



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Cesar Augusto Arbuseri

Conceitos de Modelagem e Controle para um Conversor Hexverter

Florianópolis
2023

Cesar Augusto Arbuseri

Conceitos de Modelagem e Controle para um Conversor Hexverter

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de doutor em engenharia elétrica.

Orientador: Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.

Coorientador: Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

Florianópolis

2023

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Arbugeri, Cesar Augusto
Conceitos de Modelagem e Controle para um Conversor
Hexverter / Cesar Augusto Arbugeri ; orientador, Samir
Ahmad Mussa, coorientador, Marcelo Lobo Heldwein, 2023.
117 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2023.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversor modular multinível
direto. 3. Hexverter. 4. Modelagem. 5. Controle. I. Mussa,
Samir Ahmad. II. Heldwein, Marcelo Lobo. III. Universidade
Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica. IV. Título.

Cesar Augusto Arbugeri

Conceitos de Modelagem e Controle para um Conversor Hexverter

O presente trabalho em nível de doutorado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Luiz Henrique Silva Colado Barreto, Dr.
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Gierry Waltrich, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC)

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC)

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de doutor em engenharia elétrica.

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Coordenador do Programa

Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.
Orientador

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.
Coorientador

Florianópolis, 11 de setembro de 2023.

Este trabalho é dedicado à Clotilde, à Matilda e ao Alípio.

AGRADECIMENTOS

Começo expressando minha profunda gratidão à minha família. A minha mãe, pai e irmãos por todo apoio durante essa minha jornada.

Agradeço a todos os alunos, professores e servidores do INEP, que se dedicam diariamente nas suas funções e fazer do laboratório não só um centro de referência em eletrônica de potência, mas também um ótimo ambiente de trabalho e estudo.

Aos membros da banca, Prof. Barreto, Prof. Gierri e Prof. Telles, que avaliaram e contribuíram para a melhoria significativa no resultado do trabalho, apresentado nessa tese. Estendo esse agradecimento também aos membros da banca de qualificação, Prof. Arnaldo e Prof. Humberto.

Agradeço aos meus colegas de trabalho, na Ageon e na Volkswagen Caminhões e ônibus, em especial aos meus amigos João e Hugo.

Ao meu coorientador Prof. Marcelo, que sempre vai ser uma referência para mim, não apenas por seu conhecimento e inteligência, mas também na forma de tratar as pessoas.

Acima de tudo gostaria de agradecer a três pessoas, que sem as quais não teria chegado até aqui.

Primeiramente a minha psicóloga Gisele, que me ajudou muito, num momento de grande dificuldade, e me ajudou a perceber o outro lado das coisas.

Ao meu orientador, Prof. Samir, depois de 14 anos de orientação, desde a iniciação científica, TCC, mestrado e doutorado, posso dizer que você me ajudou muito, e eu não poderia ter escolhido um orientador melhor, pois acho que suas qualidades combinam com minhas dificuldades, o que permitiu que você me ajudasse nas questões que eu mais precisava.

E por fim, a minha esposa, que sempre me suportou nos momentos de maior dificuldade, e esteve sempre ao meu lado quando eu mais precisei, não tenho palavras para dizer o que você é para mim e o quanto te amo.

*“Não acabou.
Ela foi embora, mas pode voltar.
Falo da esperança e da fé.”
(Natiruts)*

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo o estudo e desenvolvimento de um conversor direto em frequência *Direct Modular Multilevel Converter* (DMMC), empregado na conversão entre sistemas CA/CA, que proporciona transformação de amplitude e frequência de tensão e corrente entre dois sistemas trifásicos CA. Busca-se no trabalho a caracterização estática e dinâmica do conversor para verificar se sua operação é adequada às aplicações de acionamentos de motores, geração de energia eólica e outras aplicações que empregam conversão de frequência entre dois sistemas trifásicos, que podem operar com frequências e amplitudes de tensões distintas. Para isso, será analisada a operação do conversor em regime permanente para determinar sua característica estática, e em transitório para modelar a resposta dinâmica do conversor visando o projeto das malhas de controle, e posteriormente propor uma estratégia de controle e modulação para o controle da estrutura. O funcionamento do conversor e da estratégia de controle propostas serão validadas por simulação, e posteriormente validada experimentalmente com a utilização de emulação empregando *Hardware In the Loop* (HIL). A implementação do sistema de controle se dará através de um sistema de controle empregando controladores digitais *Digital Signal Processor* (DSP) e *Field Programmable Gate Array* (FPGA).

Palavras-chave: Conversor modular multinível direto. Hexverter. Modelagem. Controle.

ABSTRACT

This work has the purpose of studying and development of a direct frequency converter DMMC, employed in AC/AC system conversion, which provides voltage and current transformation, in amplitude and frequency, between two three-phase AC systems. It is aimed the dynamic and static characterization of the converter, to verify if the converter is suitable for electric motor drives, wind power generation and others direct frequency conversion applications. For this, the converter will be analysed in the steady-state operation to determine its static characteristics, modeled its dynamic response, aiming the control loop design and posteriorly propose a control and modulation strategy for the converter control. The converter and control strategy operation will be verified through simulation, and after, experimentally verified by the use of HIL emulation. The control system Implementation will come through a digital controllers control system employing DSP and FPGA.

Keywords: Direct modular multilevel converter. Hexverter. Modeling. Control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Estrutura dos submódulos do <i>Modular Multilevel Converter</i> (MMC) (a) conversor monofásico meia-ponte e (b) representação de um submódulo de potência do MMC em diagrama de blocos.	25
Figura 2 – Topologia do conversor MMC	26
Figura 3 – Modelo equivalente do conversor MMC, onde os submódulos são representados por fontes controladas de tensão que dependem do índice de modulação e da tensão do barramento CC dos submódulos.	27
Figura 4 – Submódulo do conversor DMMC constituído por um conversor ponte completa.	29
Figura 5 – Conversor DMMC monofásico-trifásico.	30
Figura 6 – Conversor DMMC trifásico-trifásico matricial (<i>Matrix Modular Multilevel Converter</i> (M3C)).	31
Figura 7 – Conversor DMMC trifásico-trifásico <i>Hexagonal Converter</i> (Hexverter).	32
Figura 8 – Conversor matricial convencional.	40
Figura 9 – Topologia do conversor matricial multimodular.	41
Figura 10 – Circuito do conversor hexverter com n submódulos por braço, sendo cada submódulo constituído por um conversor ponte H.	43
Figura 11 – Submódulo e circuito equivalente do submódulo em valores médios quase instantâneos.	44
Figura 12 – Circuito equivalente do hexverter, mostrando as indutâncias de linha, tensões de fase e corrente de linha nas portas do conversor.	45
Figura 13 – Diagrama vetorial das correntes e tensões das portas em comparação com as tensões nos braços do conversor. (a) Tensões e correntes na porta 1, (b) Tensões e correntes na porta 2, (c) Tensões e correntes na porta 1 com $\phi_1 = 30^\circ$ e (c) Tensões e correntes na porta 1 com $\phi_1 = 60^\circ$	54
Figura 14 – amplitudes das tensões dos braços pares e ímpares para o conversor operando com frequências iguais nas duas portas em função da defasagem θ ; considerando a operação com ganho de tensão unitário e para ganho diferente de 1.	57
Figura 15 – Amplitudes das correntes dos braços pares e ímpares para o conversor operando com frequências iguais nas duas portas em função da defasagem θ ; considerando a operação com $\phi_1 - \phi_2$ igual a 0 e $\pi/6$	58
Figura 16 – Circuito equivalente estrela do conversor Hexverter, onde ficam evidenciadas as componentes de modo comum estrela no conversor.	61
Figura 17 – Circuito equivalente do conversor Hexverter em eixo de referência síncrona.	69

Figura 18 – Modulador de um submódulo do conversor Hexverter.	73
Figura 19 – Circuito simulado do conversor Hexverter.	75
Figura 20 – Diagrama de blocos do controle das correntes de entrada do conversor.	76
Figura 21 – Resultado de simulação das tensões e correntes nas portas do conversor com $\omega_1 = 60$ Hz e $\omega_2 = 50$ Hz, com o conversor operando com malha de controle de corrente. (a) Tensões de fase na porta 1, (b) Correntes de linha na porta 1, (c) Tensões de fase na porta 2 e (d) Correntes de linha na porta 2.	77
Figura 22 – Resultado de simulação das grandezas internas do conversor com $\omega_1 = 60$ Hz e $\omega_2 = 50$ Hz, com o conversor operando com malha de controle de corrente. (a) tensões de barramento dos submódulos (nV_{CC}), (b) Tensão CC diferencial v_{CC0Y} (diferença entre as tensões dos barramentos dos submódulos dos braços pares e ímpares), (c) o erro tensão total dos barramentos ($e_{VCC\Delta} = V_{CC0\Delta}^* - V_{CC0\Delta}$) e (d) corrente de circulação ($i_{0\Delta}$).	78
Figura 23 – Diagrama de blocos do controle da tensão total dos barramentos CC.	79
Figura 24 – Resultado experimental das tensões e correntes nas portas do conversor com $\omega_1 = 60$ Hz e $\omega_2 = 50$ Hz. com o conversor operando com malha de controle de corrente e tensão total do barramento. (a) Tensões de fase na porta 1, (b) Correntes de linha na porta 1, (c) Tensões de fase na porta 2 e (d) Correntes de linha na porta 2.	80
Figura 25 – Resultado de simulação das grandezas internas do conversor com $\omega_1 = 60$ Hz e $\omega_2 = 50$ Hz, com o conversor operando com malha de controle de corrente e controle de tensão total ($V_{CC0\Delta}$). (a) tensões de barramento dos submódulos (nV_{CC}), (b) Tensão CC diferencial v_{CC0Y} (diferença entre as tensões dos barramentos dos submódulos dos braços pares e ímpares), (c) o erro tensão total dos barramentos ($e_{VCC\Delta} = V_{CC0\Delta}^* - V_{CC0\Delta}$) e (d) corrente de circulação ($i_{0\Delta}$).	81
Figura 26 – Controle da corrente de modo comum interna delta e da tensão de modo comum interna estrela para balanço de potência nos braços.	82
Figura 27 – Resultado de simulação das grandezas internas do conversor com $\omega_1 = 60$ Hz e $\omega_2 = 50$ Hz, com o conversor operando com malha de controle de corrente, controle de tensão total (V_{CCtot}), controle da corrente de circulação e controle da diferença de tensão entre os submódulos (Δ_{Vcc}). (a) tensões de barramento dos submódulos (nV_{CC}), (b) Tensão CC diferencial v_{CC0Y} (diferença entre as tensões dos barramentos dos submódulos dos braços pares e ímpares), (c) o erro tensão total dos barramentos ($e_{VCC\Delta} = V_{CC0\Delta}^* - V_{CC0\Delta}$) e (d) corrente de circulação ($i_{0\Delta}$).	83

Figura 28 – Controle das tensões diferenciais dos barramentos CC ($v_{CC\alpha 1}$, $v_{CC\beta 1}$, $v_{CC\alpha 2}$ e $v_{CC\beta 2}$).	84
Figura 29 – Resultado de simulação das grandezas internas do conversor com $\omega_1 = 60$ Hz e $\omega_2 = 50$ Hz, com o conversor operando com malha de controle de corrente, controle de tensão total (V_{CCtot}), controle da corrente de circulação e controle das tensões diferenciais dos barramentos CC (a) tensões de barramento dos submódulos (nV_{CC}), (b) corrente de circulação ($i_{o\Delta}$) e (c) tensões diferenciais $v_{CC\alpha 1}$, $v_{CC\beta 1}$, $v_{CC\alpha 2}$ e $v_{CC\beta 2}$	84
Figura 30 – Diagrama de blocos completo do controle proposto para o conversor Hexverter.	85
Figura 31 – Resposta transitória para um degrau de corrente na porta P2 de 0 para 100% de corrente. (a) tensões de fase na porta 1, (b) correntes de linha na porta 1, (c) tensões de fase na porta 2 e (d) correntes de linha na porta 2.	86
Figura 32 – Resposta transitória do conversor hexverter para degraus na referência de corrente da porta 2 (a) tensões CC dos braços do conversor, (b) tensão CC diferencial v_{cc0Y} , (c) erro na tensão total do barramento ($v_{CC0\Delta}$) e (d) corrente de circulação do conversor ($i_{o\Delta}$)	86
Figura 33 – Resposta transitória do conversor hexverter para degraus na referência de corrente da porta 2 (a) tensão imposta pelo braço 1 do Hexverter, (b) corrente no braço 1 do conversor e (c) corrente de circulação do conversor ($i_{o\Delta}$).	87
Figura 34 – Grandezas elétricas de um braço do conversor hexverter para operação em regime permanente com fator de potência unitário nas duas portas (a) razão cíclica do braço em comparação com a tensão imposta pelo braço normalizada (v_1/V_{CC1}), (b) tensão imposta no braço 1 do conversor pela ação de controle e (c) corrente que circula no braço do conversor.	88
Figura 35 – Decomposição em série de Fourier para as grandezas elétricas de um braço do conversor operando com fator de potência unitário nas duas portas (a) Tensão imposta pelos submódulos, (b) corrente do braço e (c) corrente de circulação.	89
Figura 36 – Decomposição em série de Fourier para as grandezas elétricas de um braço do conversor operando com fator de potência unitário nas duas portas (a) Tensão imposta pelos submódulos, (b) corrente do braço e (c) corrente de circulação.	89

Figura 37 – Decomposição em série de Fourier para as grandezas elétricas de um braço do conversor operando com processamento de potência reativa na porta 2 (a) Tensão imposta pelos submódulos, (b) corrente do braço e (c) corrente de circulação.	90
Figura 38 – Resultado de simulação das grandezas internas do conversor com $\omega_1 = 60$ Hz e $\omega_2 = 59,5$ Hz. (a) tensões de barramento dos submódulos (nV_{CC}), (b) diferença entre as tensões dos barramentos dos submódulos dos braços pares e ímpares ($\Delta V_{cc} = V_{CC1} - V_{CC2} + V_{CC3} - V_{CC4} + V_{CC5} - V_{CC6}$), (c) o erro tensão total dos barramentos ($e_{V_{tot}} = V_{CC_{tot}}^* - V_{CC_{tot}}$) e (d) corrente de circulação ($i_{0\Delta}$).	91
Figura 39 – Resultado de simulação das tensões e correntes no braço do conversor com $\omega_1 = 60$ Hz e $\omega_2 = 59,5$ Hz. (a) Tensões nos braços 1, 3 e 5, (b) Tensões nos braços 2, 4 e 6, (c) Correntes nos braços 1, 3 e 5 e (d) Correntes nos braços 2, 4 e 6.	91
Figura 40 – figura da placa de controle onde é implementada a estratégia de controle e o Hardware-in-the-Loop OPAL-RT OP-5700A, que faz a emulação do Hexverter em tempo real.	93
Figura 41 – Tensão de linha nas duas portas do conversor Hexverter, onde é medida o valor eficaz igual a 13.8 kV rms, com uma frequência de 60 Hz na Porta 1 e 50 Hz na Porta 2.	94
Figura 42 – Correntes de linha nas duas portas do, onde o valor eficaz de 209 A rms é medido, com uma frequência de 60 Hz na Porta 1 e 50 Hz na Porta 2.	94
Figura 43 – Operação do conversor com potência igual a 5 MW: tensão de fase e corrente de linha na fase A porta 1 e fase R porta 2, onde é medida a potência aparente e a potência ativa por fase em cada porta. . . .	95
Figura 44 – Tensão CC de quatro submódulos de diferentes braços do conversor.	95
Figura 45 – Tensão CC de quatro submódulos de diferentes braços do conversor.	96
Figura 46 – Tensões sítetizadas por dois braços adjacentes do Hexverter, onde a soma das duas resulta na tensão de linha imposta pelo conversor.	96
Figura 47 – Corrente de circulação no hexverter, operando com fator de potência unitário nas duas portas do conversor.	97
Figura 48 – Conversor operando com potência aparente de 5 MVA e $\cos(\phi) = 0,9$ na porta 2, e fator de potência unitário com potência igual a 4.5 MW na porta 1.	98
Figura 49 – Corrente de circulação do conversor com processamento de potência reativa em uma porta.	98
Figura 50 – Ondulação da tensão CC de quatro submódulos de diferentes braços do conversor, considerando a operação com processamento de reativo.	99

Figura 51 – Resposta transitória para uma degrau de 50% to 100% na referência da corrente injetada na porta 2 do conversor.	100
Figura 52 – Resposta transitória para uma degrau de 50% to 100% na referência da corrente injetada na porta 2 do conversor.	101
Figura 53 – Resposta transitória para uma rampa de 0% to 100% de potência injetada na porta 2 do conversor.	101
Figura 54 – Resposta transitória para uma rampa de 0% to 100% de potência injetada na porta 2 do conversor.	102
Figura 55 – Projeto do Controlador de corrente na Porta 1 empregando o método do lugar das raízes.	111
Figura 56 – Projeto do Controlador de corrente na Porta 1 empregando o método do lugar das raízes.	112
Figura 57 – Projeto do Controlador de corrente de circulação empregando o método do lugar das raízes.	113
Figura 58 – Projeto do Controlador de corrente na Porta 1 empregando o método do lugar das raízes.	114
Figura 59 – Modelo 3D da placa de controle, projetado com o software Altium Design, que será utilizada na validação da estratégia de controle. .	115
Figura 60 – Placa de controle.	116

LISTA DE TABELAS

Tabela 3 – Comparação dos conversores para conexão de um aerogerador de 10 MW, 25 Hz, 6,6 kV com a rede elétrica de 6,6 kV; com fator de deslocamento de $\cos(\varphi) = 1$; parâmetros do MMC <i>back-to-back</i> apresentado separadamente para o lado da rede / lado do gerador.	39
Tabela 4 – Especificações do conversor para simulação.	75

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua
DMMC	<i>Direct Modular Multilevel Converter</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
Hexverter	<i>Hexagonal Converter</i>
HIL	<i>Hardware In the Loop</i>
HVDC	<i>High-Voltage Direct Current</i>
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
LFAC	<i>Low Frequency Alternating Current</i>
M3C	<i>Matrix Modular Multilevel Converter</i>
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i>
NLC	<i>Nearest Level Control</i>
PD-PWM	<i>Phase Disposition-Pulse Width Modulation</i>
PHIL	<i>Power Hardware In the Loop</i>
PI	Controlador Proporcional Integral
STATCOM	<i>Static Synchronous Compensator</i>
VSC	<i>Voltage Source Converter</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

ϕ_1	ângulo de defasagem entre tensão e corrente na porta 1
θ	ângulo de defasagem entre as tensões na porta 1 e porta 2
ϕ_2	ângulo de defasagem entre tensão e corrente na porta 2
ω_1	Frequência fundamental na porta 1
ω_2	Frequência fundamental na porta 2
n	Numero de submódulos conectados em série em um braço
V_{CC}	Tensão do barramento CC dos submódulos
$i_{0\Delta}$	corrente de modo comum delta
V_{CCtot}	Somatório de todas as tensões dos barramentos dos submódulos do conversor
ΔV_{cc}	Diferença entre as tensões dos barramentos dos submódulos dos braços pares e ímpares
$\alpha\beta 0$	Eixo de referência estacionária
L_c	Indutância de circulação
P_1	Porta 1
P_2	Porta 2
A	Fase A
B	Fase B
C	Fase C
R	Fase R
S	Fase S
T	Fase T
L_{g1}	Indutância de linha da porta 1
L_{g2}	Indutância de linha da porta 2
V_X	Tensão imposta pelos submódulos do braço X
d_X	Razão cíclica dos submódulos do braço X
I_{P1}	Valor de pico da corrente de fase na porta 1
V_{P1}	Valor de pico da tensão de fase na porta 1
I_{P2}	Valor de pico da corrente de fase na porta 2
V_{P2}	Valor de pico da tensão de fase na porta 2
i_{MCP1}	corrente de modo comum na porta 1
v_{MCP1}	tensão de modo comum na porta 1
i_{MCP2}	corrente de modo comum na porta 2
v_{MCP2}	tensão de modo comum na porta 2
$v_{0\Delta}$	tensão de modo comum delta
i_{0Y}	corrente de modo comum estrela
v_{0Y}	tensão de modo comum estrela

g_V	Ganho de amplitude de tensão entre a porta 1 e a porta2
g_I	Ganho de amplitude de corrente entre a porta 1 e a porta2
g_S	Relação entre a potência aparente na porta 1 e na porta2
p_{B1}	Potência instantânea no braço 1
p_{B2}	Potência instantânea no braço 2
p_{B3}	Potência instantânea no braço 3
p_{B4}	Potência instantânea no braço 4
p_{B5}	Potência instantânea no braço 5
p_{B6}	Potência instantânea no braço 6
$dq0$	Eixo de referência síncrona
abc	Eixo de coordenadas reais abc
v_{dP1}	Tensão de eixo direto na porta 1
v_{qP1}	Tensão de eixo em quadratura na porta 1
v_{dP2}	Tensão de eixo direto na porta 2
v_{qP2}	Tensão de eixo em quadratura na porta 2
i_{dP1}	Corrente de eixo direto na porta 1
i_{qP1}	Corrente de eixo em quadratura na porta 1
i_{dP2}	Corrente de eixo direto na porta 2
i_{qP2}	Corrente de eixo em quadratura na porta 2
C_{SM}	Capacitância de submódulo
C_I	Controlador de corrente
C_V	Controlador de tensão
ξ	Coeficiente de amortecimento
ω_n	Frequência natural
f_{sw}	Frequência de comutação

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	INTRODUÇÃO GERAL	21
1.2	OBJETIVOS GERAIS E RESULTADOS ESPERADOS	22
1.2.1	Objetivos Específicos	22
1.3	METODOLOGIA	23
1.4	ORGANIZAÇÃO DA TESE	24
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	25
2.1	TOPOLOGIAS DE CONVERSORES MMC	25
2.1.1	Aspetos gerais do controle do MMC	26
2.1.1.1	Controle das correntes de circulação e CC	27
2.1.1.2	Modulação e balanceamento das tensões dos capacitores de um braço	28
2.1.1.3	Controle das correntes	28
2.1.1.4	Balanco das tensões de braço	29
2.2	TOPOLOGIAS DE CONVERSORES DMMC	29
2.2.1	Conversor DMMC monofásico-trifásico	30
2.2.2	Conversor DMMC trifásico-trifásico (matricial)	30
2.2.3	Conversor DMMC trifásico-trifásico (hexverter)	31
2.2.3.1	Estratégia de controle do conversor Hexverter	33
2.2.3.1.1	<i>Abordagem de controle generalizada para conversores modulares multiníveis</i>	33
2.2.3.1.2	<i>Controle da tensão baseado na injeção de tensão de modo comum</i>	34
2.2.3.1.3	<i>Projeto de indutores acoplados para o conversor Hexverter</i>	34
2.2.3.1.4	<i>Controle com frequência elétrica próxima de zero</i>	35
2.2.3.2	Modulação do conversor Hexverter	35
2.2.4	Aplicações do conversor Hexverter relatadas na literatura	35
2.2.4.0.1	<i>Conversor CA-CC isolado unidirecional baseado no Hexverter</i>	35
2.2.4.0.2	<i>Transmissão em corrente alternada de baixa frequência</i>	36
2.2.4.0.3	<i>Armazenamento de energia em baterias</i>	36
2.2.4.0.4	<i>Acionamentos elétricos</i>	37
2.2.4.0.5	<i>Topologia Hex-Y</i>	37
2.2.5	Sistema de Modulação e Controle de Conversores DMMC	38
2.3	COMPARAÇÃO ENTRE AS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES MODULARES MULTINÍVEIS	38
2.4	CONVERSOR DIRETO AC-AC MATRICIAL CONVENCIONAL	39
2.5	CONVERSOR MATRICIAL MULTIMODULAR	40
2.6	RESUMO E CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	41
3	O CONVERSOR DIRETO MODULAR MULTINÍVEL HEXVERTER	43

3.1	TOPOLOGIA DO CONVERSOR HEXVERTER	43
3.2	TENSÕES E CORRENTES NO CONVERSOR	45
3.2.1	Valores de Tensão e Corrente no Tempo	48
3.2.2	Tensões e correntes de modo comum	48
3.2.2.1	Componentes de modo comum externas	49
3.2.2.2	Componentes de modo comum internas	49
3.3	RELAÇÕES DE GANHO ENTRE A PORTA 1 E A PORTA 2 DO CON- VERSOR	50
3.4	ANALISE DA POTÊNCIA PROCESSADA PELO CONVERSOR . . .	51
3.4.1	Potência média processada pelo conversor	52
3.4.2	Potências no conversor operando com frequências iguais ($\omega_1 = \omega_2$)	55
3.5	RESUMO E CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	58
4	TRANSFORMAÇÕES LINEARES DOS EIXOS DE REFERÊNCIA E CIRCUITOS EQUIVALENTES	59
4.1	TRANSFORMAÇÃO DO CONVERSOR HEXVERTER PARA CIR- CUITO EQUIVALENTE ESTRELA	59
4.1.1	Circuito equivalente estrela	61
4.2	TRANSFORMAÇÃO DO CONVERSOR HEXVERTER PARA EIXO DE COORDENADAS SÍNCRONAS	62
4.2.1	Circuito equivalente do conversor em coordenadas síncronas .	66
4.2.1.1	Modelagem das correntes de entrada do conversor em coordenadas síncronas	67
4.2.1.2	Modelagem das tensões de barramento do conversor em coordena- das síncronas	69
4.3	PROJETO DOS PARÂMETROS DO CONVERSOR E DAS MALHAS DE CONTROLE	72
4.3.1	Cálculo das indutâncias de linha e de circulação	72
4.3.2	Cálculo das capacitâncias de barramento dos submódulos . . .	72
4.3.3	Critérios para o projeto dos controladores	73
4.3.4	Modulação do conversor	73
4.4	RESUMO E CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	74
5	ESTRATÉGIA DE CONTROLE E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR .	75
5.1	ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA AS CORRENTES DE ENTRADA	76
5.1.1	Simulação do conversor operando com controle das correntes nas portas	77
5.2	ESTRATÉGIA DE CONTROLE DA TENSÃO TOTAL DE BARRAMENTO	79
5.2.1	Simulação do conversor operando com controle da tensão total de barramento	80

5.3	ESTRATÉGIA DE CONTROLE DA CORRENTE DE CIRCULAÇÃO E CONTROLE DA DIFERENÇA DE TENSÃO ENTRE OS SUBMÓDULOS (ΔV_{cc})	81
5.3.1	Simulação do conversor operando com controle da corrente de circulação e controle da diferença de tensão entre os submódulos (ΔV_{cc})	82
5.4	ESTRATÉGIA DE CONTROLE DAS TENSÕES DIFERENCIAIS DOS BARRAMENTOS CC ($v_{CC\alpha 1}, v_{CC\beta 1}, v_{CC\alpha 2}, v_{CC\beta 2}$)	83
5.4.1	Simulação do conversor operando com controle das tensões diferenciais dos barramentos CC	83
5.5	DIAGRAMA COMPLETO DO CONTROLE PROPOSTO PARA O CONVERSOR HEXVERTER	85
5.6	SIMULAÇÃO DO MODELO COMUTADO DO CONVERSOR	85
5.7	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR COM FREQUÊNCIAS APROXIMADAMENTE IGUAIS NAS PORTAS	90
5.8	RESUMO E CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	92
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	93
6.1	OPERAÇÃO DO HEXVERTER EM REGIME PERMANENTE	93
6.2	RESPOSTA TRANSITÓRIA	100
6.3	RESUMO E CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	102
7	CONCLUSÕES	103
7.1	ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS OBJETIVOS GERAIS DA TESE E OS RESULTADOS ALCANÇADOS	104
7.2	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	105
	REFERÊNCIAS	106
	APÊNDICE A – PROJETO DO CONTROLADOR DE CORRENTE NA PORTA 1	111
	APÊNDICE B – PROJETO DO CONTROLADOR DA TENSÃO TOTAL DE BARRAMENTO	112
	APÊNDICE C – PROJETO DO CONTROLADOR DE CORRENTE DE CIRCULAÇÃO	113
	APÊNDICE D – PROJETO DO CONTROLADOR DA DIFERENÇA DE TENSÃO ENTRE OS SUBMÓDULOS	114
	APÊNDICE E – DESENVOLVIMENTO DA PLACA DE CONTROLE	115
	APÊNDICE F – ARTIGOS PUBLICADOS DURANTE O PERÍODO DE QUALIFICAÇÃO.	117

1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será introduzido e contextualizado o problema que motivou o desenvolvimento desta tese. Além disso serão apresentados os objetivos, a metodologia e a organização do trabalho.

1.1 INTRODUÇÃO GERAL

Uma das principais aplicações para conversores estáticos na indústria é a aplicação em acionamentos elétricos de motores com velocidade variável. Tipicamente nessa aplicação a conversão é realizada em duas etapas, na primeira a energia da rede elétrica, que possui tensão com amplitude e frequência constantes, é retificada para um barramento CC regulado, e na segunda, é convertida em outro sistema com amplitude de tensão e frequência variáveis que controlam a velocidade e torque da máquina elétrica acionada.

Essa conversão CA-CC-CA é bastante difundida na literatura e largamente empregada na indústria, geralmente sendo empregada conversores em configuração back-to-back. Essa solução para a conversão CA-CA de energia é bastante robusta, contudo, é necessário ter um barramento CC com tensão elevada empregando capacitores eletrolíticos, que são componentes volumosos e apresentam elevadas taxa de falha e uma vida útil curta.

A conversão CA-CA também pode ser feita de forma direta, ou seja sem um estágio intermediário. Entre os conversores diretos tem-se os conversores matriciais (ZHANG; LI; DORRELL, 2018) que apresentam elevada densidade de potência uma vez que não são empregados capacitores nessas topologias. Contudo, conversores matriciais só podem ser empregados em aplicações em que a tensão de saída seja inferior a tensão de entrada e a ausência de capacitores torna o controle do conversor mais complexo, uma vez que a dinâmica do conversor fica mais suscetível à variações paramétricas e o acionamento dos interruptores deve ser preciso para evitar curtos ou abertura de um circuito magnético.

Outra aplicação para conversores direto de frequência que tem se tornado mais popular nas últimas décadas é em equipamentos de emulação em tempo real PHIL (*Power Hardware In the Loop*)(KOLB *et al.*, 2014). Neste caso o conversor pode emular uma carga, como por exemplo cargas lineares, cargas não lineares ou motores elétricos, e fazer regeneração da energia para a rede elétrica, facilitando o desenvolvimento e teste de equipamentos elétricos e eletrônicos como conversores, acionamentos e sistemas de proteção, além de possibilitar testes em sistemas mais complexos que não poderiam ser testados de outra forma, como linhas de transmissão, sistemas de potência e microrredes. Estudos apontam que emulação PHIL apresenta melhores resultados se comparado com- simulações numéricas (KOTSAMPOPOULOS *et al.*,

2015).

Assim como em conversores direto de frequência, as topologias de conversor modular multinível possuem um controle complexo, pode-se citar a dificuldade de operar com frequência de entrada e de saída muito próximas entre si, que fazem com que a ondulação de tensão no barramento dos submódulos aumente consideravelmente. Outra dificuldade em conversores MMC é o balanço dos capacitores não só no mesmo braço, mas também entre os braços do conversor, sendo necessário a injeção de tensões e correntes de modo comum para equilibrar as tensões dos capacitores dos submódulos.

1.2 OBJETIVOS GERAIS E RESULTADOS ESPERADOS

O trabalho desenvolvido nesta tese consiste em realizar o estudo, a modelagem, o projeto e validação do funcionamento do DMMC Hexverter. O conversor é empregado na conversão entre sistemas CA/CA, que proporciona transformação de amplitude e frequência de tensão e corrente entre dois sistemas trifásicos CA.

O estudo tem como objetivo compreender e detalhar o funcionamento do conversor, possibilitando o desenvolvimento de um modelo matemático para o funcionamento do conversor e, conseqüentemente, determinar matematicamente uma metodologia de projeto para os elementos ativos e passivos do conversor, bem como uma estratégia de controle para que o conversor opere de forma adequada e satisfatória, para uma dada especificação de projeto para o mesmo.

Tem-se ainda como objetivo, validar a modelagem e estratégia de controle do conversor através do emprego de simulações numéricas e validação experimental empregando emulação via HIL.

Com isso, espera-se que o trabalho propicie uma base teórica e prática suficiente para comparar o conversor Hexverter com outras topologias de conversores direto de frequência, além de conversores indiretos, como por exemplo a topologia MMC *back-to-back*.

Possibilitando uma comparação objetiva de características quantitativas e qualitativas das diferentes topologias que podem ser aplicadas em conversão CA/CA de energia.

1.2.1 Objetivos Específicos

Pode-se então sumarizar os objetivos específicos desta tese nos seguintes itens

- Equacionamento do conversor Hexverter.
- Desenvolvimento de uma transformação em eixo síncrono para o conversor.
- Modelagem do conversor em eixo de coordenadas síncronas.

- Proposição de uma estratégia de controle para o conversor.
- Validação do funcionamento da topologia, dos modelos e estratégia de controle via simulação numérica.
- Desenvolvimento de uma placa de controle para o conversor e validação empregando HIL.

1.3 METODOLOGIA

Primeiramente será realizado um levantamento na literatura a respeito de aplicações promissoras para conversores multiníveis diretos e indiretos, onde destacam-se aplicações de acionamentos elétricos de média e alta tensão, conexão de aerogeradores com a rede elétrica, além de aplicações de *Power Hardware In the Loop* (PHIL). Dada as características da aplicação serão analisadas qualitativamente algumas topologias com características proeminentes para essas aplicações.

Após este estudo, será determinada a topologia do conversor. A qual será analisada, fazendo um estudo teórico, a fim de determinar uma metodologia de projeto para os parâmetros do conversor, determinar um modelo orientado ao projeto de controle do conversor e propor uma estratégia de controle para a mesma.

Os modelos do conversor e o funcionamento do conversor com a estratégia de controle propostas serão validados inicialmente por simulação numérica para, por fim, serem comprovados experimentalmente com a utilização de HIL.

As etapas a serem realizadas são:

- Revisão bibliográfica.
- Análise do funcionamento do conversor.
- Modelagem orientada ao controle do conversor.
- Proposição de uma estratégia de controle.
- Validação do funcionamento da topologia via simulação numérica.
- Desenvolvimento de uma placa de controle para o conversor.
- Validação e estudos experimentais empregando HIL.
- Redação de documentos (tese e artigos).
- Publicação de artigos em congressos e periódicos.
- Defesa pública da tese.

1.4 ORGANIZAÇÃO DA TESE

Esta tese está dividida em seis capítulos, sendo que, neste primeiro capítulo foi apresentado uma breve introdução ao problema que motivou os estudos realizados. Posteriormente foram apresentados os objetivos almejados ao final desta tese, e a metodologia a ser empregada com o propósito de alcançar tais objetivos.

No segundo capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica da literatura, onde são analisados de maneira qualitativa algumas topologias promissoras para as aplicações em questão, sendo escolhida a topologia que foi considerada como sendo a mais promissora para essas aplicações.

No terceiro capítulo é realizado uma análise do conversor operando em regime permanente, onde são analisadas as grandezas de corrente e tensão em cada braço, e a relação de ganho de tensão e corrente entre as duas portas, além de ser analisada a distribuição de potência entre os braços.

No quarto capítulo é proposta uma transformação de coordenadas de eixos síncronos para o conversor, o que possibilita desacoplar as duas portas do conversor e obter um circuito equivalente do conversor, onde as componentes são desacopladas, o que facilita a determinação de uma estratégia de controle para o conversor.

No quinto capítulo são propostas as malhas de controle para que o conversor opere de forma adequada, com reduzido nível de distorção harmônica nas tensões e correntes nas portas, bem como tensão de barramento regulada e corrente de circulação limitada, sendo o controle validado por simulação.

No sexto capítulo é validada a estratégia de controle e o funcionamento do conversor por emulação em tempo real com o emprego de Hardware-In-the-Loop e uma placa de controle baseada em FPGA.

Por fim, no capítulo sete são apresentadas as conclusões gerais do trabalho desenvolvido, e apresentada sugestões para trabalhos futuros com continuidade do trabalho desenvolvido nesta tese.

Além disso são inclusos alguns apêndices, onde são apresentados os projetos dos controladores de maneira resumida e o desenvolvimento da placa de controle que integrará um outro capítulo na versão final da tese, onde será abordada a implementação experimental do controle e validada com o emprego de emulação via HIL.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

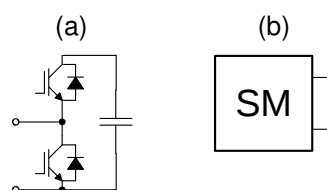
2.1 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES MMC

Entre as topologias de conversores multiníveis que têm se tornado mais populares nos últimos anos em aplicações de média e alta tensão, principalmente a partir da última década, destaca-se o MMC (do inglês - Modular Multilevel Converter), sendo empregado em aplicações de alta tensão e alta potência, acionamentos de média tensão (HE *et al.*, 2015), transmissão em *High-Voltage Direct Current* (HVDC) (MARQUARDT, 2011; CUI *et al.*, 2015; LIANG *et al.*, 2013), *Static Synchronous Compensator* (STATCOM) (KNAAK, 2011), filtros ativos (SHU *et al.*, 2016), PHIL (KOLB *et al.*, 2014), entre outras aplicações.

Embora a topologia faça uso de uma grande quantidade de componentes passivos e semicondutores, além de apresentar um sistema de controle complexo, possui como vantagens uma maior modularidade e escalabilidade quando comparado a outros conversores multiníveis.

A estrutura de potência do MMC, aqui apresentada, utiliza-se de conversores monofásicos meia-ponte, Figura 1a, como um submódulo de potência do conversor, representado pela Figura 1b.

Figura 1 – Estrutura dos submódulos do MMC (a) conversor monofásico meia-ponte e (b) representação de um submódulo de potência do MMC em diagrama de blocos.

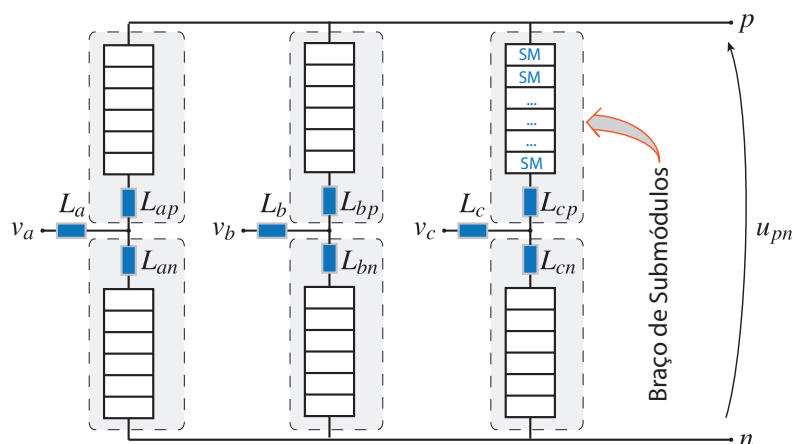


Como mostra a Figura 2, a conexão em série desses submódulos é usualmente chamada de braço. Uma fase do conversor é formada pelo arranjo de dois braços conectados entre si através dos indutores L_{fp} e L_{fn} (indutores responsáveis por limitar a corrente de circulação nos braços, onde o índice f representa as fases a , b e c do conversor) e também conectados aos indutores de filtros L_f (que são as indutâncias de linha).

No entanto, como já mencionado, a complexidade do controle é um fator importante a ser considerado. O controle do conversor deve ser capaz de atuar no sentido de manter as tensões nos capacitores dos submódulos em equilíbrio, além de controlar as correntes e/ou tensões no lado CA e no barramento CC, dependendo da aplicação do conversor. De modo geral, a estratégia adotada deve atuar no processo de modulação considerando quais interruptores de cada submódulo devem comutar com base nas

tensões dos capacitores e no sentido das correntes de braço.

