



Universidade Federal de Juiz de Fora
Faculdade de Engenharia
Departamento de Energia Elétrica

Andrei de Oliveira Almeida

**SISTEMA DE TRANSMISSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA BASEADO
EM CONVERSORES MODULARES MULTINÍVEIS**

Juiz de Fora

2016

Andrei de Oliveira Almeida

**SISTEMA DE TRANSMISSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA BASEADO
EM CONVERSORES MODULARES MULTINÍVEIS**

Monografia apresentada à Coordenação do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, modalidade Sistemas de Potência, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora, como parte dos requisitos para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Pedro Gomes Barbosa

Coorientador: Frederico Toledo Ghetti

Juiz de Fora

2016

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Almeida, Andrei.

SISTEMA DE TRANSMISSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA BASE-
ADO EM CONVERSORES MODULARES MULTINÍVEIS / Andrei de
Oliveira Almeida. – 2016.

63 f. : il.

Orientador: Pedro Gomes Barbosa

Coorientador: Frederico Toledo Ghetti

Monografia (Graduação) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Facul-
dade de Engenharia. Departamento de Energia Elétrica, 2016.

1. Transmissão HVDC. 2. VSC. 3. MMC. I. Barbosa, Pedro, orient. II.
Ghetti, Frederico, coorient. III. Título.

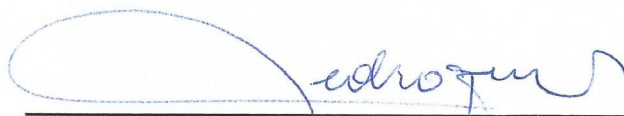
Andrei de Oliveira Almeida

**SISTEMA DE TRANSMISSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA BASEADO
EM CONVERSORES MODULARES MULTINÍVEIS**

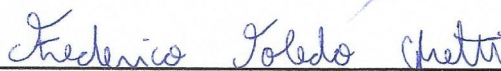
Monografia apresentada a Coordenação do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, modalidade Sistemas de Potência, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora , como parte dos requisitos para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Aprovada em 21 de dezembro de 2016.

BANCA EXAMINADORA



Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc. - Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora



Prof. Frederico Toledo Ghetti, M.Eng. - Coorientador
Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais



Professor Pedro Machado de Almeida, Dr.Eng.
Universidade Federal de Juiz de Fora

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, pois sem ele nada disso seria possível.

Aos meus pais, João e Miriam, pelo apoio, a confiança, amor, paciência e por serem tudo o que são.

Aos meus irmãos, Allinie e Fábio, por serem meus melhores amigos, meus maiores exemplos e por toda a motivação que sempre me deram.

À toda minha família, Victor, Lucca, Calé, Lu, Mateus e Helena que está chegando para nos trazer ainda mais alegrias.

Aos meus avós, João e Edy, que de algum lugar estão me vendo orgulhosos. Também à minha avó Angelina por torcer por mim.

À Keyla, pelo paciência, companheirismo, confiança e amor dedicados a mim todos os dias.

Aos meus orientadores e amigos, Pedro Gomes Barbosa e Pedro Machado de Almeida, por todo o conhecimento passado e pela paciência e disposição na realização deste trabalho.

Ao amigo Frederico Ghetti, pela imensa ajuda na realização deste trabalho e pela paciência e disposição em me ensinar.

Aos amigos do NAEP e LAPTEL, Adeilson, Ettore, Rodolfo, Gabriel, Pablo, Igor, Manso, Henrique, Israel, João Pedro, Pedro Henrique, Jurandir e Samuel, pela convivência e por toda a ajuda na realização deste trabalho.

Aos amigos da engenharia, pela amizade e pela convivência diária que tornaram mais fácil o caminho até aqui.

À todos os amigos que sempre estiveram comigo.

À FAPEMIG, à Universidade Federal de Juiz de Fora e à Faculdade de Engenharia por possibilitarem a realização desta pesquisa.

*“O desejo profundo da humanidade
pelo conhecimento é justificativa
suficiente para nossa busca contínua.”*

Stephen Hawking

RESUMO

Este trabalho apresenta um sistema de transmissão em corrente contínua baseado em conversores modulares multiníveis (MMC). Primeiramente são revisadas algumas topologias de conversores tipo fonte de tensão e são mostradas várias estratégias de chaveamento que utilizam modulação por largura de pulso (PWM), a fim de facilitar o entendimento do conversor MMC, assim como justificar sua utilização em sistemas de transmissão CC. O MMC é composto de várias estruturas em meia-ponte chamadas submódulos, cada uma conectada a um capacitor, que permitem dividir a tensão do barramento CC e gerar uma tensão CA com número de níveis proporcional ao número de submódulos. Para a operação correta do MMC é necessário que as tensões nos capacitores estejam equalizadas, para isso utiliza-se um algoritmo de equalização que define o padrão de chaveamento a partir das tensões medidas e da modulação PWM multiportadoras. O sistema de transmissão utiliza dois conversores MMC. O primeiro é o retificador, o qual converte as tensões e correntes CA do sistema de geração para CC, para que a energia seja transmitida por uma linha de transmissão CC até o segundo conversor, chamado de inversor, onde as tensões e correntes são convertidas novamente em CA e a energia injetada no sistema consumidor. O retificador controla o fluxo de potência ativa na linha CC, enquanto o inversor controla a tensão em seus terminais CC. Já o controle das potências reativas é feito de maneira independente dos outros controles. Ambos conversores utilizam estratégias de controle em coordenadas síncronas, baseadas no controle das correntes CA. A fim de analisar o funcionamento do sistema de transmissão CC, são mostrados resultados de simulação obtidos no programa PSIM. Os resultados permitem validar o funcionamento das estratégias de controle e também identificar problemas do MMC, para que possam ser corrigidos futuramente.

Palavras-chave: Transmissão HVDC. VSC. MMC.

ABSTRACT

This work presents a DC transmission system based on modular multilevel converters (MMC). Firstly, some voltage-sourced converters topologies are reviewed and several switching strategies using pulse width modulation (PWM) are shown to facilitate understanding of the MMC converter as well as to justify its use in DC transmission systems. The MMC is composed of several half-bridge structures called submodules, each one connected to a capacitor, that allows to divide the DC bus voltage and generate an AC voltage with number of levels proportional to the number of submodules. For the correct operation of the MMC it is necessary that the capacitor voltages are equalized using an equalization algorithm that defines the switching pattern from the measured voltages and the multi-carrier PWM. The transmission system uses two MMC converters. The first is the rectifier, which converts the AC voltages and currents from the generation system to DC, so that the energy is transmitted by a DC transmission line to the second converter, called an inverter, where the voltages and currents are converted again in AC and the energy injected into the consumer system. The rectifier controls the active power flow in the DC line, while the inverter controls the voltage at its DC terminals. The control of the reactive powers is made independently of the other controls. Both converters use control strategies in synchronous coordinates, based on the control of AC currents. In order to analyze the operation of the DC transmission system, simulation results obtained in the PSIM software are presented. The results allow validating the operation of control strategies and also identify problems of the MMC, so that they can be corrected in the future.

Key-words: HVDC Transmission. VSC. MMC.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Comparação entre os custos dos sistema de transmissão CC e CA.	15
Figura 2 – Fotografia ilustrativa de duas linhas de transmissão HVDC.	16
Figura 3 – Representação esquemática de um sistema de transmissão HVDC.	16
Figura 4 – Representação esquemática de um sistema de transmissão HVDC baseado em LCC de doze pulsos.	17
Figura 5 – Comparação entre corrente, tensão e frequência de chaveamento suportadas por alguns dispositivos semicondutores de potência (GTO, IGCT e IGBT).	19
Figura 6 – IGBT com diodo em antiparalelo: (a) representação usual e (b) a curva característica ideal.	21
Figura 7 – Conversor monofásico em meia-ponte utilizando IGBT.	22
Figura 8 – Conversor monofásico em ponte completa utilizando IGBT.	22
Figura 9 – Comparação entre a referência senoidal (v_{ref}) e a portadora triangular (v_{tri}).	23
Figura 10 – Conversor em ponte completa com carga indutiva e chaveamento PWM bipolar com portadora em 1 kHz: (a) tensão e corrente de saída do conversor e (b) espectro harmônico da tensão.	24
Figura 11 – Comparação entre as referências senoidais (v_{ref1} e v_{ref2}) e a portadora triangular (v_{tri}).	25
Figura 12 – Conversor em ponte completa com carga indutiva e chaveamento PWM unipolar com portadora em 1 kHz: (a) tensão e corrente de saída do conversor e (b) espectro harmônico da tensão.	26
Figura 13 – Representação do conversor multinível em cascata com cinco módulos.	27
Figura 14 – Comparação entre a referência senoidal e as portadoras triangulares com fases dispostas.	28
Figura 15 – Conversor multinível em cascata com carga indutiva e chaveamento PD-PWM unipolar com portadoras em 1 kHz: (a) tensão e corrente de saída do conversor e (b) espectro harmônico da tensão.	28
Figura 16 – Comparação entre a referência senoidal e as portadoras triangulares com fases deslocadas.	29
Figura 17 – Conversor multinível em cascata com carga indutiva e chaveamento PS-PWM unipolar com portadoras em 1 kHz: (a) tensão e corrente de saída do conversor e (b) espectro harmônico da tensão.	29
Figura 18 – Representação do conversor com neutro grampeado a diodos em ponte completa capaz de sintetizar tensões com: (a) 5 e (b) 7 níveis.	31
Figura 19 – Esquema de funcionamento de um braço do conversor NPC com níveis de tensão: (a) V_{cc} , (b) zero e (c) $V_{cc}/2$	31

Figura 20 – Conversor NPC com carga indutiva e chaveamento PD-PWM unipolar com portadoras em 1 kHz: (a) tensão e corrente de saída do conversor e (b) espectro harmônico da tensão.	32
Figura 21 – Representação do conversor modular multinível trifásico.	33
Figura 22 – Funcionamento dos SM do conversor MMC com capacitor (a,b) em <i>bypass</i> , (c) carregando e (d) descarregando.	34
Figura 23 – Modulação PD-PWM com quatro portadoras: (a) comparação entre a referência senoidal e as portadoras triangulares e (b) número de submódulos ativos no braço superior.	35
Figura 24 – Fluxograma do algoritmo de equalização das tensões nos capacitores de cada fase do MMC.	36
Figura 25 – Tensões nos capacitores da fase <i>a</i> do MMC: (a) sem e (b) com o algoritmo de equalização.	36
Figura 26 – MMC com carga indutiva e algoritmo de equalização utilizando modulação PD-PWM com portadoras em 1 kHz: (a) tensões de saída e (b) correntes trifásicas.	37
Figura 27 – MMC com carga indutiva e algoritmo de equalização utilizando modulação PD-PWM com portadoras em 1 kHz: (a) correntes nos braços superior e inferior da fase <i>a</i> e (b) espectro harmônico das correntes. . .	38
Figura 28 – Representação de um sistema de transmissão em corrente contínua baseado em conversores MMC com quatro submódulos por braço. . . .	39
Figura 29 – Diagrama esquemático do controle das potências ativa e reativa do MMC através do controle das correntes em coordenadas <i>dq</i>	40
Figura 30 – Diagrama de blocos do SRF-PLL.	41
Figura 31 – Diagrama de blocos do controle de corrente em coordenadas <i>dq</i> desacopladas.	44
Figura 32 – Diagrama de blocos reduzido do controle da corrente de eixo direto. . .	44
Figura 33 – Diagrama esquemático do controle da tensão no barramento CC do MMC através do controle das correntes em coordenadas <i>dq</i>	46
Figura 34 – Diagrama de blocos do controle da tensão no barramento CC.	47
Figura 35 – Retificador: correntes de eixo (a) direto e (b) quadratura comparadas com as respectivas referências.	50
Figura 36 – Potências ativa e reativa no ponto de acoplamento entre o retificador e a rede CA1.	51
Figura 37 – Retificador: (a) correntes em coordenadas <i>abc</i> e (b) espectro de frequências das correntes.	51
Figura 38 – Retificador: (a) tensões trifásicas nos terminais CA, em regime permanente, e (b) o espectro de frequências das tensões.	52

Figura 39 – Retificador: (a) tensões nos capacitores dos braços superior e inferior da fase a e (b) o espectro harmônico das tensões.	53
Figura 40 – Retificador: (a) correntes nos braços superior e inferior da fase a e (b) o espectro harmônico das correntes.	54
Figura 41 – Tensão nos terminais CC do retificador (v_{CC1}) e do inversor (v_{CC2}). . .	55
Figura 42 – Inversor: correntes de eixo (a) direto e (b) quadratura comparadas com as respectivas referências.	55
Figura 43 – Potências ativa e reativa no ponto de acoplamento entre o inversor e a rede CA2.	56
Figura 44 – Inversor: (a) correntes em coordenadas abc e (b) o espectro harmônico das correntes.	56
Figura 45 – Inversor: (a) tensões trifásicas nos terminais CA, em regime permanente, e (b) o espectro harmônico das tensões.	57
Figura 46 – Inversor: (a) tensões nos capacitores dos braços superior e inferior da fase a e (b) o espectro harmônico das tensões.	58
Figura 47 – Inversor: (a) correntes nos braços superior e inferior da fase a e (b) o espectro harmônico das correntes.	59

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Relação entre os interruptores fechados e o valor da tensão de saída v_o .	23
Tabela 2 – Parâmetros dos sistemas CA1 e CA2.	49
Tabela 3 – Parâmetros dos conversores MMC.	49
Tabela 4 – Parâmetros da linha de transmissão CC.	49

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABB	Asea Brown Boveri
B2B	Back To Back
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSC	Conversor Tipo Fonte de Corrente
DSOGI	Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo
FACTS	Sistemas Flexíveis de Transmissão em Corrente Alternada
FFT	Transformada Rápida de Fourier
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
HVDC	Corrente Contínua Alta Tensão
IGBT	Transistor Bipolar com Gatilho Isolado
IGCT	Integrated-Gate Commutated Thyristor
LCC	Conversor Comutado pela Linha
MMC	Conversor Modular Multinível
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor
NPC	Neutro Grampeado a Diodos
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PD	Disposição de Fases
PI	Proporcional-Integrador
PLL	Phase-Locked Loop
PS	Deslocamento de Fases
PWM	Modulação por Largura de Pulso
RMS	Valor Quadrático Médio

SCR	Retificador Controlado de Silício
SRF	Sistema de Coordenadas Síncronas
SM	Submódulo
THD	Distorção Harmônica Total
VSC	Conversor Tipo Fonte de Tensão
VSI	Inversor Tipo Fonte de Tensão

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	MOTIVAÇÃO	19
1.2	OBJETIVOS	20
2	REVISÃO DE CONVERSORES FONTE DE TENSÃO COM MODULAÇÃO PWM	21
2.1	TRANSISTOR BIPOLAR COM GATILHO ISOLADO	21
2.2	CONVERSOR MONOFÁSICO EM MEIA-PONTE	21
2.3	CONVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA	22
2.3.1	Chaveamento PWM bipolar	23
2.3.2	Chaveamento PWM unipolar	25
2.4	CONVERSOR MULTINÍVEL EM CASCATA SIMÉTRICA	26
2.4.1	Chaveamento PWM multiportadoras com disposição de fases .	27
2.4.2	Chaveamento PWM multiportadoras com deslocamento de fases	29
2.5	CONVERSOR COM NEUTRO GRAMPEADO A DIODOS	30
2.6	CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL	32
2.6.1	Método de equalização das tensões nos capacitores	34
2.7	CONCLUSÕES PARCIAIS	38
3	MODELAGEM E CONTROLE DO SISTEMA DE TRANS- MISSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA	39
3.1	SISTEMA DE TRANSMISSÃO MMC-HVDC	39
3.2	CONTROLE DO SISTEMA DE TRANSMISSÃO HVDC EM COOR- DENADAS SÍNCRONAS	40
3.2.1	Sistema de coordenadas síncronas	41
3.2.2	Circuito de sincronismo PLL	41
3.2.3	Controle das correntes CA	42
3.2.4	Controle da tensão CC	45
3.3	CONCLUSÕES PARCIAIS	48
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	49
4.1	RESULTADOS DA ESTAÇÃO RETIFICADORA	49
4.2	RESULTADOS DA ESTAÇÃO INVERSORA	53
4.3	CONCLUSÕES PARCIAIS	58
5	CONCLUSÕES FINAIS	60
5.1	PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTA PESQUISA	60

5.2	PRÊMIO RESULTANTE DESTA PESQUISA	61
5.3	TRABALHOS FUTUROS	61
	REFERÊNCIAS	62

1 INTRODUÇÃO

O primeiro sistema de transmissão de energia elétrica em corrente contínua alta tensão (do inglês, “*High Voltage Direct Current*”) (HVDC) foi construído na Suécia, em 1954, para levar energia elétrica, através de 100 *km* de cabos submarinos, até a ilha de Gotland (RASHID, 2010). Apesar do sucesso dessa aplicação, foi só a partir do final da década de 1960, com o desenvolvimento dos tiristores de potência que os sistemas HVDC se transformaram em uma opção técnica e comercialmente viável para a transmissão de grandes quantidades de energia elétrica através de longas distâncias.

Na Figura 1 é mostrado um gráfico comparativo dos custos de um sistema de transmissão em corrente alternada (CA) e um sistema de transmissão em corrente contínua (CC) (RASHID, 2010). Observe que para distâncias superiores a 800 *km* a linha de transmissão CC tem um custo inferior quando comparado com uma linha de transmissão CA de mesma capacidade. Note que, apesar do elevado custo inicial das estações retificadoras e inversoras, as linhas CC usam torres de transmissão mais simples já que a linha CC usa apenas dois condutores. Além disso, como os campos eletromagnéticos são estacionários, essas torres de transmissão podem ser mais baixas já que não há o risco da indução de tensões e correntes em circuitos vizinhos.

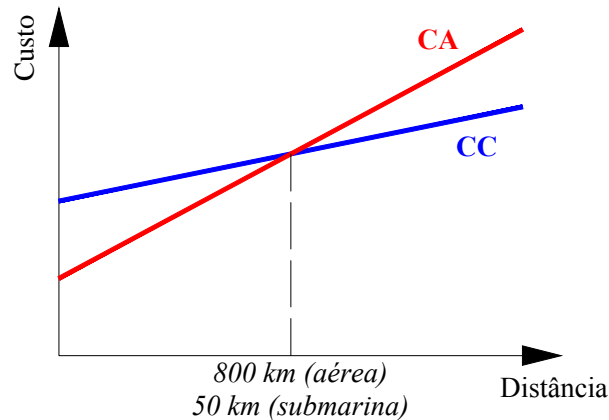


Figura 1 – Comparação entre os custos dos sistema de transmissão CC e CA.

No Brasil, parte da energia elétrica gerada na Usina Hidrelétrica de Itaipu é transmitida até a Subestação de Ibiúna, no estado de São Paulo, por uma linha de transmissão CC. A distância dessa linha CC é de aproximadamente 800 *km*, ou seja, distância crítica indicada no gráfico da Figura 1 para que o custo do sistema HVDC seja viável. Contudo no caso brasileiro, a transmissão CC permite que a energia elétrica gerada em 50 *Hz* nos geradores síncronos do Paraguai seja consumida no Brasil em 60 *Hz*.

Existe também uma estação conversora em Garabi (ABB, 2016) que interliga os sistemas elétricos argentino (50 *Hz*) e brasileiro (60 *Hz*), porém lá não existe linha CC. Esse tipo de estação é chamada *back-to-back* (B2B) já que ambos os conversores (retificador

e inversor) são construídos na mesma subestação.

Outras duas linhas de transmissão em corrente contínua foram construídas recentemente para trazer a energia elétrica gerada nas usinas do complexo hidrelétrico do Rio Madeira até a região sudeste (ABB, 2016). Na Figura 2 é mostrada a fotografia de duas linhas de transmissão CC.

Fonte: Wikimedia Commons, Nelson River Bipoles



Figura 2 – Fotografia ilustrativa de duas linhas de transmissão HVDC.

Na Figura 3 é ilustrado de forma esquemática um sistema de transmissão em corrente contínua. As tensões e correntes do **Sistema 1** são convertidas em CC pelo retificador e a energia é transmitida através uma linha CC. Na outra extremidade, as tensões e correntes são novamente convertidas em CA pelo inversor, para que a energia possa ser consumida no **Sistema 2**.

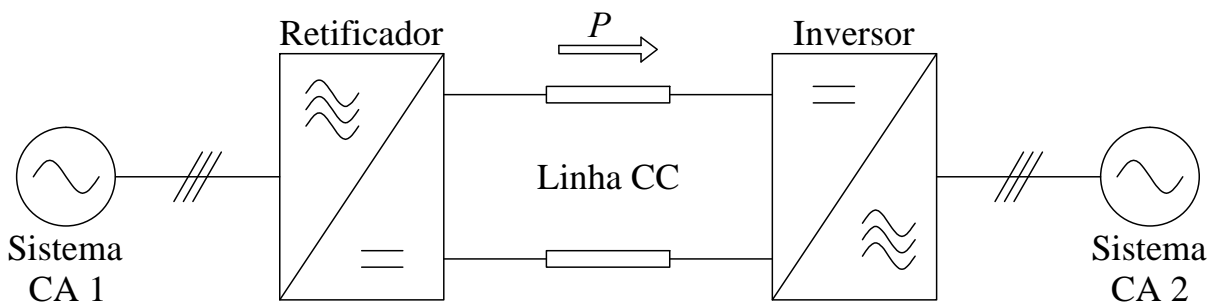


Figura 3 – Representação esquemática de um sistema de transmissão HVDC.

As transmissões HVDC convencionais utilizam conversores comutados pela linha (do inglês, “*Line Commutated Converter*”) (LCC), que são conversores tipo fonte de corrente (do inglês, “*Current-Sourced Converter*”) (CSC) com estrutura baseada em tiristores de potência. O termo tiristor (do inglês, “*Thyristor*”) se refere a uma família de interruptores semicontrolados que tem como principal dispositivo o SCR (do inglês, “*Silicon-Controlled Rectifier*”). O funcionamento do tiristor é semelhante ao do diodo, que conduz corrente em apenas um sentido, porém o tiristor possui um terceiro terminal, denominado Gatilho (do inglês, “*Gate*”), que permite controlar o instante de início da condução.

O tiristor por sua vez não permite escolher o instante de corte, a condução cessa apenas quando o tiristor inverte a polaridade, ou seja, a corrente cai a zero. Por permitir escolher apenas o instante de início da condução, o tiristor é classificado como semicontrolado (HART, 2011; MOHAN & UNDELAND, 2007).

Os conversores LCC permitem alterar o valor médio da tensão no lado CC através do atraso do instante de início da condução dos tiristores, esse atraso é chamado ângulo de disparo. Em um sistema de transmissão CC é possível controlar o fluxo de potência ativa através da variação do ângulo de disparo. Porém a variação do ângulo de disparo gera um fluxo de potência reativa nos terminais CA do conversor, que ocorre devido ao defasamento entre as tensões e correntes na rede CA à qual o conversor está conectada.

Na Figura 4 é ilustrado um sistema de transmissão em corrente contínua baseado em conversores LCC de doze pulsos. Cada LCC de seis pulsos utiliza um transformador, sendo um com conexão Y-Y e outro com conexão Δ -Y, com o objetivo de eliminar os harmônicos de ordem $(6n \pm 1)$, sendo $n = 1, 2, 3, \dots$. A linha de transmissão CC é representada por uma resistência e uma indutância em série.

