

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

DIMAS ALÃ SCHUETZ

ANÁLISE DE OPERAÇÃO DE UM CONVERSOR
MULTINÍVEL MODULAR HÍBRIDO

Alegrete
2017

DIMAS ALÃ SCHUETZ

**ANÁLISE DE OPERAÇÃO DE UM CONVERSOR
MULTINÍVEL MODULAR HÍBRIDO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto

**Alegrete
2017**

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos
pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do
Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

S385a Schuetz, Dimas Alã

Análise de Operação de um Conversor Multinível Modular
Híbrido / Dimas Alã Schuetz.

77 p.

Trabalho de Conclusão de Curso(Graduação)-- Universidade
Federal do Pampa, ENGENHARIA ELÉTRICA, 2017.

"Orientação: Felipe Bovolini Grigoletto".

1. Eletrônica de Potência. 2. Conversor Multinível Modular
. 3. Estratégias de Modulação. 4. Técnica de Ordenamento . 5.
Topologia Híbrida. I. Título.

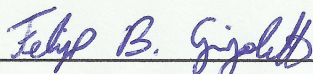
DIMAS ALÃ SCHUETZ

**ANÁLISE DE OPERAÇÃO DE UM CONVERSOR
MULTINÍVEL MODULAR HÍBRIDO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Eletrônica de Potência.

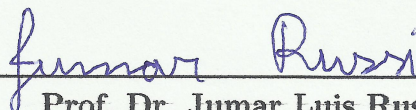
Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 29 de novembro de 2017.
Banca examinadora:



Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto
Orientador
UNIPAMPA



Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva
UNIPAMPA



Prof. Dr. Jumar Luis Russi
UNIPAMPA

*Dedico este trabalho a meus pais Luis e Salete,
por toda confiança depositada em mim no decorrer do curso.*

AGRADECIMENTOS

Primeiramente gostaria de agradecer aos meus pais, Luis e Salete, por todos os ensinamentos, conselhos e apoio recebidos. Sem eles não seria possível superar as dificuldades encontradas ao longo do curso.

Um obrigado especial à minha vó Lucila (*in memoriam*), que sempre me incentivou, rezando e torcendo por mim. Sou muito grato pelos momentos convívios.

Agradeço também à minha namorada Bianca, pelo amor, carinho, compreensão e parceria, buscando sempre torcer por mim para que fosse possível alcançar os objetivos almejados.

Ao meu orientador, prof. Felipe Bovolini Grigoletto, e ao prof. Guilherme Sebastião da Silva, por toda paciência, disposição e auxílio durante a realização da pesquisa e do trabalho.

Agradecer pelas amizades feitas no decorrer do curso, e também aos amigos de forma geral, pelos momentos de descontração, risada e parceria para os jogos de futebol.

Aos meus colegas Niwton e Felipe, pela união nos grupos de trabalhos, relatórios, estudos e pelo convívio durante o curso.

Aos demais professores que contribuíram para a minha formação como engenheiro, buscando priorizar os conceitos necessários para a formação de um bom profissional.

A Deus pela vida.

*"O impossível existe até que alguém
duvide dele e prove o contrário."*

Albert Einstein

RESUMO

Este trabalho de conclusão de curso apresenta um estudo acerca de um Conversor Multinível Modular (*Modular Multilevel Converter* – MMC) Híbrido. Para caracterizar a topologia híbrida, são utilizadas estratégias de modulação e tensões dos submódulos (SMs) distintas. Inicialmente, é realizada uma revisão na literatura sobre o estado da arte dos principais tópicos referentes à conversores multiníveis e as respectivas estratégias de modulação. Com o intuito de explicitar as vantagens da topologia híbrida proposta, é mostrado um estudo comparativo da mesma em relação às topologias convencionais, em termos de conteúdo harmônico da forma de onda de saída e número de comutações dos dispositivos semicondutores. Através da utilização de uma topologia composta por seis SMs meia-ponte em cada polo, são demonstradas as etapas de operação do conversor, divididas conforme a frequência de comutação dos dispositivos semicondutores presentes na estrutura dos SMs. Além disso, são apresentadas as técnicas de controle utilizadas na topologia proposta, a fim de garantir a segurança de operação do conversor. Com o objetivo de validar a mesma, é realizada uma análise dos resultados obtidos, com ênfase na atuação das técnicas de controle nas tensões dos capacitores dos submódulos e na corrente interna do conversor. Por fim, são escritas as principais conclusões do trabalho de conclusão de curso realizado e algumas sugestões para trabalhos futuros.

Palavras-chave: Conversor Multinível Modular, Modulação, Frequência de Comutação, Topologia Híbrida, Técnica de Controle.

ABSTRACT

This course conclusion work presents a study about a hybrid Modular Multilevel Converter (MMC). To characterize the hybrid topology, distinct modulation strategies and submodule voltages (SMs) are used. Initially, a literature review is carried out about the state of the art of the main topics related to multilevel converters and their respective modulation strategies. With the purpose of explaining the advantages of the proposed hybrid topology, a comparative study is shown in relation to the conventional topologies, in terms of the harmonic content of the output waveform and the commutations number of the semiconductor devices. Through the use of a topology composed of six half-bridges SMs on each arm, the operational stages of the converter are demonstrated and divided according to the switching frequency of the semiconductor devices that are present in the structure of the SMs. Besides that, the control techniques used in the proposed topology are presented in order to ensure the safety of the converter operation. In order to validate the proposed topology, an analysis of the results is carried out, with emphasis on the performance of the control techniques on the capacitor voltages of the submodules and on the inner current of the converter. Finally, the main considerations of the course conclusion paper and some suggestions for future work are presented.

Keywords: Modular Multilevel Converter, Modulation, Switching Frequency, Hybrid Topology, Control Technique.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Topologia multinível modular monofásica composta de N SMs por polo.	32
Figura 2 – Topologias de SMs comumente empregadas em MMCs.	32
Figura 3 – Forma de onda unipolar com três ângulos de comutação por período. . .	35
Figura 4 – Forma de onda de referência e tensão de saída resultante, com sete níveis.	36
Figura 5 – Forma de onda da modulante e disposição das portadoras para as estratégias (a) PD (b) POD (c) APOD, considerando $N=4$	38
Figura 6 – Forma de onda da modulante e disposição das portadoras para a estratégia PS, considerando $N=4$	39
Figura 7 – Comparação em número de níveis e amplitude da tensão de saída em relação à quantidade de SMs, para as topologias convencional e híbrida.	42
Figura 8 – Topologia de MMC adotada para comparação, com $N=4$	43
Figura 9 – Formas de onda e espectros harmônicos para as topologias híbrida e convencional de baixa frequência de comutação.	44
Figura 10 – Formas de onda para as topologias híbrida e convencional de alta frequência de comutação.	45
Figura 11 – Topologia do MMC híbrido composta de seis SMs por polo.	48
Figura 12 – Cômputo de ativação dos SMs e sinais de referência para a modulação NLM convencional e modificada, para $N=10$	51
Figura 13 – Tensão resultante dos SMs com estratégia de modulação NLM, em baixa frequência de comutação.	52
Figura 14 – Esquemático da modulação aplicada ao MMC híbrido.	53
Figura 15 – Modulante e portadora do SM comutado em alta frequência para o polo positivo.	54
Figura 16 – Tensão resultante dos SMs com estratégia de modulação PWM, em alta frequência de comutação.	54
Figura 17 – Forma de onda da tensão de saída do MMC híbrido, com 21 níveis. . .	55
Figura 18 – Atuação do algoritmo de ordenamento para o polo positivo do MMC híbrido, com $N=5$	56
Figura 19 – Diagrama de blocos do controle de tensão dos polos.	57
Figura 20 – Técnica de controle de corrente por histerese.	59
Figura 21 – Comportamento das tensões dos capacitores dos SMs NLM do polo positivo.	62
Figura 22 – Atuação da técnica de controle de corrente por histerese.	63
Figura 23 – Comportamento da tensão sobre os indutores do braço do MMC híbrido.	64
Figura 24 – Comportamento das correntes nos polos e na saída do conversor.	64
Figura 25 – Comutações dos SMs do polo positivo.	65

Figura 26 – Comportamento dos SMs de modulação NLM conforme a taxa de amostragem da técnica de controle de corrente.	66
Figura 27 – Potência processada pelo SM PWM e potência de saída, para topologia com cinco SMs com modulação NLM.	67
Figura 28 – Comparativo da potência processada pelo SM com modulação PWM em relação à potência de saída para estruturas com quatro (a) e três (b) SMs com modulação NLM.	68

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros de projeto dos controladores PI.	58
Tabela 2 – Parâmetros de simulação.	61

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

APOD	<i>Alternate Phase Opposition Disposition</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CHB	<i>Cascaded H-Bridge</i>
DF1	<i>First Order Distortion Factor</i>
FC	<i>Flying Capacitor</i>
HM	<i>Hybrid Modulation</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
LGR	Lugar Geométrico das Raízes
LKT	Lei de Kirchoff das Tensões
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i>
NLM	<i>Nearest Level Modulation</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
PD	<i>Phase Disposition</i>
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
POD	<i>Phase Opposition Disposition</i>
PS	<i>Phase Shift</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SHE	<i>Selective Harmonic Elimination</i>
SM	Submódulo
STATCOM	<i>Static Synchronous Compensator</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

C	capacitor do SM
f	frequência fundamental (60 Hz)
i	corrente de saída do conversor
i_n	corrente do polo negativo
i_p	corrente do polo positivo
I_z	referência de corrente
i_{zm}	corrente controlada
j	número de ângulos da modulação SHE
k	numeração do k-ésimo submódulo ($k=1,2,3,\dots,N$)
k_i	constante integral do controlador PI
k_p	constante proporcional do controlador PI
L	indutores do braço do conversor
m_a	índice de modulação de amplitude
N	número de SMs em cada polo
n	polo negativo
N_n	número de SMs ativados no polo negativo
N_p	número de SMs ativados no polo positivo
p	polo positivo
$SM_{n,k}$	k-ésimo submódulo do polo negativo
$SM_{p,k}$	k-ésimo submódulo do polo positivo
$T_{\{1,2,3,4\}}$	interruptores dos SMs
t	tempo
T_s	tempo de acomodação
v	tensão de saída do MMC

V_c	tensão do capacitor
V_{cc}	tensão do barramento CC
v_n	tensão do polo negativo
v_p	tensão do polo positivo
V_{ref}	tensão de referência para a modulação NLM
v_{SM}	tensão do SM medida
W_{DIF}	energia diferencial
W_{DIF*}	referência da energia diferencial
W_N	energia total do polo negativo
W_P	energia total do polo positivo
W_{SMNk}	energia do k-ésimo submódulo do polo negativo
W_{SMPk}	energia do k-ésimo submódulo do polo positivo
W_{TOT}	energia total
W_{TOT*}	referência da energia total
x	número real
α_n	ângulo da modulação SHE
θ	ângulo da tensão de saída
ω	frequência angular
Δi	valor de banda do controlador por histerese

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	25
1.1	Justificativa	26
1.2	Objetivos	28
1.3	Organização do Trabalho	28
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	31
2.1	Considerações Iniciais	31
2.2	Conversores Multiníveis	31
2.2.1	Conversor Multinível Modular - MMC	31
2.2.2	Conversor Multinível Modular Híbrido	33
2.3	Estratégias de Modulação Aplicáveis à Conversores Multiníveis	34
2.3.1	Eliminação Seletiva de Harmônicas	34
2.3.2	Modulação por Proximidade de Nível	35
2.3.3	Modulação por Largura de Pulso	36
2.3.3.1	Estratégias PWM com Disposição das Portadoras	37
2.3.3.2	Estratégia com Múltiplas Portadoras Deslocadas em Fase (<i>Phase Shift</i> – PS)	39
2.3.4	Modulação Híbrida	40
2.4	Considerações Finais do Capítulo	40
3	ESTUDO COMPARATIVO ENTRE TOPOLOGIAS CONVENCIONAL E HÍBRIDA	41
3.1	Considerações Iniciais	41
3.2	Comparativo Geral	41
3.2.1	Topologia Convencional com Baixa Frequência de Comutação	43
3.2.2	Topologia Convencional com Alta Frequência de Comutação	45
3.3	Considerações Finais do Capítulo	46
4	OPERAÇÃO DO MMC HÍBRIDO	47
4.1	Considerações Iniciais	47
4.2	Topologia Adotada	47
4.3	Estratégias de Modulação	49
4.3.1	Modulação em Baixa Frequência de Comutação	49
4.3.2	Modulação em Alta Frequência de Comutação	52
4.4	Técnica de Ordenamento das Tensões dos Capacitores (<i>Sorting</i>)	55
4.5	Controle de Tensão dos Polos	56
4.6	Técnica de Controle da Corrente Interna	58
4.7	Considerações Finais do Capítulo	60
5	RESULTADOS	61

5.1	Considerações Iniciais	61
5.2	Resultados de Simulação	61
5.2.1	Tensões dos Capacitores dos SMs	61
5.2.2	Correntes Internas Controladas	62
5.2.2.1	Tensão nos indutores	63
5.2.2.2	Correntes nos Polos e de Saída	64
5.2.2.3	Operação dos SMs no Polo Positivo	65
5.2.2.4	Comutações dos SMs para Diferentes Taxas de Amostragem	65
5.2.3	Potência Processada pelo SM PWM	67
5.2.3.1	Comparativo Geral da Topologia Proposta	67
5.3	Considerações Finais do Capítulo	69
6	CONCLUSÃO	71
6.1	Sugestões para Trabalhos Futuros	72
	Referências	73

1 INTRODUÇÃO

O consumo mundial de energia elétrica tem registrado um crescimento anual significativo, motivado, principalmente, pelo desenvolvimento econômico e pelo crescimento populacional. Dentro deste contexto, a eletricidade, caracterizada principalmente pelo baixo custo de produção e transporte, se mostra mais atrativa quando comparada às fontes energéticas mais antigas, como o petróleo, o carvão mineral e o gás natural. Além do mais, a geração de energia elétrica pode partir de um amplo conjunto de fontes renováveis, tais como: solar, eólica, geotérmica, entre outras.

As tarifas de energia, diretamente ligadas ao crescimento da demanda, tendem a seguir o mesmo comportamento, aquecendo o mercado de comercialização da energia elétrica. Assim, justifica-se a necessidade de um Sistema Elétrico de Potência (SEP) com maior capacidade, a fim de garantir o suprimento para um número cada vez maior de consumidores.

Entretanto, a diversidade de cargas elétricas ligadas diretamente ao SEP faz com que as mesmas fiquem sujeitas a falhas, distúrbios e outros fenômenos, que possam vir a ocorrer no sistema. Ademais, investimentos em construções de novas linhas e unidades de geração não são suficientes, por si só, para garantir total confiabilidade e continuidade do fornecimento. A partir disso, dispositivos capazes de controlar variáveis como níveis de tensão e corrente, variações de frequência e componentes harmônicas, são de extrema importância para o desenvolvimento do SEP, de maneira a garantir parâmetros mínimos de segurança e confiabilidade.

A datar da década de 50, mais especificamente a partir do surgimento do tiristor, a área de Eletrônica de Potência registrou um crescimento acentuado em estudos de pesquisa e desenvolvimento tecnológico. Como decorrência, desenvolveram-se diversos dispositivos capazes de realizar o controle e conversão da energia entre as fontes e cargas, como por exemplo, os dispositivos semicondutores. Através da utilização de dispositivos semicondutores, a Eletrônica de Potência tem se mostrado vantajosa em termos de processamento da energia, resultando em menores perdas por chaveamento e melhor qualidade da energia processada.

Basicamente, os conversores estáticos convencionais, de dois ou três níveis, operam em baixos níveis de tensão, justamente por serem compostos de dispositivos semicondutores com baixos limites de tensão. Além disso, há necessidade da utilização de filtros de saída em função dos requisitos do sistema em termos de qualidade de energia. Recentemente, novas tecnologias para se elevar os níveis de tensão dos conversores convencionais foram elaboradas através do desenvolvimento de dispositivos semicondutores com maiores tensões de bloqueio (CÚNICO, 2013).

Assim como os conversores estáticos convencionais, os conversores multiníveis têm

recebido foco crescente da indústria e da pesquisa em diferentes aplicações de alta potência operando em médias tensões, principalmente pela possibilidade de operação em tal níveis, enquanto fazem uso de dispositivos semicondutores com baixos limites de tensão. Em contrapartida aos conversores estáticos convencionais, os conversores multiníveis têm como característica uma qualidade de tensão superior, utilizando a mesma frequência de comutação e possibilitando filtros de saída menores.

O Conversor Multinível Modular (*Modular Multilevel Converter* - MMC), proposto inicialmente por Lesnicar e Marquardt (2003), é uma topologia recente de conversor multinível, que tem como exemplos de aplicações em linhas de transmissão em alta tensão e corrente contínua (*High Voltage Direct Current* - HVDC) (PAUCAR, 2014), no acionamento de máquinas elétricas (ANTONOPOULOS et al., 2014) e como compensador estático de reativos (*Static Synchronous Compensator* – STATCOM) (HAGIWARA; MAEDA; AKAGI, 2012).

O MMC se destaca principalmente pela sua modularidade, a qual proporciona vantagens como a escalabilidade para diferentes níveis de tensão e potência. Além disso, outros aspectos positivos podem ser citados, tais como a utilização de um único barramento de tensão em corrente contínua (CC), comum para todas as células, e a possibilidade de operação de forma segura em falhas dos dispositivos (LESNICAR; MARQUARDT, 2003) (MARQUARDT; LESNICAR, 2004).

1.1 Justificativa

No decorrer dos anos, inúmeras estratégias de modulação foram abordadas na literatura, as quais são responsáveis pela determinação dos instantes de comutação dos dispositivos semicondutores presentes no MMC. Estas estratégias diferenciam-se entre si em termos de frequência de comutação, número de níveis da tensão de saída, taxas de distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion* – THD), distribuição de potência entre os submódulos (SMs) do conversor, complexidade de implementação, dentre outras características.

A modulação por aproximação de nível (*Nearest Level Modulation* – NLM), geralmente aplicada em topologias de MMCs com um grande número de SMs, é uma estratégia de modulação recente, considerando estratégias com baixa frequência de comutação dos dispositivos semicondutores (HU; JIANG, 2015). Como benefício da utilização desta estratégia, obtém-se baixas perdas por comutação. No entanto, verificam-se valores consideráveis de THD em função da limitação de níveis nas formas de onda da tensão de saída. Através disso, tem-se a necessidade de utilização de filtros volumosos para atenuação dos componentes harmônicos, ocasionando um aumento no custo e volume do conversor.

De grande destaque entre as estratégias de modulação, a modulação por largura de pulso (*Pulse-Width Modulation* – PWM) é vastamente empregada em aplicações de MMCs. Como principal característica, a comutação em alta frequência pode ser utilizada

de maneira a diminuir as taxas de THD e, conseqüentemente, reduzir o volume dos filtros da tensão de saída do conversor. Porém, quando utilizadas frequências de comutação muito elevadas, obtém-se um aumento das perdas de potência, ocasionadas pelas características construtivas dos dispositivos semicondutores.

A modulação PWM é classificada conforme a disposição das portadoras e é implementada a partir da comparação entre uma forma de onda modulante com uma ou várias portadoras. Em aplicações onde é utilizada a estratégia com múltiplas portadoras dispostas em fase (*Phase Disposition* – PD), verifica-se uma distribuição de potência não uniforme, ameaçando a segurança e durabilidade dos capacitores presentes nos SMs do MMC. Nestes casos são empregados algoritmos de ordenamento, responsáveis por selecionar os SMs a serem ativados, conforme valores de tensão dos capacitores e sentido de corrente do conversor (LESNICAR; MARQUARDT, 2003). Como desvantagem, para um número elevado de SMs, aumenta-se a complexidade de implementação.

Levando em consideração principalmente as desvantagens apresentadas das estratégias de modulação convencionais, registrou-se um aumento significativo de pesquisas em busca de novas técnicas de implementação para conversores multiníveis. Diante disso, surgiram os conversores multiníveis híbridos, que são aqueles que possuem valores de tensão, tecnologias de semicondutores, topologias de SMs ou estratégias de modulação distintas (MANJREKAR; STEIMER; LIPO, 2000). Uma das vantagens dos conversores multiníveis híbridos é a possibilidade de obtenção de um número maior de níveis na tensão de saída, utilizando a mesma quantidade de dispositivos semicondutores dos conversores multiníveis convencionais, porém, com tensões de bloqueio menores.