Figura 2 – Topologia do conversor MMC



O conversor MMC como retificador possibilita a transformação de grandezas elétricas CA em CC em níveis elevados de tensão, contudo em algumas aplicações necessitam a transformação de grandezas elétricas alternadas para grandezas alternadas com diferentes níveis de tensão e/ou frequência. Isso ocorre principalmente em aplicações de acionamentos elétricos, onde variando a tensão e a frequência pode-se controlar a velocidade de um motor elétrico.

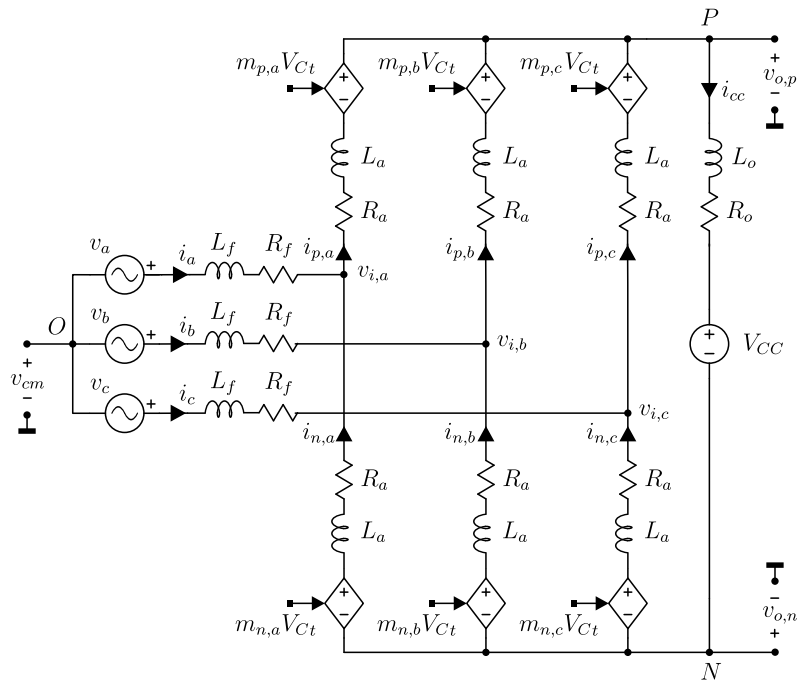
Para realizar essa função com o conversor MMC são necessários dois conversores conectados em configuração *Back-to-Back*, realizando a conversão indireta (CA-CC-CA), onde a tensão de alimentação é retificada por um conversor e, a partir do barramento CC, outro conversor é utilizado para alimentar a máquina elétrica. Sendo a última responsável pelo controle da tensão aplicada para o motor, variando a amplitude e a frequência.

Nesse tipo de aplicação é interessante realizar a conversão direta de frequência (CA-CA). Tendo isso em vista foram desenvolvidas topologias derivadas do conversor MMC, sendo denominadas DMMC (do inglês - Direct Modular Multilevel Converter), com esses conversores é possível realizar a conversão de grandezas alternadas sem o emprego de um barramento CC. A seguir são apresentadas algumas dessas topologias com mais detalhes, com ênfase no DMMC Hexverter que é o foco da proposta deste trabalho.

2.1.1 Aspectos gerais do controle do MMC

O controle do conversor MMC é baseado no circuito equivalente, apresentado na Figura 3, onde os submódulos são representados por fontes controladas que dependem do índice de modulação (m_k , onde $k = p, a, p, b, p, c, n, a, n, b$ e n, c) e da tensão CC dos submódulos (V_{Ct}).

Figura 3 – Modelo equivalente do conversor MMC, onde os submódulos são representados por fontes controladas de tensão que dependem do índice de modulação e da tensão do barramento CC dos submódulos.



Ao variar os índices de modulação é possível controlar todas as correntes de entrada (i_a , i_b e i_c) a corrente de saída (i_{cc}) além das tensões totais de cada braço do conversor (V_{Ct}). Para realizar o controle dessas variáveis são usadas várias malhas de controle como descrito a seguir.

2.1.1.1 Controle das correntes de circulação e CC

Os indutores de braço L_a tem a função principal de limitar as correntes de alta frequência produzidas pela diferença instantânea das tensões geradas pelos braços do conversor. A existência de ondulações nas tensões nos capacitores, sem nenhum tipo de compensação realizada nos sinais moduladores para minimizar os efeitos desta, ocasionará no surgimento de correntes de circulação.

As correntes de circulação são definidas como qualquer corrente que circula nos braços do conversor além das componentes contínua e alternada (componentes de entrada e saída do conversor). Em outras palavras, são as correntes que circulam apenas pelos braços do conversor, não influenciando as correntes de entrada e saída do mesmo.

Essas componentes de corrente não influem na potência drenada/injetada pelo conversor, contudo ele é capaz de transferir energia entre os braços, podendo causar um desequilíbrio nas potências processadas por cada braço e consequentemente na tensão dos barramentos dos sub-módulos.

A necessidade do controle destas correntes está no fato de causarem aumentos

significativos nos valores eficazes das correntes de braço e, portanto, aumento na potência dissipada através das resistências parasitas dos componentes de um braço. O que implica na necessidade de um controle adequado que minimize a circulação de corrente, conforme apresentado por Ben-Brahim *et al.* (2016).

Para o controle das correntes de circulação deve-se também observar não idealidades dos componentes do conversor, como por exemplo, variações paramétricas e resistências, indutâncias e capacitâncias parasitas, além de desequilíbrios nas tensões de alimentação, conforme relatado em Moon *et al.* (2013).

2.1.1.2 Modulação e balanceamento das tensões dos capacitores de um braço

O controle das tensões dos capacitores de um braço, é realizado por uma estratégia que utiliza uma malha de controle para cada submódulo, a qual compara a tensão instantânea dos capacitores com uma referência V_C . O sinal de erro obtido é multiplicado por um ganho e adicionado ao sinal de modulação m_k .

Outras soluções também podem ser empregadas para balancear as tensões dos capacitores, nas quais o controle é realizado através da modulação do conversor. Por exemplo, é possível empregar a rotação de portadoras (BAI *et al.*, 2018) ou modulação vetorial (DEKKA *et al.*, 2016).

2.1.1.3 Controle das correntes

As correntes $i_{ca} = [i_a i_b i_c]^T$ e i_{cc} são responsáveis pela troca de potência entre o conversor e as portas CA e CC, respectivamente.

O controle da corrente i_{cc} permite a escolha de uma dinâmica apropriada, apesar da dinâmica natural do conversor, observando-se os limites de banda e a estabilidade do controle em malha fechada. Além disso, com um controle de corrente adequado, pode-se atenuar possíveis componentes harmônicos indesejáveis ocasionados por desbalanços e harmônicos nas tensões CA.

Contudo, além do controlador mais complexo, controlar todas as correntes também traz algumas desvantagens. O balanço natural das potências deixa de existir quando todas as correntes passam a ser controladas. Para manter a energia total armazenada no conversor em um nível adequado se faz uso de uma malha de tensão que deve atuar na amplitude da corrente CA.

O controle das correntes de entrada e da saída do conversor se dá de forma muito semelhante ao controle do *Voltage Source Converter* (VSC) dois níveis, uma vez que pode-se observar a semelhança entre os circuitos equivalentes, sendo que diversas estratégias de controle são relatadas na literatura (BELHAOUANE *et al.*, 2019; LI *et al.*, 2019; YANG; TANG; WANG, 2018).

2.1.1.4 Balanço das tensões de braço

O balanço das tensões é responsável por equilibrar as tensões totais dos braços, com isso fazendo o balanceamento da potência processada pelos braços do conversor. No conversor MMC, esse problema é dividido em dois, sendo conhecidos na literatura como balanço horizontal e balanço vertical (BERGNA-DIAZ *et al.*, 2018).

O balanço horizontal é o mecanismo responsável por manter equilibradas as energias totais armazenada nos braços de cada fase. Havendo equilíbrio horizontal, o valor médio da soma das tensões dos capacitores equivalentes de cada fase é igual para as três fases. Tanto uma variação da corrente CA quanto na corrente CC podem alterar a energia armazenada por uma fase.

Para que o controle consiga assegurar o balanço horizontal das tensões, sem afetar o balanço de potência de entrada e saída do conversor, são injetadas componentes de corrente CC nas correntes de circulação do conversor, com isso, transferindo potencia entre os braços do conversor de maneira horizontal.

O balanço vertical das tensões garante que os valores médios das tensões dos capacitores equivalentes dos braços de cada fase permaneçam iguais. A transferência de energia entre os braços é realizada através de uma corrente de circulação CA, uma vez que as tensões geradas pelos braços positivo e negativo estão em oposição de fase.

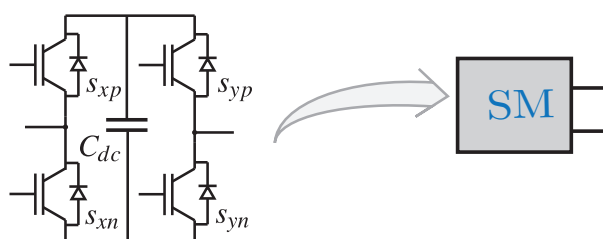
2.2 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES DMMC

Os conversores DMMC são derivados da topologia MMC, fazendo a transformação direta de um sistema CA para outro sistema CA, podendo ser trifásicos ou monofásicos de acordo com a aplicação.

Para fazer essa transformação torna-se necessário utilizar sub módulos em ponte completa (Figura 4), uma vez que o conversor opera com tensões e corrente positivas e negativas tanto na entrada quanto na saída.

Assim como no MMC, os sub módulos são conectados em série formando um braço que, por sua vez, podem ser conectados em delta ou estrela como será mais detalhado nas seções seguintes.

Figura 4 – Submódulo do conversor DMMC constituído por um conversor ponte completa.

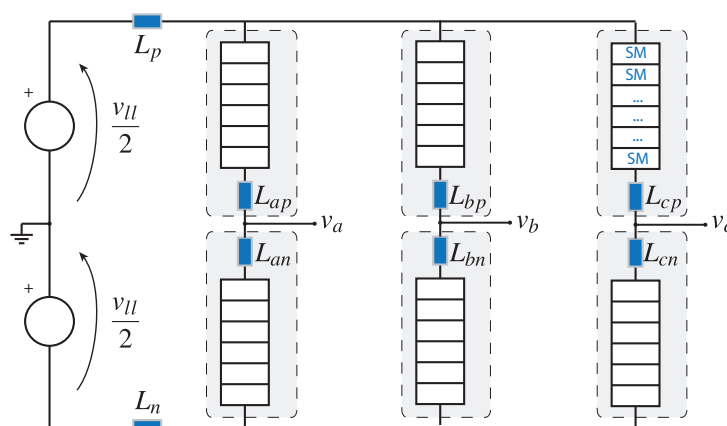


2.2.1 Conversor DMMC monofásico-trifásico

As topologias de conversores DMMC são muito promissoras para aplicações de conversão direta de energia elétrica CA-CA, *drivers*, compensadores estáticos, aplicações em energias renováveis entre outras. O estudo e desenvolvimento dessas topologias é relativamente recente, sendo que a topologia mais encontrada na literatura é o DMMC monofásico para trifásico, mostrado na Figura 5 (THITICHAIWORAKORN; HAGIWARA; AKAGI, 2013; VASILADIOTIS; CHERIX; RUFER, 2015a,b).

Essa topologia é muito semelhante ao conversor MMC, contudo seus submódulos são constituídos de pontes completa, uma vez que o conversor opera com tensões negativas e positivas tanto na entrada quanto na saída.

Figura 5 – Conversor DMMC monofásico-trifásico.



Fonte: Wan, Liu e Jiang (2013).

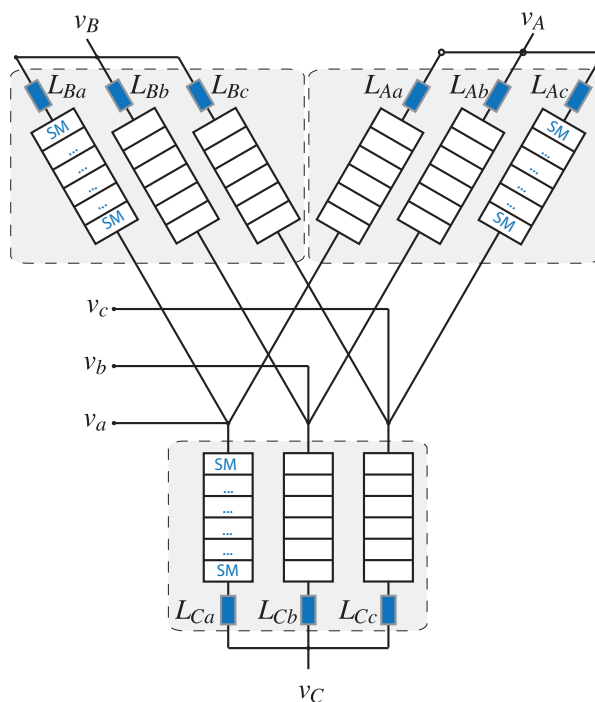
2.2.2 Conversor DMMC trifásico-trifásico (matricial)

A topologia do conversor trifásico-trifásico DMMC matricial é mostrada na Figura 6, conhecido na literatura como *Matrix Modular Multilevel Converter (M3C)*.

Assim como no conversor matricial, são conectados dois sistemas trifásicos através de braços que estão distribuídos de forma matricial. Contudo ao invés de empregar interruptores de quatro quadrantes, os braços são constituídos por submódulos ponte completa em cascata. Esses submódulos podem aplicar tensões positivas ou negativas em seus terminais, além de serem bidirecionais em corrente (BARUSCHKA, Lennart; MERTENS, Axel, 2011; MIURA *et al.*, 2014).

Quanto à estrutura pode-se salientar alguns pontos em comparação com o conversor MMC indireto: (i) essa estrutura utiliza menos braços e, conseqüentemente, menos submódulos para fazer a conversão, (ii) os módulos precisam operar em quatro quadrantes, sendo necessário utilizar ponte completa ao invés dos módulos meia ponte, tipicamente empregados no MMC.

Figura 6 – Conversor DMMC trifásico-trifásico matricial (M3C).



Fonte: Wan, Liu e Jiang (2013).

Os elementos armazenadores de energia (capacitores CC) são distribuídos, e operam com uma tensão reduzida, quando comparado com estruturas *back-to-back* com capacitor de alta tensão no barramento CC. Esta característica proporciona um aumento significativo na confiabilidade do sistema de conversão.

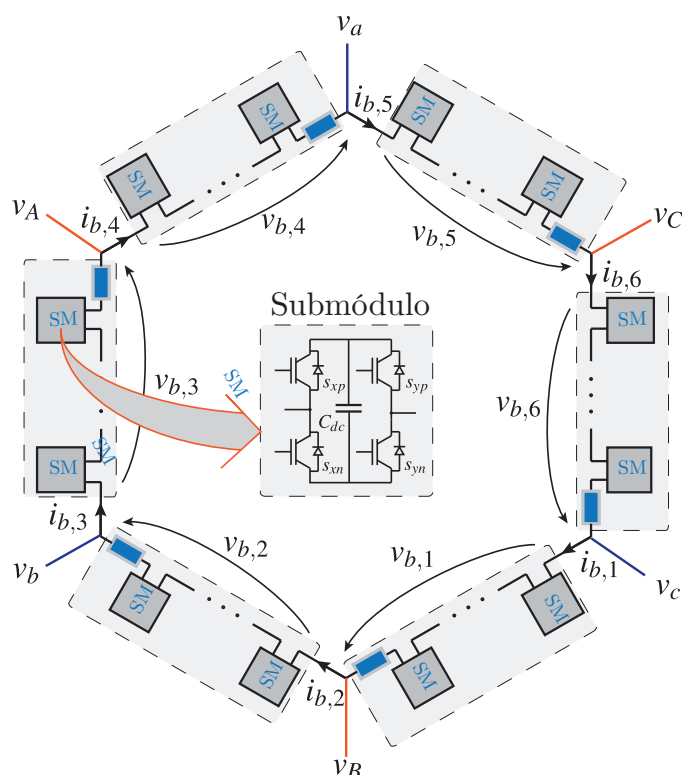
Ao comparar com os conversores matriciais, os elementos armazenadores de energia proporcionam capacidade de *ride through*, ou seja, capacidade do conversor manter-se em operação em situações de interrupção ou falha do sistema elétrico por um curto período de tempo.

2.2.3 Conversor DMMC trifásico-trifásico (hexverter)

Normalmente denominado na literatura com Hexverter, Hex-Converter ou conversor Hexagonal, devido a disposição dos braços, o conversor da Figura 7 utiliza apenas seis braços para fazer a conversão entre dois sistemas trifásicos (ZHANG; JIANG *et al.*, 2018).

Esse conversor é bastante atrativo devido a simplicidade da sua estrutura. Contudo, assim como no conversor MMC indireto (conversor indireto de frequência constituído por conversores MMC conectado em *back-to-back*), ele apresenta alguns desafios relacionados ao controle das tensões de barramento quando o conversor opera com frequências muito próximas na entrada e na saída. Por isso ele têm sido empregado em aplicações de baixa velocidade (frequência de saída sempre inferior à frequência de entrada).

Figura 7 – Conversor DMMC trifásico-trifásico Hexverter.



Fonte: Wan, Liu e Jiang (2013).

Ao contrário do conversor MMC, que é amplamente conhecido e divulgado na literatura, os conversores modulares multiníveis diretos ainda são pouco estudados e possuem menos material bibliográfico.

Isso pode ser observado com uma breve pesquisa na base de dados do Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE), no site ieeexplore.ieee.org, ao pesquisar o termo "MMC" é retornado 3428 resultados entre artigos científicos, livros e revistas, enquanto o termo "Direct Modular Multilevel Converter" resulta em 816 artigos e o termo "Hexverter" retorna apenas 17 artigos.

Um dos primeiros artigos publicados sobre o Hexverter é dos autores L. Baruschka e A. Mertens (2011). O artigo apresenta o equacionamento do conversor de maneira genérica, sendo observado o comportamento das potências nos braços do conversor, apresentando um modelo desacoplado em variáveis $\alpha\beta 0$ e comparado algumas características de operação entre o conversor Hexverter e o MMC *back-to-back*, como variação de energia nos barramentos dos submódulos.

Contudo, neste artigo (BARUSCHKA, L.; MERTENS, A., 2011) vários pontos importantes são negligenciados pelos autores, uma vez que eles não apresentam de maneira detalhada como é implementado o controle e a modulação do conversor. Além disso nos resultados é considerado um ponto de operação onde a potência de entrada é igual a potência de saída e a potência reativa nos dois sistemas trifásicos são consideradas nulas.

Essa simplificação adotada no artigo pode mascarar um possível desbalanço de potência entre os braços, uma vez que ao processar potência reativa o conversor Hexverter tende a gerar um desbalanço de potência entre os braços e, conseqüentemente, causar um desbalanço de tensão entre os braços. Neste caso, a operação do conversor poderia se tornar inviável em caso de demanda de potência reativa, uma vez que não se pode garantir o balanço de tensão dos submódulos para toda faixa de operação do conversor.

Posteriormente, outros trabalhos foram publicados para contribuir nos estudos do DMMC Hexverter, contribuindo com estratégias de controle, modulação e projeto, bem como diferentes aplicações para o conversor. A seguir são abordados os principais artigos que contribuem para os estudos do conversor Hexverter, entre elas contribuição para a análise e modelagem do conversor, estratégias de controle bem com aplicações promissoras para o conversor.

2.2.3.1 Estratégia de controle do conversor Hexverter

Dentre esses os artigos publicados que contribuem para os estudos do controle do conversor, destacam-se os artigos publicados por Karwatzki, Baruschka, von Hofen *et al.* (2014) e Fan *et al.* (2015). Estes artigos propõem estratégias de controle para a energia nos braços do conversor, com o intuito de regular as tensões nos barramentos dos submódulos do conversor.

2.2.3.1.1 Abordagem de controle generalizada para conversores modulares multiníveis

No artigo *Generalized Control Approach for a Class of Modular Multilevel Converter Topologies* (Karwatzki, Baruschka, von Hofen *et al.* (2014)) os autores apresentam um controle generalizado para uma classe de conversores modulares multiníveis, entre eles o conversor Hexverter.

O controle proposto consiste em um controle de corrente baseado em uma representação em espaço de estados e o controle do balanço de energia dos braços do conversor, sendo que para o controle do balanço de energia dos braços é otimizado para minimizar a corrente adicional de circulação para o controle do conversor.

Os autores validam a estratégia de controle por simulação e experimentalmente, contudo, para isso consideram apenas o conversor modular multinível matricial, não sendo observado os resultados para outras topologias de conversores modulares multiníveis.

Os resultados são obtidos com um protótipo de 2,9 kW, com frequência da rede igual a 50 Hz e o conversor acionando um motor com frequência nominal de 16,7 Hz, assim como em L. Baruschka e A. Mertens (2011), é considerada a operação

sem potência reativa ($\cos\varphi = 1$ para rede e no motor), sendo que, apesar de propor uma estratégia de controle mais genérica não pode-se afirmar que o controle proposto pelos autores tenha uma operação adequada para todas condições de operação, especialmente quando considerado processamento de potência reativa pelo conversor.

2.2.3.1.2 Controle da tensão baseado na injeção de tensão de modo comum

No artigo *A Branch Energy Control Method Based on Optimized Neutral-Point Voltage Injection for a Hexagonal Modular Multilevel Direct Converter (Hexverter)* (Fan *et al.* (2015)), os autores apresentam uma estratégia de controle onde é injetada uma tensão de modo comum e uma corrente de circulação no conversor, que fazem o controle da potência dos braços do conversor, esta estratégia se assemelha bastante a metodologia de controle que será apresentada nesta tese.

Para este artigo foi utilizado modelo em MATLAB/SimuLink para a obtenção dos resultados de simulação, não sendo apresentados resultados experimentais. Diferente dos outros artigos mencionados anteriormente, neste caso, os autores apresentam resultados para o conversor operando com $\cos\varphi = 1$ na entrada do conversor e $\cos\varphi = 0.95$ na saída.

Apesar de apresentar resultado adequado para as correntes drenada pelo conversor, sendo obtido uma regulação adequada nas tensões de barramento, os autores não apresentam as tensões e correntes nos braços do conversor, e não mostram as correntes de circulação, desta forma não há como saber qual a amplitude da corrente de circulação do conversor necessária para atingir o balanceamento dos braços do conversor.

Nos capítulos posteriores da tese será mostrado que a corrente de circulação pode ter níveis significativos podendo estar na mesma ordem de grandeza das correntes drenadas pelo conversor.

2.2.3.1.3 Projeto de indutores acoplados para o conversor Hexverter

No artigo *Improved Hexverter Topology with Magnetically Coupled Branch Inductors* ((KARWATZKI; BARUSCHKA; KUCKA *et al.*, 2014)), os autores propõem uma metodologia de projeto para os indutores de circulação do conversor, sendo proposta uma metodologia de projeto e de construção de um indutor acoplado, o que possibilita a redução significativa do volume dos elementos magnéticos dos braços do conversor.

Com isso foi possível obter um modelo do conversor, em espaço de estados, que é mais simples, se comparado com o modelo do conversor tradicional em que cada braço possui seu indutor, além de reduzir significativamente o volume dos indutores de circulação, sendo estimada uma redução de 7,5 vezes no volume dos magnéticos de

circulação, sendo comparado o volume de indutores desacoplados com o projeto de indutor proposto.

Os autores afirmam não terem identificado nenhuma desvantagem de usar o indutor acoplado em relação aos indutores desacoplados.

2.2.3.1.4 Controle com frequência elétrica próxima de zero

O artigo *Low-Speed Drive Operation of the Modular Multilevel Converter Hexverter Down to Zero Frequency* (Baruschka et al. (2014)) propõem uma estratégia de controle do Hexverter para aplicações de acionamentos elétricos de baixa velocidade, com frequência próxima à zero, neste caso a ondulação de potência nos braços do conversor possui uma frequência muito baixa, o que implica em uma elevada ondulação na energia armazenada nos capacitores dos braços do conversor, ou seja, uma elevada ondulação de tensão no barramento dos submódulos.

2.2.3.2 Modulação do conversor Hexverter

Quanto a modulação do conversor, o trabalho *A comparative evaluation of modulation strategies for Hexverter-based Modular Multilevel Converters* (Robles-Campos e Mancilla-David (2019)) propõem e compara o desempenho de duas estratégias de modulação, sendo elas *Nearest Level Control* (NLC) e *Phase Disposition-Pulse Width Modulation* (PD-PWM) senoidal.

A modulação NLC é uma estratégia bastante empregada em conversores MMC, que basicamente consistem em um processo de ordenação (*sorting*), onde com base na tensão que deve ser aplicada pelo braço e as tensões de barramento dos submódulos do braço são escolhidos os braços que devem ou não ser conectados.

Já a modulação PD-PWM, que é bastante empregada em diversas topologias de conversores multiníveis, consiste em comparar uma sinal de referência (sinal modulador) com n portadoras deslocadas em amplitude.

2.2.4 Aplicações do conversor Hexverter relatadas na literatura

Nos itens a seguir são apresentadas possíveis aplicações para o conversor Hexverter, em artigos mais recentes, serão observados de forma breve ressaltando as principais vantagens e desvantagem para aplicações promissoras, ao final deste trabalho espera-se ter um bom embasamento para corroborar com os trabalhos já publicados.

2.2.4.0.1 Conversor CA-CC isolado unidirecional baseado no Hexverter

O trabalho *A Unidirectional Insulated AC-DC Converter Based on the Hexverter and Multipulse-Rectifier* (Lambert et al. (2019)), propõe um conversor CA-CC isolado

baseado no Hexverter e retificador multipulsos, sendo que o conversor gera, a partir da rede elétrica, tensões trifásicas com frequência mais elevada, que por sua vez alimenta um transformador $Y/Y - \Delta$ e um retificador doze pulsos, possibilitando reduzir de maneira significativa o volume do transformador, ao controlar a saída do conversor Hexverter impondo uma tensão com frequência mais elevada.

O artigo propõe cascatear o conversor Hexverter com um retificador de doze pulsos com saída série, sendo proposto um esquema de controle completo para o conversor, neste trabalho foi observado que o conversor consegue operar de forma adequada, mesmo com o conteúdo harmônico da corrente do retificador a diodos.

Nos resultados apresentados pode-se observar que a corrente de circulação é elevada em comparação as correntes na entrada e saída do conversor, sendo que elas estão na mesma ordem de grandeza. Sendo que para o protótipo implementado foi obtida uma amplitude de 5 A tanto para a corrente de entrada quanto a corrente de saída, enquanto o pico da corrente de circulação chegou a 3 A.

2.2.4.0.2 Transmissão em corrente alternada de baixa frequência

No Artigo *Hexverter-Based Optimal Low Frequency AC Transmission System* (Soriano Rangel e Mancilla-David (2018)), é proposto o emprego do Hexverter para transmissão de energia em *Low Frequency Alternating Current* (LFAC). A ideia central do artigo é que com a utilização do conversor poderia-se reduzir a frequência nas linhas de transmissão já existentes aumentando a capacidade de transmissão da linha. Os autores apontam a transmissão em LFAC como uma alternativa a transmissão HVDC, uma vez que possibilita redução de custos de implementação.

Os autores concluem que no caso de implementar o Hexverter em uma linha de transmissão já existente, a única mudança se dá na temperatura e na potência transferida pela linha, sendo assim, com a abordagem proposta pode-se ajustar a frequência da de transmissão em função da temperatura ou da transferência de potência desejada.

2.2.4.0.3 Armazenamento de energia em baterias

Zhang, Jiang *et al.* (2018) propõem a utilização do conversor com baterias conectadas nos barramentos dos submódulos, no artigo *The Study of a Battery Energy Storage System Based on the Hexagonal Modular Multilevel Direct AC/AC Converter (Hexverter)*, obtendo, com isso, um sistema de armazenamento de energia. Neste caso é feito o balanço de carga entre as baterias, mantendo as cargas equalizadas. O autores consideram frequências de 60 Hz e 50 Hz.

A utilização de baterias faz com que o conversor possa operar com potência de entrada diferente da potência de saída, e seja apropriado para aplicações de micror-

redes e com geração de energia de fontes renováveis, especialmente eólica, uma vez que um lado do conversor pode estar conectado a rede elétrica convencional enquanto o outro é conectada à uma fonte renovável.

A utilização de baterias no barramento dos submódulos é bastante interessante, principalmente pelo fato de substituir os capacitores, com o emprego de baterias é possível obter ondulações de tensão no barramento bastante reduzidas, além de permitir com que desbalanço de potência nos braços sejam absorvidos pelas baterias e proporcione uma dinâmica melhor e mais controlável.

2.2.4.0.4 Acionamentos elétricos

No artigo (LIU *et al.*, 2018) (*A Partial Energy Input Based Three-Port Cascade Multi-level Hexverter and Its Loop Current Control*) é proposto um conversor híbrido do conversor multinível cascata e o DMMC Hexverter, sendo denominado *three-port cascaded multi-level hexverter*. Os autores propõem alimentar os barramentos dos submódulos empregando um transformador multipulso e retificadores passivos, enquanto o Hexverter aciona dois motores independentes.

A alimentação do conversor é feita com retificador multipulsos, sendo alimentado o barramento dos submódulos do conversor diretamente, de três dos seis braços do conversor. O controle dos motores foi feito com controle V/f e modulação SPWM.

Essa configuração permite que durante a frenagem de um motor a energia regenerada para o barramento do conversor seja consumida pelo outro motor, fazendo com que a tensão dos barramentos dos submódulos seja mantida constante.

2.2.4.0.5 Topologia Hex-Y

Blaszczyk (2018) propõem a adição de braços conectados em estrela ao Hexverter, com isso possibilita-se que a corrente tenha mais caminhos para fluir, o que possibilita a redução das amplitudes de corrente nos braços do conversor.

Neste caso o conversor é modificado para ter mais caminhos de circulação de corrente pelo braços adicionais do conversor, aumentando o grau de liberdade para o controle, de certa forma, pode-se dizer que o conversor fica mais semelhante ao conversor DMMC Matricial.

Além disso o artigo apresenta uma análise mais detalhada do desempenho do conversor em comparação aos conversores MMC indireto DMMC matricial e Hexverter clássico.

Além desses estudos e contribuições para o conversor, também podem ser encontrados estudos mais abrangentes, que abordam não apenas o Hexverter, mas também toda família de conversores modulares multiníveis, como em (ILVES; BESSEGATO; NORRGA, 2014; KARWATZKI; BARUSCHKA; MERTENS, 2015) onde são

realizadas comparações entre as diferentes topologias de conversores DMMC e MMC *back-to-back* ou em (KARWATZKI; MERTENS, 2018) onde os autores propõem uma metodologia de controle generalizada para conversores DMMC.

De maneira geral, pode-se dizer que já existe uma base para a modelagem e controle do conversor hexverter na literatura, contudo algumas particularidades ainda não são bem exploradas e não ficam muito claras nos artigos já publicados.

Dentre os principais pontos que ainda necessitam de mais aprofundamento nos estudos podemos citar a análise da corrente de circulação, que não é apresentada de forma clara na maioria dos artigos, contribuição para a análise estática e dinâmica do conversor, modelo do conversor em variáveis dq.

2.2.5 Sistema de Modulação e Controle de Conversores DMMC

Os conversores DMMC diferenciam-se do MMC basicamente em duas características: A primeira é o arranjo dos braços. Como visto anteriormente cada topologia é constituída por um número diferente de braços e com conexões distintas, cada uma dessas variações apresentando diferentes características e vantagens se comparadas entre si; A segunda diferença está nos submódulos que compõem os braços que, no caso do MMC, são comumente compostos por submódulos meia ponte enquanto no DMMC esses módulos devem obrigatoriamente ser realizados por módulos ponte completa, uma vez que no DMMC, o conversor opera com tensões positivas e negativas nas duas portas.

O funcionamento dos braços e submódulos para o conversor MMC e para os conversores DMMC se dá de forma muito semelhante, uma vez que a única diferença é que no caso do conversor DMMC os braços podem inverter a polaridade da tensão gerada em seus terminais.

Com isso, pode-se concluir que todo o conhecimento que se tem quanto a modulação e controle do conversor MMC pode ser aplicada em conversores DMMC realizando alguns ajustes.

2.3 COMPARAÇÃO ENTRE AS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES MODULARES MULTINÍVEIS

Conforme mencionado anteriormente os conversores MMC e DMMC são diferenciados, basicamente, pelos números de braços e como é feita a conexão dos braços entre a saída e a entrada do conversor.

De acordo com o estudo apresentado por Ilves, Bessegato e Norrga (2014) o conversor MMC em configuração *back-to-back* é mais adequado para a operação síncrona, quando a entrada e a saída operam com a mesma frequência fundamental. Isto porque a topologia apresenta menor ondulação de potência e permitiria trabalhar

com menor esforços de corrente e de tensão nos semicondutores, em comparação com as topologias M3C e Hexverter.

Contudo, as topologias M3C e Hexverter são mais adequadas para operação em baixa frequência, se comparadas com o MMC *back-to-back*.

Contudo, o estudo (ILVES; BESSEGATO; NORRGA, 2014) não quantifica as perdas nos conversores e ressalta que esse é um critério importante para determinar a topologia mais adequada para cada aplicação.

Karwatzki, Baruschka e Mertens (2015) apresenta uma comparação mais quantitativa em relação aos três conversores, apresentando os dados da Tabela 3, onde são comparadas as três topologias para conexão de um aerogerador de 10 MW, 25 Hz, 6,6 kV à rede elétrica com mesma amplitude de tensão. Observa-se que o conversor Hexverter é o que possui o menor número de submódulos e os maiores níveis de corrente nos braços entre os três.

Tabela 3 – Comparação dos conversores para conexão de um aerogerador de 10 MW, 25 Hz, 6,6 kV com a rede elétrica de 6,6 kV; com fator de deslocamento de $\cos(\varphi) = 1$; parâmetros do MMC *back-to-back* apresentado separadamente para o lado da rede / lado do gerador.

<i>Conversor</i>	<i>Hexverter</i>	<i>M3C</i>	<i>MMC back-to-back</i>
Tensão máxima por braço / kV	10,78	10,78	10,78
Número de submódulos	6·12 = 72	9·12 = 108	12·12 = 144
Corrente máxima nos braços / kA	1,43	0,82	0,93/0,93
Corrente eficaz máxima nos braços / kA	0,72	0,42	0,54/0,54
Perdas de comutação / kW	370	320	240
Máxima variação de energia / kJ	6·24,1=144,6	9·9,2=82,8	6·13,8+6·27,6=248,4
Capacitância total / F	0,99	0,57	0,57+1,13=1,7

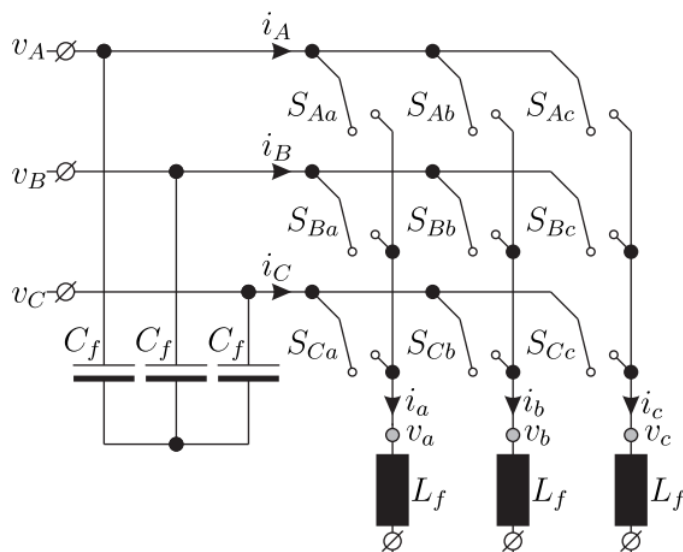
Fonte: Karwatzki, Baruschka e Mertens (2015).

Os autores ressaltam ainda que para o conversor Hexverter não foi considerado a injeção de correntes de circulação, como é feito no conversor MMC e M3C, o que possibilita a redução da ondulação de energia nos braços. Conclui-se então, que com diferentes estratégias de controle e modulação se pode obter diferentes resultados, sendo possível melhorar algumas características do conversor. Para os autores, o conversor Hexverter pode ser uma alternativa adequada para os conversores MMC e M3C, sobretudo em faixas de potência mais baixas.

2.4 CONVERSOR DIRETO AC-AC MATRICIAL CONVENCIONAL

O conversor matricial convencional faz a conversão entre duas sistemas de corrente alternada com características diferentes, sendo um sistema com característica de fonte de tensão e o outro com característica de fonte de corrente, sem empregar elementos armazenadores de energia, fazendo a conversão de energia em um único estágio.

Figura 8 – Conversor matricial convencional.



Fonte: Jappe (2015).

O conversor matricial convencional conecta os dois sistemas ligando cada fase de um sistema com todas as fase do outro empregando interruptores de quatro quadrantes (que podem ser implementados por duas chaves IGBT em antiparalelo, por exemplo), a Figura 8 apresenta o conversor matricial clássico para conversão entre dois sistemas trifásicos.

Devido ao conversor matricial não empregar elementos armazenadores de energia é possível obter um conversor com reduzido volume e, conseqüentemente, alta densidade de potência.

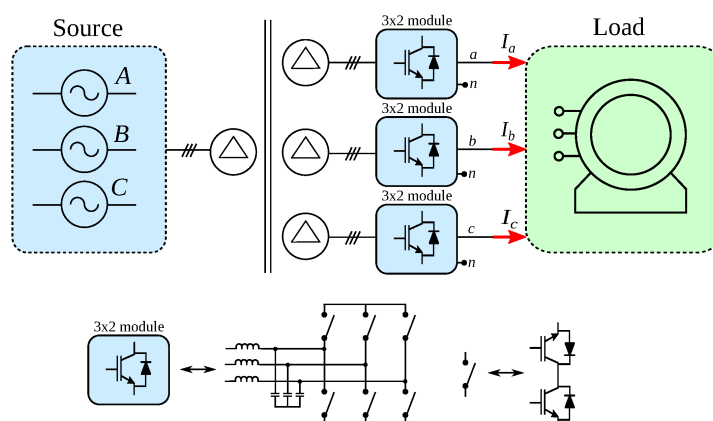
Contudo, devido à ausência dos elementos armazenadores é necessário que o acionamento dos interruptores seja feito de maneira precisa, a fim de evitar um curto circuito no lado com característica de fonte de tensão ao mesmo tempo que é necessário garantir um caminho de circulação da corrente no outro sistema, com característica de fonte de corrente.

Em geral os conversores matriciais são empregados em aplicações de baixa potência e baixa tensão, principalmente devido a conversão em estágio único, sendo que a tensão de operação e tempo de resposta dos dispositivos semicondutores são os maiores limitantes para aplicações do conversor matricial em potências mais elevadas.

2.5 CONVERSOR MATRICIAL MULTIMODULAR

O conversor matricial multimodular é semelhante ao conversor cascata (CHB - do inglês, *cascade H-Bridge converter*). De forma semelhante ao conversor cascata, o conversor matricial multimodular também emprega um transformador multi pulso na entrada para alimentar os módulos do conversor e faz a associação das saídas dos

Figura 9 – Topologia do conversor matricial multimodular.



Fonte: Gili, Dias e Lazzarin (2022).

módulos para sintetizar a tensão trifásica na carga.

Contudo ao invés de retificar as tensões trifásicas para posteriormente fazer a inversão, como é feito no conversor cascata, no conversor matricial multimodular são empregados submódulos constituídos por conversores matriciais, que fazem a conversão direta da alimentação em corrente alternada do transformador.

Na Figura 9 é apresentado um exemplo de conversor matricial multimodular, onde os módulos são formados por conversores matriciais 3x2, transformando a tensão trifásica do transformador multipulso em uma saída monofásica.

Assim como no conversor cascata o conversor matricial multimodular possibilita sintetizar altos níveis de tensão na tensão na carga empregando semicondutores de baixa tensão ao aumentar o número de módulos associados em série, contudo, para isso é necessário aumentar o número de saídas do transformado multipulsos.

Considerando que o módulo de potência é constituído por um conversor matricial clássico é necessário empregar filtro capacitivo entre as fases do transformador multipulso e os interruptores de potência para ter uma entrada com característica de fonte de tensão.

