicos da dissertação, assim como a motivação do trabalho.

Os principais objetivos do projeto de dissertação são: estudar, caracterizar, propor e analisar a ação *boost-boost* oferecida pelo conversor CA-CC-CA híbrido apresentado na Figura 1.5, assim como realizar o estudo e a comparação com as topologias convencionais B2B VSC e o B2B CSC. O conversor visa unir as características do VSC e do CSC, que combinam recursos de proteção contra sobrecorrente, juntamente com o alto desempenho associado de um VSC do lado do gerador.

Como objetivos específicos o trabalho propõe:

- Estudar os elementos necessários para a composição de um conversor CA-CC-CA trifásico aplicado à geração de energia eólica (retificador, inversor, filtro CA e barramento);
- Estudar e simular as topologias referentes aos conversores fonte de tensão e fonte de corrente operando como retificador, inversor e *back-to-back*, conectados a fontes de tensões trifásicas ideais simulando a rede e o gerador;
- Estudar as estratégias de controle para o conversor fonte de tensão e fonte de corrente;
- Estudar as estratégias de PWM para o conversor fonte de tensão e fonte de corrente;
- Investigar o funcionamento do conversor híbrido proposto;
- Simular o conversor híbrido VSR-CSI e verificar as faixas de operação;
- Efetuar o projeto e montagem do sistema proposto;
- Realização de testes de verificação do funcionamento do conversor em comparação com as simulações efetuadas;

1.4.1 Motivação do trabalho

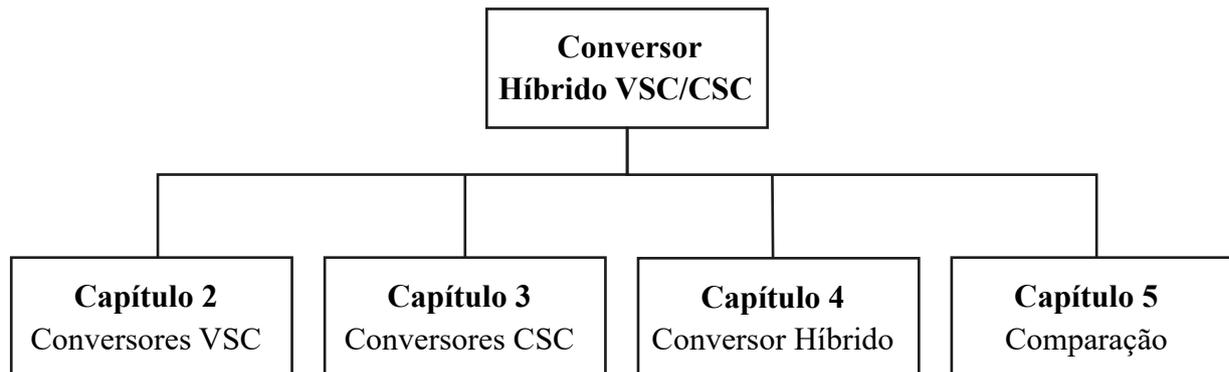
Tendo em vista a crescente busca pela geração de energia por meio de fontes renováveis e o aumento significativo nos últimos anos dos investimentos em sistemas eólicos, este trabalho tem como motivação contribuir no desenvolvimento de tecnologias para a geração eólica com o uso de conversores CA-CC-CA trifásicos. Neste trabalho, é proposta uma topologia híbrida que une os conversores fonte de tensão e fonte de corrente. Esta topologia será estudada e projetada para que possa ser realizada uma análise de viabilidade da sua implementação.

Este trabalho visa contribuir para os estudos sobre os conversores utilizados na conexão do gerador eólico à rede elétrica, trazendo uma maior variedade de possibilidades que possam contribuir de forma satisfatória para o futuro da geração eólica no Brasil e no mundo e buscando obter sistemas mais eficientes com simples topologias, baixo THD das correntes do lado da rede, menor quantidade de componentes e proteção contra curto-circuito.

1.5 Organização do Trabalho

O diagrama que mostra o resumo do conteúdo principal descrito nesta dissertação é mostrado na Figura 1.7. A dissertação consiste de sete capítulos, organizados da seguinte maneira:

Figura 1.7: Estrutura principal da dissertação.



Capítulo 1: apresenta a introdução sobre o tema abordado, assim como a revisão bibliográfica dos sistemas de conversão de energia eólica que utilizam os conversores fonte de tensão e fonte de corrente e as topologias híbridas existentes que contempla esses dois conversores. Também apresentam-se os objetivos da dissertação com a configuração do sistema proposto, objetivos gerais e específicos, e a motivação do trabalho.

Capítulo 2: neste capítulo é feito o estudo sobre os conversores fonte de tensão utilizados do lado do gerador (retificador), do lado da rede (inversor) e da conexão entre o retificador e o inversor (B2B VSC). Sobre esses conversores é feito o estudo da estratégia de controle e modulação PWM, bem como o estudo do dimensionamento do capacitor de barramento CC e filtro LCL. Também são mostrados os resultados do B2B VSC via simulação para diferentes índices de modulação.

Capítulo 3: neste capítulo é feito o estudo sobre os conversores fonte de corrente utilizados do lado do gerador (retificador), do lado da rede (inversor) e da conexão entre o retificador e o inversor (B2B CSC). Sobre esses conversores é feito o estudo da estratégia de controle e modulação PWM, bem como o estudo do dimensionamento do indutor de barramento CC e filtro CL. Também são mostrados os resultados do B2B CSC via simulação para diferentes índices de modulação.

Capítulo 4: mostra o estudo do conversor híbrido VSR-CSI, a estratégia de controle utilizada, análise de variação de ganho de tensão e os resultados de simulações e experimentais.

Capítulo 5: é feito a demonstração de análise de ganho de tensão para as topologias estudadas. Também é feito a análise comparativa entre os conversores com a variação do ganho de tensão e a verificação das taxas de distorção harmônicas e das perdas nos semicondutores. Por fim, é feito o estudo comparativo da quantidade de componentes utilizados em cada sistema.

Capítulo 6: são resumidas as principais contribuições e conclusões do trabalho e, são apresentadas as propostas para trabalhos futuros.

1.6 Contribuições

Como resultado dos trabalhos desenvolvidos, foi publicado um artigo no Congresso Brasileiro de Automática (CBA) e foi submetido para o congresso internacional do IEEE, conforme segue:

- "Conversor CA-CC-CA Híbrido para Aplicações em Sistemas de Conversão de Energia Eólica"

Autores: Nayara I. L. Santos, Louelson A. de A. C. Costa, Maurício B. de R. Corrêa e Montiê A. Vitorino.

Publicado em: Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2018).

- "Three-Phase Hybrid AC-DC-AC Voltage/Current Source Converter for Wind Energy Conversion Systems"

Autores: Nayara I. L. Santos, Maurício B. de R. Corrêa, Montiê A. Vitorino e Louelson A. de A. C. Costa.

Submetido em: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE).

2

Conversores Fonte de Tensão

Neste capítulo, são mostrados os conceitos básicos dos conversores fonte de tensão, analisando o estágio inversor e retificador, bem como a topologia *back-to-back* fonte de tensão (B2B VSC). Também será tratado neste capítulo, os elementos associados a esse conversor, como estratégia de controle, modulação PWM, dimensionamento dos filtros CA e o capacitor de barramento CC, tal como os resultados de simulações.

Os VSCs são compostos por seis IGBTs conectados a seis diodos em anti-paralelo e são divididos em retificadores fonte de tensão VSRs (Figura 2.1) e inversores fonte de tensão VSIs (Figura 2.2). Os VSRs são responsáveis por converter a tensão alternada em tensão contínua (CA-CC), e os VSIs que são responsáveis por converter a tensão contínua em tensão alternada (CC-CA).

Para os estudos serão considerados: índice g referente ao lado do gerador, s ao lado da rede, r lado do retificador, i lado do inversor, f aos componentes de filtro, cc as variáveis contínuas e ca as variáveis alternadas. Assim, v_{js} e i_{js} , para $j = 1, 2, 3$ representam as tensões e correntes do lado da rede; v_{jg} e i_{jg} , para $j = 1, 2, 3$ as tensões e correntes do lado do gerador; v_{jr} e i_{jr} , para $j = 1, 2, 3$ as tensões e correntes do lado do retificador; v_{ji} e i_{ji} , para $j = 1, 2, 3$ as tensões e correntes do lado do inversor; V_{cc} e I_{cc} a tensão e corrente do barramento; C_{cc} o capacitor de barramento CC, respectivamente; L_{fs} , L_{fg} , L_{fi} e L_{fr} as indutâncias do lado da rede, gerador, inversor e retificador, respectivamente, e C_f o capacitor de filtro.

Figura 2.1: Retificador fonte de tensão trifásico.

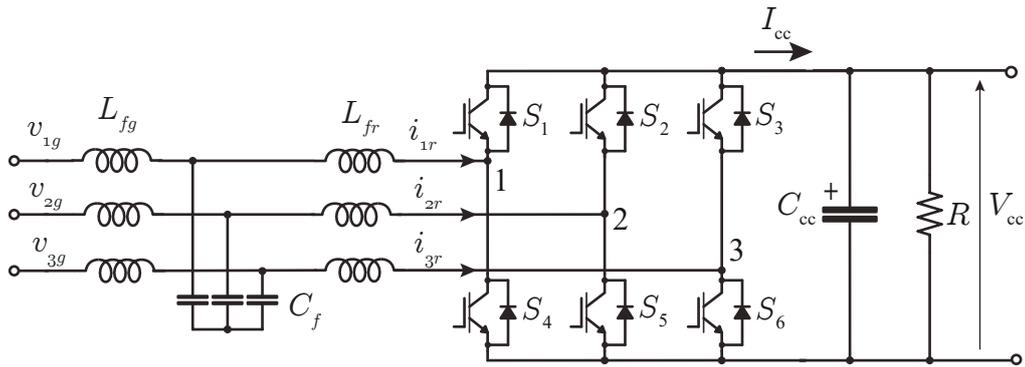
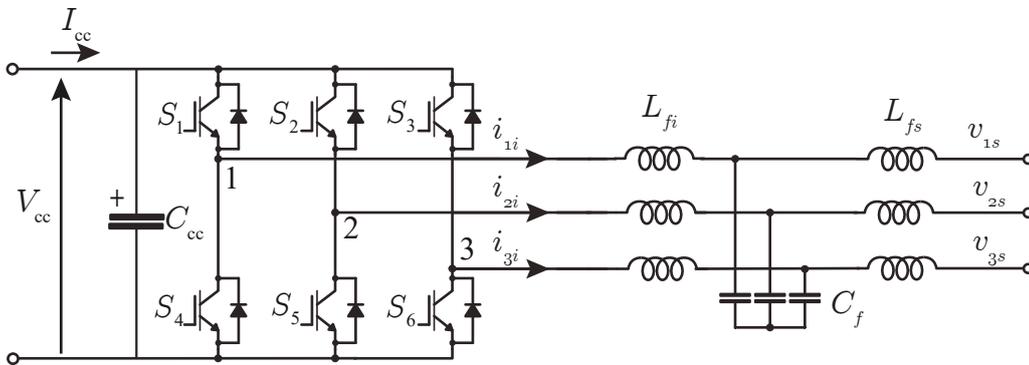


Figura 2.2: Inversor fonte de tensão trifásico.



2.1 Modulação PWM

Dentre as estratégias de modulação PWM existentes (seno-triângulo, escalar, vetorial, etc.), será utilizada a modulação seno-triângulo, devido a sua eficiência e simplicidade na implementação (WU et al., 2011).

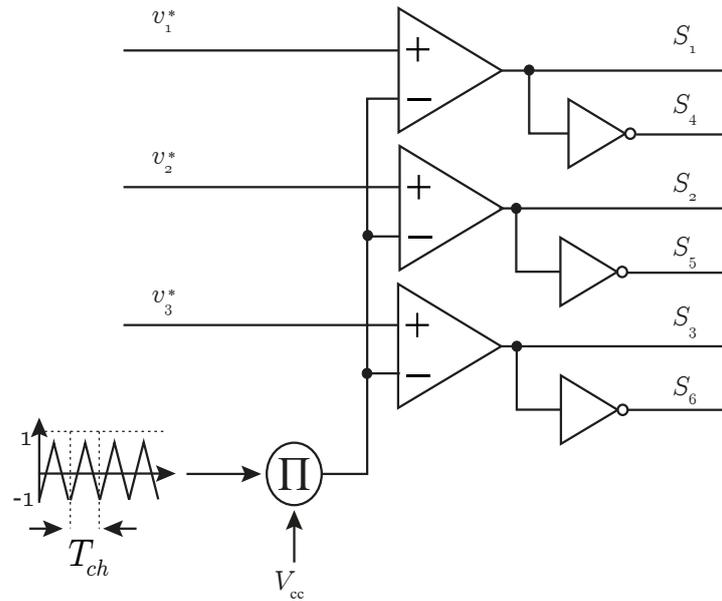
Nas estratégias de PWM, o objetivo primário é mensurar o tempo em que a chave deve permanecer fechada para se ter a tensão ou corrente de saída desejadas.

A modulação PWM é feita a partir da comparação das tensões de referência (v_1^* , v_2^* e v_3^*) obtidas da estratégia de controle com a onda triangular, com frequência de chaveamento (f_{ch}), para obter os sinais de chaveamento das chaves (S_1 , S_2 e S_3). O sinal das chaves inferiores (S_4 , S_5 e S_6) são complementares das chaves superiores, respectivamente.

Na Figura 2.3 é ilustrado como é gerado os sinais para o acionamento das chaves. Vale salientar que as análises feitas nesta seção valem tanto para o VSR como para o VSI.

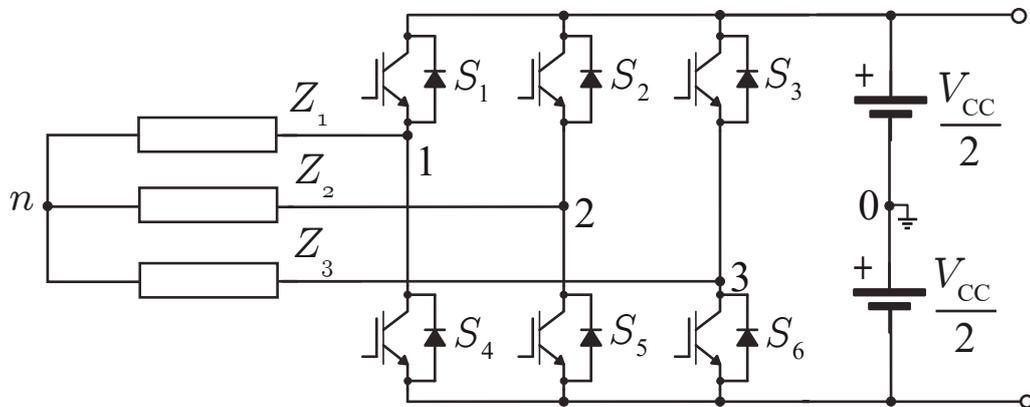
Para facilitar a compreensão dos valores de saída de tensão para o VSC, considera-se

Figura 2.3: Estratégia de PWM para o VSC.



o ponto 0 para calcular as tensão de cada fase em relação a esse ponto, denominado de tensão de polo, e o ponto neutro (n) como mostra a Figura 2.4. Sendo Z_j para $j = 1,2,3$, as impedância de cada fase.

Figura 2.4: Conversor fonte de tensão trifásico.



Em um sistema trifásico de tensões equilibradas (Equações (2.1), (2.2) e (2.3)), pode-se ter nas Equações (2.4), (2.5) (2.6) as relações das tensões de polo.

$$v_1 = V_m \sin(\omega t), \tag{2.1}$$

$$v_2 = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3), \tag{2.2}$$

$$v_3 = V_m \sin(\omega t + 2\pi/3), \tag{2.3}$$

$$V_{10} = (2S_1 - 1) \frac{V_{cc}}{2}, \tag{2.4}$$

$$V_{20} = (2S_2 - 1)\frac{V_{cc}}{2}, \quad (2.5)$$

$$V_{30} = (2S_3 - 1)\frac{V_{cc}}{2}. \quad (2.6)$$

A tensão do neutro com relação ao ponto 0 é dada por:

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{10} + V_{20} + V_{30}). \quad (2.7)$$

Para o conversor em questão, tem-se que as tensões do neutro aos pontos 1, 2 e 3 são dadas por:

$$V_{1n} = V_{10} - V_{n0}, \quad (2.8)$$

$$V_{2n} = V_{20} - V_{n0}, \quad (2.9)$$

$$V_{3n} = V_{30} - V_{n0}. \quad (2.10)$$

Como o inversor é composto por 3 braços com duas chaves em cada um, pode-se ter 8 possibilidades diferentes (2^3) de estados. A Tabela 2.1 mostra as tensões de saída para cada um desses estados (combinações de trios S_1, S_2, S_3).

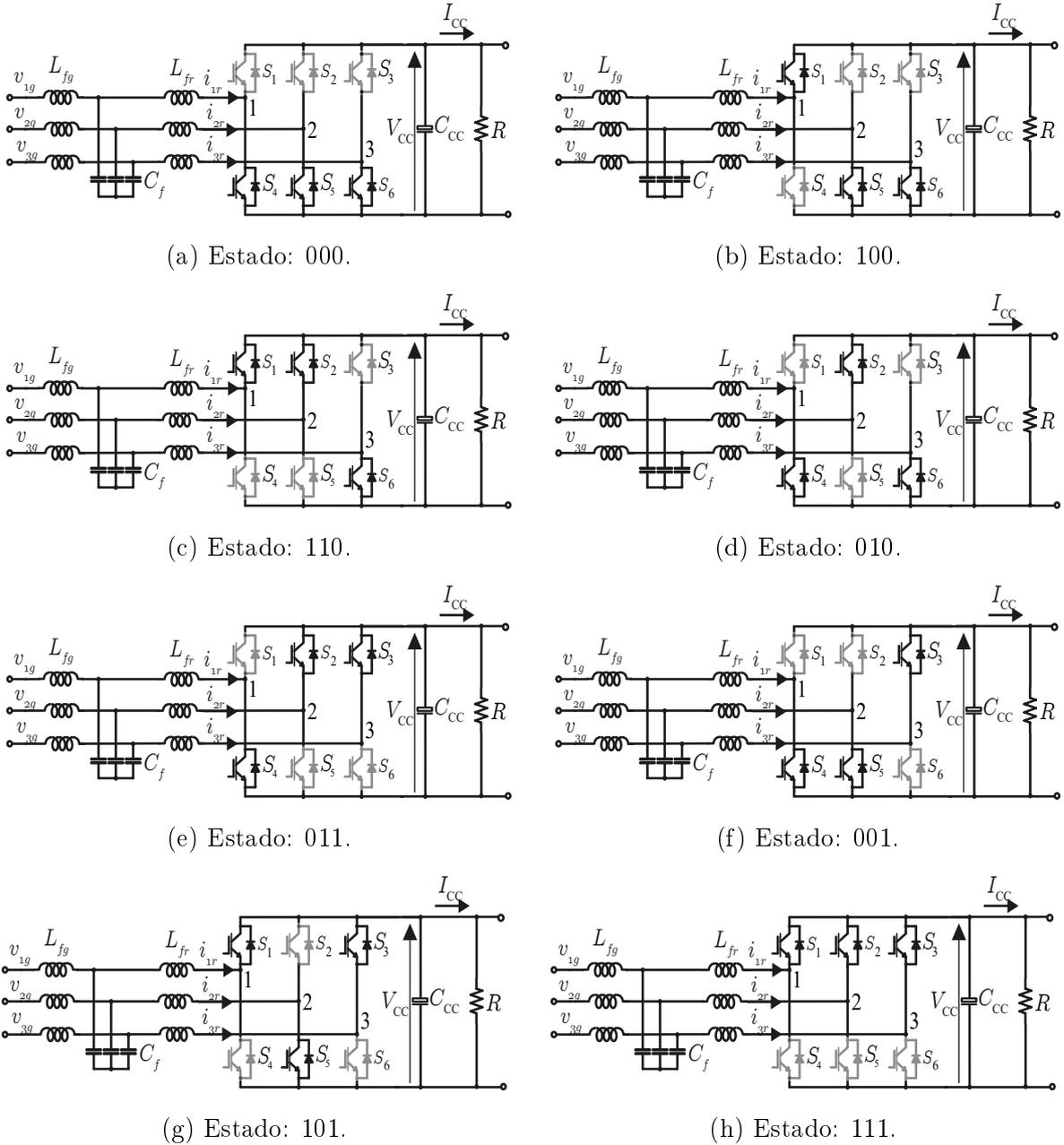
Tabela 2.1: Tensões de saída para o conversor trifásico de dois níveis.

Estados	V_{10}	V_{20}	V_{30}	V_{1n}	V_{2n}	V_{3n}	V_{12}
000	$-V_{cc}/2$	$-V_{cc}/2$	$-V_{cc}/2$	0	0	0	0
100	$V_{cc}/2$	$-V_{cc}/2$	$-V_{cc}/2$	$2V_{cc}/3$	$-V_{cc}/3$	$-V_{cc}/3$	V_{cc}
110	$V_{cc}/2$	$V_{cc}/2$	$-V_{cc}/2$	$V_{cc}/3$	$V_{cc}/3$	$-2V_{cc}/3$	0
010	$-V_{cc}/2$	$V_{cc}/2$	$-V_{cc}/2$	$-V_{cc}/3$	$2V_{cc}/3$	$-V_{cc}/3$	$-V_{cc}$
011	$-V_{cc}/2$	$V_{cc}/2$	$V_{cc}/2$	$-2V_{cc}/3$	$V_{cc}/3$	$V_{cc}/3$	$-V_{cc}$
001	$-V_{cc}/2$	$-V_{cc}/2$	$V_{cc}/2$	$-V_{cc}/3$	$-V_{cc}/3$	$2V_{cc}/3$	0
101	$V_{cc}/2$	$-V_{cc}/2$	$V_{cc}/2$	$V_{cc}/3$	$-2V_{cc}/3$	$V_{cc}/3$	V_{cc}
111	$V_{cc}/2$	$V_{cc}/2$	$V_{cc}/2$	0	0	0	0

Na Figura 2.5, são mostrados os estágios de funcionamento para o retificador VSC trifásico. No qual 0 a chave está desligada e 1 a chave está ligada.

A Figura 2.6 mostra o resultado da comparação entre o sinal modulante e a portadora. O índice de modulação é definido como a razão entre a amplitude do sinal modulante e a amplitude do sinal da onda triangular ($m_a = V_m/V_{tri}$), sendo desejável que esse valor seja menor ou igual a 1, de modo que não ocorra sobremodulação. Assim, a amplitude da

Figura 2.5: Estágios de chaveamento de um conversor VSR trifásico.

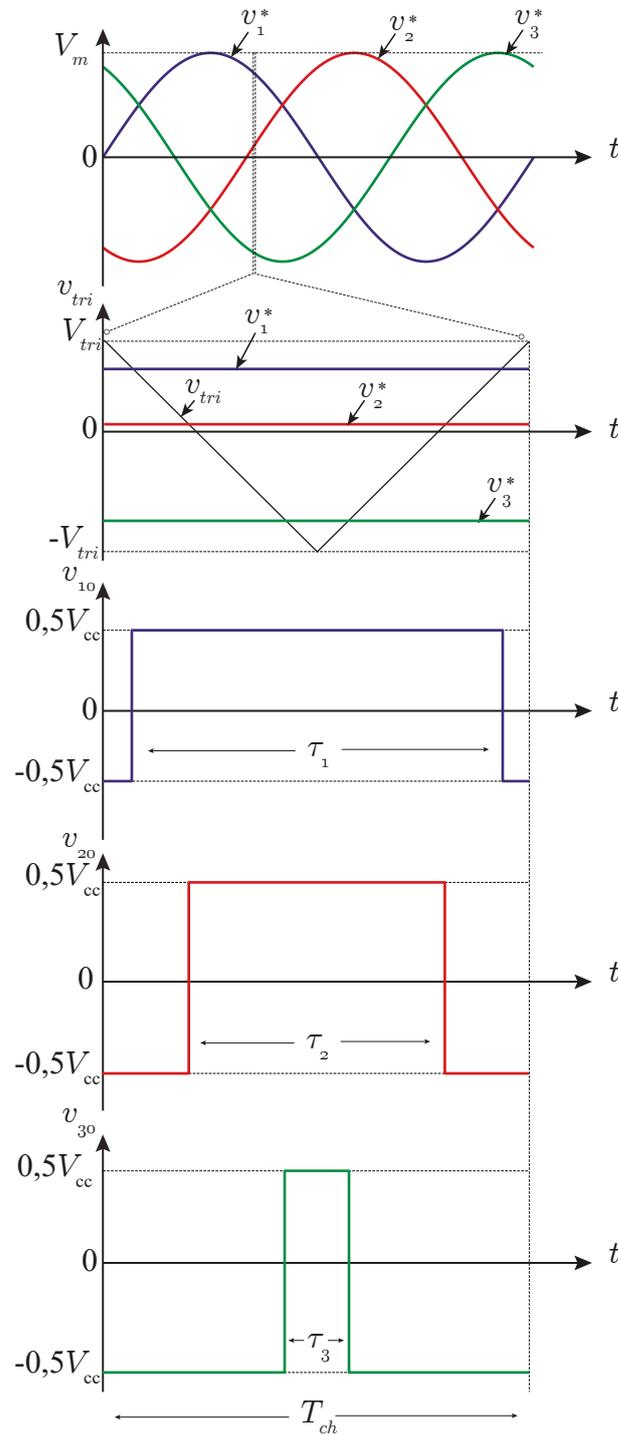


componente fundamental da tensão de saída ($V_{j0} = V_m$) se faz igual ao produto entre este índice e a metade da tensão do barramento CC, como mostra a Equação 2.11.

$$V_{j0} = m_a \frac{V_{cc}}{2}, \text{ para } j = 1, 2, 3. \quad (2.11)$$

Sendo a tensão de linha ($v_L = v_{12}$) igual a diferença entre as tensões de polo v_{10} e v_{20} , e que o seu valor máximo é obtido quando $\omega = \pi/3$ ($v_{10} = V_m\sqrt{3}/2$ e $v_{20} = -V_m\sqrt{3}/2$),

Figura 2.6: Resultado da comparação entre as tensões de referência e a portadora.



têm-se que o valor máximo da tensão de linha é $V_L = \sqrt{3}V_m$.

Dessa forma, substituindo V_{j0} por $V_L/\sqrt{3}$ o pico da componente de frequência fundamental da tensão de linha é dada pela Equação 2.12.

$$V_L = \frac{\sqrt{3}}{2} m_a V_{cc}, \text{ para } 0 < m_a \leq 1. \quad (2.12)$$

Sabendo que a potência de entrada deve ser igual a potência de saída e desconsiderando as perdas, têm-se que:

$$P_{cc} = P_{ca}, \quad (2.13)$$

$$V_{cc} I_{cc} = \sqrt{3} V_{L,rms} I_{1,rms}. \quad (2.14)$$

Substituindo a Equação (2.12) em (2.14), obtém-se a expressão da corrente CC

$$I_{cc} = \frac{3}{4} I_1 m_a. \quad (2.15)$$

Com as análises efetuadas verifica-se que os inversores fonte de tensão possuem o efeito *buck* em tensão ($V_L < V_{cc}$) e *boost* em corrente ($I_1 > I_{cc}$), já os retificadores fonte de tensão possuem o efeito *boost* em tensão ($V_{cc} > V_L$) e *buck* em corrente ($I_{cc} < I_1$).

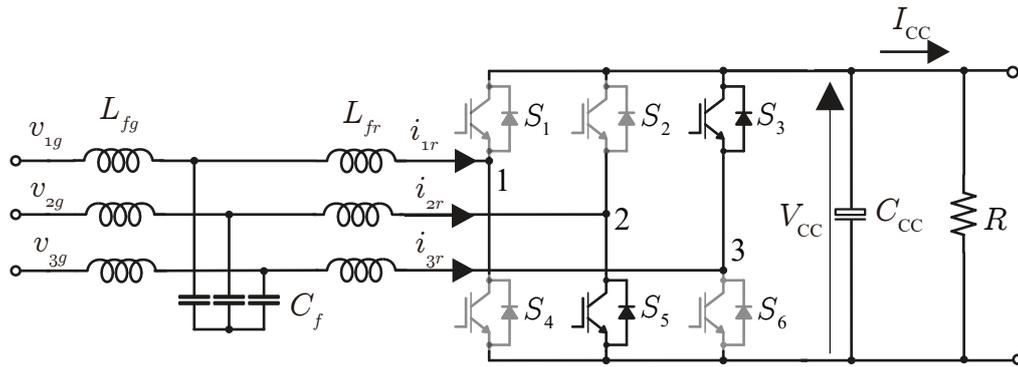
2.1.1 Tempo Morto

Para as chaves aplicadas aos VSCs, há a conexão de um diodo em anti-paralelo aos IGBT. Tal propriedade é necessária para que haja caminho para a corrente de filtro CA e evite um curto-circuito por condução simultânea das chaves de um mesmo braço. Assim, as chaves dos VSCs são unidirecionais em tensão e bidirecionais em corrente.

A troca de chaves não é instantânea, então para evitar que ambas as chaves de um mesmo braço conduzam ao mesmo tempo, é inserido um tempo denominado tempo morto (*dead-time*) que atrasa o acionamento da chave evitando assim um curto-circuito.

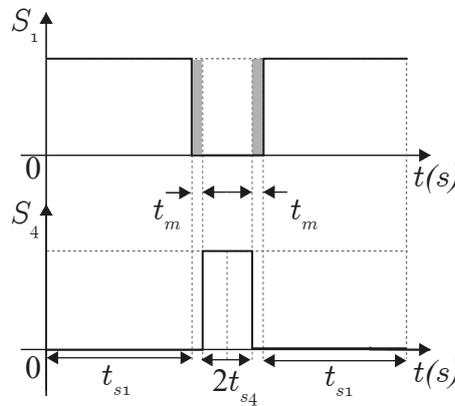
Na Figura 2.7, é mostrado um exemplo de acionamento das chaves durante o tempo morto de um VSR. Neste caso, a chave S_1 , S_3 e S_5 estão conduzindo (estado: 101), e a próxima sequência de chaveamento será S_4 , S_5 e S_3 (estado: 001), assim no momento em que S_1 irá desligar e S_4 irá ligar, S_1 desliga enquanto S_4 é mantido desligado durante um curto intervalo de tempo antes de ligar, evitando assim que ocorra um curto-circuito nos terminais do capacitor.

Figura 2.7: Exemplo de acionamento das chaves durante o tempo morto de VSR trifásico.



A Figura 2.8, apresenta a exemplificação do tempo morto para a troca de chave de S_1 por S_4 , onde utiliza-se um PWM com pulso centrado. Partindo do instante inicial $t = 0$, a chave S_1 é acionada durante o tempo t_{s1} , calculado pelo PWM. Uma vez terminado seu tempo de condução, a chave S_1 comuta para o nível baixo, nesse instante é inserido o tempo morto t_m , que atrasa o ligamento da chave S_4 . Uma vez terminado o tempo morto, a chave S_4 é ligada.

Figura 2.8: Exemplificação do tempo morto para as chaves S_1 e S_4 de um VSC.



Na Figura 2.9 é apresentado a sequência de chaveamento para um período de chaveamento (T_{ch}), aplicado a situação em que $v_{1r}^* > 0$, $v_{2r}^* > 0$ e $v_{3r}^* < 0$, com o pulso centrado.