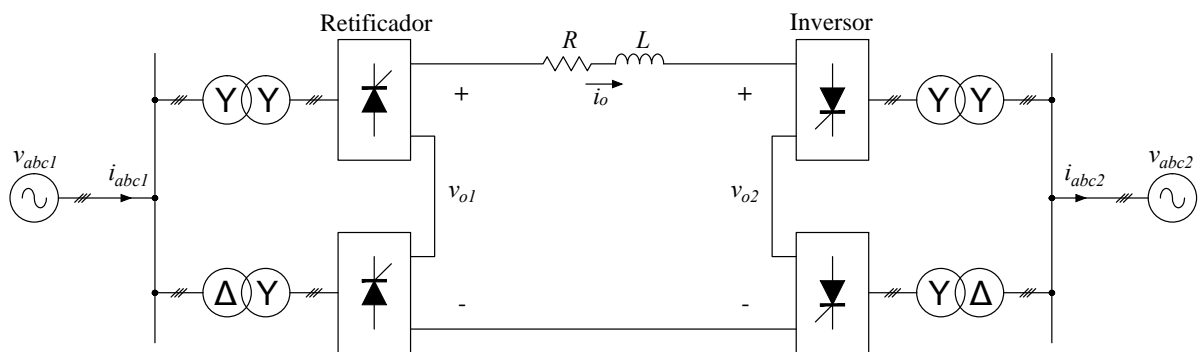


Figura 4 – Representação esquemática de um sistema de transmissão HVDC baseado em LCC de doze pulsos.

Com o desenvolvimento da eletrônica de potência, surgiram novos interruptores semicondutores autocomutados, como o Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor (do inglês, “*Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*”) (MOSFET) e o Transistor Bipolar com Gatilho Isolado (do inglês, “*Insulated-Gate Bipolar Transistor*”)

(IGBT), capazes de bloquear tensões elevadas e comutar altas correntes, além de poderem ser chaveados com frequências elevadas.

A utilização destes novos interruptores permitiu a construção de conversores tipo fonte de tensão (do inglês, “*Voltage-Sourced Converter*”) (VSC) capazes de processar grandes quantidades de eletricidade e cujas principais vantagens, em relação ao CSC, são:

- Maior controlabilidade, possibilitando a utilização de várias técnicas de controle;
- Maior flexibilidade, uma vez que os VSC possuem várias aplicações;
- Permitem o chaveamento em frequências mais elevadas do que aquelas praticadas nos tiristores, eliminando os harmônicos de baixa frequência;
- Não necessitam de uma rede CA para forçar a comutação dos interruptores;
- Controle independente das potências ativa e reativa nos terminais CA;

Além da transmissão em corrente contínua, o VSC pode ser utilizado também em outras aplicações como, por exemplo, controladores utilizados em Sistemas Flexíveis de Transmissão em Corrente Alternadas (do inglês, “*Flexible AC Transmission Systems*”)(FACTS) (WATANABE et al.,), circuito de interface para conexão de fontes alternativas à rede elétrica (ALMEIDA et al., 2012; FOGLI et al., 2015b), controlador de carga de baterias em veículos elétricos (RODRIGUES et al., 2014) e filtros ativos de potência (GHETTI et al., 2012; FOGLI et al., 2015a).

Na Figura 5 é mostrada uma comparação das capacidades de corrente, tensão e frequência dos principais interruptores autocomutados de potência: IGBT, já citado, o GTO (do inglês, “*Gate Turnoff Thyristor*”) e o IGCT (do inglês, “*Integrated Gate Commutated Thyristor*”). O gráfico mostra que o GTO e o IGCT são os interruptores que suportam tensões e correntes mais elevadas ($4,5\text{ kV}/4,0\text{ kA}$ e $6,5\text{ kV}/3,8\text{ kA}$), porém operam em frequências mais baixas ($4,0$ e 10 kHz). Já o IGBT suporta frequências mais elevadas (50 kHz), porém as tensões e correntes suportadas decaem com o aumento da frequência. Os valores são referentes a dispositivos produzidos pela empresa Asea Brown Boveri (ABB) (ABB, 2016).

Para contornar as limitações do VSC foram propostos os conversores modulares, cuja ideia básica é associar interruptores estáticos ou outros conversores em série para atingir maiores níveis de tensão e potência. Contudo nada impede que as topologias de conversores modulares sejam usadas em redes com tensões mais baixas.

LESNICAR & MARQUARDT apresentaram em 2003 o conversor modular multinível (do inglês, “*Modular Multilevel Converter*”) (MMC) voltado para aplicações HVDC. A estrutura modular do MMC permite sintetizar tensões e correntes com uma quantidade

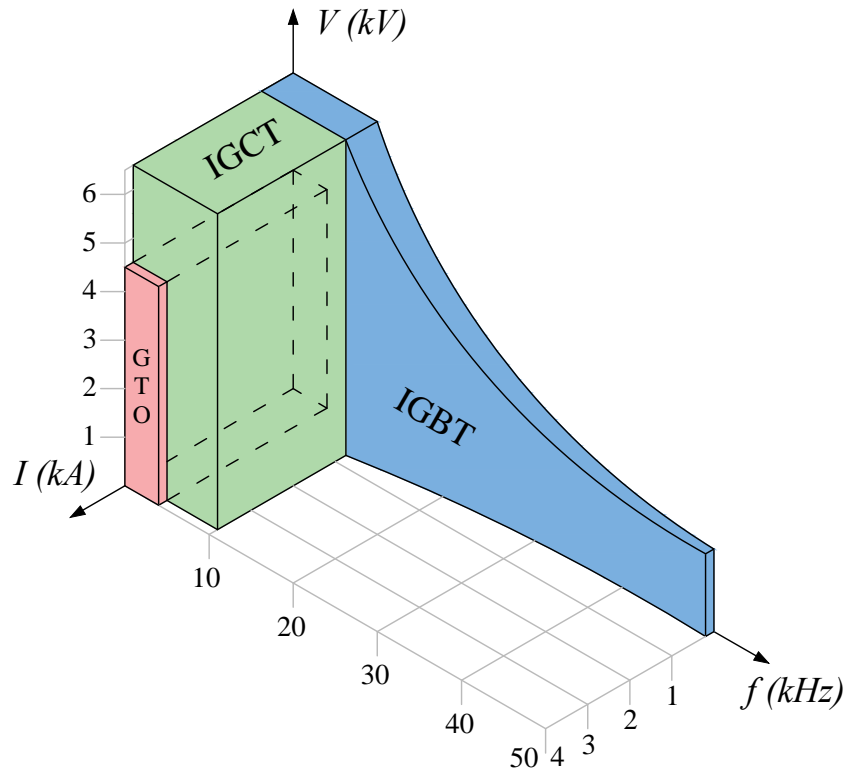


Figura 5 – Comparação entre corrente, tensão e frequência de chaveamento suportadas por alguns dispositivos semicondutores de potência (GTO, IGCT e IGBT).

de níveis proporcional à quantidade de submódulos (SM). Esta característica possibilita a conexão do MMC em redes com tensões elevadas sem o uso de transformadores. Além desta vantagem, cita-se outras como tensão terminal com baixo conteúdo harmônico, o que possibilita dimensionar filtros passivos menores. É também possível redundância na operação mesmo sob falha de algum SM, facilidade de manutenção, entre outras.

Neste trabalho será apresentado um sistema de transmissão em corrente contínua baseado em conversores MMC. Para isso, primeiramente será explicado o funcionamento dos VSC e mostradas algumas topologias de conversores multiníveis. Em seguida será mostrado o funcionamento de um sistema de transmissão HVDC, assim como do conversor MMC. A fim de observar o funcionamento da transmissão HVDC e verificar as estratégias de controle aplicadas, todo o sistema foi modelado e simulado no programa de simulação PSIM.

1.1 MOTIVAÇÃO

Com a crescente demanda por energia elétrica, cada vez mais sistemas de transmissão HVDC estão sendo utilizados no Brasil e no Mundo, porém a maioria dos sistemas em operação utiliza os conversores LCC, que têm controlabilidade limitada (ARRILLAGA; LIU & WATSON, 2007; SOOD, 2006). Os conversores MMC são relativamente recentes, pouco mais de uma década, e para que seja possível sua aplicação em sistemas elétricos de

potência é necessário o domínio desta tecnologia.

Especialmente no Brasil a transmissão HVDC deve ser estudada, já que a matriz energética do país é, em sua maior parte, hídrica e esse recurso é cada vez mais escasso nas regiões Sul e Sudeste. Para que seja possível construir novas usinas hidroelétricas na região Norte, que detêm o maior potencial para expansão, a transmissão da energia elétrica até os centros consumidores deve se tornar técnica e economicamente viável.

1.2 OBJETIVOS

O principal objetivo deste trabalho é investigar as principais características de um sistema de transmissão em corrente contínua, assim como a aplicação de conversores tipo fonte de tensão modulares multiníveis neste sistema. Para isso os seguintes objetivos secundários serão perseguidos:

- i.* Fazer uma breve revisão sobre VSC e sobre algumas topologias de conversores multiníveis;
- ii.* Verificar o funcionamento dos conversores MMC;
- iii.* Analisar o funcionamento dos elementos que compõem um sistema de transmissão em corrente contínua;
- iv.* Investigar técnicas de controle para o sistema estudado;
- v.* Modelar e simular um sistema VSC-HVDC baseado em conversores MMC.

2 REVISÃO DE CONVERSORES FONTE DE TENSÃO COM MODULAÇÃO PWM

Neste capítulo será feita uma revisão das principais topologias de VSC e também de algumas topologias de conversores multiníveis, a fim de explicar melhor o funcionamento do conversor modular multinível. Além disso será abordado o funcionamento do IGBT, que será o interruptor utilizado nos VSC. O chaveamento dos VSC será feito utilizando técnicas de Modulação por Largura de Pulso (do inglês, “*Pulse Width Modulation*”) (PWM). Para análise desses conversores será utilizado o software de simulação digital PSIM.

2.1 TRANSISTOR BIPOLAR COM GATILHO ISOLADO

O IGBT possui três terminais: coletor (C), emissor (E) e *gate* (G). Quando a tensão entre coletor e emissor é positiva, o IGBT está diretamente polarizado e apto a conduzir. Porém a condução só é iniciada quando se aplica uma tensão positiva entre *gate* e emissor. Os VSC necessitam de interruptores bidirecionais em corrente para seu funcionamento. Esta característica é conseguida conectando um diodo em antiparalelo com o interruptor para que a corrente possa fluir nos dois sentidos. Dessa forma o interruptor pode operar em todas as direções da curva característica de corrente e tensão, como pode-se observar nas Figuras 6 (a) e (b), que mostram a representação usual do IGBT com um diodo em antiparalelo e sua curva característica, respectivamente.

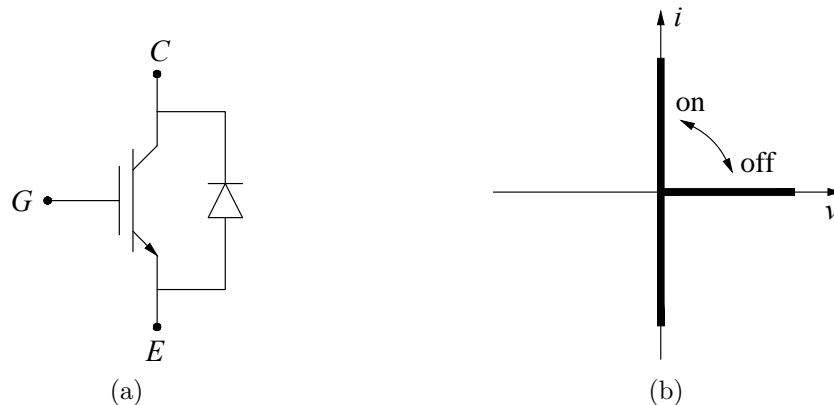


Figura 6 – IGBT com diodo em antiparalelo: (a) representação usual e (b) a curva característica ideal.

2.2 CONVERSOR MONOFÁSICO EM MEIA-PONTE

O conversor em meia-ponte possui dois interruptores autocomutados conectados em série formando um braço. A fonte CC à qual o conversor é conectado deve ser dividida em duas para fornecer um nó de referência para o circuito. Na Figura 7 é mostrada a topologia do VSC em meia-ponte com a fonte CC dividida por dois capacitores.

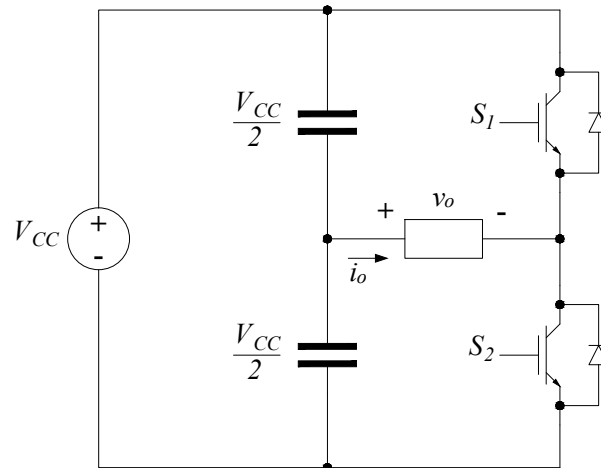


Figura 7 – Conversor monofásico em meia-ponte utilizando IGBT.

Os interruptores devem trabalhar de maneira complementar, ou seja, quando um estiver aberto o outro deve estar fechado. Dessa forma a tensão CA de saída do conversor será $+V_{cc}/2$ ou $-V_{cc}/2$, dependendo de qual interruptor, superior ou inferior, estiverem fechados, respectivamente. O conversor em meia-ponte permite utilizar chaveamento em onda quadrada ou PWM bipolar. Neste trabalho serão abordadas apenas técnicas PWM, que são utilizadas também no conversor em ponte completa e serão mostradas mais a frente.

2.3 CONVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA

O conversor em ponte completa utiliza dois braços de interruptores autocomutados conforme mostrado na Figura 8. Essa estrutura é também denominada ponte H em consequência do esquema de conexão dos interruptores.

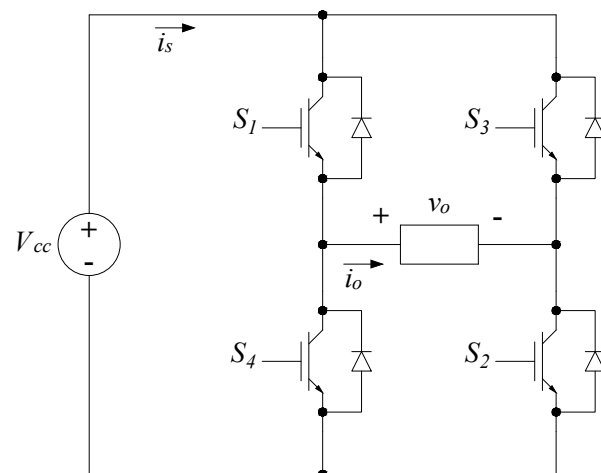


Figura 8 – Conversor monofásico em ponte completa utilizando IGBT.

O valor da tensão de saída v_o pode ser $+V_{cc}$, $-V_{cc}$ ou zero, dependendo de quais interruptores estiverem fechados. Na Tabela 1 são mostrados os valores da tensão v_o e

as combinações de interruptores ativos, sendo que os interruptores de um mesmo braço nunca podem ser fechados simultaneamente para evitar curto circuitar a fonte CC.

Tabela 1 – Relação entre os interruptores fechados e o valor da tensão de saída v_o .

Interruptores Fechados	Tensão de saída (v_o)
S_1 e S_2	$+V_{cc}$
S_3 e S_4	$-V_{cc}$
S_1 e S_3	0
S_2 e S_4	0

Neste trabalho o chaveamento é realizado a partir de estratégias de modulação PWM senoidal triangular, que são feitas através da comparação entre um sinal de referência senoidal e uma portadora triangular. A frequência de chaveamento é determinada pela frequência da portadora triangular utilizada. O conversor em ponte completa possibilita o chaveamento bipolar e unipolar, que serão discutidos a seguir.

2.3.1 Chaveamento PWM bipolar

A estratégia bipolar consiste em comparar uma referência senoidal com uma portadora triangular, de modo que quando a referência for maior que a portadora a tensão de saída será $+V_{cc}$, já quando a referência for menor será $-V_{cc}$. Na Figura 9 é mostrada a comparação entre um sinal de referência senoidal v_{ref} e uma portadora triangular v_{tri} . Se $v_{ref} > v_{tri}$ os interruptores 1 e 2 são fechados, se $v_{ref} < v_{tri}$ são fechados 3 e 4.

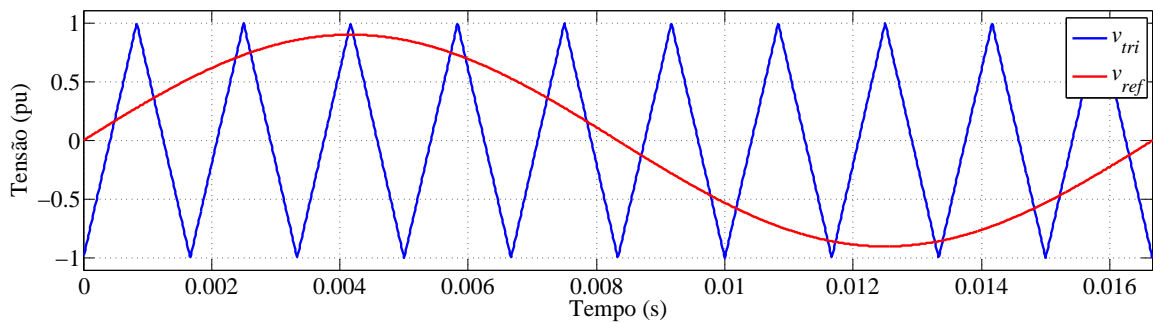
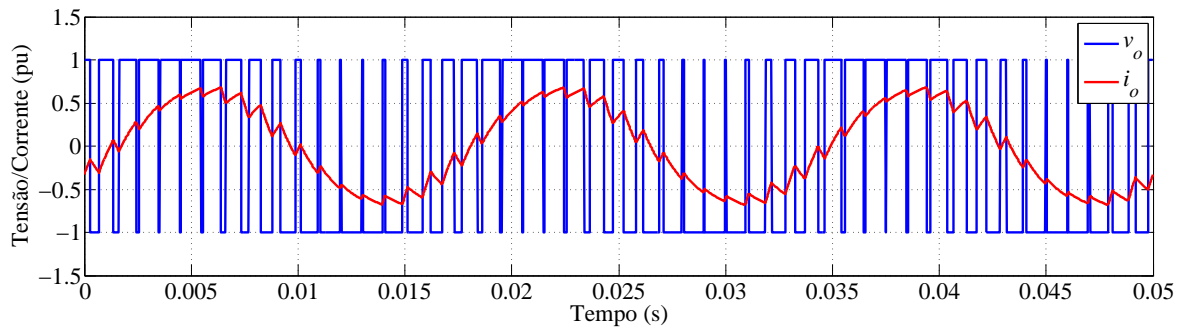


Figura 9 – Comparação entre a referência senoidal (v_{ref}) e a portadora triangular (v_{tri}).

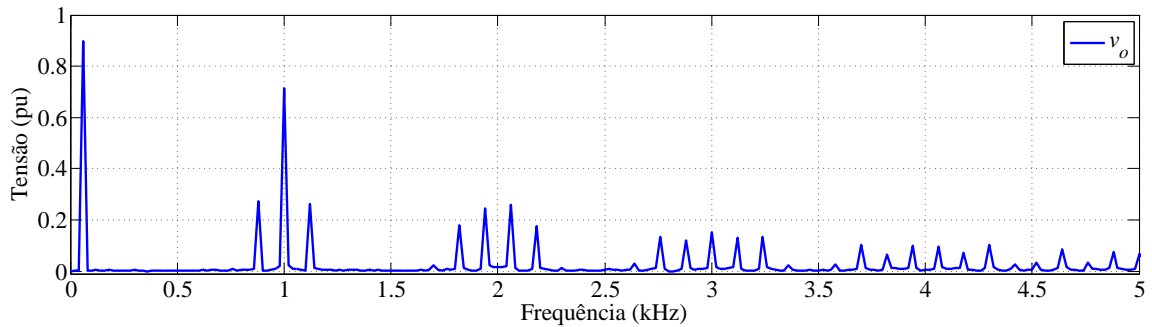
A forma de onda da corrente dependerá da característica da carga e da frequência de chaveamento. A carga indutiva funciona como filtro de corrente, portanto quanto maior for a frequência de chaveamento, menor será a indutância necessária para filtrar a corrente a carga. Além disso se a frequência de chaveamento não for alta o suficiente, pode ocorrer interferência entre harmônicos.

Nas Figuras 10 (a) e (b) são mostradas a tensão e a corrente nos terminais de um conversor em ponte completa com carga indutiva e chaveamento PWM bipolar utilizando

portadora triangular de 1 kHz e o espectro de frequências da tensão, obtido através de uma rotina de Transformada Rápida de Fourier (do inglês, “*Fast Fourier Transform*”) (FFT), respectivamente. A Figura 10 (b) permite observar que utilizando chaveamento PWM bipolar as componentes harmônicas aparecem em todos os múltiplos da frequência da portadora triangular, sendo que nos múltiplos mais elevados ocorre sobreposição entre harmônicos.



(a)



(b)

Figura 10 – Conversor em ponte completa com carga indutiva e chaveamento PWM bipolar com portadora em 1 kHz : (a) tensão e corrente de saída do conversor e (b) espectro harmônico da tensão.

Pela simulação também foi obtida a Distorção Harmônica Total (do inglês, “*Total Harmonic Distortion*”) (THD) das formas de onda da Figura 10, o que permite analisar de outra forma a influência da frequência de chaveamento nas tensões e correntes. As THD da tensão e da corrente obtidas foram, respectivamente:

$$THD_v = 121,60\%, \quad (2.1)$$

$$THD_i = 10,60\%. \quad (2.2)$$

Quanto mais alta é a frequência da portadora triangular, menores serão os filtros necessários, porém nem sempre é possível trabalhar com altas frequências devido às perdas e à capacidade de comutação dos interruptores. Existem ainda outras estratégias

de chaveamento que reduzem o conteúdo harmônico, como o PWM unipolar, que será mostrado a seguir.

2.3.2 Chaveamento PWM unipolar

Esta estratégia é muito semelhante à anterior, porém são utilizadas duas referências senoidais de sinal contrário. Cada referência controla os interruptores de um braço, que devem trabalhar de forma complementar, como já explicado. Na Figura 11 é mostrada a comparação entre duas referências senoidais v_{ref1} e v_{ref2} e uma portadora triangular v_{tri} . A referência v_{ref1} controla os interruptores 1 e 4 e a referência v_{ref2} os interruptores 2 e 3. Nessa estratégia de chaveamento a tensão de saída irá assumir os valores $+V_{cc}$ e zero durante o semiciclo positivo de v_{ref1} , enquanto que no semiciclo negativo irá assumir os valores $-V_{cc}$ e zero.