Em Fagundes (2016) é proposta uma topologia de MMC híbrido onde são associadas as estratégias NLM e PWM. Divididos em dois braços de operação distintos, o primeiro em baixa frequência de comutação e o segundo em alta frequência, o autor aborda a possibilidade de obtenção de um número maior de níveis em relação ao MMC convencional, utilizando o mesmo número de dispositivos semicondutores. Porém, a divisão em dois braços de frequências diferentes se mostra desvantajosa quando considerada a possibilidade de expansão para um sistema trifásico.

Nesse sentido, este trabalho concentra-se no estudo de uma topologia MMC híbrida, obtida através da associação das estratégias PWM e NLM, sendo a primeira aplicada em um SM e a segunda aplicada nos demais SMs, dispostos em um mesmo braço do conversor. Esta proposta busca apresentar uma alternativa com um número maior de níveis quando comparado ao MMC convencional, fazendo a utilização da mesma quantidade de dispositivos semicondutores das topologias convencionais, aumentando, assim, a qualidade da forma de onda da tensão de saída.

1.2 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é apresentar o estudo e o desenvolvimento de um MMC híbrido implementado a partir da associação das estratégias NLM e PWM. Além disso, demonstrar o seu princípio de operação, bem como as principais características do conversor.

A partir disso, podem ser citados os seguintes objetivos específicos:

1. Apresentar uma revisão bibliográfica sobre conversores multiníveis e estratégias de modulação empregadas na literatura;
2. Realizar um estudo comparativo entre a topologia proposta e as topologias convencionais, considerando níveis de tensão sintetizáveis, taxas de DF1 (*First Order Distortion Factor*) e perdas por comutação;
3. Demonstrar a topologia proposta e seu princípio de funcionamento;
4. Desenvolver e aplicar uma técnica de ordenamento para as tensões dos capacitores dos submódulos, em função da polaridade da corrente nos polos;
5. Projetar uma técnica de controle para a corrente interna do conversor;
6. Apresentar a metodologia de projeto do sistema de controle de tensão dos polos do conversor, utilizando o conceito de transferência de energia;
7. Demonstrar o funcionamento teórico do conversor, através de simulações, utilizando o software PSIM[®];
8. Analisar os principais resultados em termos de tensão e corrente;

1.3 Organização do Trabalho

Este trabalho está disposto em seis capítulos.

No Capítulo 2 é apresentada uma revisão bibliográfica sobre os conceitos gerais necessários para a compreensão do trabalho. Também são expostas as principais topologias de conversores multiníveis, diferenciando as topologias de MMC convencionais e híbridas, em termos de vantagens e desvantagens, citando suas principais aplicações. Além disso, é apresentado um estudo sobre as principais estratégias de modulação normalmente utilizadas em tais conversores.

O Capítulo 3 demonstra um estudo comparativo revelando as vantagens de utilização da topologia híbrida em relação às topologias convencionais. Para isso, são levadas em consideração variáveis como a frequência de comutação dos dispositivos semicondutores, o número de níveis e as taxas de DF1 na forma de onda da tensão de saída. Assim,

evidenciam-se as principais vantagens e desvantagens de cada topologia, considerando diversas aplicações.

Já no Capítulo 4 são apresentados os conceitos básicos da topologia híbrida proposta, detalhando o princípio de operação para obtenção das tensões do conversor. Além disso, são mostradas as estratégias de modulação utilizadas, evidenciando suas particularidades. Por último, é demonstrado o princípio de operação da técnica das tensões dos capacitores, bem como as técnicas de controle da corrente interna e tensão nos polos do conversor.

No Capítulo 5 são descritos e apresentados os principais resultados de simulação, conforme parâmetros pré-definidos. Também são demonstrados os comportamentos das variáveis de tensão e corrente do conversor, bem como uma análise em torno da potência processada pelo conversor.

Por fim, no Capítulo 6 são descritas as principais conclusões do trabalho e algumas sugestões para trabalhos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Considerações Iniciais

O objetivo principal deste capítulo é apresentar uma revisão bibliográfica sobre os conceitos referentes às topologias de conversores multiníveis, bem como as estratégias de modulação aplicáveis. Para isso, o capítulo está dividido em duas partes, com ênfase às principais estratégias de modulação utilizadas em conversores multiníveis e às principais características e aplicações do MMC.

2.2 Conversores Multiníveis

Com o crescente interesse da indústria em aplicações de altas potências, tem-se a necessidade de dispositivos capazes de garantir confiabilidade e segurança de operação. Neste cenário, o enfoque nos conversores multiníveis tem aumentado principalmente pela possibilidade de operação destes conversores em altos níveis de tensão, com utilização de dispositivos semicondutores com baixos limites de tensão e, também, com taxas de THD menores daquelas geradas pelos conversores estáticos de dois níveis (SILVA, 2013).

Através do avanço da tecnologia, diversas topologias de conversores multiníveis foram desenvolvidas para aplicações com alimentação, tanto em corrente, quanto em tensão. Segundo Rodriguez, Lai e Peng (2002), entre as principais topologias de conversores multiníveis alimentados em tensão, destacam-se as seguintes:

- Conversor com Ponto Neutro Grampeado (*Neutral Point Clamped* – NPC);
- Conversor com Capacitor de Grampeamento (*Flying Capacitor* – FC);
- Conversor com Células em Cascata (*Cascaded H-Bridge* – CHB);
- Conversor Multinível Modular (*Modular Multilevel Converter* – MMC).

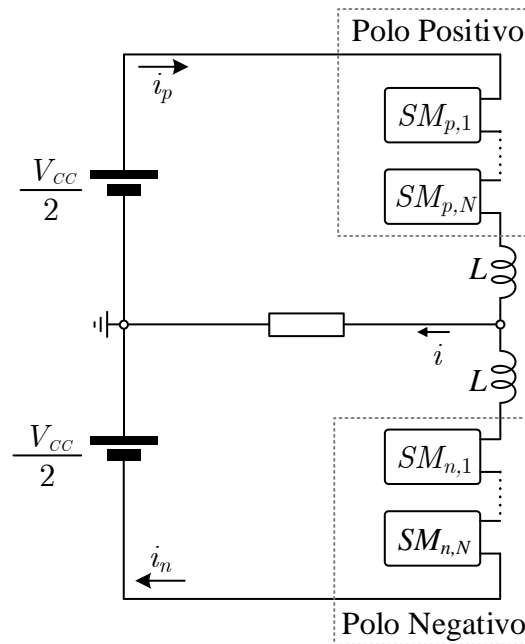
Neste trabalho será dada ênfase às características, às aplicações e ao funcionamento do MMC, sendo o foco principal do mesmo.

2.2.1 Conversor Multinível Modular - MMC

O MMC, introduzido no início do século XXI, é uma topologia recente de conversor multinível que tem despertado interesse para aplicações em sistemas HVDC (LESNICAR; MARQUARDT, 2003). Segundo Hagiwara, Maeda e Akagi (2012), a aplicação do MMC também se dá no acionamento de máquinas elétricas em média tensão. Já em Pirouz e Bina (2011) é abordada a aplicação do MMC em conjunto de um STATCOM.

A Figura 1 representa a estrutura básica de um MMC composto, basicamente, por um barramento CC (V_{cc}) e $2N$ SMs, divididos igualmente entre os polos positivo e negativo. Em série com os submódulos de cada polo são inseridos indutores (L), a fim de limitar as derivadas da corrente entre ambos (SILVA, 2013).

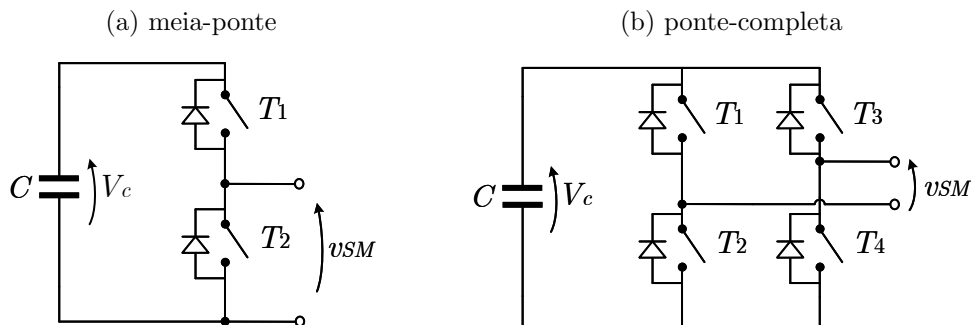
Figura 1 – Topologia multinível modular monofásica composta de N SMs por polo.



Fonte: (SILVA, 2013).

Diversas topologias de SMs são encontradas na literatura, trazendo possibilidades diferentes de implementação do conversor. A Figura 2 apresenta duas das principais topologias para a composição dos SMs do MMC. A topologia de submódulo meia-ponte é composta basicamente por dois interruptores e um capacitor. De forma análoga, na topologia ponte-completa utiliza-se um capacitor e um conjunto de quatro dispositivos semicondutores interruptores (MARQUARDT, 2010).

Figura 2 – Topologias de SMs comumente empregadas em MMCs.



Fonte: (BARBI, 2001).

Essas duas topologias destacam-se devido ao fato de sua simplicidade de implementação. Frequentemente utilizada em conversores CC-CA, na topologia meia-ponte, Figura 2a, cada SM pode assumir dois valores distintos de tensão: tensão do capacitor (V_c) ou tensão nula. Já na topologia ponte-completa, representada na Figura 2b, verifica-se a possibilidade do SM assumir tensão alternada, com três estados distintos: tensão do capacitor (V_c), tensão inversa do capacitor ($-V_c$) e tensão nula. Esta topologia se apresenta como alternativa em aplicações de conversores CA-CA diretos (MARQUARDT, 2003).

Diversos aspectos positivos podem ser citados como responsáveis pelo avanço no desenvolvimento de conversores multiníveis modulares. Um exemplo se dá na aplicação da tensão de entrada através de um único barramento CC, o que elimina a necessidade de fontes CC isoladas para cada SM. Com a característica de construção em módulos, tem-se a facilidade de implementação para diferentes níveis de tensão e potência. Além disso, através da forma de onda multinível, obtém-se escalabilidade para diferentes níveis de tensão e potência. Por fim, a possibilidade de operação de forma segura em falhas de dispositivos também é uma vantagem a ser considerada (LESNICAR; MARQUARDT, 2003), (MARQUARDT; LESNICAR, 2004) e (PEREZ et al., 2015).

2.2.2 Conversor Multinível Modular Híbrido

Em aplicações que requerem um baixo nível de conteúdo harmônico para altas potências, o MMC apresenta-se como uma importante ferramenta devido à possibilidade de se sintetizar formas de onda com vários níveis. Nas topologias multiníveis convencionais, a THD reduz com o aumento do número de níveis na tensão de saída. Entretanto, aumenta-se também o número de dispositivos de potência, o que eleva a complexidade e o custo do sistema (RECH, 2005).

Levando-se em consideração esta desvantagem, recentemente verificou-se um aumento nas pesquisas em topologias onde possa-se elevar o número de níveis sem que haja o aumento dos dispositivos de potência do conversor. Como alternativa, surgiram os conversores multiníveis híbridos, definidos como aqueles que apresentam valores de tensão, estratégias de modulação, topologias e/ou tecnologias de semicondutores distintas entre seus SMs (DING et al., 2004), (HAN et al., 2009) e (ZENG et al., 2015).

Abordagens de conversores híbridos com topologias de SM distintas são realizadas trazendo diferentes vantagens. Em Zeng et al. (2015), os autores abordam uma topologia híbrida com SMs em ponte-completa e meia-ponte em cada polo. Além disso, realiza-se uma comparação entre a topologia híbrida e a convencional, indicando que a topologia em estudo se oferece como alternativa com menor número de dispositivos de potência.

Já em Wang et al. (2017) propôs-se um conversor onde um SM ponte-completa é combinado com de $N-1$ SMs meia-ponte. Neste caso, o SM de topologia ponte-completa gera níveis intermediários de tensão em cada polo, resultando numa forma de onda de saída com $2N+1$ níveis.

Em Long et al. (2013) é apresentada uma topologia de conversor multinível modular híbrido, composta de SMs com diferentes estratégias de modulação e frequências de chaveamento distintas. Com a associação de vários SMs operando em baixa frequência, juntos de um SM operando em alta frequência, é possível obter uma forma de onda de saída semelhante àquelas obtidas em conversores multiníveis convencionais operando em baixa frequência. Porém, neste caso, verifica-se a diminuição do conteúdo harmônico presente na forma de onda de saída.

2.3 Estratégias de Modulação Aplicáveis à Conversores Multiníveis

De forma geral, para a obtenção de uma forma de onda multinível na tensão de saída no conversor, é necessário garantir a correta operação dos SMs através dos comandos de ativação dos interruptores empregados na sua estrutura. Para isso, estratégias de modulação multiníveis geralmente são implementadas a fim de realizar o acionamento destes dispositivos semicondutores.

As atuais estratégias de modulação desenvolvidas para conversores multiníveis diferenciam-se entre si em determinadas características, tais como: número de níveis de tensão de saída, distribuição de potência entre os submódulos, frequência de chaveamento, conteúdo harmônico, perdas de chaveamento, entre outras. Segundo Franquelo et al. (2008), as quatro principais categorias de modulação, baseadas em níveis de tensão, são as seguintes:

- Elminiação Seletiva de Harmônicas (*Selective Harmonic Elimination – SHE*);
Comutação em baixa frequência;
- Modulação por Proximidade de Nível (*Nearest Level Modulation – NLM*);
Comutação em baixa frequência;
- Modulação por Largura de Pulso (*Multicarrier Pulse-Width Modulation – PWM*);
Comutação em alta frequência;
- Modulação *Space Vector* (*Space Vector Modulation – SVM*);
Comutação em alta frequência;
- Modulação Híbrida (*Hybrid Modulation – HM*);
Comutação em baixa e alta frequência;

2.3.1 Eliminação Seletiva de Harmônicas

A estratégia de modulação por SHE faz a utilização de j ângulos de ativação para a eliminação de $j-1$ componentes harmônicas (PATEL; HOFT, 1973). Considerando

simetria de um quarto de onda, pode-se utilizar a série de Fourier para descrever uma função periódica no tempo t da seguinte maneira:

$$f(\omega t) = \sum_{h=1}^{\infty} a_h \text{sen}(h\omega t) \quad (2.1)$$

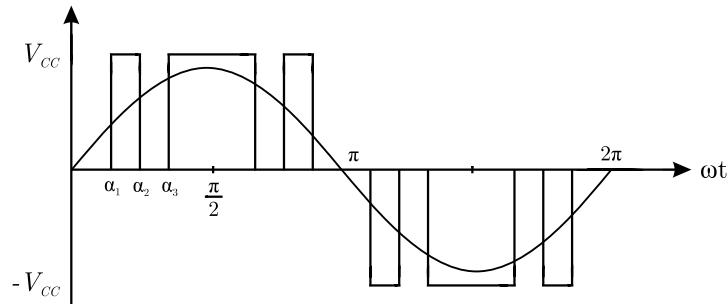
onde a_h é dado por:

$$a_h = \frac{4}{h\pi} \sum_{j=1}^{\infty} (-1)^{j+1} \cos(h\alpha_j) \quad (2.2)$$

em que α_j representa os ângulos de ativação para o comando dos interruptores de potência do conversor.

A Figura 3 mostra um padrão de forma de onda para um conversor de três níveis, com três ângulos de comutação por quarto de período. Assumindo simetria de um quarto de onda, as harmônicas pares são nulas. Assim, com três ângulos é possível eliminar-se a 5ª e a 7ª harmônicas.

Figura 3 – Forma de onda unipolar com três ângulos de comutação por período.



Fonte: (AGELIDIS; BALOUKTSIS; COSSAR, 2008).

Os respectivos ângulos de comutação ainda devem satisfazer a seguinte restrição, a fim de garantir a simultânea eliminação das harmônicas.

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \alpha_j < \frac{\pi}{2}. \quad (2.3)$$

Em Li et al. (2000) é apresentada uma proposta de conversor multinível com mais de três níveis utilizando a estratégia SHE. Porém, aplicações deste tipo requerem um maior número de ângulos, o que aumenta a complexidade de implementação e requer um maior esforço computacional para a solução dos mesmos (RECH, 2005).

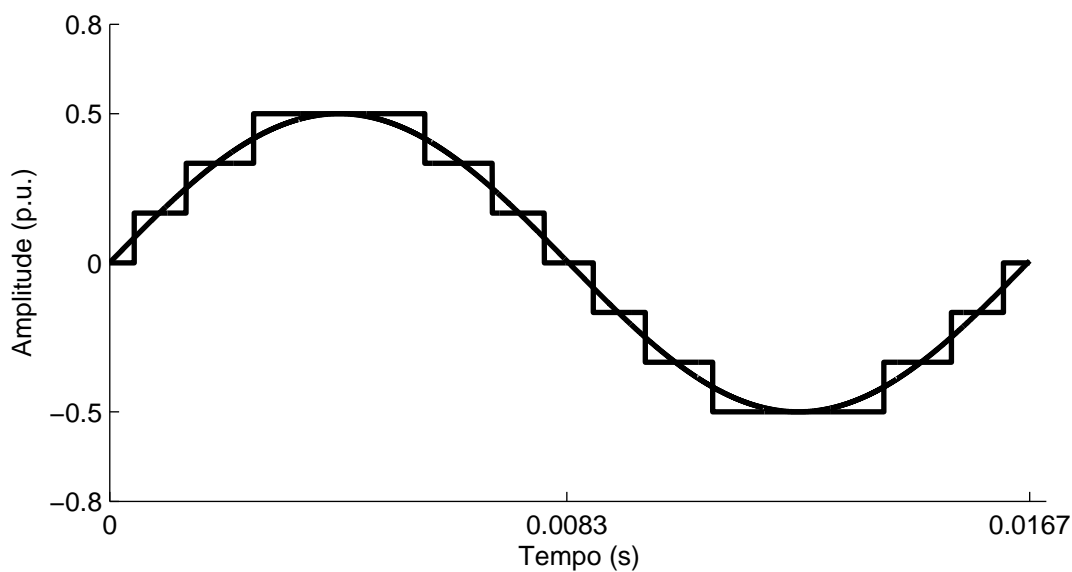
2.3.2 Modulação por Proximidade de Nível

Outra alternativa de estratégia de modulação para conversores que operam em baixas frequências de comutação é a modulação NLM. Em aplicações do MMC com um

número elevado de módulos em série, esta estratégia pode se apresentar como uma boa opção, possibilitando uma redução nas perdas de chaveamento.

Esta estratégia assemelha-se a um processo de quantização, onde uma forma de onda senoidal é utilizada como referência e aproximada por níveis discretos, resultando em uma onda quase-quadrada (SUH et al., 1998). Em Hu e Jiang (2015) é apresentada uma modificação nesta estratégia onde, aplicada ao MMC, pode-se gerar $2N+1$ níveis na tensão de saída. A Figura 4 mostra o sinal de referência e a forma de onda resultante de tensão de saída de um conversor de sete níveis.

Figura 4 – Forma de onda de referência e tensão de saída resultante, com sete níveis.



Fonte: Desenvolvida pelo autor.

2.3.3 Modulação por Largura de Pulso

A modulação PWM é uma estratégia geralmente aplicada em conversores multiníveis, que operam com altas frequências de comutação, com objetivo de minimizar as taxas de THD e DF1, por exemplo. Além disso, também podem ser implementadas com o objetivo de aumentar o número de níveis da tensão de saída do MMC, reduzindo significativamente o volume dos filtros de saída (SILVA, 2013). De forma geral, a modulação PWM é realizada a partir de uma comparação entre uma onda senoidal, chamada de modulante, com uma onda triangular ou dente de serra, nomeada de portadora, emitindo um sinal com largura de pulso resultante para o acionamento dos dispositivos semicondutores.