Utilizou-se o DSP F28335 para a geração do PWM VSC a ser implementado no VSR. Durante a comutação das chaves é inserido um tempo morto que atrasa o ligamento da chave durante um pequeno intervalo de tempo. Na Figura 2.10, é mostrado a mesma sequência de chaveamento para o braço 1 (S_1 e S_4) e para o braço 2 (S_2 e S_5).

Figura 2.9: Sequência de chaveamento do PWM VSC para $v_{1r}^* > 0$, $v_{2r}^* > 0$ e $v_{3r}^* < 0$.

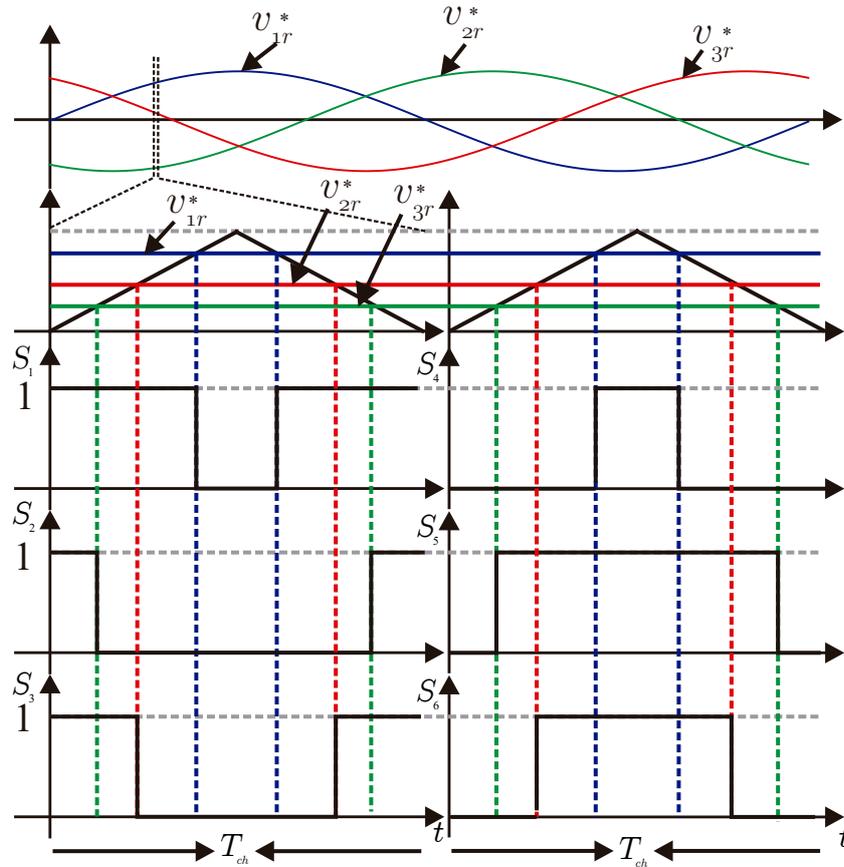
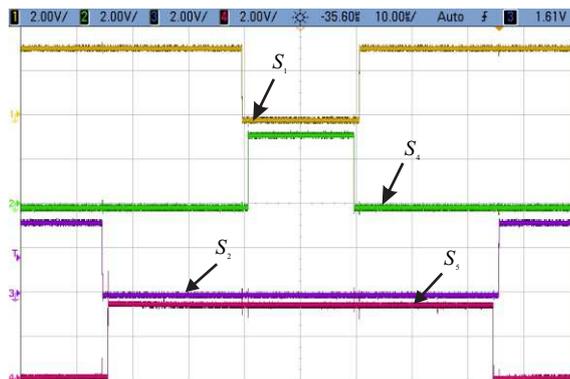


Figura 2.10: Resultado experimental da sequência de chaveamento das chaves (S_1 , S_4 , S_2 e S_5) para $v_{1r}^* > 0$, $v_{2r}^* > 0$ e $v_{3r}^* < 0$.



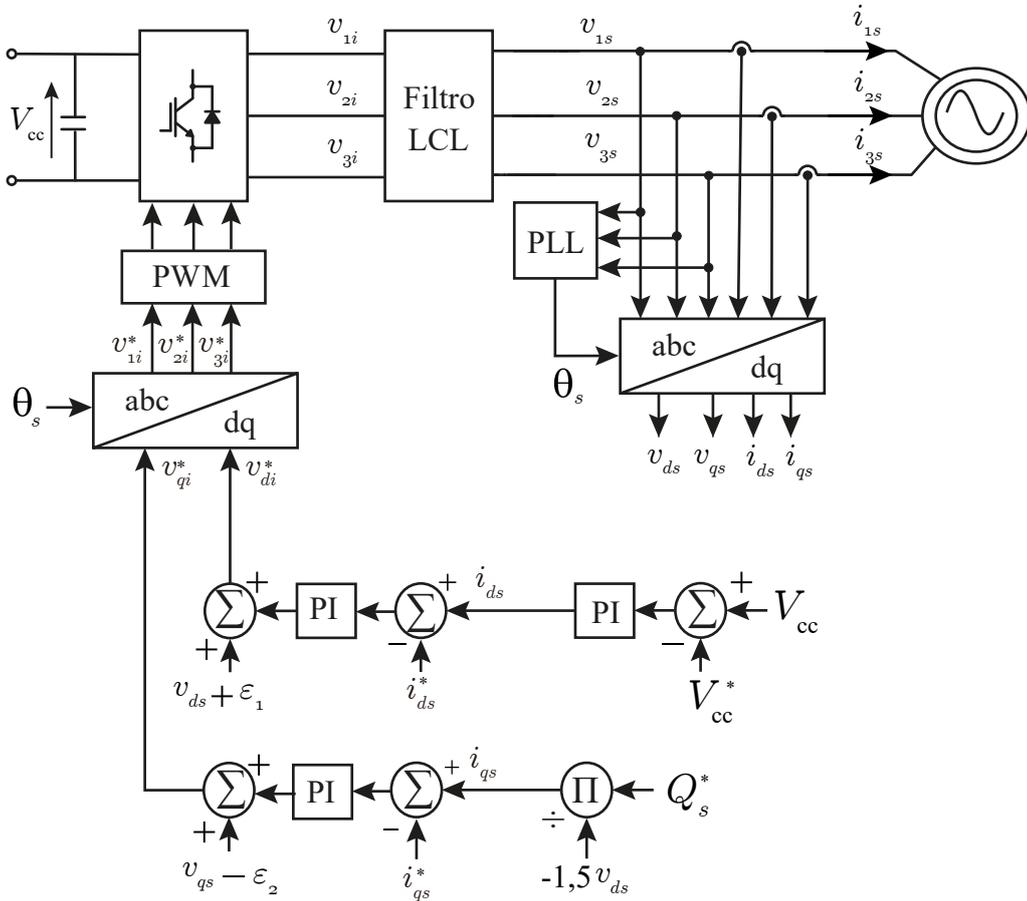
2.2 Estratégia de Controle

Em se tratando de um sistema eólico, o controle do VSI será realizado para controlar a tensão do barramento CC, enquanto que o controle do VSR será realizado para controlar as potências ativas e reativas do gerador. Assim, este controle tem por objetivo fazer com que a potência fornecida pelo gerador seja a máxima possível para obter um melhor aproveitamento

de energia.

O conversor conectado à rede pode ser controlado de várias formas, uma delas é o controle vetorial da corrente (WU et al., 2011), como mostra a Figura 2.11.

Figura 2.11: Controle orientado pela corrente para o VSI.



Este controle tem como objetivo manter controladas as correntes nos eixos d e q , que correspondem às potências ativas e reativas, respectivamente. A base deste controle é o desacoplamento entre as variáveis que estão sendo controladas, utilizando a transformação do sistema abc estacionário para o referencial síncrono dq . O referencial síncrono é utilizado pois como neste referencial as variáveis são contínuas pode-se utilizar o controlador proporcional integral PI.

O controle utilizado é realizado medindo o ângulo da tensão do gerador θ_s por meio do PLL (do inglês, *Phase Locked Loop*). Esse ângulo é usado para a realização das transformações de variáveis do sistema abc para o sistema dq no referencial síncrono, e também para o processo inverso (dq/abc).

A componente de tensão d é alinhado com o vetor da tensão da rede, desse forma ($v_{ds} = v_s$), e a tensão do eixo q é igual a zero ($v_{qs} = 0$), assim a potência ativa e reativa do sistema pode ser calculada pelas Equações (2.16) e (2.17) (WU et al., 2011), considerando a transformação de coordenadas variante em potência.

$$P_s = \frac{3}{2}(v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}) = \frac{3}{2}v_{ds}i_{ds}, \quad (2.16)$$

$$Q_s = \frac{3}{2}(v_{qs}i_{ds} - v_{ds}i_{qs}) = -\frac{3}{2}v_{ds}i_{qs}. \quad (2.17)$$

A corrente de referência q pode ser obtida de:

$$i_{qs}^* = \frac{Q_s^*}{-1,5v_{ds}}. \quad (2.18)$$

As equações em estado estacionário para o VSI no sistema de coordenadas abc , podem ser expressas pelas Equações (2.19), (2.20) e (2.21). Considera-se um filtro L no lugar do LCL, para a simplificação dos cálculos.

$$\frac{di_{1s}}{dt} = (v_{1i} - v_{1s})/L, \quad (2.19)$$

$$\frac{di_{2s}}{dt} = (v_{2i} - v_{2s})/L, \quad (2.20)$$

$$\frac{di_{3s}}{dt} = (v_{3i} - v_{3s})/L. \quad (2.21)$$

Fazendo a transformações das variáveis de tensão e corrente para o sistema dq no referencial síncrono, obtêm-se as Equações (2.22) e (2.23).

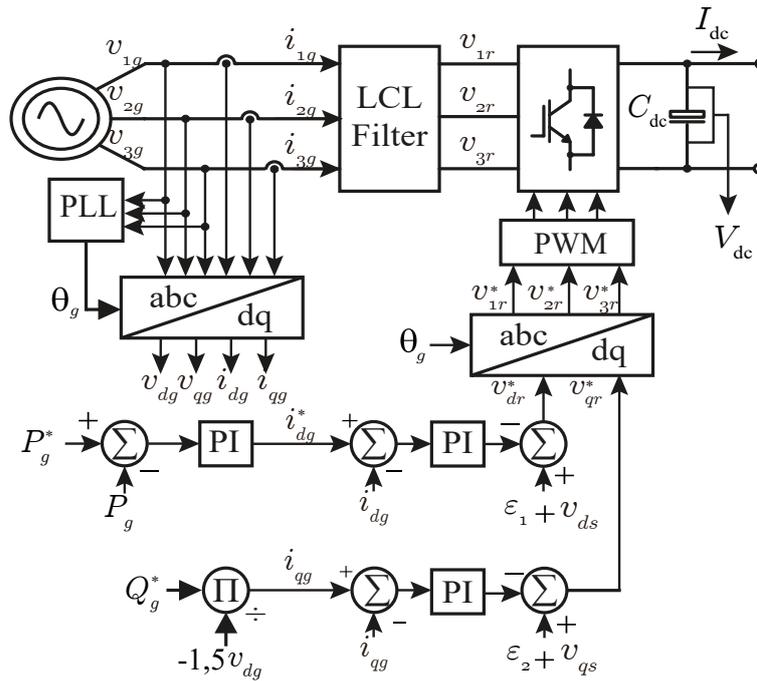
$$\frac{di_{ds}}{dt} = (v_{di} - v_{ds} + \omega_s L i_{qs})/L, \quad (2.22)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = (v_{qi} - v_{qs} - \omega_s L i_{ds})/L, \quad (2.23)$$

onde ω_s é a frequência angular da rede, e a indutância L é a soma da indutância do lado do inversor L_{fi} e do lado da rede L_{fs} . Como as indutâncias são iguais, têm-se: $\epsilon_1 = i_{qs}L_{fi}L_{fs}\omega_s$ e $\epsilon_2 = i_{ds}L_{fi}L_{fs}\omega_s$.

Da mesma forma como é feito para o VSI, o controle do VSR apresentado na Figura 2.12, tem como objetivo manter controladas as correntes nos eixos d e q , que correspondem às potências ativa e reativa, respectivamente. O controle utilizado é realizado medindo o ângulo da tensão do gerador θ_g por meio do PLL.

Figura 2.12: Controle vetorial da corrente para o VSR.



2.3 Capacitor de Barramento CC

No VSC é utilizado um barramento capacitivo para fazer a conexão entre o VSR e o VSI. Assim, é necessário realizar o correto dimensionamento do capacitor para eliminar oscilações de tensão no barramento, visto que a tensão do barramento CC pode ser vista como um valor médio constante e uma parcela que oscila em torno desse valor.

Para realizar o correto dimensionamento é utilizado o método descrito por (LAI et al., 2008) que leva em consideração a potência nominal de operação do conversor, a frequência de chaveamento e a oscilação de tensão que se deseja ter no capacitor de barramento. O valor máximo de *ripple* da tensão considerado foi de 5%.

Neste artigo é apresentado o modelo para determinação dos elementos passivos sendo selecionados considerando seus impactos na perda, harmônicos, interferência eletromagnética, controle dinâmico e estabilidade e proteção. Na Equação 2.24 é mostrado o cálculo utilizado para a determinação do capacitor de barramento CC.

$$C_{cc} \geq \frac{P_{nom}}{f_{ch}(V_{cc}\Delta V_{cc} \pm 0,5\Delta V_{cc}^2)}, \quad (2.24)$$

onde ΔV_{cc} é o valor máximo de *ripple* da tensão do barramento e P_{nom} é a potência nominal do conversor.

2.4 Filtro Passa Baixa LCL

Como os conversores geram harmônicos de tensão, a utilização de um filtro passivo minimiza as correntes harmônicas para a rede elétrica. O filtro passa-baixa permite a passagem de baixas frequências atenuando (ou reduzindo) a amplitude das frequências maiores que a frequência de corte.

Nos conversores fonte de tensão, normalmente é utilizado o filtro LCL, pois para altas frequências apresenta maior atenuação e são necessárias indutâncias menores que no filtro L para obter a mesma atenuação em altas frequências (CARACAS et al., 2013).

A tensão pulsada produzida pelo conversor é decomposta basicamente em duas componentes, a componente fundamental e as componentes harmônicas de tensão de ordem elevada, que devem ser filtradas para não produzirem harmônicas de tensão.

Assim, o filtro de saída é calculado seguindo (GOMES et al., 2018), que define técnicas para dimensionamento do capacitor de filtro CA, assim como dos indutores. O capacitor é ajustado de acordo com uma porcentagem da capacitância base do conversor, como mostra as Equações 2.25 e 2.26.

$$Z_b = \frac{V_f^2}{P_{1\phi}}, \quad (2.25)$$

$$C_b = \frac{1}{2\pi f_s Z_b}, \quad (2.26)$$

onde Z_b é a impedância de filtro base, V_f a tensão de fase, $P_{1\phi}$ a potência nominal por fase, C_b a capacitância base e f_s a frequência da rede.

No entanto, é recomendado que o valor da capacitância do filtro não exceda 15% da capacitância base do conversor, para que não demande muita corrente, aumentando a parcela de energia que flui pelo conversor (COSTA, 2016). Assim, a capacitância de filtro CA (C_f) pode ser calculada como:

$$C_f \leq 0,15C_b. \quad (2.27)$$

O dimensionamento do indutor depende do nível de potência e da aplicação. Altas indutâncias irão implicar em uma alta tensão de barramento CC que irá incrementar significativamente as perdas por chaveamento nos conversores de potência (GOMES et al., 2018).

O indutor de filtro do lado da rede (L_{fs}) é calculado em função da corrente de *ripple* máxima admissível e para o valor de THD igual a 5%. A valor de *ripple* da corrente utilizado em alguns trabalhos é em torno de 30% a 50%. Dessa forma, o valor mínimo de corrente pode ser obtido por:

$$L_{fs,min} = \frac{V_f}{2\sqrt{6}f_{ch}\Delta I_1}, \quad (2.28)$$

onde, ΔI_1 é o *ripple* da corrente sobre o indutor.

O valor da indutância é geralmente escolhido o mais próximo possível do limite mínimo, o que resulta na queda mínima de tensão nos terminais do filtro.

O valor do indutor do filtro do lado do conversor L_{fi} , é relacionado ao indutor do lado da rede (L_{fs}) através do parâmetro r , que varia entre 0 e 1. Para este caso é considerado o valor de r igual a 1 para obter indutores iguais e queda mínima de tensão.

$$L_{fs} = rL_{fi}. \quad (2.29)$$

É recomendando também a adição de uma resistência de amortecimento em série com o capacitor. Recomenda-se que a frequência de ressonância do filtro fique num intervalo específico, que é função da frequência do lado CA, e da frequência de chaveamento. Dessa forma, o filtro CA deve obedecer a seguinte inequação:

$$10\omega_s \geq \omega_{ress} \leq 0,5\omega_{ch}. \quad (2.30)$$

2.5 Conversor Fonte de Tensão Back-to-Back (B2B VSC)

Nesta seção, é feita a união do retificador fonte de tensão com o inversor fonte de tensão através do barramento CC capacitivo. A configuração do B2B VSC é conectada por duas fontes trifásicas CA através de filtros LCL.

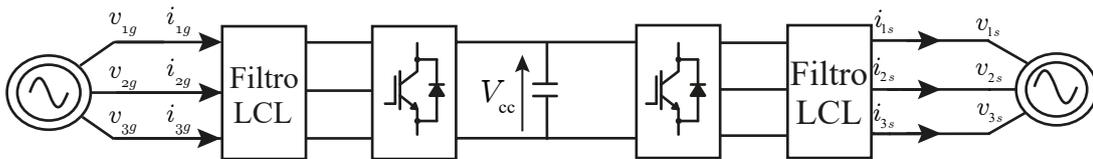
Os parâmetros utilizados para a realização das simulações se encontram na Tabela 2.2, tomando como base o dimensionamento apresentado neste capítulo.

O sistema apresentado na Figura 2.13, é simulado e é então verificado as formas de onda das tensões e correntes CA e CC, mostradas na Figura 2.14. Para tal, considerou-se um índice de modulação (m_a) de 0,8, 0,9 e 1.

Tabela 2.2: Parâmetros para o B2B VSC.

Parâmetros	Valores
Tensão de fase RMS ($V_{1,rms}$)	110 V
Potência ativa nominal trifásica ($P_{3\phi}$)	1,5 kW
Frequência de chaveamento (f_{ch})	10kHz
Capacitor de barramento CC (C_{cc})	150 μ F
Capacitor de filtro CA (C_f)	15 μ F
Indutor de filtro CA (L_f)	3 mH

Figura 2.13: Conversor Back-to-Back VSC.



Na Figura 2.14, observa-se as tensões e corrente CA e CC no lado do retificador e no lado do inversor. Nas Figuras 2.14(a) e (b), nota-se a relação *boost* do VSR, onde a tensão de barramento é maior que a amplitude da tensão de linha, enquanto que no estágio inversor, tem-se a ação *buck* já que a amplitude da tensão de linha é menor que a tensão do barramento. Observa-se também que as correntes do lado do inversor possui uma distorção maior que as correntes do lado do retificador. Já nas Figuras 2.14(c) e (d), há um aumento do índice de modulação, logo a relação entre a amplitude da tensão de linha e a tensão do barramento diminui, no entanto as distorções aumentaram. Por fim, nas Figuras 2.14(e) e (f), tem-se um índice de modulação unitário.

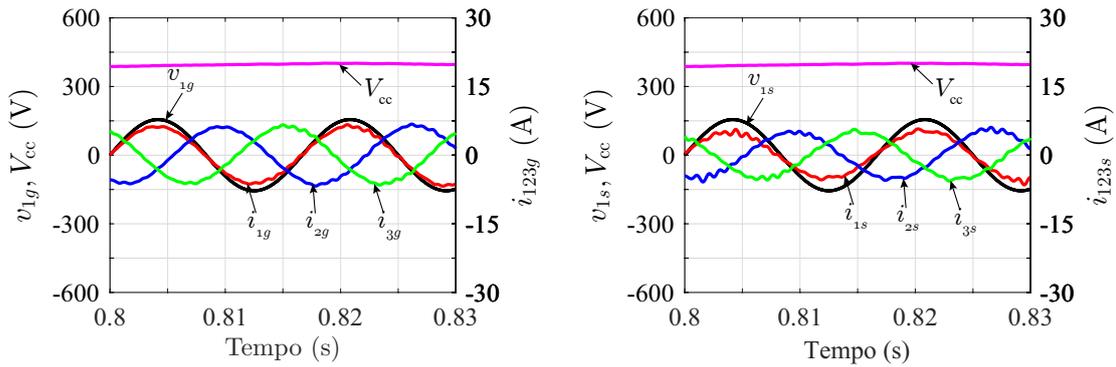
Para complementar o entendimento sobre o efeito do índice de modulação para a geração do sinal PWM, a Tabela 2.3 mostra a variação das perdas por condução (P_{vc}), por chaveamento (P_{vch}), perdas totais em porcentagem ($P_{vtot}(\%) = P_{vtot}/P_{3\phi}$) e os valores de THD da corrente do lado do gerador (THD_r) e do lado da rede (THD_i).

O THD é definido como o valor da raiz quadrada média (RMS) dos harmônicos totais do sinal, dividido pelo valor RMS de seu sinal fundamental. Por exemplo, para correntes, o THD é definido como:

$$THD = \frac{\sum_{j \neq 1} \sqrt{I_{rms,j}^2}}{I_{rms,1}}, \quad (2.31)$$

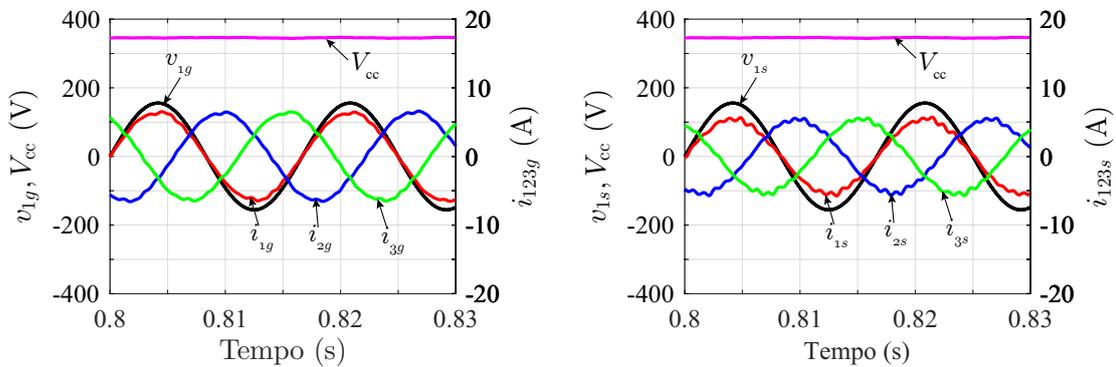
onde $I_{rms,j}$ é o valor rms da harmônica j e $I_{rms,1}$ valor rms da corrente fundamental.

Figura 2.14: Curvas das tensões e correntes CA e CC para o conversor B2B VSC.



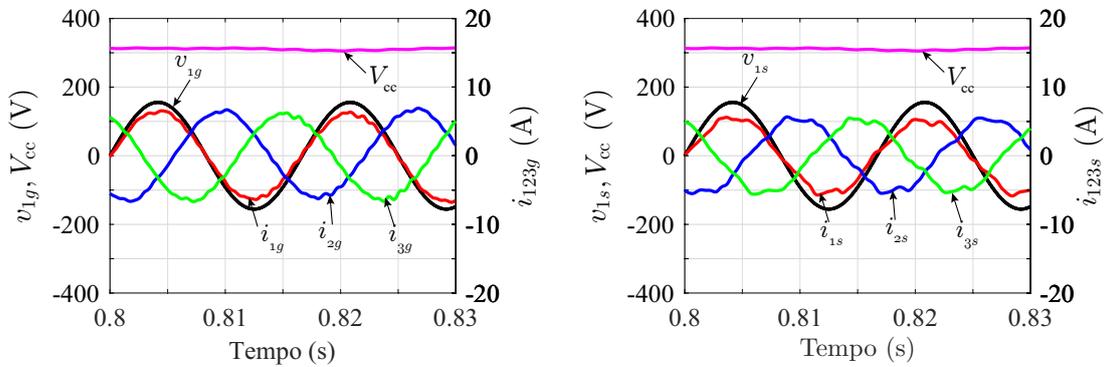
(a) VSR com índice de modulação 0,8.

(b) VSI com índice de modulação 0,8.



(c) VSR com índice de modulação 0,9.

(d) VSI com índice de modulação 0,9.



(e) VSR com índice de modulação 1,0.

(f) VSI com índice de modulação 1,0.

Tabela 2.3: Perdas e THD do conversor B2B VSC com variação do índice de modulação.

m_a	P_{vc} (W)	P_{vch} (W)	P_{vtot} (%)	THD_{vr} (%)	THD_{vi} (%)
0,8	25,24	52,20	5,12	4,02	5,82
0,9	25,07	46,35	4,76	2,76	4,07
1,0	25,09	34,64	3,98	3,55	8,42

A partir dos dados da Tabela 3.3, nota-se que tanto as perdas por chaveamento quanto por condução decai com o aumento do índice de modulação, e consequentemente as perdas

totais. Isso se deve ao fato de que a tensão do barramento é menor devido ao aumento do índice de modulação, logo ocorrem menos perdas. Já o menor THD ocorre para o índice de modulação de 0,9. Em relação as perdas, pode-se observar também que as maiores quantidades de perdas é por chaveamento e corre para o índice de modulação 0,8.

2.6 Conclusão

Neste capítulo, estudou-se o VSC como retificador, inversor e *back-to-back*. O estudo percorreu sobre a estratégia de modulação PWM assim como as estratégias de controle para o inversor e para o retificador. Realizou-se também o estudo do dimensionamento do capacitor de barramento CC e do filtro CA.

Com as análises efetuadas, verificou-se que o VSR possui ação *boost* em tensão e *buck* em corrente, enquanto que o VSI possui ação *buck* em tensão e *boost* em corrente. Assim, o B2B VSC possui ação *boost-buck* em tensão e *buck-boost* em corrente.

Ao final, verificou-se o funcionamento, por simulações do B2B VSC, obtendo os resultado com a variação do índice de modulação e verificando as formas de onda das correntes e tensões. Também é feita uma comparação em termos de perdas dos semicondutores e THD das correntes. Verificou-se que neste tipo de conversor as perdas por chaveamento são maiores que as perdas por condução e que o THD das correntes do lado do inversor são maiores que as do lado do retificador.

Com esse capítulo, criou-se uma base teórica para os VSC, que será utilizada para a composição do conversor híbrido VSR-CSI, e para a realização da comparação.

3

Conversores Fonte de Corrente

Em sistemas de conversão de energia eólica com velocidade variável são utilizados tipicamente conversores totalmente controlados, onde o fluxo de potência é no sentido do gerador para a rede através dos conversores elétricos de potência. Nos B2B CSCs a tensão da rede é fixada e sua amplitude é normalmente maior que a tensão do gerador. Esta situação é o oposto dos sistemas que empregam conversores fonte de tensão, nos conversores fonte de tensão normalmente a tensão do gerador é maior que a da rede (DAI, 2010).

O inversor fonte de tensão é usado principalmente para aplicações conectadas à rede de sistemas de geração distribuída. A fim de aumentar a tensão de uma fonte de energia renovável para o nível de tensão CC necessário, é necessário um conversor CC-CC, embora o custo e a complexidade do sistema sejam aumentados. Assim, na melhoria do custo e da expectativa de vida do conversor, um inversor fonte de corrente é uma alternativa que oferece recursos de proteção contra curto-circuito, já é um inversor do tipo *boost*, eliminando a necessidade do uso de conversor CC-CC elevador de tensão, e uma estrutura de filtro simples no lado CA. No entanto, atraiu menos atenção à pesquisa, pois supõe-se que tenha desvantagens em termos de altas perdas de condução e armazenamento de energia indutiva ineficiente em seu lado CC (AZMI et al., 2011).

Ambas as topologias fonte de tensão e fonte de corrente são usadas em sistemas de conversão de energia eólica. No entanto, no mercado atual a predominância dos fontes de tensão é notória, porém os CSCs têm suas vantagens e são fortes candidatos para futuras

implementações.

O conversor do lado da rede é o inversor fonte de corrente (CSI) que converte a corrente do barramento CC em correntes trifásicas que devem atender aos critérios da rede. Ao contrário dos VSIs que operam como abaixadores de tensão, os CSIs operam como elevadores de tensão. A característica elevadora de tensão do CSI oferece mais flexibilidade para ser combinada com diferentes tipos de conversores do lado do gerador, e a configuração resultante provê faixa de operação mais abrangente do que em sistemas que empregam o VSI. Dessa forma, os CSCs têm potencial soluções e devem ter um lugar em topologias de conversores para os sistemas de conversão de energia eólica.

Neste capítulo, será mostrado a teoria sobre os conversores fonte de corrente tanto no modo retificador como no modo inversor, e por fim será mostrado o sistema utilizado para aplicações em energia eólica (B2B CSC), assim como os requisitos necessários para a sua implementação (estratégia de controle, modulação PWM, dimensionamento do barramento e dimensionamento do filtro) e os resultados de simulações.

O inversor fonte de corrente é um conversor CC-CA que converte um sinal de corrente contínuo em um sinal de corrente alternado, ou seja, este conversor processa o sinal através do controle a partir de referência de corrente.

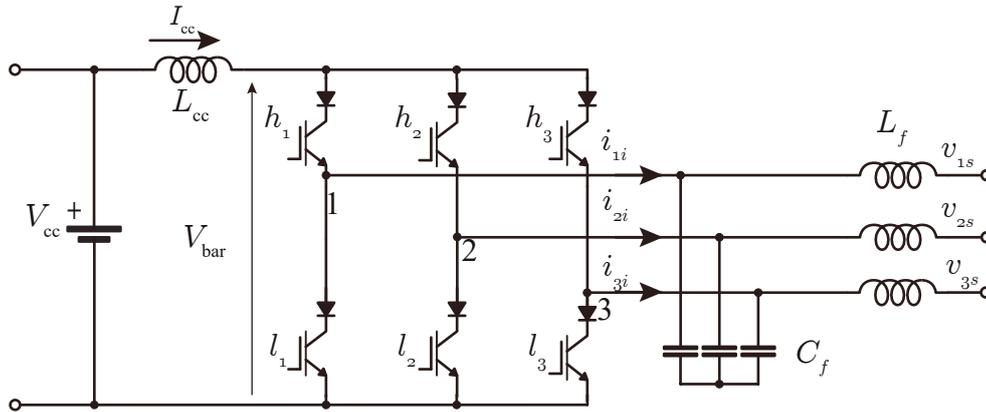
O CSI é uma boa escolha para o lado da rede, pois provê uma alta flexibilidade no controle, gera baixos harmônicos e é apto a prover um ajuste no fator de potência. A característica *boost* do CSI é obtida naturalmente de acordo com o sistema a ser implementado.

Para os estudos serão considerados: índice g referente ao lado do gerador, s ao lado da rede, r lado do retificador, i lado do inversor, f aos componentes de filtro, cc as variáveis contínuas e ca as variáveis alternadas. Assim, v_{js} e i_{js} , para $j = 1, 2, 3$ representam as tensões e correntes do lado da rede; v_{jg} e i_{jg} , para $j = 1, 2, 3$ as tensões e correntes do lado do gerador; v_{jr} e i_{jr} , para $j = 1, 2, 3$ as tensões e correntes do lado do retificador; v_{ji} e i_{ji} , para $j = 1, 2, 3$ as tensões e correntes do lado do inversor; V_{cc} e I_{cc} a tensão e corrente do barramento; L_{cc} o indutor de barramento CC; L_{fs} , L_{fg} , L_{fi} e L_{fr} as indutâncias do lado da rede, gerador, inversor e retificador, respectivamente, e C_f o capacitor de filtro.