Das principais desvantagens dessa topologia pode-se citar a necessidade de elevado número de dispositivos semicondutores (GILI, 2016), além do transformador multipulso que é um componente volumoso e pesado.

2.6 RESUMO E CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi revisado as principais topologias de conversores estáticos para a conversão de energia entre dois sistemas de corrente alternada.

Destacando-se a família de conversores modulares multiníveis, em especial o conversor Hexverter, que é o objeto de estudo dessa tese.

Pode-se que concluir que, até a presente data, ainda existe pouco material

disponível na literatura a respeito do conversor Hexverter, sendo que a maioria dos artigos não apresenta resultados claros, especialmente com relação à modelagem, modulação e controle do conversor.

Tendo isso em vista, este trabalho busca apresentar de forma clara e objetiva a modelagem e propor uma estratégia de controle para o conversor hexverter, conforme apresentado nos capítulos a seguir.

3 O CONVERSOR DIRETO MODULAR MULTINÍVEL HEXVERTER

3.1 TOPOLOGIA DO CONVERSOR HEXVERTER

O Hexverter é um conversor direto modular multinível (DMMC) que transfere energia entre duas portas com característica de fonte de tensão alternada trifásica. Para isso o conversor se utiliza de seis braços compostos por um indutor de circulação (L_c) e n submódulos conectados em série, conforme mostrado na Figura 10, sendo que os braços são dispostos de forma que hexagonal, dando origem ao nome do conversor Hexverter.

O Hexverter pode realizar a conexão entre dois sistemas trifásico com propriedades diferentes, como, por exemplo, diferentes amplitudes de tensões e correntes, diferentes frequências fundamentais e diferentes níveis de potência reativa. Neste trabalho essas conexões serão denominadas porta 1 (P_1) e porta 2 (P_2), sendo que a porta 1 compreende as fases A , B e C , enquanto a porta 2 é composta pelas fases R , S e T .

O conversor opera de forma semelhante ao conversor MMC, contudo como em ambas as portas as tensões são alternadas, ou seja, o conversor opera com tensões e correntes negativas e positivas.

Para a operação do Hexverter é necessário que os submódulos sejam do tipo ponte H (submódulos devem operar em quatro quadrantes). Enquanto para o MMC que opera com uma porta em corrente contínua é possível empregar submódulos meia

Figura 10 – Circuito do conversor hexverter com n submódulos por braço, sendo cada submódulo constituído por um conversor ponte H.

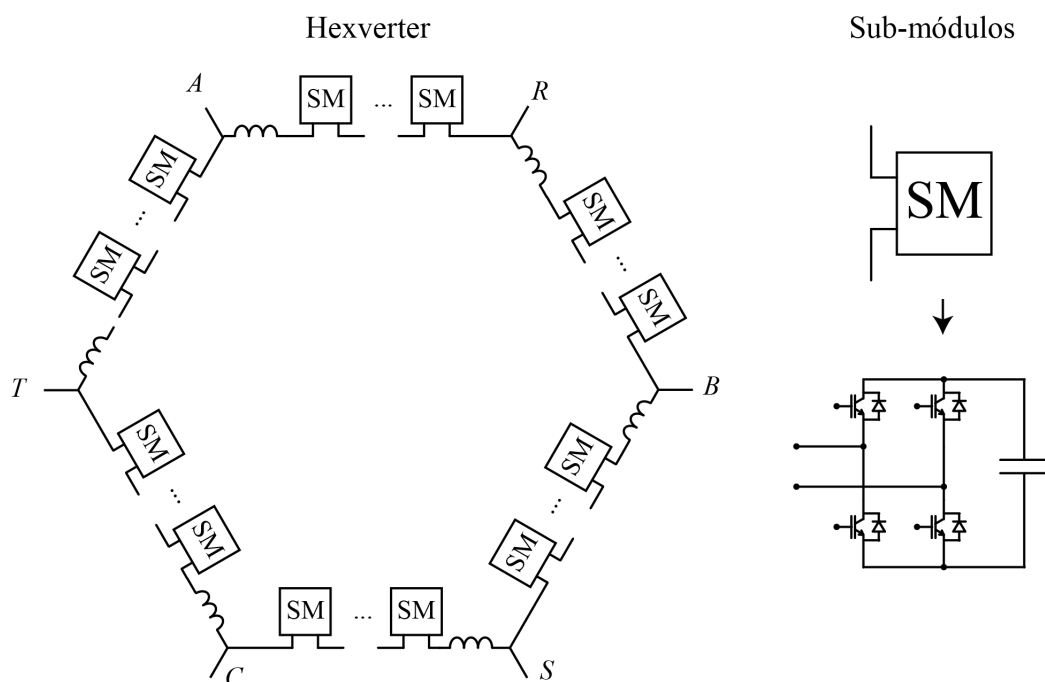
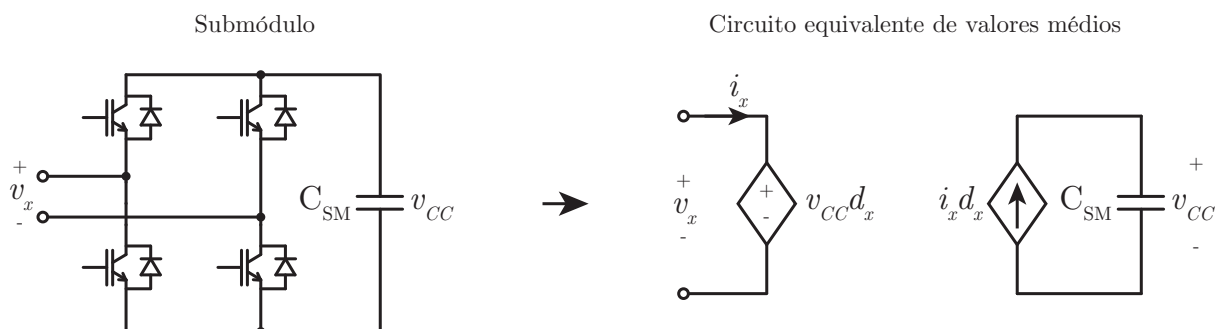


Figura 11 – Submódulo e circuito equivalente do submódulo em valores médios quase instantâneos.



ponde (submódulos podem operar em dois quadrantes).

O circuito do conversor é apresentado na Figura 10, cada braço do conversor é constituído por um indutor de circulação (L_c) e n submódulos conectados em série, que consistem em conversores ponte H.

Na Figura 11 é apresentado o circuito dos submódulos e seus circuitos equivalente em valores médios, sendo que para o conversor cada submódulo é uma fonte controlada de tensão que depende da tensão de barramento do submódulo e da razão cíclica.

Do ponto de vista do barramento do submódulo, o conversor é visto como sendo uma fonte controlada de corrente, sendo que a amplitude de corrente é determinada pela corrente de braço (corrente que circula pelos terminais do submódulo) e a razão cíclica. No circuito equivalente são desconsideradas todas as componentes de frequência superior a frequência de comutação.

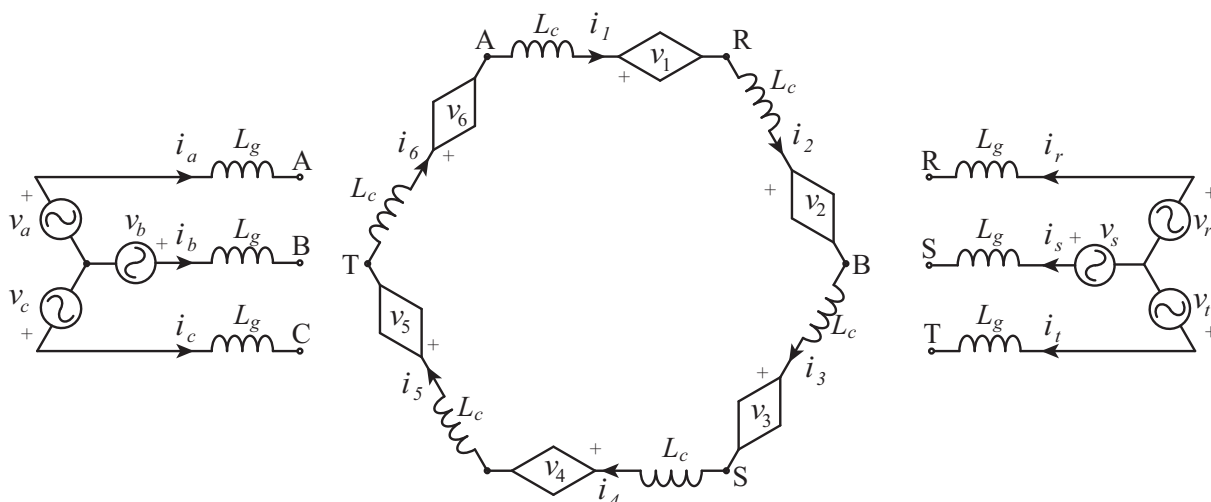
Considerando que o conversor opera de maneira adequada, ou seja, as potências processadas pelos braços são equilibradas e as tensões dos barramentos dos submódulos são equalizadas com ondulação de tensão limitada, os submódulos podem ser representados por fontes de tensões controladas equivalentes. Conforme mostrado na Figura 12, onde também são representadas as indutâncias de linha da porta 1 (L_{g1}) e da porta 2 (L_{g2}), bem como as tensões de fase e correntes de linha em todas as fases.

As tensões equivalentes impostas pelos submódulos são determinadas pelas tensões dos barramentos dos submódulos, índice de modulação de cada braço e o número de submódulos conectados em cada braço, sendo definidas por:

$$\begin{aligned} V_X &= n V_{CC} d_X \\ X &= \{1, 2, 3, 4, 5, 6\} \end{aligned} \quad (1)$$

Onde n é o numero de submódulos por braço, V_{CC} é a tensão do barramento dos submódulos e d_X é a razão cíclica referente ao braço X.

Figura 12 – Circuito equivalente do hexverter, mostrando as indutâncias de linha, tensões de fase e corrente de linha nas portas do conversor.



3.2 TENSÕES E CORRENTES NO CONVERSOR

Para descrever as grandezas de tensão e de corrente no conversor operando em regime permanente, inicialmente serão feitas algumas considerações quanto a operação do conversor, as quais permitam entender o mecanismo de funcionamento do mesmo. Posteriormente será generalizada a operação para outros casos de operação.

Será considerado que:

- O conversor opera com frequências constantes e diferentes nas duas portas, sendo a frequência fundamental na porta 1 dada por ω_1 e a frequência fundamental na porta 2 ω_2 .
- Serão consideradas que as correntes e tensões só possuem componentes nas frequências de entrada e saída, desprezando os efeitos nas frequência de comutação.
- As correntes drenadas nas duas portas são senoidais e equilibradas, mas podendo ser defasadas das respectivas tensões, em outras palavras será considerada a operação com processamento de potência reativa.

Considerando que o conversor opera com duas frequências distintas e constantes ele pode ser analisado pela superposição das duas componentes de frequência, na entrada e na saída.

Inicialmente, considera-se apenas a porta de entrada de frequência ω_1 que, para efeito de análise, será considerada menor frequência que ω_2 ($\omega_1 < \omega_2$). Considerando que a defasagem entre a tensão e a corrente na porta 1 seja dada por ϕ_1 , as correntes de linha drenadas pela porta 1 do conversor são iguais a:

$$\begin{aligned}
i_a &= \sqrt{3}I_{P1}\text{sen}(\omega_1 t - \phi_1) \\
i_b &= \sqrt{3}I_{P1}\text{sen}(\omega_1 t - 2\pi/3 - \phi_1) \\
i_c &= \sqrt{3}I_{P1}\text{sen}(\omega_1 t + 2\pi/3 - \phi_1)
\end{aligned} \tag{2}$$

Logo as correntes que circulam pelo conversor são as correntes de fase dadas por:

$$\begin{aligned}
i_{ab} &= I_{P1}\text{sen}(\omega_1 t + \frac{\pi}{6} - \phi_1) \\
i_{bc} &= I_{P1}\text{sen}(\omega_1 t - \frac{\pi}{2} - \phi_1) \\
i_{ca} &= I_{P1}\text{sen}(\omega_1 t + \frac{5\pi}{6} - \phi_1)
\end{aligned} \tag{3}$$

Sendo que as correntes nos braços são:

$$\begin{aligned}
i_1 = i_2 &= I_{P1}\text{sen}(\omega_1 t + \frac{\pi}{6} - \phi_1) \\
i_3 = i_4 &= I_{P1}\text{sen}(\omega_1 t - \frac{\pi}{2} - \phi_1) \\
i_5 = i_6 &= I_{P1}\text{sen}(\omega_1 t + \frac{5\pi}{6} - \phi_1)
\end{aligned} \tag{4}$$

Observa-se que as correntes que circulam nos braços do conversor são as correntes de fase, isso deve-se à estrutura do conversor Hexverter, como os braços estão conectados em Δ cada corrente de linha que entra no conversor é dividida em dois braços, resultando em correntes de amplitude $\sqrt{3}$ menor que as correntes de linha (conversão Δ).

Para determinar as tensões nos braços do conversor será considerado inicialmente que as tensões sobre os indutores são muito pequenas em comparação com as tensões impostas pelos submódulos, de tal forma que podem ser desconsideradas. Sendo assim, as tensões nos braços são iguais as tensões impostas na entrada pela rede de tal forma que:

$$\begin{aligned}
v_1 + v_2 &= \sqrt{3}V_{P1}\text{sen}(\omega_1 t + \frac{\pi}{6}) \\
v_3 + v_4 &= \sqrt{3}V_{P1}\text{sen}(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}) \\
v_5 + v_6 &= \sqrt{3}V_{P1}\text{sen}(\omega_1 t + \frac{5\pi}{6})
\end{aligned} \tag{5}$$

Existem infinitas combinações de tensões impostas pelos braços que são solução para as equações, contudo deve se observar que na outra porta as componentes na frequência da porta 1 devem ser nulas, uma vez que não se deseja circulação dessas componentes na porta 2. Para isso tem-se:

$$\begin{aligned}
v_2 + v_3 &= 0 \\
v_4 + v_5 &= 0 \\
v_6 + v_1 &= 0
\end{aligned} \tag{6}$$

Para satisfazer os dois requisitos as tensões impostas pelos braços são dadas pelas equações:

$$\begin{aligned}
v_1 = -v_6 &= V_{P1} \text{sen}(\omega_1 t) \\
v_3 = -v_2 &= V_{P1} \text{sen}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) \\
v_5 = -v_4 &= V_{P1} \text{sen}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3})
\end{aligned} \tag{7}$$

Observa-se que as tensões impostas pelos braços do conversor são tensões de fase, de tal forma que quando somadas se igualam às tensões de linhas na sua respectiva porta.

Repetindo esse procedimento para a porta 2 obtém-se as componentes de tensão e de corrente na frequência ω_2 , sendo que são componentes similares às obtidas para a porta 1, mas deslocadas devido a conexão das portas. Tem-se então as componentes de corrente para a frequência ω_2 dadas por:

$$\begin{aligned}
I_2 = i_3 &= I_{P2} \text{sen}(\omega_2 t + \frac{\pi}{6} - \phi_2 + \theta) \\
I_4 = i_5 &= I_{P2} \text{sen}(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} - \phi_2 + \theta) \\
I_6 = i_1 &= I_{P2} \text{sen}(\omega_2 t + \frac{5\pi}{6} - \phi_2 + \theta)
\end{aligned} \tag{8}$$

E as componentes de tensão:

$$\begin{aligned}
v_2 = -v_1 &= V_{P2} \text{sen}(\omega_2 t + \theta) \\
v_4 = -v_3 &= V_{P2} \text{sen}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3} + \theta) \\
v_6 = -v_5 &= V_{P2} \text{sen}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3} + \theta)
\end{aligned} \tag{9}$$

Observa-se que para a porta 2 além da defasagem entre a tensão e corrente na porta (ϕ_2) também foi considerado um ângulo θ , que considera a defasagem entre as tensões da porta 1 e as tensões da porta 2.

Para a operação do conversor com frequências distintas nas portas, esse ângulo θ tem pouca influência sobre o funcionamento do conversor, contudo, quando o conversor opera com $\omega_1 = \omega_2$, é de suma importância levar em consideração essa defasagem.

É importante salientar que o Hexverter, assim como todas topologias MMC, é um conversor do tipo Buck-Boost. Ou seja, a amplitude de tensão na porta 1 pode

ser maior ou menor que amplitude de tensão na porta 2 e vice-versa, mas elas estão limitadas pela tensão intermediária do barramento dos submódulos.

3.2.1 Valores de Tensão e Corrente no Tempo

Fazendo a superposição das componentes nas duas frequências obtém-se os valores de tensão e de corrente nos braços do conversor, sendo as correntes dadas por:

$$\begin{aligned}
 i_1 &= I_{P1} \text{sen}(\omega_1 t + \frac{\pi}{6} - \phi_1) + I_{P2} \text{en}(\omega_2 t + \frac{5\pi}{6} - \phi_2 + \theta) \\
 i_2 &= I_{P1} \text{sen}(\omega_1 t + \frac{\pi}{6} - \phi_1) + I_{P2} \text{sen}(\omega_2 t + \frac{\pi}{6} - \phi_2 + \theta) \\
 i_3 &= I_{P1} \text{sen}(\omega_1 t - \frac{\pi}{2} - \phi_1) + I_{P2} \text{sen}(\omega_2 t + \frac{\pi}{6} - \phi_2 + \theta) \\
 i_4 &= I_{P1} \text{sen}(\omega_1 t - \frac{\pi}{2} - \phi_1) + I_{P2} \text{sen}(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} - \phi_2 + \theta) \\
 i_5 &= I_{P1} \text{sen}(\omega_1 t + \frac{5\pi}{6} - \phi_1) + I_{P2} \text{sen}(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} - \phi_2 + \theta) \\
 i_6 &= I_{P1} \text{sen}(\omega_1 t + \frac{5\pi}{6} - \phi_1) + I_{P2} \text{sen}(\omega_2 t + \frac{5\pi}{6} - \phi_2 + \theta)
 \end{aligned} \tag{10}$$

E as tensões dadas por:

$$\begin{aligned}
 v_1 &= V_{P1} \text{sen}(\omega_1 t) - V_{P2} \text{sen}(\omega_2 t + \theta) \\
 v_2 &= V_{P2} \text{sen}(\omega_2 t + \theta) - V_{P1} \text{sen}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) \\
 v_3 &= V_{P1} \text{sen}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) - V_{P2} \text{sen}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3} + \theta) \\
 v_4 &= V_{P2} \text{sen}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3} + \theta) - V_{P1} \text{sen}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) \\
 v_5 &= V_{P1} \text{sen}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) - V_{P2} \text{sen}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3} + \theta) \\
 v_6 &= V_{P2} \text{sen}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3} + \theta) - V_{P1} \text{sen}(\omega_1 t)
 \end{aligned} \tag{11}$$

3.2.2 Tensões e correntes de modo comum

Além das componentes diferenciais de corrente e de tensão no conversor, apresentadas anteriormente, durante a operação do conversor também podem aparecer correntes e tensões de modo comum, que podem ser oriundas das entradas das portas (tensões de alimentação ou cargas conectadas em cada porta) bem como tensões de modo comum geradas pelo próprio conversor.

Para diferenciar esses dois tipos de tensões de modo comum, elas serão designadas como componentes de modo comum externas (oriundas das portas) e componentes de modo comum internas (geradas pelo conversor).

3.2.2.1 Componentes de modo comum externas

São as componentes de modo comum nas entradas das portas, sendo definidas, para a porta 1, como:

$$\begin{aligned} i_{MCP1} &= i_a + i_b + i_c \\ v_{MCP1} &= \frac{v_a + v_b + v_c}{3} \end{aligned} \quad (12)$$

Sendo a corrente de modo comum calculada com as correntes de linha, enquanto a tensão de modo comum é calculada com base nas tensões de fase.

Analogamente para a porta 2 temos:

$$\begin{aligned} i_{MCP2} &= i_r + i_s + i_t \\ v_{MCP2} &= \frac{v_r + v_s + v_t}{3} \end{aligned} \quad (13)$$

Considerando que não há conexão entre os pontos neutros das duas portas, a corrente de modo comum será nula. Contudo, quando houver a conexão entre os neutros da porta, haverá circulação de corrente de modo comum, que dependerá não apenas da tensão de modo comum externa, mas também da tensão de modo comum interna (tensão imposta pelo conversor).

Em outras palavras, a corrente de modo comum externa pode ser controlada pelo conversor, quando existir a conexão entre os neutros da duas portas. Além disso as correntes de modo comum na porta 1 e na porta 2 são iguais porém com sentido invertido.

3.2.2.2 Componentes de modo comum internas

Para as componentes de modo comum geradas pelo conversor tem-se tensões e correntes de modo comum delta ($i_{0\Delta}$ e $v_{0\Delta}$) e tensões e correntes de modo comum estrela (i_{0Y} e v_{0Y}), sendo definidas como:

$$\begin{aligned} i_{0\Delta} &= \frac{i_1 + i_2 + i_3 + i_4 + i_5 + i_6}{6} \\ v_{0\Delta} &= v_1 + v_2 + v_3 + v_4 + v_5 + v_6 \\ i_{0Y} &= i_1 - i_2 + i_3 - i_4 + i_5 - i_6 \\ v_{0Y} &= \frac{v_1 - v_2 + v_3 - v_4 + v_5 - v_6}{6} \end{aligned} \quad (14)$$

Dadas estas componentes de modo comum, observa-se que as componentes delta são as tensões de modo comum nos braços, que são responsáveis pelo surgimento da corrente de circulação no conversor, enquanto a componente de corrente delta é a própria corrente de circulação do conversor.

Além disso, as componentes de modo comum estrela, que são definidas como a média da diferença entre os braços ímpares e os braços pares. Essas componentes

não são evidentes no circuito do conversor, e serão evidenciadas no modelo equivalente que será apresentado na seção seguinte. Pode-se observar também que

$$\begin{aligned}
 i_a &= i_1 - i_6 \\
 i_b &= i_3 - i_2 \\
 i_c &= i_5 - i_4 \\
 i_r &= i_2 - i_1 \\
 i_s &= i_4 - i_3 \\
 i_t &= i_6 - i_5
 \end{aligned} \tag{15}$$

o que implica em:

$$\begin{aligned}
 i_{0Y} &= i_1 - i_2 + i_3 - i_4 + i_5 - i_6 \\
 &= i_a + i_b + i_c = i_{MCP1} \\
 &= -i_r - i_s - i_t = -i_{MCP2}
 \end{aligned} \tag{16}$$

Observando a Equação (16) conclui-se que as correntes de modo comum externas são iguais a componente de modo comum interna estrela (i_{0Y}), sendo que a corrente de modo comum na porta 2 é igual ao negativo das outras componentes devido à definição dos sentidos das correntes ($i_{0Y}=i_{MCP1}=-i_{MCP2}$).

3.3 RELAÇÕES DE GANHO ENTRE A PORTA 1 E A PORTA 2 DO CONVERSOR

Nesta seção serão analisadas as relações entre as grandezas na porta 1 e na porta 2, determinando o ganho de tensão, de corrente e de potência aparente entre as duas portas. Para isso serão feitas as seguintes considerações.

Primeiramente considera-se que a potência na porta 1 é igual a potência na porta 2, o que implica em:

$$I_{P1}V_{P1}\cos(\phi_1) = I_{P2}V_{P2}\cos(\phi_2) \tag{17}$$

Considera-se que o ganho de amplitude de tensão entre as portas seja dada por g_V , conforme dado pela equação:

$$V_{P2} = g_V V_{P1} \tag{18}$$

Teoricamente o ganho de tensão pode variar de 0 à infinito ($0 < g_V < \infty$), contudo deve-se observar que a máxima tensão que um braço pode impor está limitada a somatória das tensões de barramento dos submódulos, o que implica que a soma das amplitudes das tensões de fase das duas portas seja menor ou igual à tensão de barramento dos submódulos, multiplicado pelo número de submódulos:

$$V_{P1} + V_{P2} \leq nV_{CC} \quad (19)$$

Uma vez determinada a relação entre as amplitudes das tensões, pode-se determinar o ganho de amplitude de corrente entre as duas portas:

$$I_{P2} = \frac{\cos(\phi_1)}{g_V \cos(\phi_2)} I_{P1} = g_I I_{P1} \quad (20)$$

Dados os ganhos de tensão e de corrente entre as duas portas do conversor, pode-se definir a relação entre a potência aparente nas duas portas:

$$g_S = \frac{I_{P1} V_{P1}}{I_{P2} V_{P2}} = \frac{\cos(\phi_1)}{\cos(\phi_2)} \quad (21)$$

3.4 ANÁLISE DA POTÊNCIA PROCESSADA PELO CONVERSOR

Dadas as tensões e as correntes dos braços do conversor, que foram determinadas na seção 3.2.1, pelas Equações 10 e 11, nesta seção serão calculadas as potências instantâneas nos braços. Com isso espera-se entender melhor o funcionamento do conversor, a fim de determinar uma estratégia de controle adequada para as tensões dos barramentos.

Também pretende-se entender melhor a interação entre as componentes de tensão e de corrente e sua influência na potência processada pelos braços do conversor e, conseqüentemente, na tensão de barramento dos submódulos.

Inicialmente será analisada a potência processada pelo conversor em cada braço, observando a influência das componentes diferenciais de tensão e corrente nos braços. São relativas às potências drenadas ou injetadas em cada porta do conversor.

Como visto anteriormente, cada braço do conversor está submetido às tensões e correntes com componentes nas frequências de entrada e de saída, dados os valores de tensão e corrente no braço 1.

$$\begin{aligned} i_1 &= I_{P1} \text{sen}(\omega_1 t + \frac{\pi}{6} - \phi_1) + I_{P2} \text{sen}(\omega_2 t + \frac{5\pi}{6} - \phi_2 + \theta) \\ v_1 &= V_{P1} \text{sen}(\omega_1 t) - V_{P2} \text{sen}(\omega_2 t + \theta) \end{aligned} \quad (22)$$

Realizando o produto das mesmas obtém-se o valor de potência instantânea no respectivo braço, determinando a potência no braço 1 (p_{B1}), como sendo:

$$\begin{aligned}
p_{B1} = & \frac{1}{2} \left(I_{P1} V_{P1} \cos \left[\frac{\pi}{6} - \phi_1 \right] - I_{P2} V_{P2} \cos \left[-\frac{\pi}{6} - \phi_2 \right] - \right. \\
& I_{P1} V_{P1} \cos \left[\frac{\pi}{6} - \phi_1 + 2\omega_1 t \right] + I_{P2} V_{P2} \cos \left[-\frac{\pi}{6} + 2\theta - \phi_2 + 2\omega_2 t \right] - \\
& I_{P2} V_{P1} \cos \left[\theta - \frac{\pi}{6} - \phi_2 + (\omega_1 + \omega_2) t \right] + I_{P1} V_{P2} \cos \left[\frac{\pi}{6} + \theta - \phi_1 + (\omega_1 + \omega_2) t \right] + \\
& \left. I_{P2} V_{P1} \cos \left[\theta - \frac{\pi}{6} - \phi_2 + (\omega_2 - \omega_1) t \right] - I_{P1} V_{P2} \cos \left[\theta - \frac{\pi}{6} + \phi_1 + (\omega_2 - \omega_1) t \right] \right) \quad (23)
\end{aligned}$$

Observa-se que a potência no braço pode ser dividida nas seguintes componentes:

- **Componente constante:** é o valor médio da potência. Essa componente está relacionada à transferência de potência, sendo dividida em duas parcelas, a primeira $\frac{1}{2} I_{P1} V_{P1} \cos \left[\frac{\pi}{6} - \phi_1 \right]$ que é a potência drenada da porta 1 e a segunda parcela $-\frac{1}{2} I_{P2} V_{P2} \cos \left[-\frac{\pi}{6} - \phi_2 \right]$ que é a potência injetada na porta 2. Observando o sinal fica evidente o sentido do fluxo de potência, sendo que o sinal positivo indica que a potência está sendo drenada pelo conversor enquanto o sinal negativo indica que o conversor está injetando potência, conclui-se então que a potência flui da porta 1 para a porta 2.
- **Componente de segunda harmônica:** são componentes oscilatórias de potência com o dobro das frequências fundamentais ($2\omega_1$ e $2\omega_2$), sendo que essa componente não transfere potência.
- **Componentes cruzadas:** são componentes oscilatórias oriundas da interação entre correntes da porta 1 e tensões da porta 2 e vice versa. Elas apresentam frequência na soma ($\omega_1 + \omega_2$) e na diferença ($\omega_1 - \omega_2$) das frequências fundamentais. Essas componentes também não transferem potência.

A potência oscilante não transfere potência e deve ser observada apenas para o projeto dos capacitores de barramento dos submódulos, pois elas influenciam diretamente na ondulação das tensões dos barramentos. Porém, para o controle do conversor, considerando o equilíbrio das tensões de barramento de submódulos, deve-se observar os valores médios de potência em cada braço.

A seguir são analisadas as componentes constantes e oscilatórias com maior detalhamento, o que posteriormente possibilitará determinar uma estratégia de controle adequada para equalizar as tensões de barramento dos submódulos e calcular a ondulação de tensão nos capacitores.

3.4.1 Potência média processada pelo conversor

As potências médias para os braços do conversor são dadas pelas equações:

$$\begin{aligned}
p_{B1} &= \frac{1}{2} \left(I_{P1} V_{P1} \cos \left[\frac{\pi}{6} - \phi_1 \right] - I_{P2} V_{P2} \cos \left[-\frac{\pi}{6} - \phi_2 \right] \right) \\
p_{B2} &= \frac{1}{2} \left(I_{P1} V_{P1} \cos \left[-\frac{\pi}{6} - \phi_1 \right] - I_{P2} V_{P2} \cos \left[\frac{\pi}{6} - \phi_2 \right] \right) \\
p_{B3} &= \frac{1}{2} \left(I_{P1} V_{P1} \cos \left[\frac{\pi}{6} - \phi_1 \right] - I_{P2} V_{P2} \cos \left[-\frac{\pi}{6} - \phi_2 \right] \right) \\
p_{B4} &= \frac{1}{2} \left(I_{P1} V_{P1} \cos \left[-\frac{\pi}{6} - \phi_1 \right] - I_{P2} V_{P2} \cos \left[\frac{\pi}{6} - \phi_2 \right] \right) \\
p_{B5} &= \frac{1}{2} \left(I_{P1} V_{P1} \cos \left[\frac{\pi}{6} - \phi_1 \right] - I_{P2} V_{P2} \cos \left[-\frac{\pi}{6} - \phi_2 \right] \right) \\
p_{B6} &= \frac{1}{2} \left(I_{P1} V_{P1} \cos \left[-\frac{\pi}{6} - \phi_1 \right] - I_{P2} V_{P2} \cos \left[\frac{\pi}{6} - \phi_2 \right] \right)
\end{aligned} \tag{24}$$

Toda energia processada pelos braços é armazenada nos capacitores de barramento. Em outras palavras se a potência de um braço é maior que zero esse braço está absorvendo energia, o que faz com que a tensão dos capacitores aumente.

No caso contrário, quando a potência do braço é negativa, os capacitores se descarregam fazendo com que a tensão dos barramentos de submódulo diminua.

Para que o conversor opere de forma adequada as tensões dos capacitores devem ter um valor médio constante. Para que isso aconteça, a potência média em todos os braços deve ser igual a zero.

Dado os valores de potência média nos braços, pode-se observar que existem duas componentes; uma positiva, que é a potência drenada da porta 1 e uma negativa, que é a potência injetada na porta 2. Além disso, essas componentes de potência dependem dos valores de corrente e de tensão nas duas portas, bem como a defasagem entre tensão e corrente.

Para entender melhor o comportamento da potência média nos braços do conversor, pode-se observar o diagrama vetorial das tensões e das correntes no conversor, como apresentado na Figura 13. Nela são mostradas as tensões do conversor e as correntes de fase que circulam pelos braços do conversor. Para fazer a análise da potência será considerado que o conversor opera com um controle adequado das correntes nas portas. Assim toda a potência que é absorvida em uma porta é injetada na outra, o que implica que a potência total do conversor seja nula.

Na Figura 13 (a) e (b), são apresentadas as componentes na porta 1 e porta 2, respectivamente, considerando um fator de deslocamento qualquer. Para manter a potência constante processada em cada porta constante os vetores de corrente (i_{ab} e i_{rs}) devem estar sobre a linha tracejada. Isso faz com que o produto escalar entre a tensão e a corrente de linha seja constante, o que significa que a potência transferida na porta seja constante.

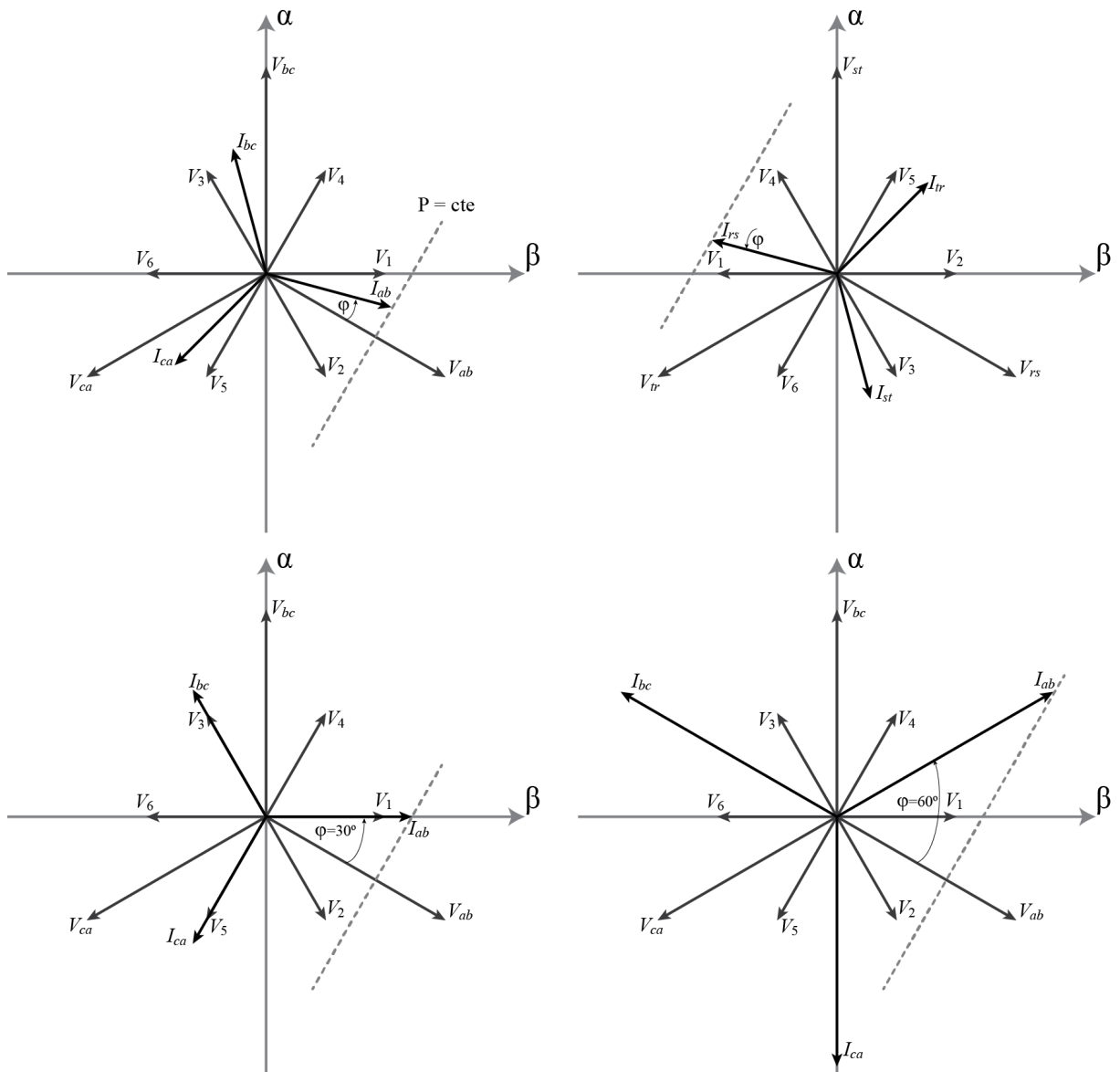
Na Figura 13 (c) e (d), são apresentados dois casos particulares para a porta 1. O primeiro com fator de deslocamento igual a $\sqrt{3}/2$ e o segundo com fator de deslocamento igual a meio. Observa-se que a projeção do vetor de corrente sobre o

vetor de tensão de linha é o mesmo, o que indica que a potência na entrada é constante, sendo que a diferença entre os dois casos é a potência reativa processada.

Lembrando que a corrente de linha i_{ab} circula pelos braços 1 e 2, pode-se observar o comportamento da potência nesses dois braços, que se repete para os demais braços do conversor. Ao analisar o digrama vetorial, pode-se observar que, ao contrário da potência na porta, a potência em cada braço não é mantida constante com a relação de ângulo e amplitude da corrente.

No caso que a defasagem entre a corrente e tensão é de 30° , o braço 1 processa a maior parte da potência ativa e nada da potência reativa, enquanto o braço 2

Figura 13 – Diagrama vetorial das correntes e tensões das portas em comparação com as tensões nos braços do conversor. (a) Tensões e correntes na porta 1, (b) Tensões e correntes na porta 2, (c) Tensões e correntes na porta 1 com $\phi_1 = 30^\circ$ e (c) Tensões e correntes na porta 1 com $\phi_1 = 60^\circ$



processa pouca potência ativa e todo o reativo. Uma vez que a corrente i_{ab} está em fase com a tensão do braço 1 e 60° defasada da tensão do braço 2.

Quando a defasagem chega a 60° tem-se o limite onde a potência ativa no braço 2 é nula e toda a potência é fornecida pelo braço 1, neste caso particular a corrente i_{ab} está 90° defasada da tensão imposta pelo braço 2, que não processa potência ativa oriunda da Porta 1.

Para ângulos maiores que 60° o braço 2 passa a absorver potência (uma vez que a defasagem entre a corrente i_{ab} e sua tensão é maior que 90°), sendo que o braço 1 além de processar toda a potência (por fase) da porta passa a transferir potência para o braço 2.

A potência injetada pela porta só se divide igualmente entre os braços quando a tensão e a corrente estão em fase. Em outras palavras, a potência de uma porta só será dividida igualmente entre os braços quando o fator de deslocamento ($\cos(\phi)$) for igual a zero. A injeção de potência reativa em uma porta implica em um desbalanço de potência processada pelos braços do conversor.

O mesmo comportamento é observado na porta 2, devido a rotação dos braços que ocorre devido aos pontos de conexão, há uma inversão na troca de potência com relação à defasagem. Isso faz com que a transferência de potência ocorra de forma semelhante à porta 1. Contudo a variação ocorre de forma inversa fazendo com que a defasagem seja oposta para o mesmo comportamento.

Com isso, pode-se concluir que, para que o conversor opere com as potências balanceadas os fatores de deslocamento devem obedecer a relação $\phi_1 = -\phi_2$, o que significa que para o conversor operar com potências balanceadas e sem compensação desse desbalanço, as portas devem processar a mesma quantidade de potência reativa.

Para estes casos o conversor opera com as potências nos braços balanceadas e para valores diferentes de defasagem haverá desbalanço, sendo necessária uma técnica de controle para balancear as potências nos braços.

3.4.2 Potências no conversor operando com frequências iguais ($\omega_1 = \omega_2$)

Quando o conversor opera com frequências fundamentais iguais nas duas portas ($\omega_1 = \omega_2$), a distribuição de potência entre os braços é modificada, uma vez que o conversor opera com apenas uma frequência fundamental.

Neste caso, as componentes de potência oscilante com a diferença e a soma das frequências, passam a ser componentes contínuas e oscilantes no dobro da frequência fundamental, respectivamente, conforme mostra a Equação (26).