As estratégias PWM podem ser aplicadas ao MMC adequando-se a quantidade de portadoras conforme o número de SMs do conversor, mantendo-se uma modulante comum à todas os SMs. Conforme as características das portadoras, podem-se classificar

as estratégias de modulação PWM da seguinte forma: estratégias com disposição das portadoras e estratégias com portadoras deslocadas em fase.

2.3.3.1 Estratégias PWM com Disposição das Portadoras

Nas estratégias PWM com disposição das portadoras, utilizam-se portadoras com a mesma amplitude, deslocadas verticalmente, de forma a ocuparem espaços adjacentes. O sinal de referência, chamado de modulante, é centrado ao meio do conjunto das portadoras, sendo responsável pelo comando de ativação dos SMs.

As estratégias com disposição das portadoras são frequentemente utilizadas em aplicações que envolvem conversores multiníveis pela sua simplicidade de implementação (SILVA, 2013). Além disso, são recomendadas quando se deseja um baixo conteúdo harmônico em frequências não muito altas para aplicações em média ou larga escala (WANG et al., 2016). Geralmente estas estratégias são utilizadas em conjunto com algoritmos de ordenamento, pelo fato de a distribuição de potência não ser uniforme entre os SMs. Através destes algoritmos é possível equilibrar as tensões nos capacitores dos submódulos (ILVES et al., 2015).

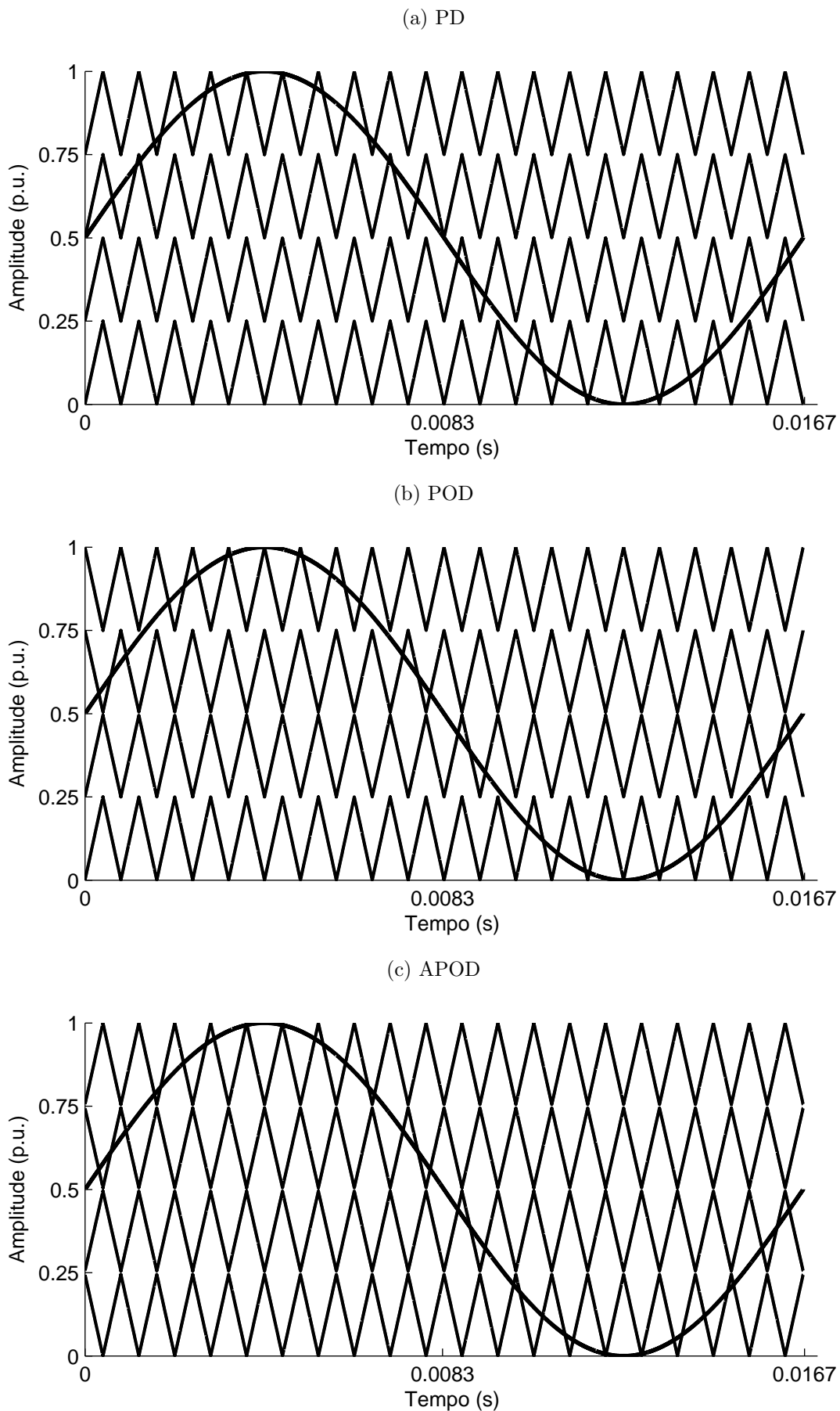
Segundo McGrath e Holmes (2002) as principais estratégias PWM com disposição das portadoras são as seguintes:

- Estratégia com múltiplas portadoras dispostas em fase (*Phase Disposition* – PD);
- Estratégia com múltiplas portadoras dispostas em oposição de fase (*Phase Opposition Disposition* – POD);
- Estratégia com múltiplas portadoras dispostas em oposição de fase alternada (*Alternate Phase Opposition Disposition* – APOD);

A Figura 5 representa as portadoras e modulantes para as estratégias PWM com disposição de fase. As N portadoras da estratégia PD, representadas na Figura 5a, são inseridas de modo que a defasagem entre elas seja nula. Já as portadoras da estratégia POD, em que utiliza-se a metade das portadoras dispostas em fase com a modulante e as demais dispostas em oposição à fase da modulante, de modo que as portadoras centrais estejam defasadas entre si em 180 graus, são mostradas na Figura 5b. Por fim, na estratégia APOD também se defasa a metade das portadoras em relação à modulante. Porém, as mesmas são dispostas de forma que cada portadora seja defasada em 180 graus com sua adjacente, como demonstrado na Figura 5c.

Estas estratégias podem ser combinadas de modo a se gerar $N+1$ ou $2N+1$ níveis de tensão de saída em conversores multiníveis, variando apenas a defasagem das portadoras entre os polos. De modo geral, para a obtenção de $N+1$ níveis, utilizam-se as portadoras com defasagem nula entre os polos. Já para $2N+1$ níveis, as mesmas são defasadas em 180 graus entre o polo positivo e negativo.

Figura 5 – Forma de onda da modulante e disposição das portadoras para as estratégias (a) PD (b) POD (c) APOD, considerando $N=4$.



Fonte: (RECH, 2005).

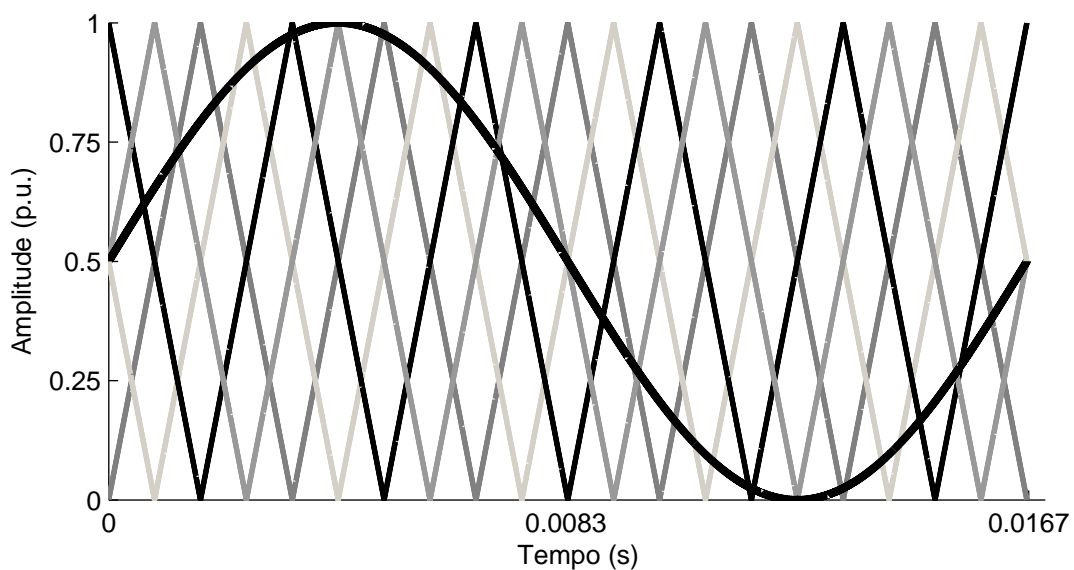
2.3.3.2 Estratégia com Múltiplas Portadoras Deslocadas em Fase (*Phase Shift* – PS)

De forma análoga às estratégias com disposição das portadoras, na estratégia PS também se utiliza o número de portadoras igual ao número de SMs por polo. Como o período de ativação de cada submódulo é igual, a potência é distribuída uniformemente entre todas as células do conversor ao longo do período da modulante, sem que haja a necessidade de implementação dos algoritmos de ordenamento (PIROUZ; BINA, 2010).

Porém, algoritmos de ordenamento podem ser implementados para a estratégia PS com o intuito de auxiliar no ajuste das tensões individuais do conversor, contribuindo para com as demais malhas de controle do mesmo. Além disso, em sistemas com controladores distribuídos é essencial, visto que a sincronização entre os SMs não é perfeita e também a potência processada pelos SMs não é exatamente a mesma.

Assim, a Figura 6 representa um exemplo de forma de onda modulante e das portadoras para a estratégia PS. Verifica-se que, na estratégia PS, são utilizadas N portadoras em cada polo com a mesma amplitude, com um deslocamento de $360/N$ graus entre si. Para a obtenção de $N+1$ níveis de tensão de fase, a defasagem das portadoras do polo positivo em relação ao polo negativo deve ser nula. Porém, para obter $2N+1$ níveis de tensão de fase as portadoras devem ter uma defasagem de $360/2N$ graus entre os polos positivo e negativo.

Figura 6 – Forma de onda da modulante e disposição das portadoras para a estratégia PS, considerando $N=4$.



Fonte: (SILVA, 2013).

2.3.4 Modulação Híbrida

Em conversores multiníveis com modulação híbrida, geralmente são utilizadas duas ou mais estratégias de modulação distintas, onde as frequências de comutação podem ser diferentes. Um exemplo é a combinação da estratégia de modulação NLM em $N-1$ SMs e um SM operando com uma estratégia PWM. Assim, utilizam-se interruptores com maior tensão de bloqueio nos SMs comutados em baixa frequência e interruptores com menor tensão de bloqueio para o SM de alta frequência de comutação, cuja tensão do capacitor é igual a metade dos outros SMs.

Em Long et al. (2013) é mostrada uma aplicação de uma estratégia de modulação híbrida em um MMC com SMs de topologia meia-ponte. Neste caso, tem-se uma referência senoidal que serve para o cálculo da estratégia de modulação NLM, aplicada aos SMs com baixa frequência de comutação. Através da forma de onda quase-quadrada, obtida destes SMs, subtraída da referência inicial, obtém-se uma nova referência, a qual é utilizada como modulante do SM com alta frequência de comutação, através da modulação PWM. Assim, pode-se obter uma forma de onda de saída com um número de níveis maior, amplitudes de harmônicas menores, bem como menores perdas de comutação, comparadas às topologias de MMC convencionais.

2.4 Considerações Finais do Capítulo

Neste capítulo, apresentou-se uma breve descrição sobre as categorias de conversores multiníveis dispostas na literatura. Como objetivo do trabalho, o MMC apresenta vantagens quando comparado às outras topologias multiníveis. Para as estratégias de modulação empregáveis neste conversor verificam-se diversas possibilidades de implementação, dispostas conforme a frequência de comutação dos dispositivos semicondutores do conversor. Estas estratégias podem ser associadas de forma a aumentar o número de níveis da forma de onda de saída, contribuindo para a redução dos valores de THD e DF1.

3 ESTUDO COMPARATIVO ENTRE TOPOLOGIAS CONVENCIONAL E HÍBRIDA

3.1 Considerações Iniciais

O objetivo deste capítulo é apresentar um estudo comparativo entre configurações de MMC convencionais e híbridas, com o intuito de especificar as principais características das mesmas. Para isso, são levados em consideração aspectos como o número de comutações dos dispositivos semicondutores, a quantidade de níveis da tensão de saída, as taxas de distorções harmônicas e a amplitude da tensão de fase em relação ao barramento CC.

3.2 Comparativo Geral

O estudo comparativo entre as configurações de MMC convencional e híbrido tem por objetivo explicitar as principais particularidades, tais como vantagens e desvantagens, considerando diversas aplicações. Para isso, é apresentada uma comparação considerando variáveis, como o número de níveis e comportamento da tensão de fase em função do número de SMs. Essas variáveis, como já citadas, são ligadas direta ou indiretamente, a termos de DF1, por exemplo.

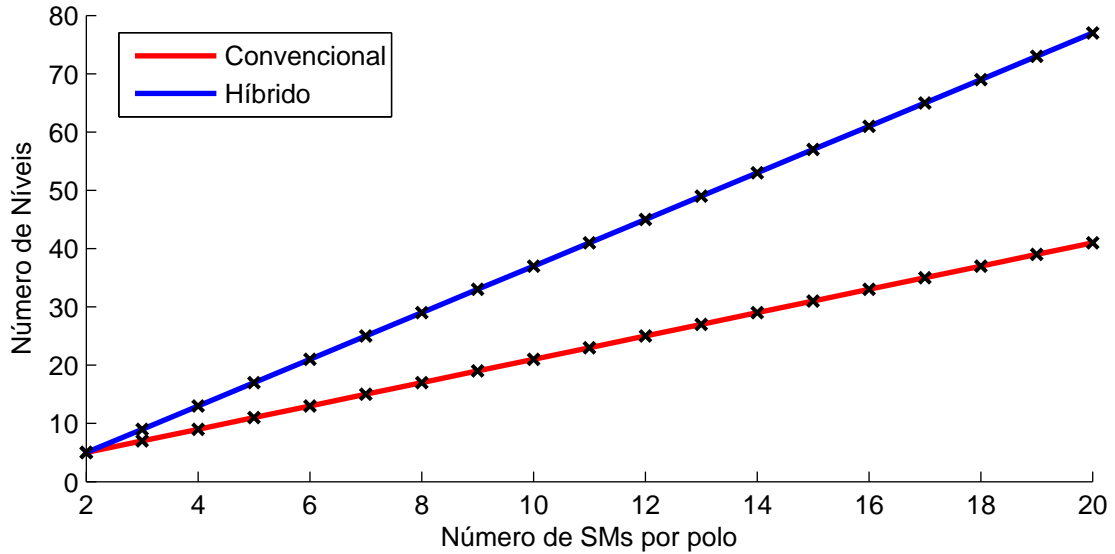
Diversas estratégias de modulação podem ser implantadas em topologias de MMCs convencionais de forma a sintetizarem $2N+1$, ou $N+1$, níveis de tensão de saída (SILVA, 2013). Por outro lado, uma configuração de MMC híbrido, com $N-1$ SMs comutados em baixa frequência e um SM em alta frequência de comutação, carregado com a metade da tensão dos demais SMs, pode gerar até $4N-3$ níveis.

Entretanto, para o MMC híbrido, a forma de onda de referência para o SM comutado em alta frequência deve ser obtida a partir da diferença entre a onda modulante e a forma de onda resultante dos $N-1$ SMs comutados em baixa frequência, tópico que será abordado nos capítulos seguintes, com o objetivo de evitar sobremodulação. Com isso, verifica-se que a forma de onda da tensão de saída resultante tem seu valor máximo igual à máxima tensão gerada a partir dos SMs de baixa frequência, variando conforme o aumento do número total de SMs. Em contrapartida, no MMC convencional a tensão máxima da forma de onda de tensão de saída é igual à metade da tensão do barramento CC, independentemente do número total de SMs.

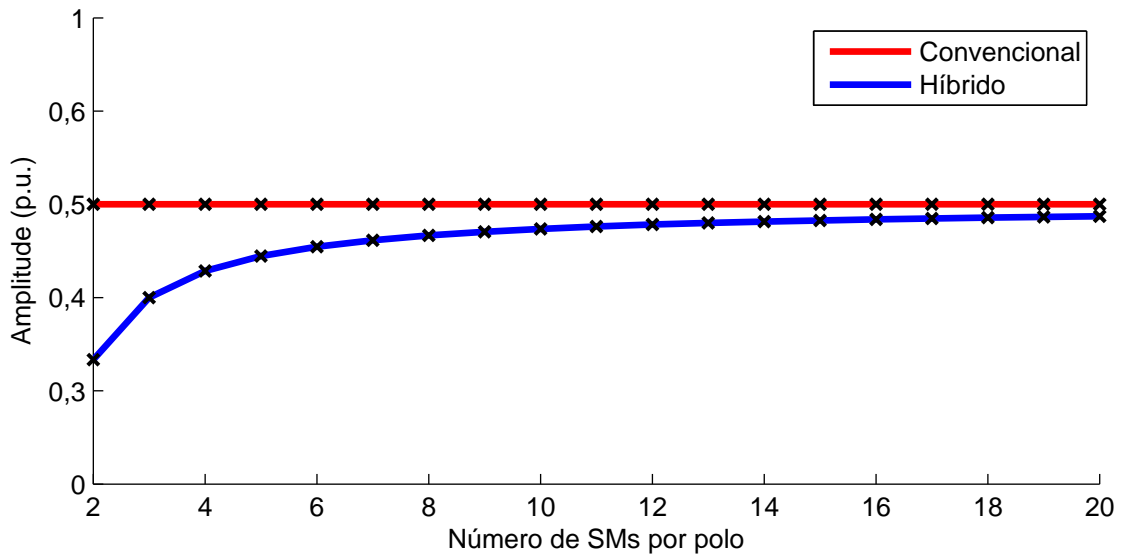
Assim, a Figura 7a representa o número de níveis da forma de onda da tensão de saída em função da quantidade de SMs implementados em estruturas de MMCs híbrido e convencional. Já na Figura 7b é representada a variação do valor máximo da tensão de saída em função do número total de SMs, para um MMC híbrido em comparação com o convencional, considerando 1 p.u. como a tensão do barramento CC e um índice de modulação (m_a) máximo, igual a 1.

Figura 7 – Comparação em número de níveis e amplitude da tensão de saída em relação à quantidade de SMs, para as topologias convencional e híbrida.

(a) Número de níveis.



(b) Amplitude da tensão de saída.



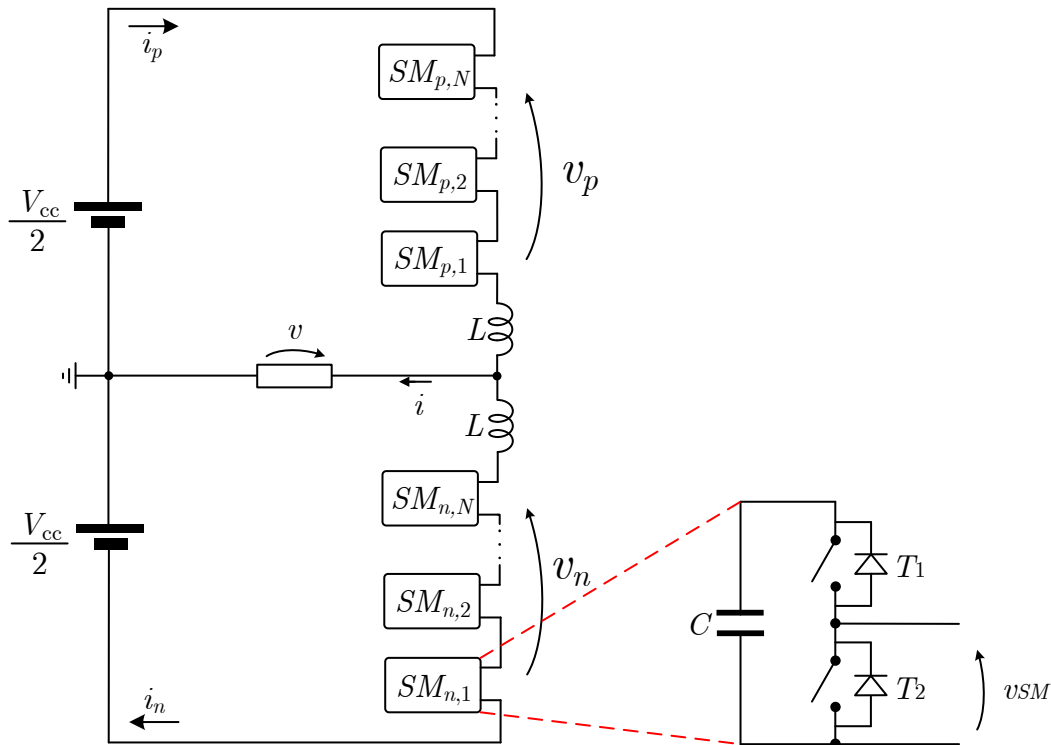
Fonte: Desenvolvida pelo autor.