O CSI é mostrado na Figura 3.1, e é composto por seis IGBTs em série com seis diodos. O conversor requer uma corrente constante e produz uma saída de corrente alternada. Os CSCs

possuem modulação em corrente, o que leva a derivadas na corrente, logo, faz-se necessário a utilização de capacitores trifásicos conectado em paralelo com a saída do conversor (COSTA, 2016). Assim, no CSI é utilizado o filtro CL para obter um baixo THD e melhorar a eficiência do sistema.

Figura 3.1: Inversor Fonte de Corrente Trifásico.

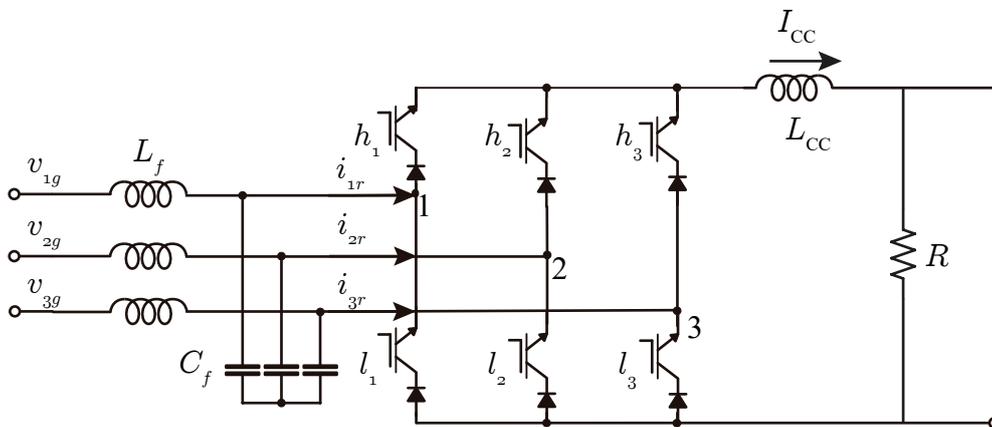


O retificador fonte de corrente é um conversor CA-CC que converte um sinal de corrente alternado em um sinal de corrente contínuo. Da mesma forma como no CSI, neste tipo de conversor as variáveis de controle são a corrente de entrada e saída.

O conversor do lado do gerador (retificador) é utilizado para controlar a potência do gerador de modo a obter sempre o ponto de máxima potência.

O CSR é mostrado na Figura 3.2, e é composto de seis IGBTs em série com seis diodos. Assim como nos CSIs, é necessário a utilização de capacitores trifásicos conectados em paralelo com a entrada do conversor.

Figura 3.2: Retificador Fonte de Corrente Trifásico.

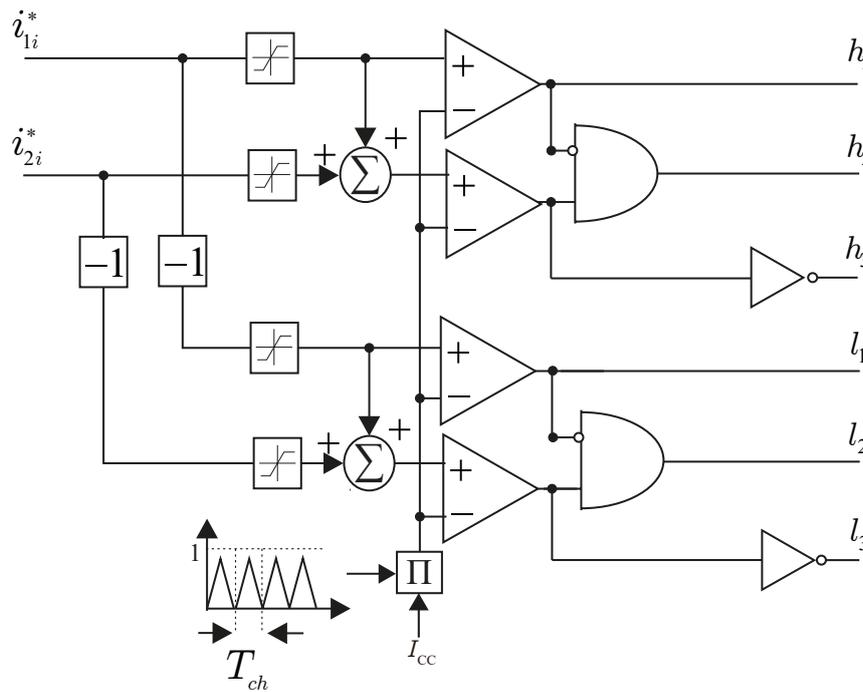


3.1 Modulação PWM

O CSC é reverso (dual) do VSC, ou seja, no CSC o barramento é composto por um indutor que acumula energia na forma de corrente. Desta forma, a estratégia de controle deve evitar que haja circuito aberto que bloqueie a passagem de corrente do indutor, ou um curto-circuito na tensão do lado CA. Assim as chaves que compõe o CSC não podem ser acionadas independentemente, e possui sua complementaridade de forma horizontal (VITORINO, 2012).

O PWM utilizado é o unipolar como mostra a Figura 3.3, tal modulação, além de reduzir o THD, confere uma variação de corrente menor a cada troca de estado. Vale salientar que as análises feitas nesta seção valem tanto para o CSI como para o CSR.

Figura 3.3: Estratégia de PWM para o CSC.



A modulação PWM é feita a partir da comparação das correntes de referência obtidas da estratégia de controle com a onda triangular com frequência de chaveamento (f_{ch}). No entanto, para o CSC não é tão simples como no caso do VSC, devido ao fato de possuir sua complementaridade de forma horizontal. Neste caso, a corrente i_{1r}^* passa por um limitador que vai de zero a infinito de forma a selecionar a parte positiva da corrente, assim, o sinal obtido é comparado com a onda triangular e gera o acionamento para a chave h_1 .

Para a chave h_2 , o processo é semelhante, só que agora o sinal é obtido com a soma das duas partes positivas das correntes e comparada com a onda triangular. No entanto, devido a complementariedade horizontal, a chave h_2 não pode conduzir ao mesmo tempo que a chave h_1 , logo a entrada da porta **ou** é invertida para que ela só conduza quando h_1 estiver desligada. A geração da chave para o terceiro braço (h_3) ocorre quando nenhuma das outras duas chaves estiver conduzindo. Do mesmo jeito é feita a geração para as chaves inferiores (l_1 , l_2 e l_3), só que nesse caso selecionando a parte negativa das correntes.

Na Figura 3.4, é mostrado os estágios de funcionamento para o inversor CSC trifásico e na Tabela 3.1, as possibilidades de chaveamento.

Tabela 3.1: Tabela verdade do CSC.

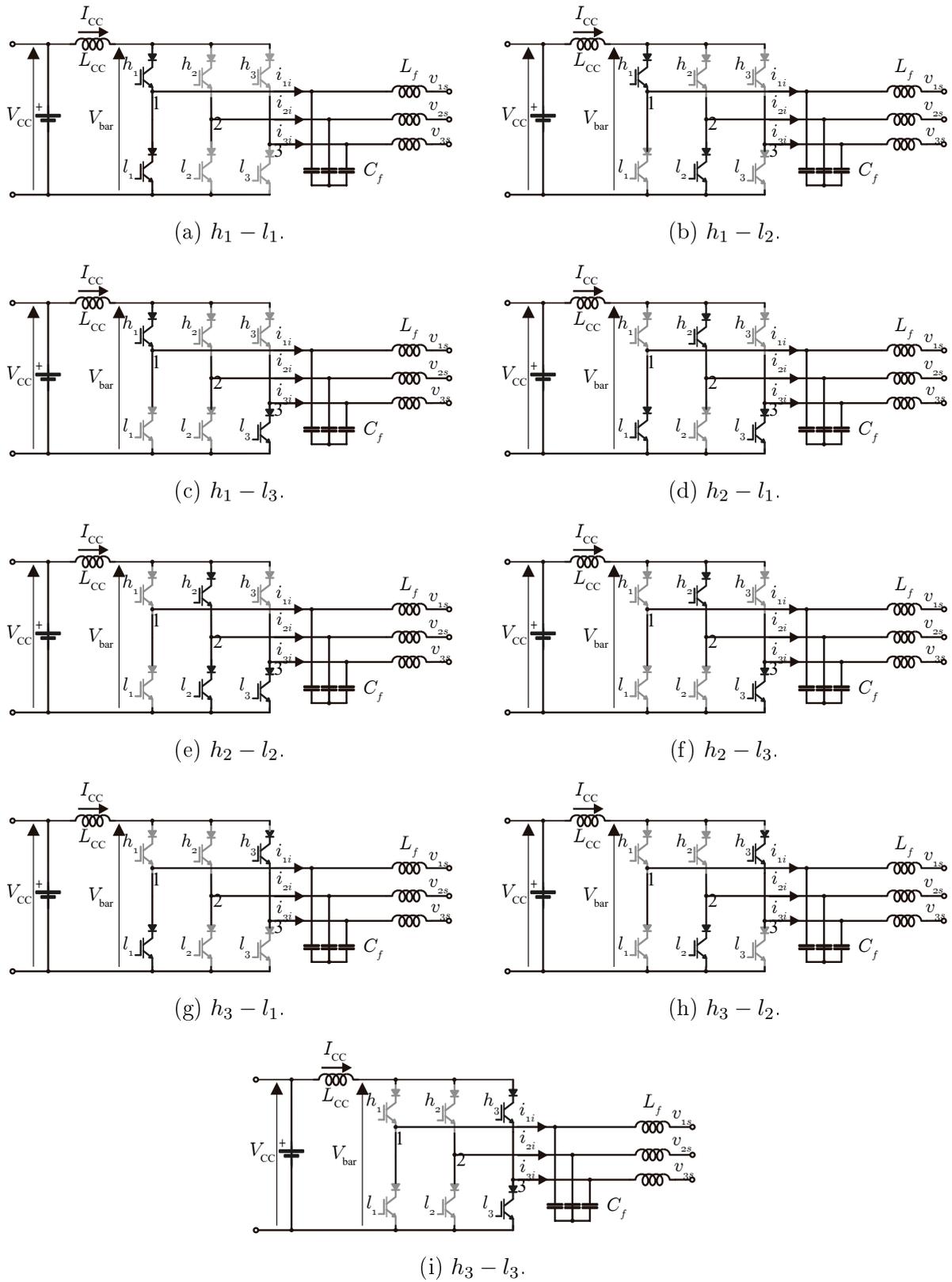
h_k	l_k	i_1	i_2	i_3	V_{bus}
1	1	0	0	0	0
1	2	I_{cc}	$-I_{cc}$	0	v_{12}
1	3	I_{cc}	0	$-I_{cc}$	v_{13}
2	1	$-I_{cc}$	I_{cc}	0	v_{21}
2	2	0	0	0	0
2	3	0	I_{cc}	$-I_{cc}$	v_{23}
3	1	$-I_{cc}$	0	I_{cc}	v_{31}
3	2	0	$-I_{cc}$	I_{cc}	v_{32}
3	3	0	0	0	0

Já para os intervalos de roda-livre, os CSCs se comportam de forma mais simples. Como os vetores nulos dos CSCs são obtidos ao curto-circuitar um braço, a corrente de roda livre percorrerá o circuito formado por esse braço no sentido de condução dos diodos de cada chave. Novamente, semelhante ao que ocorre nos VSCs, durante a roda livre dos CSCs o indutor do barramento CC irá se carregar (CSI) ou descarregar (CSR), enquanto que o capacitor e indutor do lado CA do conversor irão descarregar (CSI) ou carregar (CSR) (COSTA, 2016).

Em um sistema trifásico de tensões equilibradas, pode-se ter nas seguintes equações as correntes de saída ou entrada que também serão senoidais e atrasadas da tensão por um ângulo ϕ .

$$i_1 = I_m \sin(\omega t - \phi), \tag{3.1}$$

Figura 3.4: Estágios de chaveamento de um conversor CSC trifásico.



$$i_2 = I_m \sin(\omega t - 2\pi/3 - \phi), \quad (3.2)$$

$$i_3 = I_m \sin(\omega t + 2\pi/3 - \phi), \quad (3.3)$$

É desejável que o índice de modulação definido como a razão entre a amplitude do sinal modulante e a amplitude do sinal da onda triangular ($m_i = I_m/V_{tri}$), seja menor ou igual a 1, de modo que não ocorra sobremodulação.

Assim, a amplitude da componente fundamental da corrente de saída ($I_j = I_m$, para $j = 1, 2, 3$) se faz igual ao produto entre este índice e a corrente do barramento CC, como mostra a Equação 3.4.

$$I_m = m_i I_{cc}, \text{ para } 0 < m_{ci} \leq 1. \quad (3.4)$$

Sabendo que a potência de entrada deve ser igual a potência de saída e desconsiderando as perdas, têm-se que:

$$P_{cc} = P_{ca}, \quad (3.5)$$

$$V_{cc} I_{cc} = \sqrt{3} V_{L,rms} I_{1,rms}. \quad (3.6)$$

Substituindo a Equação (3.4) em (3.6), obtém-se a expressão da tensão CC.

$$V_{cc} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_i V_L. \quad (3.7)$$

Com as análises efetuadas verifica-se que os inversores fonte de corrente possuem o efeito *boost* em tensão ($V_L > V_{cc}$) e *buck* em corrente ($I_m < I_{cc}$), já os retificadores fonte de corrente possuem o efeito *buck* em tensão ($V_{cc} < V_L$) e *boost* em corrente ($I_{cc} > I_m$).

3.1.1 Tempo morto

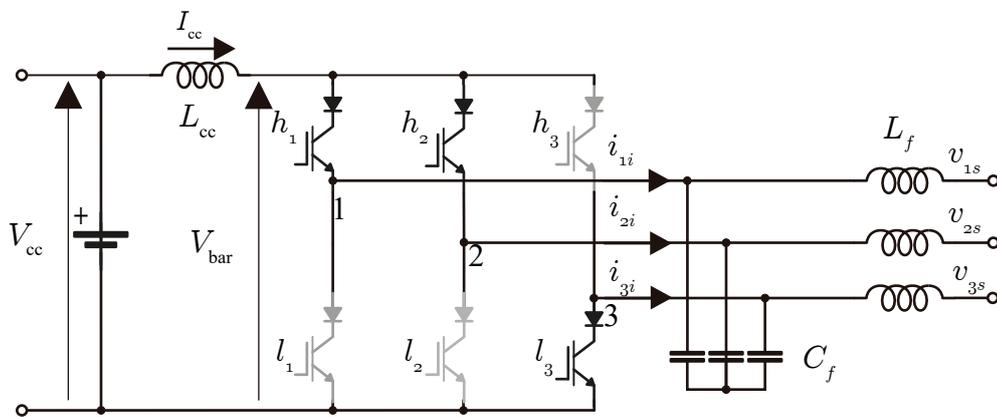
Nos conversores fonte de corrente, o acionamento das chaves deve sempre garantir que haja um caminho para a corrente do indutor do barramento. Como na prática as chaves não trocam instantaneamente, existem um tempo para que haja troca das chaves, esse tempo é chamado de tempo morto.

Dessa forma, como as chaves tem complementariedade horizontal, ou seja, apenas uma chave superior ou inferior irá conduzir por ciclo de chaveamento, o tempo morto deve garantir

que quando for acionar uma das chaves a outra permaneça ativa por um pequeno intervalo de tempo, de forma que ambas as chaves superiores ou inferiores conduzam por esse curto intervalo de tempo (tempo morto) e só depois a chave é desligada, evitando assim que a corrente do indutor cesse.

Na Figura 3.5, é mostrado um exemplo de caminho de condução da corrente durante o tempo morto de um CSI. Neste caso, a chave h_1 e l_3 estão conduzindo, e a próxima sequência de chaveamento será h_2 e l_3 . Logo, no momento que h_2 iria ligar, h_1 é mantido ligado por um curto intervalo de tempo antes de desligar, garantindo assim o caminho da corrente.

Figura 3.5: Exemplo de caminho de condução da corrente durante o tempo morto de um CSI trifásico.



Na Figura 3.6, mostra a exemplificação do tempo morto para a troca de chave de h_1 e h_2 , onde utiliza-se um PWM com pulso centrado. Partindo do instante inicial $t = 0$, a chave h_1 é acionada durante o tempo t_{h1} , calculado pelo PWM. Uma vez terminado seu tempo de condução, a chave comutaria para o nível baixo, mas nesse instante é inserido o tempo morto t_m , que atrasa o desligamento da chave. No momento em que a chave h_1 seria desligada sem o tempo morto, a chave h_2 é acionada e passa a conduzir corrente. Uma vez terminado o tempo morto, a chave h_1 é desligada.

Na Figura 3.7, é mostrada a sequência de condução das chaves para o caso em que ($i_{1i}^* > 0, i_{2i}^* > 0$) do conversor, para o período T_{ch} de chaveamento com o pulso centrado.

Para a geração dos sinais PWM para o CSC, utilizou-se o DSP F28335. Durante a comutação das chaves é inserido um tempo morto que atrasa o desligamento da chave durante um pequeno intervalo de tempo. Na Figura 3.8, é mostrado a sequência de chaveamento para para $i_{1i}^* > 0, i_{2i}^* > 0$, obtido experimentalmente.

Figura 3.6: Exemplificação do tempo morto para as chaves superiores h_1 e h_2 de um CSC.

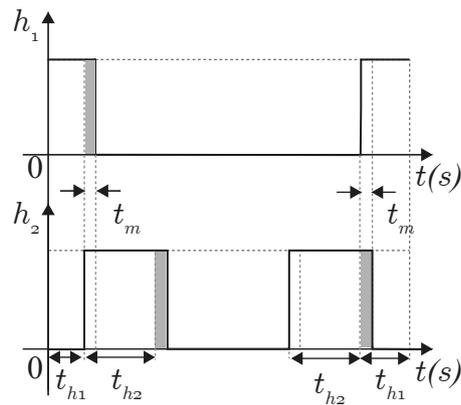


Figura 3.7: Sequência de chaveamento do PWM CSC para $i_{1i}^* > 0$, $i_{2i}^* > 0$.

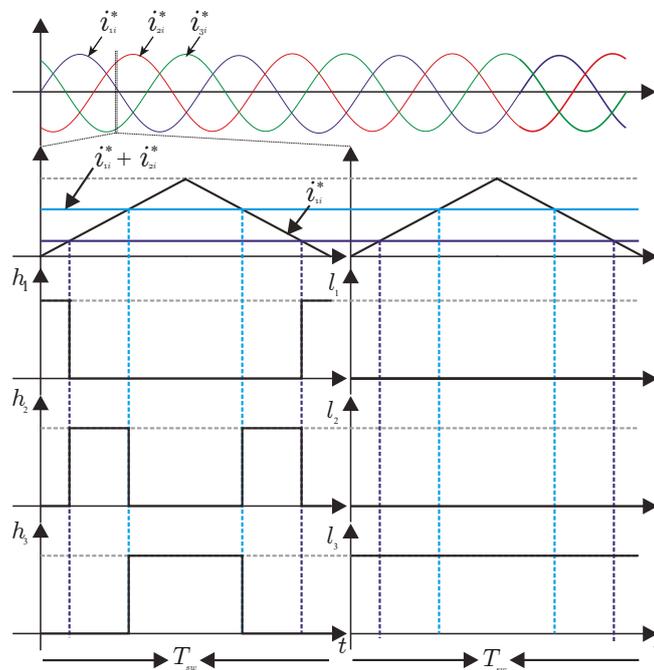


Figura 3.8: Resultado experimental da sequência de chaveamento do PWM CSC para $i_{1i}^* > 0$, $i_{2i}^* > 0$.



(a) Chaves h_1 , h_2 e h_3 .



(b) Chaves l_1 , l_2 e l_3 .

3.1.2 Chave RB-IGBT

As chaves utilizadas no CSC diferem do VSC devido ao posicionamento do diodo. Nos VSCs as chaves são formados por IGBTs com diodo em anti-paralelo, já os CSCs possuem IGBTs com diodo em série. Esses diodos são necessários para obter o melhor funcionamento do conversor durante o tempo morto.

Devido a necessidade dos diodos em série com o IGBTs, nos CSC são utilizados os RB-IGBTs, chaves que são obtidas pela conexão série de um IGBT com um diodo. A adição do diodo faz necessário para que se consiga a capacidade de bloqueio reverso, originado assim o nome da chave: *Reverse Blocking IGBT*. A chave é unidirecional em corrente e bidirecional em tensão. Na Figura 3.9, é mostrado o diagrama da chave RB-IGBT.

Figura 3.9: Dispositivo semiconductor RB-IGBT.



Apesar da associação de um IGBT em série com um diodo ser eficaz, tal chave é pouco eficiente, visto que a queda de tensão total corresponderá a soma da queda de tensão de ambos os semicondutores (IGBT e diodo).

Com essa nova tecnologia, bem como a evolução dos materiais magnéticos utilizados na fabricação de indutores, reforça-se que os CSCs tornaram-se competitivos com os VSCs em termos de eficiência (ZHANG et al., 2016). No entanto, devido ao fato de ser uma tecnologia recente e pouco explorada pela indústria faz com que os VSCs sejam utilizados com mais frequência.

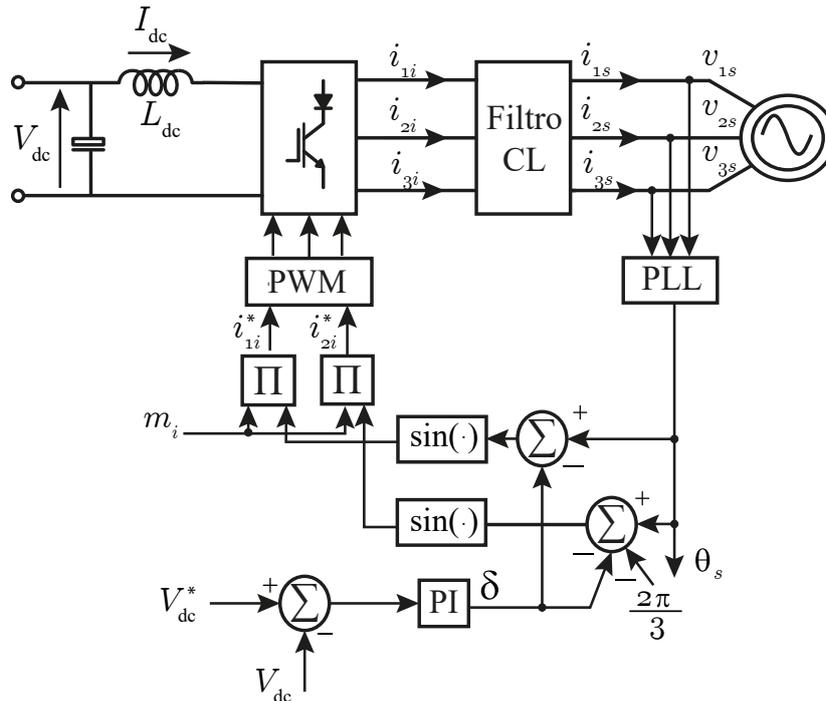
3.1.3 Estratégia de controle

O conversor do lado da rede é utilizado para controlar a corrente do barramento CC, de modo a transferir a máxima potência obtida do lado do gerador. A estratégia de controle aplicada ao inversor conectado à rede, deve garantir que a corrente tenha um baixo THD, alto fator de potência e suportabilidade a faltas.

O controle da corrente de barramento CC mostrado na Figura 3.10, consiste na compa-

ração da corrente CC medida (I_{cc}) com a corrente de referência (I_{cc}^*), e o resultado desta comparação gera um sinal de erro, que por sua vez passa por um controlador PI para gerar o valor da amplitude das correntes de referências (i_{1i}^* e i_{2i}^*). Através do PLL é feito o sincronismo entre a fase da tensão da rede (θ_s) com a corrente de referência que comandará o PWM.

Figura 3.10: Diagrama de controle para o CSI.

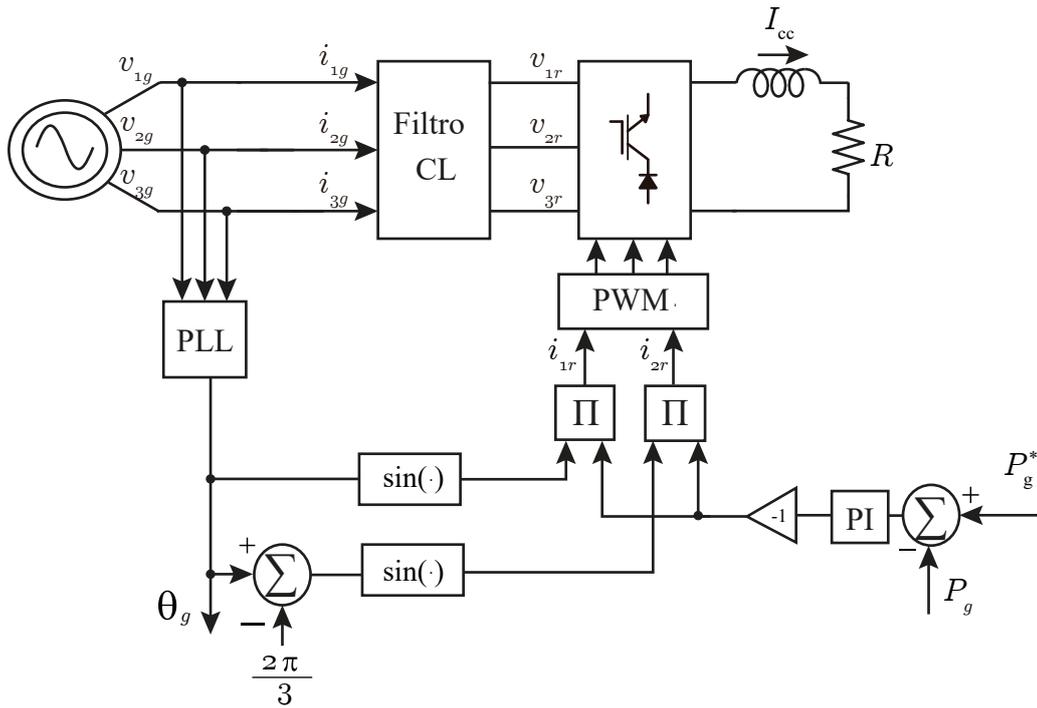


A estratégia de controle do lado do retificador é feita através da Figura 3.11, que consiste na comparação da potência do lado do gerador com a potência de referência, e o resultado desta comparação gera um sinal de erro, que por sua vez passa por um controlador PI e gera a amplitude de corrente de referência (i_{1r}^* e i_{2r}^*). Através do PLL é feito o sincronismo entre a fase da tensão da rede (θ_g) com a corrente de referência que comandará o PWM.

3.2 Indutor de Barramento CC

Nos CSCs a tensão de entrada antes do indutor do barramento CC é contínua, no indutor ocorre o acúmulo e descarga da energia, e após o indutor a tensão tem a forma de uma senoide retificada chaveada, cuja frequência é o dobro da frequência da corrente de saída (COSTA, 2016).

Figura 3.11: Diagrama de controle para o CSR.



Dessa forma, é necessário realizar o correto dimensionamento do indutor de barramento para eliminar as oscilações de corrente no barramento, visto que a corrente do barramento CC pode ser vista como um valor médio constante e uma parcela que oscila em torno desse valor médio.

Para realizar o correto dimensionamento é utilizado o método descrito por (LAI et al., 2008) que leva em consideração a potência nominal de operação do conversor, a frequência de chaveamento e a oscilação de corrente que se deseja ter no indutor de barramento. O valor máximo de *ripple* da corrente foi de 20%.

Neste artigo é apresentado o modelo para determinação dos elementos passivos sendo selecionados considerando seus impactos na perda, harmônicos, interferência eletromagnética, controle dinâmico e estabilidade e proteção. Na Equação 3.8 é mostrado o cálculo utilizado para a determinação do indutor de barramento CC.

$$L_{cc} \geq \frac{P_{nom}}{f_{ch}(I_{cc}\Delta I_{cc} \pm 0,5\Delta I_{cc}^2)}, \quad (3.8)$$

onde ΔI_{cc} é o valor máximo de *ripple* da corrente do barramento e P_{nom} é a potência nominal do conversor.

3.3 Filtro Passa Baixa CL

O filtro passa-baixa permite a passagem de baixas frequências atenuando (ou reduzindo) a amplitude das frequências maiores que a frequência de corte.

Nos CSCs são utilizados os filtros CL devido ao fato que neste caso a modulação é em corrente, o que leva a derivadas na corrente, logo, faz-se necessário a utilização de capacitores trifásicos conectados em paralelo com a saída do conversor.

A corrente pulsada produzida pelo conversor é decomposta basicamente em duas componentes, a componente fundamental e as componentes harmônicas de corrente de ordem elevada, que devem ser filtradas para não produzirem harmônicas de corrente.

Assim, o filtro de saída é calculado seguindo (GOMES et al., 2018), que define técnicas para dimensionamento do capacitor de filtro CA, assim como o indutor. O capacitor é ajustado de acordo com uma porcentagem da capacitância base do conversor, como mostra as Equações 3.9 e 3.10.

$$Z_b = \frac{V_f^2}{P_{1\phi}}, \quad (3.9)$$

$$C_b = \frac{1}{2\pi f Z_b}, \quad (3.10)$$

onde Z_b é a impedância de filtro base, V_f a tensão de fase e $P_{1\phi}$ a potência nominal por fase, C_b a capacitância base e f a frequência da rede.

No entanto, é recomendado que o valor da capacitância do filtro não exceda 15% da capacitância base do conversor, para que não demande muita corrente, aumentando a parcela de energia que flui pelo conversor (COSTA, 2016). Assim, a capacitância de filtro CA (C_f) pode ser calculada como:

$$C_f \leq 0,15C_b. \quad (3.11)$$

O indutor de filtro é calculado em função da corrente de *ripple* máxima admissível e para o valor de THD igual a 5%. A valor de *ripple* da corrente utilizado é em torno de 30% a 50% em alguns trabalhos. Dessa forma, o valor mínimo de corrente pode ser obtido por:

$$L_{f,min} = \frac{V_f}{2\sqrt{6}f_{ch}\Delta I_1}, \quad (3.12)$$

onde, ΔI_1 é o *ripple* da corrente sobre o indutor.

O valor da indutância é geralmente escolhido o mais próximo possível do limite mínimo, o que resulta na queda mínima de tensão nos terminais do filtro.

É recomendando também uma adição de uma resistência de amortecimento em série com o capacitor. Recomenda-se que a frequência de ressonância do filtro fique num intervalo específico, que é função da frequência do lado CA, e da frequência de chaveamento. Dessa forma, o filtro CA deve obedecer a seguinte inequação:

$$10\omega_s \geq \omega_{ress} \leq 0,5\omega_{ch}. \quad (3.13)$$

3.4 Conversor Fonte de Corrente Back-to-Back (B2B CSC)

Nesta seção, é feita a união do retificador fonte de corrente com o inversor fonte de corrente através do barramento CC indutivo. A configuração do B2B CSC é conectada por duas fontes trifásicas CA através de filtros CL.

Os parâmetros utilizados para a realização das simulações se encontra na Tabela 3.2, tomando como base o dimensionamento apresentado neste capítulo.

Tabela 3.2: Parâmetros para o B2B CSC.