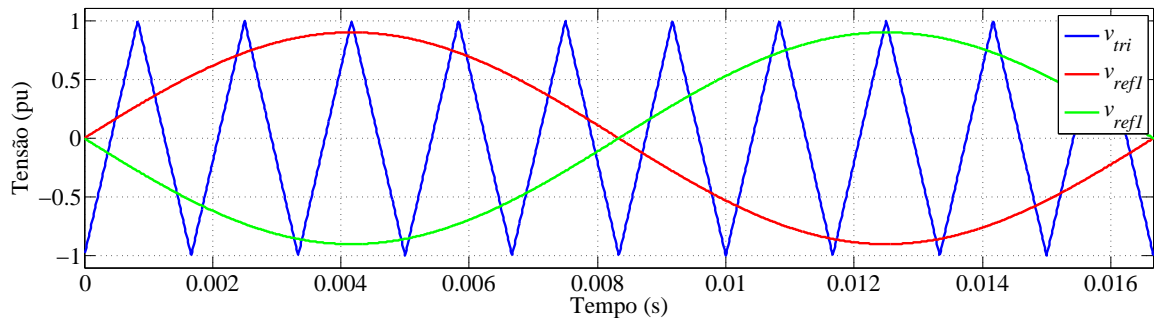


Figura 11 – Comparação entre as referências senoidais (v_{ref1} e v_{ref2}) e a portadora triangular (v_{tri}).

Nas Figuras 12 (a) e (b) são mostradas a tensão e a corrente nos terminais de um conversor em ponte completa com carga indutiva e chaveamento PWM unipolar utilizando portadoras com frequências de 1 kHz e o espectro de frequências da tensão, obtido através de FFT, respectivamente. Diferente do chaveamento PWM bipolar, as componentes harmônicas do unipolar aparecem apenas em torno dos múltiplos pares da frequência de chaveamento. Nesse caso não há interferência entre os harmônicos mostrados, já que estão mais distantes.

Quando comparadas com as da estratégia bipolar, as tensões e correntes da estratégia unipolar possuem conteúdo harmônico menor, o que pode ser observado também pelas THD da tensão e da corrente obtidas por simulação, que foram, respectivamente:

$$THD_v = 64,44\%, \quad (2.3)$$

$$THD_i = 2,90\%. \quad (2.4)$$

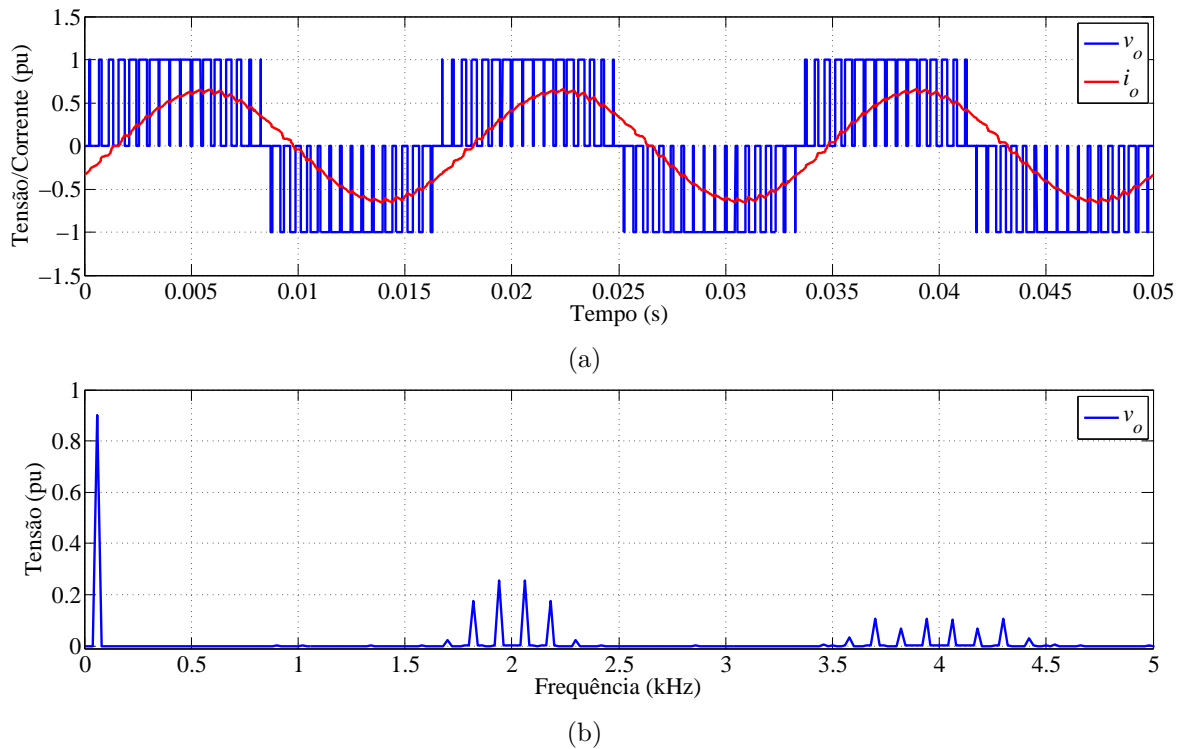


Figura 12 – Conversor em ponte completa com carga indutiva e chaveamento PWM unipolar com portadora em 1 kHz : (a) tensão e corrente de saída do conversor e (b) espectro harmônico da tensão.

Apesar de diminuir significativamente o conteúdo harmônico, as estratégias de chaveamento PWM aumentam as perdas por comutação do conversor devido a frequência elevada de chaveamento. Assim, nos sistemas de transmissão HVDC, como as correntes são elevadas, isto é, da ordem de alguns quilo ampéres, a frequência de comutação dos interruptores deve ser limitada para que seja viável a operação do conversor.

Além dos problemas de perdas e conteúdo harmônico existem também as limitações de tensão e correntes suportadas pelos VSC. Para tentar equilibrar a minimização dos harmônicos e das perdas e resolver o problema dos níveis de tensão e corrente suportados, foram propostos os conversores multiníveis. A seguir serão mostrados alguns dos principais conversores multiníveis e a estrutura escolhida neste trabalho para o sistema de transmissão em corrente contínua, que é o conversor modular multinível (MMC).

2.4 CONVERSOR MULTINÍVEL EM CASCATA SIMÉTRICA

O conversor multinível em cascata simétrica é formado pela associação série de vários conversores, chamados de módulos, que podem ter estrutura em meia-ponte ou ponte completa. Esse conversor recebe o nome “cascata” devido à disposição destes conversores e “simétrico” pois as tensões de todos os módulos têm o mesmo valor. Cada módulo possui uma fonte CC independente, o que permite sintetizar uma tensão CA com maior número de níveis. Na Figura 13 é mostrado um conversor multinível em cascata com cinco

módulos, representados por blocos genéricos.

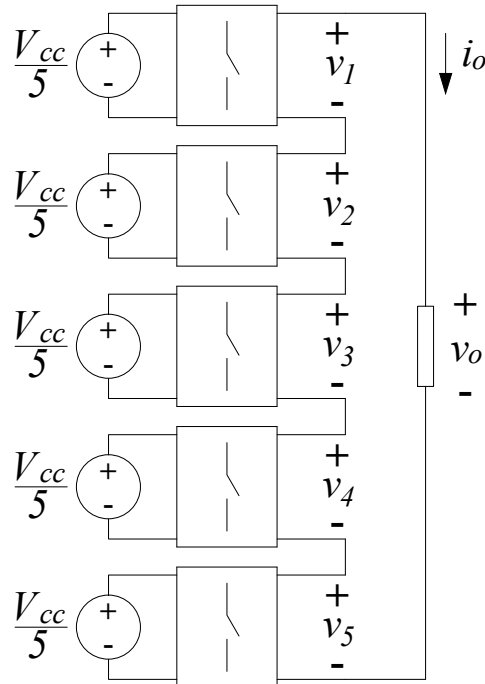


Figura 13 – Representação do conversor multinível em cascata com cinco módulos.

Conversores multiníveis em cascata permitem utilizar estratégias de chaveamento PWM, porém necessitam de um número de portadoras triangulares proporcional ao número de módulos. Em um conversor com n módulos, a modulação é feita a partir da comparação entre uma referência senoidal e n portadoras triangulares, podendo ser bipolar ou unipolar. A seguir serão mostradas duas das principais estratégias PWM multiportadoras, que utilizam portadoras com fases dispostas ou fases deslocadas, porém existem outras estratégias que são revisadas em (RAJAN & SEYEZHAI, 2013) e (TIMOFEJEVS & GAMBOA, 2013).

2.4.1 Chaveamento PWM multiportadoras com disposição de fases

A estratégia PWM com portadoras dispostas em fase (do inglês, “*Phase Disposition*”) (PD-PWM), consiste em comparar a referência senoidal com n portadoras triangulares em fase e deslocadas no eixo vertical, como mostrado na Figura 14, onde são utilizadas cinco portadoras. Aplicando-se estratégia PD-PWM unipolar ao conversor multinível em cascata com cinco módulos em ponte completa, obtêm-se uma tensão de saída com onze níveis ($2n + 1$).

Nas Figuras 15 (a) e (b) são mostradas as formas de onda da tensão e da corrente de saída do conversor em cascata e o espectro harmônico da tensão chaveada, respectivamente. O padrão de chaveamento foi gerado a partir de uma estratégia PD-PWM com múltiplas portadoras triangulares cuja frequência individual é 1 kHz conforme mostrado na Figura 14.

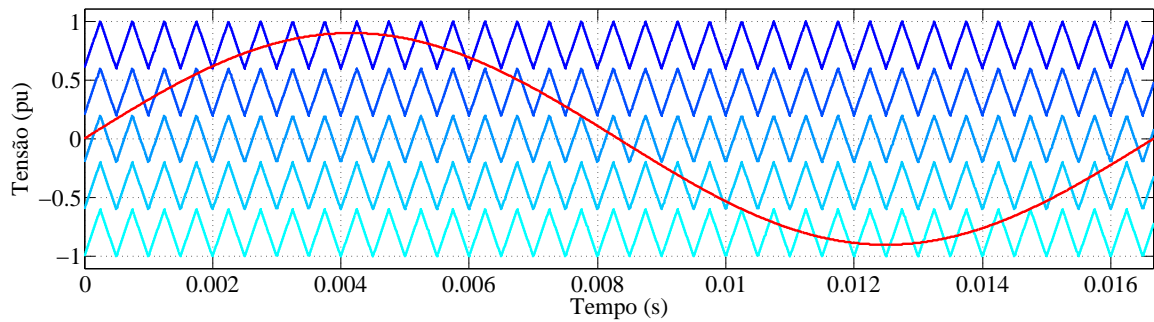
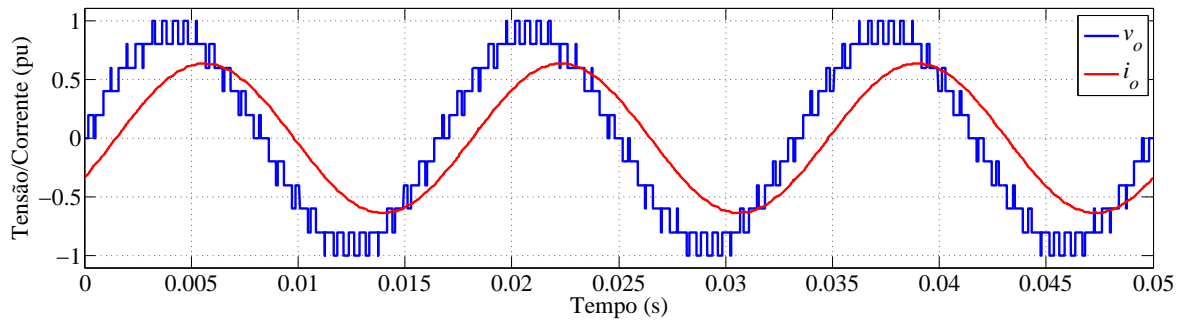
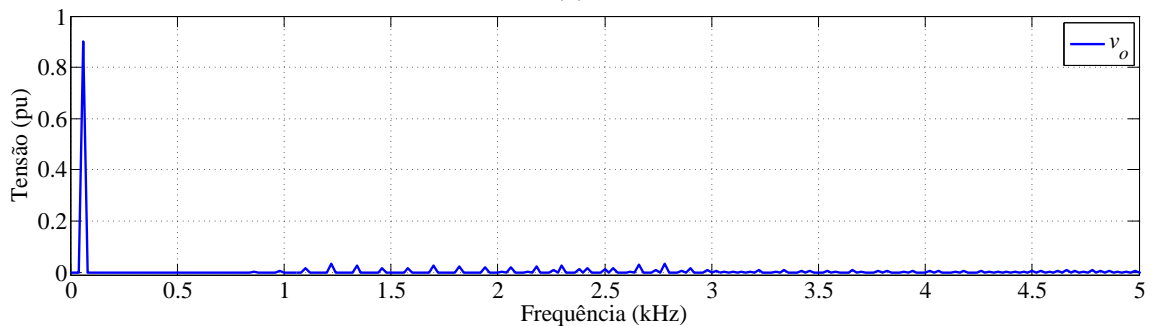


Figura 14 – Comparação entre a referência senoidal e as portadoras triangulares com fases deslocadas.

Observe que a corrente é praticamente senoidal, mesmo com uma frequência de chaveamento de 1 kHz , ao contrário do VSC convencional.



(a)



(b)

Figura 15 – Conversor multinível em cascata com carga indutiva e chaveamento PD-PWM unipolar com portadoras em 1 kHz : (a) tensão e corrente de saída do conversor e (b) espectro harmônico da tensão.

Mesmo com o conteúdo harmônico reduzido, ainda existem pequenas componentes em torno do dobro da frequência de chaveamento, sendo necessário elevar a frequência de chaveamento ou aumentar o filtro de corrente. Existe outra estratégia de chaveamento PWM que permite eliminar os harmônicos de chaveamento da tensão sem elevar a frequência das portadoras, que será mostrada a seguir.

2.4.2 Chaveamento PWM multiportadoras com deslocamento de fases

A estratégia PWM com portadoras deslocadas em fase (do inglês, “*Phase Shifted*”) (PS-PWM) consiste em comparar uma referência senoidal com n portadoras triangulares de amplitude unitária e deslocadas igualmente no eixo horizontal, como mostrado na Figura 16. Assim como na estratégia PD-PWM, a estratégia PS-PWM unipolar permite sintetizar uma tensão com $2n + 1$ níveis.

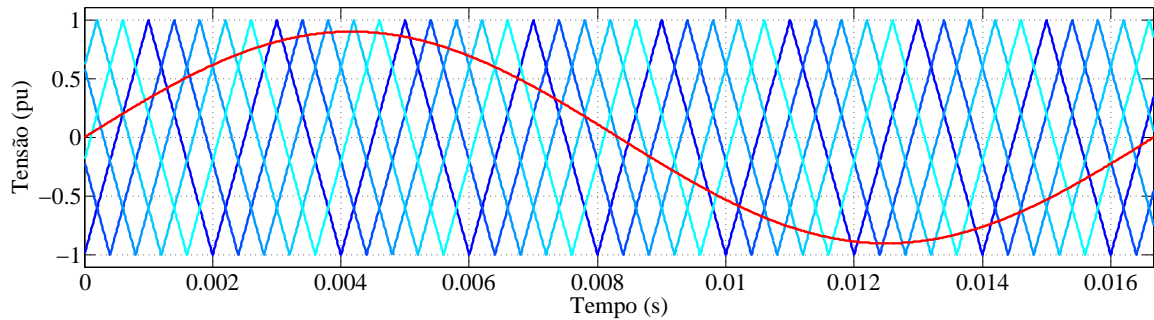
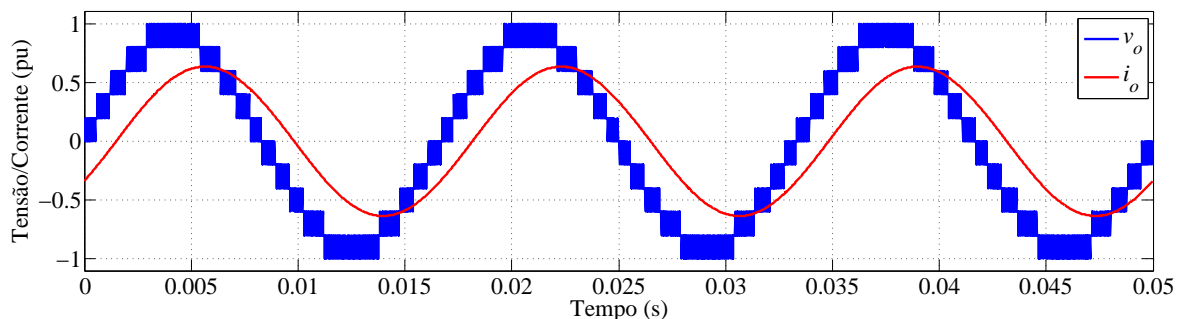
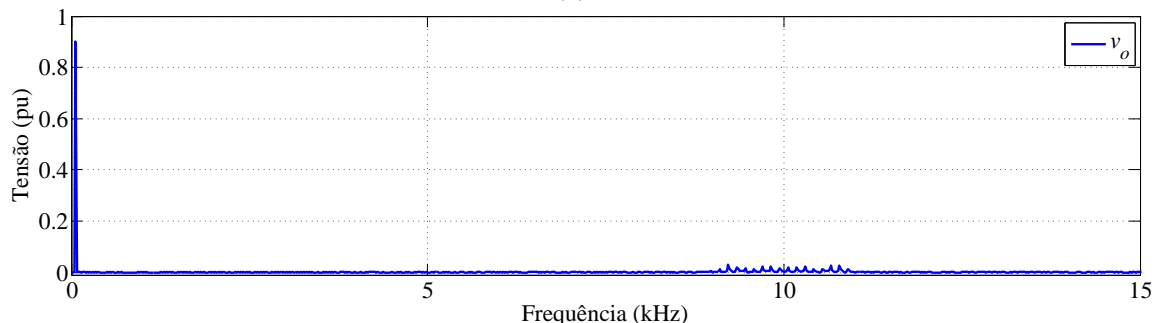


Figura 16 – Comparação entre a referência senoidal e as portadoras triangulares com fases deslocadas.

Nas Figuras 17 (a) e (b) são mostradas a tensão e a corrente de saída do conversor em cascata simétrica e o espectro de frequências da tensão, com chaveamento PS-PWM em 1 kHz , respectivamente. A Figura 17 (b) permite observar que o conteúdo harmônico aparece apenas em torno da frequência de 10 kHz .



(a)



(b)

Figura 17 – Conversor multinível em cascata com carga indutiva e chaveamento PS-PWM unipolar com portadoras em 1 kHz : (a) tensão e corrente de saída do conversor e (b) espectro harmônico da tensão.

Na estratégia PS-PWM, a frequência em torno da qual as componentes harmônicas aparecem é a frequência individual de cada portadora multiplicada pelo número de portadoras. Além disso, se a estratégia for unipolar, o conteúdo harmônico aparece apenas em torno dos múltiplos pares dessa “frequência resultante”. Na prática, essa característica da estratégia PS-PWM acarreta em uma frequência de chaveamento mais elevada do que a frequência individual de cada portadora triangular.

Com as estratégias PD-PWM e PS-PWM é possível reduzir os filtros de tensão e corrente necessários e trabalhar com frequências de chaveamento mais baixas, reduzindo as perdas. Além dessas vantagens o conversor multinível em cascata suporta altas tensões, devido à sua estrutura modular. Apesar de todas essas vantagens existe a necessidade de uma fonte CC para cada módulo, o que pode limitar a aplicação deste conversor. Para resolver esse problema, foram propostas outras topologias de conversores multiníveis. Uma delas é o conversor com neutro grampeado a diodos (do inglês, “*Neutral-Point Diode-Clamped*”) (NPC) (MIZUTANI, 1999), que será mostrado a seguir.

2.5 CONVERSOR COM NEUTRO GRAMPEADO A DIODOS

O conversor NPC utiliza apenas uma fonte CC, que é conectada em paralelo com um divisor capacitivo, sendo necessário o controle das tensões nos capacitores para que permaneçam equalizadas. Com estrutura em ponte completa e em sua configuração mais simples, este conversor é capaz de sintetizar uma tensão CA com cinco níveis e além disso permite ampliação do número de níveis.

Nas Figuras 18 (a) e (b) são mostradas as topologias do conversor NPC capazes de sintetizar uma tensão CA com cinco e sete níveis, respectivamente. A expansão do número de níveis de cinco para sete requer um aumento de oito para doze interruptores, de dois para três capacitores e de quatro para oito diodos no circuito, o que é um aumento considerável em relação à ampliação do número de níveis.

Nas Figuras 19 (a), (b) e (c) são mostrados os arranjos de interruptores de um braço do conversor NPC em ponte completa da Figura 18 (a), onde se obtêm tensões de saída com valores V_{cc} , zero e $V_{cc}/2$, respectivamente. No caso da configuração da Figura 18 (b), os níveis de tensão em um braço serão V_{cc} , $2V_{cc}/3$, $V_{cc}/3$ e zero. As tensões nos capacitores devem ser controladas para garantir o correto funcionamento do NPC.

O NPC possui elevado conteúdo harmônico quando o chaveamento é feito em baixa frequência e necessita de um aumento significativo do número de níveis para reduzir este conteúdo. O chaveamento PD-PWM unipolar, permite reduzir o conteúdo harmônico sem utilizar frequências muito elevadas.

Nas Figuras 20 (a) e (b) são mostradas as formas de onda de tensão e corrente e o espectro harmônico da tensão do conversor NPC com chaveamento PD-PWM unipolar,

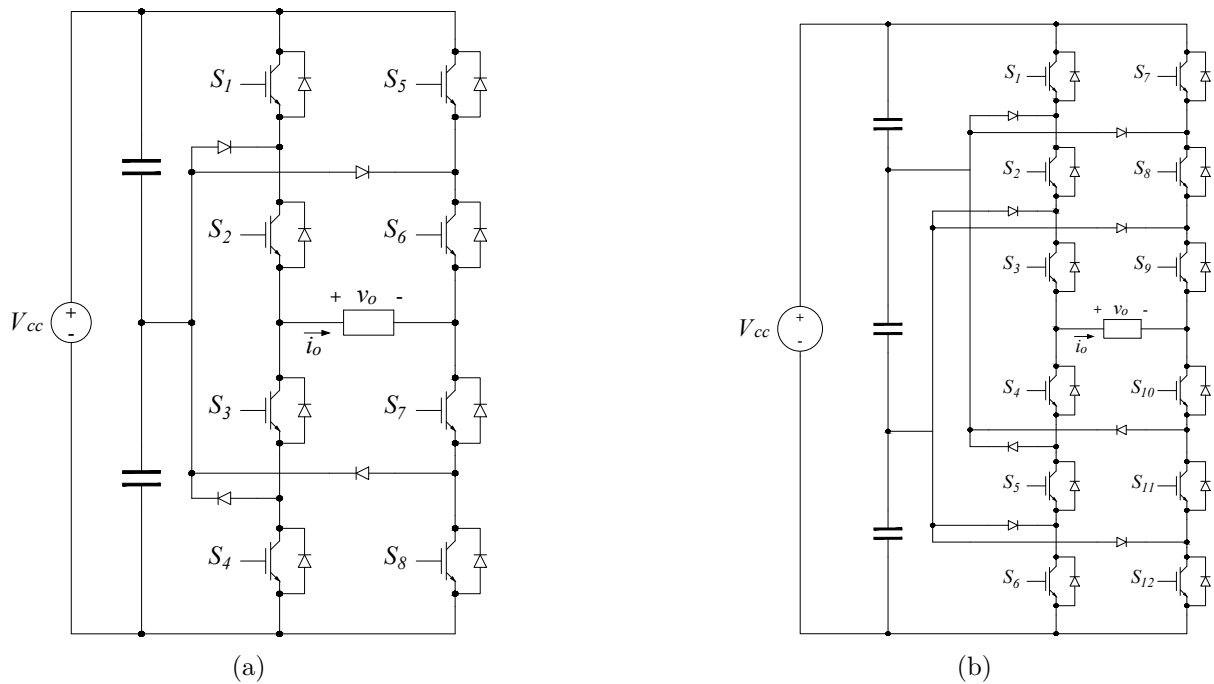


Figura 18 – Representação do conversor com neutro grampeado a diodos em ponte completa capaz de sintetizar tensões com: (a) 5 e (b) 7 níveis.