Conforme a Figura 7a, verifica-se que, com a topologia híbrida, pode-se sintetizar $(2N-4)$ níveis de tensão de fase a mais, em comparação às topologias convencionais. Nesse caso, é uma alternativa que se mostra atrativa em aplicações onde necessita-se uma grande quantidade de níveis na forma de onda da tensão de fase, sem elevar consideravelmente a quantidade de dispositivos de potência na estrutura do conversor. Através da Figura 7b, nota-se que, conforme o aumento do número de SMs, o valor máximo da tensão de saída, para um MMC híbrido, aproxima-se de 0,5 p.u., o que corresponde à metade do valor

de tensão do barramento CC. Assim, levando em consideração aplicações com elevado número de SMs, o comportamento da amplitude da forma de onda da tensão de saída do conversor híbrido se assemelha às topologias convencionais.

A topologia utilizada para comparação das configurações do MMC convencional e híbrida, composta de quatro SMs em cada polo, é mostrada na Figura 8.

Figura 8 – Topologia de MMC adotada para comparação, com $N=4$.



Fonte: Desenvolvida pelo autor.

Para as topologias convencionais, todos os SMs operam com a mesma frequência de comutação, enquanto que na configuração híbrida três SMs operam em baixa frequência e um SM em alta frequência de comutação. Além disso, na topologia híbrida, o capacitor do SM de alta frequência é pré-carregado com a metade da tensão dos SMs comutados em baixa frequência.

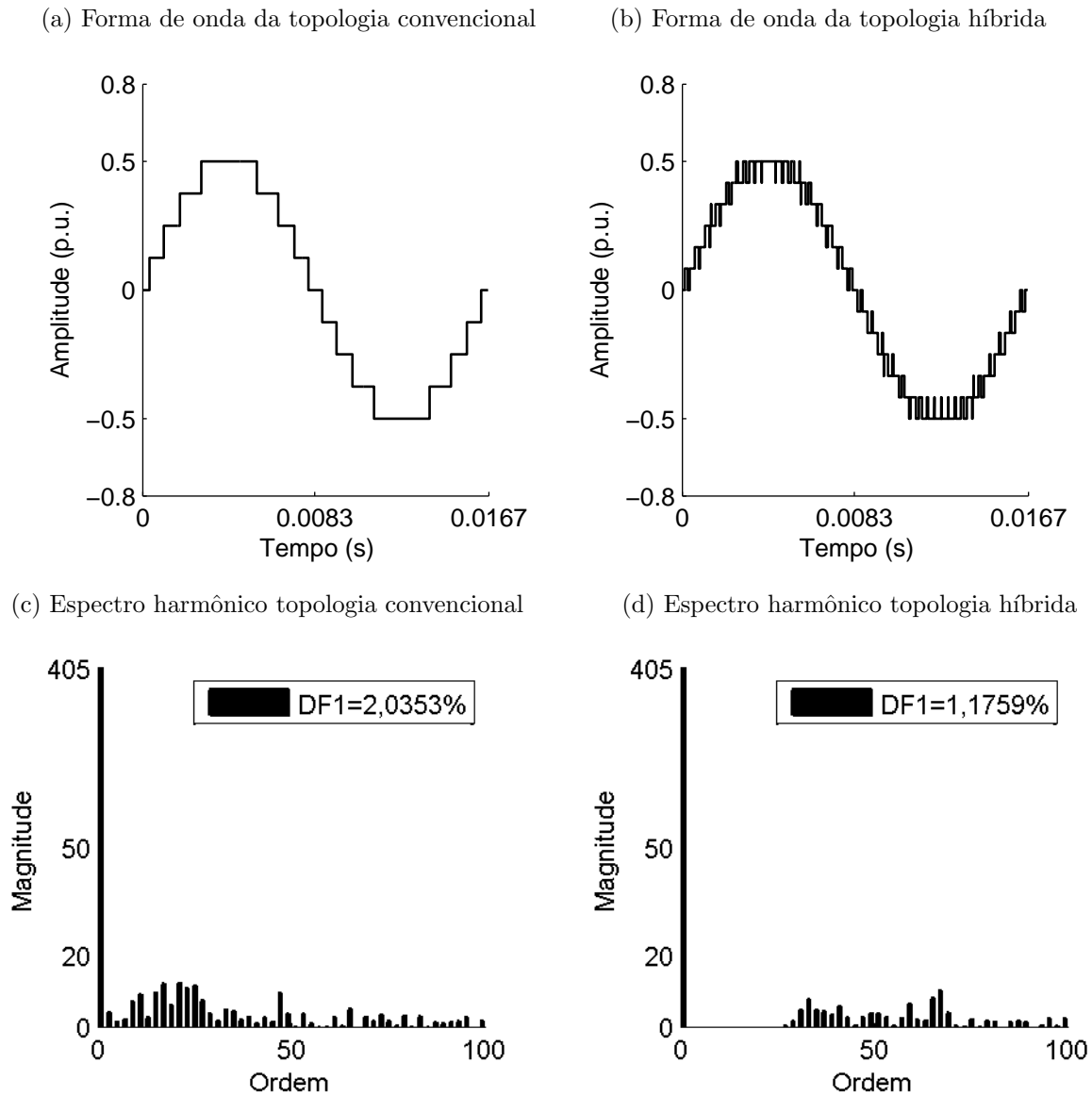
3.2.1 Topologia Convencional com Baixa Frequência de Comutação

Levando em consideração o número de comutações por um período de tempo definido, a topologia híbrida do MMC se assemelha às topologias convencionais, com baixa frequência de comutação, devido ao fato de $N-1$ SMs comutarem na mesma frequência. Entretanto, através da inserção de um SM comutado em alta frequência, pode-se obter formas de onda da tensão de saída com um número de níveis superior.

Este aumento no número de níveis impacta diretamente nas amplitudes das componentes harmônicas da forma de onda de tensão de fase do conversor. A Figura 9 representa

uma comparação entre as formas de onda da tensão de fase das topologias de MMC convencional e híbrida, com quatro SM em cada polo, mostrando o espectro harmônico e os valores da taxa de DF1.

Figura 9 – Formas de onda e espectros harmônicos para as topologias híbrida e convencional de baixa frequência de comutação.



Fonte: Desenvolvidas pelo autor.

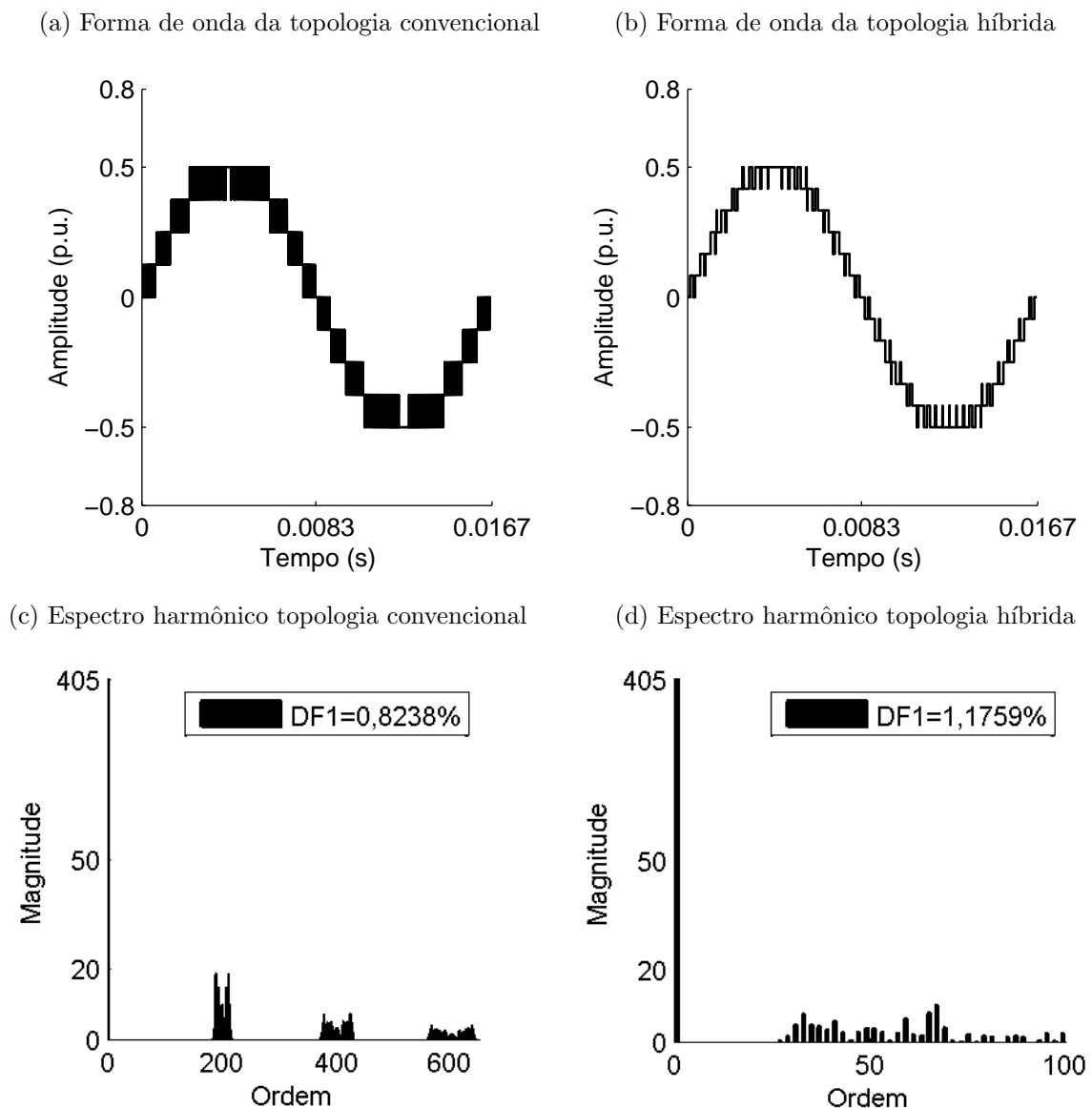
Conforme a Figura 9a, com o MMC convencional, implementado de modo a sintetizar $2N+1$ níveis, obtém-se uma forma de onda com nove níveis, enquanto o MMC híbrido, Figura 9b, com o mesmo número de SMs, pode sintetizar treze níveis na forma de onda da tensão de fase. Através disso, eliminam-se as componentes harmônicas localizadas em baixa frequência, da topologia convencional. Dessa forma, considerando uma portadora com frequência igual a 1,5 kHz, para o SM com modulação PWM, a DF1 resultante

para a topologia híbrida é igual a 1,1759%, enquanto que a DF1 gerada pela topologia convencional resulta em 2,0353%.

3.2.2 Topologia Convencional com Alta Frequência de Comutação

As estratégias de modulação com alta frequência de comutação são alternativas para aplicações com reduzidas taxas de conteúdo harmônico. Porém, ao mesmo tempo que reduzem o conteúdo harmônico, aumentam a frequência de comutação dos interruptores presentes na estrutura do conversor. A Figura 10, representa a comparação entre a topologia híbrida e convencional de alta frequência de comutação.

Figura 10 – Formas de onda para as topologias híbrida e convencional de alta frequência de comutação.



Fonte: Desenvolvidas pelo autor.

Novamente, conforme a Figura 10, visualiza-se a forma de onda proveniente da topologia híbrida com um número de níveis superior à topologia convencional. Porém, neste caso, a taxa de DF1 resultante da topologia convencional se mostra inferior dada a localização em frequências elevadas dos primeiros conjuntos harmônicos. Como vantagem, enquanto que na topologia convencional todos os SMs do conversor são operados em alta frequência de comutação, na topologia híbrida apenas um SM é operado em tal frequência. Com isso, os valores de perdas por comutação se mostram menos significativos na topologia híbrida.

3.3 Considerações Finais do Capítulo

De forma geral, a topologia de MMC híbrido se mostra atrativa por sintetizar uma forma de onda de fase com maior número de níveis quando comparada às topologias convencionais. Como principal desvantagem, a topologia híbrida apresenta a amplitude da tensão de fase menor, em relação à topologia convencional, a qual pode ser maximizada com o aumento do número de SMs na estrutura do MMC.

Como alternativa em aplicações da topologia convencional do MMC, onde desejam-se taxas reduzidas de THD e DF1, as estratégias de modulação com alta frequência de comutação se mostram como boas alternativas. Porém, ao mesmo tempo que reduzem o conteúdo harmônico da forma de onda da tensão de saída do conversor, aumentam a frequência de comutação dos dispositivos semicondutores presentes na estrutura do conversor.

4 OPERAÇÃO DO MMC HÍBRIDO

4.1 Considerações Iniciais

Este capítulo tem como objetivo demonstrar a topologia de conversor adotada, bem como seu princípio de operação para todos os níveis de tensão sintetizáveis. Além disso, são apresentados os princípios básicos de funcionamento das estratégias de modulação aplicadas à topologia proposta, demonstrando a forma de onda obtida pelo conversor.

Por fim, para garantir a correta operação do conversor e respeitar os limites construtivos dos dispositivos a ele empregados, são apresentadas as técnicas de controle para o balanço das tensões dos capacitores, a corrente interna através do controle por histerese e a técnica de controle da tensão dos polos, utilizando o conceito de transferência de energia.

4.2 Topologia Adotada

O Conversor Multinível Modular Híbrido é um conversor multinível assimétrico que tem como principal característica a distribuição de tensão de forma distinta entre seus SMs. Caracterizando a topologia híbrida, estratégias de modulação diferentes são utilizadas, fazendo com que os SMs operem em frequências distintas, de acordo com os respectivos níveis de tensão e potência (RECH, 2005).

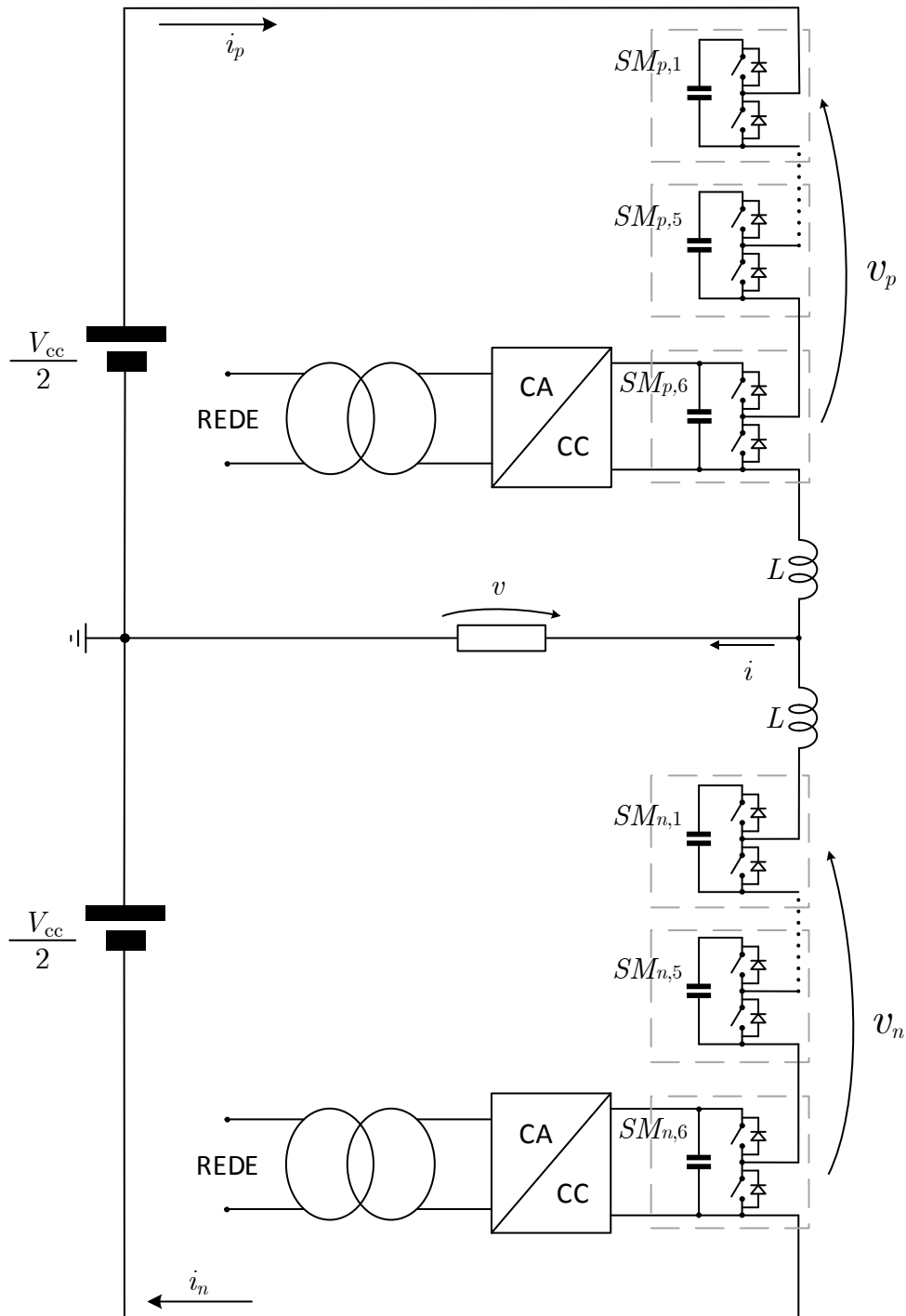
De forma geral, o MMC é composto por um único barramento de tensão contínua (V_{cc}), de tensão igual ao somatório das tensões dos SMs de um polo, em paralelo a um braço de operação, considerando-se um conversor monofásico. O braço, em questão, é dividido em dois polos, nomeados polo positivo (p) e polo negativo (n). Cada polo é composto por um número igual de SMs. Além disso, com o intuito de limitar as derivadas das correntes nos polos, são inseridos indutores (L) em série. A Figura 11 representa a topologia do MMC híbrido proposta neste trabalho.

Todos os SMs do MMC são de topologia meia-ponte. Nesta topologia, cada SM é composto por um elemento ativo armazenador de energia, o capacitor, e por dois elementos passivos, os dispositivos semicondutores interruptores. Sendo assim, todos os SMs podem admitir dois valores distintos de tensão: tensão nula ou tensão do capacitor.

Considerando que os interruptores T_1 e T_2 são comutados na mesma frequência e em oposição de fase, ou seja, com T_1 ativado e T_2 desativado, e vice-versa, têm-se dois estados de operação distintos. No primeiro estado, considerando o interruptor T_1 conduzindo e T_2 bloqueado, os terminais do SM assumem a tensão do capacitor ($v_{SM} = V_c$). Já quando ocorre o contrário, T_2 conduz e T_1 se encontra bloqueado, a tensão resultante nos terminais do SM é igual a zero ($v_{SM} = 0$).

Considerando-se a Figura 11, pode-se aplicar a Lei de Kirchoff das Tensões (LKT)

Figura 11 – Topologia do MMC híbrido composta de seis SMs por polo.