Considerando as componentes de tensão e corrente no braço 1 tem-se:

$$\begin{aligned}
i_1 &= I_{P1} \text{sen}(\omega_1 t + \frac{\pi}{6} - \phi_1) + I_{P2} \text{sen}(\omega_1 t + \frac{5\pi}{6} - \phi_2 + \theta) \\
v_1 &= V_{P1} \text{sen}(\omega_1 t) - V_{P2} \text{sen}(\omega_1 t + \theta)
\end{aligned} \tag{25}$$

Que resulta na potência processada pelo braço:

$$\begin{aligned}
p_{B1} &= \frac{1}{2} \left(I_{P1} V_{P1} \cos \left[\frac{\pi}{6} - \phi_1 \right] - I_{P2} V_{P2} \cos \left[-\frac{\pi}{6} - \phi_2 \right] - \right. \\
& I_{P1} V_{P1} \cos \left[\frac{\pi}{6} - \phi_1 + 2\omega_1 t \right] + I_{P2} V_{P2} \cos \left[-\frac{\pi}{6} + 2\theta - \phi_2 + 2\omega_1 t \right] - \\
& I_{P2} V_{P1} \cos \left[\theta - \frac{\pi}{6} - \phi_2 + 2\omega_1 t \right] + I_{P1} V_{P2} \cos \left[\frac{\pi}{6} + \theta - \phi_1 + 2\omega_1 t \right] + \\
& \left. I_{P2} V_{P1} \cos \left[\theta - \frac{\pi}{6} - \phi_2 \right] - I_{P1} V_{P2} \cos \left[\theta - \frac{\pi}{6} + \phi_1 \right] \right)
\end{aligned} \tag{26}$$

Observa-se que quando o conversor opera com frequência igual nas duas portas o termo que oscilava com a diferença das frequências nas duas portas passa a ser um valor médio que, além dos valores de tensão e corrente em cada porta, da defasagem entre as tensões nas duas portas e a defasagem entre corrente e tensão em cada porta.

Para este caso particular de operação, pode haver um desbalanço nas tensões de barramento causado pela defasagem entre os sistemas, além da potência reativa em cada porta, esse desbalanço é dado por

$$\Delta P = \frac{1}{2} \left(I_{P2} V_{P1} \cos \left[\theta - \frac{\pi}{6} - \phi_2 \right] - I_{P1} V_{P2} \cos \left[\theta - \frac{\pi}{6} + \phi_1 \right] \right) \tag{27}$$

Considerando-se ainda que o ganho de tensão seja unitário ($g_v = 1$), pode-se simplificar a equação para

$$\Delta P = \frac{I_{P1} V_{P1}}{2 \cos(\phi_2)} \text{sen} \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) \text{sen} (\phi_1 + \phi_2) \tag{28}$$

Ao observar a Equação (28) pode-se notar que o desbalanço de potência, para o Hexverter operando com frequências iguais e tensão de mesma amplitude nas duas portas, está diretamente ligado à defasagem entre as tensões pelo termo $\text{sen} \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right)$ e com a defasagem entre a corrente tensão nas portas pelo termo $\text{sen} (\phi_1 + \phi_2)$.

com isso pode-se concluir que não há influência no desbalanço de potência quando a $\theta = \left\{ \frac{\pi}{6}, \frac{-5\pi}{6} \right\}$ ou $\phi_1 = -\phi_2$.

Portanto, essa parcela de potência contribui para o desbalanço de potência, que é ocasionada quando há processamento de potência reativa pelo conversor. Esse desbalanço de potência acarreta em um desbalanço de tensão entre os barramentos dos braços pares e ímpares do conversor, sendo que, esse desbalanço é dependente da defasagem θ .

Outra característica interessante a ser notada na operação com frequências e tensões iguais nas duas portas é com relação a tensão nos braços, neste caso o conversor pode operar com tensão nula nos braços dependendo da defasagem θ .

Considerando as equações de tensão 11, pode-se observar que para $\theta = 0$ as tensões nos braços ímpares é nula e nos braços pares é igual a tensão de linha, já para $\theta = \frac{-2\pi}{3}$ tem-se a situação oposta, onde os braços pares possuem tensão nula e os ímpares a tensão de linha.

De maneira generalizada pode-se definir a amplitude das tensões dos braços ímpares como

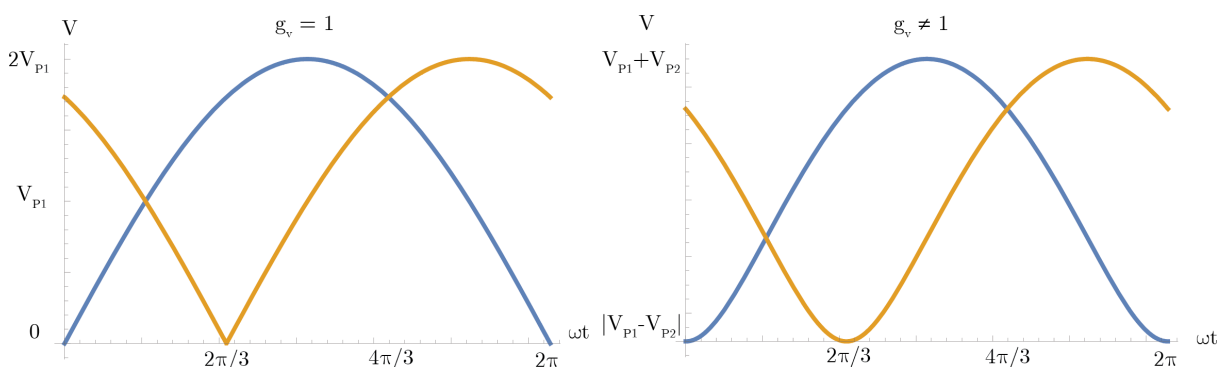
$$V_1 = V_3 = V_5 = V_{P1} \sqrt{1 - 2g_v \cos(\theta) + (g_v)^2} \quad (29)$$

Enquanto o pico das tensões pares é dada por

$$V_2 = V_4 = V_6 = V_{P1} \sqrt{1 - 2g_v \cos(\frac{2\pi}{3} + \theta) + (g_v)^2} \quad (30)$$

Na Figura 14 são mostradas as amplitudes das tensões dos braços pares e ímpares para o conversor operando com frequências iguais nas duas portas em função da defasagem θ .

Figura 14 – amplitudes das tensões dos braços pares e ímpares para o conversor operando com frequências iguais nas duas portas em função da defasagem θ ; considerando a operação com ganho de tensão unitário e para ganho diferente de 1.



Observa-se que para os dois casos as amplitudes de tensão nos braços variam entre o módulo da diferença do pico das tensões de fase na Porta 1 e na Porta 2 e a soma dos dois ($|V_{P1} - V_{P2}| < V < V_{P1} + V_{P2}$).

Além disso, no gráfico fica evidente que o conversor opera com amplitudes de tensões iguais para todos os braços do conversor em apenas dois pontos ($\theta = \{ \frac{\pi}{6}, \frac{4\pi}{3} \}$).

Considerando-se fator de deslocamento unitário nas duas portas as amplitudes de correntes nos braços apresentam comportamento semelhante ao das tensões, sendo defasado em $\pi/3$ radianos. Sendo que as amplitudes das correntes pode ser calculada pelas equações

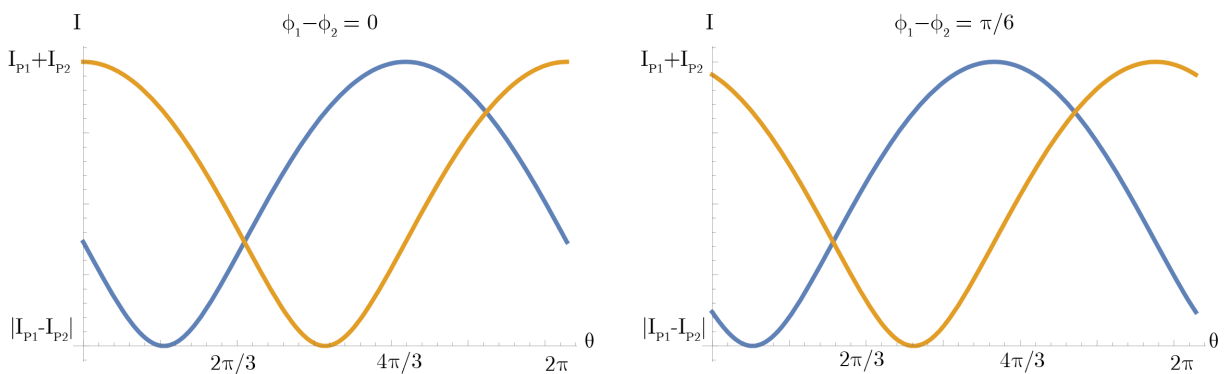
$$I_1 = I_3 = I_5 = \sqrt{I_{P1}^2 + 2I_{P1}I_{P2}\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3} + \phi_1 - \phi_2\right) + I_{P2}^2} \quad (31)$$

$$I_2 = I_4 = I_6 = \sqrt{I_{P1}^2 + 2I_{P1}I_{P2}\cos(\theta + \phi_1 - \phi_2) + I_{P2}^2} \quad (32)$$

Nas amplitudes das correntes é observada uma dependência da defasagem entre corrente e tensão nas duas portas ($\phi_1 - \phi_2$), sendo que essa diferença modifica a amplitude das correntes deslocando o gráfico de amplitude na mesma proporção da diferença das defasagens.

A amplitude das correntes em função da defasagem θ pode ser vista na Figura 15

Figura 15 – Amplitudes das correntes dos braços pares e ímpares para o conversor operando com frequências iguais nas duas portas em função da defasagem θ ; considerando a operação com $\phi_1 - \phi_2$ igual a 0 e $\pi/6$.



3.5 RESUMO E CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi feita uma análise do conversor operando em regime permanente, considerando sua operação adequada, com o intuito de definir as grandezas de tensão e corrente nos braços do conversor, além dos ganhos de tensão e corrente entre as portas e a distribuição de potência entre os braços. Com isso foi possível compreender bem o funcionamento do conversor com o intuito de posteriormente propor uma estratégia de controle adequada para o mesmo.

Foi observado que as tensões dos barramentos dependem não apenas da potência ativa nas duas portas, mas também da potência reativa, sendo que o processamento de reativo pode ocasionar desbalanço de tensão nos braços do conversor.

4 TRANSFORMAÇÕES LINEARES DOS EIXOS DE REFERÊNCIA E CIRCUITOS EQUIVALENTES

No capítulo anterior foi apresentado o conversor Hexverter, sendo analisadas as grandezas de tensão e de corrente nos braços do conversor, considerando que o conversor opera de forma adequada. Com isso foi possível determinar as tensões que devem ser impostas pelos submódulos e as correntes que circulam por cada braço.

Foram determinadas as transformações que serão úteis na determinação das plantas e a estratégia de controle que será responsável pelo controle das correntes ou tensões nas portas, bem como a estabilidade do conversor.

Nesta seção serão apresentadas algumas transformações lineares que são aplicadas às tensões e as correntes do conversor. Essas transformações possibilitarão obter circuitos equivalentes do conversor Hexverter, visando obter circuitos desacoplados, onde as correntes e as tensões nas portas possam ser controladas de forma independente, de maneira semelhante aos controles que já são empregados em VSC.

4.1 TRANSFORMAÇÃO DO CONVERSOR HEXVERTER PARA CIRCUITO EQUIVALENTE ESTRELA

Considerando que as componentes de modo comum são nulas pode-se escrever a transformação que relaciona as tensões de fase com as tensões de linha, sendo que ela é definida pela equação matricial

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} \quad (33)$$

No Hexverter, cada braço impõe um valor de tensão de forma a gerar tensões de linha, considerando dois braços subsequentes eles estão sempre conectados a uma tensão de linha de uma das duas portas, como, por exemplo, $v_1 + v_2 = v_{ab}$.

Agrupando todos os braços obtém-se a transformação das tensões dos braços do conversor em tensões de linha, de forma que todas as tensões de linha da porta P1 (v_a , v_b e v_c) e da porta P2 (v_r , v_s e v_t) podem ser determinadas como a soma da tensão de dois braços do conversor, sendo dada por:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \\ v_{rs} \\ v_{st} \\ v_{tr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} \quad (34)$$

Aplicando a transformação das tensões de linha em tensões de fase tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} \quad (35)$$

Desenvolvendo a multiplicação é obtida a transformação das tensões de braço para as tensões de fase:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & -1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} \quad (36)$$

É importante ressaltar que o conversor possui seis braços que podem gerar tensões que são independentes entre si, sendo possível interpretar o conversor como um sistema de seis dimensões linearmente independentes.

Contudo quando é aplicada a transformação apresentada aqui (Equação (36)), obtém-se dois sistemas trifásicos, onde uma das componentes pode ser descrita como combinação linear das outras duas. Em outras palavras, a transformação reduz a dimensão do sistema para quatro, isso ocorre porque a terceira linha da matriz de transformação é igual ao negativo da soma da primeira e da segunda linha e a última linha é o negativo da soma das linhas quatro e cinco.

Essa redução na dimensão do sistema ocorre pelo fato de serem desconsideradas as componentes de modo comum. Uma vez que a Equação (33), utilizada para fazer a transformação das tensões de linha em tensões de fase considera que a soma das tensões v_a , v_b e v_c seja igual à zero.

Como foi apresentado anteriormente o conversor possui duas componentes de modo comum internas, sendo que com a utilização dessas duas componentes é possível obter uma transformação onde os vetores de base sejam linearmente independentes.

Como apresentado anteriormente na Equação (15), as correntes de linha podem ser representadas diretamente pelas correntes de braço, resultando na equação:

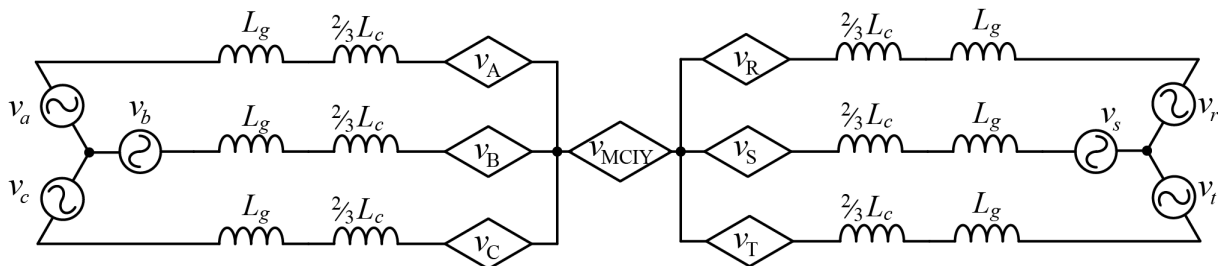
$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{i}_r \\ \dot{i}_s \\ \dot{i}_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{i}_3 \\ \dot{i}_4 \\ \dot{i}_5 \\ \dot{i}_6 \end{bmatrix} \quad (37)$$

Observa-se que no caso das correntes o grau de liberdade é igual a cinco e neste caso a corrente i_{0Y} pode ser calculada em função das correntes de linha. Contudo, com essa transformação é perdida a informação da corrente de circulação ($i_{0\Delta}$).

4.1.1 Circuito equivalente estrela

Aplicando as transformações 36 e 37, pode-se obter um circuito equivalente estrela do conversor Hexverter, resultando em um circuito equivalente que desacopla as tensões diferenciais das duas portas, sendo que a única interação entre as duas portas se dá pelas componentes de modo comum estrela, tensões (v_{0Y} , v_{MCP1} e v_{MCP2}) e corrente (i_{0Y}).

Figura 16 – Circuito equivalente estrela do conversor Hexverter, onde ficam evidenciadas as componentes de modo comum estrela no conversor.



Neste circuito equivalente ficam evidenciadas as componentes de modo comum estrela. Pode-se observar que a equação de corrente de modo comum interna estrela também pode ser escrita em função das variáveis do circuito equivalente, onde obtém-se a corrente de modo comum estrela:

$$i_{0Y} = i_1 - i_2 + i_3 - i_4 + i_5 - i_6 = i_a + i_b + i_c = -i_r - i_s - i_t \quad (38)$$

Observa-se que a transformação além de desacoplar as duas portas, fazendo com que no circuito equivalente não haja superposição das componentes de tensão e de corrente diferenciais de frequências diferentes, o circuito equivalente obtido é o circuito equivalente de dois conversores do tipo VSC, sendo possível aplicar as leis de controle que já são amplamente descritas na literatura como, por exemplo, controle

clássico ou controle moderno, sendo realizado em variáveis reais, $\alpha\beta 0$ ou variáveis $dq0$.

Uma vez que a lei de controle determina as tensões equivalentes de fase que devem ser impostas para controlar as correntes drenadas pelas portas, pode-se calcular as tensões que os braços devem impor com a transformação inversa de tensão de fase para tensão de braço, que é dada pela equação:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \\ v_R \\ v_S \\ v_T \end{bmatrix} \quad (39)$$

Onde são obtidas os valores reais de tensão que devem ser aplicados por cada braço do conversor. Pode-se observar que essa transformação é a matriz transposta da matriz que transforma as correntes de braço em correntes de linha.

4.2 TRANSFORMAÇÃO DO CONVERSOR HEXVERTER PARA EIXO DE COORDENADAS SÍNCRONAS

Neste trabalho será apresentado o controle e operação do conversor em eixo de coordenadas síncronas (coordenadas $dq0$). Para tal serão desenvolvidas as transformações lineares responsáveis pela mudança de base dos componentes reais do circuito para as componentes $dq0$.

Sabendo que a transformação trifásica abc para $dq0$ invariante em potência é dada por

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t) & \text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{cos}(\omega t) & \text{cos}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (40)$$

Aplicando a transformação $dq0$ a transformação das tensões de braço para as tensões de linha obtidas anteriormente na Equação (36) pode-se obter a transformação das tensões de braço para as tensões em coordenadas $dq0$:

$$\begin{bmatrix} v_{dP1} \\ v_{qP1} \\ v_{MCP1} \\ v_{dP2} \\ v_{qP2} \\ v_{MCP2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega_1 t) & \text{sen}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 & 0 \\ \text{cos}(\omega_1 t) & \text{cos}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \text{sen}(\omega_2 t) & \text{sen}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 & \text{cos}(\omega_2 t) & \text{cos}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (41)$$

$$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & -1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix}$$

Que resulta na transformação:

$$\begin{bmatrix} v_{dP1} \\ v_{qP1} \\ v_{MCP1} \\ v_{dP2} \\ v_{qP2} \\ v_{MCP2} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega_1 t + \frac{\pi}{6}) & \text{sen}(\omega_1 t + \frac{\pi}{6}) & \text{sen}(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}) & \text{sen}(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}) & \text{sen}(\omega_1 t + \frac{5\pi}{6}) & \text{sen}(\omega_1 t + \frac{5\pi}{6}) \\ \text{cos}(\omega_1 t + \frac{\pi}{6}) & \text{cos}(\omega_1 t + \frac{\pi}{6}) & \text{cos}(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}) & \text{cos}(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}) & \text{cos}(\omega_1 t + \frac{5\pi}{6}) & \text{cos}(\omega_1 t + \frac{5\pi}{6}) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \text{sen}(\omega_2 t + \frac{5\pi}{6}) & \text{sen}(\omega_2 t + \frac{\pi}{6}) & \text{sen}(\omega_2 t + \frac{\pi}{6}) & \text{sen}(\omega_2 t - \frac{\pi}{2}) & \text{sen}(\omega_2 t - \frac{\pi}{2}) & \text{sen}(\omega_2 t + \frac{5\pi}{6}) \\ \text{cos}(\omega_2 t + \frac{5\pi}{6}) & \text{cos}(\omega_2 t + \frac{\pi}{6}) & \text{cos}(\omega_2 t + \frac{\pi}{6}) & \text{cos}(\omega_2 t - \frac{\pi}{2}) & \text{cos}(\omega_2 t - \frac{\pi}{2}) & \text{cos}(\omega_2 t + \frac{5\pi}{6}) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} \quad (42)$$

Como mencionado anteriormente, a Equação (36) apresenta uma transformação sem levar em consideração as tensões de modo comum, o que fica evidente ao aplicar-se a transformada $dq0$, que resulta em componentes de modo comum (eixo 0) nulas.

Para manter a dimensão do sistema, as tensões de modo comum externas (v_{MCP1} e v_{MCP2}) são substituídas pelas componentes internas (v_{0Y} e $v_{0\Delta}$) conforme apresentadas na Equação (14). Além disso, foi introduzido um ganho de $\sqrt{3}$ na transformação e as componentes de modo comum.

Ao introduzir esse ganho na transformação os vetores da matriz são normalizados, o que faz com que a matriz de transformação seja normalizada (determinante igual a um), e por consequência a transformação obtida seja invariante em potência. Com isso, é obtida então a transformada das tensões de braço para as tensões em coordenadas síncronas:

$$\begin{bmatrix} v_{dP1} \\ v_{qP1} \\ v_{dP2} \\ v_{qP2} \\ v_{0Y} \\ v_{0\Delta} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega_1 t + \frac{\pi}{6}) & \text{sen}(\omega_1 t + \frac{\pi}{6}) & \text{sen}(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}) & \text{sen}(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}) & \text{sen}(\omega_1 t + \frac{5\pi}{6}) & \text{sen}(\omega_1 t + \frac{5\pi}{6}) \\ \text{cos}(\omega_1 t + \frac{\pi}{6}) & \text{cos}(\omega_1 t + \frac{\pi}{6}) & \text{cos}(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}) & \text{cos}(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}) & \text{cos}(\omega_1 t + \frac{5\pi}{6}) & \text{cos}(\omega_1 t + \frac{5\pi}{6}) \\ \text{sen}(\omega_2 t + \frac{5\pi}{6}) & \text{sen}(\omega_2 t + \frac{\pi}{6}) & \text{sen}(\omega_2 t + \frac{\pi}{6}) & \text{sen}(\omega_2 t - \frac{\pi}{2}) & \text{sen}(\omega_2 t - \frac{\pi}{2}) & \text{sen}(\omega_2 t + \frac{5\pi}{6}) \\ \text{cos}(\omega_2 t + \frac{5\pi}{6}) & \text{cos}(\omega_2 t + \frac{\pi}{6}) & \text{cos}(\omega_2 t + \frac{\pi}{6}) & \text{cos}(\omega_2 t - \frac{\pi}{2}) & \text{cos}(\omega_2 t - \frac{\pi}{2}) & \text{cos}(\omega_2 t + \frac{5\pi}{6}) \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} \quad (43)$$

Invertendo a matriz pode-se obter, então, a transformada inversa para as variáveis de tensão, que é dada por:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega_1 t) & \text{cos}(\omega_1 t) & -\text{sen}(\omega_2 t) & -\text{cos}(\omega_2 t) & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ -\text{sen}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{cos}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega_2 t) & \text{cos}(\omega_2 t) & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \text{sen}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{cos}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ -\text{sen}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & -\text{cos}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \text{sen}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) & -\text{cos}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ -\text{sen}(\omega_1 t) & -\text{cos}(\omega_1 t) & \text{sen}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dP1} \\ v_{qP1} \\ v_{dP2} \\ v_{qP2} \\ v_{0Y} \\ v_{0\Delta} \end{bmatrix} \quad (44)$$

Repetindo o mesmo procedimento para as componentes de corrente, pode-se encontrar a transformada abc para $dq0$ das correntes, bem como sua transformada inversa. Tem-se então:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{dP1} \\ \dot{i}_{qP1} \\ \dot{i}_{MCP1} \\ \dot{i}_{dP2} \\ \dot{i}_{qP2} \\ \dot{i}_{MCP2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega_1 t) & \text{sen}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 & 0 \\ \text{cos}(\omega_1 t) & \text{cos}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \text{sen}(\omega_2 t) & \text{sen}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 & \text{cos}(\omega_2 t) & \text{cos}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \dots \quad (45)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix}$$

Que resulta em:

$$\begin{bmatrix} i_{dP1} \\ i_{qP1} \\ i_{MCP1} \\ i_{dP2} \\ i_{qP2} \\ i_{MCP2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega_1 t) & -\text{sen}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_1 t) \\ \text{cos}(\omega_1 t) & -\text{cos}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{cos}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & -\text{cos}(\omega_1 t) \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\text{sen}(\omega_2 t) & \text{sen}(\omega_2 t) & -\text{sen}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{cos}(\omega_2 t) & \text{cos}(\omega_2 t) & -\text{cos}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{cos}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix} \quad (46)$$

Na transformação $dq0$ das correntes, pode-se observar que as componentes de modo comum são linearmente dependentes, o que já era esperado uma vez que a corrente de modo comum é a mesma para as duas portas. Observa-se também que há um ganho igual a $\frac{\sqrt{2}}{3}$ nas amplitudes das correntes em eixo $dq0$, em relação as amplitudes das correntes de braço do conversor, isso é devido à transformada $dq0$.

De forma semelhante ao que foi feito na transformada de tensão, onde as componentes de eixo 0 foram consideradas como sendo as tensões de modo comum internas normalizadas, aqui também será considerada as componentes de modo comum para obter a transformada.

Será considerada a Equação (14) normalizada para determinar as componentes de eixo zero, fazendo com que a transformada fique condizente com a transformada das tensões, obtendo assim:

$$\begin{bmatrix} i_{dP1} \\ i_{qP1} \\ i_{dP2} \\ i_{qP2} \\ i_{0Y} \\ i_{0\Delta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega_1 t) & -\text{sen}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_1 t) \\ \text{cos}(\omega_1 t) & -\text{cos}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{cos}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & -\text{cos}(\omega_1 t) \\ -\text{sen}(\omega_2 t) & \text{sen}(\omega_2 t) & -\text{sen}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{cos}(\omega_2 t) & \text{cos}(\omega_2 t) & -\text{cos}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{cos}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix} \quad (47)$$

Invertendo a matriz podemos obter então a transformada inversa para as variáveis de tensão, que é dada por:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega_1 t) & \text{cos}(\omega_1 t) & -\text{sen}(\omega_2 t) & -\text{cos}(\omega_2 t) & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\text{sen}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{cos}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega_2 t) & \text{cos}(\omega_2 t) & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \text{sen}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{cos}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\text{sen}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & -\text{cos}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \text{sen}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) & -\text{cos}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\text{sen}(\omega_1 t) & -\text{cos}(\omega_1 t) & \text{sen}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dP1} \\ i_{qP1} \\ i_{dP2} \\ i_{qP2} \\ i_{0Y} \\ i_{0\Delta} \end{bmatrix} \quad (48)$$

Determinadas as transformações pode-se fazer algumas observações; primeiramente, as transformações não são ortonormais, implicando em que as transformadas

inversas sejam diferentes das transpostas ($A^{-1} \neq A^T$), fenômeno que pode ser observado na transformada de trifásica (na transformada de Park trifásica invariante em potência tem-se que: $A^{-1} = A^T$). Isso se dá devido a geometria do conversor que faz os braços processarem tensões e correntes de fase.

Além disso, é observado que as linhas das transformadas de tensão e corrente são composta pelas respectivas componentes de linha, enquanto nas transformações inversas as colunas são compostas pelas componentes de fase, sendo que a transposta da transformada inversa de tensão é igual a transformada de corrente e vice-versa.

Para as tensões CC dos barramentos dos braços do conversor será considerada a transformação em eixo de referência estacionária a seguir:

$$\begin{bmatrix} v_{CC\alpha 1} \\ v_{CC\beta 1} \\ v_{CC\alpha 2} \\ v_{CC\beta 2} \\ v_{CC0Y} \\ v_{CC0\Delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & \frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{4} & -\frac{\sqrt{3}}{4} & -\frac{\sqrt{3}}{4} & \frac{\sqrt{3}}{4} & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & \frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{4} & -\frac{\sqrt{3}}{4} & -\frac{\sqrt{3}}{4} & \frac{\sqrt{3}}{4} \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{CC1} \\ v_{CC2} \\ v_{CC3} \\ v_{CC4} \\ v_{CC5} \\ v_{CC6} \end{bmatrix} \quad (49)$$

A transformada das tensões de barramento CC tem o intuito de desacoplar a influência das correntes de braço nas tensões CC dos mesmos.

Para isso a transformação combina as tensões dos barramentos dos braços ($v_{CC1}, v_{CC2}, v_{CC3}, v_{CC4}, v_{CC5}$ e v_{CC6}), a fim de obter cinco tensões diferenciais ($v_{CC\alpha 1}, v_{CC\beta 1}, v_{CC\alpha 2}, v_{CC\beta 2}$ e v_{CC0Y}) e uma tensão de modo comum ($v_{CC0\Delta}$).

A tensão de modo comum é a soma de todas as tensões de barramento, e deve ser regulada na tensão total do barramento, sendo ela igual a seis vezes o numero de submódulos multiplicado pela tensão nominal do barramento do submódulos ($v_{CC0\Delta} = 6nV_{CC}$).

Já as tensões diferenciais representam desbalanceamento das tensões CC dos braços, logo deseja-se controlar essas tensões para que elas sejam iguais a zero.

4.2.1 Circuito equivalente do conversor em coordenadas síncronas

A seguir será apresentado o equacionamento do conversor Hexverter, considerando as variáveis de entrada para as correntes de entrada nas portas e as variáveis internas do conversor para as tensões de barramento dos submódulos.

Com a aplicação das transformadas apresentadas na seção anterior, serão obtidas as equações em coordenadas síncronas e conseqüentemente obtidos os circuitos equivalente do conversor em coordenadas $dq0$ e as funções de transferência para, posteriormente, serem empregadas nos projetos dos controladores das malhas de controle do conversor.

4.2.1.1 Modelagem das correntes de entrada do conversor em coordenadas síncronas

Equacionando o circuito do Hexverter Figura 12 são obtidas as seguintes equações de malhas:

$$\begin{aligned}
 v_{MC1} + v_a + L_{g1} \frac{d}{dt} i_a + L_c \frac{d}{dt} i_1 + v_1 - L_{g2} \frac{d}{dt} i_r - v_r - v_{MC2} &= 0 \\
 v_{MC2} + v_r + L_{g2} \frac{d}{dt} i_r + L_c \frac{d}{dt} i_2 + v_2 - L_{g1} \frac{d}{dt} i_b - v_b - v_{MC1} &= 0 \\
 v_{MC1} + v_b + L_{g1} \frac{d}{dt} i_b + L_c \frac{d}{dt} i_3 + v_3 - L_{g2} \frac{d}{dt} i_s - v_s - v_{MC2} &= 0 \\
 v_{MC2} + v_s + L_{g2} \frac{d}{dt} i_s + L_c \frac{d}{dt} i_4 + v_4 - L_{g1} \frac{d}{dt} i_c - v_c - v_{MC1} &= 0 \\
 v_{MC1} + v_c + L_{g1} \frac{d}{dt} i_c + L_c \frac{d}{dt} i_5 + v_5 - L_{g2} \frac{d}{dt} i_t - v_t - v_{MC2} &= 0 \\
 v_{MC2} + v_t + L_{g2} \frac{d}{dt} i_t + L_c \frac{d}{dt} i_6 + v_6 - L_{g1} \frac{d}{dt} i_a - v_a - v_{MC1} &= 0
 \end{aligned} \tag{50}$$

Que pode ser reescrita na forma matricial obtendo a equação abaixo:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix} v_{MC1} + \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix} v_{MC2} + \begin{bmatrix} L_{g1} & 0 & 0 & -L_{g2} & 0 & 0 \\ 0 & -L_{g1} & 0 & L_{g2} & 0 & 0 \\ 0 & L_{g1} & 0 & 0 & -L_{g2} & 0 \\ 0 & 0 & -L_{g1} & 0 & L_{g2} & 0 \\ 0 & 0 & L_{g1} & 0 & 0 & -L_{g2} \\ -L_{g1} & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{g2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} + L_c \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{51}$$

Aplicando as transformações $dq0$ à Equação (51), e simplificando a equação pode-se obter a equação matricial de corrente do conversor Hexverter em variáveis $dq0$, conforme apresentada na Equação (52).

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} L_{g1} + \frac{2}{3}L_c & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{g1} + \frac{2}{3}L_c & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{g2} + \frac{2}{3}L_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{g2} + \frac{2}{3}L_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{g1} + L_{g2} + \frac{4}{3}L_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dP1} \\ i_{qP1} \\ i_{dP2} \\ i_{qP2} \\ i_{0Y} \\ i_{0\Delta} \end{bmatrix} = \\
& \begin{bmatrix} 0 & -\omega_1(L_{g1} + \frac{2}{3}L_c) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_1(L_{g1} + \frac{2}{3}L_c) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_2(L_{g2} + \frac{2}{3}L_c) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_2(L_{g2} + \frac{2}{3}L_c) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dP1} \\ i_{qP1} \\ i_{dP2} \\ i_{qP2} \\ i_{0Y} \\ i_{0\Delta} \end{bmatrix} + \\
& nV_{CC} \begin{bmatrix} d_{dP1} \\ d_{qP1} \\ d_{dP2} \\ d_{qP2} \\ d_{0Y} \\ d_{0\Delta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{dP1} \\ v_{qP1} \\ v_{dP2} \\ v_{qP2} \\ v_{0YP1} - v_{0YP2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (52)
\end{aligned}$$

Com base na equação matricial do conversor pode-se obter os circuitos equivalentes em eixo de referência síncronas, conforme apresentado na Figura 17.

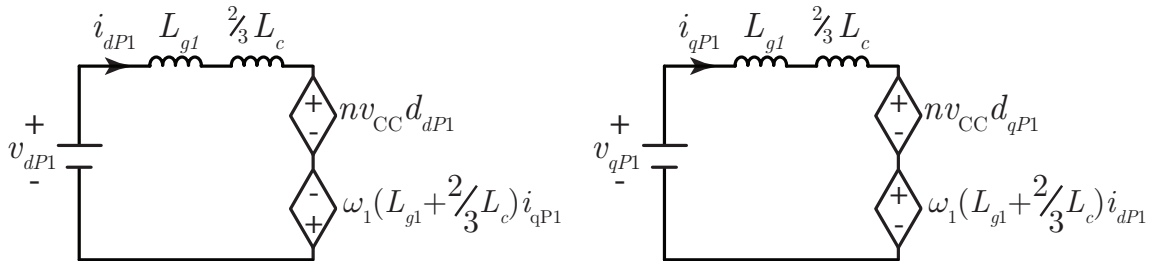
Pode-se observar que em coordenadas $dq0$ o circuito equivalente do conversor é constituído por seis circuitos equivalentes independentes, com exceção do acoplamento entre as variáveis de eixo direto e quadratura da mesma porta, o que é um resultado esperado, uma vez que esse acoplamento é observado na modelagem de conversores trifásicos.

Se comparado o modelo em eixo de referência síncrona do conversor Hexverter com o modelo de um VSC trifásico de dois níveis, observa-se que para as componentes de eixo direto e quadratura, o circuito equivalente é composto não apenas pela indutância de linha, mas também por uma parcela da indutância de braço.

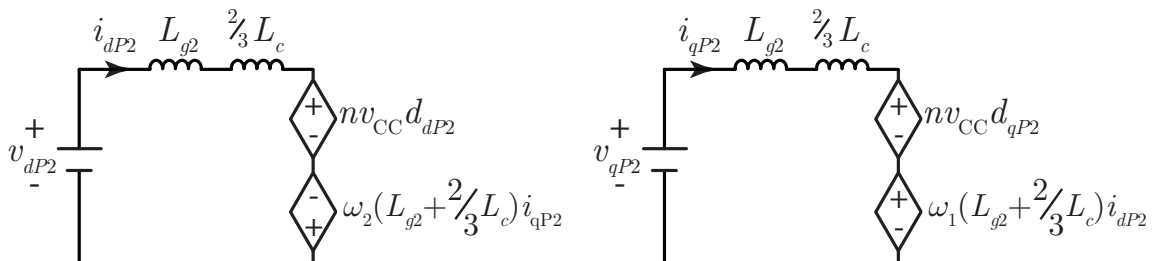
Quanto aos circuitos de eixo 0, pode-se observar que o conversor impõem uma tensão de modo comum entre os dois sistemas trifásicos (v_{0Y}), sendo que só haverá corrente nessa componente quando houver a conexão entre o neutro da porta 1 e o neutro da porta 2. Neste caso a corrente dependerá não apenas da tensão imposta pelo conversor, mas também da tensão de modo comum imposta pelas duas portas. Já a componente de modo comum delta é um circuito fechado que depende apenas da tensão imposta pelo conversor e das indutâncias de braço, e não influencia nas componentes externas do conversor.

Figura 17 – Circuito equivalente do conversor Hexverter em eixo de referência síncrona.

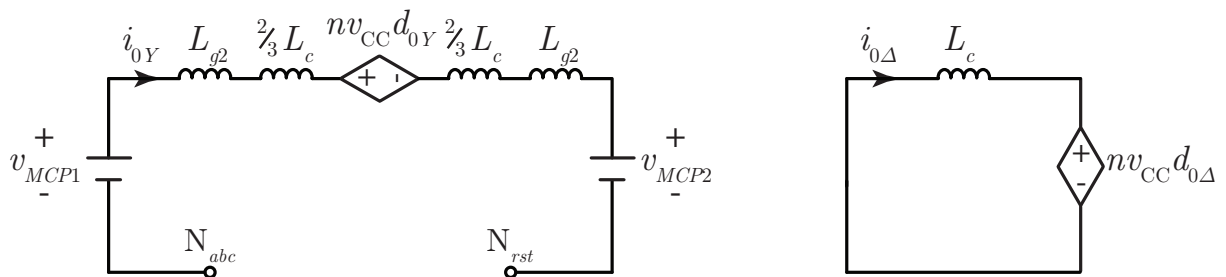
Componentes de eixo direto e em quadratura na Porta 1



Componentes de eixo direto e em quadratura na Porta 2



Componentes de eixo 0



4.2.1.2 Modelagem das tensões de barramento do conversor em coordenadas síncronas

Para obter o circuito equivalente do barramento CC em eixo de referência síncrona, e subsequentemente a função de transferência para as tensões CC, será empregado o mesmo procedimento aplicado anteriormente para a modelagem das correntes de entrada.

Considerando-se que cada submódulo opera como uma fonte de corrente, que depende da razão cíclica e da corrente de braço, do ponto de vista do capacitor, pode-se escrever a equação de tensão no capacitor equivalente do braço como sendo:

$$\frac{C}{n} \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} v_{CC1} \\ v_{CC2} \\ v_{CC3} \\ v_{CC4} \\ v_{CC5} \\ v_{CC6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 i_1 \\ d_2 i_2 \\ d_3 i_3 \\ d_4 i_4 \\ d_5 i_5 \\ d_6 i_6 \end{bmatrix} \quad (53)$$

Pre-multiplicando a equação pela transformação das tensões de barramento CC e substituindo as razões cíclicas e correntes pelos valores escritos em função dos valores em eixo de referência estacionário ($\alpha\beta 0$), que consiste no caso particular da transformada $dq0$ com $\omega t = \pi/2$, é possível obter as equações dos circuitos equivalentes dos barramentos CC em eixo de referência estacionária.

Como algumas componentes são produtos das correntes com a razão cíclicas entre a porta 1 e a porta 2 ($i_{\alpha 1} d_{\alpha 2}$, $i_{\alpha 1} d_{\beta 2}$, $i_{\beta 1} d_{\alpha 2}$, $i_{\beta 1} d_{\beta 2}$, $i_{\alpha 2} d_{\alpha 1}$, $i_{\alpha 2} d_{\beta 1}$, $i_{\beta 2} d_{\alpha 1}$ e $i_{\beta 2} d_{\beta 1}$), considerado-se que as portas operam com frequências distintas essas componentes possuem valor médio igual a zero e não contribuem para o valor de tensão do barramento CC.

Além disso, como neste trabalho é considerado que não há conexão entre os neutros dos sistemas a corrente i_{0Y} é nula.