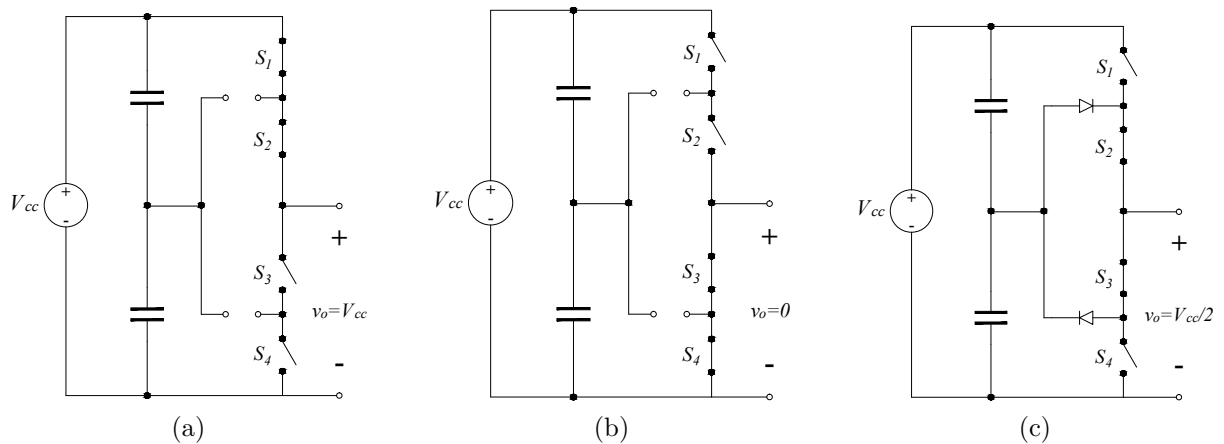


Figura 19 – Esquema de funcionamento de um braço do conversor NPC com níveis de tensão: (a) V_{cc} , (b) zero e (c) $V_{cc}/2$.

utilizando duas portadoras triangulares de 1 kHz . Com essa estratégia de chaveamento o conteúdo harmônico da tensão é pequeno e a corrente é praticamente senoidal.

O conversor NPC é uma alternativa interessante para aplicações em tensões mais elevadas, devido a vários fatores como menor conteúdo harmônico na tensão, menores perdas em razão das frequências de chaveamento mais baixas e possibilidade de ampliação do número de níveis. Porém existem fatores que podem inviabilizar sua aplicação, como o número elevado de componentes quando o número de níveis desejado é muito grande e o comprometimento da operação em caso de falha, dependendo de onde a mesma ocorrer.

A seguir será mostrado o conversor modular multinível (MMC), que possui carac-

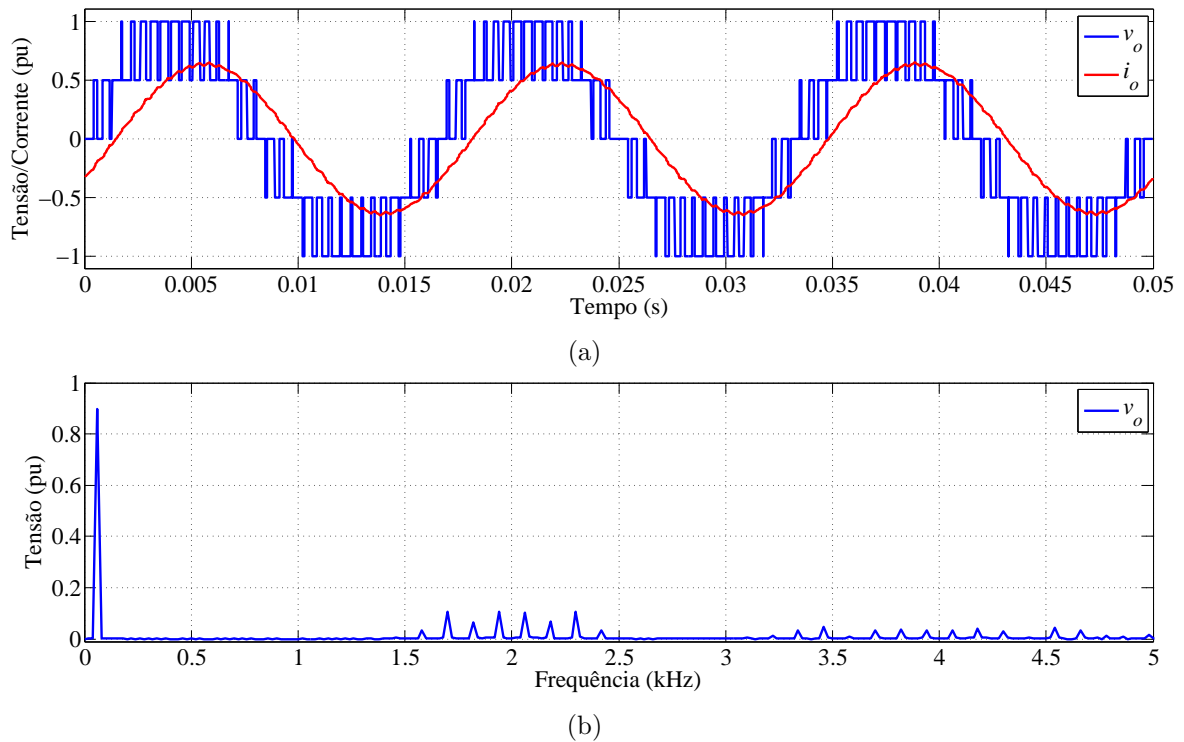


Figura 20 – Conversor NPC com carga indutiva e chaveamento PD-PWM unipolar com portadoras em 1 kHz : (a) tensão e corrente de saída do conversor e (b) espectro harmônico da tensão.

terísticas dos dois conversores multiníveis mostrados (cascata e NPC), porém com certas vantagens sobre os dois.

2.6 CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL

Assim como o conversor em cascata, o MMC é formado por várias estruturas conectadas em série, porém utiliza apenas uma fonte CC. Na Figura 21 é ilustrado um MMC trifásico, formado por estruturas conectadas em série chamadas de submódulos (SM), formados por um capacitor e uma estrutura de interruptores em meia-ponte ou ponte completa.

Cada fase possui $2n$ submódulos, sendo que n submódulos mais um indutor L_S formam um braço do conversor, na Figura 21 são destacados os braços superior e inferior de uma das fases. Essa estrutura permite sintetizar tensões com $n + 1$ ou $2n + 1$ níveis, dependendo da estratégia de chaveamento escolhida. A topologia modular permite a redundância na operação mesmo sob falha de algum submódulo, além da facilidade na manutenção e na ampliação do número de submódulos.

Neste trabalho optou-se por utilizar submódulos em meia-ponte, devido ao menor número de interruptores. Nas Figuras 22 (a), (b), (c) e (d) são mostradas as quatro configurações de operação do submódulo em meia-ponte. Com o capacitor em *bypass* o submódulo é definido como inativo, já com o capacitor inserido no circuito o submódulo é

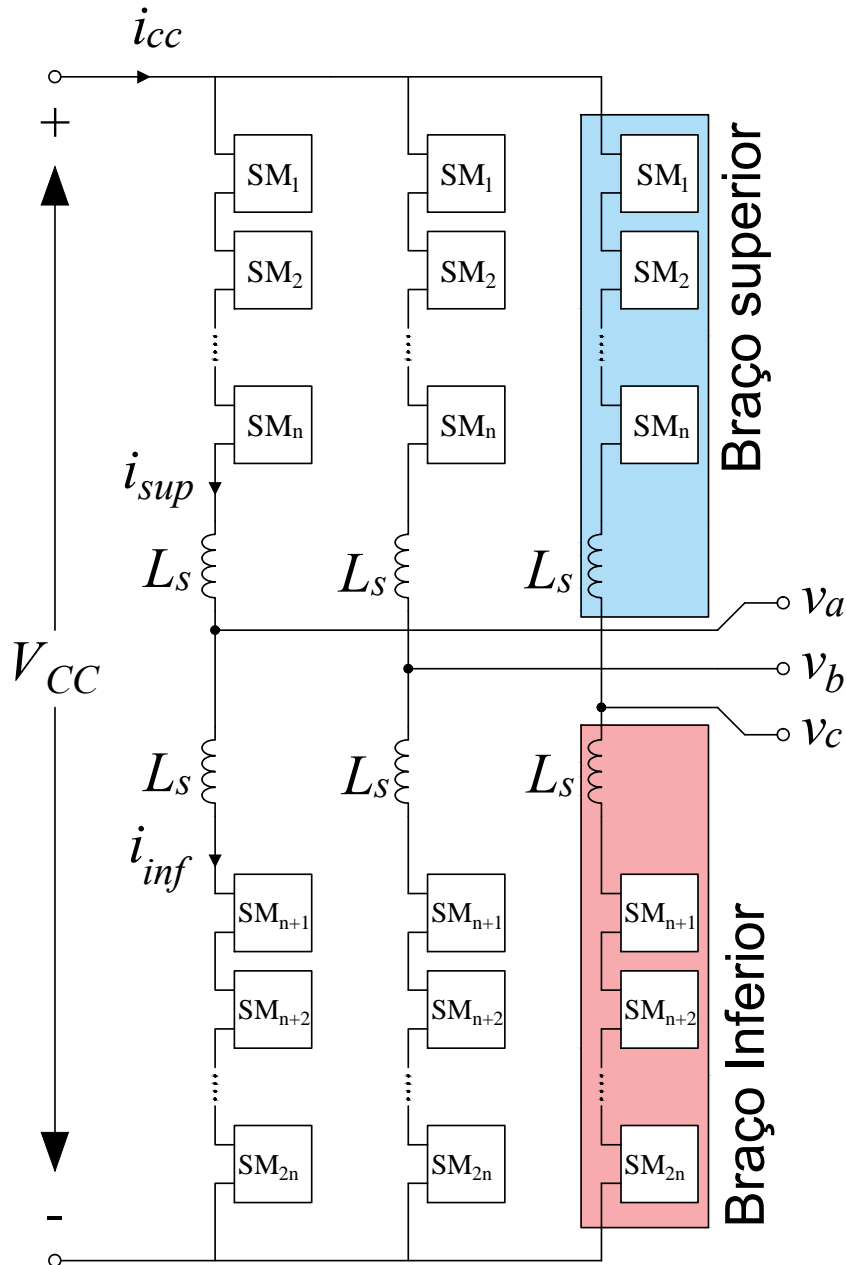


Figura 21 – Representação do conversor modular multinível trifásico.

definido como ativo, podendo carregar ou descarregar o capacitor, dependendo do sentido da corrente.

Devido a este comportamento, as tensões nos capacitores não se equalizam naturalmente, sendo necessário controlá-las. A equalização das tensões dos capacitores é fundamental para o funcionamento correto do MMC, garantindo a estabilidade e evitando o surgimento de harmônicos nas tensões e correntes.

Na literatura são dois os métodos discutidos para controlar as tensões nos capacitores. Em (GLINKA, 2004) e (GLINKA & MARQUARDT, 2005), discute-se o funcionamento do MMC usando modulação por vetores espaciais. Neste caso, a redundância dos estados

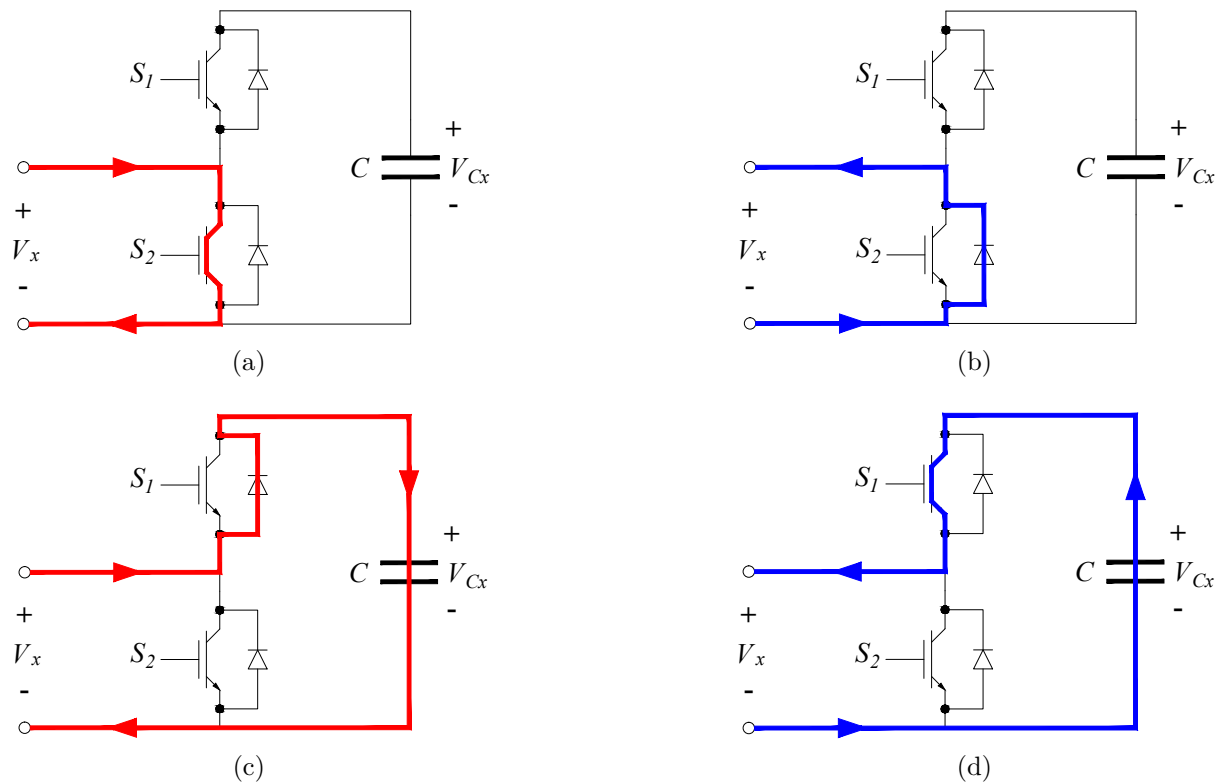


Figura 22 – Funcionamento dos SM do conversor MMC com capacitor (a,b) em *bypass*, (c) carregando e (d) descarregando.

dos interruptores é usada para controlar individualmente a tensão CC dos capacitores dos submódulos. Por outro lado, em (SAEEDIFARD & IRAVANI, 2010) é empregada a técnica de ordenação dos submódulos em função das amplitudes das tensões CC e da direção das correntes nos braços do conversor.

O segundo método, apesar de aumentar a complexidade do controle, consiste apenas na criação de um algoritmo de disparo dos interruptores, o que não eleva os custos. A seguir será mostrado o funcionamento deste método, proposto por SAEEDIFARD & IRAVANI.

2.6.1 Método de equalização das tensões nos capacitores

Durante a operação do MMC estão ativos sempre n submódulos por fase, ou seja, a soma de submódulos ativos nos braços superior (n_{sup}) e no braço inferior (n_{inf}) deve ser sempre igual a n . Para determinar quantos submódulos devem estar ativos em cada braço, em cada instante, utiliza-se a modulação PD-PWM. Foi simulado um MMC com quatro submódulos por braço ($n = 4$), para isso a modulação PD-PWM utiliza quatro portadoras triangulares, como mostra a Figura 23 (a). Já na Figura 23 (b) é mostrado o gráfico obtido a partir da comparação entre a referência senoidal e as portadoras triangulares, que determina o número de submódulos ativos no braço superior de uma das fases.

Após determinar quantos submódulos devem estar ativos nos braços superior e

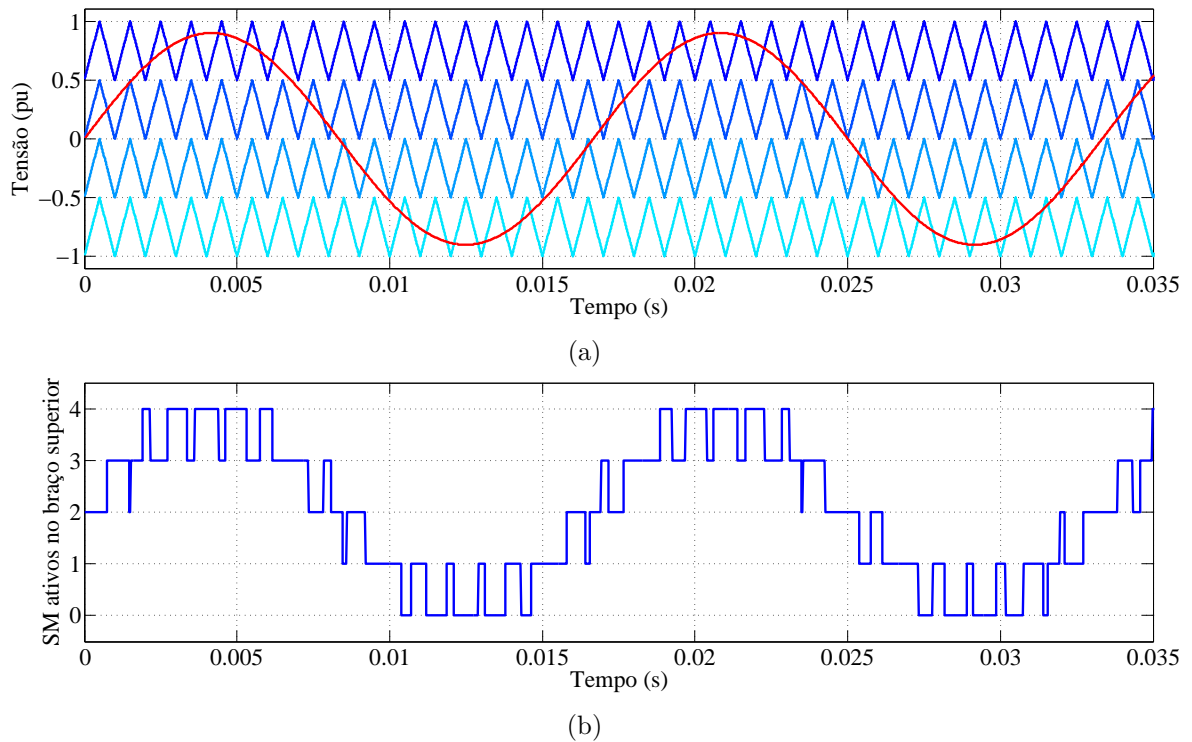


Figura 23 – Modulação PD-PWM com quatro portadoras: (a) comparação entre a referência senoidal e as portadoras triangulares e (b) número de submódulos ativos no braço superior.

inferior, resta determinar quais serão ativados. Para isso deve-se conhecer o sentido da corrente em cada braço e ordenar os submódulos de acordo com o valor das tensões nos capacitores. Se a corrente for positiva, seleciona-se os submódulos menos carregados, para que carreguem e elevem suas tensões. Se a corrente for negativa, seleciona-se os submódulos mais carregados, para que descarreguem e diminuam suas tensões. Na Figura 24 é ilustrado em forma de um fluxograma o algoritmo de equalização das tensões nos capacitores do MMC.

Em (SAEEDIFARD & IRAVANI, 2010) utiliza-se o método da bolha para ordenar os submódulos, porém existem vários outros métodos de ordenação na literatura (BARNETT & TONGO, 2008; FEOFILOFF, 2009). Almeida et al. (2016) apresentam um estudo comparativo do desempenho dos principais métodos de ordenação propostos na literatura aplicados ao MMC.

Nas Figuras 25 (a) e (b) são mostradas as tensões nos capacitores da fase *a* de um MMC com quatro submódulos por braço, sem e com o algoritmo de equalização, respectivamente.

As tensões devem oscilar em torno de $0,25 pu$, já que a tensão de cada submódulo equivale a V_{cc}/n . Sem o algoritmo de equalização algumas tensões chegam a $0,5 pu$, o dobro da tensão normal de operação, o que pode danificar os capacitores e todo o sistema. Nas Figuras 26 (a) e (b) são mostradas as formas de onda das tensões e correntes trifásicas

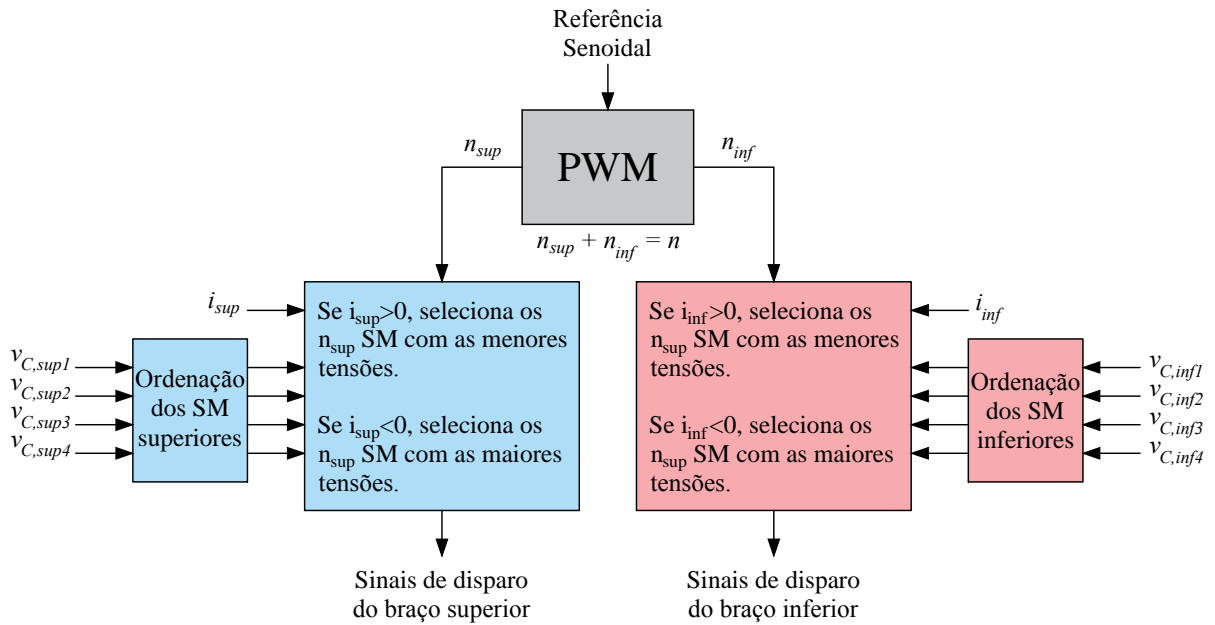
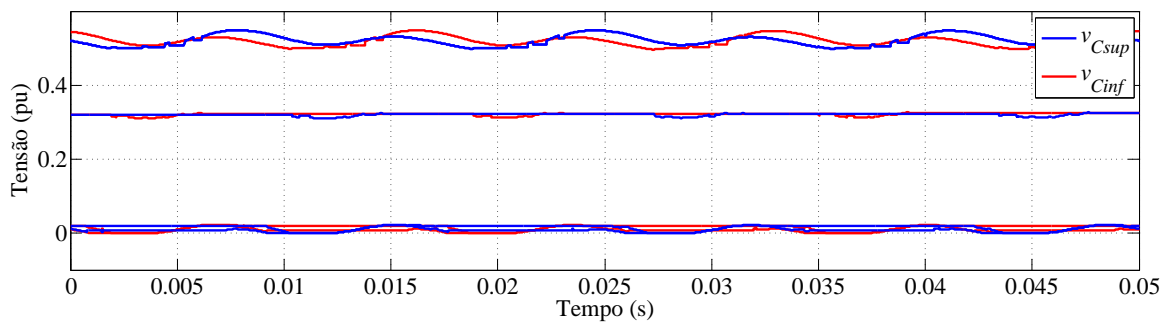
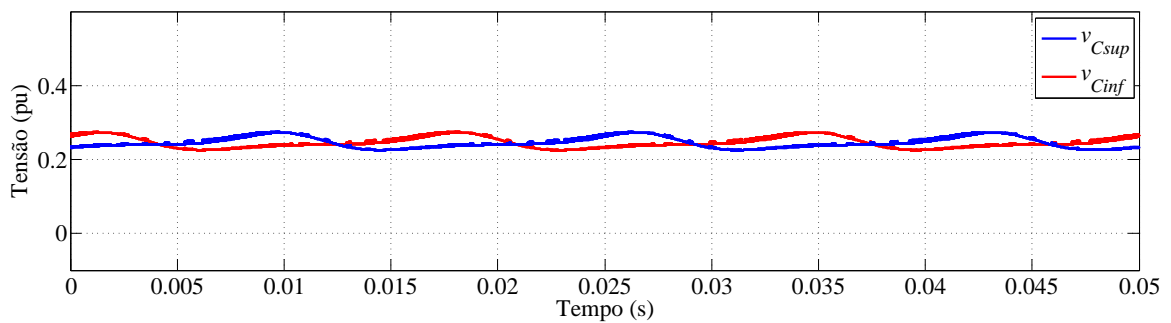


Figura 24 – Fluxograma do algoritmo de equalização das tensões nos capacitores de cada fase do MMC.