Parâmetros	Valores
Tensão de fase RMS ($V_{1,rms}$)	110 V
Potência trifásica nominal ($P_{3\phi}$)	1,5 kW
Frequência de chaveamento (f_{ch})	10 kHz
Indutor de barramento CC (L_{cc})	5 mH
Capacitor de filtro CA (C_f)	15 μ F
Indutor de filtro CA (L_f)	3 mH

O sistema apresentado na Figura 3.12, é simulado e é então verificado as formas de onda das tensões e correntes CA e CC, mostradas na Figura 3.13. Para tal, considerou-se um índice de modulação (m_{cr}) de 0,8, 0,9 e 1.

Figura 3.12: Conversor Back-to-Back CSC.

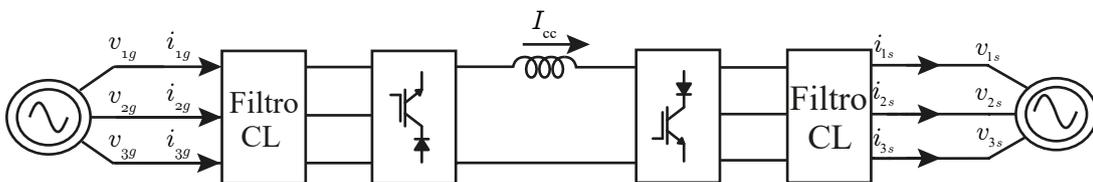
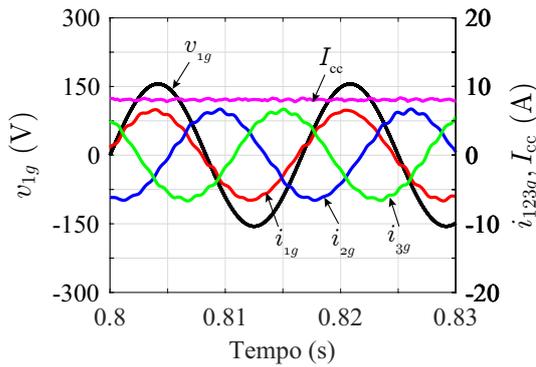
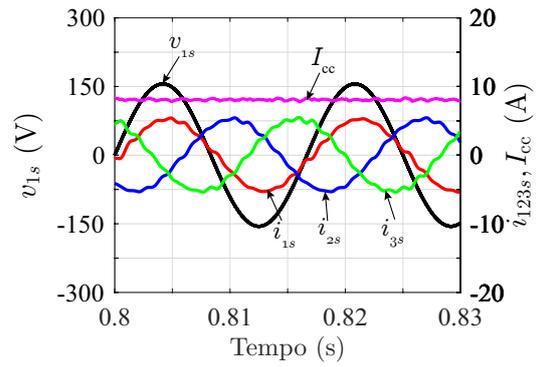


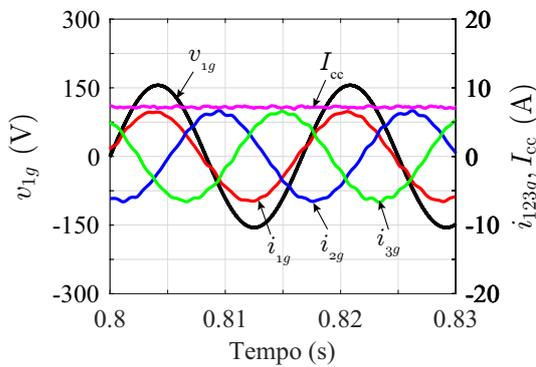
Figura 3.13: Curvas das tensões e correntes CA e CC para o conversor B2B CSC.



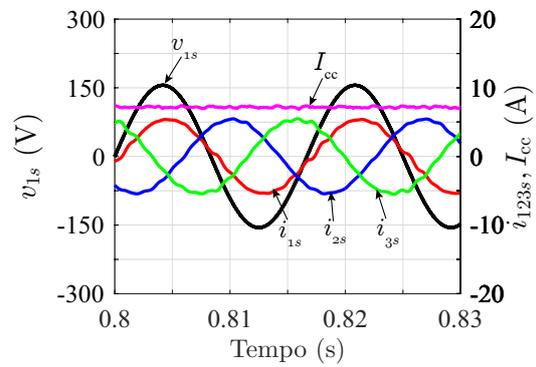
(a) CSR com índice de modulação 0,8.



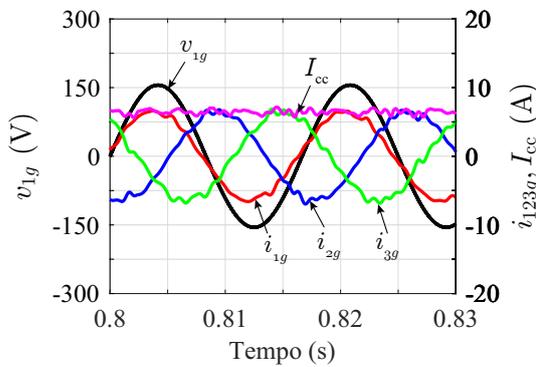
(b) CSI com índice de modulação 0,8.



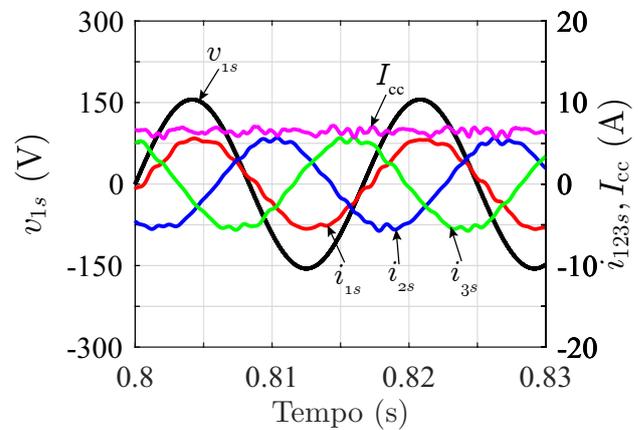
(c) CSR com índice de modulação 0,9.



(d) CSI com índice de modulação 0,9.



(e) CSR com índice de modulação 1,0.



(f) CSI com índice de modulação 1,0.

Nas Figuras 3.13 são apresentadas as curvas de tensão e corrente CA e CC para o B2B CSC. É observado nas Figuras 3.13(a), (c) e (e) que a corrente do barramento vai diminuindo com o aumento do índice de modulação. Já nas Figuras 3.13(b) e (d), observa-se que as correntes são menores que a corrente CC, enquanto que na Figura 3.13(f), a corrente CC do lado do inversor é equivalente ao lado do retificador, visto que a amplitude de corrente tem valor

igual a corrente de barramento CC. Logo, confirma-se o efeito *buck* das correntes, e as tensões nesse caso se mantém inalteradas pelo valor da fonte de 110 V.

Para complementar o entendimento sobre o efeito da variação do índice de modulação, a Tabela 3.3, mostra a variação das perdas por condução (P_{cc}), por chaveamento (P_{cch}), perdas totais em porcentagem ($P_{ctot}(\%) = P_{ctot}/P_{3\phi}$) e os valores de THD da corrente do lado do gerador (THD_r) e do lado da rede (THD_i).

Tabela 3.3: Perdas e THD do conversor B2B CSC com variação do índice de modulação.

m_{ci}	P_{cc} (W)	P_{cch} (W)	P_{ctot} (%)	THD_r (%)	THD_i (%)
0,8	38,23	14,42	3,51	4,07	5,31
0,9	32,48	12,66	3,00	3,07	3,99
1,0	28,19	10,10	2,55	5,4	5,05

A partir dos dados da Tabela 3.3, nota-se que tanto as perdas por chaveamento quanto por condução decaem com o aumento do índice de modulação, e consequentemente as perdas totais. Isso se deve ao fato de que a corrente do barramento ser maior devido a diminuição do índice de modulação, logo ocorrem mais perdas. Já o menor THD do lado do retificador ocorre para o índice de modulação de 1,0 e para o lado do retificador ocorre para o índice de modulação 0,9.

3.5 Conclusão

Neste capítulo, estudou-se o CSC como retificador, inversor e *back-to-back*. O estudo percorreu sobre a estratégia de modulação PWM assim como as estratégias de controle para o inversor e para o retificador. Realizou-se também o estudo do dimensionamento do indutor de barramento CC e do filtro CA.

Com as análises efetuadas, verificou-se que o CSR possui ação *buck* em tensão e *boost* em corrente, enquanto que o CSI possui ação *boost* em tensão e *buck* em corrente. Assim, o B2B CSC possui ação *buck-boost* em tensão e *boost-buck* em corrente.

Ao final, verificou-se o funcionamento, por simulações do B2B CSC, obtendo os resultados com a variação do índice de modulação e verificando as formas de onda das correntes e tensões. Também é feita uma comparação em termos de perdas dos semicondutores e THD das correntes. Verificou-se que neste tipo de conversor as perdas por chaveamento são

menores que as perdas por condução e que o THD das correntes do lado do inversor são maiores que as do lado do retificador.

Com esse capítulo, criou-se uma base teórica para os CSCs, que será utilizada para a composição do conversor Híbrido VSR-CSI, e para a realização da comparação entre a topologia proposta e B2B VSC.

4

Conversor Híbrido VSR-CSI

Em fontes de energias renováveis conectadas à rede, como os sistemas eólicos, a conexão do conversor fonte de tensão por vezes necessita da utilização de um transformador ou um conversor adicional CC-CC *boost* para poder realizar a conexão com a rede, devido à característica *buck* do VSI. Neste caso, o CSI leva vantagem já que possui a característica *boost* em tensão, sendo desnecessário o conversor adicional CC-CC *boost*.

Assim, na melhoria do custo e da expectativa de vida do conversor de potência, um inversor de fonte de corrente é uma alternativa que oferece recursos de proteção contra curto-circuito, característica *boost* de tensão e uma estrutura de filtro simples no lado CA. No entanto, atraiu menos atenção à pesquisa, devido ao fato de que possui desvantagens em termos de altas perdas de condução e armazenamento de energia indutiva ineficiente em seu lado CC (AZMI et al., 2011). Outro ponto negativo que se pode observar, é a necessidade de capacitores na saída do conversor, logo ao conectar a máquinas elétricas é necessário o uso desses capacitores, diferentemente dos conversores fonte de tensão, que podem ser utilizados de forma direta.

No entanto, o VSI produz uma tensão de saída que possui alta dv/dt e alto THD. Por outro lado, o CSI fornece melhor qualidade de tensão de saída e de formas de onda de corrente e reduz harmônicos de saída por filtragem de tensão devido ao capacitor de saída do inversor. Comparado com o VSC, o CSC provê uma topologia simples e excelente integração com a rede, com a corrente senoidal e controle do fator de potência. O barramento CC indutivo

prove uma proteção natural contra falta de curto-circuito, já que limita o crescimento abrupto da corrente (DAI et al., 2009).

Para a conexão do lado do gerador, são mais utilizados os VSCs devido a característica indutiva das máquinas, que permite que os VSCs possam ser conectados diretamente sem a necessidade do uso de um filtro CA. Já para a conexão com a rede, os CSCs são uma melhor solução do que os VSCs, pois para a conexão do VSI com a rede é necessário o uso de um filtro LCL e a implementação do controle do barramento CC é mais complexa, visto que, é necessário a utilização do controle indireto das correntes (ver a seção Capítulo 2). Para o CSI o controle é feito de forma direta e há a necessidade apenas de um filtro CL, o que eliminaria a utilização de três componentes.

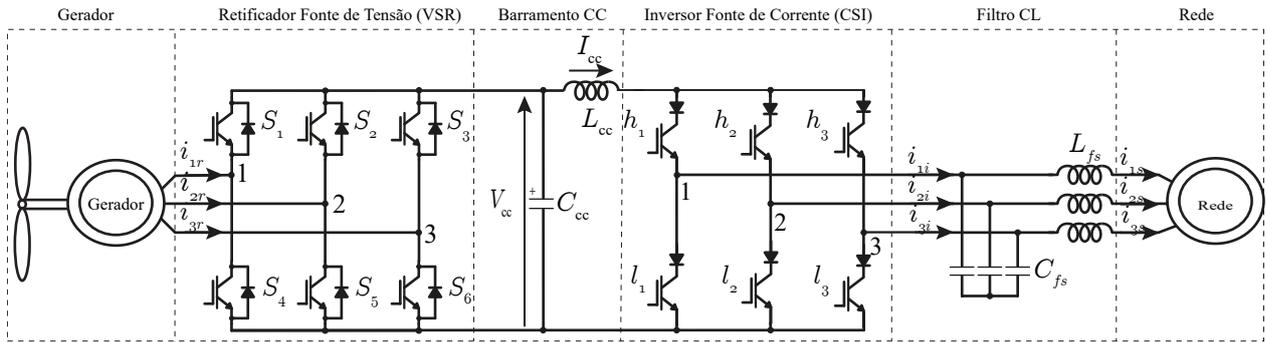
Desta forma, este trabalho visa realizar o estudo da união entre o VSC e o CSC de forma a obter vantagens de ambos os conversores, o que também elimina desvantagens de ambos, fazendo com que a utilização desses conversores para os sistemas de geração de energia eólica sejam cada vez mais explorada.

Para os estudos serão considerados: índice g referente ao lado do gerador, s ao lado da rede, r lado do retificador, i lado do inversor, f aos componentes de filtro, cc as variáveis contínuas e ca as variáveis alternadas. Assim, v_{js} e i_{js} , para $j = 1, 2, 3$ representam as tensões e correntes do lado da rede; v_{jg} e i_{jg} , para $j = 1, 2, 3$ as tensões e correntes do lado do gerador; v_{jr} e i_{jr} , para $j = 1, 2, 3$ as tensões e correntes do lado do retificador; v_{ji} e i_{ji} , para $j = 1, 2, 3$ as tensões e correntes do lado do inversor; V_{cc} e I_{cc} a tensão e corrente do barramento; L_{cc} o indutor de barramento CC; C_{cc} o capacitor de barramento CC; L_{fs} , L_{fg} , L_{fi} e L_{fr} as indutâncias do lado da rede, gerador, inversor e retificador, respectivamente e C_f o capacitor de filtro.

O sistema consiste de um estágio retificador fonte de tensão VSR, conectado a um inversor fonte de corrente CSI através um barramento CC capacitivo do lado do retificador e indutivo do lado do inversor. Para a conexão dos conversores ao gerador e à rede são utilizados os filtros CA. A topologia do conversor Híbrido é apresentada na Figura 4.1.

Como o VSR possui ação *boost* em tensão e o CSI também, o conversor híbrido proposto tem a ação *boost-boost*, essa topologia híbrida pode trazer mais facilidade de conexão com a rede, devido ao fato de poder utilizar um gerador com uma tensão mais baixa que a rede

Figura 4.1: Conversor Híbrido VSR-CSI.



elétrica.

O VSR é responsável por realizar o controle da potência ativa e da potência reativa do lado do gerador, enquanto que o CSI controla a tensão de barramento CC, mantendo o índice de modulação fixo da corrente.

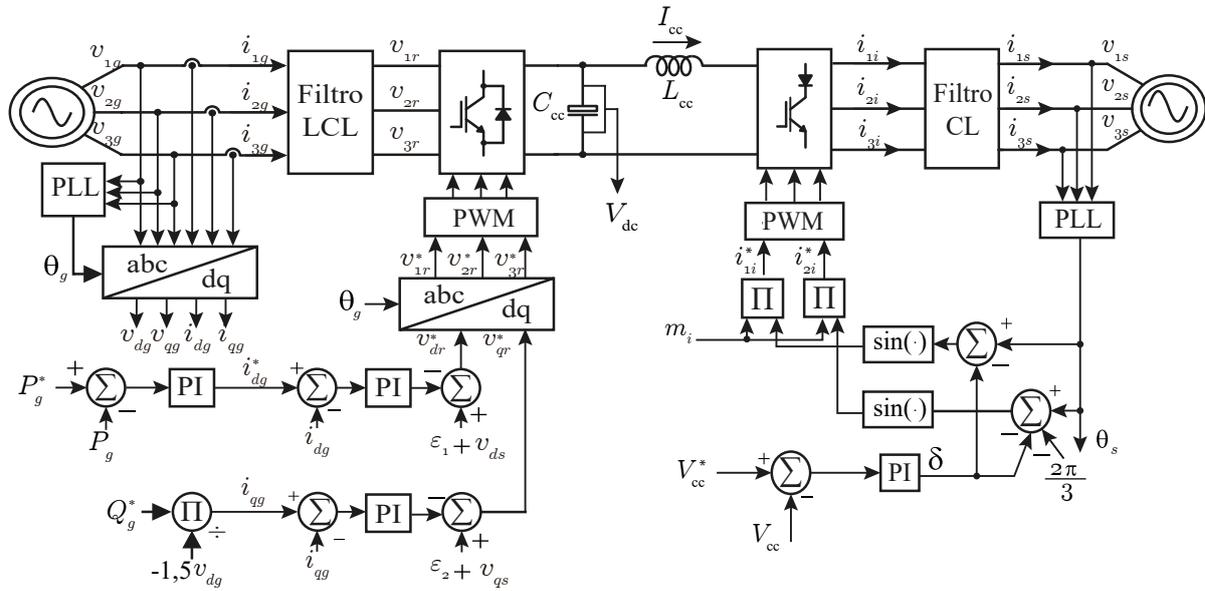
O conversor do lado do gerador é o retificador fonte de tensão (VSR) apresentado no Capítulo 2. A estratégia de controle, PWM e dimensionamento dos componentes utilizados no retificador fonte de tensão (VSR) são também utilizados para o retificador do conversor híbrido. Porém, para o conversor do lado da rede que é o inversor fonte de corrente (CSI), a estratégia de controle e PWM são modificadas de modo a adequar o controle para que a tensão do barramento CC seja controlada.

O conversor do lado da rede neste caso é utilizado para controlar tensão do barramento CC, de modo a transferir a máxima potência obtida do lado do gerador.

O controle da tensão de barramento CC mostrado na Figura 4.2, ajusta a defasagem δ entre a rede e a saída do CSI, de modo a obter a máxima potência transferida do gerador para a rede. Assim, o ângulo δ representa o ângulo de potência entre a rede e o conversor e é subtraído ao ângulo θ_s , que é calculado pelo PLL, o ângulo resultante é usado para controle do PWM do CSI. Este controle também define o índice de modulação da corrente fixo, de preferência unitário para se ter a menor corrente de barramento, afim de diminuir as perdas por condução existentes.

Essencialmente, o controle consiste na comparação da tensão CC medida com a tensão de referência, e o resultado desta comparação gera um sinal de erro, que por sua vez passa

Figura 4.2: Diagrama de controle para a topologia Híbrida.



por um controlador PI e gera o sinal δ .

Ao contrário do CSC, ao utilizar o controle direto para controlar a tensão de barramento CC no VSC, constatou-se ser inviável, visto que o controle não permite que as potências sejam controladas de forma conjunta, gerando um baixo fator de potência (BORGES, 2010). Dessa forma, ao utilizar o VSI, utiliza-se o controle vetorial da corrente que permite que as potências ativas e reativas sejam controladas de forma desacopladas uma da outra.

Assim, ao comparar ambos os controles para o CSI e para o VSI, nota-se que o controle para o CSI pode ser implementado de forma direta, é mais simples de ser utilizado. Já para o VSI, é necessário aplicar o controle vetorial da corrente, tornando-o mais complexo, visto que há a necessidade de se ter duas malhas a mais de controle, tornando-o também mais lento.

A diferença do PWM apresentado no Capítulo 3 para o utilizado no conversor híbrido é que ao invés de multiplicar a onda triangular pela corrente do barramento como mostra a Figura 3.3, o valor de referência da corrente já é o próprio índice de modulação, logo a comparação com a triangular será apenas de 0 a 1.

4.1 Resultados do Conversor Híbrido VSR-CSI

Como visto, a união do VSR com o CSI fornece uma ação *boost-boost* em tensão. Utilizando a análise de ganho de tensão (tensão de saída/tensão de entrada) no estágio retificador e inversor, obtêm-se a relação de ganho para a topologia proposta (Híbrido VSR-CSI), apresentada na Equação (4.1), que será explorada com maior detalhamento no Capítulo 5.

$$G_{th} = \frac{V_{1s}}{V_{1g}} = \frac{4}{3m_{hr}m_{hi}}, \quad (4.1)$$

onde G_{th} é o ganho de tensão para o conversor híbrido, m_{hr} representa o índice de modulação do lado do retificador e m_{hi} o índice de modulação do lado do inversor.

O sistema apresentado na Figura 4.3, é simulado e é então verificado as formas de onda das tensões e correntes CA e CC, mostradas na Figura 4.4. Para tal, considerou-se um ganho de tensão 33% ($G_{th} = 1,33$) e de 50% ($G_{th} = 1,50$). Os parâmetros utilizados para a realização das simulações se encontra na Tabela 4.1.

Figura 4.3: Conversor Híbrido VSC/CSC.

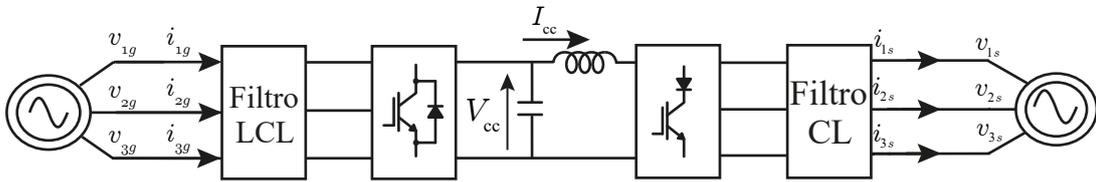
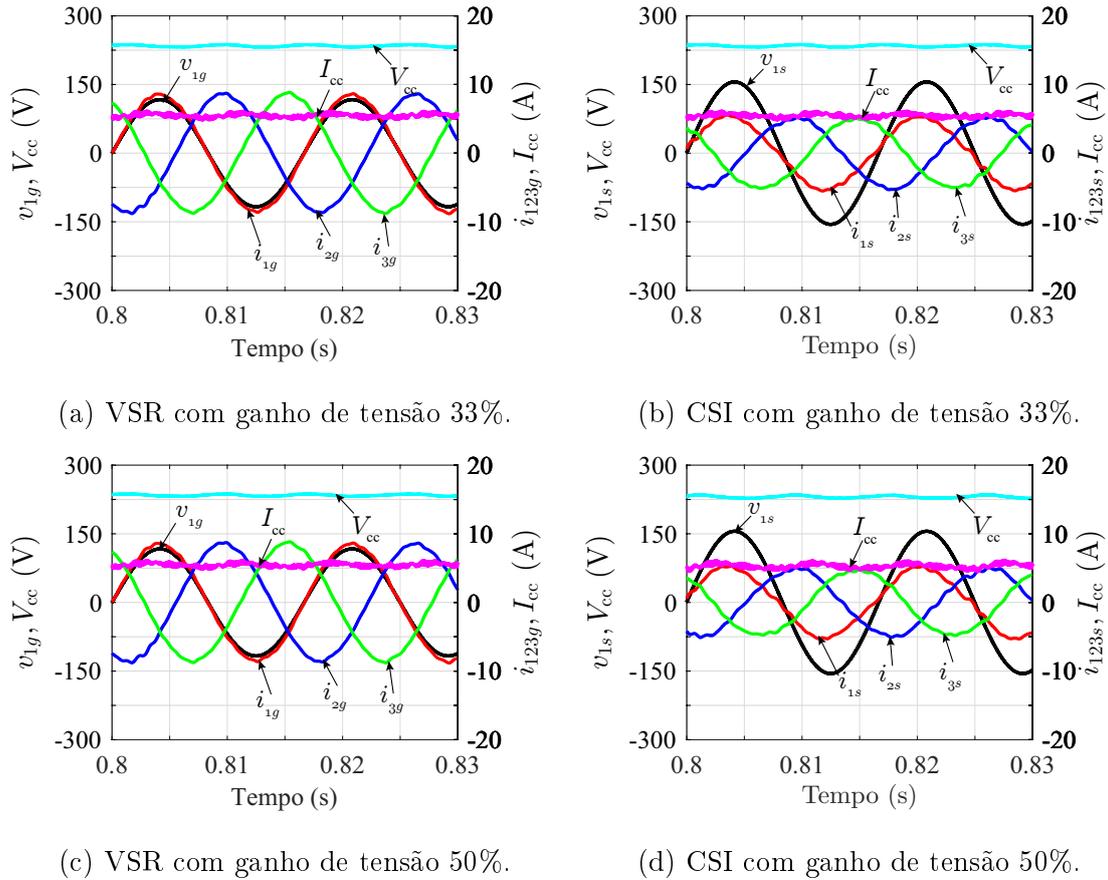


Tabela 4.1: Parâmetros do conversor Híbrido VSR-CSI.

Parâmetros	Valores
Tensão de fase RMS ($V_{1,rms}$)	110 V
Potência trifásica nominal ($P_{3\phi}$)	1,5 kW
Frequência de chaveamento (f_{ch})	10 kHz
Capacitor de barramento CC (C_{cc})	150 μ F
Capacitor de filtro CA do lado do gerador (C_{fg})	15 μ F
Indutor de filtro CA do lado do gerador (L_{fg})	3m H
Indutor de barramento CC (L_{cc})	5 mH
Capacitor de filtro CA do lado da rede (C_{fs})	15 μ F
Indutor de filtro CA do lado da rede (L_{fs})	3 mH

O ganho de tensão máximo permitido associado à ação de *boost-boost* do conversor híbrido é dependente do índice de modulação da tensão e do índice de modulação da corrente, no entanto deve-se haver um limitador de tensão para os ganhos em questão.

Figura 4.4: Curvas da tensão e corrente CA e CC para o conversor Híbrido VSR-CSI.



Nas Figuras 4.4 (a) e (c), são observadas as curvas de tensões e corrente para o VSR, e nota-se o efeito *boost* das tensões e *buck* das correntes. Na Figura 4.4 (a) o índice de modulação do VSR é unitário do lado do retificador, já na Figura 4.4 (c) o índice de modulação é 0,8 do lado do retificador. Também nota-se que, quanto maior o ganho maior a corrente e menor o THD, visto que para-se obter um ganho maior fixando a tensão de saída e mantendo a potência constante, a corrente deverá aumentar para manter o balanceamento de potência.

Nas Figuras 4.4 (b) e (d), nota-se que tanto para o ganho de 33% quanto para o ganho de 50%, as formas de onda permaneceram inalteradas, visto que a tensão para esses casos se manteve constante de 110 V. É observado também o ganho de tensão que se obtém do lado da rede em comparação com o lado do gerador.

4.2 Análise da Variação de Ganho

Devido à ampla gama de operação que o conversor Híbrido VSR-CSI pode operar, foi feita uma análise da variação de ganho ($1.33 \leq G_{vsr-csi} \leq 2.0$) com passo de 0,005 e limites de índice de modulação de $0.7 \leq m_{hr} \leq 1$ e $0.7 \leq m_{hi} \leq 1$. Do qual, para cada valor de ganho, o índice de modulação da corrente (m_{hi}) foi variado, enquanto que o índice de modulação da tensão (m_{hr}) é calculado de acordo com a Equação 4.1. Como os limites foram definidos de 0,7 e 1,0 para m_{hr} , para certos valores obtidos o valor está saturado.

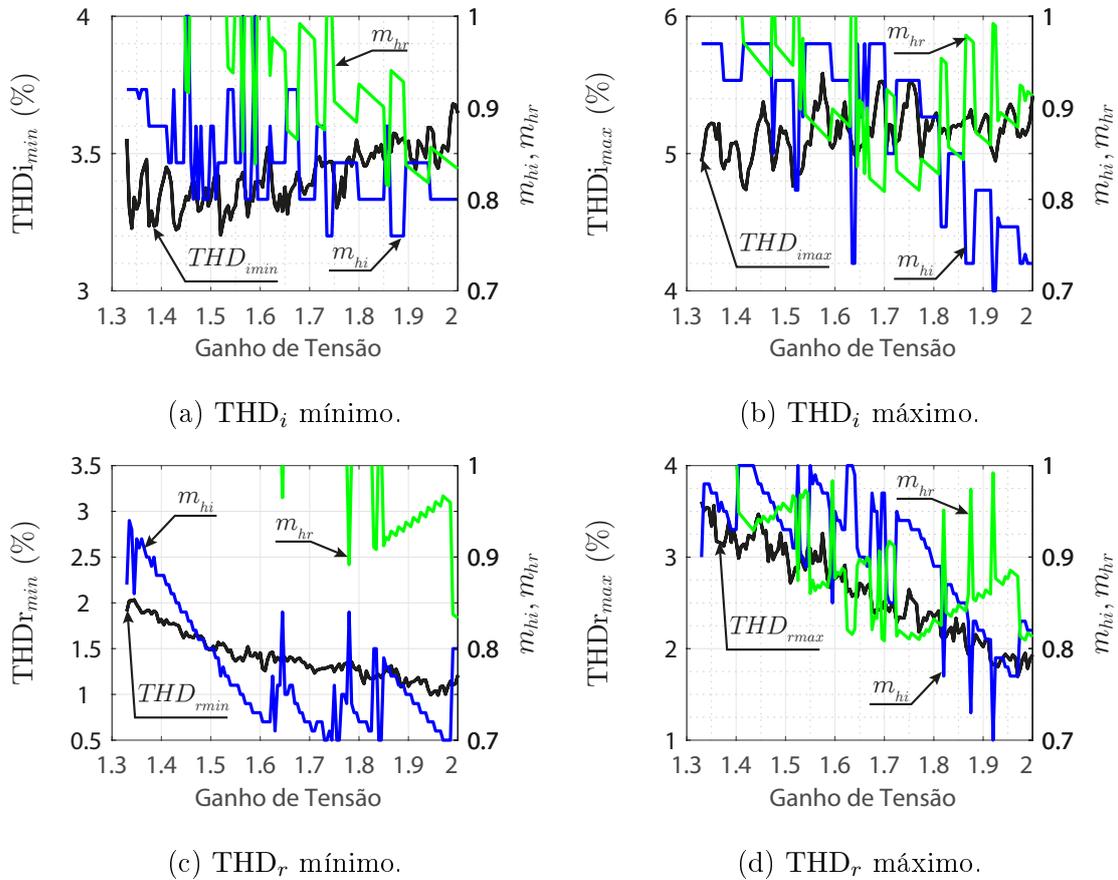
Na Figura 4.5 são mostrados os gráficos dos valores mínimos e máximos de THD_r e THD_i com a variação do ganho, e os valores de índices de modulação (m_{hi} e m_{hr}) equivalentes de cada valor mínimo. Neste caso, na Figura 4.5(a) observa-se que de acordo com a variação do ganho os valores de THD_i vão aumentando e isso se dá pelo fato da diminuição dos índices de modulação. Já na Figura 4.5(c) os valores de THD_r vão diminuindo mesmo com a diminuição dos índices de modulação, e que as suas condições são limitadas, visto que a o índice de modulação do lado do retificador foi saturado. Na Figura 4.5(b) e (d) são apresentados os valores máximos de THD_i e THD_r , respectivamente, do qual para THD_i os valores vão aumentando de acordo com o ganho e já no THD_r ocorre o mesmo que o caso anterior, do qual o valor de THD vai diminuindo de acordo com o aumento do ganho.

Na Figura 4.6 são mostrados os gráficos dos valores mínimos e máximos de P_c , P_{ch} e P_t com a variação do ganho, e os valores de índices de modulação (m_{hi} e m_{hr}) equivalentes. Nas Figuras 4.6(a) e (b) observa-se que as perdas por condução crescem com o aumento do ganho de tensão, e que as menores perdas se são quando $m_{hi} = 1$ e $m_{hr} = 1$, em contrapartida, as maiores perdas se dão para $m_{vr} = 1$ e m_{ci} mínimo. Em relação as perdas por chaveamento, nota-se nas Figuras 4.6(c) e (d) que as menores perdas se dão quando m_{hr} está com sobre modulação e as maiores quando $m_{ci} = 1$.