Considerando essas duas hipóteses pode-se simplificar as equações obtendo as equações de tensão nos barramentos a seguir:

$$\frac{C}{n} \frac{\partial}{\partial t} v_{DC\alpha 1} = i_{\alpha 2} \left(\frac{d_{\alpha 2}}{8} - \frac{d_{\beta 2}}{8\sqrt{3}} \right) - i_{\beta 2} \left(\frac{d_{\alpha 2}}{8\sqrt{3}} + \frac{d_{\beta 2}}{8} \right) + \frac{i_{\alpha 1} d_{\beta 1}}{4\sqrt{3}} - \frac{i_{\beta 1} d_{\alpha 2}}{4\sqrt{3}} + i_{0\Delta} \left(\frac{d_{\alpha 2}}{8} - \frac{d_{\alpha 1}}{2} + \frac{\sqrt{3} d_{\beta 2}}{8} \right) \quad (54)$$

$$\frac{C}{n} \frac{\partial}{\partial t} v_{DC\beta 1} = i_{\alpha 2} \left(\frac{d_{\alpha 2}}{8\sqrt{3}} + \frac{d_{\beta 2}}{8} \right) + i_{\beta 2} \left(\frac{d_{\alpha 2}}{8} - \frac{d_{\beta 2}}{8\sqrt{3}} \right) + \frac{i_{\alpha 1} d_{\alpha 1}}{4\sqrt{3}} - \frac{i_{\beta 1} d_{\beta 1}}{4\sqrt{3}} + i_{0\Delta} \left(\frac{d_{\beta 2}}{8} - \frac{d_{\beta 1}}{2} + \frac{\sqrt{3} d_{\alpha 2}}{8} \right) \quad (55)$$

$$\frac{C}{n} \frac{\partial}{\partial t} v_{DC\alpha 2} = -i_{\alpha 1} \left(\frac{d_{\alpha 1}}{8} - \frac{d_{\beta 1}}{8\sqrt{3}} \right) + i_{\beta 1} \left(\frac{d_{\beta 1}}{8} - \frac{d_{\alpha 1}}{8\sqrt{3}} \right) - \frac{i_{\alpha 2} d_{\alpha 2}}{4\sqrt{3}} - \frac{i_{\beta 2} d_{\beta 2}}{4\sqrt{3}} + i_{0\Delta} \left(\frac{d_{\alpha 1}}{8} - \frac{d_{\alpha 2}}{2} + \frac{\sqrt{3} d_{\beta 1}}{8} \right) \quad (56)$$

$$\frac{C}{n} \frac{\partial}{\partial t} v_{DC\beta 2} = i_{\alpha 1} \left(\frac{d_{\alpha 1}}{8\sqrt{3}} - \frac{d_{\beta 1}}{8} \right) - i_{\beta 1} \left(\frac{d_{\alpha 1}}{8} + \frac{d_{\beta 1}}{8\sqrt{3}} \right) + \frac{i_{\alpha 2} d_{\alpha 2}}{4\sqrt{3}} + \frac{i_{\beta 2} d_{\beta 2}}{4\sqrt{3}} + i_{0\Delta} \left(\frac{d_{\beta 1}}{8} - \frac{d_{\beta 2}}{2} + \frac{\sqrt{3} d_{\alpha 1}}{8} \right) \quad (57)$$

$$\frac{C}{n} \frac{\partial}{\partial t} v_{DC0Y} = d_{0Y} i_{0\Delta} - \frac{d_{\alpha 1} i_{\beta 1}}{\sqrt{3}} + \frac{d_{\beta 1} i_{\alpha 1}}{\sqrt{3}} + \frac{d_{\alpha 2} i_{\beta 2}}{\sqrt{3}} - \frac{d_{\beta 2} i_{\alpha 2}}{\sqrt{3}} \quad (58)$$

$$\frac{C}{n} \frac{\partial}{\partial t} v_{DC0\Delta} = d_{\alpha 1} i_{\alpha 1} + d_{\beta 1} i_{\beta 1} + d_{\alpha 2} i_{\alpha 2} + d_{\beta 2} i_{\beta 2} + d_{0\Delta} i_{0\Delta} \quad (59)$$

É importante salientar que a corrente na porta 2 é imposta pelo controle, enquanto a corrente na porta 1 deve ser regulada a fim de equalizar a potência ativa processada pelas duas portas, descontando as perdas no conversor. Assegurando isso é possível regular a tensão total de barramento do conversor ($v_{DC0\Delta}$).

Considerando-se isso, as únicas variáveis disponíveis para controlar as tensões diferenciais dos barramentos CC do conversor são a corrente de circulação ($i_{0\Delta}$) e a tensão de modo comum estrela, que é imposta no conversor pela razão cíclica d_{0Y} .

Das equações das tensões de barramento CC em coordenadas $\alpha\beta$, é possível definir as seguintes funções de transferência que serão empregadas nos projetos dos controladores de tensão CC do conversor.

$$\frac{v_{CC\alpha 1}(s)}{i_{0\Delta}(s)} = \frac{nD_{\alpha 1}}{Cs} \quad (60)$$

$$\frac{v_{CC\beta 1}(s)}{i_{0\Delta}(s)} = \frac{nD_{\beta 1}}{Cs} \quad (61)$$

$$\frac{v_{CC\alpha 2}(s)}{i_{0\Delta}(s)} = \frac{nD_{\alpha 2}}{Cs} \quad (62)$$

$$\frac{v_{CC\beta 2}(s)}{i_{0\Delta}(s)} = \frac{nD_{\beta 2}}{Cs} \quad (63)$$

$$\frac{v_{CC0Y}(s)}{i_{0\Delta}(s)} = \frac{nD_{0Y}}{Cs} \quad (64)$$

$$\frac{v_{CC0\Delta}(s)}{i_{d1}(s)} = \frac{nD_{d1}}{Cs} \quad (65)$$

É importante salientar que a corrente de circulação ($i_{0\Delta}$) é responsável por controlar todas as cinco tensões diferenciais dos barramentos CC ($v_{DC\alpha 1}$, $v_{DC\beta 1}$, $v_{DC\alpha 2}$, $v_{DC\beta 2}$, and v_{DC0Y}).

Para isso, em cada componente da tensão de barramento CC do conversor, deve-se impor uma corrente de circulação na mesma frequência e em fase com a tensão correspondente; por exemplo, para controlar a tensão $v_{DC\alpha 1}$ deve-se fazer com que a corrente de circulação possua uma componente que esteja em fase com a tensão $v_{\alpha 1}$.

Na Equação (58), fica mais evidente o desbalanço causado nas tensões de barramento pela potência reativa processada pelo conversor, conforme mostrado no capítulo anterior.

A tensão v_{DC0Y} é diretamente dependente da potência reativa processada pelas duas portas do conversor. Em outras palavras, a operação do Hexverter com potência reativa causa um desbalanço nas tensões dos barramentos CC que precisa ser compensada.

4.3 PROJETO DOS PARÂMETROS DO CONVERSOR E DAS MALHAS DE CONTROLE

A seguir são apresentados os critérios de projeto para o conversor Hexverter que são empregados para a definição dos componentes passivos do conversor, bem com o controle e modulação do conversor.

4.3.1 Cálculo das indutâncias de linha e de circulação

Para calcular um valor apropriado para as indutâncias de linha é considerada a equação de fluxo de potência entre dois barramentos com uma linha de transmissão indutiva. O que resulta na seguinte equação

$$L_g = \frac{|V_{P1}^{grid}| |V_{P1}^{conv}|}{2\pi f_{P1} P} \sin(\delta) \quad (66)$$

Considerando-se que, a tensão da rede (V_{P1}^{grid}) é aproximadamente igual a tensão imposta pelo conversor (V_{P1}^{conv}) e assumindo que a defasagem entre as tensões impostas pela rede e pelo conversor seja pequena ($\delta < 5^\circ$), é possível calcular a indutância de rede com base nos parâmetros de projeto (potência, amplitude de tensão e frequência de operação).

Para a indutância de de circulação (L_c), considera-se que ela tenha um valor igual a 10% da indutância de linha ($L_c = 0,1 \cdot L_g$).

4.3.2 Cálculo das capacitâncias de barramento dos submódulos

Para calcular a capacitância necessária no barramento de cada submódulo é considerada a potência oscilante do conversor, que resulta na seguinte equação, pela qual pode-se calcular a capacitância de submódulo com base nos parâmetros do conversor e da ondulação de tensão admissível.

$$C_{SM} = \frac{1}{4\pi n V_{DC} \Delta V} \left(\frac{I_{P1} V_{P1}}{f_{P1}} + \frac{I_{P2} V_{P2}}{f_{P2}} \right) \quad (67)$$

Esta equação considera que o conversor opera processando apenas potência ativa (fator de potência unitário nas duas portas); portanto, somente é considerada a ondulação no dobro da frequência de cada porta.

Contudo, quando o conversor opera processando potência reativa, pode ser observado um aumento na ondulação de tensão nos submódulos do conversor, prin-

principalmente na frequência igual a diferença das frequências fundamentais das portas ($\omega_1 - \omega_2$).

Quanto a ondulação de tensão, tipicamente pode-se considerar valores entre 10% e 20% da tensão nominal do barramento.

4.3.3 Critérios para o projeto dos controladores

Com base nas funções de transferência obtidas anteriormente, é possível projetar as malhas de controle de tensão e de corrente.

Embora diversas técnicas de projeto possam ser aplicadas no projeto dos controladores, neste trabalho é empregada teoria de controle clássico para o projeto dos controladores através do método do lugar das raízes, dado a sua relativa simplicidade ao mesmo tempo que proporciona controladores que apresentam uma boa resposta dinâmica.

É importante considerar que as malhas de controle mais internas (malhas de corrente) possuam uma resposta dinâmica mais rápida que as malhas de controle mais externas (malhas de tensão), a fim de garantir uma resposta transitória adequada.

4.3.4 Modulação do conversor

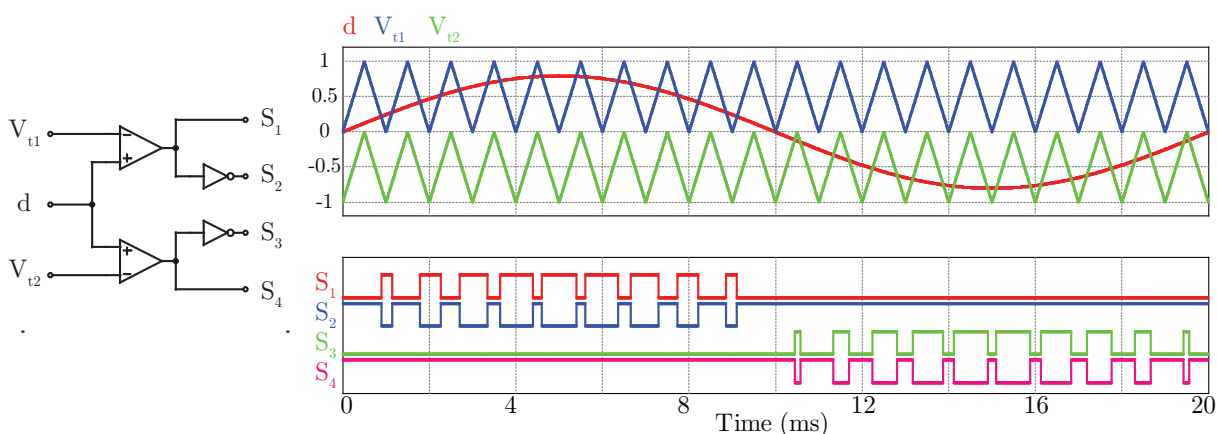
Neste trabalho é considerado a modulação *phase disposition* três níveis para os submódulos e *phase shift* para os submódulos de um mesmo braço.

Na Figura 18 é apresentado o modulador três níveis que controla os interruptores de um submódulo.

A saída do modulador consiste em consiste na comparação entre a moduladora (razão cíclica) e duas portadoras dispostas em amplitude (sinal triangular).

Cada comparador gera dois sinais de comando que acionam os interruptores de um braço do submódulo do conversor.

Figura 18 – Modulador de um submódulo do conversor Hexverter.



Para valores de razão cíclica positivos os interruptores S_1 e S_2 são comutados na frequência de chaveamento, enquanto S_3 permanece aberto e S_4 acionado, enquanto para valores negativos de razão cíclica as chaves S_3 e S_4 são comutadas e S_2 é fechada e S_1 é aberta.

Com isso é obtida uma tensão de três níveis nos terminais do submódulo (modulação 3 níveis).

Será considerado ainda que, para um mesmo braço, cada submódulo possui as portadoras defasadas entre si (modulação *phase shift*), sendo que a defasagem entre as portadoras de módulos subsequentes é dada por um ângulo igual a 360° dividido pelo número de submódulos por braço do conversor ($\frac{360^\circ}{n}$).

A razão cíclica aplicada nos moduladores é calculada pela malha de controle de corrente, sendo geradas as razões cíclicas em eixo de referência síncrona ($dq0$), que permite o cálculo das razões cíclicas em variáveis reais com a aplicação da transformada inversa de tensão.

4.4 RESUMO E CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi proposta uma transformada síncrona, que possibilitou obter os circuitos equivalentes do conversor em coordenadas $dq0$ que são desacoplados, além de transformar as componentes fundamentais em cada porta em componentes contínuas, isso facilita o controle, bem como a determinação de uma estratégia de controle e projeto dos controladores. Assim como ocorre com a transformada de Parke em sistemas trifásicos.

Empregando as transformações foi possível transformar o circuito do conversor hexverter de variáveis reais para variáveis dq , bem como as funções de transferência linearizadas para posteriormente fazer o projeto dos controladores.

Pode-se observar também ao equacionar a função de transferência das tensões de barramento CC a influência da potência ativa e reativa nas tensões, especialmente nas tensões de modo comum $v_{CC0\Delta}$ e v_{CC0Y} , conforme equacionado no capítulo anterior.

No capítulo a seguir será proposta uma estratégia de controle para o conversor, que será observada por simulação.

5 ESTRATÉGIA DE CONTROLE E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR

Neste Capítulo será apresentada a estratégia de controle proposta para o conversor Hexverter, sendo validada por simulação.

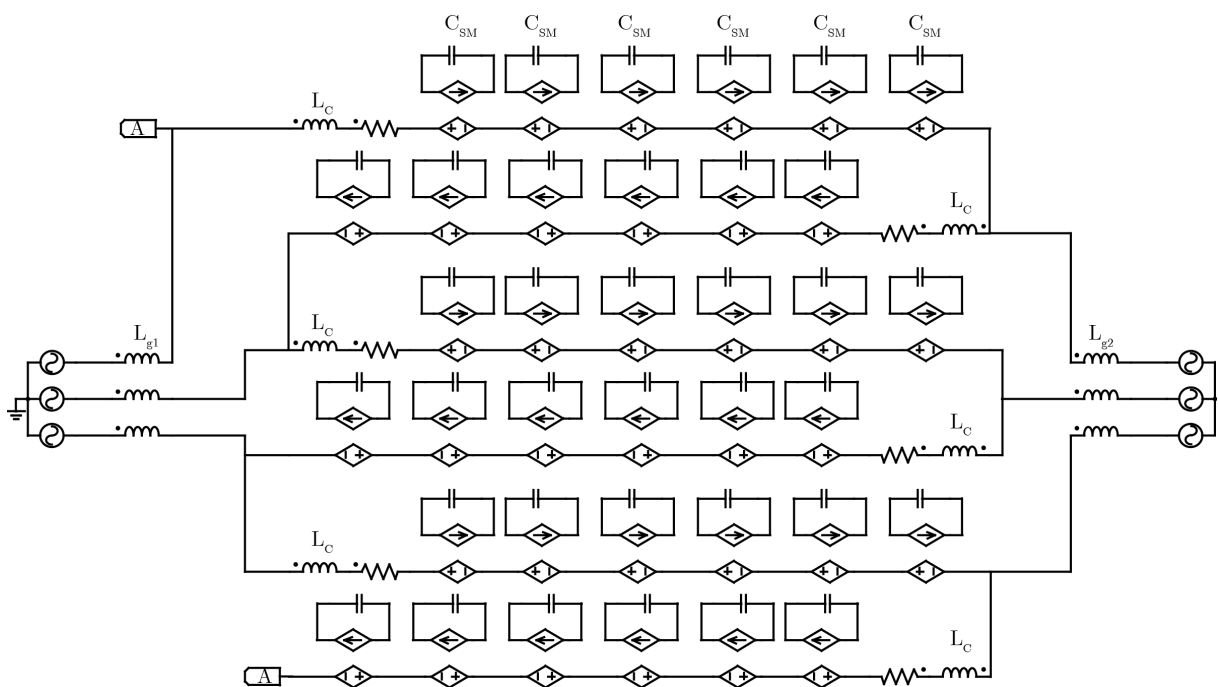
Os parâmetros considerados na simulação do conversor são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 – Especificações do conversor para simulação.

Especificação	Símbolo	Valor
Potência de saída	P_o	5 MW
Tensão de barramento	V_{CC}	4.000 V
Frequência de chaveamento	f_s	2000 Hz
Número de submódulos por braço	n	6
Frequência na porta 1	f_1	60 Hz
Tensão de fase na porta 1	V_{P1}	13,8 kV
Frequência na porta 2	f_2	50 Hz
Tensão de fase na porta 2	V_{P2}	13,8 kV
Capacitância de barramento	C_{SM}	$500 \mu\text{F} \pm 20 \%$
Indutância de circulação	L_c	$100 \mu\text{H} \pm 10 \%$
Indutância de linha na porta 1	L_{g1}	$1 \text{ mH} \pm 10 \%$
Indutância de linha na porta 2	L_{g2}	$1 \text{ mH} \pm 10 \%$

Aqui é importante salientar que a frequência de comutação bem como a tensão de barramento escolhidas são relativamente altas para um conversor do nível de potência considerado. A escolha da tensão de barramento e da frequência de chaveamento se deu em virtude do reduzido número de submódulos por braço do conversor, uma

Figura 19 – Circuito simulado do conversor Hexverter.



vez que o circuito simulado será o mesmo do circuito emulado pelo HIL, que apresenta uma limitação no número de entradas e saídas do hardware.

Sendo assim, optou-se por utilizar um número reduzido de submódulos e aumentar as tensões de barramento e frequência de chaveamento. Em uma situação prática o conversor poderia ser implementado com cinco vezes o número de submódulos (totalizando 30 submódulos por braço). Neste caso a frequência de chaveamento e tensão do barramento seria reduzida na mesma proporção, para 4,0 kHz e 800 V.

Para a simulação do conversor, inicialmente, será considerado o circuito equivalente dos submódulos em valores médios quase instantâneos conforme apresentado na Figura 11.

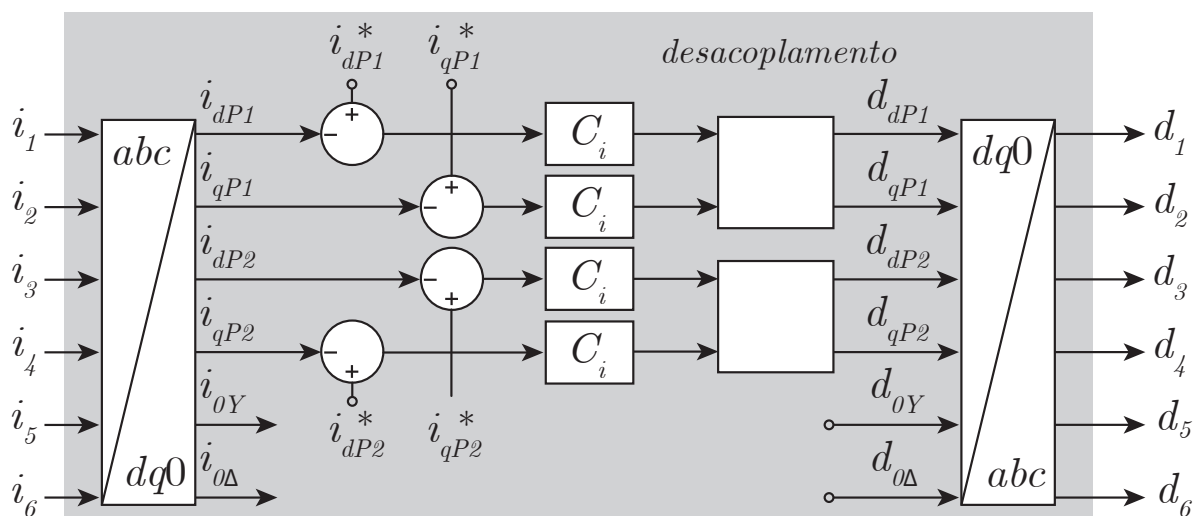
Com isso é obtido o circuito apresentado na Figura 19, que é empregado na simulação para a validação da estratégia e das malhas de controle

5.1 ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA AS CORRENTES DE ENTRADA

Para fazer o controle das correntes drenadas ou injetadas pelo conversor nas portas, será utilizado o controle em variáveis $dq0$, sendo empregado controle clássico com controladores do tipo PI para validar as estratégias de controle. Porém, outros tipos de controladores podem ser empregados.

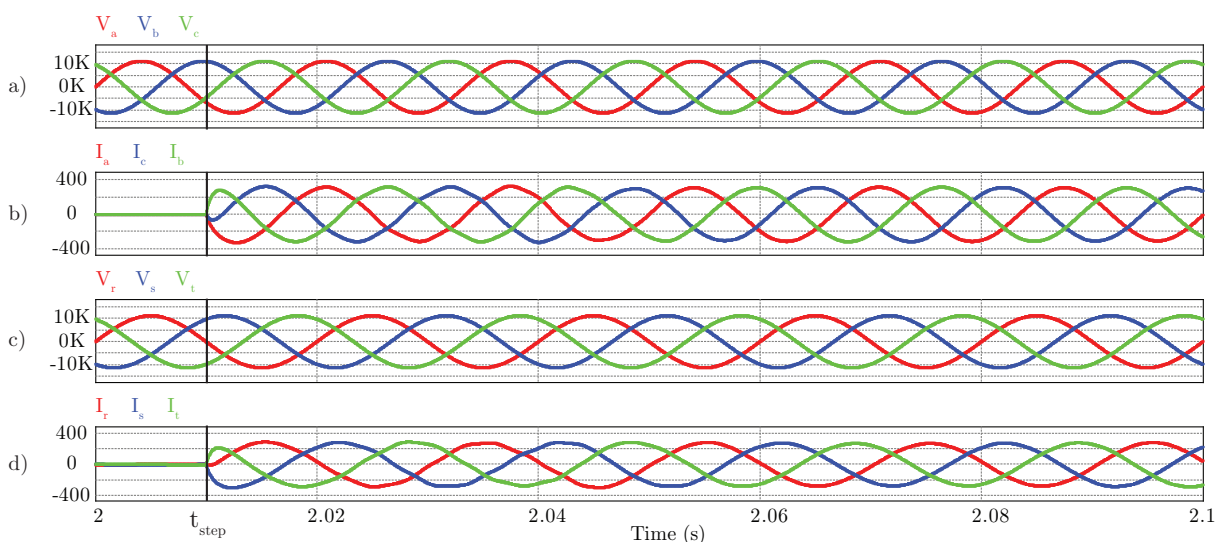
Conforme mostrado anteriormente, o circuito equivalente do conversor é semelhante ao VSC dois níveis trifásico. Logo, pode-se empregar uma das estratégias de controle clássicas, que já são amplamente discutidas na literatura. O esquema de controle para as correntes de entrada do conversor é mostrado na Fig. 20.

Figura 20 – Diagrama de blocos do controle das correntes de entrada do conversor.



As variáveis com o asterisco, por exemplo i_{dP1}^* , são as referências de corrente que se deseja impor nas duas portas. Em base $dq0$, os blocos C_i são os controladores de corrente que geram as tensões que devem ser aplicadas pelo conversor, sendo a

Figura 21 – Resultado de simulação das tensões e correntes nas portas do conversor com $\omega_1 = 60$ Hz e $\omega_2 = 50$ Hz, com o conversor operando com malha de controle de corrente. (a) Tensões de fase na porta 1, (b) Correntes de linha na porta 1, (c) Tensões de fase na porta 2 e (d) Correntes de linha na porta 2.



saída do controlador em $dq0$, que é transformada para as tensões de braço, que são as tensões em variáveis reais que devem ser impostas em cada braço do conversor.

Dependendo da natureza do sistema conectado em cada porta e do resultado desejado, pode-se substituir o controle (C_I) de corrente por controle de tensão (C_V).

5.1.1 Simulação do conversor operando com controle das correntes nas portas

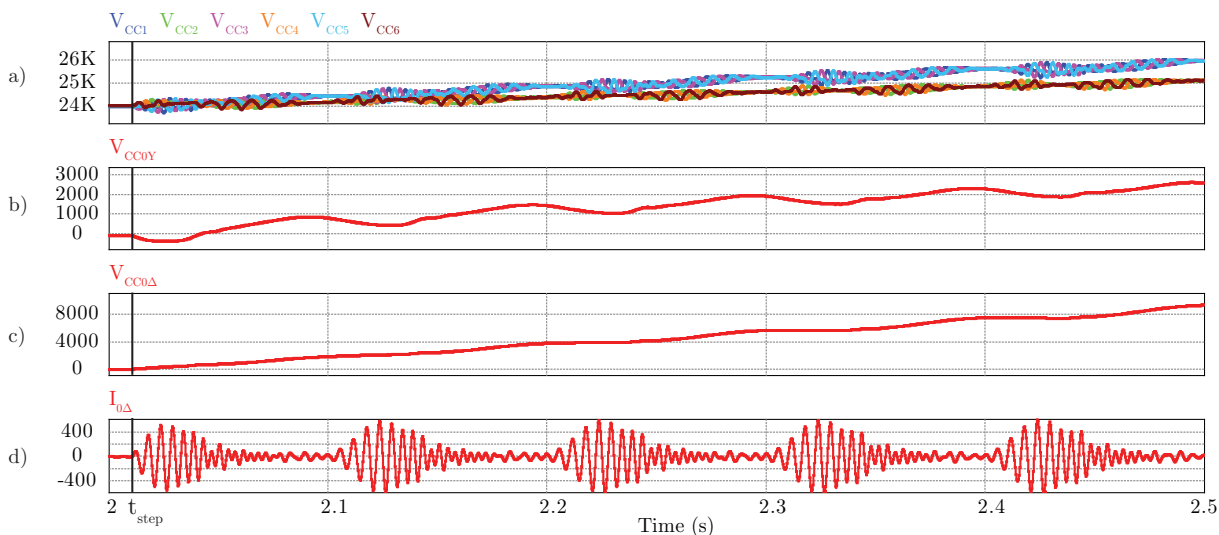
A seguir serão apresentados os resultados de simulação para o conversor operando apenas com controle de corrente. Para esta simulação, será considerado o modelo equivalente do conversor onde os submódulos de cada braço são substituídos por fontes controladas de tensão, sendo desconsiderados os efeitos de comutação do conversor, conforme apresentado anteriormente no circuito simulado do conversor na Figura 19.

Inicialmente o conversor foi simulado operando com o controle de corrente nas portas conforme apresentado na Figura 20. Neste caso o conversor opera controlando apenas as correntes na porta 1 e na porta 2, sendo garantida a estabilidade do conversor do ponto de vista das variáveis externas, conforme pode ser observado na Figura 21.

Na Figura 21 (a) e (c) podem ser observadas as tensões impostas na porta 1 e na porta 2 respectivamente, que nesse caso foram consideradas como sendo tensões trifásicas equilibradas.

Observa-se que as correntes nas portas são reguladas pela malha de controle

Figura 22 – Resultado de simulação das grandezas internas do conversor com $\omega_1 = 60$ Hz e $\omega_2 = 50$ Hz, com o conversor operando com malha de controle de corrente. (a) tensões de barramento dos submódulos (nV_{CC}), (b) Tensão CC diferencial v_{CC0Y} (diferença entre as tensões dos barramentos dos submódulos dos braços pares e ímpares), (c) o erro tensão total dos barramentos ($e_{V_{CC\Delta}} = V_{CC0\Delta}^* - V_{CC0\Delta}$) e (d) corrente de circulação ($i_{0\Delta}$).



de corrente, conforme observado na Figura 21 (b) e (d), que em regime permanente apresentam amplitude constante, que é determinada pela referência de corrente.

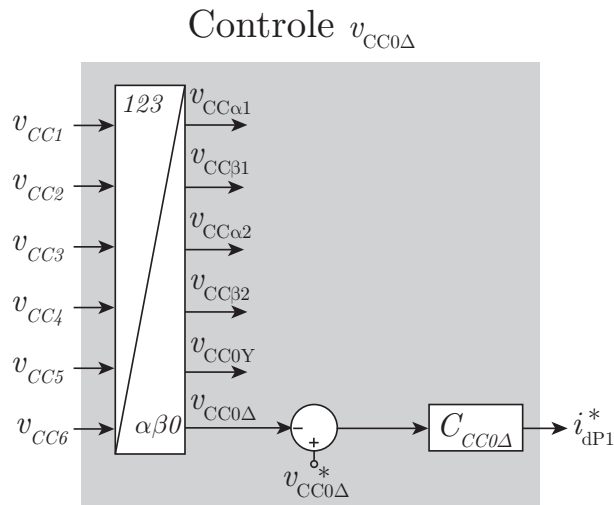
Neste caso particular o conversor opera com fator de potência unitário na porta 1 enquanto a porta 2 opera com $\cos(\phi_2) = 0,99$, em outras palavras a referência de eixo de quadratura é zero para porta 1 ($I_{q1}^* = 0$) enquanto na porta 2 a componente de quadratura é aproximadamente 14% do valor de pico da corrente ($I_{q2}^* = 0,14I_{P2}$).

A escolha de impor corrente em eixo de quadratura foi feita para possibilitar verificar o desbalanço das tensões dos barramentos devido à potência reativa processada pelo conversor, uma vez que a corrente de eixo q é diretamente ligada à potência reativa da respectiva porta.

Com a referência de corrente constante não é possível assegurar que a potência absorvida na porta 1 seja igual a potência injetada na porta 2. Em outras palavras, não é possível assegurar a estabilidade interna do conversor. Isso fica evidente ao observar a Figura 22, onde são mostradas as tensões de barramento dos submódulos (nV_{CC}), a tensão CC diferencial v_{CC0Y} , que é diferença entre as tensões dos barramentos dos submódulos dos braços pares e ímpares ($v_{CC0Y} = V_{CC1} - V_{CC2} + V_{CC3} - V_{CC4} + V_{CC5} - V_{CC6}$), o erro tensão total dos barramentos ($e_{V_{CC\Delta}} = V_{CC0\Delta}^* - V_{CC0\Delta}$) e a corrente de circulação ($i_{0\Delta}$).

Neste caso, que não há nenhuma malha de controle para as tensões de barramento, observa-se que tanto a tensão dos barramentos (Figura 22 (a)) quanto a diferença entre as tensões do barramento (Figura 22 (b)) divergem. Sendo que para

Figura 23 – Diagrama de blocos do controle da tensão total dos barramentos CC.



este caso específico, após as correntes nas portas chegarem em regime, as tensões crescem a uma taxa constante, que depende da potência ativa e reativa sendo processada em cada porta.

Ao observar a corrente de circulação (Figura 22 (d)) pode-se notar uma característica interessante do conversor, que mesmo sem a malha controle da corrente de circulação, sendo observado um valor limitado de amplitude.

5.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DA TENSÃO TOTAL DE BARRAMENTO

Para garantir que a potência drenada na porta 1 seja igual a potência injetada na porta 2 mais as perdas do conversor, será adicionada uma malha de controle de tensão que regula a tensão total do barramento Corrente Contínua (CC) dos submódulos, ou seja, com essa malha de controle é garantido que o somatório das tensões de todos os submódulos seja igual a tensão de referência ($V_{CC0\Delta} = V_{CC1} + V_{CC2} + V_{CC3} + V_{CC4} + V_{CC5} + V_{CC6} = V_{CC0\Delta}^*$).

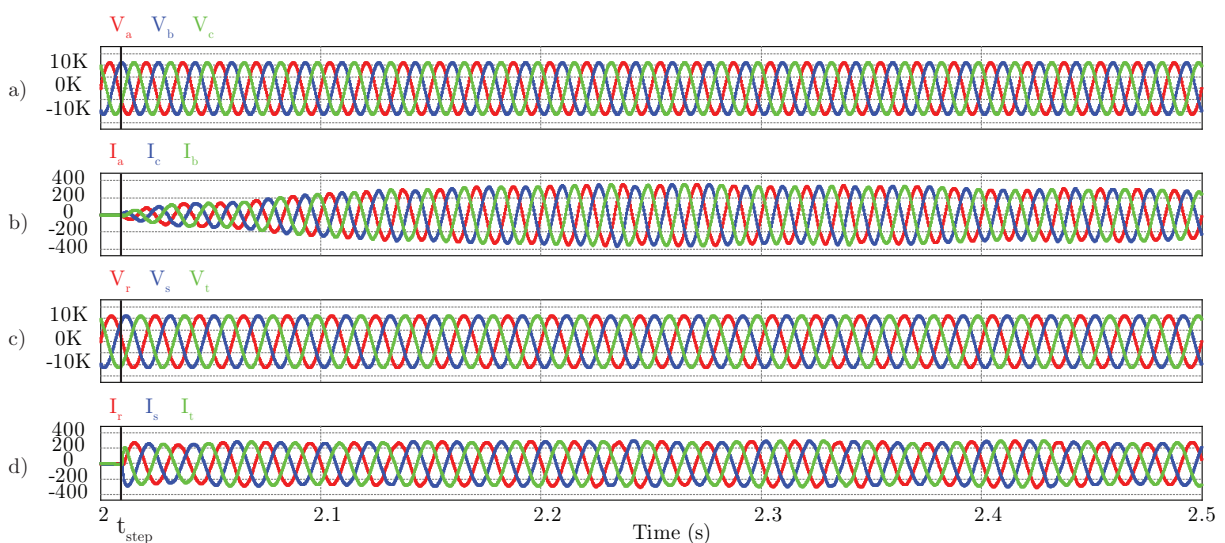
Neste caso, também será empregado um controlador do tipo Controlador Proporcional Integral (PI), o que garantirá que as tensões dos barramentos tenham um valor constante com erro nulo em regime permanente.

A saída do controlador de tensão, por sua vez, será a referência de corrente de eixo direto na porta 1 (i_{dP1}), de forma semelhante à implementação do controle de regulação da tensão de barramento de um VSC operando como retificador. O diagrama de blocos do controle da tensão total do barramento é apresentado na Figura 23.

5.2.1 Simulação do conversor operando com controle da tensão total de barramento

Na Figura 24 podem ser vistas as modificações no comportamento das correntes nas duas portas com a introdução da malha de controle da tensão total dos barramentos CC.

Figura 24 – Resultado experimental das tensões e correntes nas portas do conversor com $\omega_1 = 60$ Hz e $\omega_2 = 50$ Hz. com o conversor operando com malha de controle de corrente e tensão total do barramento. (a) Tensões de fase na porta 1, (b) Correntes de linha na porta 1, (c) Tensões de fase na porta 2 e (d) Correntes de linha na porta 2.



Na Figura 24 (b) pode-se observar as correntes na porta 1 e como sua dinâmica é modificada pelo controle de tensão, que apresenta uma dinâmica bem mais lenta se comparada com a resposta da malha de corrente observada na Figura 21 (b).

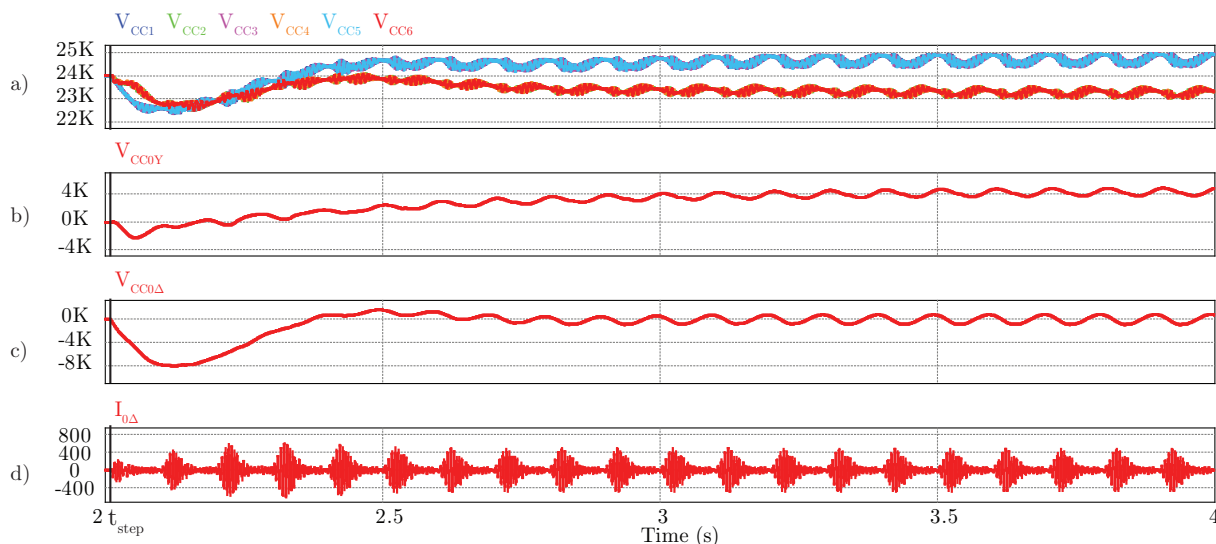
Por outro lado, a resposta dinâmica de corrente na porta 2 permanece inalterada, conforme observado na Figura 21 (c) e (d), o que é um indicativo do desacoplamento entre as malhas de controle.

Na Figura 25 pode-se ver o comportamento das variáveis internas do conversor.

Pode-se observar na Figura 25 (a) que as tensões totais dos barramentos estão reguladas com o valor nominal de 24 kV, o que fica mais evidente na Figura 25 (c), onde observa-se que o erro da tensão total dos barramentos vai a zero.

Apesar disso, devido à diferença nas potências reativas processadas em cada porta, a diferença entre os barramentos (ΔV_{cc}) ainda diverge, conforme mostrado na Figura 25 (b), apesar de divergir lentamente e quase não ser possível perceber isso olhando apenas as tensões do barramentos.

Figura 25 – Resultado de simulação das grandezas internas do conversor com $\omega_1 = 60$ Hz e $\omega_2 = 50$ Hz, com o conversor operando com malha de controle de corrente e controle de tensão total ($V_{CC0\Delta}$). (a) tensões de barramento dos submódulos (nV_{CC}), (b) Tensão CC diferencial v_{CC0Y} (diferença entre as tensões dos barramentos dos braços pares e ímpares), (c) o erro tensão total dos barramentos ($e_{V_{CC}\Delta} = V_{CC0\Delta}^* - V_{CC0\Delta}$) e (d) corrente de circulação ($i_{0\Delta}$).



5.3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DA CORRENTE DE CIRCULAÇÃO E CONTROLE DA DIFERENÇA DE TENSÃO ENTRE OS SUBMÓDULOS (ΔV_{cc})

Para fazer o controle da tensão CC diferencial V_{CC0Y} será necessário controlar duas grandezas de eixo zero do conversor, sendo que controlar a corrente $i_{0\Delta}$ e a tensão v_{0Y} é a escolha natural para desempenhar essa função, uma vez que, devido a desconexão entre o ponto neutro da porta 1 (fases abc) e o ponto neutro da porta 2 (fases rst), a imposição de tensão de eixo 0 estrela não produz circulação de corrente, além de impossibilitar a circulação da corrente i_{0Y} , uma vez que a componente $0Y$ é uma corrente de modo comum que circula entre as duas portas do conversor.

Observando $i_{0\Delta}$ e v_{0Y} (Equação Equação (58)), pode-se concluir que a interação entre essas duas componentes gera um desbalanço de potência entre os braços pares e ímpares, por se tratarem de potência reativa (iteração de corrente e tensão defasadas em 90° entre si) da mesma forma que ocorre com o conversor operando com diferentes níveis de potência reativa nas duas portas do conversor.