Fonte: Desenvolvida pelo autor.

na malha externa do conversor, obtendo-se a seguinte equação:

$$V_{cc} = v_p(t) + v_n(t) + L \frac{di_p(t)}{dt} + L \frac{di_n(t)}{dt} \quad (4.1)$$

onde verifica-se a necessidade de implementação de técnicas de controle das correntes dos

polos i_p e i_n para que a tensão média sobre os indutores dos polos seja nula. Caso contrário, pode ocorrer um aumento indefinido dessas correntes.

De forma análoga, pode-se aplicar a LKT também nas malhas internas do conversor para a obtenção da tensão de saída do conversor (v). Considerando-se, então, uma tensão média nula sobre os indutores, podem-se escrever as seguintes equações para os polos positivo e negativo, respectivamente.

$$\begin{cases} \frac{-V_{cc}}{2} + v_p(t) + v = 0 \\ \frac{-V_{cc}}{2} + v_n(t) + v = 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

Subtraindo-se as equações expostas em (4.2), encontra-se a equação para a tensão de saída do conversor, dada por:

$$v(t) = \frac{v_n(t) - v_p(t)}{2} \quad (4.3)$$

onde $v_p(t)$ e $v_n(t)$ representam as tensões nos polos positivo e negativo, respectivamente, dadas pelo somatório das tensões dos SMs ativados em cada polo:

$$\begin{cases} v_p(t) = v_{SMp,1} + v_{SMp,2} + \dots + v_{SMp,6} \\ v_n(t) = v_{SMn,1} + v_{SMn,2} + \dots + v_{SMn,6} \end{cases} \quad (4.4)$$

em que $v_{SMp,k}$ e $v_{SMn,k}$, com $k = 1, 2, \dots, 6$, representam as tensões medidas nos SMs ativados dos polo positivo e negativo, respectivamente.

4.3 Estratégias de Modulação

A operação do MMC proposto pode ser dividida em duas etapas distintas, classificadas conforme a frequência de comutação dos dispositivos semicondutores empregados na estrutura do mesmo. No primeiro estágio, com comutação em frequência fundamental, utiliza-se a estratégia de modulação NLM modificada, aplicada aos SMs cujos capacitores são submetidos a uma tensão máxima igual a 2 p.u., considerando, neste caso, um valor de p.u. igual a 1 kV. Com a forma de onda resultante desta etapa, obtém-se a referência para a inserção do SM, cujos dispositivos semicondutores são comutados em frequências superiores, geralmente múltiplas da fundamental, gerando níveis adjacentes, que se somam à forma de onda obtida na primeira etapa.

4.3.1 Modulação em Baixa Frequência de Comutação

Representado na Figura 11, a topologia de MMC híbrida proposta divide a tensão V_{cc} , do barramento CC, entre todos os SMs de um polo. Entretanto, os SMs que operam em baixa frequência são compostos de capacitores pré-carregados com 2 p.u. de tensão, enquanto que o capacitor do SM de alta frequência de comutação é alimentado individualmente com uma tensão de 1 p.u., caracterizando o conversor como assimétrico.

Na estratégia NLM convencional, pode-se determinar o número de SMs inseridos no polo positivo e negativo, nomeados N_p e N_n , respectivamente, através das seguintes equações:

$$\begin{cases} N_p = \text{round}_{0,5} \left(\frac{N}{2} - \frac{V_{ref}}{V_{cc}} \right) \\ N_n = \text{round}_{0,5} \left(\frac{N}{2} + \frac{V_{ref}}{V_{cc}} \right) \end{cases} \quad (4.5)$$

onde $\text{round}_{0,5}$ é a função de arredondamento da estratégia convencional, N representa o número total de SMs comutados em baixa frequência de um polo, V_{cc} é a tensão do barramento CC e a tensão de referência V_{ref} é dada por:

$$V_{ref} = V_{cc} m_a \text{sen}(\omega t) \quad (4.6)$$

em que m_a é o índice de modulação de amplitude, t representa o tempo e ω a frequência angular da tensão de referência, escrita por:

$$\omega = 2\pi f \quad (4.7)$$

com a frequência fundamental, representada por f , igual à 60 Hz.

Conforme Hu e Jiang (2015), modificando-se o ponto de arredondamento de 0,5 para 0,25, deslocam-se os instantes de ativação dos SMs de um polo em relação ao outro, resultando em uma forma de onda da tensão de fase com $2N+1$ níveis. Assim, o conjunto de equações para a estratégia de modulação NLM modificada é mostrado a seguir.

$$\begin{cases} N_p = \text{round}_{0,25} \left(\frac{N}{2} - \frac{V_{ref}}{V_{cc}} \right) \\ N_n = \text{round}_{0,25} \left(\frac{N}{2} + \frac{V_{ref}}{V_{cc}} \right) \end{cases} \quad (4.8)$$

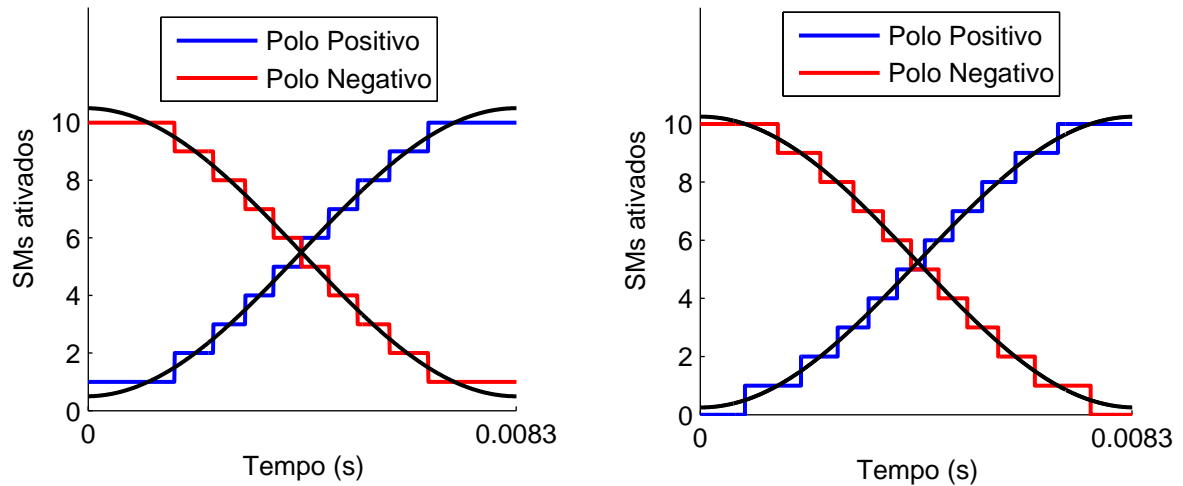
A função $\text{round}_{0,25}(x)$ faz com que o número real x seja arredondado para o número inteiro mais próximo, conforme o fração decimal de x . Se a fração decimal de x é maior que 0,25 arredonda-se o número x para o número inteiro consequente, ligeiramente maior. Por outro lado, caso a fração decimal do número x se mostra inferior à 0,25, descarta-se o valor decimal, mantendo-se o valor inteiro do número x (HU; JIANG, 2015).

Similar à modulação convencional, a estratégia NLM modificada tem como principal característica a simplicidade de implementação. Além disso, em ambos os casos, o polo do conversor é submetido a uma forma de onda com $N+1$ níveis de tensão. Em contrapartida, neste caso, verifica-se uma forma de onda de saída com $2N+1$ níveis de tensão, o que resulta em um sinal de tensão de fase com um conteúdo harmônico menor, quando comparada à estratégia NLM convencional.

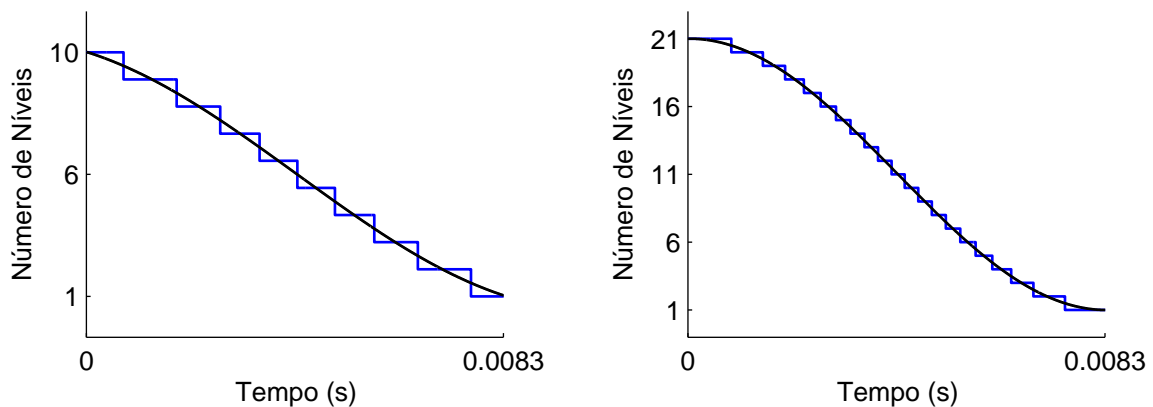
Na estratégia NLM convencional, a inserção dos SMs em cada polo é realizada de forma que o total de SMs por braço resulte sempre em um número par, sendo os instantes de comutação iguais para cada polo. No caso da estratégia NLM modificada, existe uma defasagem na ativação dos SMs entre os polos, o que possibilita instantes onde o total de SMs no braço varie entre números pares e ímpares (HU; JIANG, 2015). A Figura 12

Figura 12 – Cômputo de ativação dos SMs e sinais de referência para a modulação NLM convencional e modificada, para $N=10$.

- (a) Quantidade de SMs ativados em cada polo, NLM convencional. (b) Quantidade de SMs ativados em cada polo, NLM modificada.



- (c) Forma de onda da tensão de saída, NLM convencional. (d) Forma de onda da tensão de saída, NLM modificada.



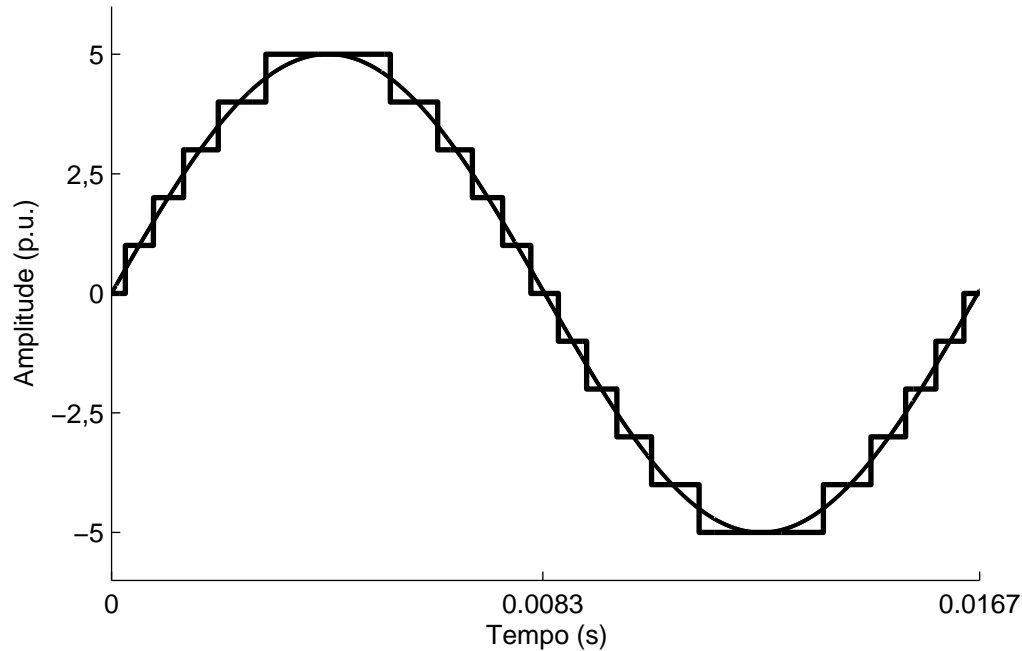
Fonte: (HU; JIANG, 2015).

representa o cômputo do número de SMs ativados nos polos e o total de SMs por braço, gerando a forma de onda de saída, para as estratégias NLM convencional e modificada.

Assim, considerando uma frequência fundamental de 60 Hz e cinco SMs em cada polo, com capacitores pré-carregados de 2 p.u., obtém-se uma forma de onda resultante de onze níveis. A Figura 13 representa o comportamento da forma de onda obtida através da estratégia NLM modificada, juntamente com a forma de onda da tensão de referência, utilizada para a extração da forma de onda modulante do SM comutado em alta frequência.

Através das Figuras 12 e 13 verifica-se que, conforme o aumento do número de níveis da tensão, consegue-se aproximar a forma de onda quase quadrada à forma de onda de referência, o que proporciona uma diminuição no volume dos filtros de saída. Além

Figura 13 – Tensão resultante dos SMs com estratégia de modulação NLM, em baixa frequência de comutação.



Fonte: Desenvolvida pelo autor.

disso, o conteúdo harmônico é consideravelmente menor quando comparado à forma de onda resultante da estratégia NLM convencional.

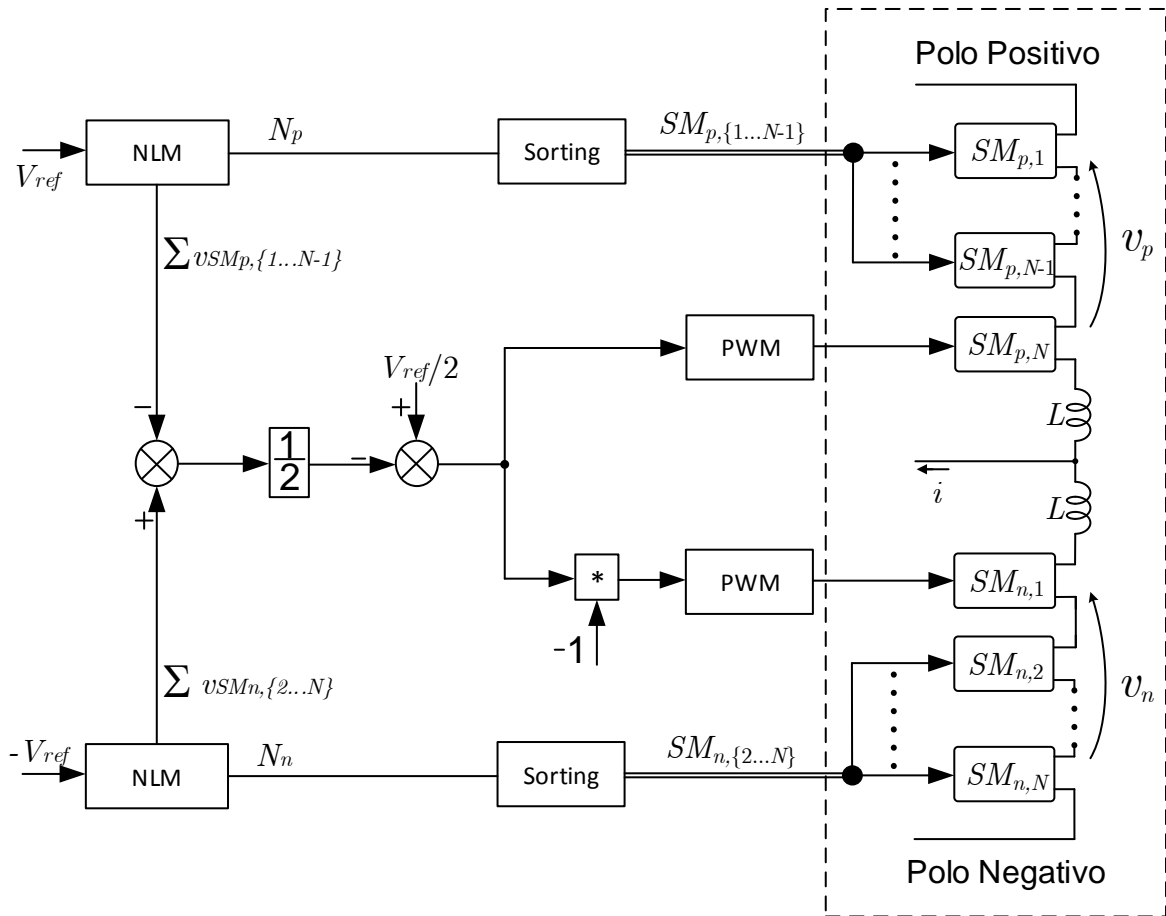
4.3.2 Modulação em Alta Frequência de Comutação

Como apresentada no Capítulo 2, a modulação PWM pode ser utilizada em aplicações de conversores com SMs operados em alta frequência de comutação, frequência esta definida pela frequência do sinal portador. Basicamente, esta estratégia faz a comparação de uma forma de onda modulante, em frequência fundamental, com uma ou várias portadoras de frequências superiores, geralmente múltiplas da fundamental.

O princípio de funcionamento do SM comutado em alta frequência da topologia proposta, leva em consideração um sinal modulante e apenas uma portadora, com defasagem nula entre os polos. Através do sinal de referência para a tensão de fase do conversor e da forma de onda de tensão gerada a partir dos SMs comutados em baixa frequência, define-se a forma de onda modulante para o SM comutado em alta frequência, que é dada através da diferença entre as duas tensões supracitadas. Essa onda modulante é aplicada neste SM com uma defasagem de 180 graus entre os polos positivo e negativo. A Figura 14, demonstra um esquemático das modulações aplicadas ao MMC híbrido proposto neste trabalho.

Conforme o esquema representado na Figura 14, aplica-se uma tensão de referência

Figura 14 – Esquemático da modulação aplicada ao MMC híbrido.



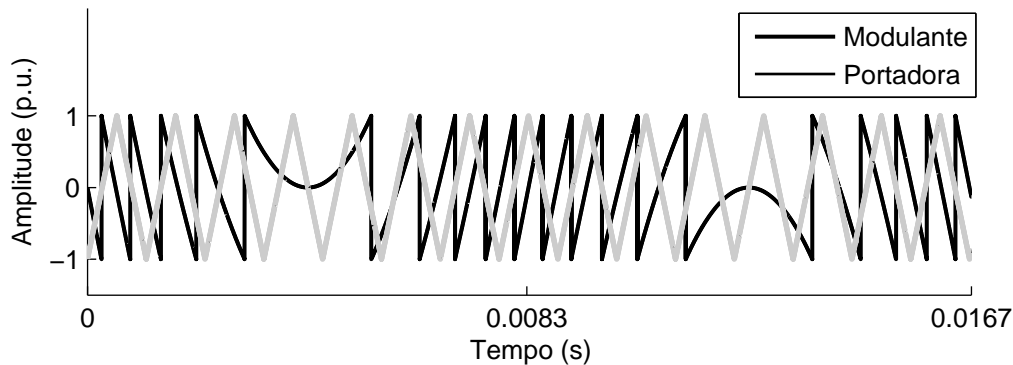
Fonte: Desenvolvida pelo autor.

(V_{ref}), com amplitude igual a soma das tensões dos SMs com modulação NLM, para o cômputo da estratégia NLM, aplicada aos SMs com tensão de 2 p.u.. Esta referência é defasada em 180 graus entre os polos positivo e negativo, como característica da Equação 4.8. Com a tensão gerada pelos SMs de modulação NLM, obtém-se a forma de onda modulante para o SM de modulação PWM, a qual é dada pela diferença entre a tensão de referência ($V_{ref}/2$) e um meio da diferença entre o somatório das tensões do polo negativo e o somatório das tensões do polo positivo, considerados apenas os SMs com modulação NLM.

A partir disso, é possível verificar que a forma de onda da tensão de cada polo do conversor é o resultado entre a soma da forma de onda de tensão sintetizada pelos SMs comutados em baixa frequência, modulação NLM, com a forma de onda obtida do SM comutado em alta frequência, modulação PWM. Assim, é possível sintetizar níveis adjacentes na forma de onda de saída, reduzindo consideravelmente o conteúdo harmônicos e, também, a DF1.