Em consequências das análises anteriores, têm-se as perdas totais (Figura 4.6(e) e (f)) mínimas e máximas, essas perdas aumentam com o a variação do ganho, sendo as perdas mínimas aumentadas em consequência da diminuição dos índices de modulação. Já as maiores perdas se encontram quando m_{ci} é mínimo.

Na Figura 4.7 são mostrados os gráficos dos valores mínimos e máximos de THD_i e THD_r com a variação do ganho, e os valores das demais grandezas correspondentes ao valor

Figura 4.5: Valores mínimos e máximos de THD_r e THD_i com valores de índices de modulação (m_{hi} e m_{hr}) equivalentes.



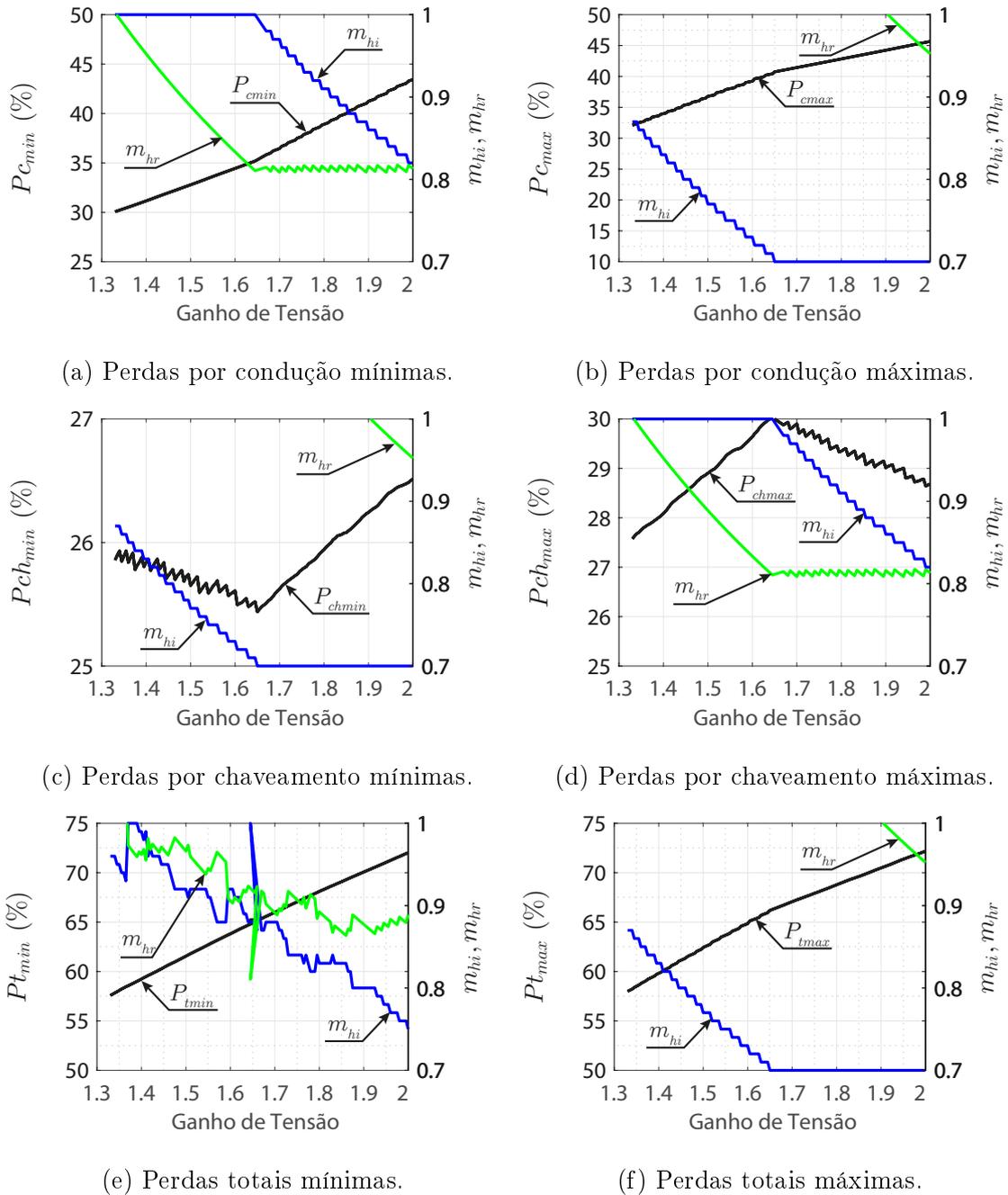
mínimo ou máximo obtido.

Na Figura 4.8 são mostrados os gráficos dos valores mínimos e máximos de P_c , P_{ch} e P_t com a variação do ganho, e os valores das demais grandezas correspondentes ao valor mínimo ou máximo obtido.

Por fim, na Figura 4.9 é ilustrado as curvas dos valores médios obtidos de THD_i , THD_r , P_c , P_{ch} e P_t . Nota-se que as perdas por chaveamento são menores que as perdas por condução, e que de acordo com o aumento do ganho as perdas por condução tendem a aumentar, já as perdas por chaveamento se estabilizam. No entanto, com o aumento da tensão, as perdas por chaveamento tendem a aumentar e as perdas por condução são estabilizadas. Em relação ao THD, nota-se em todos os casos que o THD do lado do retificador é bem menor que o do lado do inversor.

Dessa forma, são obtidos os valores mínimos de THD do lado da corrente do lado do

Figura 4.6: Valores mínimos e máximos de P_c , P_{ch} e P_t , e os valores de índices de modulação (m_{hi} e m_{hr}) equivalentes.



gerador (THD_{rmin}), e as perdas totais das chaves (P_{tmin}). Os valores obtidos são apresentados na Tabela 4.2, do qual, para cada valor mínimo é apresentado os valores correspondentes. Na Tabela 4.3 são apresentados os valores máximos e os seus correspondentes.

Figura 4.7: Valores mínimos e máximos de THD_r e THD_i .

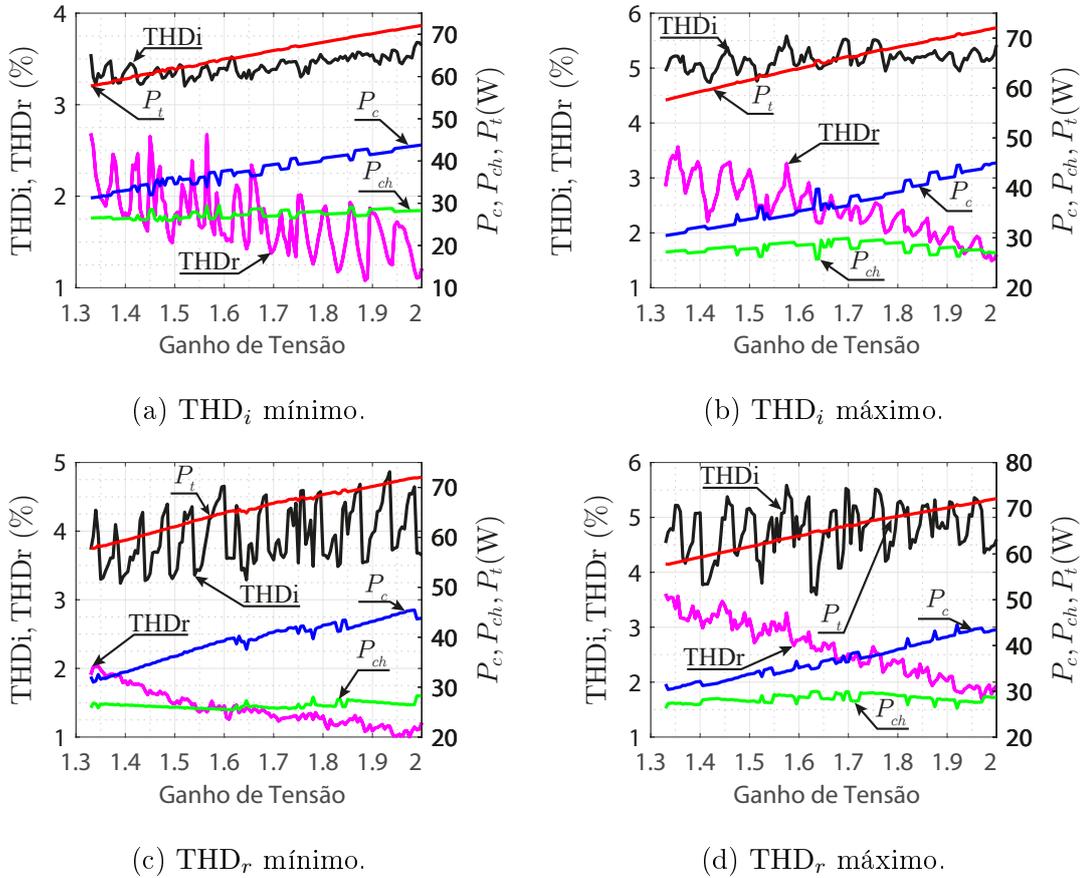


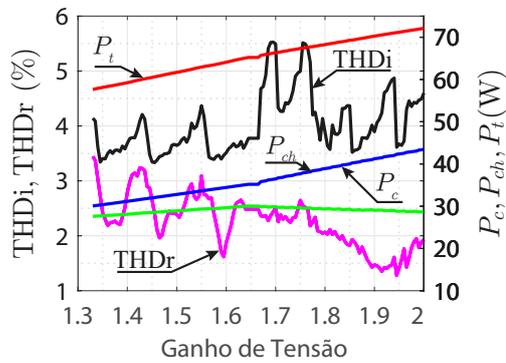
Tabela 4.2: Valores mínimos de THD e perdas das chaves.

Valores mínimos	THD_i [%]	THD_r [%]	P_c [W]	P_{sw} [W]	P_t [W]	m_{hr}	m_{hi}	$G_{vsr-csi}$
THD_{imin}	3,21	3,2	35,63	26,61	62,24	1,0	0,84	1,52
THD_{rmin}	4,06	0,99	44,89	26,56	71,45	0,96	0,71	1,96
P_{tmin}	3,73	2,34	30,62	26,96	57,58	1,0	1,0	1,33

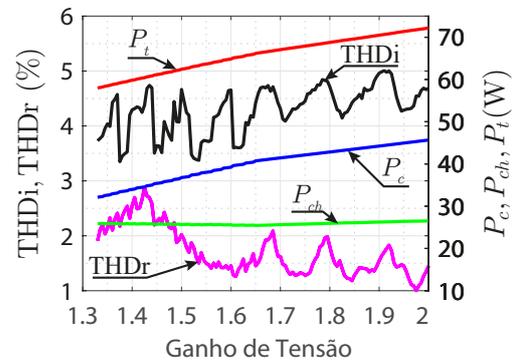
Tabela 4.3: Valores máximos de THD e perdas das chaves.

Valores máximos	THD_i [%]	THD_r [%]	P_c [W]	P_{sw} [W]	P_t [W]	m_{hr}	m_{hi}	$G_{vsr-csi}$
THD_{imax}	5,58	3,26	34,41	29,42	63,83	0,87	0,97	1,58
THD_{rmax}	4,53	3,6	31,58	26,27	57,85	1,0	1,0	1,33
P_{tmax}	4,69	1,45	45,66	26,55	72,21	0,95	0,7	2

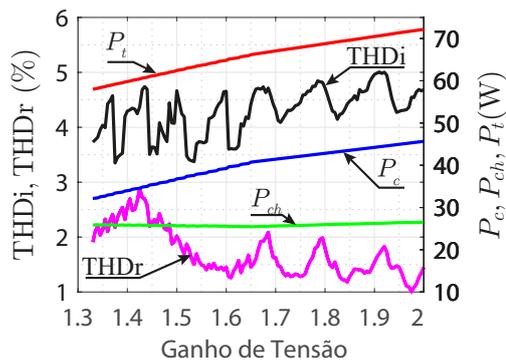
Figura 4.8: Valores mínimos e máximos de P_c , P_{ch} e P_t .



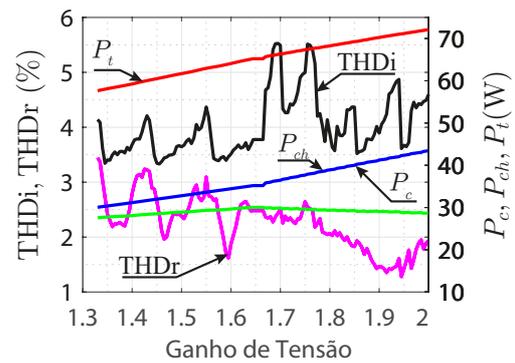
(a) Perdas por condução mínimas.



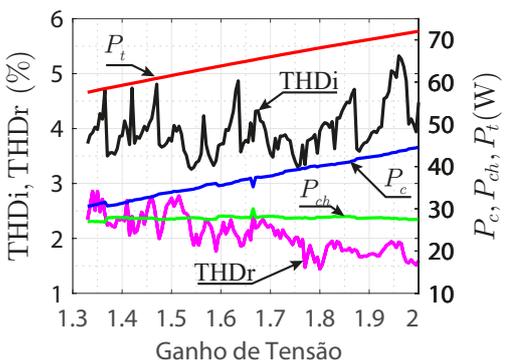
(b) Perdas por condução máximas.



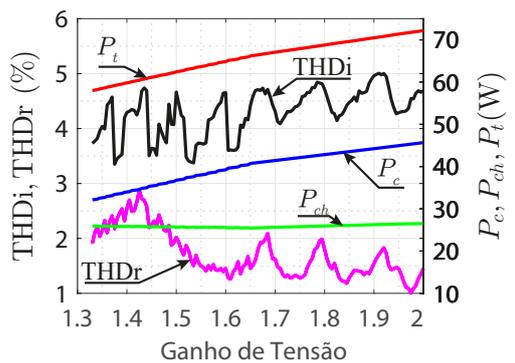
(c) Perdas por chaveamento mínimas.



(d) Perdas por chaveamento máximas.

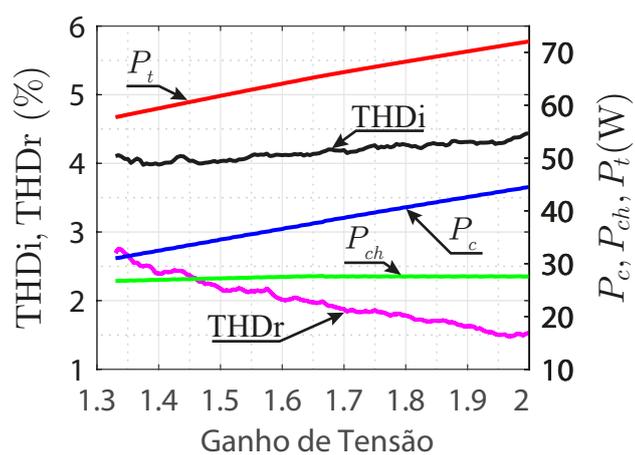


(e) Perdas totais mínimas.



(f) Perdas totais máximas.

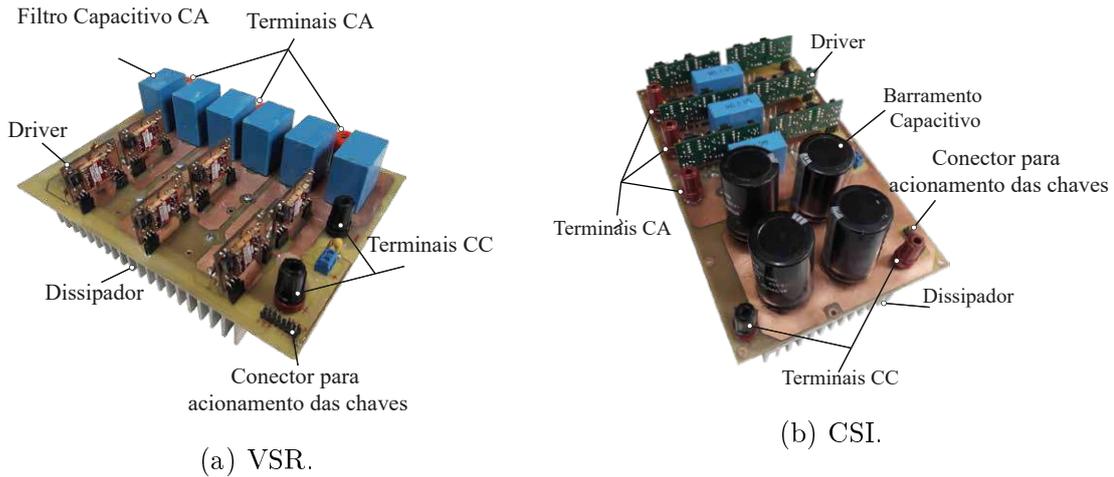
Figura 4.9: Valores médios de THD_i , THD_r , P_c , P_{ch} e P_t .



4.3 Resultados Experimentais

Os protótipos construídos para condução dos testes experimentais são mostrados na Figura 4.10. Os testes preliminares foram feitos de formas separadas e em malha aberta, do qual, aos poucos foram sendo adicionados os controles e a união das placas para o teste final.

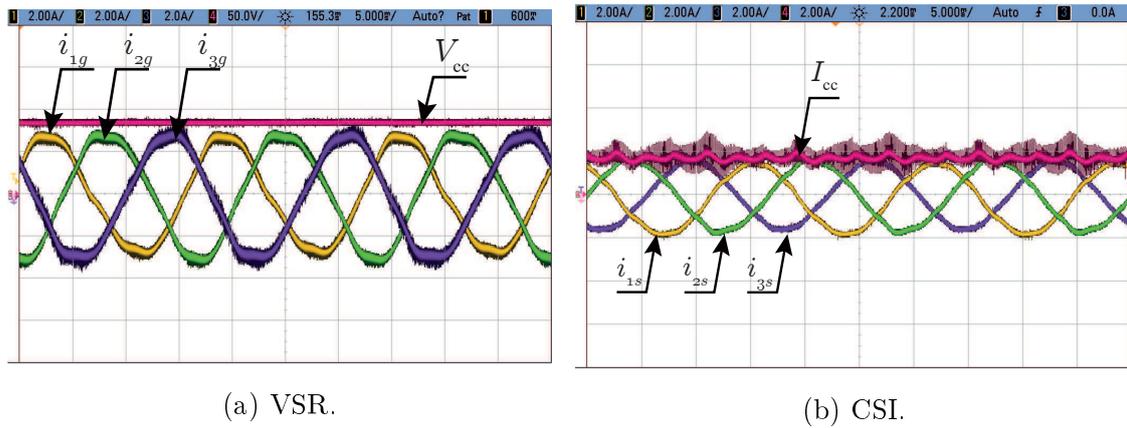
Figura 4.10: Fotografia dos protótipos construídos para o conversor Híbrido VSR-CSI.



Para a realização dos testes utilizou-se o DSP TMS320F28335 da Texas Instruments[®]. O cenário de teste para VSR (Fig. 4.10(a)) tem uma tensão trifásica CA alimentando uma carga resistiva de 50 e 200W. Os parâmetros utilizados para os testes são os mesmos dos resultados de simulação, no entanto, neste caso o barramento capacitivo foi de $C_{cc} = 2.72\text{mF}$, de forma a evitar picos de tensão, a fonte de tensão CA é de $V_{1g} = 50\text{V}$ e foi usado apenas um filtro indutivo ao invés do filtro LCL. O protótipo foi construído usando IGBTs IKW15N120H3 (Infineon Technologies[®]). O resultado experimental é mostrado na Figura 4.11(a), onde são observadas as correntes de entrada CA e a tensão de barramento CC.

Para o CSI (Figura 4.10(b)), o cenário de teste tem uma tensão CC ($V_{cc} = 150\text{V}$) alimentando uma carga resistiva trifásica de $50\ \Omega$ e 200 W cada. O protótipo do CSI foi construído usando IGBTs IRG4PC30U (International Rectifier[®]), em serie com diodos RHRP1560 (Fairchild Semiconductors[®]), para obter a capacidade de bloqueio reverso. Os resultados experimentais são mostrados na Figura 4.11(b), onde são observadas as correntes de saída CA e a corrente do barramento CC. Dessa forma, os testes preliminares mostraram que os protótipos são funcionais e que o próximo passo será a inserção do controle da tensão do barramento e a união as placas.

Figura 4.11: Resultado experimental para as topologias de VSR e CSI.

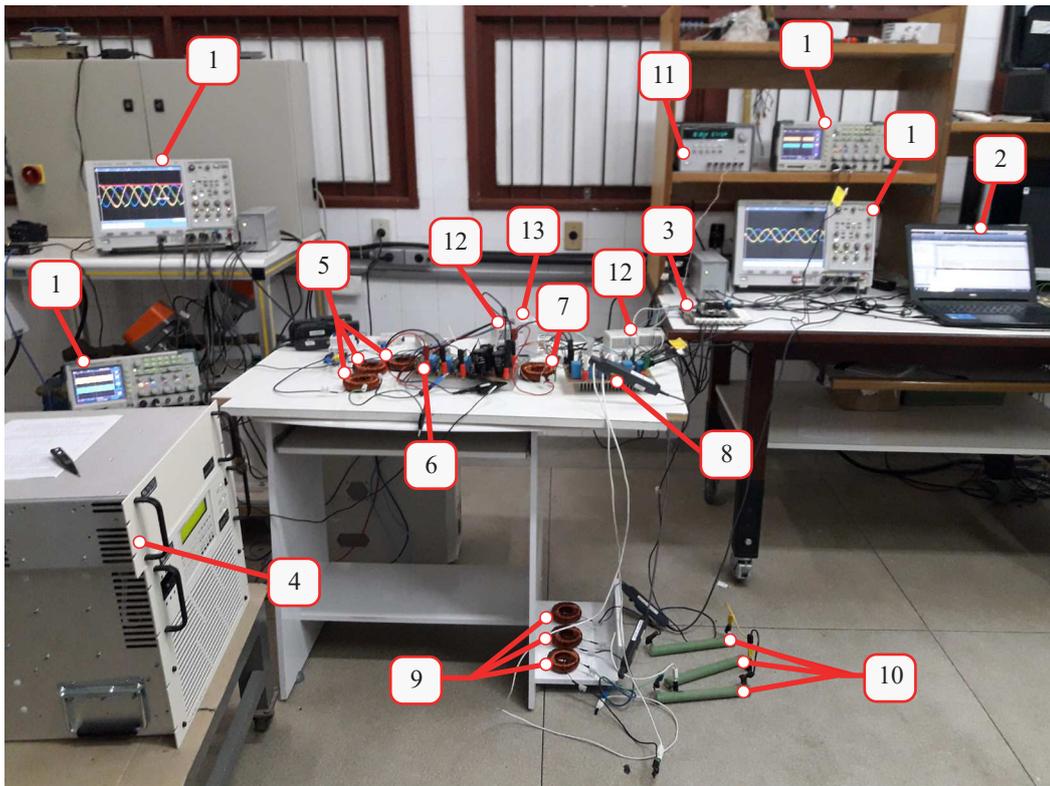


Depois de testar as placas separadamente, foi montada a estrutura da Figura 4.12 para realizar a montagem e medição da topologia proposta híbrida. Para a realização dos testes foram necessários 4 osciloscópios, 1 computador, um DSP, uma fonte de tensão trifásica CA, indutores de filtro CA de entrada e saída, um indutor de barramento CC, carga trifásica, fonte CC de 5V para alimentação dos drivers das chaves do CSI, uma fonte CC de 15V para alimentação dos drivers das chaves do VSR, sensores para a medição da tensão CA de entrada V_{1g} , corrente CA de entrada das fases 1 e 2 (i_{1g} e i_{2g}) e a tensão de barramento CC (V_{cc}) e uma fonte CC de 15V para a alimentação dos sensores.

Para a realização dos testes foram utilizadas as configurações (*setups*) apresentadas na Tabela 4.4. Cada *setup* escolhido mantêm-se fixo a tensão da rede e varia-se o ganho. Para o controle da tensão do barramento CC foi utilizado o PI ressonante pela sua eficiência e pela necessidade de utilização de menos sensores (JACOBINA et al., 2001).

Na Figura 4.13, são apresentadas as curvas de correntes e tensões para o *setup* [1-I]. Na Figura 4.13(a) observa-se que a tensão do barramento é controlada para o valor desejado (42,43 V) e as correntes de entradas são senoidais de aproximadamente 1 A. A Figura 4.13(b) mostra as correntes de saída CA que têm valores de pico de aproximadamente 500 mA, do qual já pode-se notar a clara ação *buck* das correntes. Complementando as análises, na Figura 4.13(c) observa-se novamente as corrente de saída CA e adiciona-se a tensão de saída (v_{1s}). Sabendo que a tensão aplicada na fonte é de 14,29V RMS vê-se que a tensão de saída RMS é aproximadamente 20 V, que é o valor esperado para o ganho de 40%. Por fim, na Figura 4.13(d) nota-se a corrente de fase CA (i_{1s}) e a corrente do barramento CC (I_{cc}),

Figura 4.12: Montagem da topologia Híbrida.



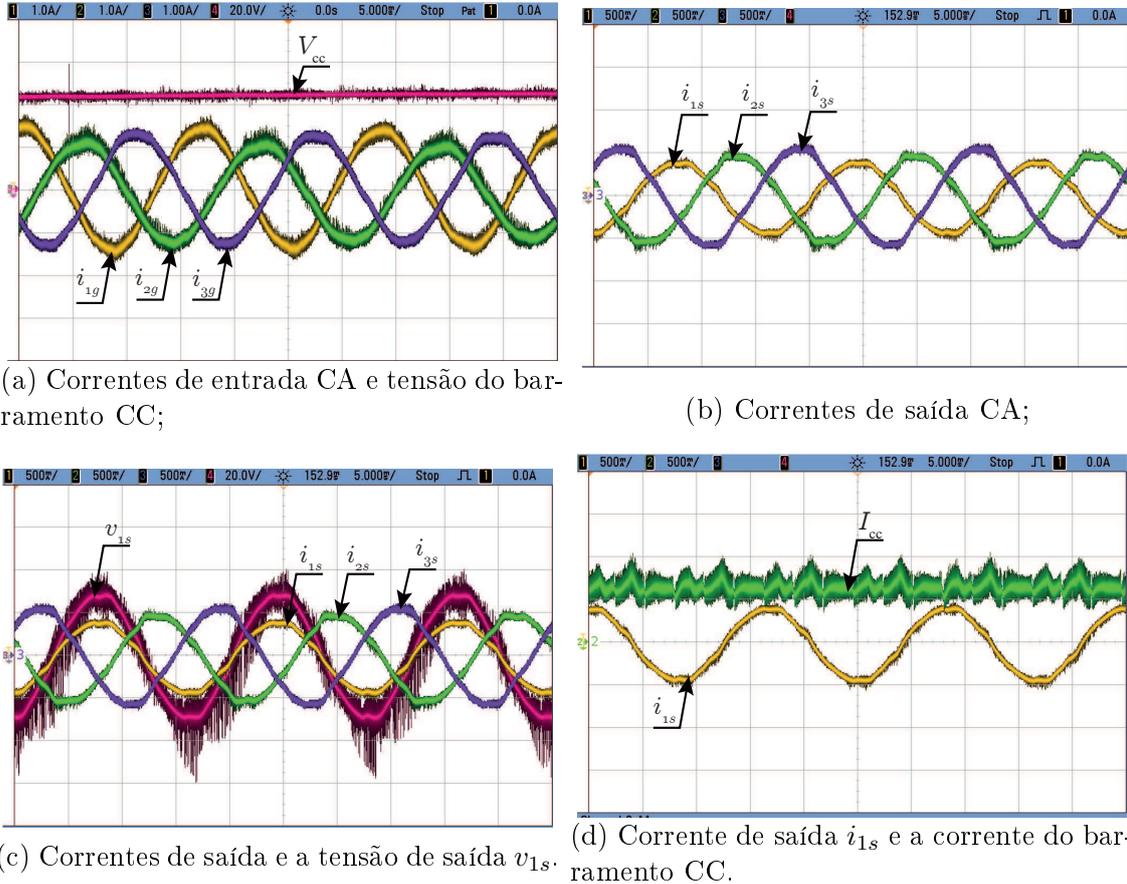
- | | |
|---------------------------------------|-----------------------------------|
| 1- Osciloscópio; | 7- Indutor de barramento CC; |
| 2- Computador; | 8- CSI; |
| 3- DSP; | 9- Indutor de filtro de saída CA; |
| 4- Fonte trifásica CA; | 10- Carga trifásica; |
| 5- Indutores de filtro de entrada CA; | 11- Fonte DC de 5V; |
| 6- VSR; | 12- Fonte DC de 15V; |
| | 13- Sensores. |

Tabela 4.4: *Setup* para a realização dos experimentos.

$V_{1s,rms}$ [V]	$G_{vsr-csi}$	m_{hi}	m_{hr}	V_{cc}^* [V]	$V_{1g,rms}$ [V]	R [Ω]	Setup
20,00	1,40	1,00	0,95	42,43	14,29	50	[1-I]
20,00	1,50	1,00	0,89	42,43	13,33	50	[1-II]
50,00	1,40	1,00	1,95	106,07	35,71	100	[2-I]
50,00	1,50	1,00	0,89	106,07	33,33	100	[2-II]
50,00	2,00	0,80	0,83	84,85	25,00	100	[2-III]
80,00	1,40	1,00	0,95	169,71	57,14	100	[3-I]
80,00	1,50	1,00	0,89	169,71	53,33	100	[3-II]
80,00	2,00	0,80	0,83	135,76	40,00	100	[3-III]

do qual observa-se o índice de modulação unitário do lado do inversor, o qual minimiza as perdas por condução do conversor analisado.

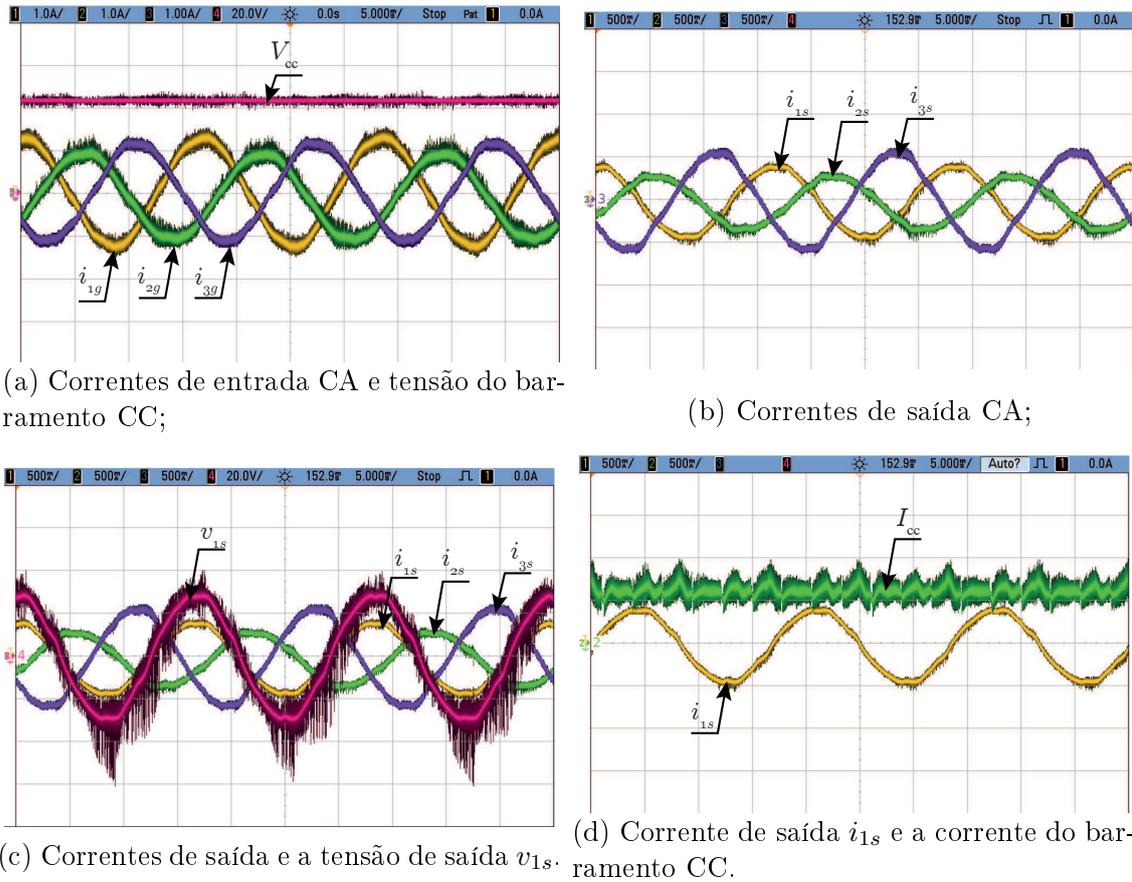
Figura 4.13: Resultado experimental para o *setup* [1-I].