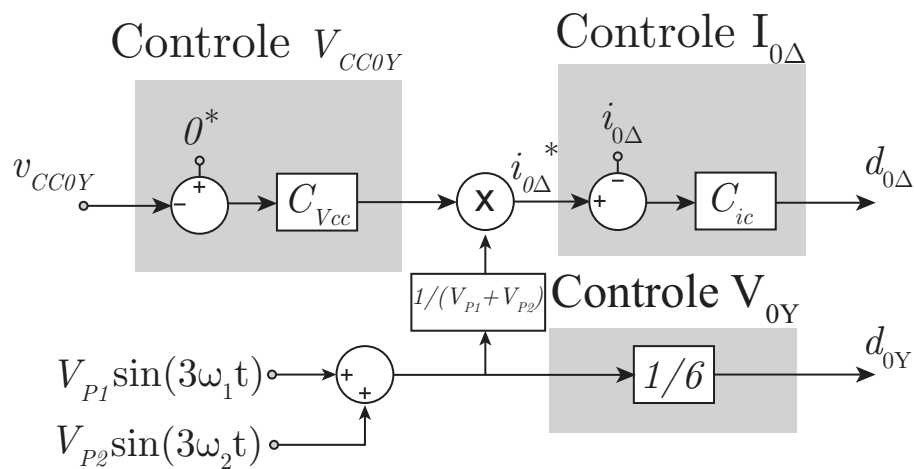
Logo, aplicando uma tensão de modo comum estrela e uma corrente de circulação adequada, pode-se compensar o desbalanço de tensão causado pela diferença de potência reativa nas portas do conversor.

A princípio, para realizar o controle do ΔV_{cc} podem ser impostas tensões e correntes de qualquer frequência, desde que seja diferente de ω_1 e ω_2 . Neste trabalho

foi adotada uma corrente de circulação e tensão v_{0Y} com componentes nas frequências $3\omega_1$ e $3\omega_2$, uma vez que a adição de uma componente de terceira harmônica permite aumentar o índice de modulação devido à redução da tensão de pico.

Então, o controle da tensão diferencial de barramento v_{CC0Y} , conforme apresentado na Figura 26, consiste em impor uma tensão de modo comum estrela que minimiza o pico das tensões de fase, que é dada por $\frac{V_{P1}}{6}\text{sen}(3\omega_1t) + \frac{V_{P2}}{6}\text{sen}(3\omega_2t)$, e controlar a corrente de circulação de modo a balancear as tensões dos barramentos CC.

Figura 26 – Controle da corrente de modo comum interna delta e da tensão de modo comum interna estrela para balanço de potência nos braços.



Na Figura 26, observa-se a malha de controle da tensão de barramento diferencial v_{CC0Y} , que gera a amplitude para a referência da corrente de circulação, sendo por sua vez multiplicada por $\frac{1}{2}(\text{sen}(3\omega_1t) + \text{sen}(3\omega_2t))$.

O controle da corrente de circulação por sua vez gera a razão cíclica de eixo 0 delta, responsável por impor a tensão de modo comum que controla a corrente de circulação.

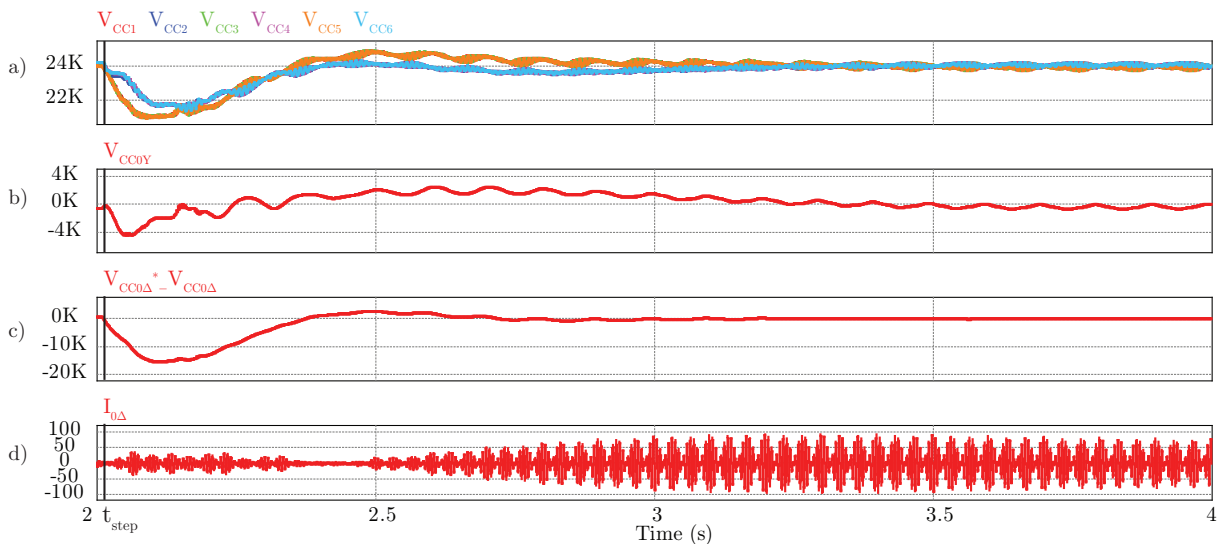
A tensão v_{0Y} é diretamente imposta pela razão cíclica de eixo 0 estrela.

5.3.1 Simulação do conversor operando com controle da corrente de circulação e controle da diferença de tensão entre os submódulos (ΔV_{cc})

A inclusão do controle da tensão v_{CC0Y} e da corrente $i_{0\Delta}$ não interfere nas variáveis externas, sendo que o resultado de simulação apresenta as mesmas respostas do caso anterior, conforme observado na Figura 24. Para as variáveis internas, os resultados de simulação são apresentados na Figura 27.

Pode-se observar que as tensões nos submódulos estão mais equilibradas se comparadas aos resultados obtidos anteriormente. Além disso, a corrente de circulação apresenta uma atenuação se comparada com as outras simulações.

Figura 27 – Resultado de simulação das grandezas internas do conversor com $\omega_1 = 60$ Hz e $\omega_2 = 50$ Hz, com o conversor operando com malha de controle de corrente, controle de tensão total (V_{CCtot}), controle da corrente de circulação e controle da diferença de tensão entre os submódulos (ΔV_{cc}). (a) tensões de barramento dos submódulos (nV_{CC}), (b) Tensão CC diferencial v_{CC0Y} (diferença entre as tensões dos barramentos dos submódulos dos braços pares e ímpares), (c) o erro tensão total dos barramentos ($e_{VCC\Delta} = V_{CC0\Delta}^* - V_{CC0\Delta}$) e (d) corrente de circulação ($i_{0\Delta}$).



5.4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DAS TENSÕES DIFERENCIAIS DOS BARRAMENTOS CC ($v_{CC\alpha1}$, $v_{CC\beta1}$, $v_{CC\alpha2}$, $v_{CC\beta2}$)

O controle das demais tensões diferenciais dos barramentos CC é feita empregando a mesma ideia do balanço de tensão vertical e horizontal, que é empregada no conversor MMC.

Para controlar as tensões $v_{CC\alpha1}$, $v_{CC\beta1}$, $v_{CC\alpha2}$ e $v_{CC\beta2}$ é necessário impor uma corrente de circulação ($i_{0\Delta}$) com componentes nas frequências das duas portas, conforme visto na modelagem das tensões dos barramentos.

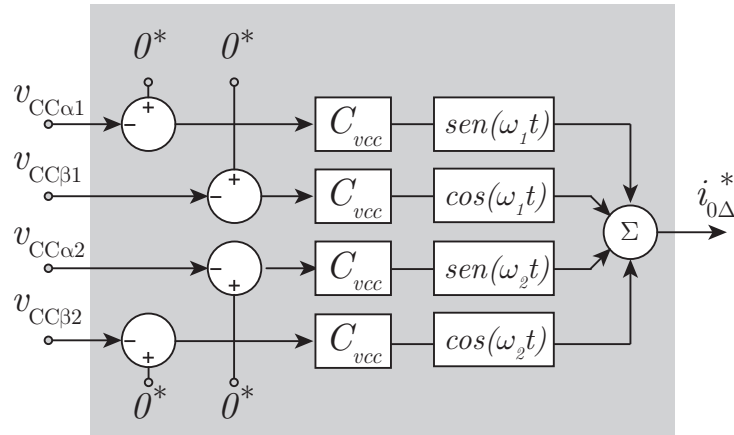
Considerando-se isso temos as malhas de controle das tensões diferenciais de barramento conforme a Figura 28.

Assim como o controle da tensão v_{CC0Y} o controle das demais tensões diferenciais CC de barramento também atua na corrente de circulação ($i_{0\Delta}$), sendo que a soma de todas as ações de controle produz a referência para a corrente de circulação.

5.4.1 Simulação do conversor operando com controle das tensões diferenciais dos barramentos CC

Para validar a malha de controle das tensões diferenciais dos barramentos CC será introduzido um desbalanço de potência no braço do conversor colocando uma

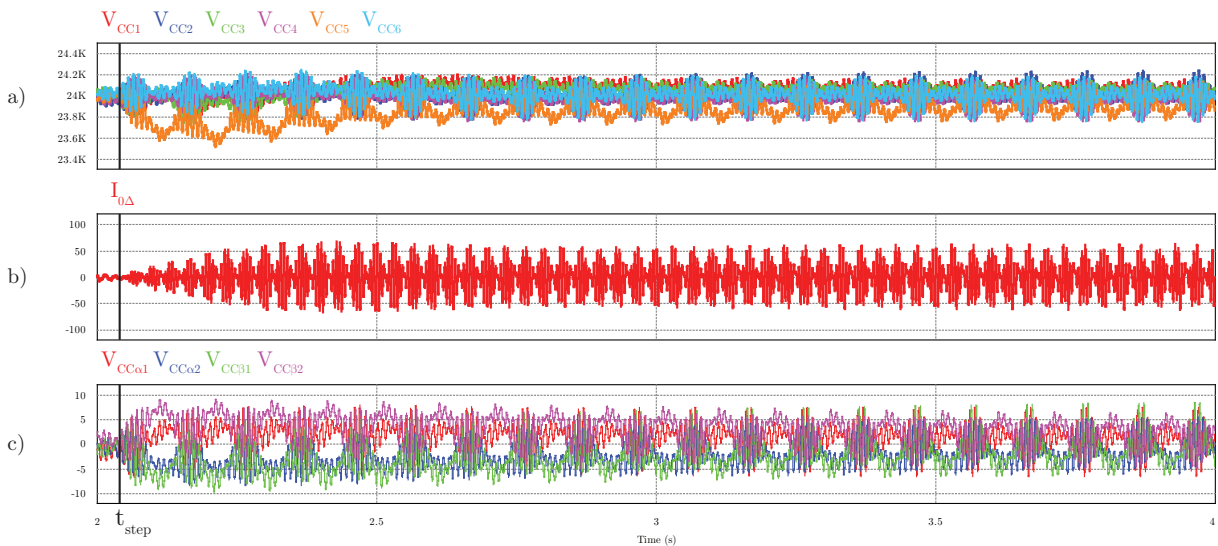
Figura 28 – Controle das tensões diferenciais dos barramentos CC ($v_{CC\alpha1}$, $v_{CC\beta1}$, $v_{CC\alpha2}$ e $v_{CC\beta2}$).



carga resistiva diretamente no barramento dos submódulos de um braço.

Com isso é observado que o controle atua de forma a impor uma corrente de circulação com componentes na frequência ω_1 e ω_2 de modo a reestabelecer o balanceamento das tensões dos barramentos CC, conforme a Figura 29.

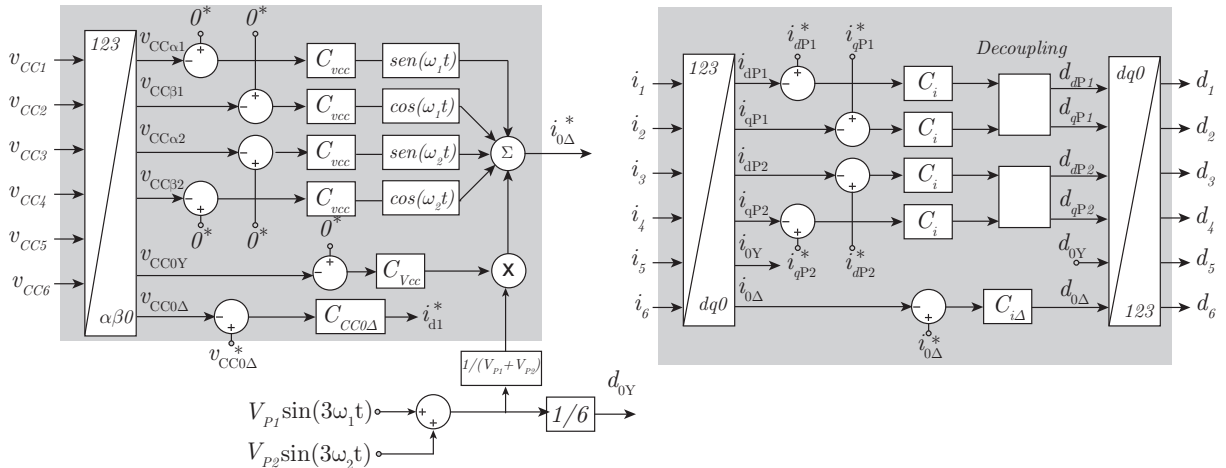
Figura 29 – Resultado de simulação das grandezas internas do conversor com $\omega_1 = 60$ Hz e $\omega_2 = 50$ Hz, com o conversor operando com malha de controle de corrente, controle de tensão total (V_{CCtot}), controle da corrente de circulação e controle das tensões diferenciais dos barramentos CC (a) tensões de barramento dos submódulos (nV_{CC}), (b) corrente de circulação ($i_{0\Delta}$) e (c) tensões diferenciais $v_{CC\alpha1}$, $v_{CC\beta1}$, $v_{CC\alpha2}$ e $v_{CC\beta2}$.



5.5 DIAGRAMA COMPLETO DO CONTROLE PROPOSTO PARA O CONVERSOR HEXVERTER

Tendo validadas por simulação todas as malhas de controle do conversor pode-se obter o diagrama de blocos do controle, conforme apresentado na Figura 30

Figura 30 – Diagrama de blocos completo do controle proposto para o conversor Hexverter.



5.6 SIMULAÇÃO DO MODELO COMUTADO DO CONVERSOR

A seguir serão apresentados os resultados de simulação obtidos simulando o modelo comutado do conversor, ou seja, simulando efetivamente os interruptores dos braços dos submódulos ao invés dos circuitos equivalentes em valores médios quase instantâneos. portanto, considerando-se os efeitos na frequência de comutação do conversor.

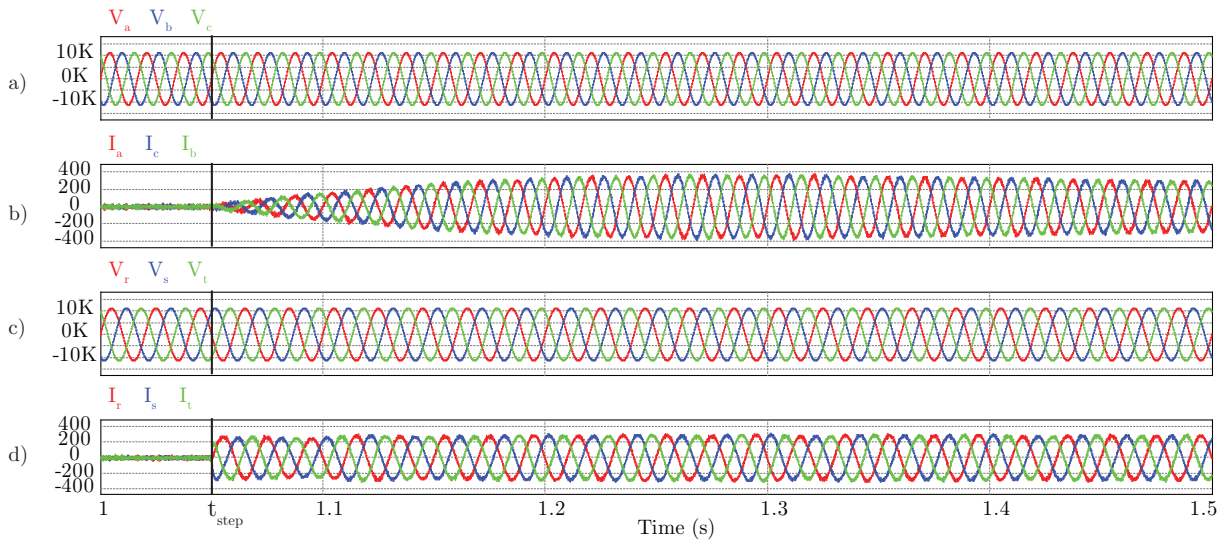
Para isso será considerado que o conversor opera, inicialmente, sem processar potência em nenhuma das duas portas, ou seja, corrente nula nas duas portas. Com o conversor em regime será aplicado um degrau na referência de corrente da porta 2 para que o conversor comece a processar potência ativa e reativa sequencialmente.

Na Figura 31 é apresentada a resposta transitória para um degrau de corrente na porta 2, onde o conversor estava, inicialmente, sem corrente nas portas e passa a injetar corrente nominal na porta P2.

Observa-se que a resposta transitória é mantida igual à obtida na simulação com o modelo equivalente, sendo observado um tempo de resposta de aproximadamente 5 ms para a malha de corrente e de 500 ms para a malha de tensão.

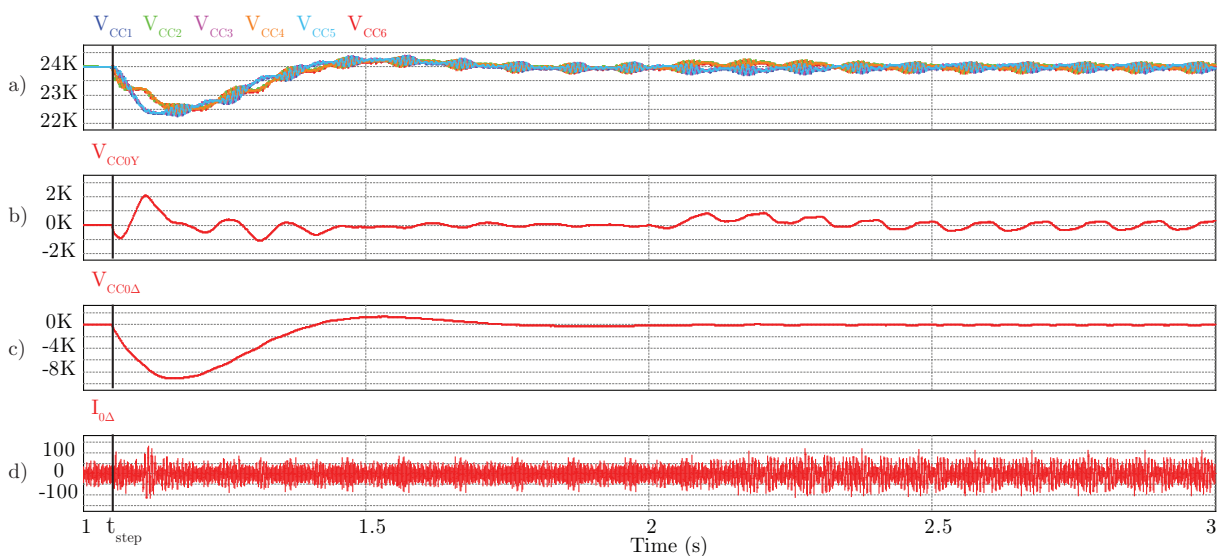
Além disso pode-se notar a presença da ondulação nas correntes nas portas, que será vista com mais detalhes posteriormente.

Figura 31 – Resposta transitória para um degrau de corrente na porta P2 de 0 para 100% de corrente. (a) tensões de fase na porta 1, (b) correntes de linha na porta 1, (c) tensões de fase na porta 2 e (d) correntes de linha na porta 2.



Na Figura 32 são mostradas as tensões dos submódulos dos braços, bem como a corrente de circulação do conversor, para todo o transitório do conversor, onde são aplicados dois degraus de corrente, o primeiro em i_{d2} no instante $t = 1,05$ s e o segundo em i_{q2} no instante $t = 2,0$ s.

Figura 32 – Reposta transitória do conversor hexverter para degraus na referência de corrente da porta 2 (a) tensões CC dos braços do conversor, (b) tensão CC diferencial v_{cc0Y} , (c) erro na tensão total do barramento ($v_{CC0\Delta}$) e (d) corrente de circulação do conversor ($i_{o\Delta}$)



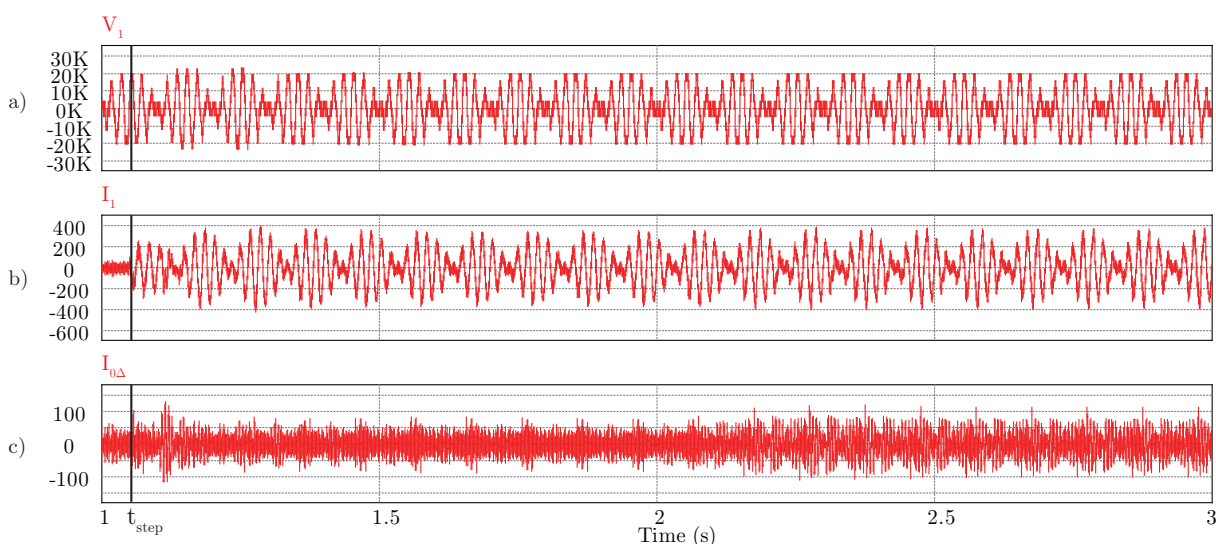
Pode-se observar que ao aplicar o degrau em i_{d2} é observado a queda das tensões dos barramentos bem como um desbalanço, que pode ser observado na

componente (v_{CC0Y}) das tensões dos barramentos. O conversor então atua no controle das correntes da porta P1 para regular a tensão total do barramento e na corrente de circulação, que apresenta um acréscimo em sua amplitude durante o transitório.

Por outro lado, ao aplicar o degrau em i_{q2} , observa-se que a tensão total não é afetada, permanecendo regulada, já a tensão CC v_{CC0Y} é perturbada, sendo que pode-se observar que há uma aumento da amplitude da corrente de circulação para compensar o desbalanço nas tensões CC causado pelo processamento de reativo.

Na Figura 33 são apresentadas as tensões e correntes em um braço do conversor para toda a resposta transitória simulada.

Figura 33 – Resposta transitória do conversor hexverter para degraus na referência de corrente da porta 2 (a) tensão imposta pelo braço 1 do Hexverter, (b) corrente no braço 1 do conversor e (c) corrente de circulação do conversor ($i_{o\Delta}$).



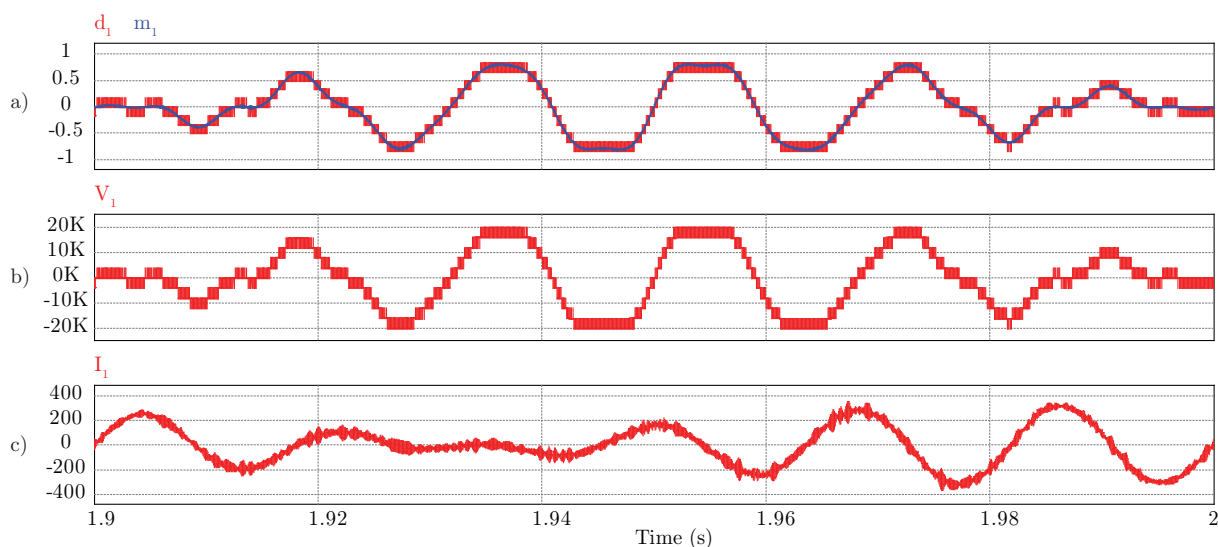
Ao observar a tensão imposta pelo braço do conversor nota-se que independente da potência processada pelo conversor ela apresenta pouca variação, isso se deve ao fato que para controlar as correntes nas portas, bem como a corrente de circulação é necessário fazer pequenas variações de amplitude e fase que são pouco perceptíveis.

Na Figura 34 são apresentadas as grandezas elétricas do braço 1 do conversor para a operação em regime permanente com fator de potência unitário nas duas portas em um período de 100 ms.

Na Figura 34 (a) pode-se observar a razão cíclica do braço, que é igual ao valor médio quase instantâneo da tensão imposta pelo braço normalizada.

Observa-se ainda que a forma de onda da tensão (v_1) e da corrente (i_1) apesar de possuírem um formato parecido não são iguais, o que se deve à sua composição pelas correntes e tensões de fase das portas, e evidencia o processamento de potência

Figura 34 – Grandezas elétricas de um braço do conversor hexverter para operação em regime permanente com fator de potência unitário nas duas portas (a) razão cíclica do braço em comparação com a tensão imposta pelo braço normalizada (v_1/V_{CC1}), (b) tensão imposta no braço 1 do conversor pela ação de controle e (c) corrente que circula no braço do conversor.



reativa pelo braço, mesmo que não haja processamento de reativo nas portas.

Nas figuras 35 e 36 são apresentadas as decomposições em série de Fourier para as tensões e correntes no braço 1 do conversor, bem como a corrente de circulação para a operação com fator de potência unitário nas duas portas do conversor.

Na Figura 35 são mostradas as componentes fundamentais enquanto a Figura 36 mostra as componentes de alta frequência, nas frequências múltiplas da frequência de chaveamento.

Observa-se que a tensão imposta pelo braço possui duas componentes de maior amplitude, que corresponde a tensão de linha nas portas, nas frequências f_1 e f_2 e duas componentes de terceira harmônica com amplitude igual a 1/6 das fundamentais.

Já a corrente do braço, neste caso, é composta predominantemente pelas componentes fundamentais, possuindo um valor reduzido nas componentes de terceira harmônica, que podem ser observados na corrente de circulação $i_0\Delta$.

Observando as componentes de alta frequência pode-se notar que as tensões e correntes possuem componentes em torno das frequências múltiplas de nf_s (número de submódulos multiplicado pela frequência de chaveamento).

Na Figura 37 são apresentadas as decomposições em série de Fourier para as grandezas elétricas do braço 1 do conversor, com processamento de potência rativa na porta 2.

Pode-se notar que a tensão imposta pelo braço do conversor possui as mesmas componentes do que o caso anterior, onde foi considerado fator de potência unitário nas duas portas.

Figura 35 – Decomposição em série de Fourier para as grandezas elétricas de um braço do conversor operando com fator de potência unitário nas duas portas (a) Tensão imposta pelos submódulos, (b) corrente do braço e (c) corrente de circulação.

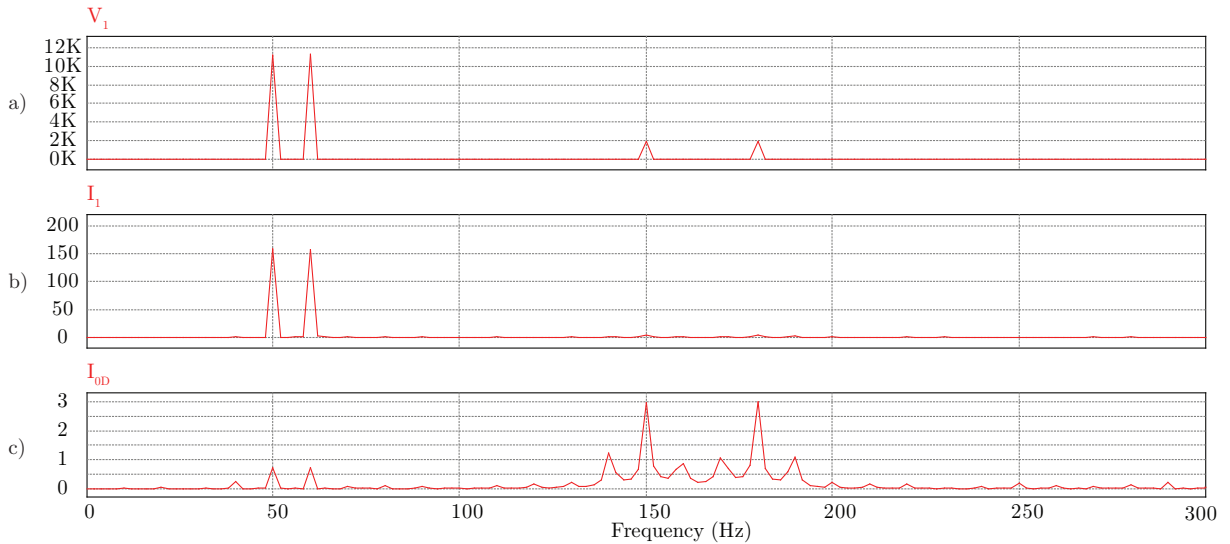
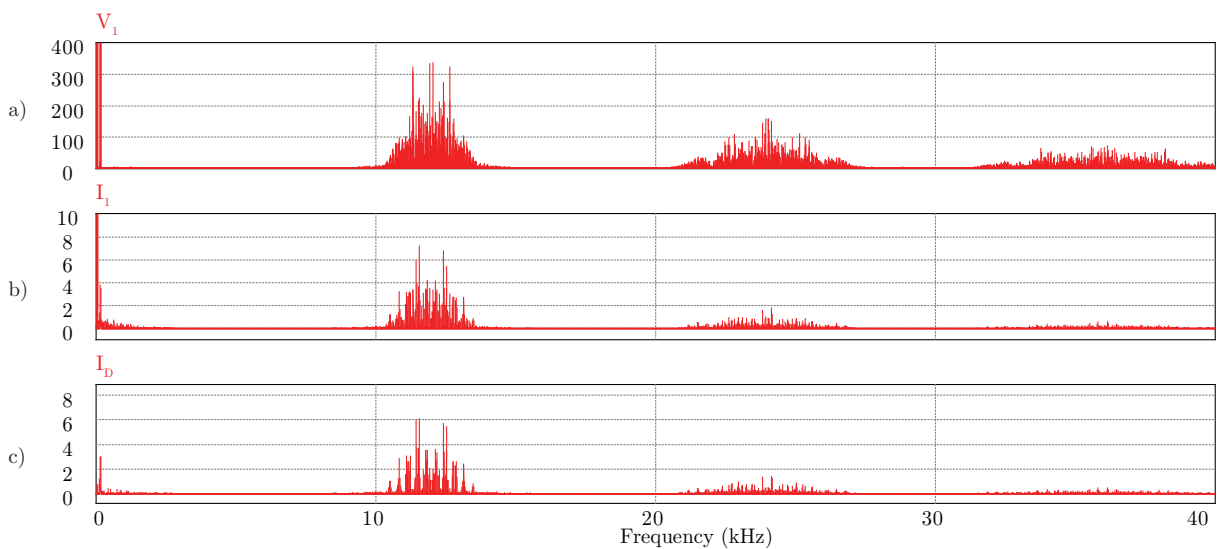
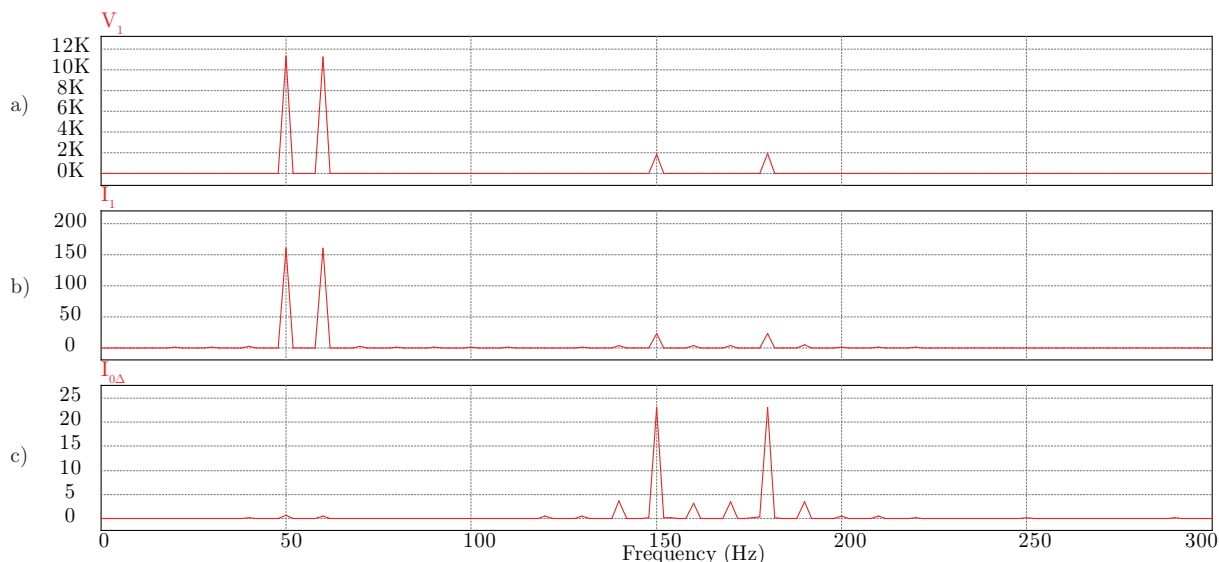


Figura 36 – Decomposição em série de Fourier para as grandezas elétricas de um braço do conversor operando com fator de potência unitário nas duas portas (a) Tensão imposta pelos submódulos, (b) corrente do braço e (c) corrente de circulação.



Já nas componentes das correntes pode-se notar um aumento da amplitude das componentes de terceira harmônica ($3f_1$ e $3f_2$), sendo que foi observado uma amplitude 10 vezes maior para a operação com fator de potência igual a 0,99 na porta 2.

Figura 37 – Decomposição em série de Fourier para as grandezas elétricas de um braço do conversor operando com processamento de potência reativa na porta 2 (a) Tensão imposta pelos submódulos, (b) corrente do braço e (c) corrente de circulação.



5.7 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR COM FREQUÊNCIAS APROXIMADAMENTE IGUAIS NAS PORTAS

Quando o conversor opera com frequências muito próximas nas duas portas ($\omega_1 \approx \omega_2$) a potência oscilante passa a ter uma frequência próxima de zero na diferença das frequências, o que ocasiona uma ondulação de tensão maior nas tensões de barramento.

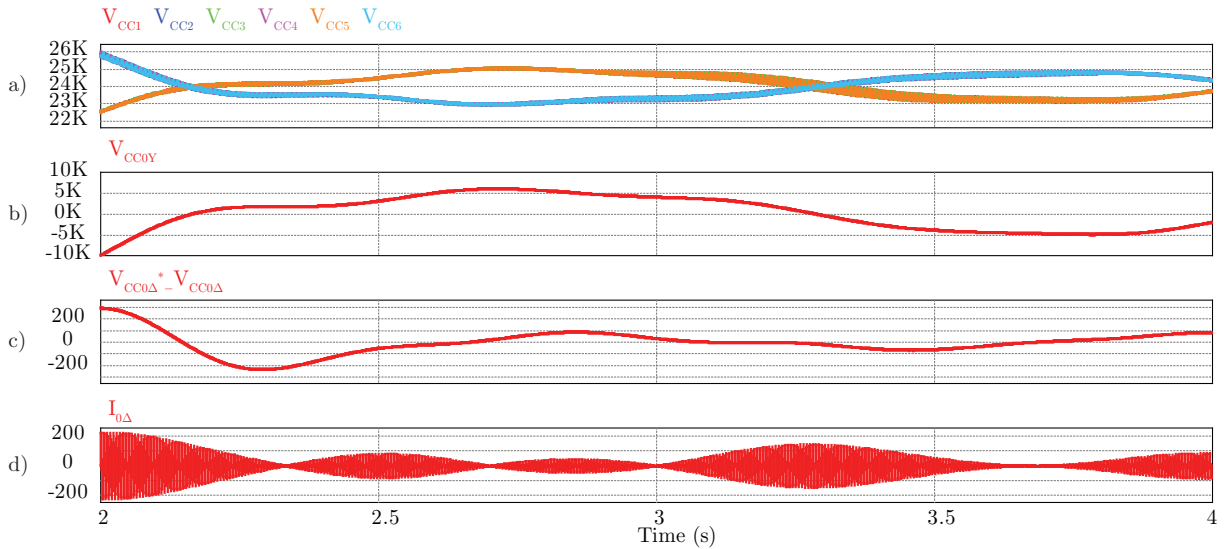
Contudo, como essa oscilação é muito lenta ela pode ser compensada pela malha de controle da diferença de tensão entre os submódulos (ΔV_{cc}), conforme apresentado na Figura 38, onde são apresentados os resultados de simulação das grandezas internas do conversor com diferença de 0,5 Hz entre as frequências das duas portas.

Observa-se que as tensões dos barramentos ficam reguladas e apresentam uma ondulação de tensão reduzida (Figura 38 (a)), contudo para que isso aconteça o controle impõe uma corrente de circulação que possui uma amplitude mais elevada, conforme apresentado na Figura 38 (d). Neste caso a amplitude da corrente de circulação varia com uma frequência igual a 0,5 Hz, que é a diferença das frequências nas duas portas.

Na Figura 39 são mostradas as tensões e correntes nos braços do conversor, sendo que, assim como acontece com a corrente de circulação essas grandezas também variam apresentando uma amplitude variável no tempo com frequência igual a $\omega_1 - \omega_2$.

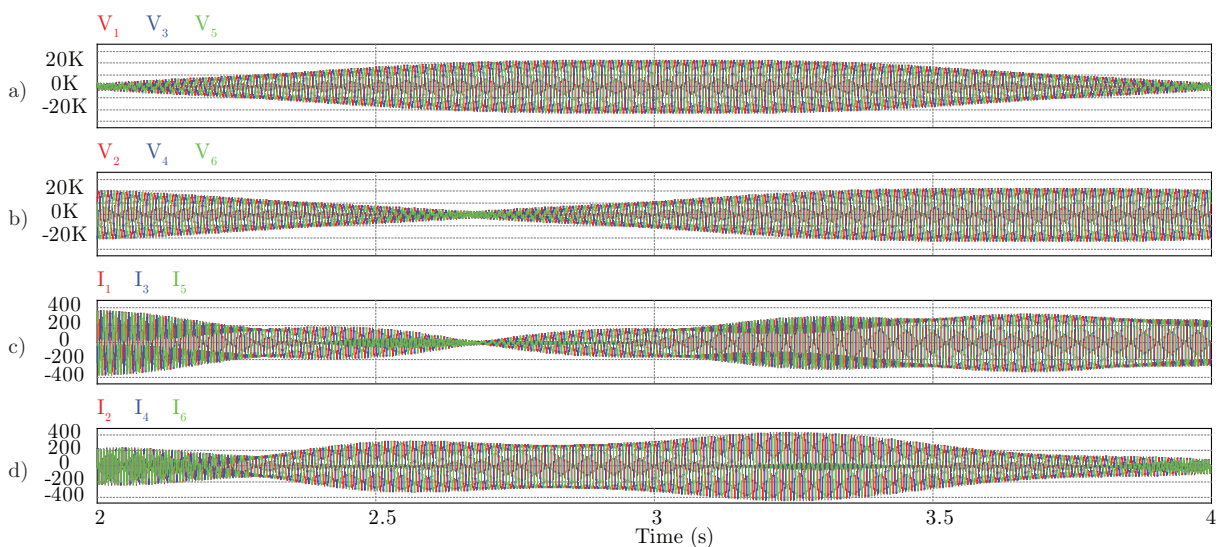
Como as frequências são muito próximas pode-se observar o comportamento

Figura 38 – Resultado de simulação das grandezas internas do conversor com $\omega_1 = 60$ Hz e $\omega_2 = 59,5$ Hz. (a) tensões de barramento dos submódulos (nV_{CC}), (b) diferença entre as tensões dos barramentos dos braços pares e ímpares ($\Delta V_{cc} = V_{CC1} - V_{CC2} + V_{CC3} - V_{CC4} + V_{CC5} - V_{CC6}$), (c) o erro tensão total dos barramentos ($e_{V_{tot}} = V_{CC_{tot}}^* - V_{CC_{tot}}$) e (d) corrente de circulação ($i_{0\Delta}$).



que o conversor teria no caso de frequências iguais ($\omega_1 = \omega_2$), em função da variação do ângulo θ , sendo que o intervalo de simulação com $t = [2 \text{ s}, 4 \text{ s}]$ corresponde a variação de $\theta = [0, 2\pi]$.