(a)



(b)

Figura 25 – Tensões nos capacitores da fase *a* do MMC: (a) sem e (b) com o algoritmo de equalização.

do MMC, respectivamente. O conversor opera com carga indutiva e com algoritmo de equalização utilizando modulação PD-PWM em 1 kHz .

No MMC trifásico ocorre o fenômeno das correntes circulantes, que surgem devido à diferença entre as tensões nas três fases e contém componentes de sequência negativa

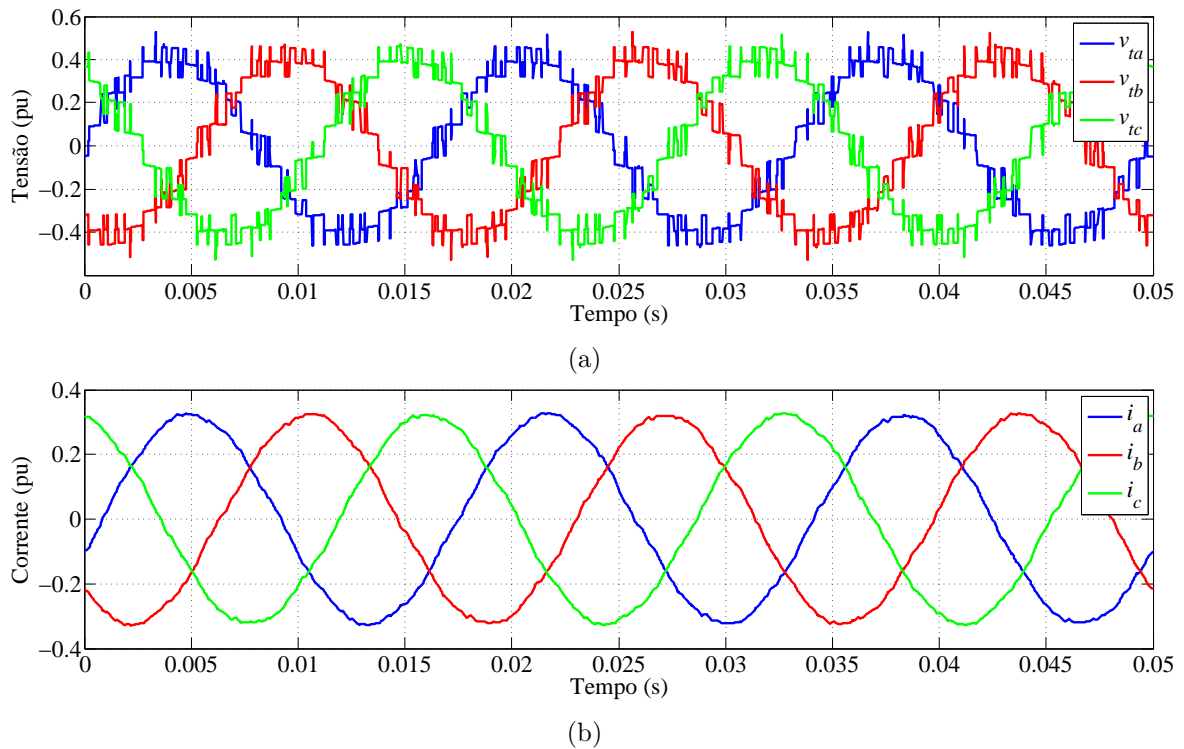


Figura 26 – MMC com carga indutiva e algoritmo de equalização utilizando modulação PD-PWM com portadoras em 1 kHz : (a) tensões de saída e (b) correntes trifásicas.

com duas vezes a frequência fundamental. As correntes circulantes não exercem qualquer influência sobre as tensões e correntes no lado CA do MMC, porém se não forem controladas elas podem elevar os valores de pico e eficaz das correntes nas fases. Além de aumentar as perdas no conversor, isso pode danificá-lo. Nas Figuras 27 (a) e (b) são mostradas as correntes nos braços superior e inferior da fase a do MMC e o espectro harmônico dessas correntes. Nesse caso não foi utilizada nenhuma técnica para eliminação ou minimização das correntes circulantes.

Na Figura 27 (a) é possível observar que a forma de onda das correntes nos braços não é senoidal, com picos de corrente diferentes nos semiciclos positivo e negativo. Na Figura 27 (b), o espectro harmônico permite observar que as correntes circulantes são formadas majoritariamente por uma componente CC e duas componentes nas frequências 60 Hz e 120 Hz . Como o principal objetivo deste trabalho é mostrar o funcionamento de um sistema de transmissão HVDC baseado em MMC, não será feito o controle das correntes circulantes, já que estas não influenciam nas tensões e correntes CA do conversor (DEBNATH et al., 2015).

Explicado o funcionamento dos conversores modulares multiníveis, serão mostrados no próximo capítulo os princípios de funcionamento e controle de um sistema de transmissão em corrente contínua baseado em conversores MMC.

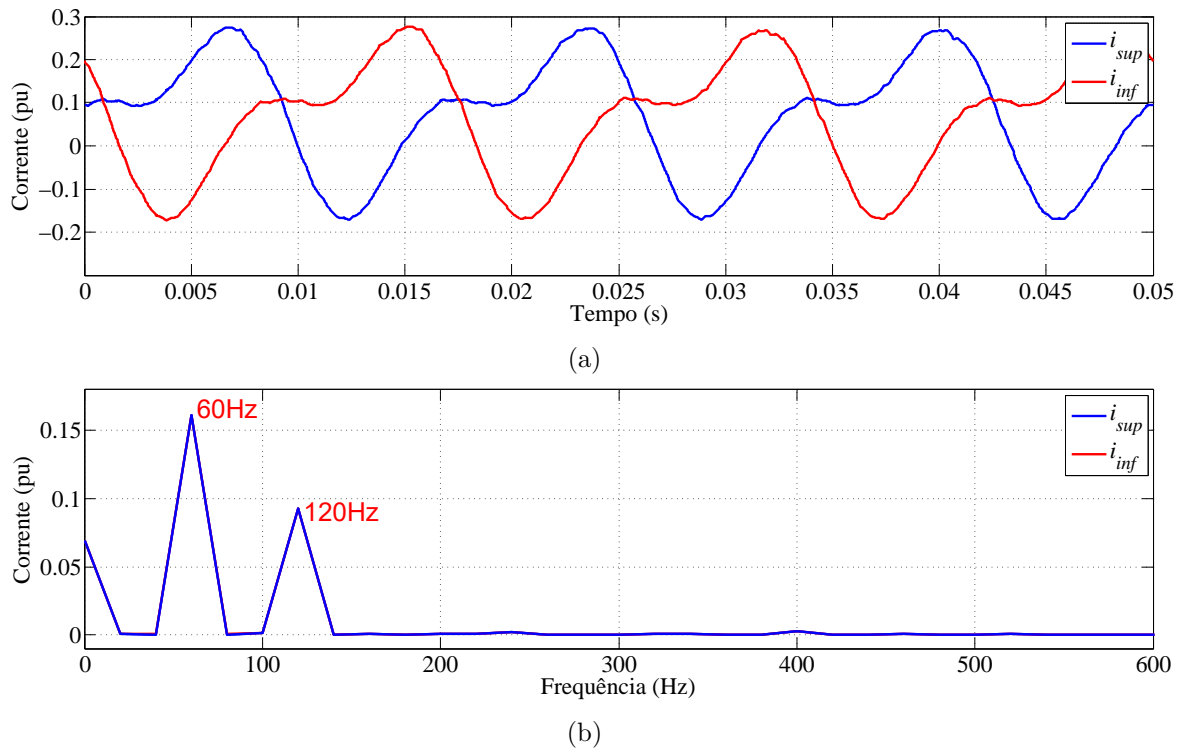


Figura 27 – MMC com carga indutiva e algoritmo de equalização utilizando modulação PD-PWM com portadoras em 1 kHz : (a) correntes nos braços superior e inferior da fase a e (b) espectro harmônico das correntes.

2.7 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foi apresentado uma breve revisão de conversores fonte de tensão com tensão de saída com dois e múltiplos níveis, controlados com estratégias de modulação PWM. Nas aplicações em altas tensões, os conversores multiníveis apresentam a vantagem de, além de minimizar o conteúdo harmônico das tensões e correntes sintetizadas, dividir a tensão total entre os diversos módulos de interruptores semicondutores. No próximo capítulo será apresentado a modelagem e o controle de um sistema de transmissão em corrente contínua baseado em conversores modulares multiníveis.

3 MODELAGEM E CONTROLE DO SISTEMA DE TRANSMISSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA

A transmissão em corrente contínua é uma tecnologia utilizada há muito tempo em vários países, porém a aplicação de VSC nesse tipo de sistema se tornou economicamente viável apenas nos anos 1990, devido ao desenvolvimento de novos dispositivos semicondutores (SOOD, 2006). Neste capítulo, será mostrado o funcionamento de uma sistema de transmissão HVDC baseado em conversores modulares multiníveis e algumas técnicas de controle possíveis de se aplicar nesse sistema.

3.1 SISTEMA DE TRANSMISSÃO MMC-HVDC

Na Figura 28 é ilustrado um sistema de transmissão HVDC baseado em conversores MMC com quatro submódulos por braço. A energia gerada é retificada pelo MMC-1 e transmitida pela linha CC até o MMC-2, onde é convertida e injetada no segundo sistema CA.

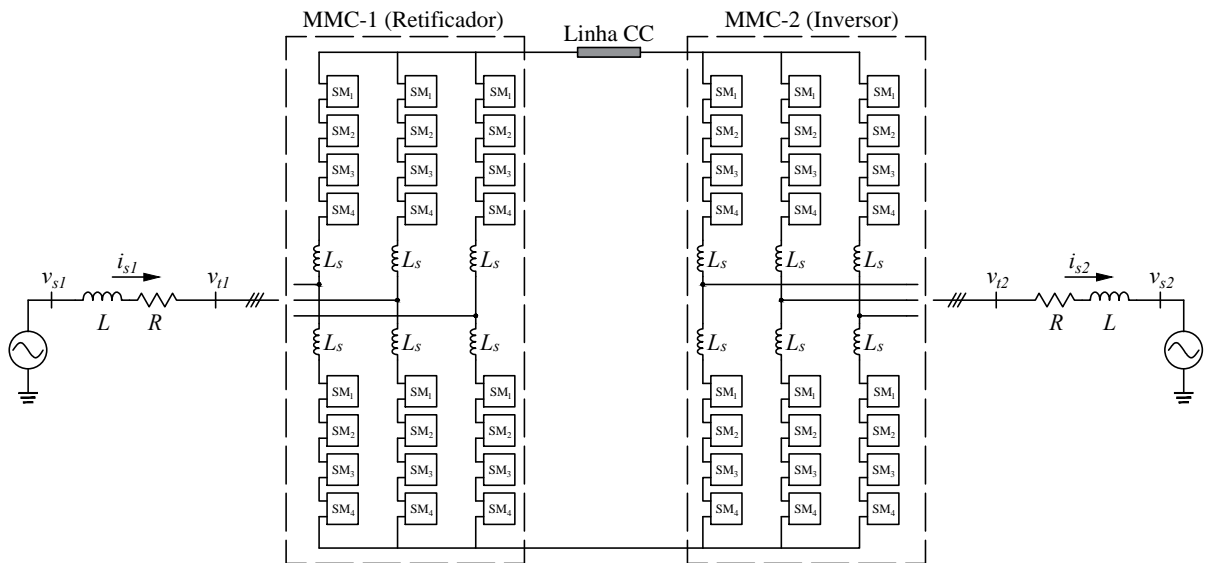


Figura 28 – Representação de um sistema de transmissão em corrente contínua baseado em conversores MMC com quatro submódulos por braço.

Em regime normal de operação o fluxo de potência é controlado pela estação retificadora, enquanto a estação inversora controla a tensão em seus terminais CC. O conversor MMC permite controlar as tensões CA através do sinal de referência da modulação PWM. Na seção seguinte será mostrada uma estratégia de controle das correntes trifásicas do MMC, através da qual é possível controlar os fluxos de potência ativa e reativa. O controle é feito no sistema de coordenadas síncronas, também chamadas de coordenadas dq , devido aos eixos direto e em quadratura.

3.2 CONTROLE DO SISTEMA DE TRANSMISSÃO HVDC EM COORDENADAS SÍNCRONAS

Inicialmente considera-se um MMC com quatro submódulos por braço, que conecta uma fonte CC ideal à rede CA trifásica. Um filtro RL é utilizado como interface entre o conversor e a rede CA. Para realizar o controle no sistema de coordenadas síncronas é necessário sincronizar o sistema de controle com a rede CA, para isso é utilizado um circuito de sincronismo do tipo *Phase-Locked Loop* (PLL). A partir das tensões trifásicas medidas o PLL gera um ângulo de referência (ρ) para o sistema de coordenadas síncronas, que é utilizado nas transformações de coordenadas abc para dq e vice-versa. As tensões e correntes em coordenadas dq são enviadas para o circuito de controle, onde serão processadas junto com a tensão medida no lado CC e as correntes de referência, geradas a partir das potências ativa e reativa de referência. Os sinais de saída da malha de controle são os sinais de referência da modulação PWM multiportadoras, que devem ser convertidos de dq para abc e enviados para o algoritmo de equalização. Todo o processo descrito é ilustrado no diagrama esquemático da Figura 29.

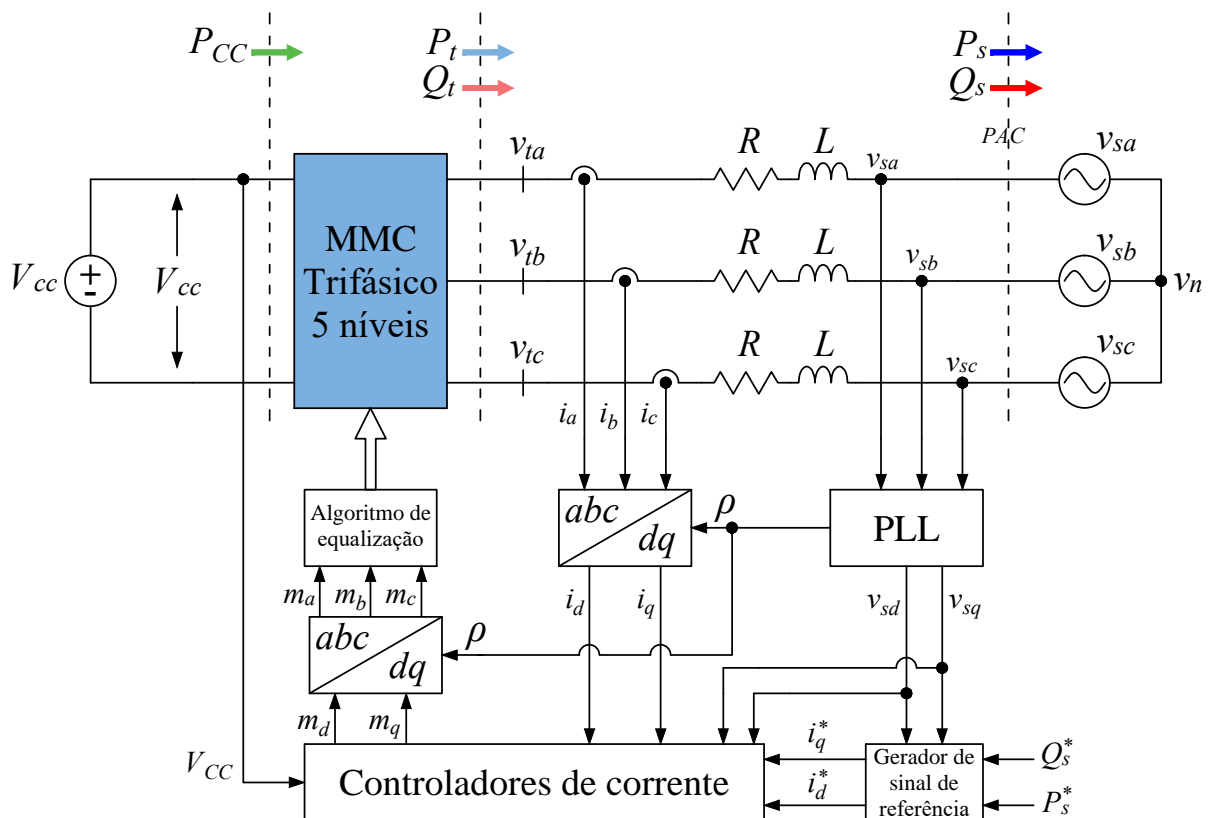


Figura 29 – Diagrama esquemático do controle das potências ativa e reativa do MMC através do controle das correntes em coordenadas dq .

3.2.1 Sistema de coordenadas síncronas

Muito utilizado na análise de máquinas síncronas, o sistema de coordenadas dq é usado também no controle de sistemas trifásicos. No sistema de coordenadas síncronas os sinais trifásicos senoidais são representados por dois sinais contínuos. A transformação de coordenadas abc para dq de uma função f_{abc} qualquer é feita através da transformada de *Park* (3.1):

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos[\rho(t)] & \cos[\rho(t) - \frac{2\pi}{3}] & \cos[\rho(t) - \frac{4\pi}{3}] \\ \text{sen}[\rho(t)] & \text{sen}[\rho(t) - \frac{2\pi}{3}] & \text{sen}[\rho(t) - \frac{4\pi}{3}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

onde $\rho(t)$ é ângulo de fase da rede CA, fornecido pelo PLL, que será mostrado mais adiante. Para realizar a transformação inversa, ou seja, de coordenadas dq para abc , utiliza-se a transformada inversa de *Park* (3.2):

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos[\rho(t)] & \text{sen}[\rho(t)] \\ \cos[\rho(t) - \frac{2\pi}{3}] & \text{sen}[\rho(t) - \frac{2\pi}{3}] \\ \cos[\rho(t) - \frac{4\pi}{3}] & \text{sen}[\rho(t) - \frac{4\pi}{3}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

onde a matriz de transformação é a transposta daquela usada em (3.1).

3.2.2 Circuito de sincronismo PLL

Existem vários tipos de circuitos PLL difundidos na literatura, dos mais básicos aos mais complexos. Em (ALMEIDA, 2011) são revisados alguns dos principais circuitos de sincronismo para o sistema de coordenadas síncronas. Uma opção de fácil implementação é o circuito PLL baseado no sistema de coordenadas síncronas (do inglês, “*Synchronous Reference Frame*”) (SRF-PLL), mostrado na Figura 30 em forma de diagrama de blocos.

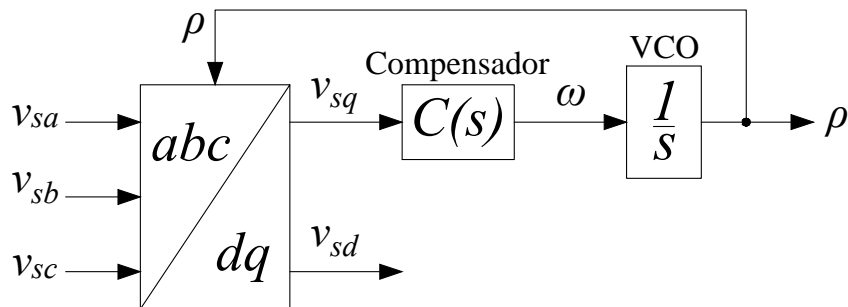


Figura 30 – Diagrama de blocos do SRF-PLL.

Em um sistema trifásico equilibrado a componente de eixo direto deve assumir o valor de pico das tensões, enquanto a componente em quadratura se anula. Baseado nesse comportamento é possível projetar um sistema de controle que tem como entrada a componente em quadratura e como saída o ângulo de sincronismo ρ , como na Figura 30.

O SRF-PLL é um circuito de simples implementação, porém em caso de desequilíbrio ou presença de harmônicos nas tensões da rede, o ângulo detectado apresenta oscilações. Para contornar este problema foram desenvolvidas outras técnicas baseadas na estrutura do SRF-PLL, como o Circuito de Sincronismo com Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo (do inglês, “*Double Second Order Generalized Integrator*”) (DSOGI-PLL), que possui vantagens como rejeição de harmônicos, robustez frente ao desbalanço e detecção de sequência positiva. O DSOGI-PLL é utilizado em (ALMEIDA, 2011), onde é mostrado detalhadamente o projeto deste circuito de sincronismo.

3.2.3 Controle das correntes CA

Para controlar o sistema trifásico é preciso modelá-lo. Desprezando os harmônicos de tensão e corrente gerados pelo chaveamento, pode-se escrever para cada fase as relações (3.3):

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = v_{ta} - v_{sa} \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = v_{tb} - v_{sb} \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = v_{tc} - v_{sc} \end{cases} \quad (3.3)$$

onde R e L são a resistência e a indutância do filtro de saída do MMC, respectivamente. Utilizando os conceitos de vetor ou fasor espacial (IRAVANI & YAZDANI, 2010), é possível escrever as relações de (3.3) em coordenadas dq (3.4):

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} - L \frac{d\rho}{dt} i_q + Ri_d = v_{td} - v_{sd} \\ L \frac{di_q}{dt} + L \frac{d\rho}{dt} i_d + Ri_q = v_{tq} - v_{sq} \end{cases} \quad (3.4)$$

Observe que a relação do eixo direto é dependente da corrente i_q , o mesmo vale para a relação do eixo em quadratura e a corrente i_d . Com isso as dinâmicas das correntes nos eixos dq são acopladas.