Através da referência normalizada, obtida da diferença entre as formas de onda representadas na Figura 13, em conjunto de uma forma de onda triangular de alta frequência,

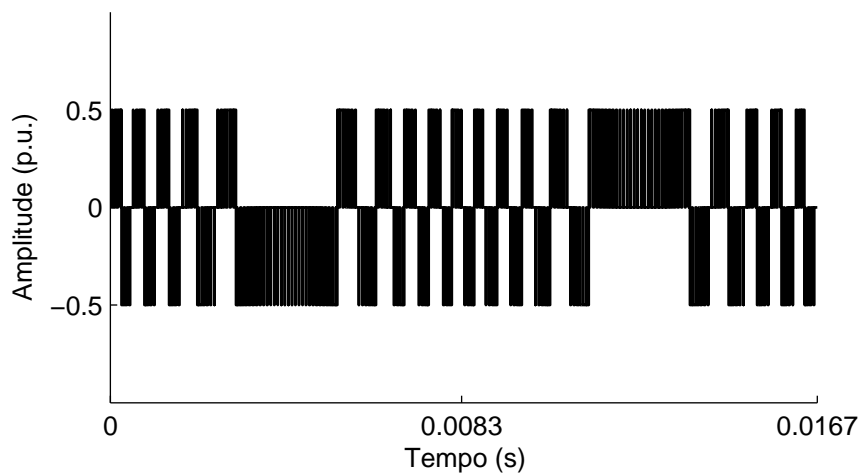
Figura 15 – Modulante e portadora do SM comutado em alta frequência para o polo positivo.



Fonte: Desenvolvida pelo autor.

nomeada portadora, obtém-se os instantes de comutação do SM com modulação PWM. Conforme o princípio de operação da modulação PWM, este SM é ativado nos instantes onde os valores da forma de onda modulante são maiores aos respectivos valores da forma de onda portadora. Na Figura 15 são mostradas a modulante e a portadora do SM comutado em alta frequência do polo positivo.

Figura 16 – Tensão resultante dos SMs com estratégia de modulação PWM, em alta frequência de comutação.



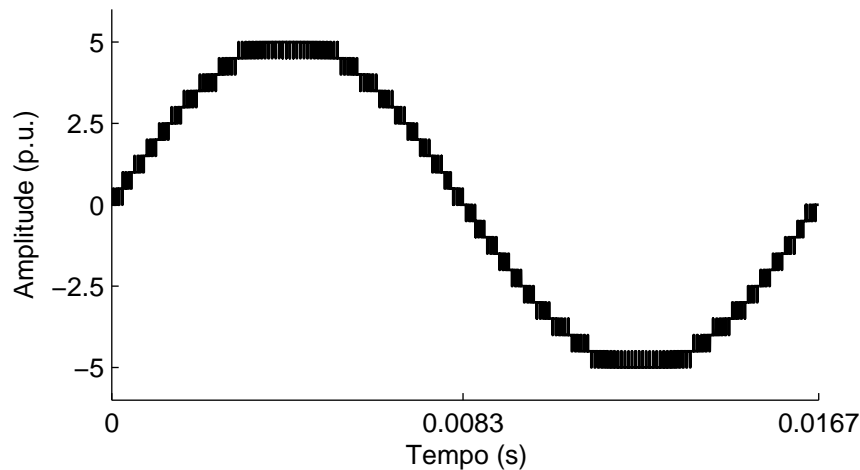
Fonte: Desenvolvida pelo autor.

De forma análoga ao polo positivo, para o polo negativo utiliza-se a mesma forma de onda portadora, porém defasa-se a forma de onda modulante em 180 graus. Assim, na Figura 16 demonstra-se a tensão de saída gerada apenas pelos SMs com modulação PWM, dada pela diferença entre a tensão do polo negativo e a tensão do polo positivo.

A partir da soma entre a tensão gerada pelos SMs com modulação NLM, mostrada na Figura 13, e a tensão gerada pelos SMs com modulação PWM, apresentada na Figura

16, obtém-se a tensão de saída do conversor. Desse modo, a Figura 17 representa a soma das duas etapas anteriores resultando na forma de onda da tensão de saída do conversor, composta por 21 níveis.

Figura 17 – Forma de onda da tensão de saída do MMC híbrido, com 21 níveis.



Fonte: Desenvolvida pelo autor.

4.4 Técnica de Ordenamento das Tensões dos Capacitores (*Sorting*)

O princípio básico da estratégia de modulação aplicada aos SMs que operam em baixa frequência de comutação é determinar a quantidade de SMs que devem ser ativados, em cada um dos polos, dada uma forma de onda de referência e um determinado instante de tempo. Entretanto, esta estratégia não define, especificamente, quais os SMs a serem ativados. Assim, salvos os casos onde o cálculo da estratégia resulta em todos, ou nenhum, SMs ativados, surgem casos redundantes para a seleção de ativação desses SMs.

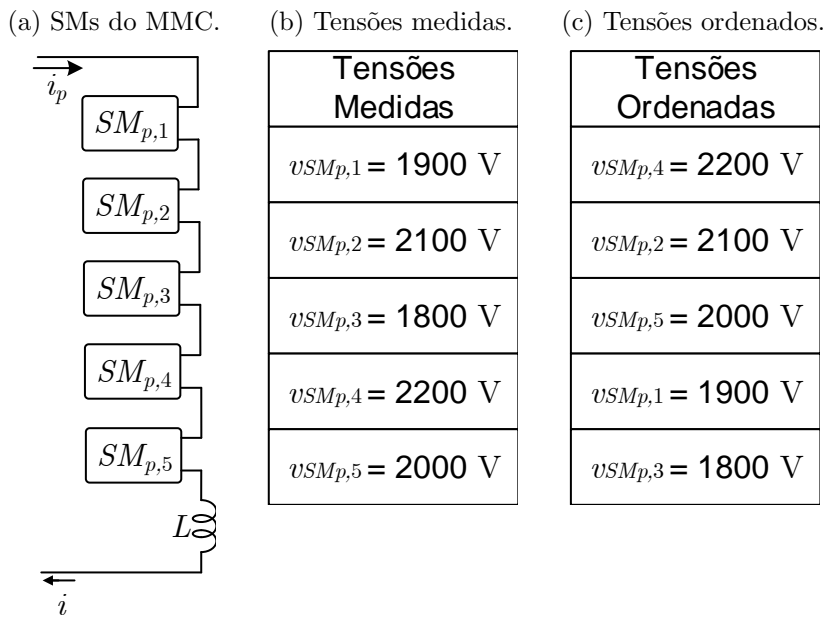
Através da ativação de um SM qualquer, a polaridade da corrente circulante no polo é responsável pela carga ou descarga do respectivo capacitor. Considerando uma corrente positiva no polo, os capacitores dos SMs ativados são carregados, incrementando a tensão dos mesmos. De forma contrária, uma corrente negativa implica na descarga dos capacitores e no decremento da respectiva tensão. A partir disso, a cada período de amostragem, são medidas as correntes dos polos e as tensões dos capacitores, sendo os SMs classificados em ordem decrescente, conforme as tensões dos próprios capacitores, através de um algoritmo de ordenamento.

Assim, pode-se dividir a seleção dos SMs em dois casos distintos, conforme a polaridade da corrente medida em cada polo. Quando a corrente medida é positiva, ou nula, são escolhidos os SMs com os capacitores de valores mais baixos de tensão, a fim de carregá-los. Já quando a polaridade da corrente é negativa, os SMs com os capacitores de

maior tensão são ativados, descarregando os capacitores. Com isso, as tensões de todos os capacitores são balanceadas resultando numa baixa ondulação de tensão nos mesmos.

A Figura 18 mostra um exemplo de atuação do algoritmo de ordenamento aplicado em um MMC composto de cinco SMs ($N=5$) por polo. Vale ressaltar que este algoritmo leva em consideração apenas os SMs comutados em baixa frequência, visto que não há estado redundante para o SM comutado em alta frequência.

Figura 18 – Atuação do algoritmo de ordenamento para o polo positivo do MMC híbrido, com $N=5$.



Fonte: (ROHNER et al., 2010).

Considerando dois SMs ativados no polo positivo ($N_p=2$) e a corrente positiva ($i_p \geq 0$), os SMs a serem ativados devem ser os submódulos $SM_{p,1}$ e $SM_{p,3}$. Como outro exemplo, considerando agora uma corrente com polaridade negativa ($i_p < 0$) e um SM ativado ($N_p=1$) no polo positivo, o submódulo a ser ativado é $SM_{p,4}$.

4.5 Controle de Tensão dos Polos

De forma a garantir o fluxo contínuo de potência entre o barramento CC a carga conectada ao conversor, mostra-se necessário a implementação de uma técnica de controle de tensão nos polos do conversor. Assim, em Fan et al. (2015) é apresentada uma técnica de controle das tensões nos polos de um MMC, onde utiliza-se o conceito de transferência de energia.

Considerando as tensões individuais dos capacitores em cada SM, a energia de cada SM é dada por:

$$W_{SM} = \frac{1}{2} C \cdot v_{SM}^2 \quad (4.9)$$

onde C representa a capacitância do mesmo, dada em Farad (F), e v_{SM} representa a tensão medida do SM.

Através da equação 4.9 pode-se determinar a energia total de cada polo:

$$\begin{cases} W_P = \sum_{k=1}^{N-1} W_{SMp,k} \\ W_N = \sum_{k=1}^{N-1} W_{SMn,k} \end{cases} \quad (4.10)$$

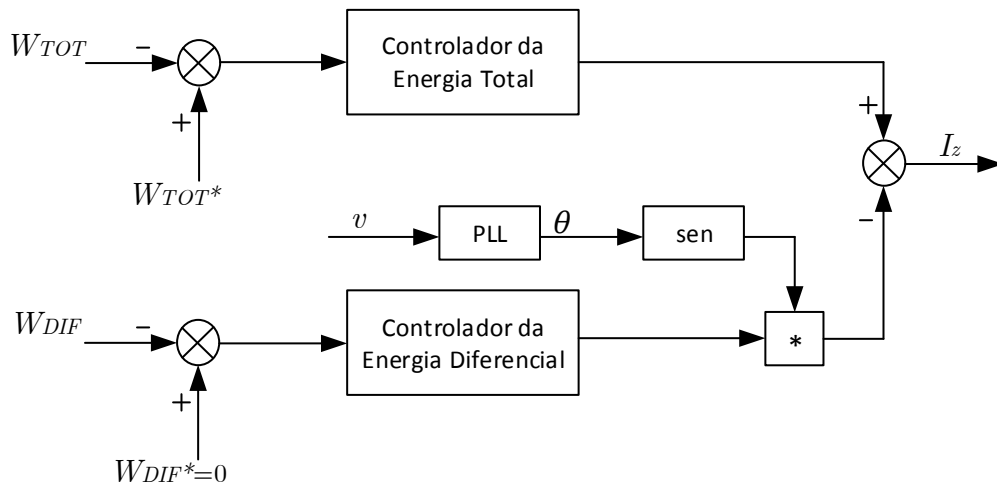
onde k representa a quantidade de SMs por polo, considerando apenas aqueles com modulação NLM.

A partir disso, definem-se os conceitos de energia total e diferencial, dados por:

$$\begin{cases} W_{TOT} = W_P + W_N \\ W_{DIF} = W_P - W_N \end{cases} \quad (4.11)$$

Assim, a Figura 19 demonstra o diagrama de blocos completo, considerando dois controladores do tipo proporcional-integral (PI) para as malhas do controle de energia total e diferencial.

Figura 19 – Diagrama de blocos do controle de tensão dos polos.



Fonte: (FAN et al., 2015).

A partir da Figura 19, verificam-se as entradas nos controladores de Energia Total e Diferencial como sendo a diferença entre as referências e as energias Total e Diferencial medidas, respectivamente. Além disso, o sinal obtido do controlador da Energia Diferencial é multiplicado pelo seno do ângulo da tensão medida na saída do conversor, obtido através de um sistema PLL (*Phase Locked Loop*) (FAN et al., 2015). Assim, a tensão de saída do conversor, v , é escrita por:

$$v = V \text{sen}(\omega t) \quad (4.12)$$

sendo V a amplitude da tensão de saída.

Ademais, as variáveis W_{TOT}^* e W_{DIF}^* são as referências das malhas de controle da energia total e diferencial, respectivamente. Para a energia diferencial, utiliza-se uma referência nula ($W_{DIF}^*=0$), enquanto que a referência para a energia total W_{TOT}^* é dada por:

$$W_{TOT}^* = N.C.v_{SM}^2 \quad (4.13)$$

em que N representa o número de SMs por polo, C o capacitor do SM e v_{SM} a tensão inicial do capacitor pré carregado, no caso 2000 V.

Para o projeto dos controladores, realizado a partir do Lugar Geométrico das Raízes (LGR), foram adotados os seguintes parâmetros de projeto:

Tabela 1 – Parâmetros de projeto dos controladores PI.

Parâmetro	Valor
Tempo de acomodação (T_s)	0,05s
Máxima Ultrapassagem Percentual (MUP)	20%
Planta	1/s
Ganho da Planta (V_{cc})	10k

Fonte: Desenvolvida pelo autor.

Assim, os parâmetros obtidos para os controladores PI são:

$$\begin{cases} k_p = 0,016 \\ k_i = 3,077 \end{cases}$$

4.6 Técnica de Controle da Corrente Interna

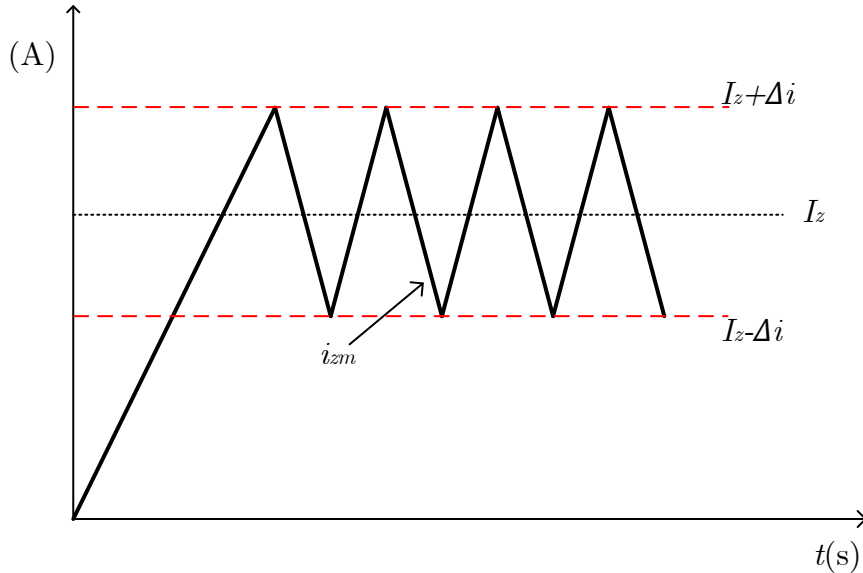
Como vantagem da modulação NLM, verificam-se estados redundantes para a quantidade de SMs ativados, considerando determinados níveis na forma de onda da tensão de saída. Porém, conforme a alteração do número de SMs ativados num polo, varia-se o comportamento da corrente do mesmo. Consequentemente, o comportamento da corrente de saída do conversor também é alterado.

Diante disto, verifica-se a necessidade de um controle de corrente interna, a fim de garantir que os limites construtivos dos dispositivos semicondutores empregados na estrutura do conversor sejam respeitados.

Responsável pelo cálculo da quantidade de SMs ativados num polo, a função arredondamento para a estratégia NLM modificada pode ser realizada considerando o ponto de arredondamento como sendo 0,25 ou 0,75. Através da troca do ponto de arredondamento, varia-se a polaridade da tensão aplicada aos indutores e, consequentemente, a polaridade das correntes internas do conversor. Assim, com um ponto de arredondamento em 0,25, aplica-se uma tensão negativa nos indutores, enquanto que, com um ponto de arredondamento fixado

em 0,75, verifica-se uma tensão positiva nos mesmos. A Figura 20 mostra o comportamento da técnica de controle utilizada.

Figura 20 – Técnica de controle de corrente por histerese.



Fonte: Desenvolvida pelo autor.

Conforme a Figura 20, a referência de corrente I_z , dada pelo diagrama de blocos da Figura 19, é acrescida de um valor de banda (Δi), resultando no limite superior que a corrente interna (i_{zm}) pode admitir para que o ponto de arredondamento da estratégia seja mudado de 0,75 para 0,25. De forma contrária, subtraindo-se o valor da banda de oscilação do valor de referência da corrente I_z , obtém-se o limite inferior, onde muda-se o valor do ponto de arredondamento de 0,25 para 0,75, quando a corrente interna é igual ou menor que o respectivo limite.

Assim, a corrente interna a ser controlada é dada por:

$$i_{zm} = \frac{i_p + i_n}{2} \quad (4.14)$$

em que i_p e i_n são as correntes medidas nos polos positivo e negativo, respectivamente.

Responsável pelos limites de atuação da técnica de controle por histerese, o valor de Δi é diretamente proporcional à ondulação de corrente i_{zm} . Porém, para um ajuste fino desta ondulação, verifica-se um aumento na frequência de troca do ponto de arredondamento da estratégia NLM. Consequentemente, o número de comutações dos dispositivos semicondutores dos SMs com modulação NLM também é ampliado.

A fim de limitar a oscilação da referência de corrente I_z , onde verifica-se a presença de segunda e quarta harmônicas, utiliza-se um filtro rejeita faixa com frequência de corte centrada em 120 Hz e largura de banda de 40 Hz. Desta forma, com a utilização do filtro, obtém-se uma ondulação da corrente controlada menor àquela obtida sem a aplicação do mesmo.

4.7 Considerações Finais do Capítulo

Neste capítulo abordou-se o desenvolvimento teórico referente ao princípio de funcionamento do conversor proposto, a fim de demonstrar todos os conceitos utilizados para a obtenção dos resultados de simulação. Conforme exposto, o MMC híbrido pode ser dividido em duas etapas de operação distintas, conforme a frequência de comutação dos dispositivos semicondutores empregados na estrutura do mesmo. Além disso, através da estratégia NLM modificada, obtém-se uma forma de onda de tensão de saída com $4(N-1)+1$ níveis, diminuindo consideravelmente o volume dos filtros de saída do conversor.

Responsável pelo balanço das tensões dos capacitores dos SMs comutados em baixa frequência, a técnica de ordenamento destas tensões desenvolvida faz o uso de um algoritmo de ordenamento, cujo objetivo é selecionar os SMs com menor tensão quando a corrente do polo é positiva e os SMs com maior tensão quando a corrente do polo é negativa, ativando-os conforme o cômputo da estratégia NLM modificada.

Por fim, de grande importância para a correta operação do conversor, apresentaram-se as técnicas de controle das tensões nos polos, através do conceito de transferência de energia, e a técnica de controle das correntes internas, a qual foi desenvolvida a partir de um controlador por histerese.

5 RESULTADOS

5.1 Considerações Iniciais

No presente capítulo são apresentados os principais resultados da topologia proposta, obtidos através de simulações no software PSIM®. Com o intuito de validação do trabalho realizado, demonstram-se as atuações das técnicas de controle desenvolvidas, bem como os comportamentos das variáveis de tensão e corrente do conversor.

5.2 Resultados de Simulação

Para a realização do estudo da proposta do MMC híbrido mostrado na Figura 11, definiram-se os parâmetros de simulação, conforme expostos na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros de simulação.

Descrição	Valor
Tensão do Barramento CC (V_{cc})	11 kV
Capacitância dos SMs (C)	4 mF
Indutância de cada polo (L)	15 mH
Índice de Modulação (m_a)	0,95
Frequência da portadora - SM PWM	9 kHz
Frequência de operação - SMs NLM	60 Hz
Carga de Saída	5 Ω
Frequência de Amostragem - <i>Sorting</i>	1 kHz
Frequência de Amostragem - Controle de Corrente	10 kHz
Passo de Simulação	1x10 ⁻⁵ s

Fonte: Desenvolvida pelo autor.

Para a análise dos resultados, considerou-se um índice de modulação igual a 0,95, a fim de se obter uma forma de onda com 21 níveis, sendo que o mesmo varia conforme mudança no valor de m_a . Assim, a partir da especificação dos parâmetros, pode-se analisar os resultados obtidos com a simulação do conversor através do software PSIM®.