Figura 39 – Resultado de simulação das tensões e correntes no braço do conversor com $\omega_1 = 60$ Hz e $\omega_2 = 59,5$ Hz. (a) Tensões nos braços 1, 3 e 5, (b) Tensões nos braços 2, 4 e 6, (c) Correntes nos braços 1, 3 e 5 e (d) Correntes nos braços 2, 4 e 6.



5.8 RESUMO E CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi proposta uma estratégia de controle, sendo que a estratégia de controle foi validada por simulação. No decorrer do capítulo foram sendo adicionadas as malhas de controle, sendo iniciado pela malha mais interna (malha de corrente) para a malha mais externa (malha de tensão).

Foi adicionada um controle de cada vez, isso possibilitou observar o efeito de cada malha na resposta de corrente e tensão individualmente.

A estratégia de controle proposta é relativamente simples, empregando técnicas de controle que já são bastante conhecidas e difundidas na literatura.

No capítulo a seguir a estratégia de controle será validada empregando hardware in the loop, para isso será considerado um conversor com os mesmos parâmetros apresentados neste capítulo.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A seguir serão apresentados os resultados experimentais obtidos com a implementação do controle e a emulação do conversor.

Para isso foi empregado o simulador em tempo real OPAL-RT OP-5700 para realizar a emulação do conversor, enquanto a implementação do controle do conversor foi feita em FPGA, sendo empregado o FPGA Cyclone V da Altera.

Neste sistema de emulação, que pode ser visto na Figura 40, a placa de controle amostra as saídas analógicas do HIL e, de acordo com a estratégia de controle previamente apresentada, gera os pulsos PWM que controlam o conversor, que é emulado no HIL.

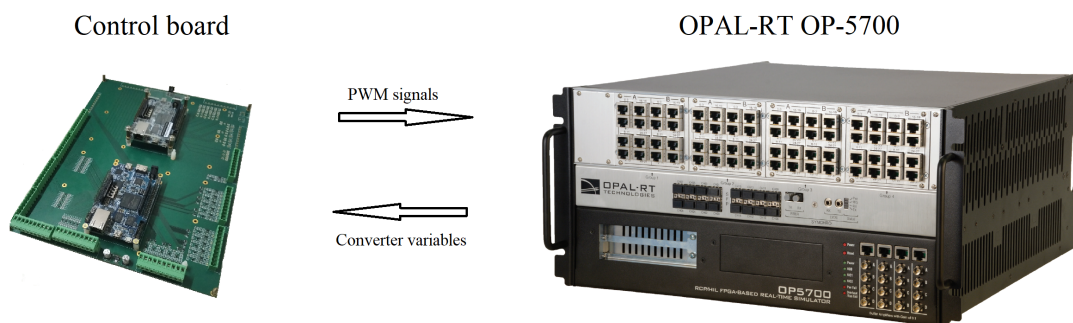


Figura 40 – figura da placa de controle onde é implementada a estratégia de controle e o Hardware-in-the-Loop OPAL-RT OP-5700A, que faz a emulação do Hexverter em tempo real.

Considera-se que o conversor emulado está conectado à duas redes trifásicas com frequências diferentes, e o fluxo de potência se dá da Porta 1 para a Porta 2.

Para os parâmetros do conversor são considerados os mesmos parâmetros apresentados anteriormente na Tabela 4.

Nas seções a seguir são apresentados os resultados experimentais obtidos com a placa de controle baseada em FPGA e o hardware-in-the-loop OPAL. Sendo que, inicialmente serão apresentados os resultados para regime permanente e posteriormente os resultados para resposta transitória.

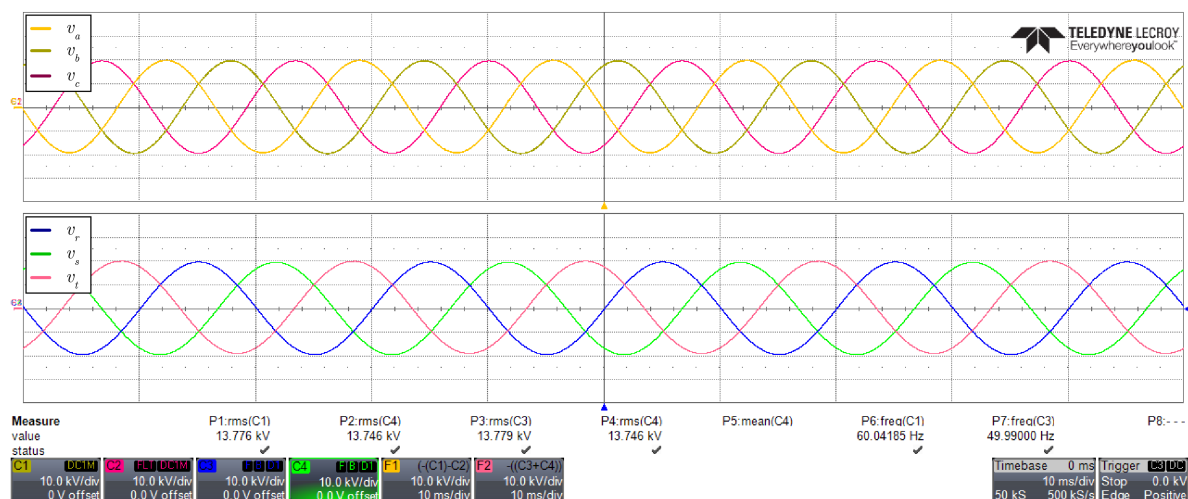
Internamente o HIL emula o conversor fazendo os cálculos do modelo de acordo com os valores nominais do conversor, contudo as suas saídas analógicas podem assumir valores entre ± 32 V, para as medidas feitas no osciloscópio foram considerados os ganhos para externalizar as variáveis do conversor nas saídas do HIL, sendo assim observados os valores reais emulados pelo OPAL.

6.1 OPERAÇÃO DO HEXVERTER EM REGIME PERMANENTE

A Figura 41 mostra as tensões de linha nas duas portas do conversor. Sendo possível observar as tensões trifásicas, balanceada, que são impostas nas duas portas

do Hexverter.

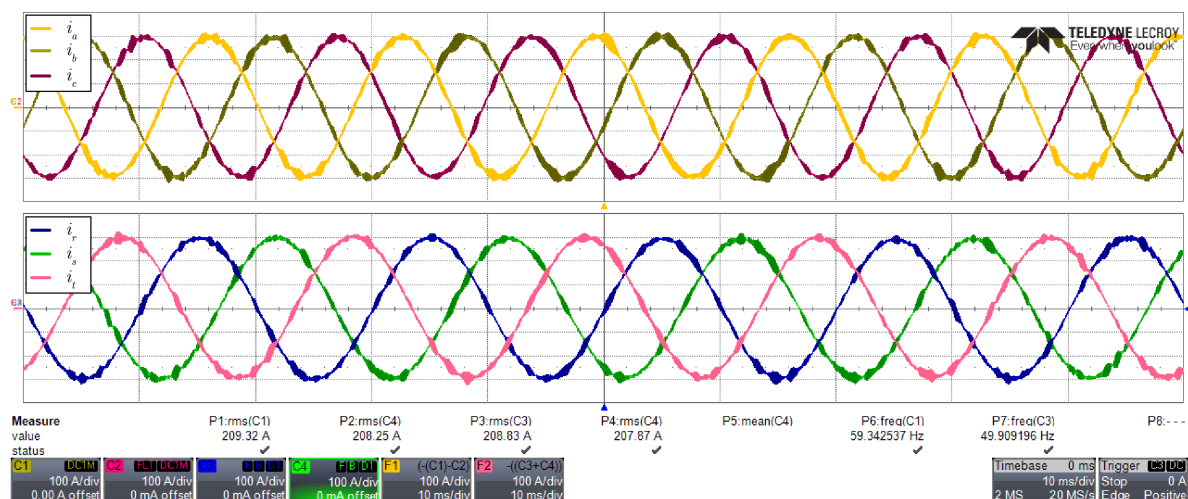
Figura 41 – Tensão de linha nas duas portas do conversor Hexverter, onde é medida o valor eficaz igual a 13.8 kV rms, com uma frequência de 60 Hz na Porta 1 e 50 Hz na Porta 2.



Observa-se que as tensões na porta 1 possuem valor eficaz igual a 13,8 kV e frequência de 60 Hz. Na porta 2 são observadas tensões com mesma amplitude, mas de frequência diferente, sendo igual a 50 Hz.

Na Figura 42, são apresentadas as correntes nas duas portas do conversor. É possível observar as correntes trifásicas que são reguladas pelo controle.

Figura 42 – Correntes de linha nas duas portas do, onde o valor eficaz de 209 A rms é medido, com uma frequência de 60 Hz na Porta 1 e 50 Hz na Porta 2.

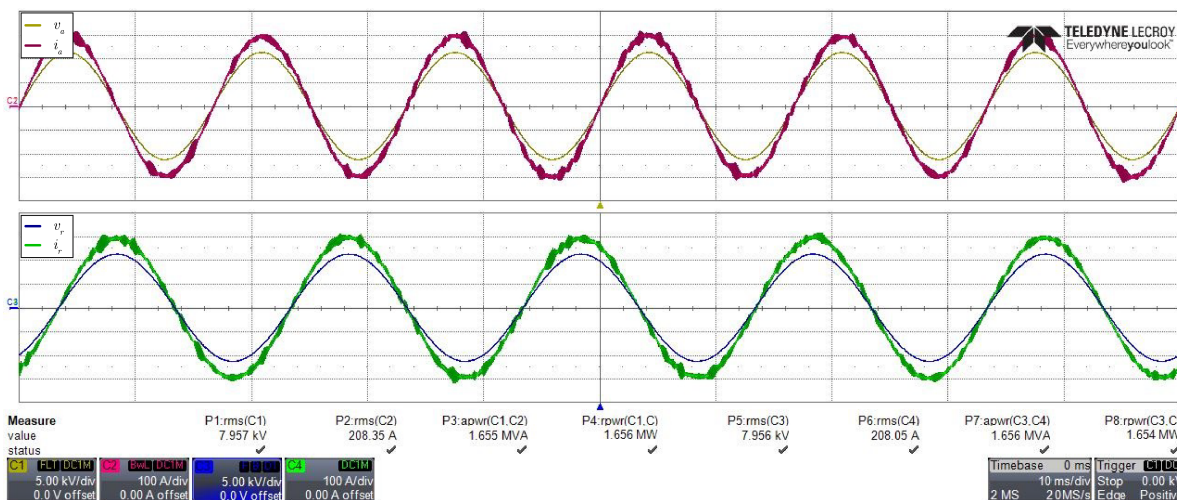


As correntes de linha em ambas as portas podem ser observadas com seu valor nominal de 209 A e, conseqüentemente a potência nominal do conversor, igual a 5 MW.

A corrente e a tensão para uma fase de cada porta (fase A e fase R, da porta 1 e da porta 2 respectivamente) é mostrada na Figura 43. Sendo mostrada também o

valor de potência ativa e e potência aparente em cada fase, valor este que é calculado com base no produto da tensão e corrente.

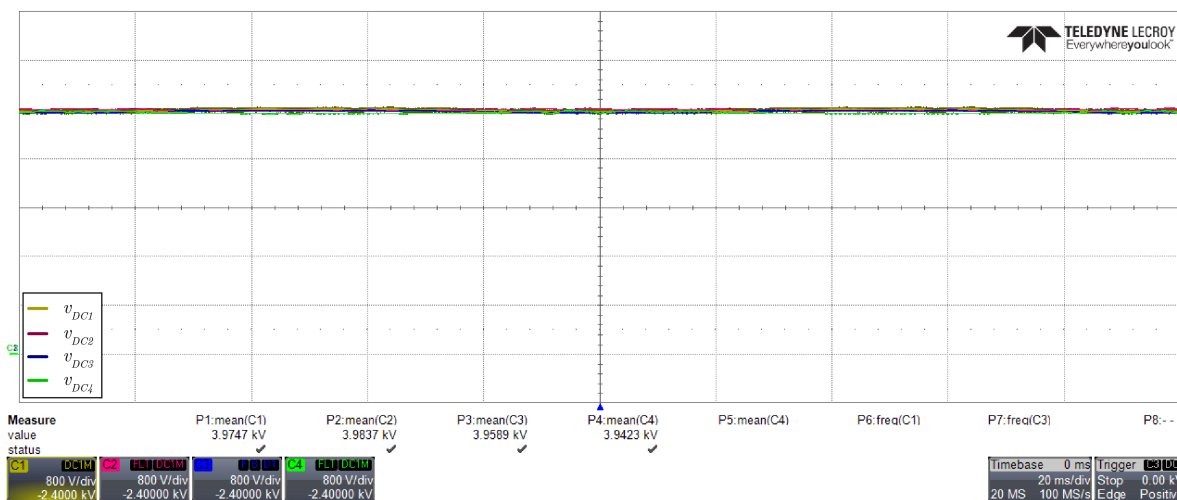
Figura 43 – Operação do conversor com potência igual a 5 MW: tensão de fase e corrente de linha na fase A porta 1 e fase R porta 2, onde é medida a potência aparente e a potência ativa por fase em cada porta.



Neste caso, o conversor opera com a potência nominal de 5 MW (1,66 MW por fase) e fator de potência unitário nas duas portas, o que fica evidente ao observar que a potência aparente é aproximadamente igual a potência ativa.

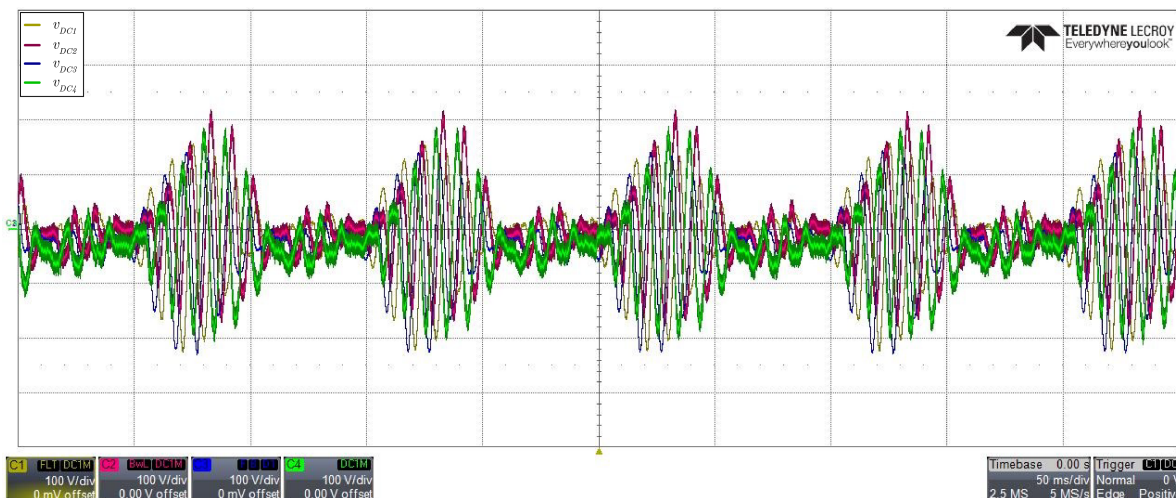
Na Figura 44 observa-se a tensão do barramento CC de quatro submódulos de distintos braços do conversor. pode-se notar que todas as tensões apresentadas possuem aproximadamente o mesmo valor médio de tensão, sendo ele igual a 4 kV, e com reduzida ondulação de tensão, conforme mostrada em detalhe na Figura 45.

Figura 44 – Tensão CC de quatro submódulos de diferentes braços do conversor.



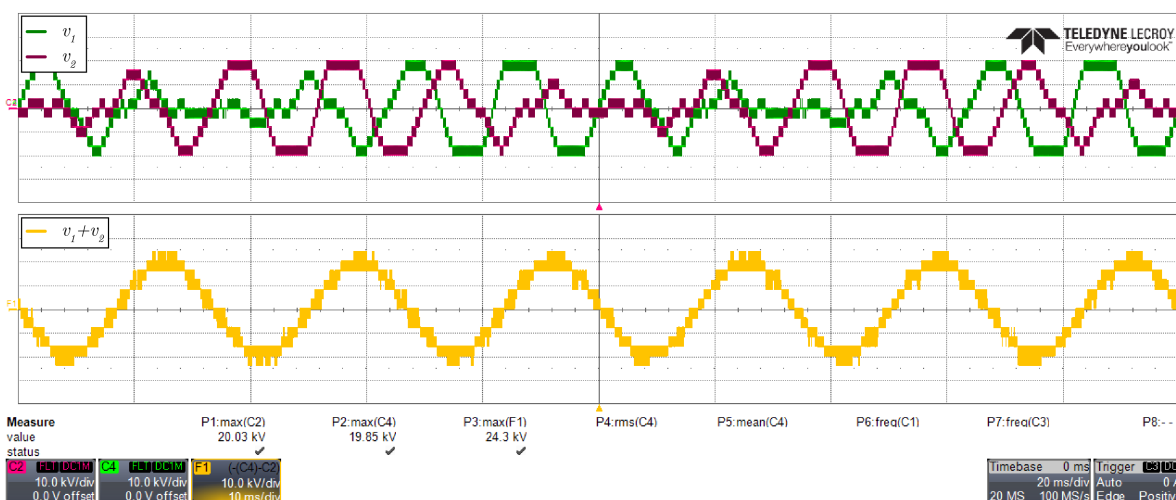
A ondulação de tensão no barramento CC dos submódulos é devida ao processamento de potência monofásica pelos braços do Hexverter, sendo composta principalmente pelas frequências $\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2$, $2\omega_1$ e $\omega_1 + \omega_2$.

Figura 45 – Tensão CC de quatro submódulos de diferentes braços do conversor.



As tensões sintetizadas pelo conversor Hexverter são mostradas na Figura 46, onde observa-se a tensão do braço 1 e do braço 2, bem como sua respectiva soma, que é a tensão de linha V_{AB} imposta pelo conversor.

Figura 46 – Tensões sintetizadas por dois braços adjacentes do Hexverter, onde a soma das duas resulta na tensão de linha imposta pelo conversor.



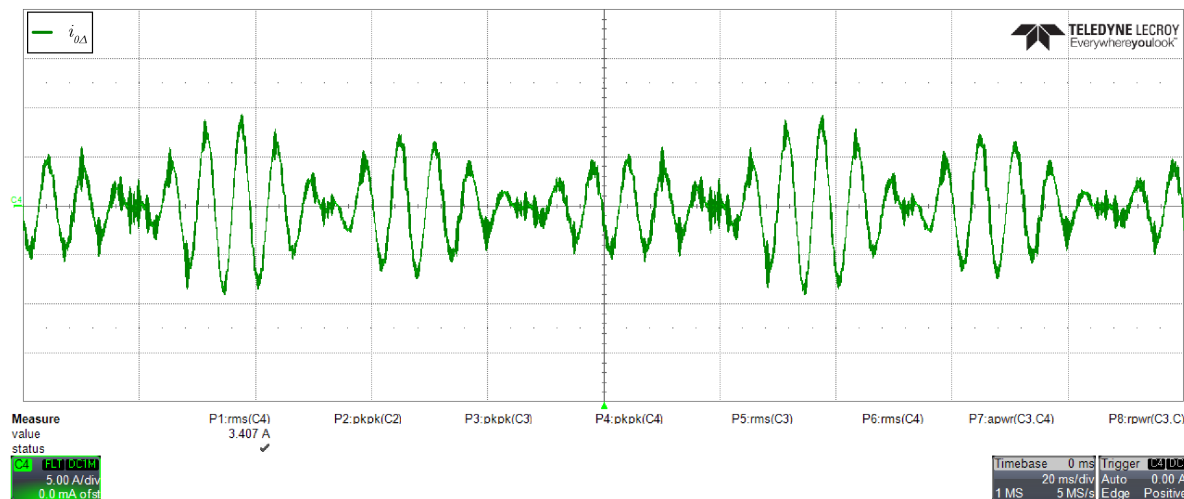
Pode-se notar que o valor de pico da tensão imposta por um braço do conversor é igual a $5V_{DC}$, sendo que a máxima tensão que o conversor pode aplicar, neste caso, é igual a $6V_{DC}$ (número de submódulos multiplicado pela tensão de barramento).

A redução de um nível é obtida ao fazer a injeção da terceira harmônica na tensão de modo comum do conversor (v_{0Y}). Uma vez que a amplitude dessa componente é calculada para minimizar o pico da tensão imposta pelos braços.

Sem a injeção de terceira harmônica, seriam necessários utilizar todos os seis submódulos para atingir o pico de tensão demandado para controlar as correntes nas portas do conversor.

Na Figura 47 é apresentada a corrente de circulação ($i_{0\Delta}$) para a condição do conversor operando com fator de potência unitário nas duas portas.

Figura 47 – Corrente de circulação no hexverter, operando com fator de potência unitário nas duas portas do conversor.



Neste caso em particular, a corrente de circulação ($i_{0\Delta}$) é relativamente pequena (apresenta um valor eficaz igual a 3,4 A). Esse valor reduzido na corrente de circulação é devida à pequenos desbalanços na tensão da rede, variações paramétricas do conversor devido a tolerância dos componentes e diferença de potência reativa nas indutâncias de linha do conversor.

Em uma condição de operação em que o conversor processa potência reativa em uma porta, a corrente de circulação aumentaria significativamente.

Para o caso com processamento de potência reativa, a corrente de circulação poderia ser reduzida aumentando-se a tensão de modo comum imposta pelo controle (v_{0Y}). Contudo, para aumentar a tensão de modo comum, seria necessário aumentar a tensão total do barramento CC e, eventualmente, adicionar mais submódulos por braço do conversor, o que acarretaria em um sobredimensionamento do barramento CC.

A operação do conversor com potência reativa pode ser visualizada nas figuras a seguir, onde é considerada a operação do conversor com fator de potência 0,9 na porta 2, enquanto a porta 1 opera com fator de potência unitário.

Na Figura 48, de forma similar ao caso anterior, são mostradas as tensões e correntes em duas fases do conversor, sendo elas fase A (porta 1) e fase R (porta 2).

Observa-se, na fase R, que a corrente está adiantada da tensão, enquanto na fase A tensão e corrente estão em fase.

Neste caso, como o conversor opera processando potência reativa, é provocado um desbalanço na tensão CC diferencial (v_{CC0Y}), que é compensada pelo controle do conversor aumentando a corrente de circulação ($i_{0\Delta}$), conforme mostrado na Figura 49.

Figura 48 – Conversor operando com potência aparente de 5 MVA e $\cos(\phi) = 0,9$ na porta 2, e fator de potência unitário com potência igual a 4.5 MW na porta 1.

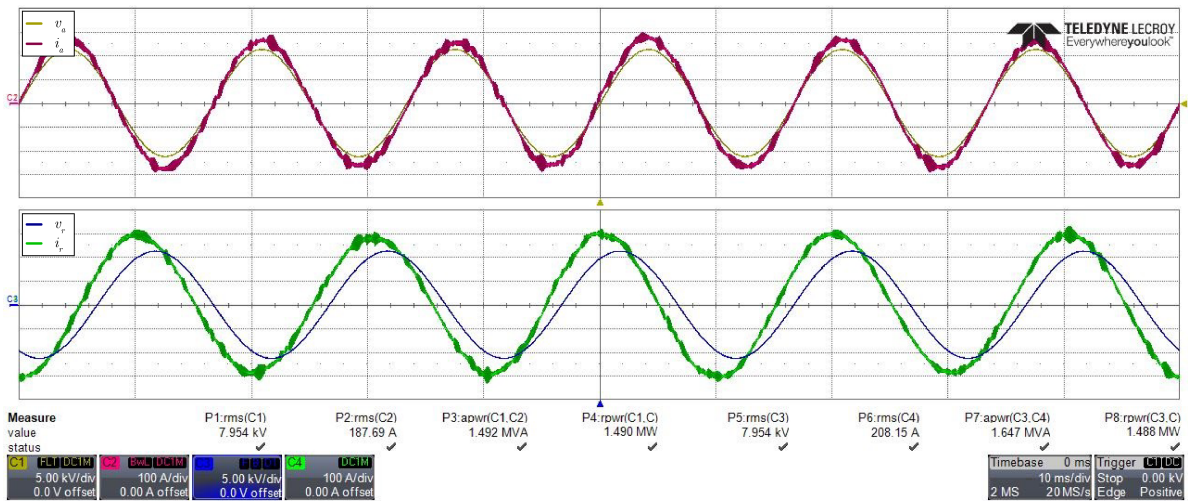
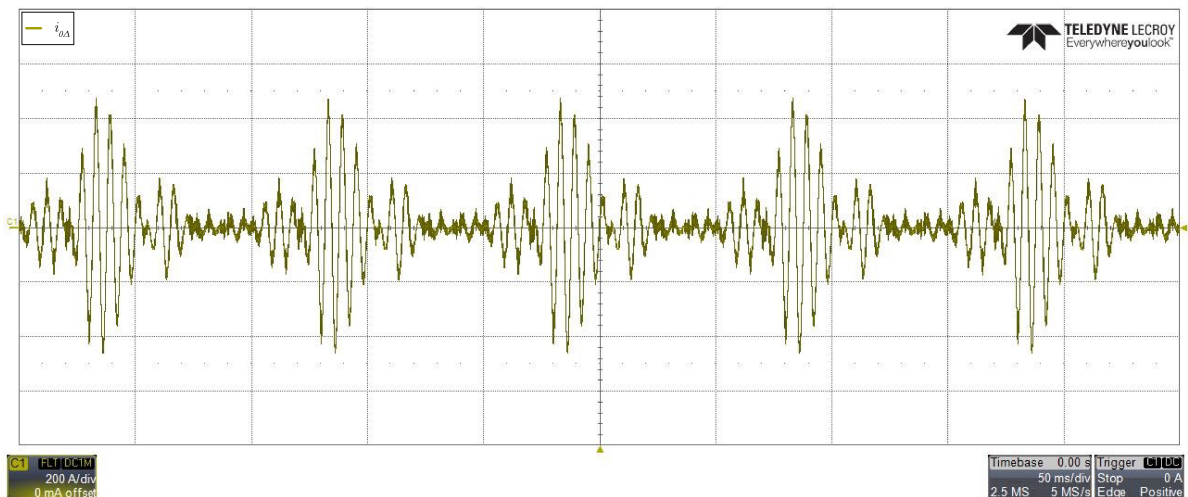


Figura 49 – Corrente de circulação do conversor com processamento de potência reativa em uma porta.

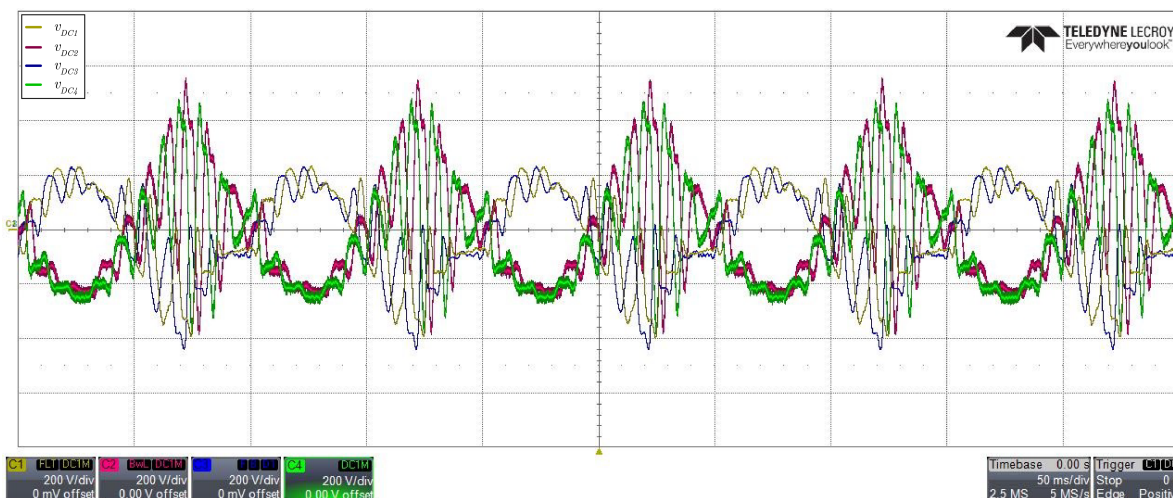


Como a tensão de modo comum (v_{0Y}) é fixada para obter a mínima tensão que o conversor precisa sintetizar para ter as tensões de linha necessária para controlar o conversor, é observado um aumento significativo na corrente de circulação conversor ($i_{0\Delta}$), para garantir que as tensões dos barramentos se mantenham balanceadas. Neste caso observa-se que a amplitude da corrente de circulação chega a ser maior que o pico das correntes de linha nas portas.

Além disso, o processamento de potência reativa também aumenta a interação das tensões e correntes de diferentes portas, o que aumenta a oscilação de tensão no barramento CC dos submódulos, principalmente na frequência ($\omega_1 - \omega_2$), devido ao aumento da potência oscilante nesta componente nos braços do conversor.

O aumento da oscilação da tensão CC para a operação do conversor com potência reativa pode ser observado na Figura 50.

Figura 50 – Ondulação da tensão CC de quatro submódulos de diferentes braços do conversor, considerando a operação com processamento de reativo.



Para a condição de operação do conversor com a estratégia de controle proposta e com processamento de potência reativa observa-se um aumento considerável na corrente de circulação e na oscilação das tensões dos barramentos.

Tendo isso em vista pode-se salientar as seguintes implicações práticas.

A oscilação de tensão nos submódulos tem pouco impacto na operação do conversor do ponto de vista desde que a tensão mínima do barramento seja superior a tensão que deve ser sintetizada pelo braço, contudo a oscilação de tensão pode ser vista como uma perturbação do sistema, e dependendo da resposta dinâmica das malhas de controle essa perturbação pode ser observada nas grandezas controladas, que neste caso são as correntes nas portas.

Esse problema (distorção da corrente devido a perturbação da tensão do barramento CC) pode ser mitigado, a depender do caso, ajustando os ganhos e até introduzindo uma ação de controle ressonante na frequência de interesse, contudo essa estratégia pode ser aplicada com bom desempenho caso a frequência de oscilação seja conhecida e bem definida, principalmente em casos onde não há variações significativas nas frequências das portas do conversor. Além de existir a possibilidade de aumentar a capacitância de barramento dos submódulos.

Por outro lado, tem-se o aumento da corrente de circulação do conversor, que tem um impacto mais significativo na operação do conversor podendo limitar a aplicação do conversor caso seja necessário operar com potência reativa.

O problema da corrente de circulação elevada pode ser mitigado de duas formas basicamente, a primeira fazendo a potência reativa na porta P1 ser igual ao oposto da potência reativa da porta P2 ($Q_{P1} = -Q_{P2}$) e a segunda aumentando a componente de tensão de terceira harmônica da tensão V_{0Y} e conseqüentemente reduzindo a amplitude necessária para balancear as tensões dos barramentos dos submódulos.

As técnicas para minimizar a corrente de circulação tendem a ser mais limitantes

do que as para diminuir os efeitos da ondulação de tensão do barramento CC. Uma vez que operar com injeção de reativo na porta P1 pode não ser adequado devido a restrições da rede, especialmente se for considerada o processamento de reativo capacitivo. O aumento de amplitude da terceira harmônica na tensão de modo comum do conversor pode implicar na necessidade de aumentar o número de submódulos, o que de maneira geral não é desejado.

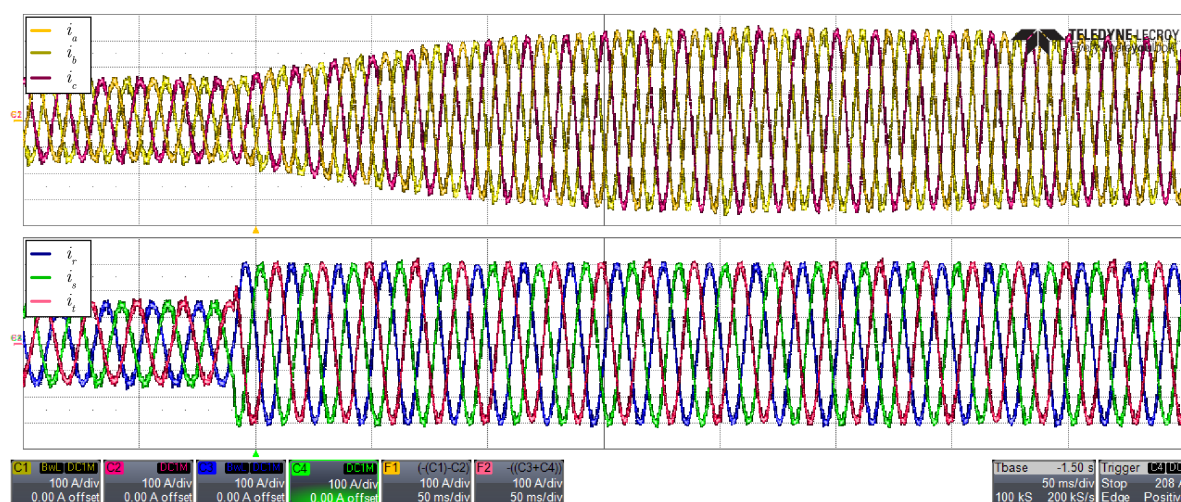
Com as considerações feitas a respeito da operação do conversor MMC Hexverter pode-se concluir que a topologia se mostra mais interessante para aplicações de conexão entre redes AC trifásicas com frequências de operação distinta e na conexão de aerogeradores à rede elétrica.

Por outro lado sua aplicação pode ser mais limitada em acionamentos elétricos, devido a necessidade de operação com processamento de reativo, principalmente se considerado o acionamento de motores de indução trifásicos.

6.2 RESPOSTA TRANSITÓRIA

A resposta transitória do conversor para um degrau de 50 % na referência de corrente da porta 2 é mostrada na Figura 51.

Figura 51 – Resposta transitória para uma degrau de 50% to 100% na referência da corrente injetada na porta 2 do conversor.

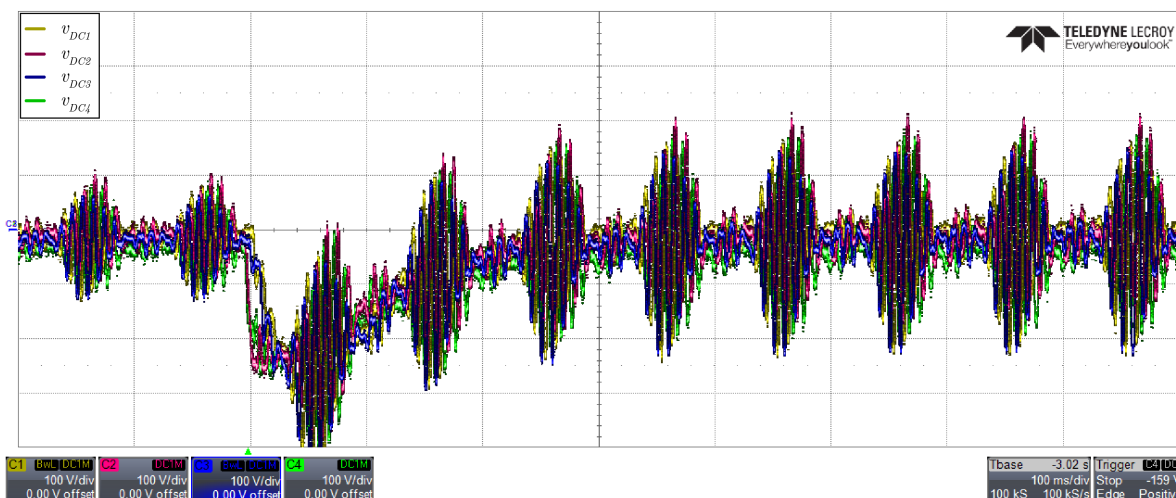


Observa-se que a corrente na porta 2 converge rapidamente para o valor de referência. Por outro lado, a corrente na porta 1 apresenta um tempo de resposta maior, isso se deve à malha de controle de tensão do barramento que possui uma dinâmica mais lenta em comparação à malha de controle das correntes de linha do conversor,

A Figura 52 mostra as tensões CC dos submódulos do conversor, sendo desconsiderado sua componente média,

Observa-se que, após a resposta transitória, a tensão dos barramentos é regulada, mantendo o valor médio de 4,0 kV. Além disso, nota-se que com o aumento

Figura 52 – Resposta transitória para uma degrau de 50% to 100% na referência da corrente injetada na porta 2 do conversor.

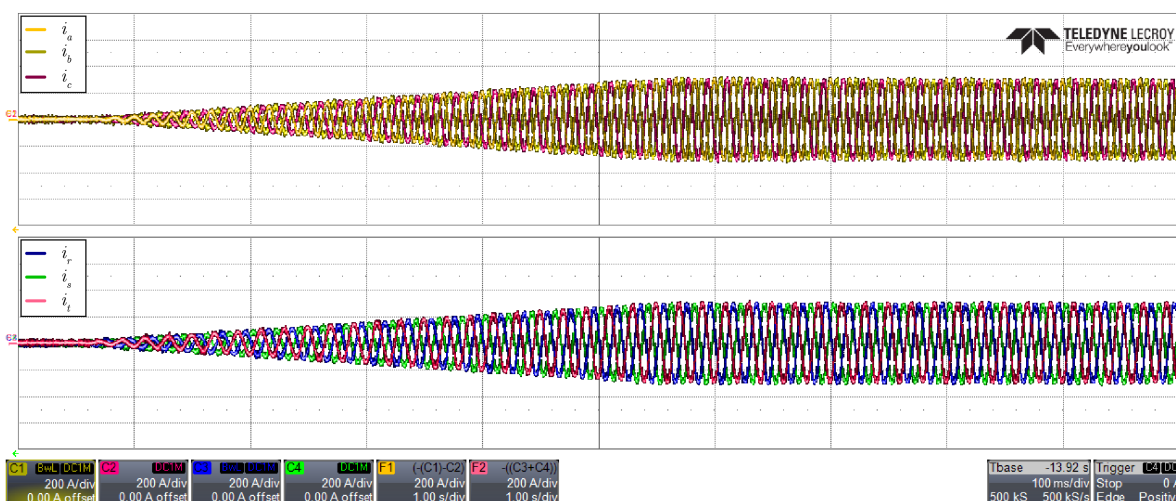


da potência processada pelo conversor há um aumento na oscilação da tensão de barramento, que dobra sua amplitude, evidenciando a relação direta entre a potência processada pelo conversor e a ondulação de tensão, neste caso, a oscilação é de aproximadamente 5%.

Também foi observada a resposta transitória do controle do conversor para partida suave em rampa, conforme apresentado nas nas Figuras 53 e 54.