Já na Figura 4.14, são apresentadas as curvas de correntes e tensões para o *setup* [1-II]. Neste caso, em comparação com o *setup* [1-I], observa-se na Figura 4.14(a) que a tensão do barramento continua sendo controlada para o valor desejado e as correntes se mantêm senoidais. A ação *buck* das correntes se mantém, no entanto a corrente de entrada é um pouco maior agora, aumentando essa ação *buck*. Observa-se também na Figura 4.14(c) que a tensão de saída se manteve fixa em 20 V RMS. Por fim, na Figura 4.14(d) observa-se a corrente de fase CA (i_{1s}) e a corrente do barramento CC (I_{cc}), do qual o índice de modulação se mantém unitário do lado do inversor. Em resumo, nota-se nestas duas situações (*setup* [1-I] e [1-II]) que as tensões e correntes de saída se mantêm inalteradas com a variação do ganho.

Na Figura 4.15, são mostradas as curvas de correntes e tensões para o *setup* [2-I]. Na Figura 4.15(a) observa-se que a tensão do barramento é controlada para o valor desejado

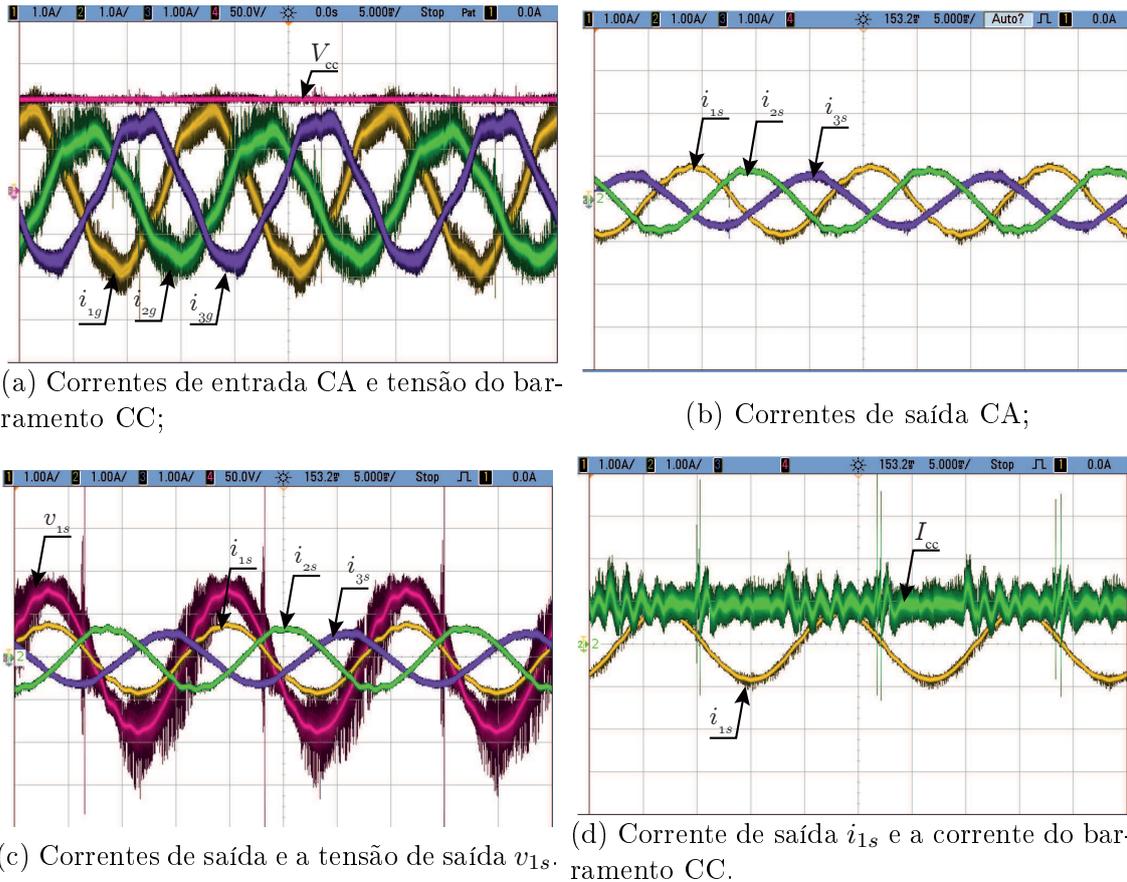
Figura 4.14: Resultado experimental para o *setup* [1-II].



(106 V) e as correntes de entradas são senoidais de aproximadamente 1,5 A . A Figura 4.15(b) mostra as correntes de saída CA que têm valores de pico de aproximadamente 0,7A, do qual nota-se a ação *buck* das correntes. Na Figura 4.13(c) observa-se novamente as correntes de saída CA e adiciona-se a tensão de saída (v_{1s}). Sabendo que a tensão aplicada na fonte é de 35,71 V RMS vê-se que a tensão de saída RMS é aproximadamente 50 V, que é o valor esperado para o ganho de 40%. Por fim, na Figura 4.13(d) nota-se a corrente de fase CA (i_{1s}) e a corrente do barramento CC (I_{cc}), do qual observa-se o índice de modulação unitário do lado do inversor.

Já na Figura 4.16, são apresentadas as curvas de correntes e tensões para o *setup* [2-II]. Neste caso, em comparação com o *setup* [2-I], observa-se na Figura 4.16(a) que a tensão do barramento continua sendo controlada para o valor desejado e as correntes se mantêm senoidais. A ação *buck* das correntes se mantém, no entanto a corrente de entrada é um pouco maior agora, aumentando essa ação *buck*. Observa-se também Figura 4.16(c) que a tensão de saída se manteve fixa em 50 V RMS. Por fim, na Figura 4.16(d) observa-se a

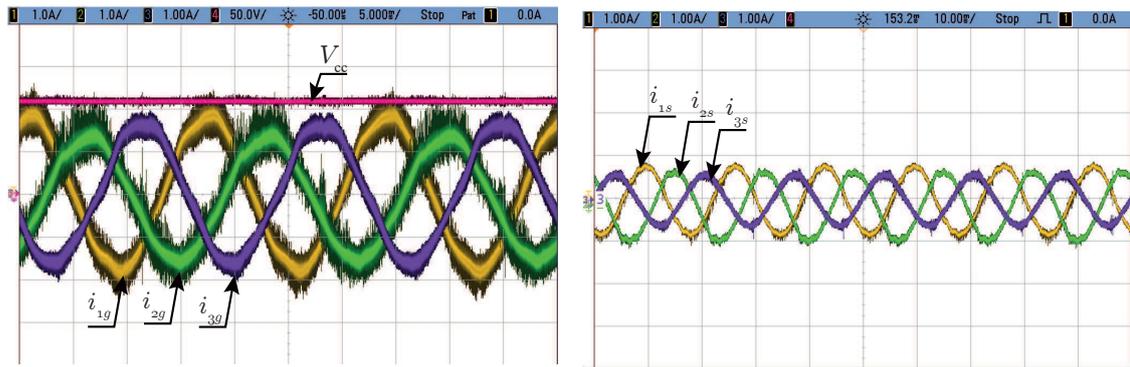
Figura 4.15: Resultado experimental para o *setup* [2-I].



corrente de fase CA (i_{1s}) e a corrente do barramento CC (I_{cc}), do qual o índice de modulação se mantém unitário do lado do inversor.

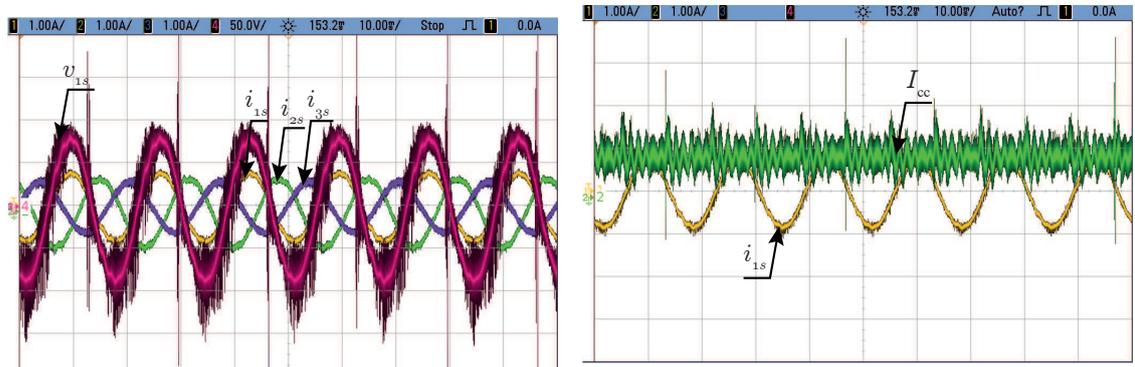
Por fim, na Figura 4.17 são mostradas as curvas de correntes e tensões para o *setup* [2-III]. Na Figura 4.17(a) observa-se que a tensão do barramento é controlada para o valor desejado (84,85 V) e as correntes de entradas são senoidais de aproximadamente 2 A. Nota-se neste caso, a diminuição da tensão do barramento enquanto a corrente de entrada é aumentada. Como a tensão aplicada na fonte é de 25,00 V RMS vê-se que a tensão de saída RMS se mantém em aproximadamente 50V, o dobro da tensão de entrada, que é o valor esperado para o ganho de 100%. Por fim, na Figura 4.17(d) nota-se a corrente de fase CA (i_{1s}) e a corrente do barramento CC (I_{cc}), do qual observa-se o índice de modulação de 0,8 do lado do inversor. Em resumo, nota-se que a variação da tensão de entrada não altera as variáveis de tensão e corrente de saída, em contrapartida a corrente de entrada é aumentada com o aumento do ganho para manter o balanço de potência, e a tensão do barramento é diminuída com a diminuição do índice de modulação.

Figura 4.16: Resultado experimental para o *setup* [2-II].



(a) Correntes de entrada CA e tensão do barramento CC;

(b) Correntes de saída CA;



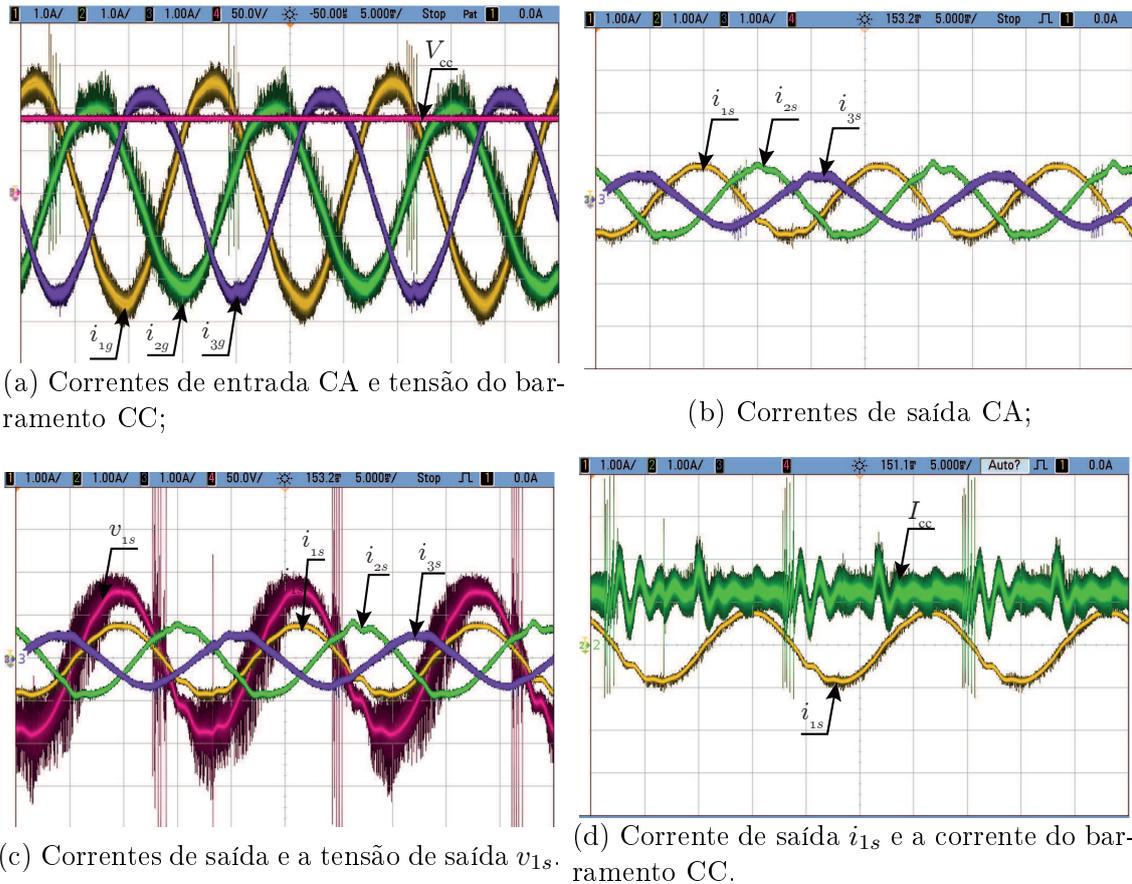
(c) Correntes de saída e a tensão de saída v_{1s} .

(d) Corrente de saída i_{1s} e a corrente do barramento CC.

Assim, continuando a mesma linha de raciocínio, nas Figuras 4.18, 4.19 e 4.20 são apresentados os resultados para o *setup* [3-I], [3-II] e [3-III], respectivamente. Nos *setups* [3-I] e [3-II] o índice de modulação do lado do inversor é mantido unitário, enquanto que no *setup* [3-III] esse índice vai para 0,8. Em resumo, observa-se o efeito *buck* das correntes e de acordo com o aumento do ganho as correntes de entrada vão aumentando. A tensão do barramento é controlada para todos os casos e a tensão de saída mantida em 80V.

Conclui-se que os resultados são satisfatórios e atendem as expectativas da teoria e simulações efetuadas. Os protótipos construídos são funcionais e os resultados mostram a efetividade da utilização desses conversores para aplicações em WECS, visto que a tensão do gerador pode variar para valores menores que a tensão da rede, enquanto as tensões e correntes da rede se mantém inalteradas.

Figura 4.17: Resultado experimental para o *setup* [2-III].

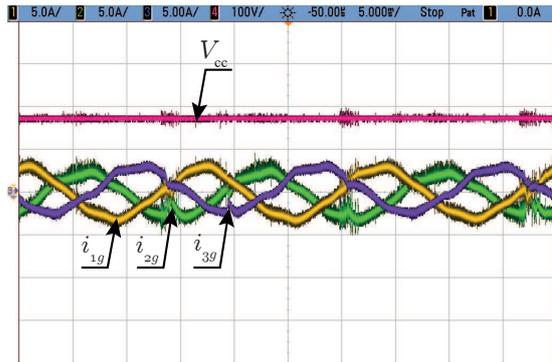


4.4 Conclusão

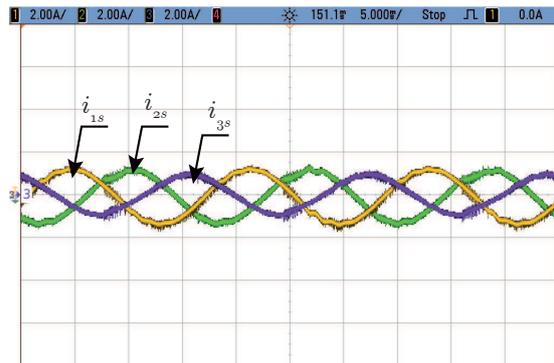
Neste capítulo, foi feito o estudo da topologia proposta híbrida, verificando a ação *boost-boost* de tensão, a estratégia de controle proposta, as análises de variação de ganho e os resultados de simulações e experimentais para o sistema proposto.

Com este capítulo foi possível verificar o efeito da união dos dois conversores (VSR e CSI), onde é feito uma análise de variação de ganho que mostra os valores de THD das correntes de entrada e saída, assim como das perdas nos semicondutores, e o efeito desse ganho de tensão para os mesmos. Nota-se que o conversor proposto possui baixas perdas por chaveamento e por condução e valores de THD aceitáveis. Vale salientar que de acordo com o aumento da potência e o dimensionamento dos elementos passivos do conversor esses índices podem melhorar ou piorar. A tendência é que as perdas por condução aumente em uma taxa pequena enquanto que as perdas por chaveamento aumentem como o aumento da potência.

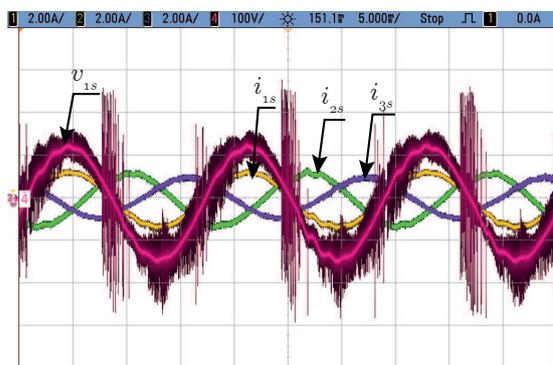
Figura 4.18: Resultado experimental para o *setup* [3-I].



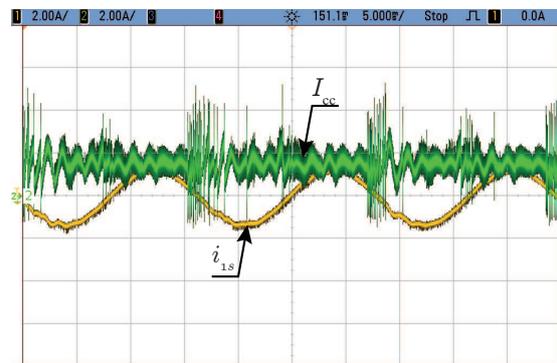
(a) Correntes de entrada CA e tensão do barramento CC;



(b) Correntes de saída CA;



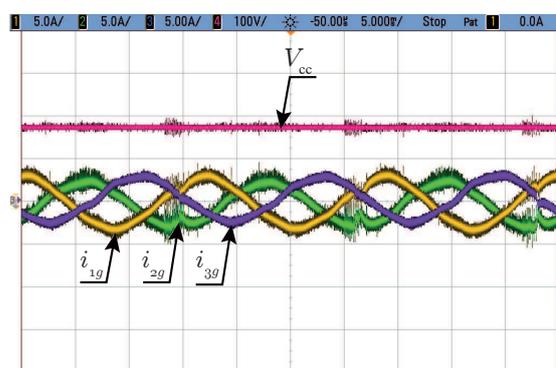
(c) Correntes de saída e a tensão de saída v_{1s} .



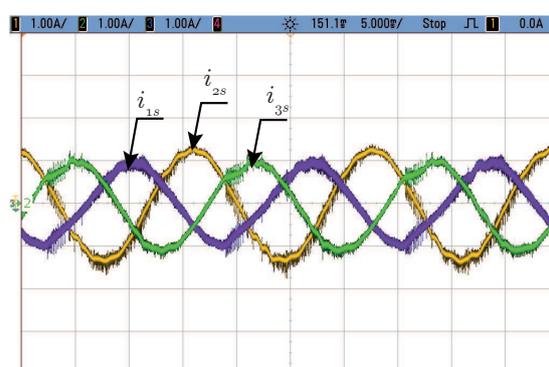
(d) Corrente de saída i_{1s} e a corrente do barramento CC.

Por fim, analisou-se os resultados experimentais com os protótipos desenvolvidos. Os resultados se mostraram satisfatórios e funcionais, com o comportamento esperado. Os resultados mostram que o efeito da união de dois conversores elevadores de tensão, se torna uma opção viável na utilização de WECS, visto que a tensão do gerador é variada enquanto as tensões e correntes da rede se mantêm fixa, além de que a tensão do gerador é mais baixa que a da rede. Vale destacar também que o indutor de barramento CC protege o conversor contra curto-circuitos e que ao utilizar o VSR-CSI com o gerador elimina-se o uso do filtro LCL.

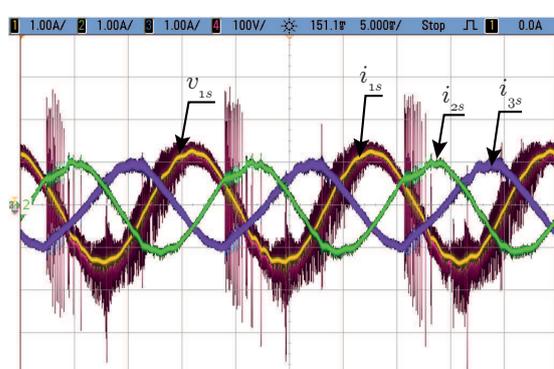
Figura 4.19: Resultado experimental para o *setup* [3-II].



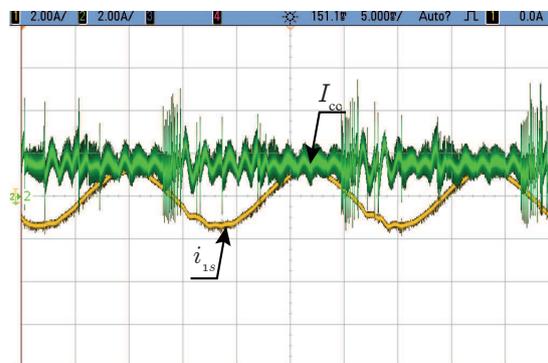
(a) Correntes de entrada CA e tensão do barramento CC;



(b) Correntes de saída CA;

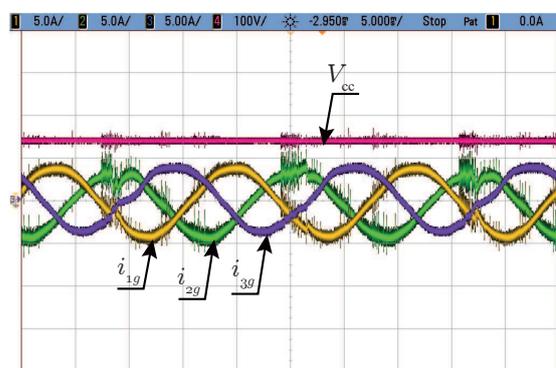


(c) Correntes de saída e a tensão de saída v_{1s} .

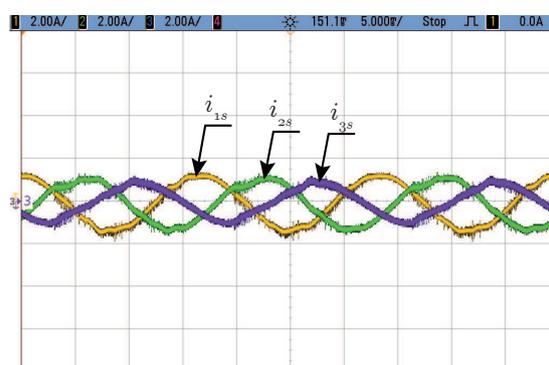


(d) Corrente de saída i_{1s} e a corrente do barramento CC.

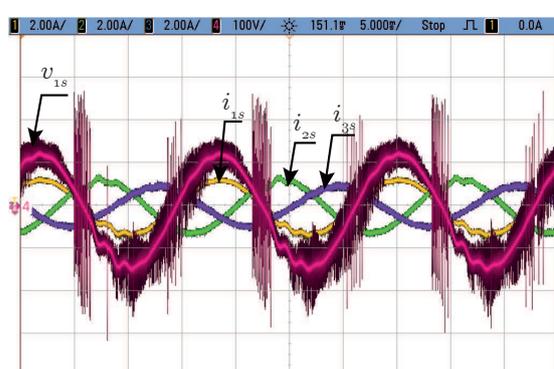
Figura 4.20: Resultado experimental para o *setup* [3-III].



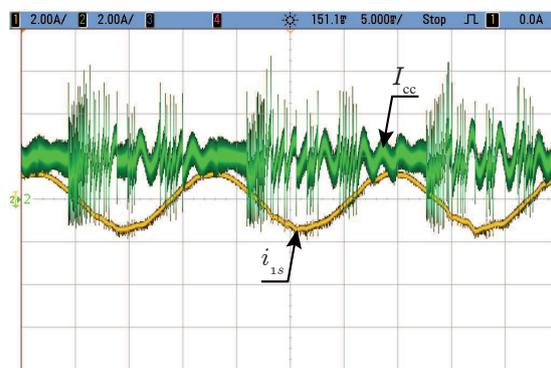
(a) Correntes de entrada CA e tensão do barramento CC;



(b) Correntes de saída CA;



(c) Correntes de saída e a tensão de saída v_{1s} .



(d) Corrente de saída i_{1s} e a corrente do barramento CC.

5

Análise Comparativa entre os Conversores B2B VSC, B2B CSC e Híbrido VSR-CSI

Neste capítulo, é feita a análise comparativa entre os conversores B2B VSC, B2B CSC e Híbrido VSR-CSI proposto, com o objetivo de avaliar as diferentes topologias em termos de características operacionais e quantitativas. No que se referem às características operacionais, considerou-se o ganho de tensão entre o módulo retificador (conexão com uma unidade geradora) e o inversor (conexão com a rede elétrica), bem como o ganho de tensão entre o gerador e a rede. Em termos quantitativos, foram avaliadas o THD e as perdas dos semicondutores.

5.1 Análise do Ganho de Tensão

Nesta seção, serão avaliados os ganhos para os conversores em suas funções básicas de retificador ou inversor, e em seguida, serão avaliados os ganhos considerando as configurações B2B VSC, B2B CSC e Híbrida VSR-CSI.

A partir das equações definidas nos Capítulos 2 e 3 para a potência do conversor, tensão e corrente em função do índice de modulação, é possível obter expressões que relacionam os ganhos de tensão dos conversores (tensão de saída/tensão de entrada). Para tal, foi considerado o valor de pico da tensão de linha CA (V_{12}) e o valor da tensão de barramento

CC (V_{cc}).

5.1.1 Ganhos de tensão para os estágios retificadores e inversores do VSC e CSC

As Equações (5.1) e (5.2) mostram os ganhos de tensão (G_{tvsr}) para o VSR e (G_{tvs_i}) para o VSI, sendo m_{vr} e m_{vi} os índices de modulação da tensão do retificador e do inversor, respectivamente.

$$G_{tvsr} = \frac{V_{cc}}{V_{12g}} = \frac{2}{\sqrt{3}m_{vr}}. \quad (5.1)$$

$$G_{tvs_i} = \frac{V_{12s}}{V_{cc}} = \frac{\sqrt{3}}{2}m_{vi}. \quad (5.2)$$

Com a variação do índice de modulação m_{vr} , é caracterizada a ação *boost* em tensão do VSR e conseqüentemente *buck* em corrente. Já para o estágio inversor, observa-se a operação *buck* em tensão e *boost* em corrente.

Nas Equações 5.4 e 5.3 são apresentados os ganhos de tensão em função do índice de modulação da corrente do estágio retificador (m_{cr}) e do estágio inversor (m_{ci}) para o CSC.

$$G_{tcsr} = \frac{V_{cc}}{V_{12g}} = \frac{\sqrt{3}m_{cr}}{2}. \quad (5.3)$$

$$G_{tcsi} = \frac{V_{12s}}{V_{cc}} = \frac{2}{\sqrt{3}m_{ci}}. \quad (5.4)$$

No estágio retificador nota-se a operação *buck* de tensão para o CSR, e conseqüentemente *boost* em corrente, onde é verificado que o valor máximo de tensão CC que se pode obter é de 86,6 % do valor da tensão CA (V_{12g}). Já para o estágio inversor, o valor mínimo que a tensão de saída (V_{12s}) assume é de 15,5 % da tensão V_{cc} , considerando o índice de modulação de 1, caracterizando a operação *boost* em tensão e *buck* em corrente.

Nota-se que tanto o VSR quanto o CSI possuem característica *boost* em tensão e *buck* em corrente. Já o VSI e CSR possuem característica *buck* em tensão e *boost* em corrente.

5.1.2 Ganhos para os conversores B2B VSC, B2B CSC e Híbrido VSR-CSI

Com as equações (5.1), (5.2), (5.3) e (5.4) obtêm-se as expressões para o ganho de tensão (V_{12s}/V_{12g}) do B2B VSC (Equação (5.5)), do B2B CSC (Equação (5.6)) e do Híbrido

VSR-CSI (Equação 5.7).

$$G_{tb2b-vsc} = \frac{m_{vi}}{m_{vr}}, \quad (5.5)$$

$$G_{tb2b-csc} = \frac{m_{cr}}{m_{ci}}, \quad (5.6)$$

$$G_{th} = \frac{4}{3m_{vr}m_{ci}}. \quad (5.7)$$

Na Figura 5.1 são mostrados os ganhos de tensão para os conversores B2B CSC, B2B VSC e Híbrido VSR-CSI. A Figuras 5.1 mostram os ganhos de tensão em função do índice de modulação do lado da rede (inversor) variando o índice de modulação do lado do gerador (retificador). Para todos os casos, os índices de modulação correspondentes possuem valores mínimos de 0,6 e máximos de 1.

Nota-se que há uma pequena ação *boost* tanto para o VSC quanto para o CSC. A ação *boost* no VSC cresce com o aumento de m_{vi} para valores menores de m_{vr} , já no CSC o ganho de tensão decaí com o aumento do m_{ci} . Em resumo, ambas as topologias B2B VSC e B2B CSC possuem tanto a ação *boost* quanto a ação *buck*. Observa-se que a tensão de saída será igual à tensão de entrada se os índices de modulação forem iguais.

Para o conversor híbrido, há apenas a ação *boost* em tensão. Quanto menor o m_{vr} e m_{ci} , maior será o ganho de tensão. O valor mínimo obtido é de 1,33 para $m_{hr} = 1$ e $m_{hi} = 1$.