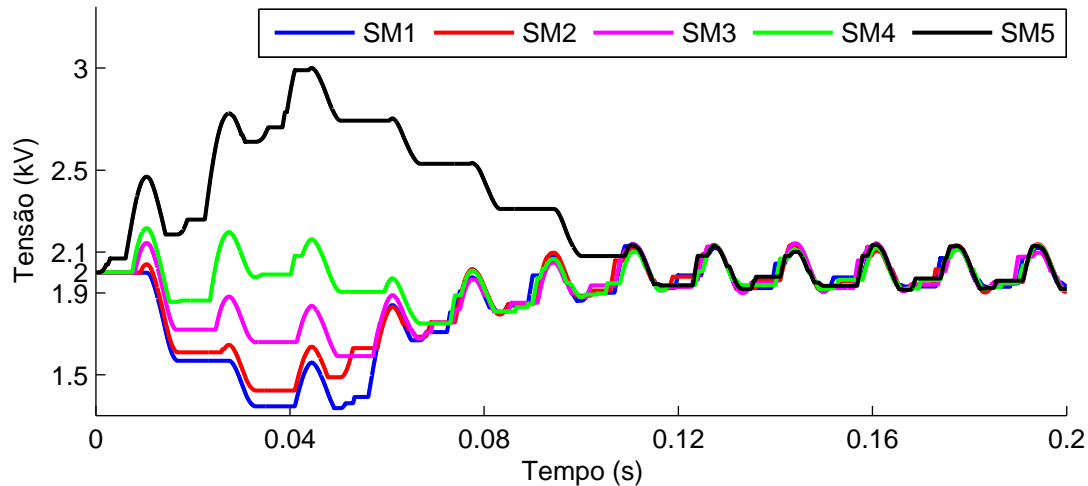
5.2.1 Tensões dos Capacitores dos SMs

Como apresentada, a técnica de ordenamento das tensões dos capacitores dos SMs é responsável pela escolha dos SMs a serem ativados nos instantes de redundância da estratégia NLM modificada. Para visualizar sua importância, a Figura 21 demonstra o comportamento das tensões dos capacitores do polo positivo, considerando duas etapas:

- 1ª Etapa de 0 à 0,04s: técnica de controle desativada;

- 2ª Etapa de 0,04 à 0,2s: técnica de controle ativada.

Figura 21 – Comportamento das tensões dos capacitores dos SMs NLM do polo positivo.



Fonte: Desenvolvida pelo autor.

Através da Figura 21 verifica-se, que sem a atuação da técnica de ordenamento, ocorre um desequilíbrio de tensão entre os SMs do conversor, podendo ocasionar distorções na forma de onda da tensão de saída do MMC. Assim, considerando os capacitores pré carregados com uma tensão de 2 kV e uma frequência de amostragem igual a 10 kHz, obtém-se uma ondulação de tensão nos capacitores dos SMs de aproximadamente 10%.

5.2.2 Correntes Internas Controladas

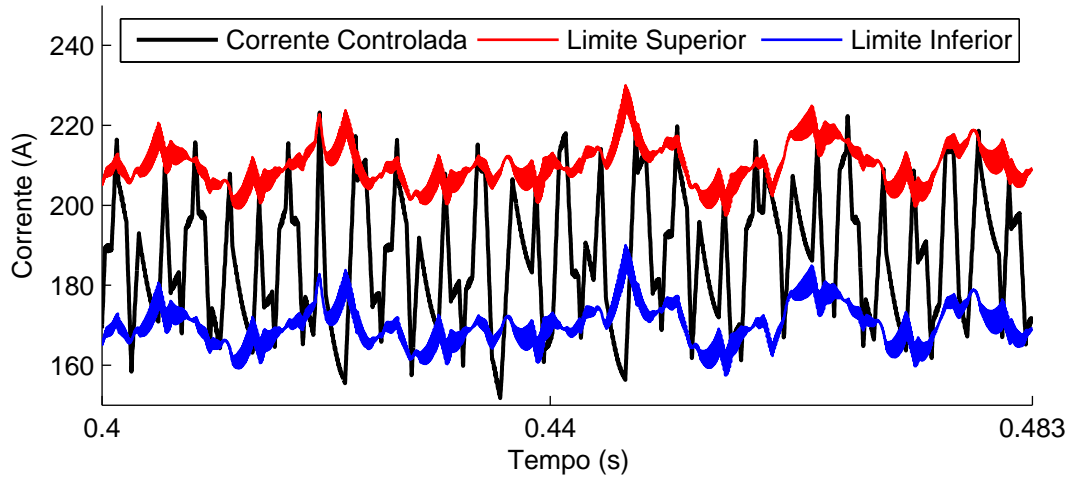
Conforme característica da modulação NLM aplicada aos SMs de baixa frequência de comutação, pode-se variar a polaridade da tensão aplicada aos indutores do MMC através da troca do ponto de arredondamento das equações responsáveis pelo cômputo dos SMs ativados em cada polo. Associada a isto, a técnica de controle por histerese é responsável pelos instantes da troca do ponto de arredondamento da modulação NLM, onde são utilizados os valores de 0,25 e 0,75.

A Figura 22 representa o comportamento da corrente interna do MMC e a respectiva atuação da técnica de controle por histerese, mostrando cinco ciclos da frequência fundamental. Para isso, considera-se a simulação em regime permanente e uma frequência de amostragem dez vezes maior que o passo de simulação.

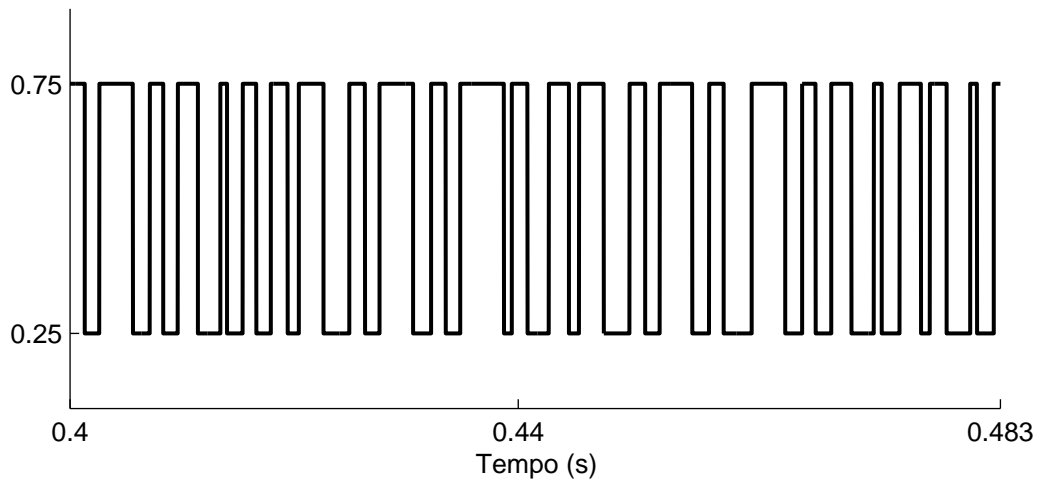
Conforme a Figura 22, nos instantes onde a corrente interna ultrapassa o limite superior, muda-se o ponto de arredondamento de 0,75 para 0,25, a fim de diminuir a mesma. De forma contrária, quando a corrente interna atinge o limite inferior, substitui-se o ponto de arredondamento de 0,25 para 0,75, incrementando-se a corrente. Com isso, para

Figura 22 – Atuação da técnica de controle de corrente por histerese.

(a) Limites do controle por histerese e comportamento da corrente interna.



(b) Pontos de arredondamento da modulação NLM.



Fonte: Desenvolvidas pelo autor.

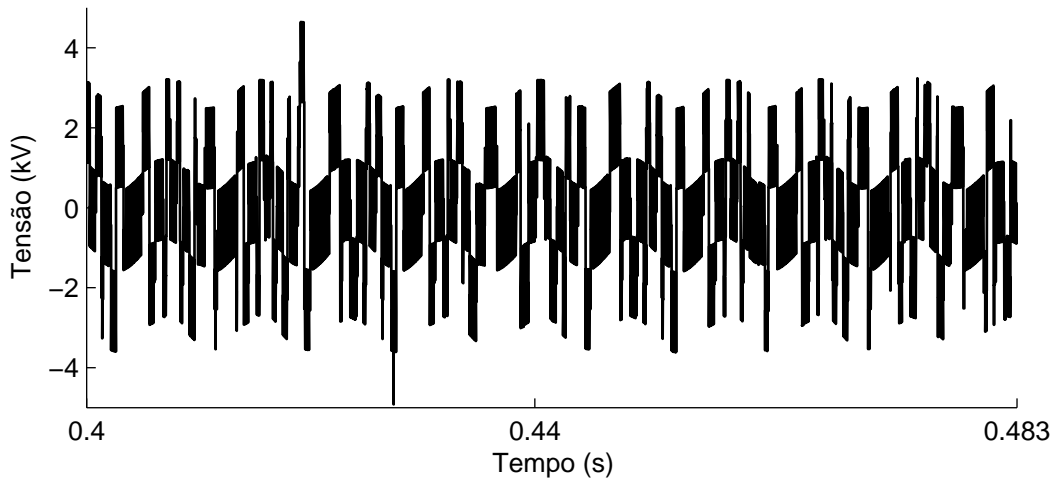
uma frequência de amostragem de 10 kHz, obtém-se um valor médio para a corrente i_{zm} de 185 A, aproximadamente.

5.2.2.1 Tensão nos indutores

Conforme as etapas de operação do conversor, verificam-se instantes onde o somatório das tensões dos SMs ativados no braço do conversor é diferente da tensão do barramento CC, fazendo com que seja aplicada uma tensão nos indutores, como mostra a Equação (4.1). A Figura 23 demonstra o comportamento em regime da tensão aplicada aos indutores do MMC híbrido.

Através da Figura 23 verifica-se uma oscilação da tensão nos indutores em torno de valores positivos e negativos, conforme o somatório da tensão nos polos do conversor.

Figura 23 – Comportamento da tensão sobre os indutores do braço do MMC híbrido.



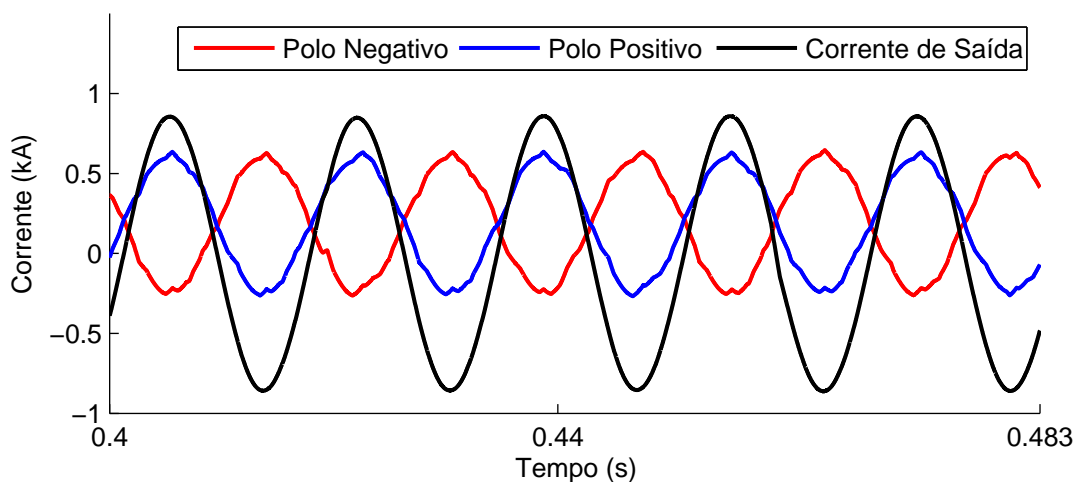
Fonte: Desenvolvida pelo autor.

Essa variação se deve à atuação da técnica de controle de corrente, onde é variado o ponto de arredondamento da modulação NLM. Assim, o valor médio da tensão aplicada aos indutores gira em torno de 15 V, sendo próximo de zero, conforme característica apresentada anteriormente.

5.2.2.2 Correntes nos Polos e de Saída

Na Figura 24 são mostradas as correntes nos polos do conversor e a corrente de saída, dada pela diferença entre a corrente do polo positivo e a corrente do polo negativo.

Figura 24 – Comportamento das correntes nos polos e na saída do conversor.



Fonte: Desenvolvida pelo autor.

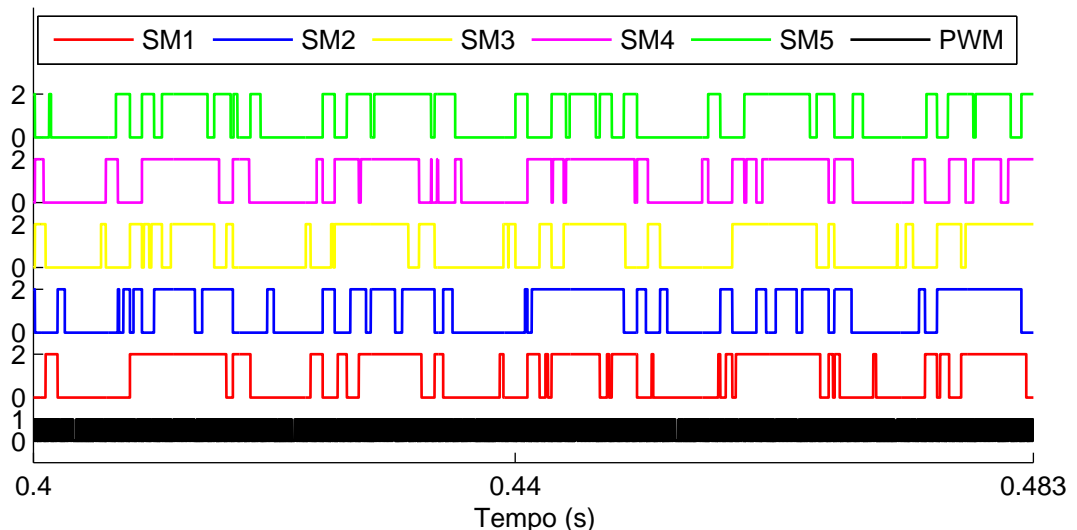
Através da Figura 24, para as correntes dos polos, verificam-se valores cujas

amplitudes chegam a 630 A. Já para a corrente de saída, os valores máximos chegam a 860 A. Com a implementação da técnica de controle por histerese, verifica-se que o comportamento da corrente se mantém constante, em regime permanente.

5.2.2.3 Operação dos SMs no Polo Positivo

A fim de comprovar a frequência de operação dos SMs de um polo, com estratégias de modulação distintas, a Figura 25 representa os instantes de comutação de todos os SMs do polo positivo, considerando cinco ciclos da forma de onda de tensão de saída, em regime. Para isso, os SMs com modulação NLM são representados pelos valores de 0 (SM desativado) e 2 p.u. (SM ativado), enquanto que o SM de modulação PWM é caracterizado com os valores de 0 (SM desativado) e 1 p.u. (SM ativado).

Figura 25 – Comutações dos SMs do polo positivo.



Fonte: Desenvolvida pelo autor.

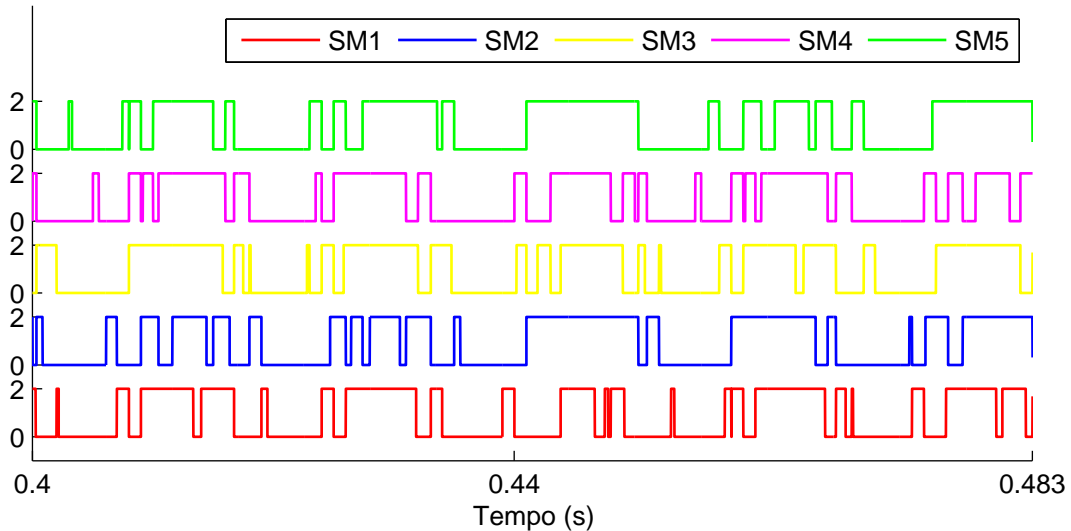
Conforme a Figura 25, verificam-se, em média, nove a dez comutações para os SMs operados em baixa frequência de comutação, com modulação NLM. Já para o SM que opera em alta frequência, o número de comutações do mesmo se mostra elevado justamente pela frequência da portadora da modulação PWM.

5.2.2.4 Comutações dos SMs para Diferentes Taxas de Amostragem

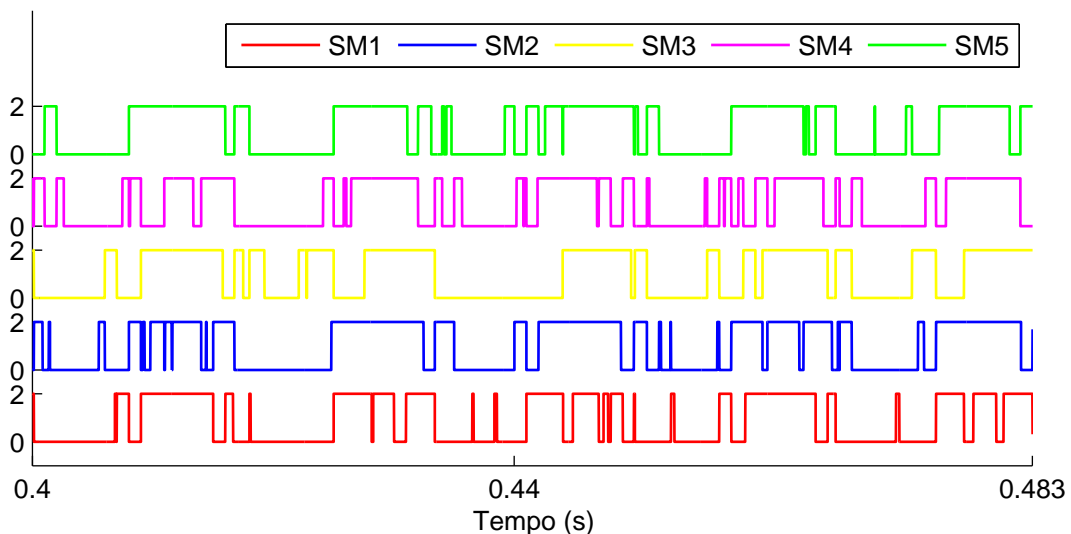
Como apresentado, para uma taxa de amostragem de 10 kHz, obtém-se nove a dez comutações por ciclo, para cada SM com modulação NLM. À medida que a taxa de amostragem da técnica de controle de corrente é alterada, verifica-se uma variação na quantidade de comutações dos SMs com modulação NLM. A partir disso, a Figura 26 mostra o comportamento dos SMs de baixa frequência de comutação, para taxas de amostragem de 2 e 20 kHz, considerando cinco ciclos de fundamental.

Figura 26 – Comportamento dos SMs de modulação NLM conforme a taxa de amostragem da técnica de controle de corrente.

(a) Taxa de amostragem de 2 kHz.



(b) Taxa de amostragem de 20 kHz.



Fonte: Desenvolvidas pelo autor.

Considerando-se o valor 2 para o SM ativado e o valor 0 como desativado, cada mudança entre estes representa uma comutação dos dispositivos semicondutores para cada SM. Assim, de acordo com a Figura 26a, para uma taxa de amostragem de 2 kHz, observa-se uma média de sete a oito comutações por ciclo de fundamental. Já para uma taxa de amostragem de 20 kHz, a média de comutações por ciclo resulta entre dez a onze comutações dos dispositivos semicondutores.