Desprezando os harmônicos de chaveamento e considerando a modulação PWM multiportadoras, as tensões nos terminais do conversor são descritas por:

$$v_{td} = \frac{V_{cc}}{2} m_d \quad (3.5)$$

e

$$v_{tq} = \frac{V_{cc}}{2} m_q \quad (3.6)$$

onde m_d e m_q são os índices de modulação dos eixos d e q , respectivamente.

Para desacoplar a dinâmica das correntes de eixo direto e quadratura são criadas novas variáveis de controle, que permitem escrever as seguintes relações:

$$m_d = \frac{2}{V_{cc}} (u_d - \omega L i_q + v_{sd}) \quad (3.7)$$

e

$$m_q = \frac{2}{V_{cc}} (u_q + \omega L i_d + v_{sq}) \quad (3.8)$$

onde u_d e u_q são as novas variáveis de controle, responsáveis pelo desacoplamento.

Substituindo (3.7) e (3.8) em (3.5) e (3.6), respectivamente, e substituindo também o resultado em (3.4), é possível reescrever o comportamento dinâmico das correntes como:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + R i_d = u_d \\ L \frac{di_q}{dt} + R i_q = u_q. \end{cases} \quad (3.9)$$

O sistema descrito por (3.9) é linear, de primeira ordem e com variáveis totalmente desacopladas, o que permite estabelecer uma malha de controle onde as correntes i_d e i_q são controladas por u_d e u_q , respectivamente, como mostrado na Figura 31. Os sinais *feed-forward* v_{sd} e v_{sq} são fornecidos pelo PLL.

O desacoplamento das variáveis de eixo direto e quadratura permite reduzir os controladores da Figura 31, de modo a obter dois controladores idênticos, um para o eixo direto e outro para o eixo quadratura, como o da Figura 32, que tem como entrada a corrente de referência i_d^* e como saída i_d .

Como as variáveis controladas são contínuas pode-se utilizar um controlador do tipo proporcional integrador (PI). Dessa forma o erro de regime permanente será eliminado. A função de transferência de malha aberta (FTMA) no domínio da frequência assume a seguinte forma:

$$FTMA(s) = \left(\frac{k_{p,i}}{sL} \right) \cdot \left(\frac{s + k_{i,i}/k_{p,i}}{s + R/L} \right) \quad (3.10)$$

onde $k_{p,i}$ e $k_{i,i}$ são os ganhos proporcional e integral do controlador de corrente PI, respectivamente. Escolhendo-se os ganhos para que o polo da planta seja cancelado pelo

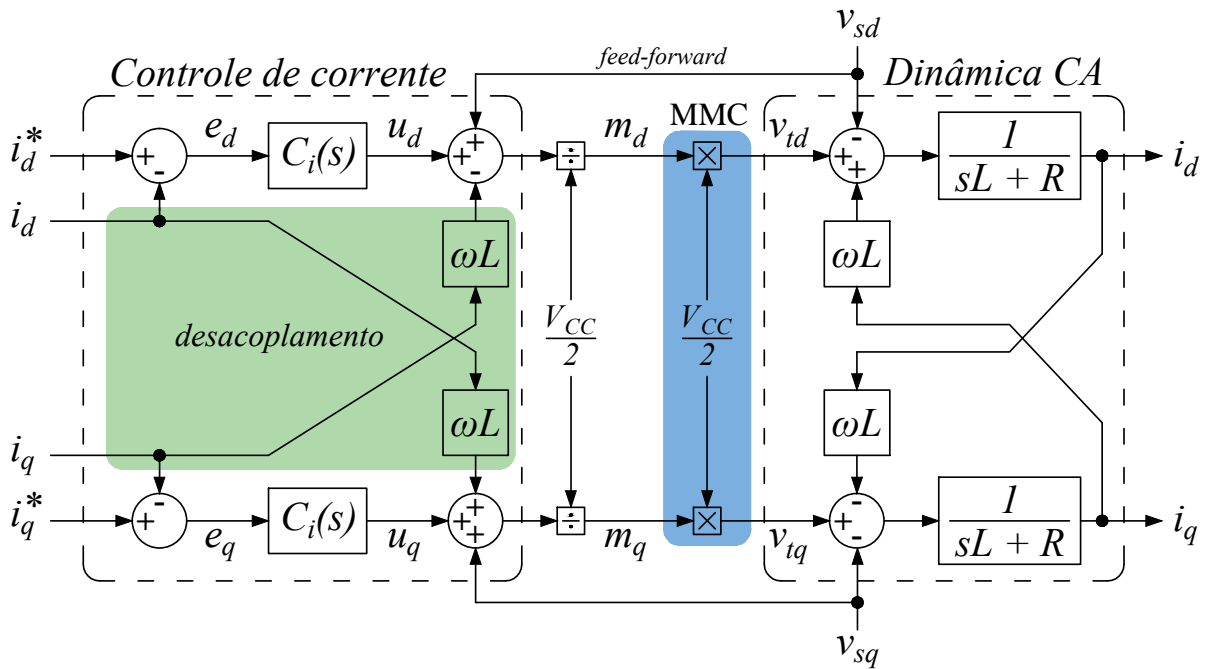


Figura 31 – Diagrama de blocos do controle de corrente em coordenadas dq desacopladas.

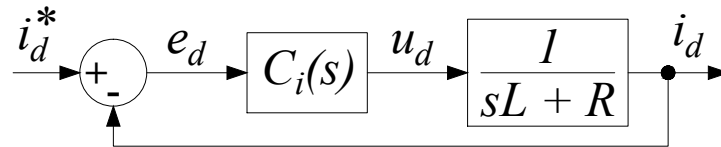


Figura 32 – Diagrama de blocos reduzido do controle da corrente de eixo direto.

zero do controlador, restará apenas a primeira parcela. Com isso a função de transferência de malha fechada (FTMF) é dada por:

$$FTMF(s) = \frac{i_d}{i_d^*} = \frac{1}{1 + \tau_i s} \quad (3.11)$$

onde τ_i é a constante de tempo do sistema compensador. Com isso pode-se calcular os ganhos do PI a partir das seguintes relações:

$$k_{p,i} = \frac{L}{\tau_i} \quad (3.12)$$

e

$$k_{i,i} = \frac{R}{\tau_i}. \quad (3.13)$$

A escolha da constante de tempo deve ser feita visando uma resposta rápida da planta e também a filtragem dos harmônicos de chaveamento da corrente. IRAVANI & YAZDANI sugerem que o valor da constante de tempo deve estar entre $0,5 \text{ ms}$ e $5,0 \text{ ms}$.

O controle de corrente mostrado permite controlar o fluxo de potência no conversor. As correntes de referência i_d^* e i_q^* podem ser escolhidas diretamente ou calculadas a partir de valores de referência de potências ativa e reativa. As potências medidas no ponto de acoplamento comum (PAC), indicado na Figura 29, podem ser calculadas a partir das tensões e correntes em coordenadas dq , como a seguir:

$$P_s(t) = \frac{3}{2} [v_{sd}(t)i_d(t) + v_{sq}(t)i_q(t)], \quad (3.14)$$

$$Q_s(t) = \frac{3}{2} [-v_{sd}(t)i_q(t) + v_{sq}(t)i_d(t)]. \quad (3.15)$$

Com o PLL em estado permanente a tensão no eixo quadratura é nula ($v_{sq} = 0$), restando apenas as parcelas dependentes da tensão de eixo direto (v_{sd}). Com isso é possível determinar as correntes de referência a partir de potências ativa e reativa de referência da seguinte forma:

$$i_d^*(t) = \frac{2}{3v_{sd}} P_s^*(t) \quad (3.16)$$

e

$$i_q^*(t) = \frac{2}{3v_{sd}} Q_s^*(t). \quad (3.17)$$

A estratégia de controle de fluxo de potência apresentado pode ser aplicado tanto em VSC convencionais como em multiníveis. Até aqui foi considerado que o conversor é conectado a uma fonte CC ideal, porém algumas aplicações não contam com uma fonte desse tipo. Nos sistemas de transmissão em corrente contínua é possível aplicar essa estratégia de controle no retificador, desde que o inversor garanta uma tensão constante na linha CC. A seguir será mostrada uma estratégia de controle da tensão no barramento CC.

3.2.4 Controle da tensão CC

O controle da tensão no barramento CC é uma extensão do controle de corrente mostrado anteriormente. A Figura 33 mostra um diagrama esquemático com uma estrutura quase idêntica à da Figura 29, porém agora com um sistema CC no lugar da fonte ideal. Também é acrescentado o bloco dos controladores de tensão, que recebem a tensão medida no barramento CC e a tensão de referência e retornam um valor de referência de potência ativa, que será enviado aos controladores de corrente.

Para projetar os controladores de tensão é necessário modelar o comportamento dinâmico da tensão no lado CC do conversor. Durante a operação de um MMC com

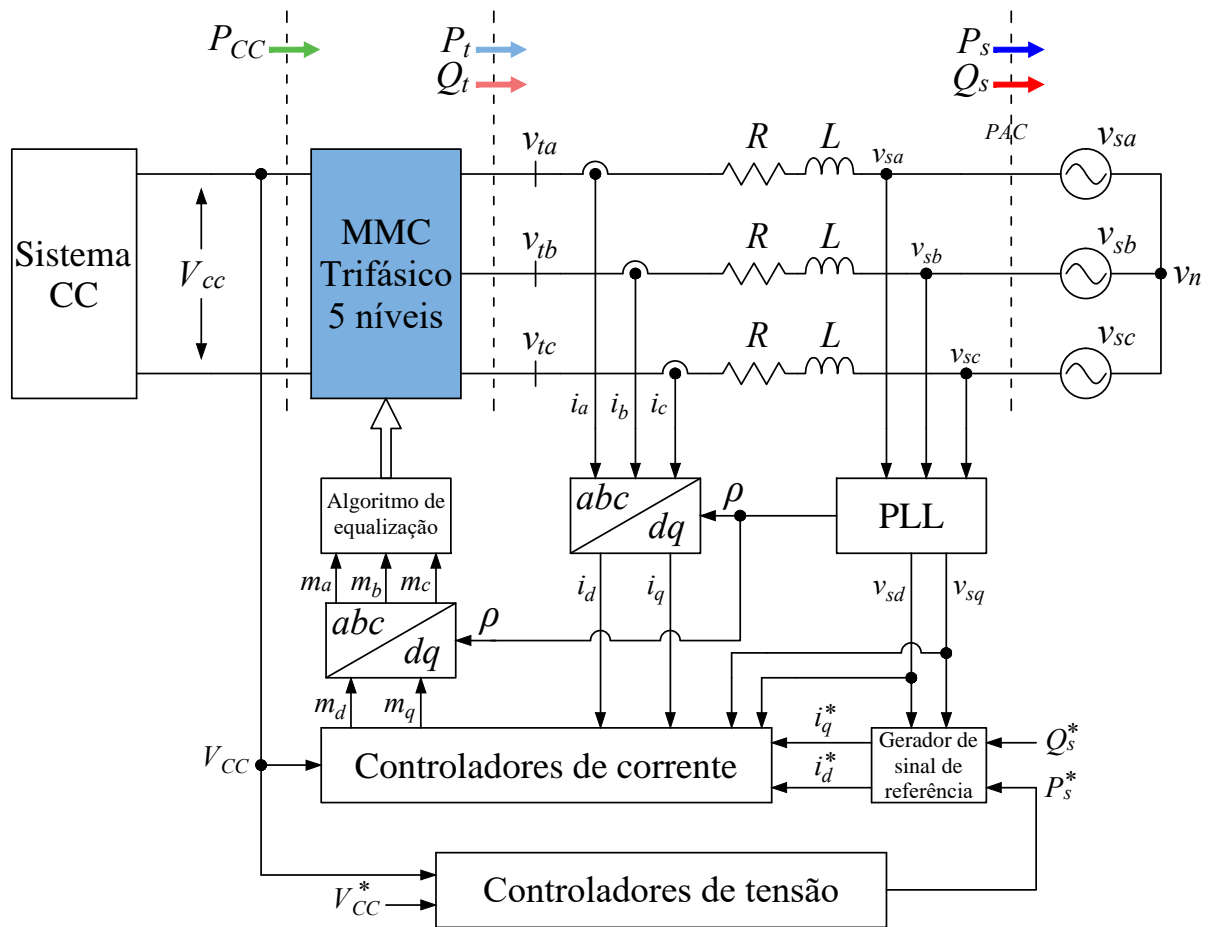


Figura 33 – Diagrama esquemático do controle da tensão no barramento CC do MMC através do controle das correntes em coordenadas dq .

n submódulos por braço, estarão ativos sempre n submódulos por fase. Dessa forma a capacitância equivalente do circuito é dada pelo paralelo de três arranjos de n capacitores em série e pode ser calculada pela seguinte relação:

$$C_{eq} = \frac{3C}{n} \quad (3.18)$$

onde C é a capacitância individual de cada submódulo do MMC.

A potência ativa nos terminais CC do conversor, ou seja, a potência ativa no arranjo de capacitores, é a diferença entre a potência fornecida pelo sistema CC e a potência nos terminais CA do conversor. Esse balanço de potências é descrito pela seguinte relação:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{eq} V_{CC}^2 \right) = P_{CC} - P_t \quad (3.19)$$

onde P_{CC} é a potência fornecida pelo sistema CC e p_t é a potência nos terminais CA do conversor.

Desprezando as perdas no filtro RL , pode-se considerar a potência ativa nos terminais igual no PAC, que é dada por (3.14). Com o PLL em regime permanente a tensão v_{dq} é nula. Dessa forma, (3.19) pode ser reescrita como:

$$\frac{C_{eq}}{2} \cdot \frac{d}{dt} (V_{CC}^2) = P_{CC} - \frac{3}{2} (v_{sd} \cdot i_d). \quad (3.20)$$

Observe que a relação (3.20) é não linear. Para projetar controladores lineares para esse sistema é necessário linearizá-lo em torno de um ponto de operação. Em (ALMEIDA et al., 2012) é feita a linearização por pequenas perturbações para um sistema semelhante, onde o sistema CC é uma arranjo de painéis fotovoltaicos e o conversor é um VSC trifásico. Utilizando a mesma técnica de linearização obtêm-se a seguinte função de transferência, que relaciona as pequenas perturbações do quadrado da tensão CC com as pequenas perturbações da corrente de eixo direto:

$$\frac{\Delta V_{CC}^2(s)}{\Delta i_d(s)} = -\frac{3v_{sd0}}{sC_{eq}} \quad (3.21)$$

onde as pequenas perturbações são representadas pelo símbolo Δ e v_{sd0} é o ponto normal de operação da tensão de eixo direto.

Dessa forma é possível estabelecer uma malha de controle que compara o quadrado da tensão no barramento CC com o quadrado de uma tensão CC de referência, enviando o erro ao controlador de tensão, que fornece a potência ativa de referência, ou diretamente a corrente de eixo direto de referência. Na Figura 34 é ilustrada a malha de controle de tensão em diagrama de blocos. O ganho -1 é usado para compensar o sinal negativo da função de transferência.

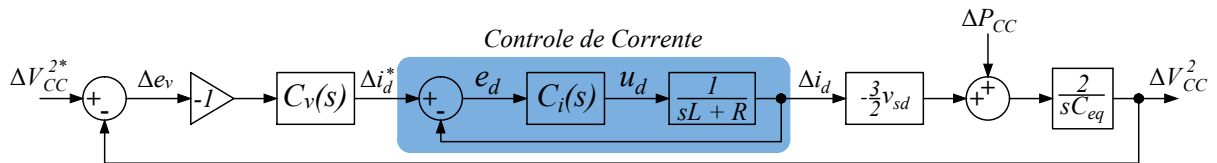


Figura 34 – Diagrama de blocos do controle da tensão no barramento CC.

Como os sinais processados são contínuos, pode-se utilizar um controlador PI. A função de transferência de malha fechada pode ser escrita como (3.22) e comparada com a forma canônica (3.23):

$$FTMF_v(s) = \frac{\Delta V_{CC}^2}{\Delta V_{CC}^{2*}} = \frac{\frac{3k_{p,v} \cdot v_{sd}}{C_{eq}} s + \frac{3k_{i,v} \cdot v_{sd}}{C_{eq}}}{s^2 + \frac{3k_{p,v} \cdot v_{sd}}{C_{eq}} s + \frac{3k_{i,v} \cdot v_{sd}}{C_{eq}}}, \quad (3.22)$$

$$H(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.23)$$

onde $k_{p,v}$ e $k_{i,v}$ são os ganhos proporcional e integral do controlador de tensão PI, respectivamente, e ζ e ω_n são o coeficiente de amortecimento e a frequência natural de oscilação do sistema, respectivamente. A comparação entre (3.22) e (3.23) permite determinar os ganhos do controlador de tensão a partir das seguintes relações:

$$k_{p,v} = \frac{2\zeta\omega_n C_{eq}}{3v_{sd}} \quad (3.24)$$

e

$$k_{i,v} = \frac{\omega_n^2 C_{eq}}{3v_{sd}}. \quad (3.25)$$

Os valores de ζ e ω_n devem ser escolhidos visando uma resposta rápida para o sistema e também a filtragem de oscilações na tensão do barramento CC.

Em um sistema de transmissão em corrente contínua em condições normais de operação, o controle de tensão no barramento CC é feito na estação inversora, garantindo tensão constante em seus terminais CC. No caso de um sistema *back-to-back* a tensão CC será a mesma nos terminais CC do inversor e do retificador. Nos sistemas em que existe linha de transmissão, a tensão CC do retificador será maior, devido a queda de tensão na linha, porém constante. No próximo capítulo serão mostrados resultados de uma sistema de transmissão HVDC simulado no *software* PSIM, com as técnicas de controle mostradas aplicadas aos seus conversores.

3.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram apresentadas as etapas de modelagem e controle de um conversor modular multinível. A modelagem das grandezas sintetizadas nos terminais CA do MMC foi feita no sistema de coordenadas síncrona ($dq0$). A modelagem do barramento CC foi feita a partir da dinâmica da potência ativa que flui nos terminais CC do MMC. Ambas as técnicas de modelagem e controle seguiram a metodologia apresentada em (ALMEIDA et al., 2012). No próximo capítulo serão mostrados os resultados obtidos nas simulações digitais realizadas no programa PSIM.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo serão mostrados os resultados de um sistema de transmissão MMC-HVDC simulado no software PSIM. O sistema de transmissão foi construído através dos componentes disponíveis no software: IGBT, capacitores, indutores, resistores e fontes de tensão. O sistema de controle foi implementado em linguagem C, a fim de processar as tensões e correntes medidas e fornecer os sinais de disparo para os interruptores.

Os parâmetros do sistema MMC-HVDC simulado são mostrados nas Tabelas 2, 3 e 4. A rede simulada é de baixa tensão, visando futuramente a montagem de um protótipo em laboratório. A tensão CC nominal escolhida foi 400 V, já que deve ser maior ou igual à tensão pico-a-pico dos sistemas CA (360 V).

Tabela 2 – Parâmetros dos sistemas CA1 e CA2.

Descrição	Simbologia	Valor
Tensão eficaz de linha	V_s	220 V
Frequência fundamental	f_n	60 Hz

Tabela 3 – Parâmetros dos conversores MMC.

Descrição	Simbologia	Valor
Potência nominal	S_n	40 kVA
Resistência dos filtros de saída	R	0,2 Ω
Indutância dos filtros de saída	L	1 mH
Resistência dos braços	R_s	0,05 Ω
Indutância dos braços	L_s	0,5 mH
Capacitância dos submódulos	C	5000 μF
Resistência dos submódulos	R_C	1 m Ω
Frequência de chaveamento	f_s	1 kHz

Tabela 4 – Parâmetros da linha de transmissão CC.

Descrição	Simbologia	Valor
Tensão CC nominal	V_{CC}	400 V
Resistência da linha	R_L	0,5 Ω
Indutância da linha	L_L	2 mH

4.1 RESULTADOS DA ESTAÇÃO RETIFICADORA

A estação retificadora é responsável por controlar o fluxo de potência ativa no sistema. Nela é feito controle das correntes CA utilizando a estratégia mostrada na seção 3.2.3. Os ganhos dos controladores de corrente podem ser calculados por (3.12) e (3.13).

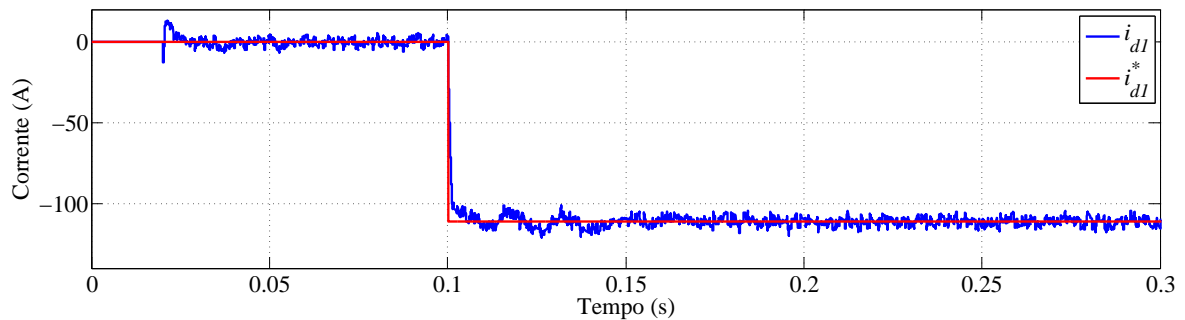
Utilizando os parâmetros da Tabela 3 e uma constante de tempo $\tau_i = 0,5 \text{ ms}$, são obtidos os seguintes ganhos para os controladores de corrente:

$$k_{p,i} = \frac{L}{\tau_i} = \frac{1 \text{ mH}}{0,5 \text{ ms}} = 2 \text{ V/A} \quad (4.1)$$

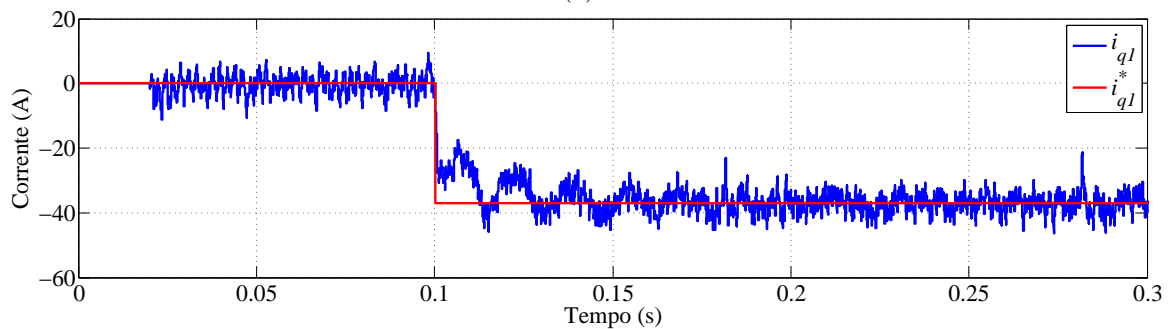
e

$$k_{i,i} = \frac{R}{\tau_i} = \frac{0,2 \text{ } \Omega}{0,5 \text{ ms}} = 400 \text{ V.s/A}. \quad (4.2)$$

Nas Figuras 35 (a) e (b) são mostradas as correntes de eixo direto e quadratura do retificador, respectivamente, comparadas com os sinais de referência. O conversor inicia o chaveamento em $t = 0,02 \text{ s}$, para que o circuito de sincronismo possa entrar em estado permanente. Em $t = 0,1 \text{ s}$ há um degrau negativo nas referências de potência ativa e reativa, que são diretamente proporcionais às correntes de referência i_d^* e i_q^* . Quando ocorrem os degraus, as correntes rastreiam as referências satisfatoriamente, apesar das oscilações.