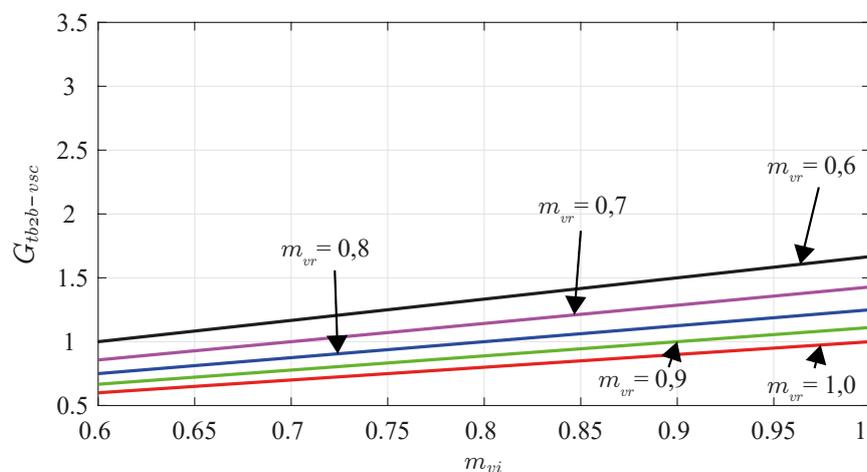
Pode-se concluir também que em relação ao ganho de corrente, os conversores B2B VSC e B2B CSC possuem ação *boost* e *buck*, devido a dualidade entre as topologias. Já o conversor híbrido possui apenas ação *buck* em corrente.

5.2 Análise comparativa entre os conversores

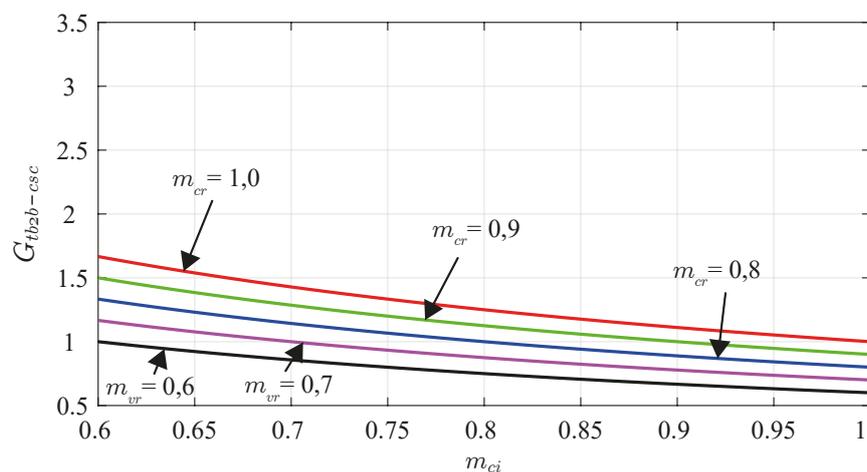
Para fins comparativos, serão utilizados alguns pontos de operação para a simulação do conversor B2B VSC, B2B CSC e do conversor Híbrido VSR-CSI. Na Tabela 5.1, são apresentados os valores máximos e mínimos dos ganhos de tensão destes conversores.

Para que se possa comparar pontos de operação comuns às topologias sem ocorrer instabilidade, foram escolhidos como valor mínimo de ganho de tensão 1,33 e máximo 1,67. Na Tabela 5.2 são apresentados os pontos de operação para a comparação, do qual para cada

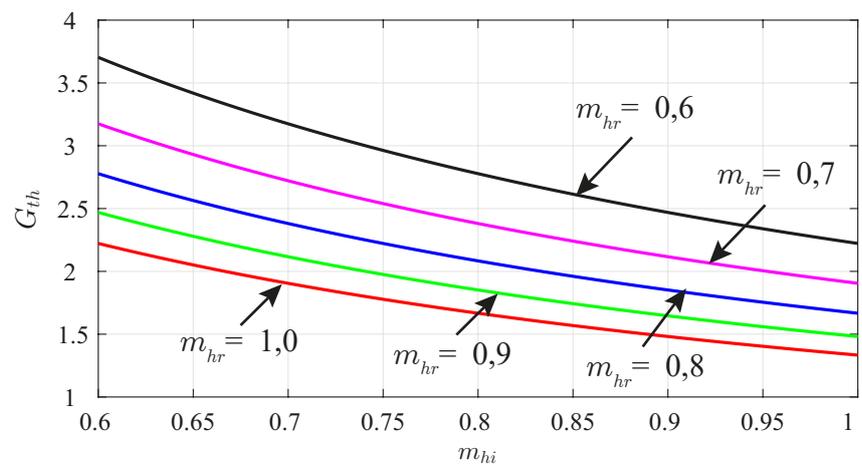
Figura 5.1: Relação de ganho de tensão para o B2B VSC, para o B2B CSC e para o Híbrido VSR-CSI.



(a) Ganho de tensão para o B2B VSC.



(b) Ganho de tensão para o B2B CSC.



(c) Ganho de tensão para o conversor Híbrido VSR-CSI.

Tabela 5.1: Valores mínimos e máximos de ganhos de tensão para os conversores B2B VSC, B2B CSC e Híbrido VSR-CSI.

Conversor	Ganho Mínimo	Ganho Máximo
B2B VSC	0,6	1,667
B2B CSC	0,6	1,667
Híbrido VSR-CSI	1,33	3,703

valor de ganho e índice de modulação do lado do retificador tem-se os valores correspondentes do índice de modulação do lado do inversor. De modo a facilitar a análise, denomina-se de *caso* cada configuração imposta. Vale salientar que o índice v indica o conversor B2B VSC, o índice c indica o conversor B2B CSC e o h se refere ao conversor Híbrido VSR-CSI. Os valores de índice de modulação que estão acima de 1,0 e abaixo de 0,6 são excluídos das análises.

Tabela 5.2: Configurações para a comparação entre as topologias.

Ganho	m_{vr}	m_{vi}	m_{cr}	m_{ci}	m_{hr}	m_{hi}	Caso
1,33	0,6	0,8	0,9	0,67	0,9	-	I
1,33	0,7	0,93	1,0	0,75	1,0	1,0	II
1,35	0,6	0,81	0,9	0,66	0,9	-	I
1,35	0,7	0,94	1,0	0,74	1,0	0,99	II
1,4	0,6	0,84	0,9	0,64	0,9	-	I
1,4	0,7	0,98	1,0	0,72	1,0	0,95	II
1,45	0,6	0,87	0,9	0,62	0,9	1,0	I
1,45	0,7	1,0	1,0	0,69	1,0	0,92	II
1,5	0,6	0,9	0,9	0,6	0,9	0,99	I
1,5	0,7	-	1,0	0,67	1,0	0,89	II
1,55	0,6	0,93	0,9	-	0,9	0,96	I
1,55	0,7	-	1,0	0,64	1,0	0,86	II
1,6	0,6	0,96	0,9	-	0,9	0,93	I
1,6	0,7	-	1,0	0,62	1,0	0,83	II
1,65	0,6	0,99	0,9	-	0,9	0,90	I
1,65	0,7	-	1,0	0,61	1,0	0,8	II
1,67	0,6	1,0	0,9	-	0,9	0,88	I
1,67	0,7	-	1,0	0,6	1,0	0,80	II

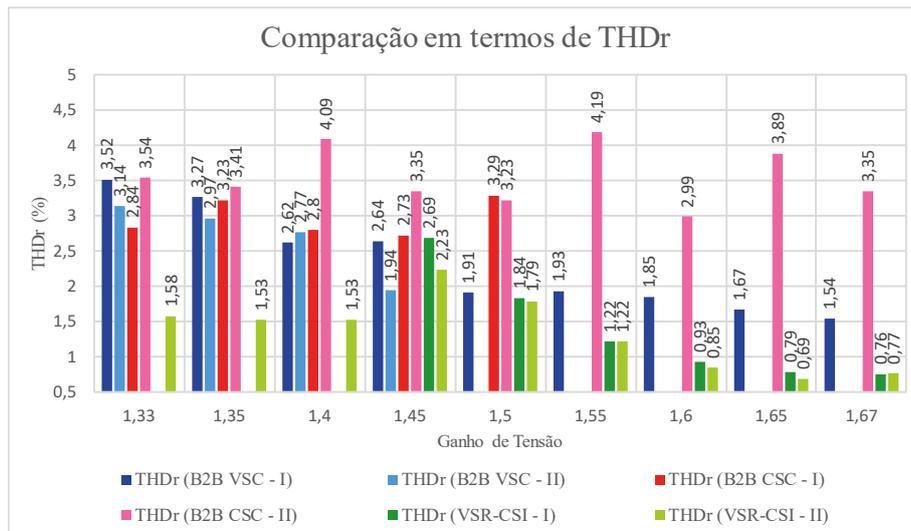
5.2.1 Distorções Harmônicas

Nesta seção, é feita a comparação em termos de taxa de distorção harmônica (THD) dos conversores B2B VSC, B2B CSC e Híbrido VSR-CSI, como visto na Equação 2.31.

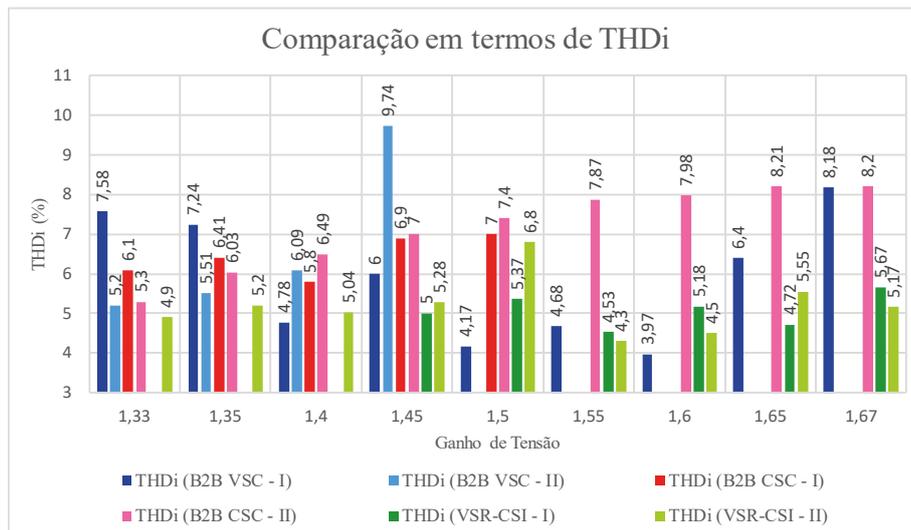
Nas Figuras 5.2(a) e 5.2(b) são apresentados em gráficos de barras os valores de THD

da corrente do lado do gerador (THD_r) e do lado da rede (THD_i) com a variação do ganho de tensão e os possíveis índices de modulação de acordo com as configurações da Tabela 5.2. Para todos os casos, a tensão da rede é fixada em 110 V por fase e a tensão do gerador é variada. Vale salientar que alguns pontos (barras) que estão faltando se refere ao limite do índice de modulação.

Figura 5.2: Comparação entre os THD_r e THD_i dos conversores B2B VSC, B2B CSC e do Híbrido VSR-CSI.



(a) THDr.



(b) THDi.

A partir dos gráficos mostrados na Figura 5.2, observa-se que o THD do lado do retificador (Figura 5.2(a)) para o B2B CSC é maior comparado com o B2B VSC e a topologia híbrida, enquanto o valor de THD para o conversor híbrido é o menor e diminui com o

aumento do ganho. Em relação ao THD do lado do inversor (Figura 5.2(b)), nota-se que o conversor híbrido tem os menores valores de THD e mantém-se aproximadamente constante durante toda a faixa de operação. Já o conversor B2B VSC possui os maiores valores de THD, no entanto, para o B2B CSC o THD tem seu valor aumentado com o aumento do ganho.

A conexão do lado da rede com o CSI se mostrou ser mais eficiente em termos de THD em comparação com VSI que possui o THD bastante elevado.

5.2.2 Perdas nos Semicondutores

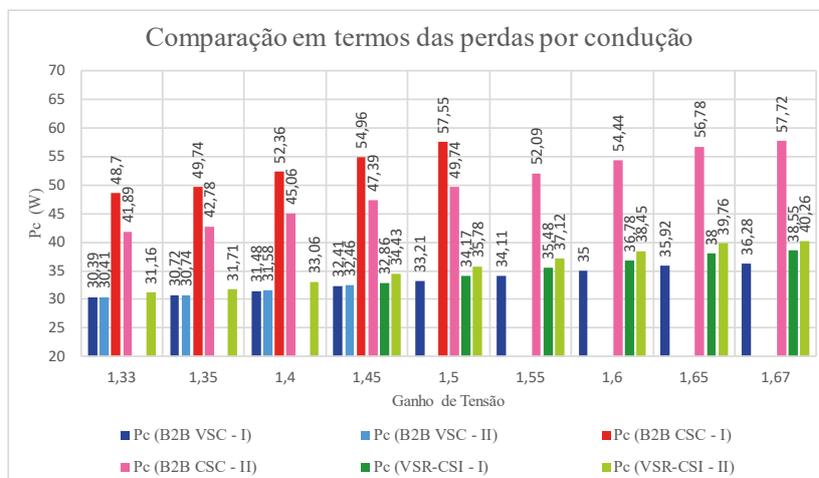
Nesta seção, é feita a comparação em termos de perdas dos semicondutores dos conversores B2B VSC, B2B CSC e Híbrido VSR-CSI.

As perdas foram calculadas utilizando como base o material fornecido por (GIROUX, P.; SYBILLE, G.; TREMBLAY, O., 2012) que posteriormente foi incorporado no próprio material viabilizado pelo *Simulink*, denominado *power_switchinglosses*. O exemplo foi utilizado de forma adaptada para o CSC.

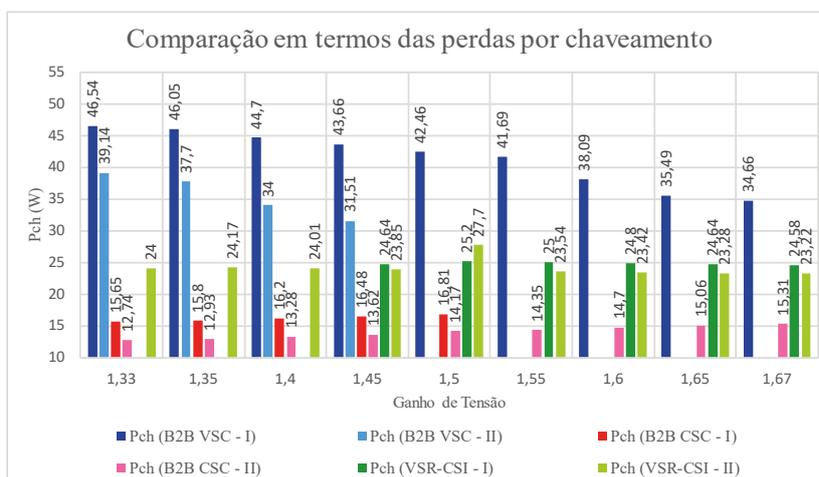
As chaves utilizadas foram escolhidas para conter as informações necessárias para o cálculo das perdas. Porém, devido à dificuldade de encontrar um *datasheet* de diodo que continha as informações de energia de recuperação reversa do diodo (E_{rr}) em função da corrente direta do diodo (I_f), necessário para ser colocado em serie com o IGBT para o CSC, optou-se por escolher a chave RB-IGBT para essa comparação, já que compreendia as informações tanto do diodo quanto do IGBT. No entanto, existem poucos fabricantes e chaves desse tipo, o modelo encontrado para ser utilizado foi o FGW85N60RB da *Fuji Electric*[®] de 600 V e 85 A. A corrente de 85 A é bastante alta para este sistema, no entanto, como não foi possível obter outro modelo, optou-se por escolher a chave do VSC que continha as mesmas características, porém a tensão maior devido ao barramento CC. Assim, a chave escolhida foi a IRG7PH42UDPbF/IRG7PH42UD-EP da *Infineon*[®] de 1200 V e corrente máxima de 85 A.

Nas Figuras 5.3(a), 5.3(b) e 5.3(c) são apresentados em gráficos de barras os valores de perdas por condução (P_c), perdas por chaveamento (P_{ch}) e as perdas totais em porcentagem ($P_{tot}(\%) = P_{tot}/P_{3\phi}$), variando o ganho de tensão e os possíveis índices de modulação de

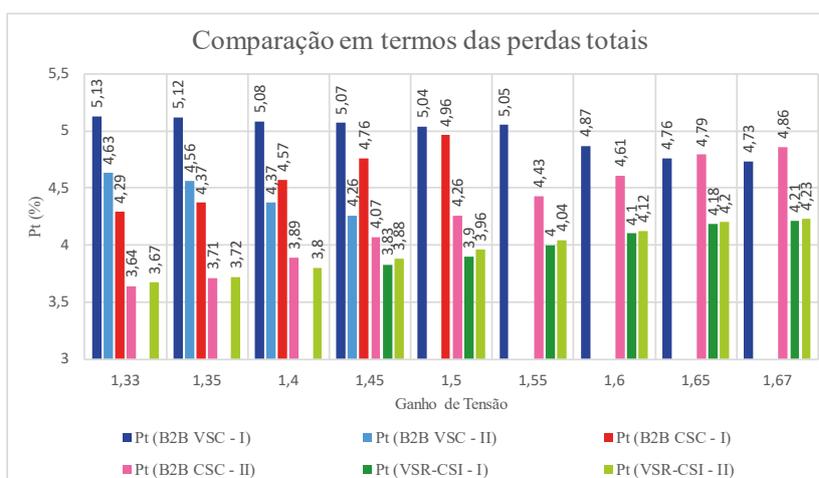
Figura 5.3: Comparação entre as perdas nos semicondutores dos conversores B2B VSC, B2B CSC e do Híbrido VSR-CSI.



(a) Perdas por condução.



(b) Perdas por chaveamento.



(c) Perdas totais.

acordo com as configurações da Tabela 5.2. Para todos os casos a tensão da rede é fixada em 110 V por fase e a tensão do gerador é variada.

Na Figura 5.3(a), têm-se as perdas por condução, do qual nota-se que as perdas por condução do B2B CSC são mais elevadas quando comparadas com as outras topologias, e que elas aumentam com o aumento do ganho. Já o conversor B2B VSC tem as menores perdas por condução, acompanhado pelo conversor híbrido que tem suas perdas aumentadas com a variação do ganho.

A 5.3(b) mostra as perdas por chaveamento. Nesta figura, é observado que o B2B VSC tem as maiores perdas por chaveamento que diminui de acordo com o a variação do ganho, enquanto o B2B CSC tem as menores perdas por chaveamento. Neste caso, a topologia Híbrida tem perdas intermediárias entre as topologias convencionais.

Por fim, a 5.3(c) mostra as perdas totais em porcentagem (perda total/potência nominal) das três topologias. Neste caso, nota-se que o B2B VSC tem as maiores perdas em relação ao B2B CSC e ao conversor Híbrido. O conversor híbrido tem as menores perdas totais, próximas das perdas do B2B CSC, no entanto, com o aumento do ganho as perdas do B2B CSC tendem a aumentar mais do que o híbrido.

Dessa forma, conclui-se que o conversor B2B VSC possui as maiores perdas por chaveamento e as menores por condução, já o B2B CSC possui mais perdas por condução e menores perdas por chaveamento, porém, nas perdas totais, as perdas do B2B CSC são menores que o B2B VSC para estes casos.

Como o conversor híbrido une esses dois conversores, acaba sendo balanceado em relação às perdas, já que, no lado do retificador, possui mais perdas por chaveamento e, no lado inversor, mais perdas por condução, possuindo nas perdas totais as menores perdas entre as três topologias.

5.2.3 Quantidade de componentes

Na Tabela 5.3 é mostrada a relação de componentes necessários para os conversores B2B CSC, B2B VSC e Híbrido VSR-CSI. Considerando a conexão do gerador ao conversor, que exclui a necessidade do uso de filtros indutivos para o CSR e do filtro LCL para o VSR.

Tabela 5.3: Relação de componentes para as topologias B2B VSC, B2B CSC e Híbrido VSR-CSI.

Componentes	B2B VSC	B2B CSC	Híbrido VSR-CSI
IGBT	12	12	12
Diodo	12	12	12
Indutor	6	7	4
Capacitor	4	6	4

Assim, a partir dos dados da tabela, nota-se a queda do uso de componentes passivos nos conversor híbrido para aplicações em energia eólica, devido a redução de elementos e indutivos e capacitivos no sistema.

5.3 Conclusão

Neste capítulo foi feito a análise de ganho de tensão das topologias B2B VSC, B2B CSC e Híbrida VSR-CSI. Considerando os limites em comum das topologias, foi feita uma análise comparativa em termos de THD das correntes de entrada e saída e das perdas nos semicondutores.

As análises efetuadas mostram que os conversores fonte de tensão possuem as maiores perdas por chaveamento e menores perdas por condução, enquanto o THD das correntes de saída é elevado em comparação com o THD das correntes de entrada. Já o B2B CSC possui as menores perdas por chaveamento e as maiores por condução. Em relação ao THD, o B2B CSC se mostrou mais eficiente do lado da rede em relação ao B2B VSC e também possui valores baixos de THD do lado do gerador.

Por fim, o conversor híbrido equilibra as perdas por chaveamento e por condução, enquanto mantém os valores de THD baixos e aproximadamente constantes durante o aumento do ganho. Além disso, a topologia híbrida possui uma menor quantidade de elementos passivos ao ser conectada ao gerador.

6

Conclusão Geral

Neste trabalho é proposta uma topologia híbrida de conversor CA-CC-CA para interligar fontes de energia, tais como geradores eólicos. A topologia proposta é composta de um conversor fonte de tensão do lado do gerador e de um conversor fonte de corrente do lado da rede. O conversor do lado do gerador deve sempre extrair a máxima potência do gerador, enquanto que o conversor do lado da rede transfere essa potência através do controle da tensão do barramento. Para o controle do lado da rede, destaca-se o fato de que a manutenção da tensão do barramento CC na medida em que a corrente do barramento CC diminui foi possível, ajudando assim a diminuir as perdas por condução, nesse tipo de conversor.

O conversor CSI se mostrou mais eficiente para a conexão com a rede elétrica quando comparado ao VSI, visto que apresentou-se com um baixo THD para toda a faixa de operação, e não há necessidade de um filtro LCL, nem de um controle vetorial da corrente, podendo a corrente ser controlada de forma direta. O CSI também possui proteção contra curto-circuito e menores perdas por chaveamento.

Já do lado do gerador, o VSR é mais eficiente por possuir baixas perdas por condução e baixo THD. O VSR também possui maior facilidade de conexão quando conectado a máquinas elétricas, eliminando o uso de filtros CA.

Observou-se também que, em relação às perdas a topologia proposta possui as menores perdas totais, equilibrando as perdas por condução e por chaveamento, já que no VSC as perdas predominantes são por chaveamento enquanto que nos CSC as perdas predominantes

são por condução. Outra vantagem da topologia proposta, é o fato da redução de elementos indutivos e capacitivos do sistema.

Dessa forma, o sistema proposto combina as vantagens do retificador fonte de tensão e do inversor fonte corrente, possuindo uma proteção contra curto-circuito, maior eficiência e menor taxa de distorção harmônica quando comparado com o B2B VSC e com o B2B CSC, possuindo um grau de liberdade maior para operação nas quais sejam necessários ganho de tensão, podendo evitar até o uso de transformadores. Também constatou-se, através de resultados experimentais o funcionamento e viabilidade do conversor híbrido.

6.1 Trabalhos Futuros

Como proposta para trabalhos futuros, sugere-se:

- Estudo de topologias multiníveis fonte de tensão e fonte de corrente para ser aplicado no lugar dos conversores de dois níveis;
- Utilização da modulação vetorial;
- Modelagem em espaço de estados dos conversores para determinação dos ganhos dos controladores;
- Estudo detalhado de perdas nos semicondutores;
- Estudo de perdas nos elementos passivos do conversor;
- Análise de perdas e THD com o aumento da tensão e da potência;
- Melhoramento do protótipo e aumento da potência aplicada;
- Fazer análise de eficiência e THD do protótipo;
- Conexão com a rede do protótipo montado;
- Simulação com a utilização de máquinas elétricas;

Referências Bibliográficas

- DE AZEVEDO CAVALCANTI COSTA, L. A. L., Conversores Fonte de Corrente de Múltiplas Portas, **Campina Grande, Paraíba, Brasil: Dissertação de Mestrado, UFCG**, , (2016).
- AZMI, S.; AHMED, K.; FINNEY, S. e WILLIAMS, B., Comparative analysis between voltage and current source inverters in grid-connected application, , (2011).
- BAO, J.-Y.; BAO, W.-B. e LI, Y.-L., A power conversion system for PMSG-based WECS operating with fully-controlled current-source converters, **Journal of Zhejiang University SCIENCE C**, v. 15, n. 3, p. 232–240 (2014).
- BORGES, C., Análise da Operação do Conversor Fonte de Tensão (VSC) em Back-to-Back para Microrredes, **Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil: Dissertação de Mestrado, UFRJ**, , (2010).
- CARACAS, J. V. M. et al., Avaliação das Estratégias de Controle e Projeto de Inversores para Conexão de Fontes Fotovoltaicas à Rede CA, , (2013).
- COSTA, L. A.; VITORINO, M. A.; CORREA, M. B.; BAHIA, F. A. e BLAABJERG, F., Two-phase X-type current source rectifier with reduced active switch count for open-end permanent-magnet synchronous generator, In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), 2018 IEEE (2018), pp. 2446–2453, IEEE.
- CUZNER, R.; DREWS, D. e VENKATARAMANAN, G., Power density and efficiency comparisons of system-compatible drive topologies, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 1, p. 459–469 (2015).
- DAI, J., Current source converters for megawatt wind energy conversion systems, **Ryerson University, PhD Dissertation**, , (2010).
- DAI, J.; XU, D. e WU, B., A novel control scheme for current-source-converter-based PMSG

- wind energy conversion systems, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 4, p. 963–972 (2009).
- DE FREITAS, T. R.; MENEGÁZ, P. J. e SIMONETTI, D. S., Rectifier topologies for permanent magnet synchronous generator on wind energy conversion systems: A review, **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 54, p. 1334–1344 (2016).
- FRIEDLI, T.; ROUND, S. D.; HASSLER, D. e KOLAR, J. W., Design and performance of a 200 kHz All-SiC JFET current source converter, In: INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING, 2008. IAS'08. IEEE (2008), pp. 1–8, IEEE.
- GIROUX, P.; SYBILLE, G.; TREMBLAY, O., (2012) Loss Calculation in a 3-Phase 3-Level Inverter Using SimPowerSystems and Simscape, <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/36158-loss-calculation-in-a-3-phase-3-level-inverter-using-simpowersystems-and-simscape> [Acessado em: 06/2018].
- GOMES, C. C.; CUPERTINO, A. F. e PEREIRA, H. A., Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on LCL filter: An overview, **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 81, p. 116–135 (2018).
- JACOBINA, C. B.; DER CORREA, M.; OLIVEIRO, T.; LIMA, A. M. N. e DA SILVA, E. R. C., Current control of unbalanced electrical systems, **IEEE Transactions on industrial electronics**, v. 48, n. 3, p. 517–525 (2001).
- KLUMPNER, C., Hybrid power electronic converters: An exploration of benefits, In: 2008 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS (2008), pp. 1–2.
- LAI, R.; WANG, F.; BURGOS, R.; PEI, Y.; BOROYEVICH, D.; WANG, B.; LIPO, T. A.; IMMANUEL, V. D. e KARIMI, K. J., A systematic topology evaluation methodology for high-density three-phase PWM AC-AC converters, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 6, p. 2665–2680 (2008).
- MONTEIRO, V.; PINTO, J.; EXPOSTO, B. e AFONSO, J. L., Comprehensive comparison of a current-source and a voltage-source converter for three-phase ev fast battery chargers, In: COMPATIBILITY AND POWER ELECTRONICS (CPE), 2015 9TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON (2015), pp. 173–178, IEEE.

- SALMON, J. C., PWM hybrid inverter drive circuit topologies that employ a dual voltage and current DC-link, **IEEE transactions on industry applications**, v. 30, n. 3, p. 707–716 (1994).
- TRZNADLOWSKI, A.; BLAABJERG, F.; PEDERSEN, J. e PATRICIU, N., The tandem inverter: Combining the advantages of voltage-source and current-source inverters, In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 1998. APEC'98. CONFERENCE PROCEEDINGS 1998., THIRTEENTH ANNUAL, vol. 1 (1998), pp. 315–320, IEEE.
- VITORINO, M. A., Otimização do Processamento da Energia em Sistemas de Bombeamento Fotovoltaico e Conversão Monofásica, **Campina Grande, Paraíba, Brasil: Tese de Doutorado, UFCG**, , (2012).
- VITORINO, M. A.; WANG, R.; DE ROSSITER CORRÊA, M. B. e BOROYEVICH, D., Compensation of dc-link oscillation in single-phase-to-single-phase VSC/CSC and power density comparison, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 3, p. 2021–2028 (2014).
- WEI, Q. e WU, B., Analysis and comparison of current-source-converter-based medium-voltage PMSG wind energy conversion systems, In: POWER ELECTRONICS FOR DISTRIBUTED GENERATION SYSTEMS (PEDG), 2015 IEEE 6TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON (2015), pp. 1–6, IEEE.
- WU, B.; LANG, Y.; ZARGARI, N. e KOURO, S., **Power conversion and control of wind energy systems**, vol. 76, John Wiley & Sons (2011).
- YARAMASU, V.; DEKKA, A.; DURÁN, M. J.; KOURO, S. e WU, B., PMSG-based wind energy conversion systems: survey on power converters and controls, **IET Electric Power Applications**, , (2017).
- ZHANG, J.; LI, P.; WANG, J. e CAI, X., High-efficiency RB-IGBT based low-voltage PWM current-source converter for PMSG wind energy conversion systems, In: POWER ELECTRONICS FOR DISTRIBUTED GENERATION SYSTEMS (PEDG), 2016 IEEE 7TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON (2016), pp. 1–7, IEEE.



Esquemático e PCB do VSR

A Figura I.1 ilustra o esquemático feito no Altium Design 2017[®] do conversor fonte de tensão. Na Figura I.2 é mostrada a *top layer* do VSR, enquanto que na Figura I.3 é mostrada a *bottom layer* do VSR. Por fim, nas Figuras I.4, I.5 e I.6 são ilustradas as vistas tridimensionais do VSR em perspectiva, frontal e posterior, respectivamente.

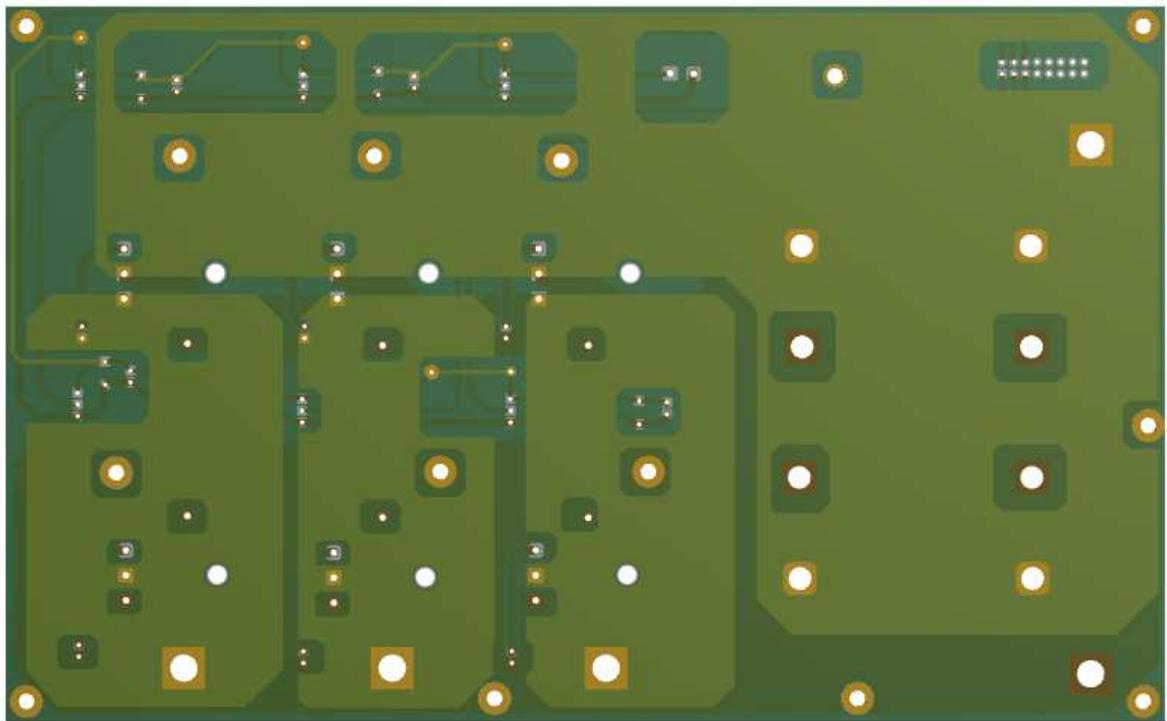


Figura I.2: PCB da *top layer* do VSR.