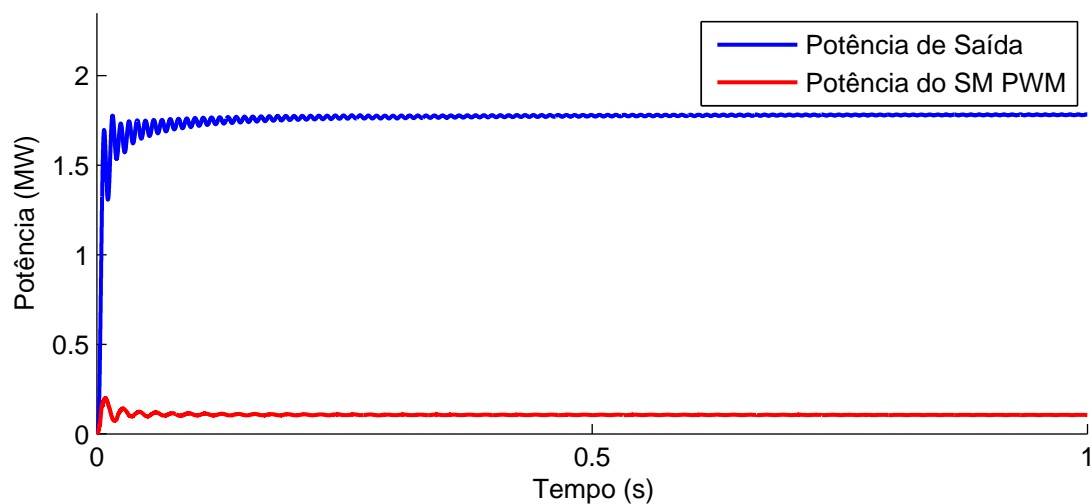
Assim como a variação da taxa de amostragem da técnica de controle da corrente interna interfere no número de comutações dos dispositivos semicondutores, uma alteração

na taxa de amostragem da técnica de ordenamento das tensões dos capacitores também influencia na quantidade de comutações destes dispositivos. De forma geral, quanto maior é a taxa de amostragem de ambas as técnicas de controle, mais alto é o número de comutações, por ciclo de fundamental, dos dispositivos semicondutores dos SMs com modulação NLM do MMC.

5.2.3 Potência Processada pelo SM PWM

Com o objetivo de relacionar a potência processada pelo submódulo de alta frequência de comutação com a potência de saída do conversor, a Figura 27 mostra o comportamento de ambas, considerando a topologia proposta com cinco SMs operados em baixa frequência de comutação.

Figura 27 – Potência processada pelo SM PWM e potência de saída, para topologia com cinco SMs com modulação NLM.



Fonte: Desenvolvida pelo autor.

Conforme a Figura 27, verifica-se uma potência média processada pelo SM com modulação PWM de, aproximadamente, 100 kW, enquanto que a potência média de saída gira em torno de 1,8 MW, o que mostra uma relação percentual de quase 6%.

5.2.3.1 Comparativo Geral da Topologia Proposta

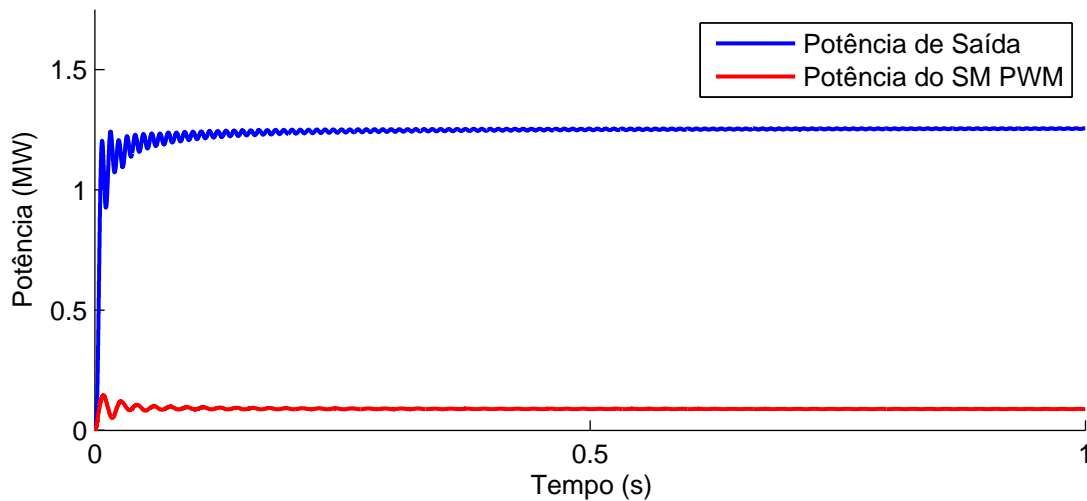
Partindo do princípio de que a topologia de MMC híbrido proposta pode ser expandida em termos de número de níveis através do aumento do número de SMs com modulação NLM, pode-se realizar uma análise da potência processada do SM com modulação PWM para diferentes quantidades de SMs implementados. A partir disso, a Figura 28 mostra um comparativo entre a potência média processada pelo SM com modulação PWM em relação

à potência média de saída, para configurações com três e quatro SMs com modulação NLM, operados em baixa frequência de comutação.

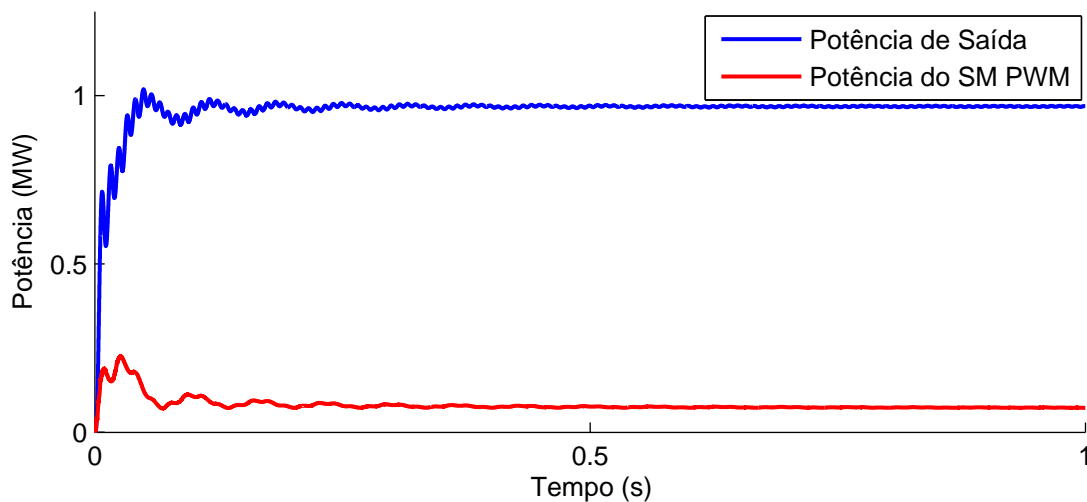
Através da Figura 28a, observa-se uma potência processada pelo SM de modulação PWM de 90 kW, aproximadamente. Já a potência de saída resultante se aproxima de 1,25 MW. Isto representa uma relação percentual próxima de 7,2%, considerando quatro SMs operados em baixa frequência de comutação.

Figura 28 – Comparativo da potência processada pelo SM com modulação PWM em relação à potência de saída para estruturas com quatro (a) e três (b) SMs com modulação NLM.

(a) Potência processada pelo SM PWM e potência de saída, para topologia com quatro SMs NLM..



(b) Potência processada pelo SM PWM e potência de saída, para topologia com três SMs NLM..



Fonte: Desenvolvidas pelo autor.

De forma análoga, na Figura 28b, considerando três SMs com modulação NLM, a potência processada pelo SM com modulação PWM é de, aproximadamente, 75 kW,

enquanto que a potência de saída se dá em torno de 0,98 MW. Neste caso, a relação entre a potência processada pelo SM de modulação PWM e a potência de saída gira em torno de 7,7%.

Deste modo, pode-se concluir que, através do aumento do número de SMs na estrutura do MMC híbrido, aumenta-se a potência processada pelo SM com modulação PWM, operado em alta frequência de comutação. Porém, a relação percentual entre a potência processada por este SM com a potência de saída é diminuída conforme o número de SMs na estrutura do conversor é incrementado.

5.3 Considerações Finais do Capítulo

Neste capítulo demonstraram-se os resultados obtidos através da simulação da topologia com auxílio do software PSIM[®], além da atuação das técnicas de controle desenvolvidas para o conversor. Além disso, demonstrou-se a influência da taxa de amostragem, das respectivas técnicas de controle, no número de comutações dos dispositivos semicondutores dos submódulos operados pela modulação NLM.

Como forma de demonstrar a atuação da técnica de ordenamento das tensões dos capacitores, mostrou-se a operação do conversor com a mesma desativada, onde verificou-se um desequilíbrio nas tensões dos respectivos capacitores. Já no instante de ativação da técnica, as tensões tendem a se equilibrarem, resultando numa ondulação de tensão de, aproximadamente, 10%, em regime permanente.

Em relação à influência da taxa de amostragem no aumento de comutações dos SMs operados em baixa frequência, verificou-se, através da técnica de controle da corrente interna do conversor, que conforme o aumento da taxa de amostragem, eleva-se o número de comutações dos dispositivos semicondutores destes SMs. O mesmo se aplica à técnica de ordenamento das tensões dos capacitores dos respectivos SMs.

Por fim, um estudo mostrando a potência processada pelo SM com modulação PWM foi realizado para diferentes números de SMs com modulação NLM. Com isso, verificou-se que a relação percentual entre a potência processada pelo SM com modulação PWM e a potência de saída do conversor tende a ser levemente reduzida, conforme o aumento do número de SMs com modulação NLM.

6 CONCLUSÃO

Neste trabalho de conclusão de curso foi proposta uma topologia de conversor multinível modular (MMC) híbrido com estratégias de modulação e tensões de submódulos (SMs) distintas. Como principal característica da topologia apresentada, o aumento do número de níveis da forma de onda da tensão de saída, comparado às topologias convencionais de MMCs, se mostra atrativo em termos de conteúdo harmônico da tensão de saída e, conseqüentemente, filtros de saída menos volumosos. Além disso, devido à associação de SMs com capacitores de diferentes tensões, a utilização de dispositivos semicondutores com tensão de bloqueio menor também é uma característica vantajosa da topologia proposta.

Através da comparação da topologia proposta em relação à topologia convencional, de baixa frequência de comutação, verificou-se que, através da forma de onda da topologia híbrida, com nove níveis, obtém-se um conteúdo harmônico menor àquele gerado pela topologia convencional de modulação NLM. Conforme exposto, comparam-se as taxas de DF1 de ambas, onde a topologia híbrida resultou em uma distorção de 1,1759% em relação aos 2,0353% da topologia convencional. Para a comparação entre a topologia híbrida com a topologia convencional de alta frequência de comutação, verifica-se um número de comutações menor dos dispositivos semicondutores, representando valores menores de perdas por comutações para a topologia híbrida.

Como característica do MMC, onde se utiliza um único barramento CC, divide-se igualmente a tensão do mesmo entre todos os SMs de um polo. Verifica-se, então, a necessidade de isolamento do SM com modulação PWM, de alta frequência de comutação, alimentando de forma isolada do barramento CC. De forma geral, a topologia proposta pode ser expandida através do aumento dos SMs de modulação com baixa frequência de comutação, mantendo-se apenas um SM com modulação PWM, em alta frequência de comutação.

Por meio dos resultados obtidos, observa-se a importância da atuação das técnicas de controle para a correta operação do conversor. No caso das tensões dos capacitores dos SMs de modulação NLM, nota-se que os mesmos tendem a sofrer um desequilíbrio de tensão sem a atuação da técnica, o que pode acarretar em distorções na forma de onda da tensão de saída do conversor. Através da atuação da técnica de ordenamento, com uma taxa de amostragem de 1 kHz, têm-se um equilíbrio destas tensões, resultando em uma ondulação de, aproximadamente, 10%.

A técnica de controle da corrente interna do conversor, realizada a partir de um controlador por histerese, é executada a partir de uma taxa de amostragem de 10 kHz. Neste sentido, conforme a troca do ponto de arredondamento da estratégia NLM, verifica-se uma tensão média quase nula sobre os indutores do braço e um número de comutações dos dispositivos semicondutores dos respectivos SMs de nove a dez comutações por ciclo da

fundamental, caracterizando-os como SMs operados com baixa frequência de comutação.

Dentro deste contexto, para variadas taxas de amostragem, verifica-se uma alteração no número de comutação dos interruptores dos SMs com modulação NLM. De forma geral, tanto para a técnica de ordenamento das tensões dos capacitores quanto para a técnica de controle da corrente interna do conversor, a frequência de comutação dos SMs com modulação NLM registra um ligeiro aumento para um incremento na taxa de amostragem. Por fim verificou-se que, conforme um ajuste mais fino do valor de Δi do controlador por histerese, também aumenta-se o número de comutações dos dispositivos semicondutores interruptores destes SMs.

Em termos de potência processada pelo SM com modulação PWM, operado em alta frequência de comutação, em relação à potência média de saída, observou-se que conforme o aumento da tensão do barramento CC, conseqüente do aumento do número de SMs com modulação NLM, elevam-se os níveis de potência processada deste SM PWM. Todavia, a relação percentual entre ambos, SM com modulação PWM e potência de saída, é diminuída à medida que o número de SMs na estrutura do conversor é incrementado.

Portanto, é importante ressaltar que, apesar da necessidade de se isolar o SM de menor tensão, operado por modulação NLM, dos demais, a topologia de conversor multinível modular híbrido proposta apresenta vantagens importantes em relação a número de níveis, se mostrando como uma boa alternativa em aplicações da área de eletrônica de potência.

6.1 Sugestões para Trabalhos Futuros

Como sugestões para trabalhos futuros seguem as seguintes:

- Projeto dos dispositivos de potência do conversor, conforme a potência de saída, bem como o projeto de um filtro de saída;
- Estudo acerca de uma topologia com diferentes topologias de submódulos, como por exemplo a associação de SMs meia-ponte com SMs ponte-completa;
- Implementação prática do conversor a fim de validar a proposta do presente trabalho;
- Estudo de uma estratégia de modulação capaz de minimizar as taxas de THD a fim de respeitar normativas de conexão com a rede.

REFERÊNCIAS

- AGELIDIS, V. G.; BALOUKTSIS, A. I.; COSSAR, C. On attaining the multiple solutions of selective harmonic elimination pwm three-level waveforms through function minimization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 3, p. 996–1004, March 2008. ISSN 0278-0046. Citado na página 35.
- ANTONOPOULOS, A. et al. Modular multilevel converter ac motor drives with constant torque from zero to nominal speed. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 3, p. 1982–1993, May 2014. ISSN 0093-9994. Citado na página 26.
- BARBI, I. *Eletronica de potencia: projetos de fontes chaveadas*. [S.l.]: Ed. do autor, 2001. v. 6. Citado na página 32.
- CÚNICO, L. M. *Estudo do Conversor Modular Multinível*. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2013. Citado na página 25.
- DING, K. et al. A novel hybrid diode-clamp cascade multilevel converter for high power application. In: *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 820–827 vol.2. ISSN 0197-2618. Citado na página 33.
- FAGUNDES, J. *Análise da Operação e Controle de um Conversor Mutlinível Modular Híbrido*. 2016. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharel em Engenharia Elétrica), UNIPAMPA (Universidade Federal do Pampa), Alegrete, Brasil. Citado na página 27.
- FAN, S. et al. An improved control system for modular multilevel converters with new modulation strategy and voltage balancing control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 358–371, Jan 2015. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 56 e 57.
- FRANQUELO, L. G. et al. The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 2, n. 2, p. 28–39, June 2008. ISSN 1932-4529. Citado na página 34.
- HAGIWARA, M.; MAEDA, R.; AKAGI, H. Negative-sequence reactive-power control by a pwm statcom based on a modular multilevel cascade converter (mmcc-sdbc). *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 48, n. 2, p. 720–729, March 2012. ISSN 0093-9994. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 31.
- HAN, J. et al. A hybrid cascade asymmetrical multilevel converter for high power applications. In: *2009 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 489–493. ISSN 2163-5137. Citado na página 33.
- HU, P.; JIANG, D. A level-increased nearest level modulation method for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 4, p. 1836–1842, April 2015. ISSN 0885-8993. Citado 4 vezes nas páginas 26, 36, 50 e 51.
- ILVES, K. et al. Predictive sorting algorithm for modular multilevel converters minimizing the spread in the submodule capacitor voltages. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 440–449, Jan 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 37.

- LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In: *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, [S.l.: s.n.], 2003. v. 3, p. 6 pp. Vol.3-. Citado 4 vezes nas páginas 26, 27, 31 e 33.
- LI, L. et al. Multilevel selective harmonic elimination pwm technique in series-connected voltage inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 1, p. 160–170, Jan 2000. ISSN 0093-9994. Citado na página 35.
- LONG, Y. et al. A hybrid modulation method for improved modular multilevel converter applied for power quality compensation in medium voltage. In: *2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 789–793. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 40.
- MANJREKAR, M. D.; STEIMER, P. K.; LIPO, T. A. Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 3, p. 834–841, May 2000. ISSN 0093-9994. Citado na página 27.
- MARQUARDT, R. A new modular voltage source inverter topology. In: *Conf. Rec. EPE 2003*. [S.l.: s.n.], 2003. Citado na página 33.
- MARQUARDT, R. Modular multilevel converter: An universal concept for hvdc-networks and extended dc-bus-applications. In: *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 502–507. Citado na página 32.
- MARQUARDT, R.; LESNICAR, A. New concept for high voltage modular multilevel converter. *PESC 2004 Conference in Aachen*, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 33.
- MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Multicarrier pwm strategies for multilevel inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 858–867, Aug 2002. ISSN 0278-0046. Citado na página 37.
- PATEL, H. S.; HOFT, R. G. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part i—harmonic elimination. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-9, n. 3, p. 310–317, May 1973. ISSN 0093-9994. Citado na página 34.
- PAUCAR, B. C. *Sistema HVDC Baseado em Conversores Multinível Modulares*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2014. Citado na página 26.
- PEREZ, M. A. et al. Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 4–17, Jan 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 33.
- PIROUZ, H. M.; BINA, M. T. Extended modular multilevel converters suitable for medium-voltage and large-current statcom applications. In: *2010 Conference Proceedings IPEC*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 487–492. ISSN 1947-1262. Citado na página 39.
- PIROUZ, H. M.; BINA, M. T. A transformerless medium-voltage statcom topology based on extended modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 5, p. 1534–1545, May 2011. ISSN 0885-8993. Citado na página 31.

- RECH, C. *Análise, Projeto e Desenvolvimento de Sistemas Multiníveis Híbridos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2005. Citado 4 vezes nas páginas 33, 35, 38 e 47.
- RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 724–738, Aug 2002. ISSN 0278-0046. Citado na página 31.
- ROHNER, S. et al. Modulation, losses, and semiconductor requirements of modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2633–2642, Aug 2010. ISSN 0278-0046. Citado na página 56.
- SILVA, G. S. *Estudo e Desenvolvimento de uma Fonte CA de Potência Híbrida Baseada em Conversor Multinível Modular*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2013. Citado 6 vezes nas páginas 31, 32, 36, 37, 39 e 41.
- SUH, B.-S. et al. Multilevel power conversion - an overview of topologies and modulation strategies. In: *Proceedings of the 6th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 2, p. AD–11–AD–24. Citado na página 36.
- WANG, J. et al. A hybrid modular multilevel converter topology with an improved nearest level modulation method. *JOURNAL OF POWER ELECTRONICS, KOREAN INST POWER ELECTRONICS RM 408, KOREA SCIENCE & TECHNOLOGY BLDG, 635-4, YEOKSAM-DONG, KANGNAM-GU, SEOUL, 135-703, SOUTH KOREA*, v. 17, n. 1, p. 96–105, 2017. Citado na página 33.
- WANG, K. et al. Fundamental frequency sorting strategy for capacitor voltage balance of modular multilevel converters with phase disposition pwm. In: *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1450–1455. Citado na página 37.
- ZENG, R. et al. Design and operation of a hybrid modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 3, p. 1137–1146, March 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 33.