(a)



(b)

Figura 35 – Retificador: correntes de eixo (a) direto e (b) quadratura comparadas com as respectivas referências.

Na Figura 36 são mostradas as potências ativa e reativa no ponto de acoplamento com a rede CA1 (PAC). O sistema é referenciado sempre do conversor para a rede CA, por isso a potência ativa é negativa, pois está sendo fornecida pela rede CA.

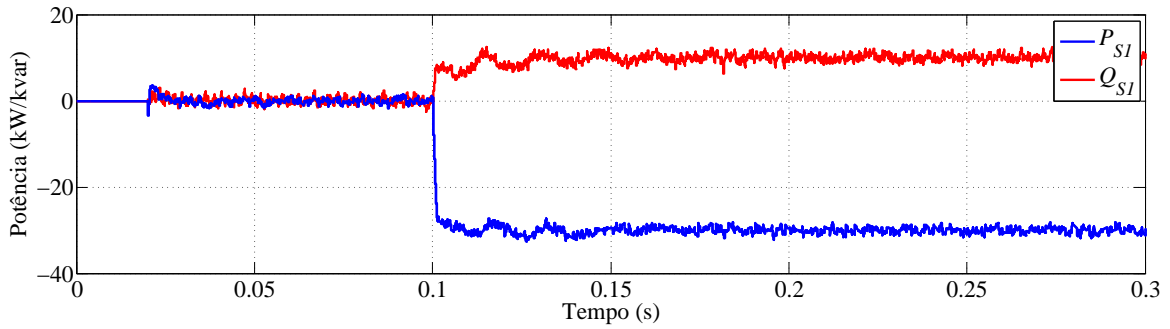


Figura 36 – Potências ativa e reativa no ponto de acoplamento entre o retificador e a rede CA1.

Nas Figuras 37 (a) e (b) são mostradas as correntes trifásicas que fluem entre a rede CA1 e o retificador e o espectro de frequências das correntes, respectivamente. Apesar do comportamento transitório, não há grandes elevações das correntes e mesmo com a distorção da corrente, o conteúdo harmônico é pequeno, como pode-se observar no espectro de frequências da Figura 37 (b).

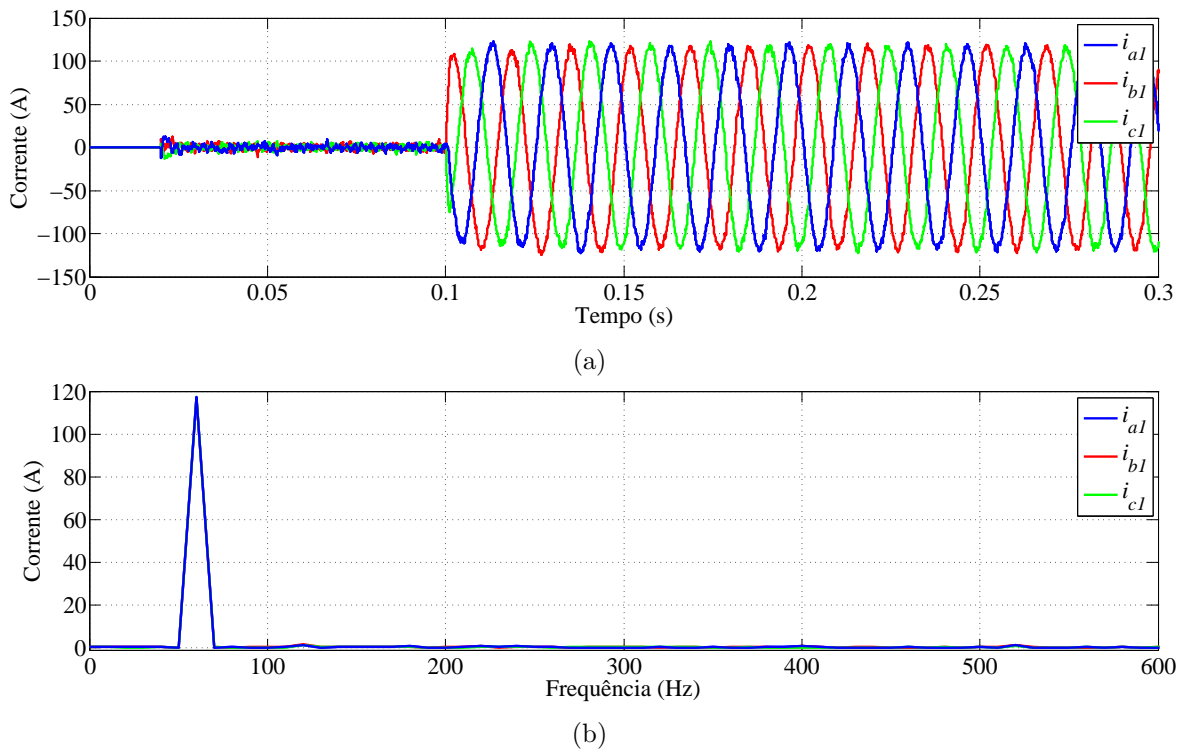


Figura 37 – Retificador: (a) correntes em coordenadas abc e (b) espectro de frequências das correntes.

A média dos THD das correntes trifásicas obtidos por simulação foi:

$$THD_{i1} = 3,20\%. \quad (4.3)$$

Nas Figuras 38 (a) e (b) são mostradas as tensões nos terminais CA do retificador em regime permanente e o espectro de frequências das tensões, respectivamente. As formas

de onda das tensões não têm níveis definidos como nos VSC convencionais com carga linear, o que ocorre devido aos efeitos dos capacitores e indutores presentes nos braços do MMC. Apesar da distorção, o conteúdo harmônico das tensões é pequeno e aparece em frequências mais elevadas.

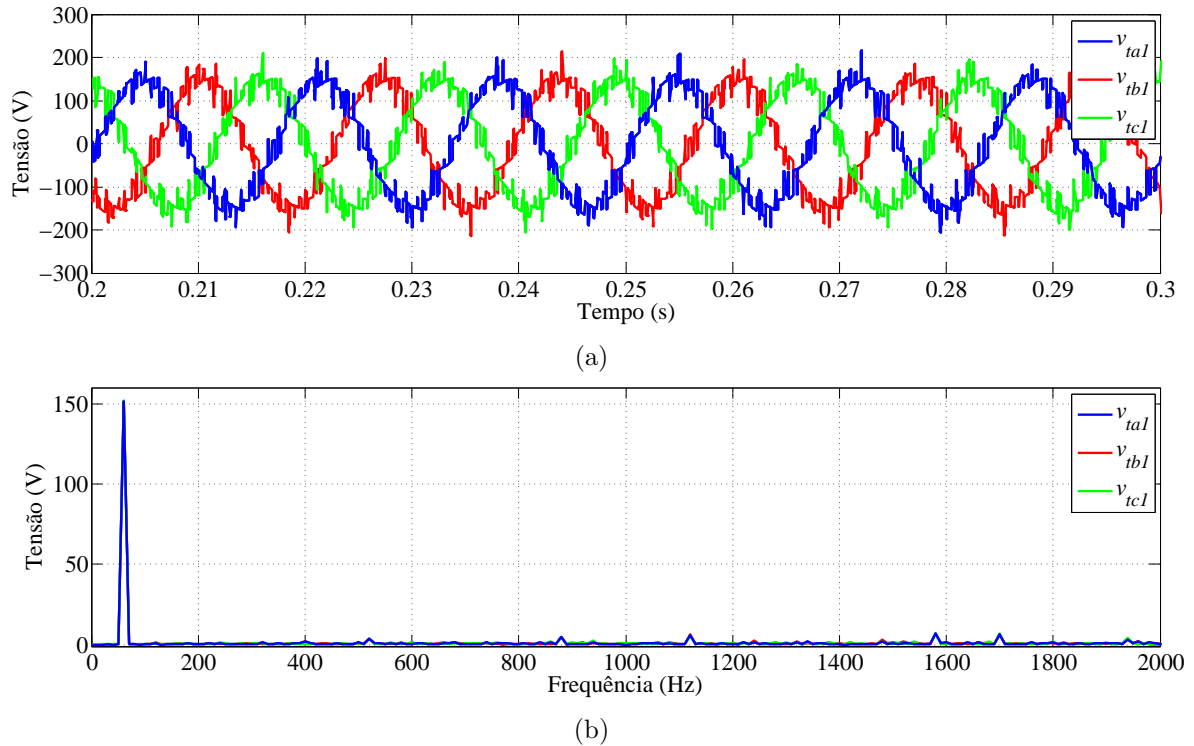


Figura 38 – Retificador: (a) tensões trifásicas nos terminais CA, em regime permanente, e (b) o espectro de frequências das tensões.

O THD médio das tensões obtido por simulação foi:

$$THD_{v1} = 18,12\%. \quad (4.4)$$

Por fim, deve-se analisar as tensões nos submódulos do MMC assim como as correntes nos braços. Nas Figuras 39 (a) e (b) são mostradas as tensões nos submódulos dos braços superior e inferior da fase a do retificador e o espectro harmônico das tensões, respectivamente. Há uma oscilação acentuada em torno do valor médio 100 V, fazendo com que as tensões oscilem praticamente entre 50 e 150 V. As oscilações ocorrem devido às componentes harmônicas acentuadas de primeira e segunda ordem e uma de terceira ordem um pouco menor, que podem ser observadas no espectro de frequências, mostrado na Figura 39 (b).

Apesar dos resultados satisfatórios das tensões e correntes CA do retificador, as tensões nos submódulos apresentaram oscilações muito acentuadas. O algoritmo de equalização das tensões garante apenas que os capacitores de um mesmo braço terão suas

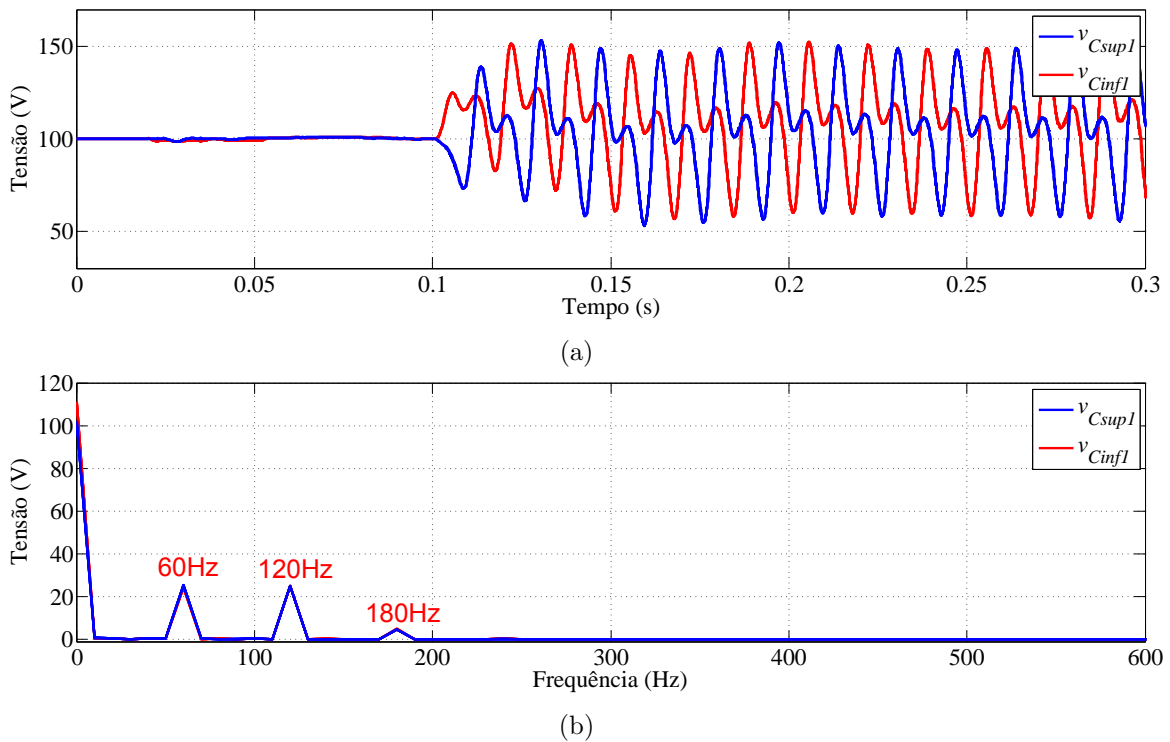


Figura 39 – Retificador: (a) tensões nos capacitores dos braços superior e inferior da fase a e (b) o espectro harmônico das tensões.

tensões equalizadas. O funcionamento do algoritmo não é comprometido, já que mesmo com as oscilações as tensões dos capacitores de um braço estão balanceadas.

Existem dois fatores que provavelmente influenciam essas oscilações: o primeiro fator são as baixas tensões do sistema, que foram utilizadas visando a construção de um protótipo de pequena escala em laboratório. Esse nível de tensão em relação a potência transmitida acarreta em correntes elevadas e conseqüentemente em maiores variações de tensão nos capacitores ($i = C.dv/dt$). O segundo fator que pode contribuir para as oscilações nas tensões dos capacitores são as correntes circulantes, as quais possuem segundo harmônico muito acentuado. Nas Figuras 40 (a) e (b) são mostradas as correntes nos braços superior e inferior da fase a do retificador e o espectro de frequências das correntes, respectivamente, onde pode-se observar a predominância da componente de segunda ordem.

4.2 RESULTADOS DA ESTAÇÃO INVERSORA

A estação inversora é responsável pelo controle da tensão na linha CC. O controle de tensão é feito utilizando a estratégia mostrada na seção 3.2.4. Os ganhos dos controladores de corrente são os mesmos calculados para a estação retificadora, já os ganhos dos controladores de tensão são calculados por (3.24) e (3.25). A capacitância equivalente pode ser calculada por (3.18), porém deve-se considerar também os capacitores do retificador,

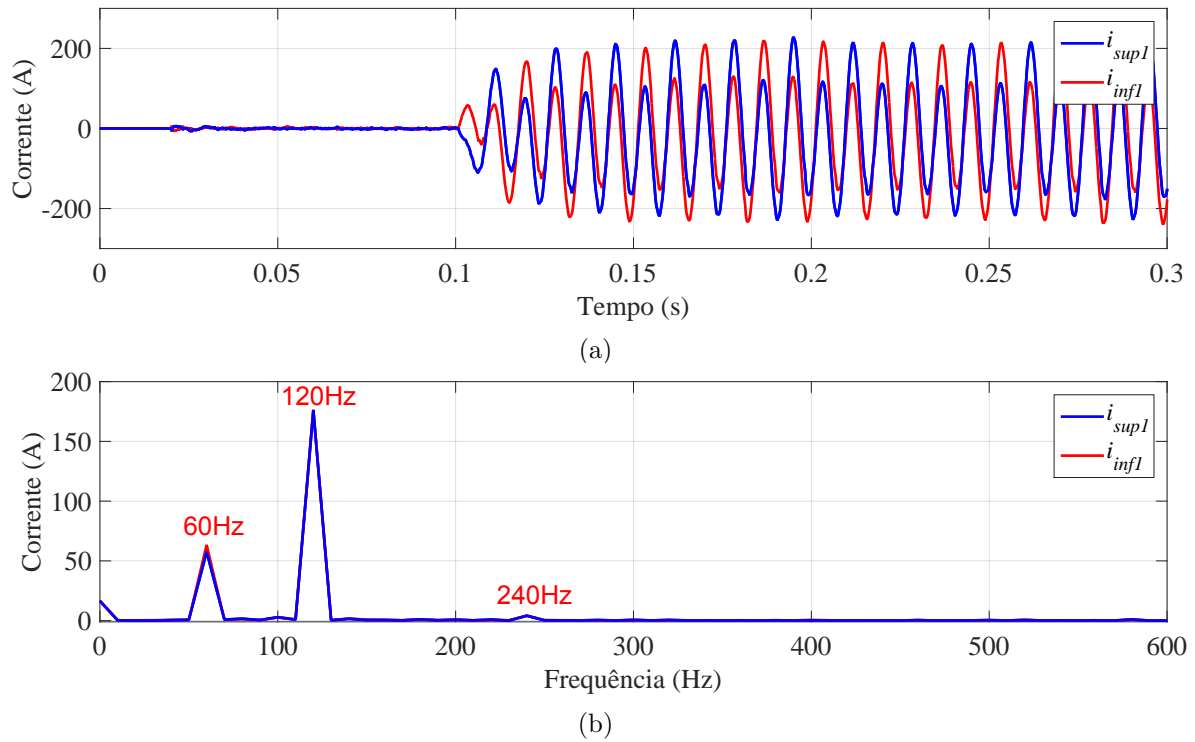


Figura 40 – Retificador: (a) correntes nos braços superior e inferior da fase a e (b) o espectro harmônico das correntes.

que também influenciam a dinâmica dos controladores de tensão. Utilizando os parâmetros da Tabela 3, obtêm-se a capacitância equivalente e os seguintes ganhos dos controladores de tensão:

$$C_{eq} = 2 \times \frac{3C}{4} = 2 \times \frac{3 \times 5000 \times 10^{-6}}{4} = 7500 \mu F, \quad (4.5)$$

$$k_{p,v} = \frac{2\zeta\omega_n C_{eq}}{3v_{sd}} = \frac{2 \times 0,7 \times (2\pi 15) \times 7500 \times 10^{-6}}{3 \times 180} = 1,8326 \times 10^{-3} A/V \quad (4.6)$$

e

$$k_{i,v} = \frac{\omega_n^2 C_{eq}}{3v_{sd}} = \frac{(2\pi 15)^2 \times 7500 \times 10^{-6}}{3 \times 180} = 1,2337 \times 10^{-1} A.s/V \quad (4.7)$$

onde o coeficiente de amortecimento escolhido foi $\zeta = 0,7$ e a frequência natural de oscilação $\omega_n = 2 \cdot \pi \cdot 15 \text{ rad/s}$. A frequência natural é a frequência de corte da função de transferência da malha do controle de tensão.

Os eventos que ocorrem na simulação, assim como no retificador, são o início do chaveamento em $t = 0,02 \text{ s}$, o início de circulação de potências ativa e reativa em $t = 0,1 \text{ s}$ e, no caso do inversor, o controle de tensão inicia em $t = 0,05 \text{ s}$. Na Figura 41 são mostradas as tensões nos terminais CC do retificador (v_{CC1}) e do inversor (v_{CC2}). No

inversor a tensão é menor, devido à queda na linha de transmissão CC. A referência do controle foi 400 V e é seguida pela tensão nos terminais do inversor.

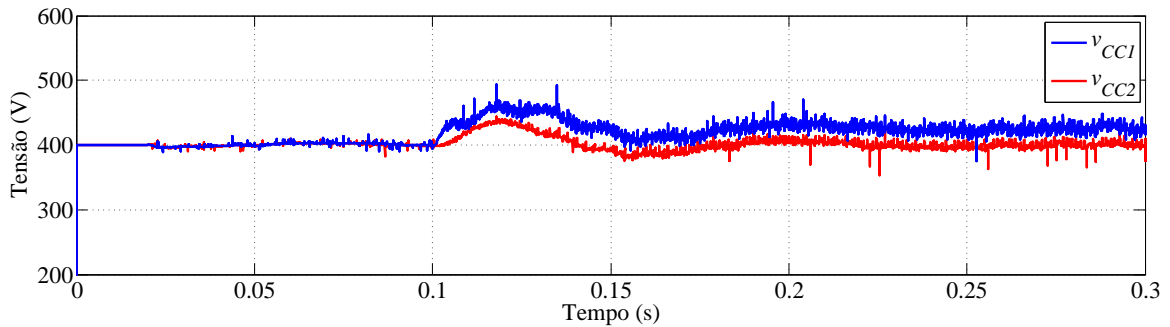
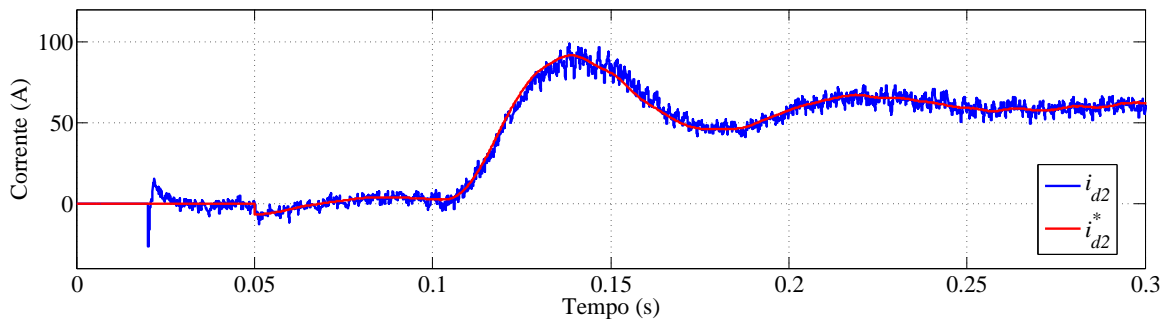
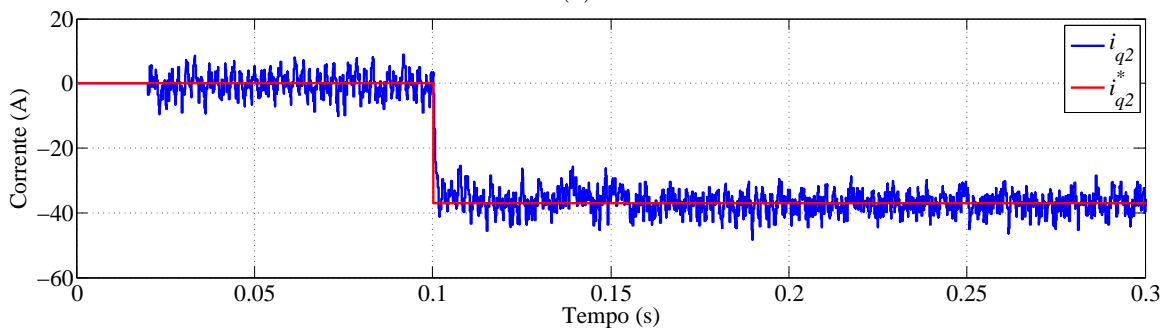


Figura 41 – Tensão nos terminais CC do retificador (v_{CC1}) e do inversor (v_{CC2}).

Apesar da presença de sobressinal durante o período transitório, a tensão CC segue a referência com poucas oscilações em regime permanente. O funcionamento do controle de tensão depende também do controle de corrente. Nas Figuras 42 (a) e (b) são mostradas as correntes de eixo direto e quadratura no inversor, respectivamente. Como a corrente de eixo direto de referência é gerada pelo controle de tensão, as oscilações na frequência natural são transferidas, gerando sobressinal elevado. Na Figura 42 (a) pode-se observar que mesmo com as oscilações, a referência é rastreada pela corrente i_{d2} .



(a)



(b)

Figura 42 – Inversor: correntes de eixo (a) direto e (b) quadratura comparadas com as respectivas referências.

Na Figura 43 são mostradas as potências ativa e reativa no PAC da rede CA2. O sistema dos conversores é referenciado sempre do conversor para a rede, portanto no

inversor a potência ativa é positiva, já que está sendo injetada na rede CA2.