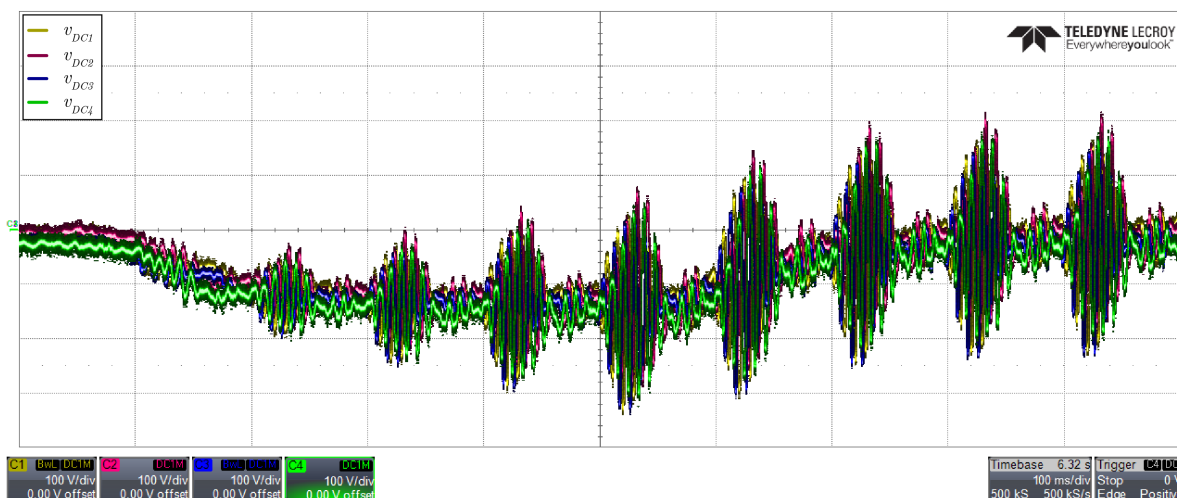
Para a resposta à rampa foi considerada uma rampa de 0% a 100% de corrente na porta 2 em um intervalo de tempo de 500 ms.

Figura 53 – Resposta transitória para uma rampa de 0% to 100% de potência injetada na porta 2 do conversor.



Neste caso a tensão CC dos submódulos apresentam um erro constante durante o transitório, sendo que o erro para a regulação de tensão é zerado após a porta 2 atingir seu valor nominal de corrente.

Figura 54 – Resposta transitória para uma rampa de 0% to 100% de potência injetada na porta 2 do conversor.



6.3 RESUMO E CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo validou-se a topologia do conversor e as malhas de controle com o emprego de emulação em tempo real Hardware-In-the-Loop, sendo implementado o controle em FPGA.

Foi emulado uma variedade de condições de operação, o que possibilitou observar não apenas a operação em regime permanente, bem como a resposta transitória.

Os resultados obtidos foram condizentes com as análises e os resultados de simulação obtidos anteriormente, podendo-se assim comprovar a operação do conversor e a estratégia de controle proposta.

7 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi analisado o conversor direto de frequência Hexverter, sendo analisado sua operação em regime permanente, observando as grandezas de corrente e tensão nos braços do conversor, as relações de ganho entre as portas do conversor e a distribuição de potência absorvida/injetada em cada porta.

Para a determinação do modelo dinâmico do conversor foi proposta uma transformada síncrona de eixo de referência, que possibilitou transformar o conversor em circuitos equivalentes desacoplados, sendo proposta uma estratégia de controle relativamente simples e semelhante à estratégia de controle empregada em conversores MMC, que já é bastante conhecida e relatada na literatura.

Dentre as principais contribuições destaca-se a proposta de transformadas que possibilitaram desacoplar as variáveis do conversor em relação as duas portas do mesmo, sendo obtido inicialmente semelhante à um modelo de conversor back-to-back, onde os dois sistemas trifásicos (abc e rst) são independentes. A obtenção desses modelos possibilita empregar técnicas de modelagem e controle clássicas que já são bem estudadas e difundidas na literatura.

Aplicando as transformadas no conversor foram obtidos os modelos linearizados do conversor Hexverter, e proposta uma estratégia de controle para o conversor. A estratégia proposta se assemelha bastante ao controle do conversor MMC CA-CC, sendo que as correntes de entrada são controladas pelas variáveis dq enquanto o equilíbrio das tensões do barramento são controladas pelas componentes de modo comum.

Se comparado com o controle do conversor MMC, o controle do Hexverter possui menor grau de liberdade, uma vez que no conversor MMC é possível controlar tanto as correntes quanto as tensões de modo comum de forma independente, já no Hexverter para fazer o balanceamento das tensões dos barramentos pode-se apenas utilizar a tensão de modo comum estrela (v_{0Y}) e a corrente de circulação de modo comum delta ($i_{0\Delta}$).

Com relação a ondulação de tensão no barramento CC, observou-se que ela não tem uma influência significativa na regulação das correntes, desde que a tensão mínima seja maior que a tensão que o braço precisa impor, neste caso o sistema passa a ser não controlável por curtos intervalos de tempo, aumentando a distorção das correntes nas portas.

Como os braços do conversor processam potência monofásica sempre haverá ondulação de tensão no barramento, uma vez que a potência no braço é oscilante, sendo as componentes mais importantes de oscilação ocorrem nas frequências ($f_{P1} - f_{P2}$), $2f_{P1}$, $2f_{P2}$ e $(f_{P1} + f_{P2})$.

Além da ondulação de tensão depender da potência ativa processada ela é

bastante influenciada pela potência reativa, sendo que a única forma de reduzir a amplitude da ondulação é aumentar a capacitância do barramento, neste caso componentes adicionais nas correntes e tensões de modo comum não ajudariam, uma vez que essas componentes são comuns para todos os braços sendo que ao reduzir a ondulação de tensão no barramento de um braço isso implicaria em aumentar a ondulação nos demais braços.

Os resultados obtidos mostraram que a topologia pode ser viável para aplicações de conversão de potência entre dois sistemas trifásicos com frequências diferentes, sendo também observadas algumas limitações para a aplicação do Hexverter, especialmente quando considera-se frequências próximas nas duas portas além do processamento de potência reativa, contudo essas limitações podem ser minimizadas com emprego de diferentes estratégias de controle e/ou estratégia de modulação.

Outra possível aplicação interessante para o Hexverter é a conexão de aerogerador à rede elétrica. A aplicação do conversor em acionamento elétrico é a que apresenta a maior limitação, especialmente com relação a potência reativa drenada pelo motor elétrico, contudo esse problema pode ser mitigado, tornando possível o emprego do Hexverter dependendo da aplicação.

Para possível aplicação do conversor como filtro ativo, a maior limitação se daria com relação a correção do fator de deslocamento, devido ao aumento do desbalanço de tensão e da ondulação no barramento CC, esse mesmo problema não é observado se considerarmos a injeção de corrente harmônicas, uma vez que a tensão, para frequências múltiplas da fundamental possui amplitude depressível e nesse caso não gera potência média nos braços do conversor.

7.1 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS OBJETIVOS GERAIS DA TESE E OS RESULTADOS ALCANÇADOS

Ao fim da tese pode-se verificar que, de forma geral, os objetivos gerais e resultados esperados para o trabalho foram atingidos de maneira satisfatória.

Sendo que foi feita uma análise detalhada do conversor Hexverter, o que possibilitou desenvolver uma transformação de eixo de referência dq0 a fim de obter um modelo com componentes de tensão e corrente desacopladas entre si. O que por sua vez possibilitou a proposição de uma estratégia de controle relativamente mais simples e equivalente à estratégias de conversores MMC que já são mais difundidas na literatura.

Conforme esperado, a operação, a modelagem e o controle do conversor foram validados via simulação numérica e emulação em tempo real. Com isso além de validar a análise teórica também foi possível identificar vantagens e limitações da topologia, o que possibilita ter um panorama mais assertivo com relação à aplicações nas quais seria vantajoso empregar o conversor hexverter, e em quais suas características podem

representar uma limitação para sua aplicação.

Ao fim da Tese pode-se observar que os objetivos gerais da tese foram alcançados, os seguintes pontos podem ser salientados com relação aos desafios encontrados durante a tese: a análise do conversor foi bastante complexa e difícil, especialmente considerando a interdependência das grandezas elétrica do conversor, contudo com uma análise detalhada e a aplicação de uma transformação pode-se obter circuitos equivalente e modelos relativamente simples.

Devido a complexidade do conversor e a quantidade de semicondutores foi bastante desafiador a implementação em Hardware In-the-Loop, especialmente considerando as limitações do hardware.

7.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Com base neste trabalho podem ser sugeridas algumas idéias de trabalhos futuros para dar sequência ao estudo do conversor Hexverter, podendo citar os seguintes itens:

- Validação experimental do conversor: construção de um protótipo em escala para validação experimental do conversor, sendo observado fenômenos e aspectos práticos que possam ter sido negligenciados neste trabalho, como, por exemplo, aspectos de perdas e comutação dos semicondutores.
- Estudo detalhado da modulação do conversor: proposição e comparação de desempenho do conversor com diferentes estratégias de modulação.
- proposição de outras estratégias de controle: estudar e propor estratégias de controle que possam trazer benefícios, especialmente se considerando minimizar a corrente de circulação.
- Análise do conversor operando com conexão dos neutros: observar a viabilidade da operação do Hexverter quando o neutro dos dois sistemas trifásicos são aterrados.
- Análise mais detalhada da operação com frequência igual nas duas portas: apesar de ter sido feita uma breve análise deste caso particular de operação ainda é necessário mais aprofundamento para determinar a viabilidade do conversor para a operação nessa condição.
- Análise e modelagem do conversor empregando fasores dinâmicos.

REFERÊNCIAS

- BAI, Z. *et al.* MMC Capacitor Voltage Balancing Strategy Based on Carrier Rotation. *In: 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*. [S.l.: s.n.], nov. 2018. P. 1–5. DOI: 10.1109/PEAC.2018.8590333.
- BARUSCHKA, L.; MERTENS, A. A new 3-phase direct modular multilevel converter. *In: PROCEEDINGS of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], ago. 2011. P. 1–10.
- BARUSCHKA, L. *et al.* Low-speed drive operation of the modular multilevel converter Hexverter down to zero frequency. *In: 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], set. 2014. P. 5407–5414. DOI: 10.1109/ECCE.2014.6954142.
- BARUSCHKA, Lennart; MERTENS, Axel. A new 3-phase direct modular multilevel converter. **Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications**, v. 2, n. 2, p. 1–10, 2011. DOI: 10.1177/0095399703256775.
- BELHAOUANE, M. M. *et al.* Robust Control Design of MMC-HVDC Systems Using Multivariable Optimal Guaranteed Cost Approach. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 55, n. 3, p. 2952–2963, mai. 2019. DOI: 10.1109/TIA.2019.2900606.
- BEN-BRAHIM, L. *et al.* Modular Multilevel Converter Circulating Current Reduction Using Model Predictive Control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 6, p. 3857–3866, jun. 2016. DOI: 10.1109/TIE.2016.2519320.
- BERGNA-DIAZ, G. *et al.* Analysis of MMC Dynamics in DQZ Coordinates for Vertical and Horizontal Energy Balancing Control. *In: IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], out. 2018. P. 5999–6006. DOI: 10.1109/IECON.2018.8592881.
- BLASZCZYK, P. Hex-Y — A New Modular Multilevel Converter Topology for a Direct AC-AC Power Conversion. *In: 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*. [S.l.: s.n.], set. 2018. p.1–p.10.
- CUI, Shenghui *et al.* A Novel Control Strategy of a Modular Multilevel Converter (MMC) based VSC-HVDC Transmission System. **2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, IEEE, n. 2100, p. 972–979, mar. 2015. DOI: 10.1109/APEC.2015.7104467. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7104467>.
- DEKKA, A. *et al.* A Space-Vector PWM-Based Voltage-Balancing Approach With Reduced Current Sensors for Modular Multilevel Converter. **IEEE Transactions on**

Industrial Electronics, v. 63, n. 5, p. 2734–2745, mai. 2016. DOI: 10.1109/TIE.2016.2514346.

FAN, B. *et al.* A branch energy control method based on optimized neutral-point voltage injection for a hexagonal modular multilevel direct converter (Hexverter). *In: 2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. [S.l.: s.n.], out. 2015. P. 1889–1893. DOI: 10.1109/ICEMS.2015.7385348.

GILI, Luiz Carlos. **Estudo da Modulação por espaço Vetorial Indireta Aplicada ao Conversor Multimodular Matricial**. [S.l.: s.n.], 2016.

GILI, Luiz Carlos; DIAS, Julio Cesar; LAZZARIN, Telles Brunelli. Review, Challenges and Potential of AC/AC Matrix Converters CMC, MMMC, and M3C. **Energies**, v. 15, n. 24, 2022. ISSN 1996-1073. DOI: 10.3390/en15249421. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/15/24/9421>.

HE, Liqun *et al.* Modular multilevel converter with full-bridge submodules and improved low-frequency ripple suppression for medium-voltage drives. *In: 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: IEEE, mar. 2015. P. 2288–2294. DOI: 10.1109/APEC.2015.7104668. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7104668>.

ILVES, K.; BESSEGATO, L.; NORRGA, S. Comparison of cascaded multilevel converter topologies for AC/AC conversion. *In: 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*. [S.l.: s.n.], mai. 2014. P. 1087–1094. DOI: 10.1109/IPEC.2014.6869722.

JAPPE, Tiago Kommers. **Conversores matriciais indiretos alimentados em corrente**. 2015. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Catarina.

KARWATZKI, D.; BARUSCHKA, L.; KUCKA, J. *et al.* Improved hexverter topology with magnetically coupled branch inductors. *In: 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], ago. 2014. P. 1–10. DOI: 10.1109/EPE.2014.6910845.

KARWATZKI, D.; BARUSCHKA, L.; MERTENS, A. Survey on the Hexverter topology — A modular multilevel AC/AC converter. *In: 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], jun. 2015. P. 1075–1082. DOI: 10.1109/ICPE.2015.7167914.

KARWATZKI, D.; BARUSCHKA, L.; VON HOFEN, M. *et al.* Branch energy control for the modular multilevel direct converter Hexverter. *In: 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], set. 2014. P. 1613–1622. DOI: 10.1109/ECCE.2014.6953611.

KARWATZKI, D.; MERTENS, A. Generalized Control Approach for a Class of Modular Multilevel Converter Topologies. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 4, p. 2888–2900, abr. 2018. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2703917.

KNAAK, H.-J. Modular multilevel converters and HVDC/FACTS: A success story. **Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on**, n. 150, p. 1–6, 2011.

KOLB, Johannes *et al.* The Modular Multilevel Converter as Universal High-Precision 3AC Voltage Source for Power Hardware-in-the-Loop Systems. **PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of**, May, p. 1–8, 2014.

KOTSAMPOPOULOS, P. C. *et al.* The Limitations of Digital Simulation and the Advantages of PHIL Testing in Studying Distributed Generation Provision of Ancillary Services. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 9, p. 5502–5515, set. 2015. ISSN 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2015.2414899.

LAMBERT, G. *et al.* A Unidirectional Insulated AC-DC Converter Based on the Hexverter and Multipulse-Rectifier. **IEEE Transactions on Power Electronics**, p. 1–1, 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2928555.

LI, Z. *et al.* Nonlinear Decoupling Control of Two-Terminal MMC-HVDC Based on Feedback Linearization. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 34, n. 1, p. 376–386, fev. 2019. DOI: 10.1109/TPWRD.2018.2883761.

LIANG, Jiaqi *et al.* Current source modular multilevel converter for HVDC and FACTS. **2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2013**, 2013. DOI: 10.1109/EPE.2013.6634735.

LIU, F. *et al.* A Partial Energy Input Based Three-Port Cascade Multi-level Hexverter and Its Loop Current Control. *In: 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], set. 2018. P. 2999–3003. DOI: 10.1109/ECCE.2018.8557698.

MARQUARDT, Rainer. Modular Multilevel Converter topologies with DC-Short circuit current limitation. **8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia: "Green World with Power Electronics", ICPE 2011-ECCE Asia**, p. 1425–1431, 2011. ISSN 2150-6078. DOI: 10.1109/ICPE.2011.5944451.

MIURA, Yushi *et al.* Multilevel modular matrix converter for high voltage applications: Control, design and experimental characteristics. *In: IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.]: IEEE, out. 2014. P. 4690–4696. DOI: 10.1109/IECON.2014.7049209. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7049209/>.

MOON, J. *et al.* Circulating Current Control in MMC Under the Unbalanced Voltage. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 28, n. 3, p. 1952–1959, jul. 2013. DOI: 10.1109/TPWRD.2013.2264496.

ROBLES-CAMPOS, H. R.; MANCILLA-DAVID, F. A comparative evaluation of modulation strategies for Hexverter-based Modular Multilevel Converters. *In: 2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], fev. 2019. P. 1465–1470. DOI: 10.1109/ICIT.2019.8755144.

SHU, Z. *et al.* Predictive Harmonic Control and Its Optimal Digital Implementation for MMC-Based Active Power Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 8, p. 5244–5254, ago. 2016. DOI: 10.1109/TIE.2016.2570202.

SORIANO RANGEL, C. A.; MANCILLA-DAVID, F. Hexverter-Based Optimal Low Frequency AC Transmission System. *In: 2018 North American Power Symposium (NAPS)*. [S.l.: s.n.], set. 2018. P. 1–5. DOI: 10.1109/NAPS.2018.8600599.

THITICHAIWORAKORN, Nuntawat; HAGIWARA, Makoto; AKAGI, Hirofumi. A single-phase to three-phase direct AC/AC modular multilevel cascade converter based on double-star bridge-cells (MMCC-DSBC). **2013 IEEE 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)**, p. 476–481, 2013. DOI: 10.1109/IFEEC.2013.6687553. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6687553>.

VASILADIOTIS, Michail; CHERIX, Nicolas; RUFER, Alfred. Operation and control of single-to-three-phase direct AC/AC Modular Multilevel Converters under asymmetric grid conditions. **9th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia: "Green World with Power Electronics", ICPE 2015-ECCE Asia**, n. 1, p. 1061–1066, 2015. DOI: 10.1109/ICPE.2015.7167912.

VASILADIOTIS, Michail; CHERIX, Nicolas; RUFER, Alfred. Single-to-three-phase direct AC/AC modular multilevel converters with integrated split battery energy storage for railway interties. **2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE-ECCE Europe 2015**, 2015. DOI: 10.1109/EPE.2015.7309176.

WAN, Y.; LIU, S.; JIANG, J. Generalised analytical methods and current-energy control design for modular multilevel cascade converter. **IET Power Electronics**, v. 6, n. 3, p. 495–504, mar. 2013. ISSN 1755-4535. DOI: 10.1049/iet-pe1.2012.0494.

YANG, S.; TANG, Y.; WANG, P. Distributed Control for a Modular Multilevel Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 7, p. 5578–5591, jul. 2018. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2751254.

ZHANG, C.; JIANG, D. *et al.* The Study of a Battery Energy Storage System Based on the Hexagonal Modular Multilevel Direct AC/AC Converter (Hexverter). **IEEE Access**, p. 1–1, 2018. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2854843.

ZHANG, J.; LI, L.; DORRELL, D. G. Control and applications of direct matrix converters: A review. **Chinese Journal of Electrical Engineering**, v. 4, n. 2, p. 18–27, jun. 2018. ISSN 2096-1529. DOI: 10.23919/CJEE.2018.8409346.

APÊNDICE A – PROJETO DO CONTROLADOR DE CORRENTE NA PORTA 1

Dada a função de transferência de corrente da porta 1

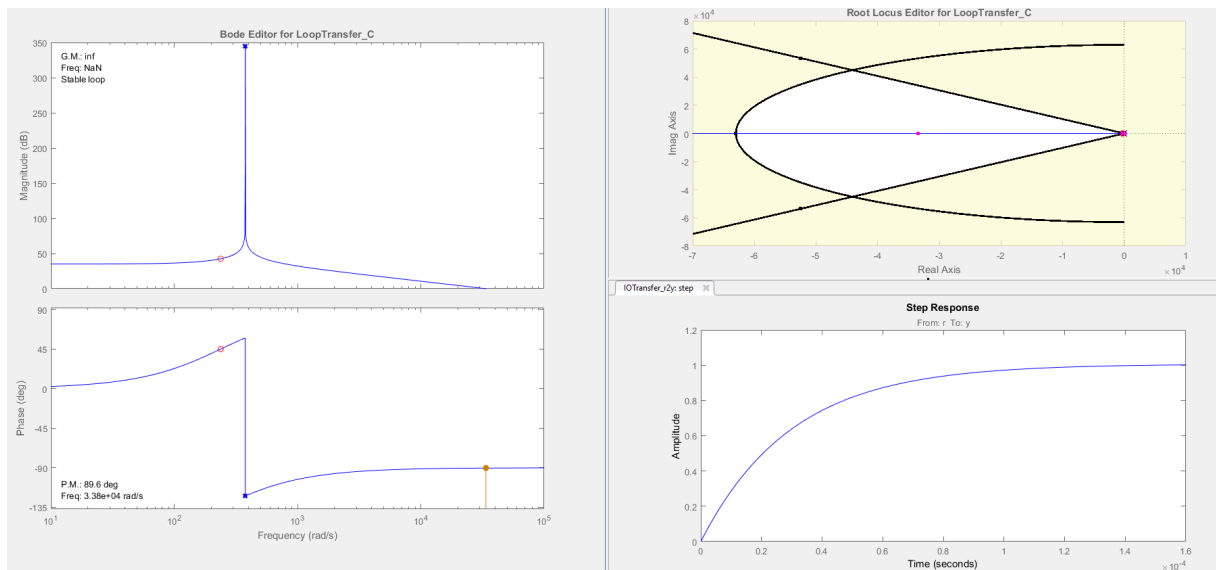
$$\frac{i_{dP1}}{d_{dP1}}(s) = -\frac{nV_{CC}}{L_{g1} + 2/3L_c} \frac{s}{s^2 + \omega_1^2} \quad (68)$$

E os requisitos de projetos dados por:

$$\begin{aligned} \xi &= 0,7 \\ \omega_n &= \frac{4\pi f_{sw}}{10} \end{aligned} \quad (69)$$

Temos a Figura 55 onde é apresentado o projeto do controlador empregando lugar das raízes para o projeto, sendo também apresentado o diagrama de bode da função de transferência em laço aberto e a resposta ao degrau em malha fechada.

Figura 55 – Projeto do Controlador de corrente na Porta 1 empregando o método do lugar das raízes.



Com isso é obtido o controlador:

$$C_I(s) = 0,036 \frac{s + 238,095}{s} \quad (70)$$

APÊNDICE B – PROJETO DO CONTROLADOR DA TENSÃO TOTAL DE BARRAMENTO

Dada a função de transferência da tensão total de barramento

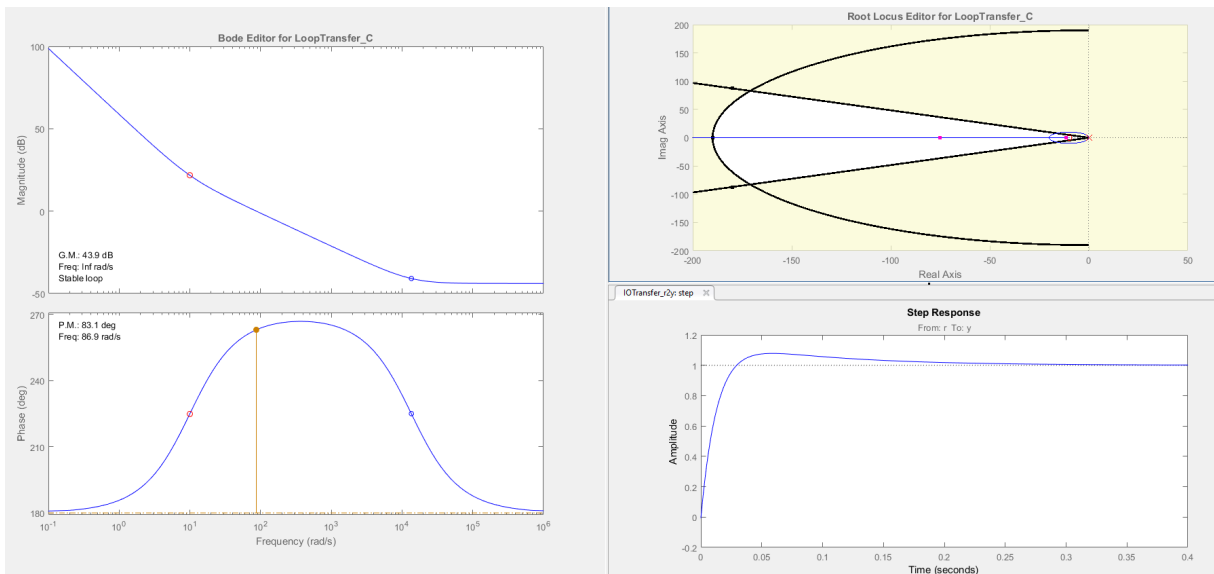
$$\frac{V_{CCtot}}{i_{dP1}}(s) = \frac{V_{P1}}{V_{CC}} - \frac{P_o(Lg_1+2/3L_c)}{V_{P1}V_{CC}} s \quad (71)$$

E os requisitos de projetos dados por:

$$\begin{aligned} \xi &= 0,9 \\ \omega_n &= \frac{\omega_1}{2} \end{aligned} \quad (72)$$

Temos a Figura 56 onde é apresentado o projeto do controlador empregando lugar das raízes para o projeto, sendo também apresentado o diagrama de bode da função de transferência em laço aberto e a resposta ao degrau em malha fechada.

Figura 56 – Projeto do Controlador de corrente na Porta 1 empregando o método do lugar das raízes.



Com isso é obtido o controlador:

$$C_I(s) = 0,5 \frac{0.1s + 1}{0.1s} \quad (73)$$

APÊNDICE C – PROJETO DO CONTROLADOR DE CORRENTE DE CIRCULAÇÃO

Dada a função de transferência de corrente de circulação

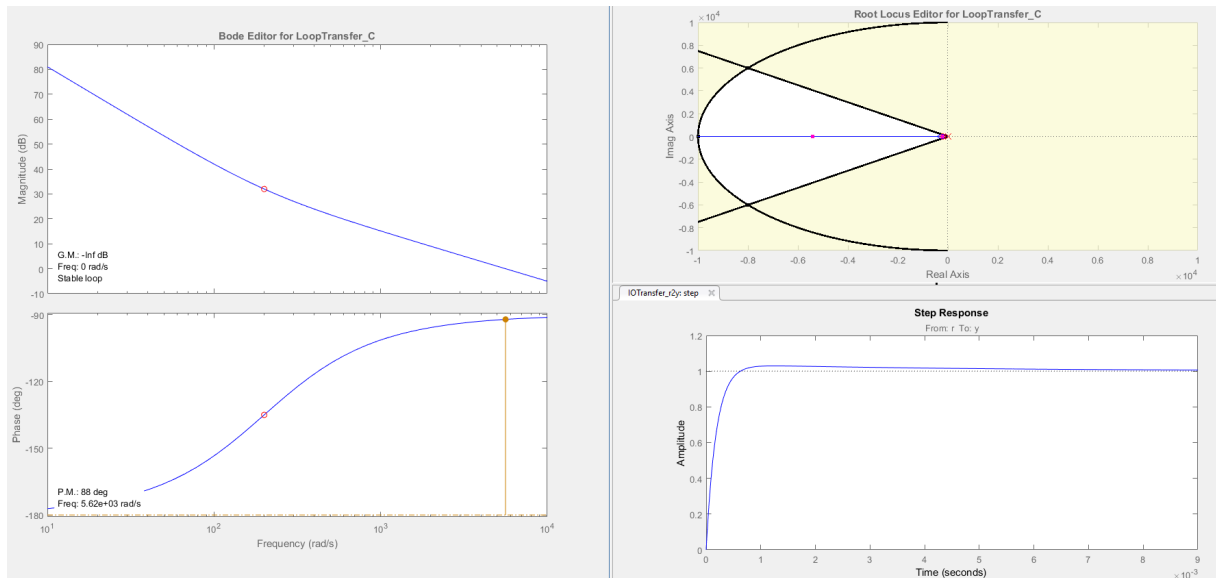
$$\frac{i_{0\Delta}}{d_{0\Delta}}(s) = -\frac{nV_{CC}}{L_c} \frac{1}{s} \quad (74)$$

E os requisitos de projetos dados por:

$$\begin{aligned} \xi &= 0,8 \\ \omega_n &= \frac{2\pi f_{sw}}{100} \end{aligned} \quad (75)$$

Temos a Figura 57 onde é apresentado o projeto do controlador empregando lugar das raízes para o projeto, sendo também apresentado o diagrama de bode da função de transferência em laço aberto e a resposta ao degrau em malha fechada.

Figura 57 – Projeto do Controlador de corrente de circulação empregando o método do lugar das raízes.



Com isso é obtido o controlador:

$$C_I(s) = 70e^{-6} \frac{5e^{-3}s + 1}{5e^{-3}s} \quad (76)$$

APÊNDICE D – PROJETO DO CONTROLADOR DA DIFERENÇA DE TENSÃO ENTRE OS SUBMÓDULOS

Dada a função de transferência da diferença de tensão entre os submódulos

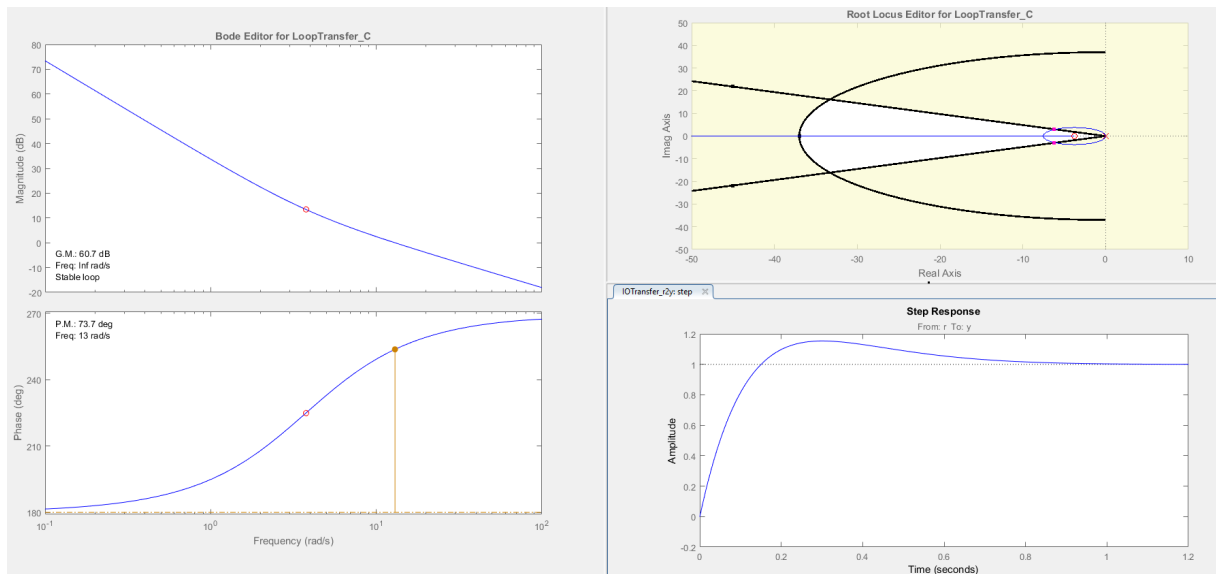
$$\frac{\Delta V_{cc}}{i_{0\Delta}}(s) = \frac{\frac{V_{P1}}{V_{CC}} - \frac{P_o(L_{g1}+2/3L_c)}{V_{P1}V_{CC}} s}{sC} \quad (77)$$

E os requisitos de projetos dados por:

$$\begin{aligned} \xi &= 0,9 \\ \omega_n &= \frac{\omega_1}{10} \end{aligned} \quad (78)$$

Temos a Figura 58 onde é apresentado o projeto do controlador empregando lugar das raízes para o projeto, sendo também apresentado o diagrama de bode da função de transferência em laço aberto e a resposta ao degrau em malha fechada.

Figura 58 – Projeto do Controlador de corrente na Porta 1 empregando o método do lugar das raízes.



Com isso é obtido o controlador:

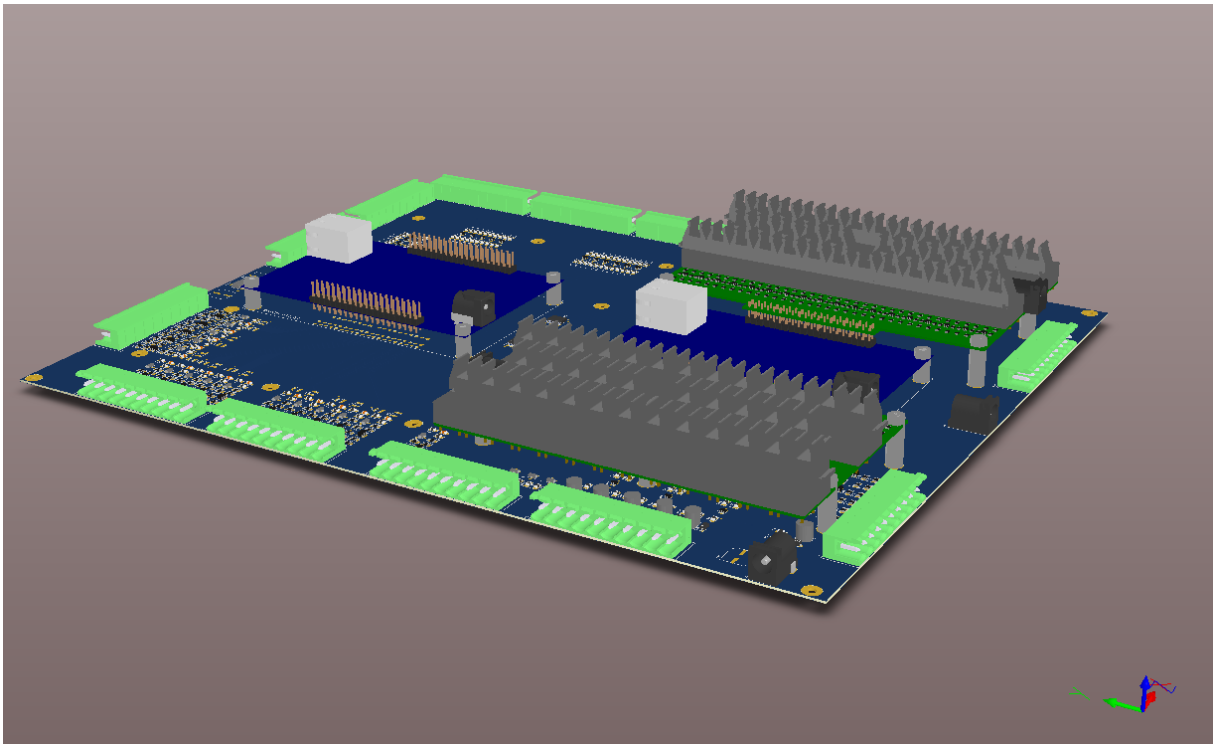
$$C_I(s) = 0,08 \frac{0,25s + 1}{0,25s} \quad (79)$$

APÊNDICE E – DESENVOLVIMENTO DA PLACA DE CONTROLE

Para a validação experimental do conversor será implementado uma placa de controle contendo entradas analógicas, saídas digitais, conectores de fibra ótica e dois kits FPGA + ARM DE10-Nano.

Com esta placa será implementada a estratégia de controle para acionamento do conversor, a fim de validar o funcionamento do conversor e da estratégia de controle proposta, sendo que nesta tese o conversor será emulado via HIL. O modelo 3D da placa de controle é apresentado na Figura 59

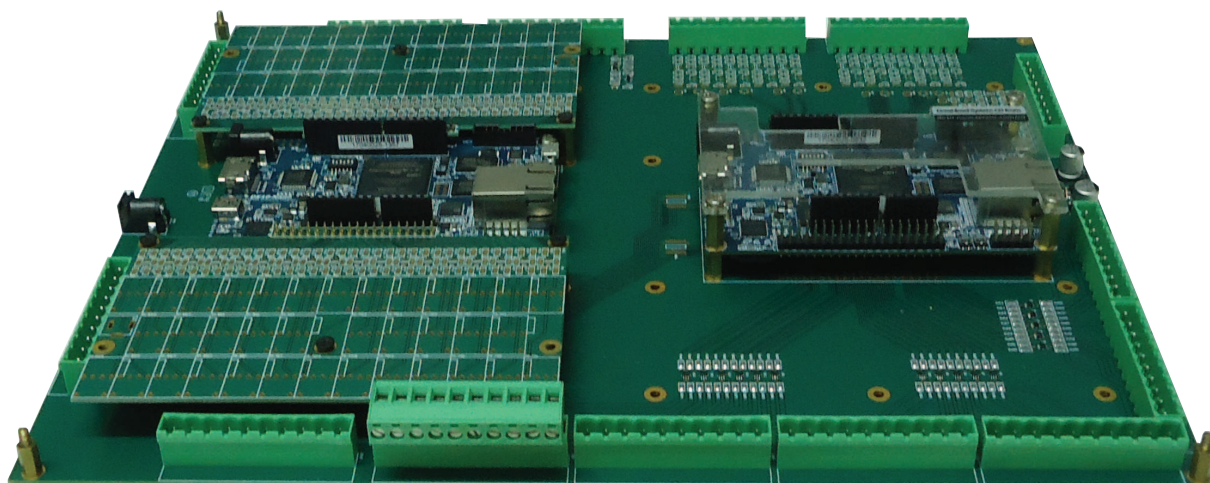
Figura 59 – Modelo 3D da placa de controle, projetado com o software Altium Design, que será utilizada na validação da estratégia de controle.



Futuramente será possível substituir o HIL pelo conversor, uma vez que para a placa de controle o hardware in the loop é visto de forma idêntica ao conversor, desde que os modelos sejam representativos e emulados de maneira adequada.

Até o momento as placas de controle ainda estão em processo de montagem, conforme mostra as .

Figura 60 – Placa de controle.



APÊNDICE F – ARTIGOS PUBLICADOS DURANTE O PERÍODO DE QUALIFICAÇÃO.

1. C. A. Arbugeri, T. B. Lazzarin and S. A. Mussa, "Six-phase active PWM rectifier with synchronous frame reference control,"2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), Karlsruhe, 2016, pp. 1-6.
2. C. A. Arbugeri, T. B. Lazzarin and S. A. Mussa, "Six-phase active PWM rectifier with stationary frame reference control,"2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Edinburgh, 2017, pp. 856-860.
3. C. A. Arbugeri, T. B. Lazzarin, T. K. Jappe and S. A. Mussa, "Virtual Impedance Based Control Strategy For Parallel Connected Three-phase Four-wire Voltage Source Inverters". REVISTA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, v. 23, p. 235-243, 2018.
4. C. A. Arbugeri, N. C. Dal Pont T. B. Lazzarin, T. K. Jappe and S. A. Mussa, "Control system for multi-inverter parallel operation in uninterruptible power systems". REVISTA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, v. 24, p. 37-46, 2019.
5. C. A. Arbugeri and S. A. Mussa, "Virtual Impedance Based Control Strategy For Parallel Connected Three-phase Four-wire Voltage Source Inverters". REVISTA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, v. 24, p. 66-72, 2019.
6. C. A. Arbugeri, T. B. Lazzarin, T. K. Jappe, D. A. Ruiz-Caballero, R. R. Astudillo, L. Martinez and S. A. Mussa, "Asymmetrical Multilevel Hybrid Inverter - Analysis And Experimentation". REVISTA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, v. 24, p. 296-305, 2019.
7. J. A. Arbugeri, C. A. Arbugeri and S. A. Mussa, "High-resolution FPGA-pulse width modulation applied to PFC 2MHz converter using eGaN field effect transistor,"in The Journal of Engineering, vol. 2019, no. 17, pp. 4205-4208, 6 2019.
8. Arbugeri, C.A.; Mussa, S.A.; Heldwein, M.L. AC–AC Modular Multilevel Converter—Hexverter. *Energies* 2022, 15, 8519.