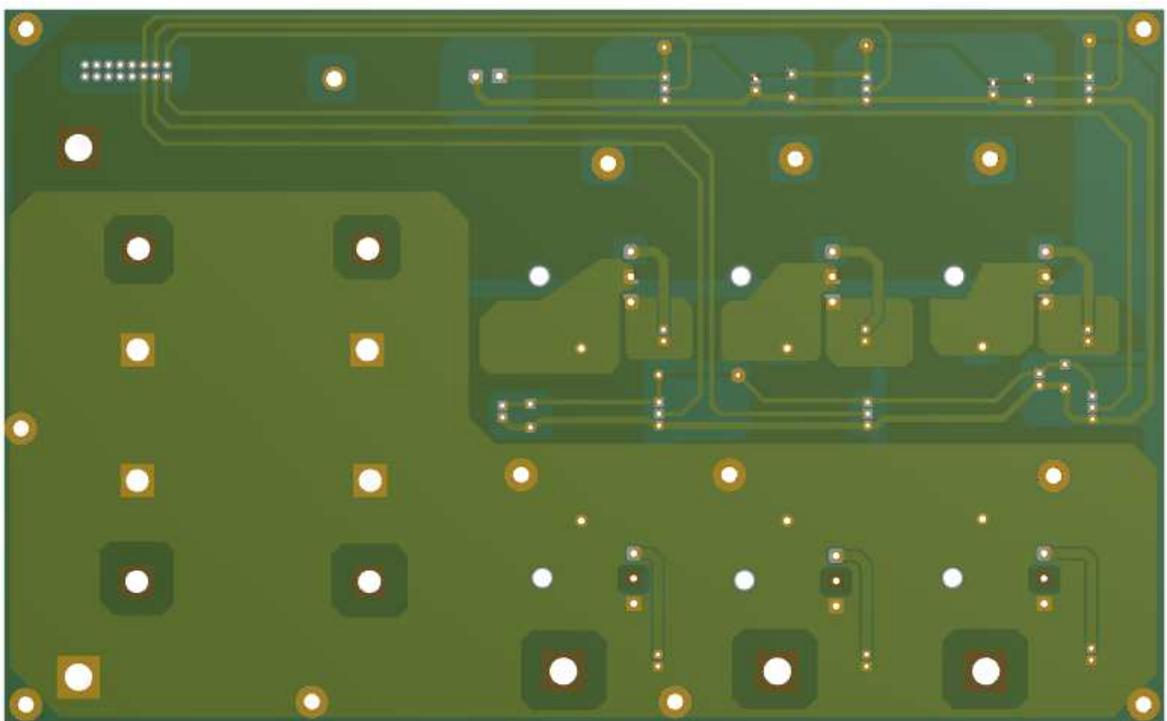


Figura I.3: PCB da *bottom layer* do VSR.

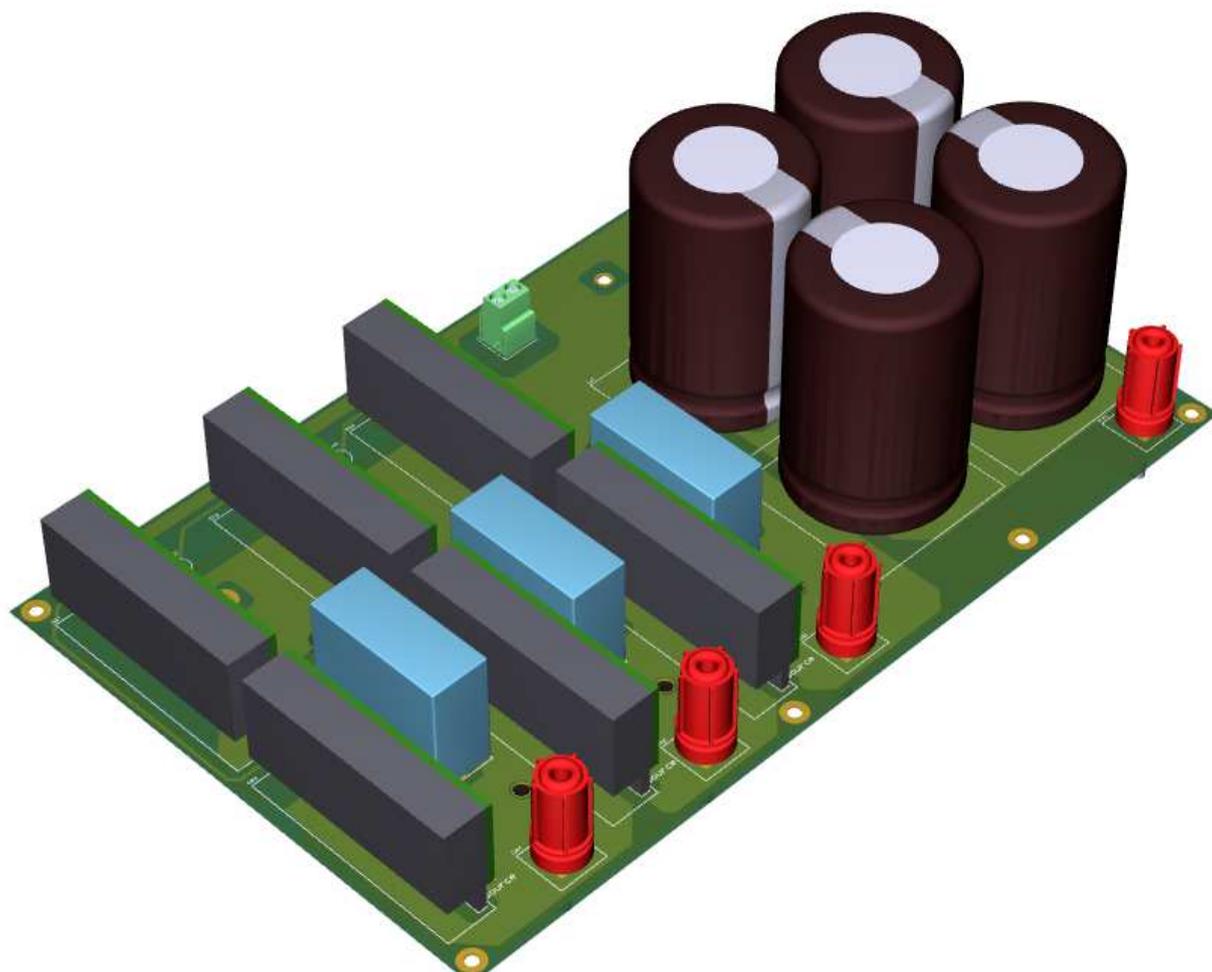


Figura I.4: Vista tridimensional do VSR em perspectiva.

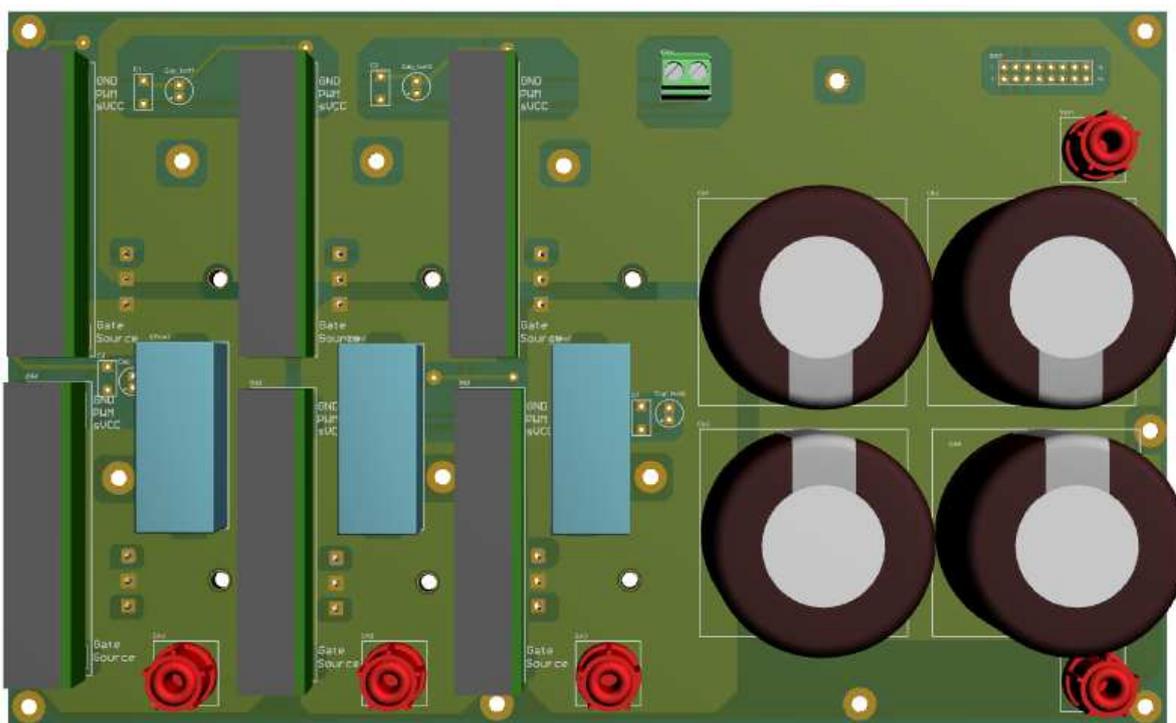


Figura I.5: Vista frontal tridimensional do VSR.

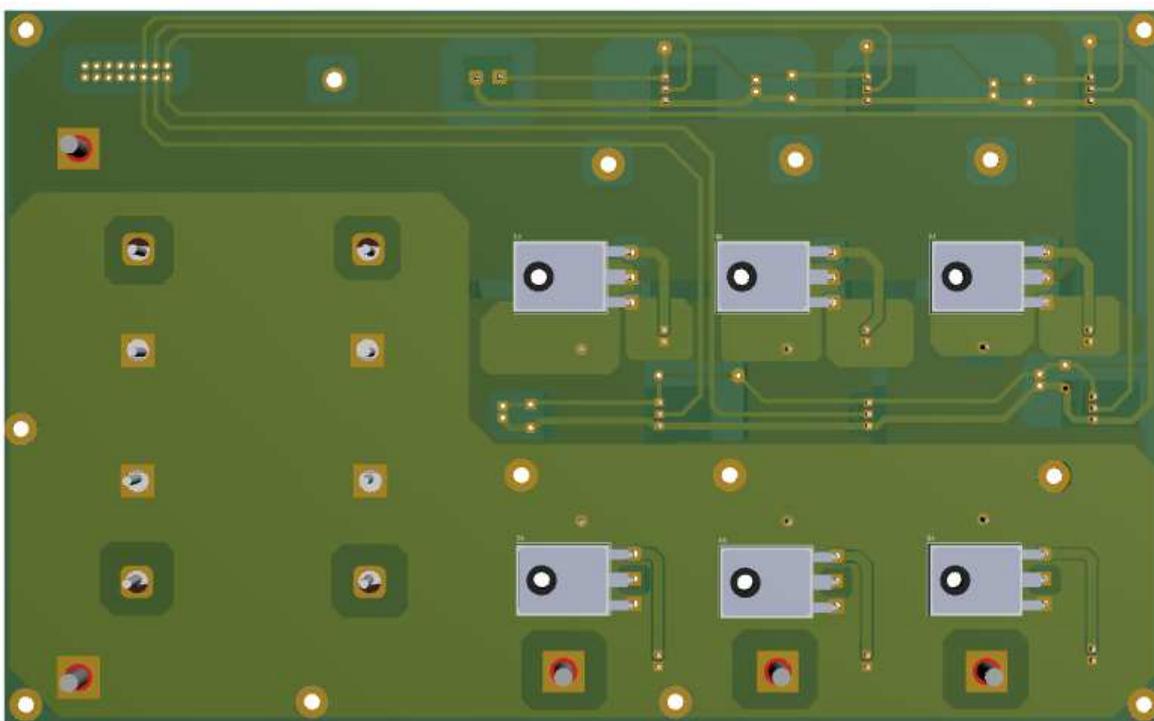
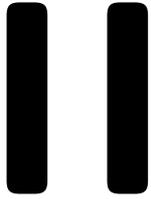


Figura I.6: Vista posterior tridimensional do VSR.



Esquemático e PCB do CSI

A Figura II.1 ilustra o esquemático feito no Altium Design 2017[®] do conversor fonte de corrente. Na Figura II.2 é mostrada a *top layer* do CSI, enquanto que na Figura II.3 é mostrada a *bottom layer* do CSI. Por fim, nas Figuras II.4, II.5 e II.6 são ilustradas as vistas tridimensionais do CSI em perspectiva, frontal e posterior, respectivamente.

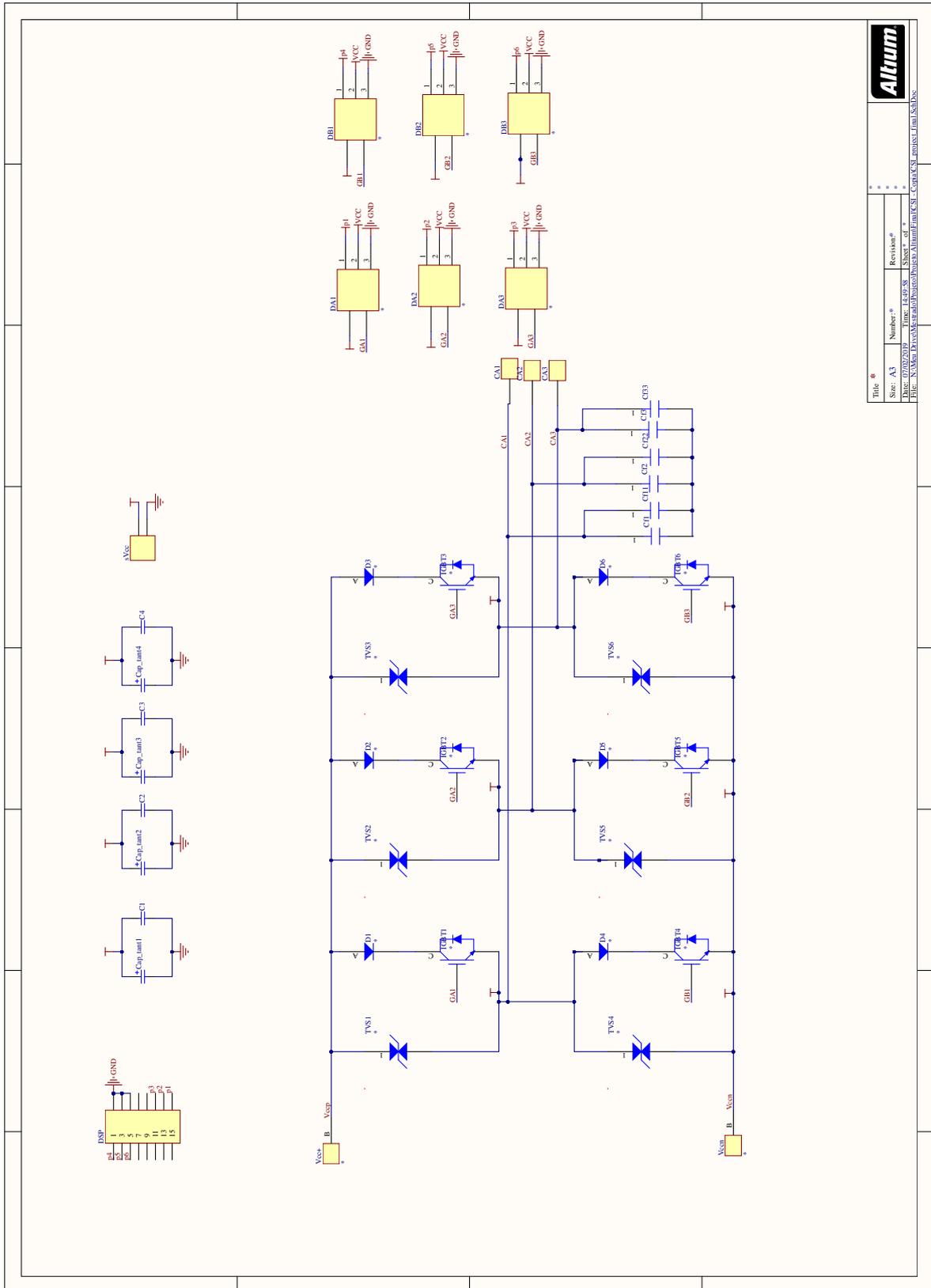


Figura II.1: Esquemático da placa de potência do CSI.

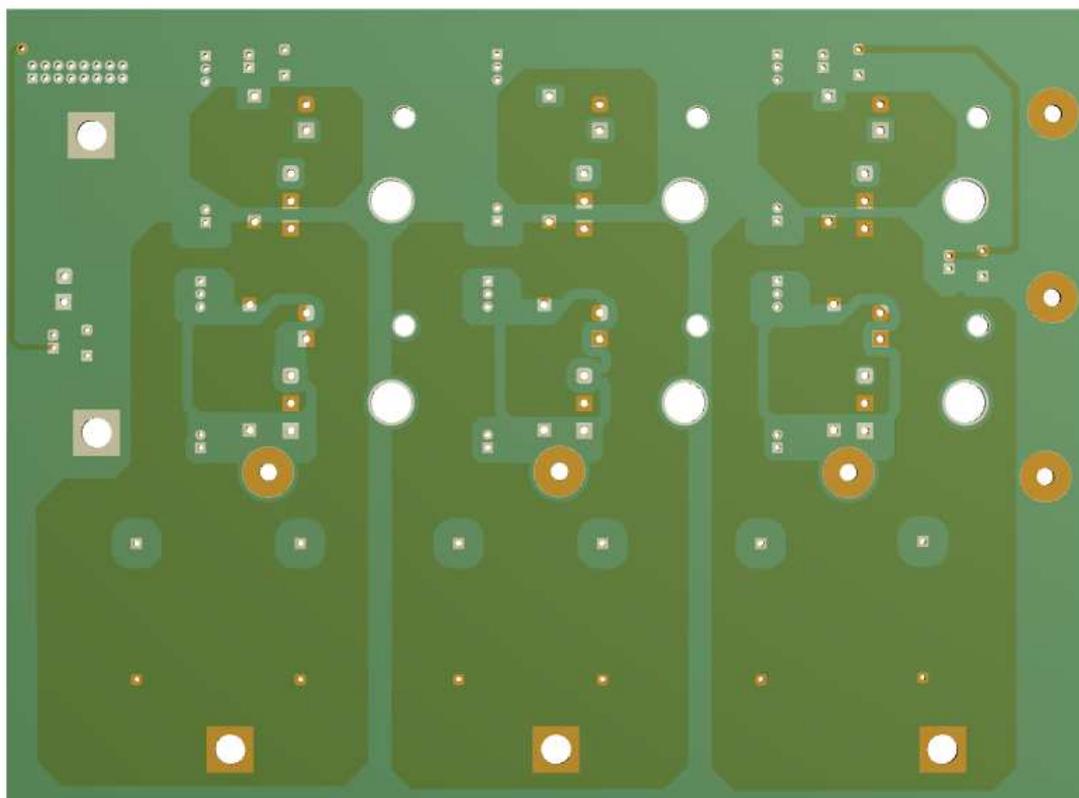


Figura II.2: PCB da *top layer* do CSI.

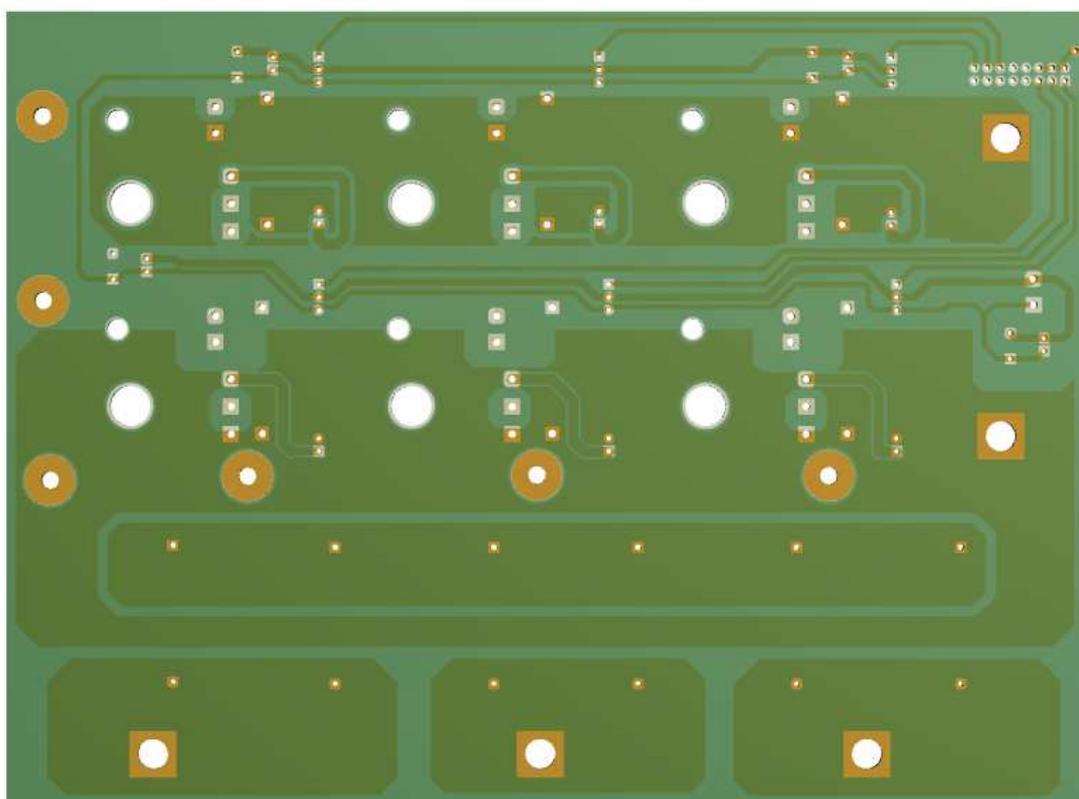


Figura II.3: PCB da *bottom layer* do CSI.

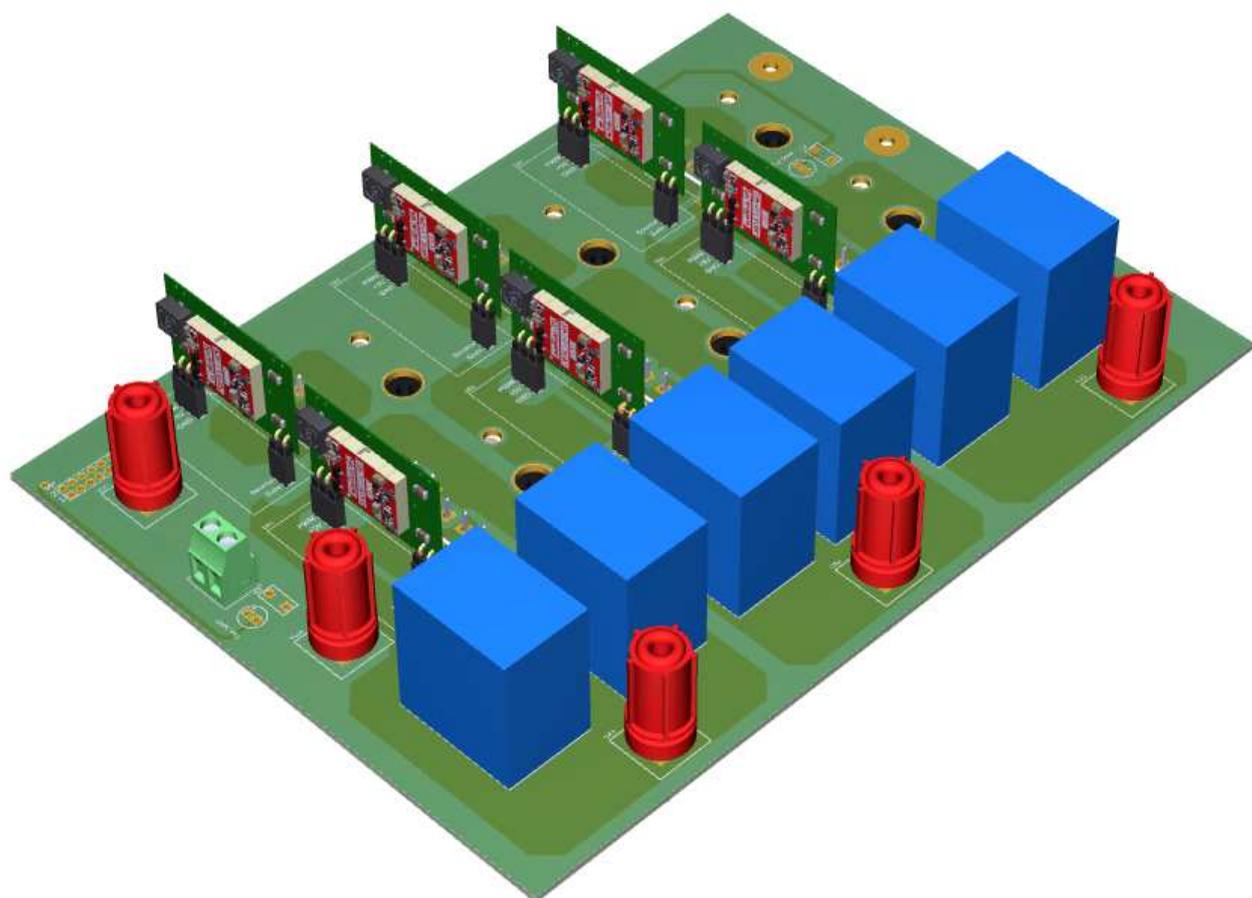


Figura II.4: Vista tridimensional do CSI em perspectiva.

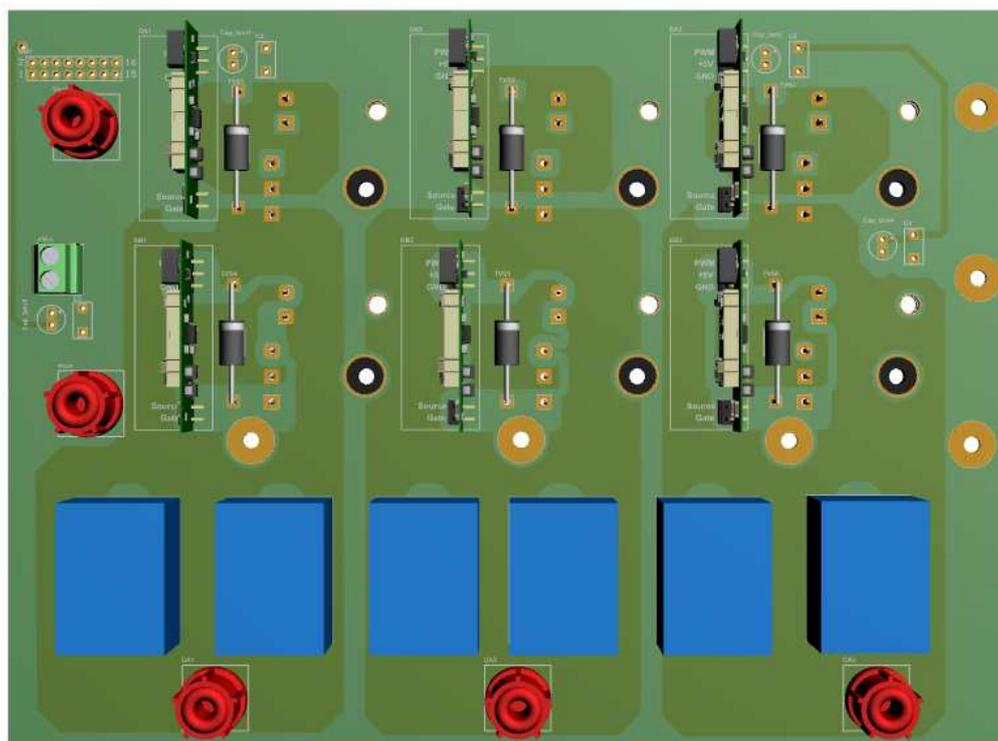


Figura II.5: Vista frontal tridimensional do CSI.

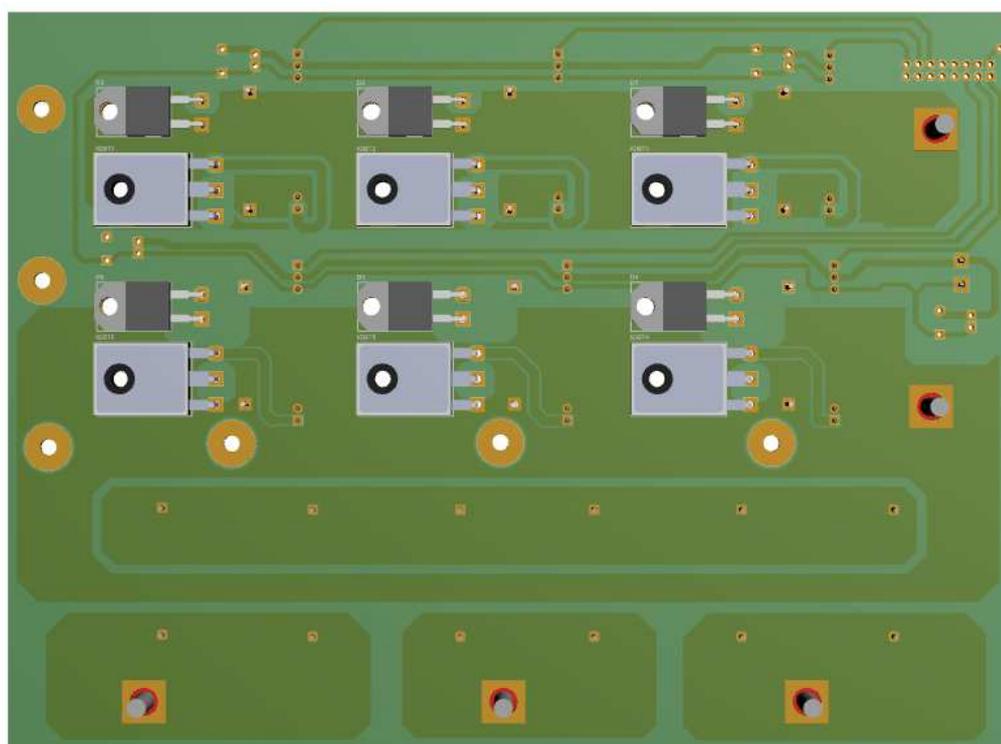


Figura II.6: Vista posterior tridimensional do CSI.