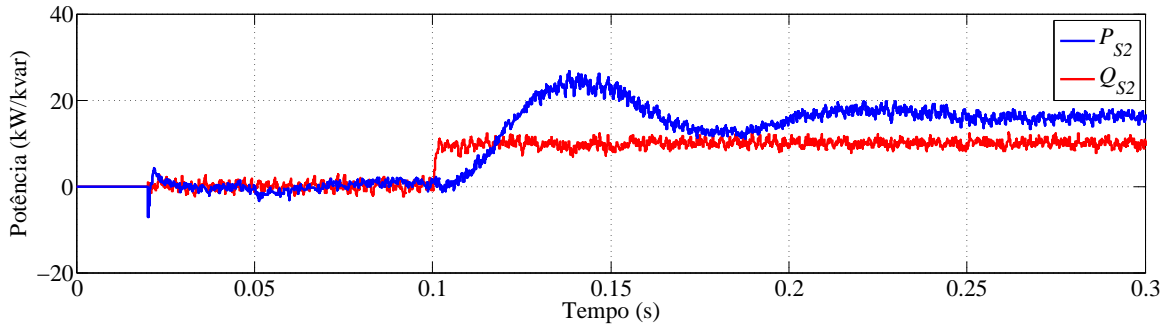


Figura 43 – Potências ativa e reativa no ponto de acoplamento entre o inversor e a rede CA2.

Nas Figuras 44 (a) e (b) são mostradas as correntes trifásicas do inversor em coordenadas abc e o espectro harmônico das correntes, respectivamente. É possível observar que a oscilação proveniente do controle de tensão influencia no comportamento das correntes CA em regime transitório, provocando elevações. Porém em regime permanente as correntes comportam-se como esperado.

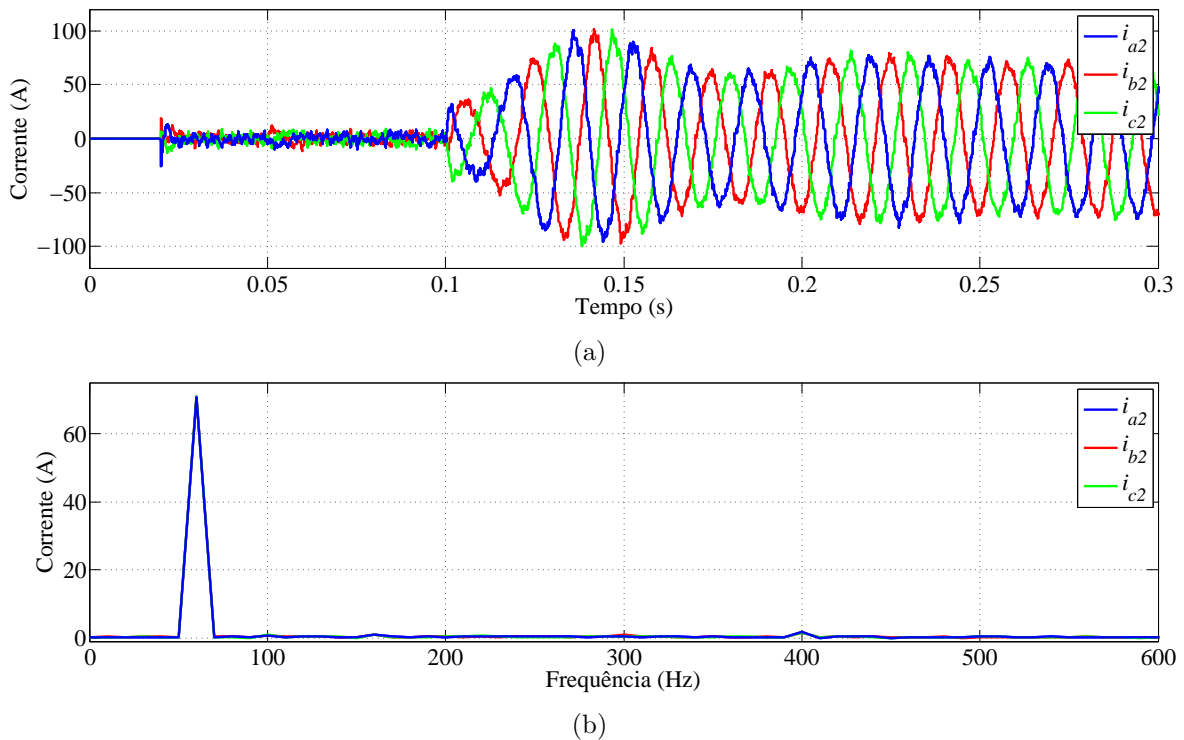


Figura 44 – Inversor: (a) correntes em coordenadas abc e (b) o espectro harmônico das correntes.

O THD médio das correntes trifásicas em regime permanente, obtido por simulação, foi:

$$THD_{i2} = 5,30\%. \quad (4.8)$$

Nas Figuras 45 (a) e (b) são mostradas as tensões nos terminais CA do inversor em regime permanente e o espectro harmônico das tensões. Além dos harmônicos de maior ordem, que são pequenos em relação à fundamental, existe uma componente CC um pouco mais acentuada. O surgimento dessa componente CC pode ter origem nas variações das tensões dos capacitores, que serão discutidas mais a frente. Mesmo sendo considerável, a componente CC não está presente nas correntes trifásicas, conseqüentemente não é injetada na rede. O THD médio das tensões é:

$$THD_{v_2} = 33,11\%. \quad (4.9)$$

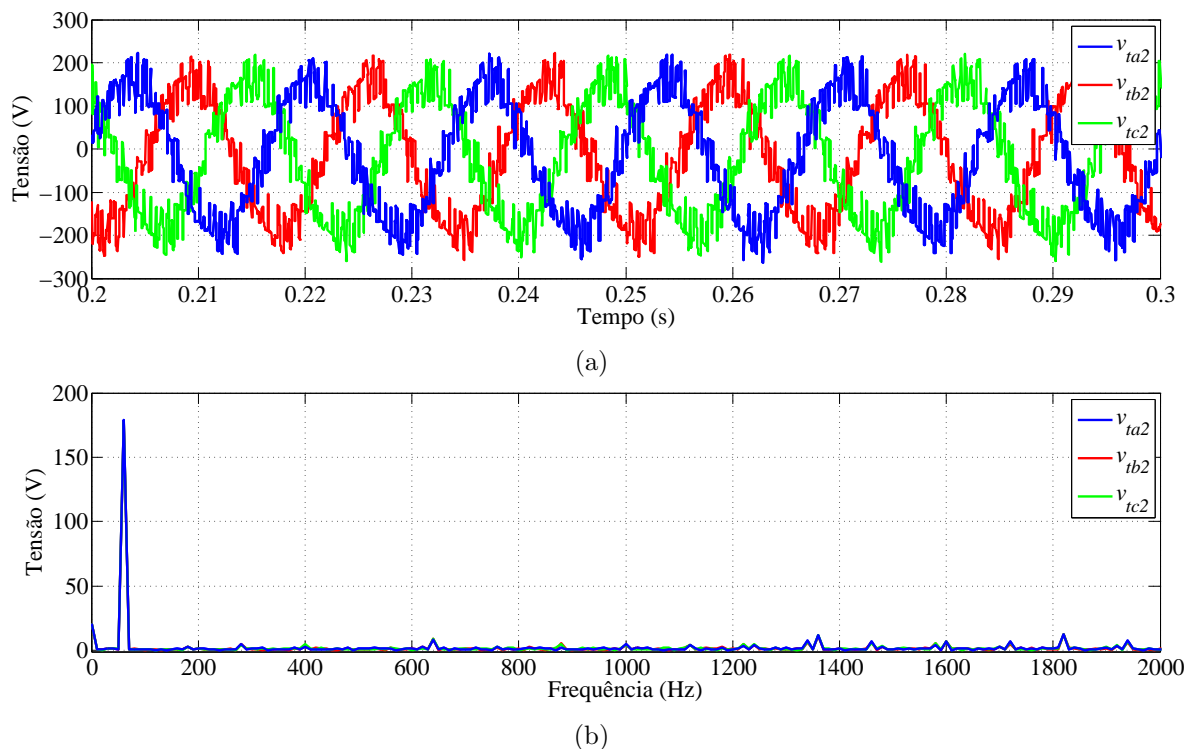


Figura 45 – Inversor: (a) tensões trifásicas nos terminais CA, em regime permanente, e (b) o espectro harmônico das tensões.

Assim como no retificador, deve-se analisar as tensões nos submódulos e as correntes nos braços do inversor. Nas Figuras 46 (a) e (b) são mostradas as tensões nos capacitores dos braços superior e inferior da fase a do inversor e o espectro de frequências das tensões, respectivamente.

A variação das tensões nos capacitores do inversor, Figura 46, é menor que no retificador, Figura 39. Enquanto no retificador variam entre 50 e 150 V, no inversor variam entre 60 e 130 V, aproximadamente. Apesar dos perfis de tensão diferentes, as componentes harmônicas aparecem nas mesmas frequências (60, 120 e 180 Hz) nos dois conversores.

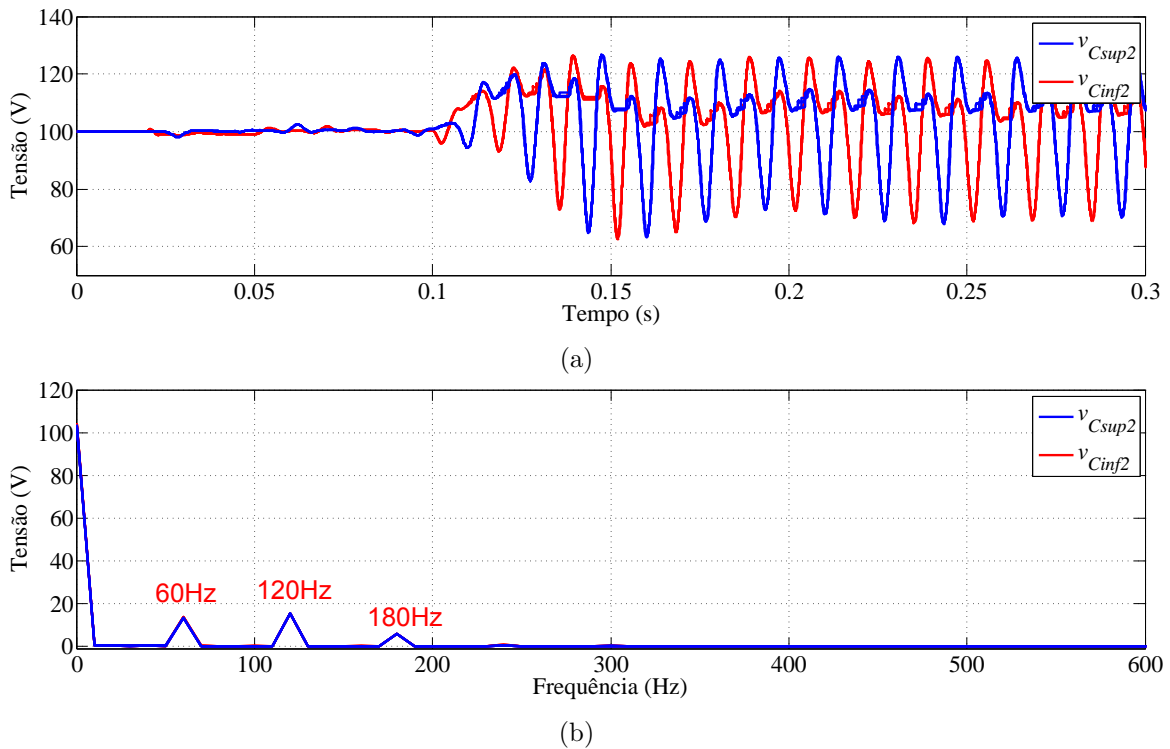


Figura 46 – Inversor: (a) tensões nos capacitores dos braços superior e inferior da fase a e (b) o espectro harmônico das tensões.

As prováveis causas das variações acentuadas nas tensões dos capacitores são as mesmas citadas para o retificador: rede de baixa tensão e correntes circulantes. Nas Figuras 47 (a) e (b) são mostradas as correntes nos braços superior e inferior da fase a do inversor e o espectro harmônico das correntes, respectivamente, onde observa-se a predominância da componente 120 Hz .

As tensões nos capacitores e as correntes nos braços dos MMC estão aquém das características ideais, o que era esperado, já que nenhuma técnica foi utilizada para eliminar ou minimizar as correntes circulantes. Já os resultados das tensões e correntes nos terminais CA dos conversores e na linha CC não apresentaram problemas. De uma maneira geral o sistema operou satisfatoriamente, de forma estável.

4.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

O sistema de transmissão MMC-HVDC foi modelado no programa PSIM. Os resultados das simulações foram usados para validar os controladores mostrados Capítulo 3 bem como demonstram a elevada controlabilidade do sistema proposto para controlar os fluxos de potência pela linha de transmissão CC. As tensões e correntes CA nos dois conversores (retificador e inversor) se comportaram conforme esperado. Os resultados também permitiram observar as oscilações acentuadas nas tensões dos capacitores, que são causadas pelas correntes circulantes nos braços do MMC e podem prejudicar o

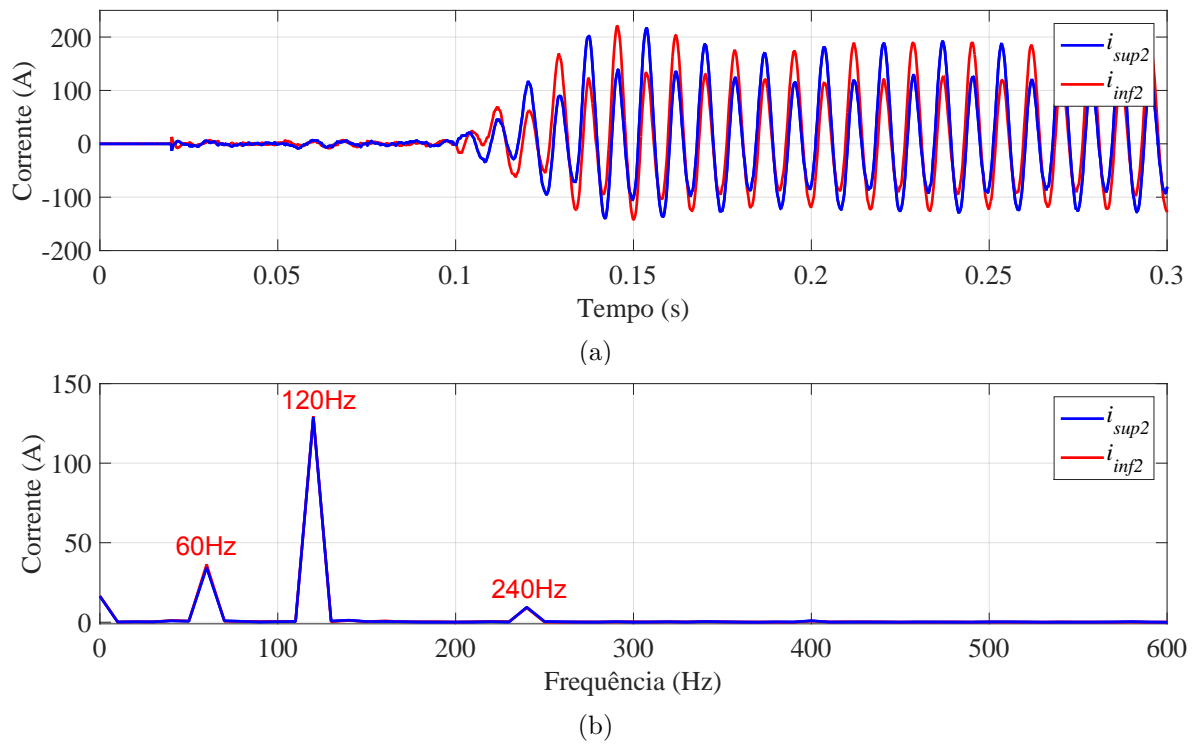


Figura 47 – Inversor: (a) correntes nos braços superior e inferior da fase a e (b) o espectro harmônico das correntes.

funcionamento do sistema. No próximo capítulo serão apresentadas as conclusões finais acerca do trabalho.

5 CONCLUSÕES FINAIS

O principal objetivo deste trabalho foi mostrar o funcionamento de um sistema de transmissão em corrente contínua baseado em conversores modulares multiníveis. Foram mostradas estratégias de controle do fluxo de potência e da tensão CC, possíveis de serem utilizadas no sistema estudado, e uma estratégia para equalização das tensões nos capacitores do MMC.

Os conversores fonte de tensão proporcionam maior controlabilidade e flexibilidade aos sistemas de transmissão CC, porém esbarram em alguns limites operativos, como a potência suportada pelos interruptores utilizados em VSC. Apesar das limitações, algumas topologias recentes de conversores multiníveis mostram-se atrativas para aplicação nesse tipo de sistema. Uma dessas topologias é o MMC, que apresenta características favoráveis, como maiores tensões suportadas e baixo conteúdo harmônico.

No sistema de transmissão CC estudado, a energia é gerada em CA e tem suas tensões e correntes convertidas para CC por um retificador. Depois é transmitida por uma linha CC até um inversor, onde as tensões e correntes são novamente convertidas para CA e injetadas no sistema consumidor. Na estratégia de controle utilizada o retificador controla o fluxo de potência ativa no sistema, enquanto o inversor controla a tensão em seus terminais CC. O controle dos fluxos de potência reativa nos terminais CA dos conversores é feito de forma independente, o que é uma vantagem em relação aos sistemas de transmissão CC clássicos.

O sistema simulado apresentou oscilações acentuadas nas tensões dos submódulos e nas correntes dos braços dos MMC. As possíveis causas desse comportamento são as baixas tensões para os níveis de potência transmitidos e a presença de correntes circulantes entre as fases dos conversores. Apesar desses problemas, as tensões e correntes nos terminais CA e CC dos conversores não foram prejudicadas pelas tensões e correntes internas dos conversores.

De uma forma geral, o sistema de transmissão CC baseado em MMC opera de forma satisfatória. Entretanto alguns aspectos desse sistema podem ser melhorados, através de técnicas de controle mais sofisticadas.

5.1 PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTA PESQUISA

A. de O. Almeida, F. T. Ghetti, P. G. Barbosa, P. M. de Almeida, “Desempenho de métodos de ordenação aplicados na equalização das tensões dos capacitores do conversor modular multinível.” in *XXI Congresso Brasileiro de Automática, Vitória*. SBA, 2016.

A. de O. Almeida, B. S. Medeiros, J. P. P. Barbosa, P. G. Barbosa, “Síntese de conversores

MMC para aplicação em sistemas de geração fotovoltaicos e sistemas de transmissão em corrente contínua.” in *XXII Seminário de Iniciação Científica da UFJF, Juiz de Fora*. UFJF, 2016.

5.2 PRÊMIO RESULTANTE DESTA PESQUISA

O projeto "SÍNTESE DE CONVERSORES MMC PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICOS E SISTEMAS DE TRANSMISSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA", orientado por **PEDRO GOMES BARBOSA**, recebeu o **prêmio principal** no 22º Seminário de Iniciação Científica da UFJF, com as seguintes participações: **ANDREI DE OLIVEIRA ALMEIDA, BÁRBARA DA SILVA MEDEIROS e JOÃO PEDRO PETERS BARBOSA**.

5.3 TRABALHOS FUTUROS

- Estudar técnicas para eliminação das correntes circulantes nos braços do MMC;
- Investigar estratégias de controle mais eficientes para o sistema de transmissão CC;
- Implementação experimental de um protótipo em pequena escala em laboratório;
- Verificar a viabilidade da aplicação do MMC em outros sistemas, como sistemas de geração fotovoltaica de médio e grande porte e sistemas de geração eólicos.

REFERÊNCIAS

- ABB. *HVDC References in ABB website*. 2016. Disponível em: <new.abb.com/systems/hvdc/references>.
- ALMEIDA, A. d. O. et al. Desempenho de métodos de ordenação aplicados na equalização das tensões dos capacitores do conversor modular multinível. In: SBA. *XXI Congresso Brasileiro de Automática, Vitória*. 2016.
- ALMEIDA, P. M. d. et al. Projeto dos controladores de um conversor vsc usado para conectar um sistema de geração fotovoltaico à rede elétrica. In: SBA. *XIX Congresso Brasileiro de Automática, Campina Grande*. 2012.
- ALMEIDA, P. M. de. *Modelagem e Controle de Conversores Fonte de Tensão Utilizados em Sistemas de Geração Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica de Distribuição*. Dissertação de Mestrado — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2011.
- ARRILLAGA, J.; LIU, Y. H.; WATSON, N. R. *Flexible power transmission: the HVDC options*. : John Wiley & Sons, 2007.
- BARNETT, G.; TONGO, L. D. *Data Structures and Algorithms: Annotated Reference with Examples*. : NETSlackers, 2008.
- DEBNATH, S. et al. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 30, n. 1, p. 37–53, 2015.
- FEOFILOFF, P. *Algoritmos em linguagem C*. : Elsevier Brasil, 2009.
- FOGLI, G. A. et al. Sliding mode control of a shunt active power filter with indirect current measurement. In: IEEE. *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. 2015. p. 1–5.
- FOGLI, G. A. et al. Grid connected pv system with load power compensation capability using sliding mode control. In: IEEE. *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. 2015. p. 693–698.
- GHETTI, F. T. et al. Estudo de desempenho de um filtro ativo shunt construído a partir da topologia de conversores multiníveis modulares, mmc. In: SBA. *XIX Congresso Brasileiro de Automática, Campina Grande*. 2012.
- GLINKA, M. Prototype of multiphase modular-multilevel-converter with 2 mw power rating and 17-level-output-voltage. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*. 2004. v. 4, p. 2572–2576.
- GLINKA, M.; MARQUARDT, R. A new ac/ac multilevel converter family. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 52, n. 3, p. 662–669, 2005.
- HART, D. W. *Power electronics*. : Tata McGraw-Hill Education, 2011.
- IRAVANI, R.; YAZDANI, A. *Voltage-sourced converters in power systems*. : Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2010.

LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In: IEEE. *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna*. 2003. v. 3, p. 6–pp.

MIZUTANI, M. *Neutral point clamped converter*. : Google Patents, set. 14 1999. US Patent 5,953,222.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M. *Power electronics: converters, applications, and design*. : John Wiley & Sons, 2007.

RAJAN, M.; SEYEZHAI, R. Comparative study of multicarrier pwm techniques for a modular multilevel inverter. *International Journal of Engineering and Technology (IJET)*, Citeseer, v. 5, n. 6, p. 4850–4865, 2013.

RASHID, M. H. *Power electronics handbook: devices, circuits and applications*. : Academic press, 2010.

RODRIGUES, M. C. B. P. et al. Conexão de veículos elétricos à rede de energia elétrica para recarga de baterias: uma visão geral. v. 19, n. 2, p. 193–207, May 2014.

SAEEDIFARD, M.; IRAVANI, R. Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back hvdc system. *Power Delivery, IEEE Transactions on, IEEE*, v. 25, n. 4, p. 2903–2912, 2010.

SOOD, V. K. *HVDC and FACTS controllers: applications of static converters in power systems*. : Springer Science & Business Media, 2006.

TIMOFEJEVS, A.; GAMBOA, D. *Control of MMC in HVDC Applications*. Master Thesis — Aalborg University, Denmark, 2013.

WATANABE, E. H. et al. Tecnologia facts-tutorial.