

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA
UNIPAMPA**

JULIANO DA SILVA FAGUNDES

**ANÁLISE DA OPERAÇÃO E CONTROLE DE UM CONVERSOR MULTINÍVEL
MODULAR HÍBRIDO**

**ALEGRETE
2016**

JULIANO DA SILVA FAGUNDES

**ANÁLISE DA OPERAÇÃO E CONTROLE DE UM CONVERSOR MULTINÍVEL
MODULAR HÍBRIDO**

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

Orientador: Prof. Me. Guilherme Sebastião da Silva

**ALEGRETE
2016**

JULIANO DA SILVA FAGUNDES

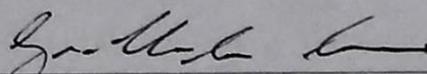
ANÁLISE DA OPERAÇÃO E CONTROLE DE UM CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR HÍBRIDO

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

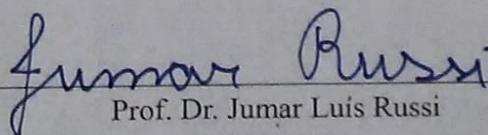
Área de Concentração: Eletrônica de Potência

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 5 de dezembro de 2016.

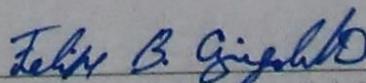
Banca examinadora:



Prof. Me. Guilherme Sebastião da Silva
Orientador



Prof. Dr. Jumar Luis Russi
UNIPAMPA



Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto
UNIPAMPA

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).

F156a Fagundes, Juliano
Análise Da Operação E Controle De Um Conversor Multinível
Modular Híbrido / Juliano Fagundes.
73 p.
Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação)-- Universidade
Federal do Pampa, ENGENHARIA ELÉTRICA, 2016.
"Orientação: Guilherme da Silva".
1. Conversores Multiníveis Híbridos. 2. Conversor
Multinível Modular. I. Título.

AGRADECIMENTOS

Inicialmente agradeço meus pais, Nereu e Eva, por sempre me apoiarem e me incentivarem a seguir meu caminho e meus sonhos, dando suporte emocional, rezando, torcendo e lidando com a saudade de cada dia. Agradeço meus irmãos, Elisandro e Evandro (in memoriam), minha cunhada, minha sobrinha, e demais familiares, que sempre torceram e estavam presentes em todos os momentos importantes da minha vida. Agradecer em especial minha prima Márcia a qual me inspirou a seguir o caminho da engenharia, bem como contribuiu muito para ser quem sou hoje.

Agradeço a todos os professores que contribuíram para meu crescimento tanto pessoal quanto acadêmico, em especial o meu orientador Guilherme, que além de orientador foi um grande amigo, o qual agradeço todos os ensinamentos, paciência, e motivação para enfrentar a luta acadêmica.

A todos meus amigos e colegas que me ajudaram a enfrentar todos os problemas da vida de forma mais leve e descontraída, compreendendo sempre os momentos em que não pude comparecer por estar estudando.

Meu agradecimento especial aos meus amigos: Carolina, Andrea, Rodrigo, Paulo V., Andryan, Ana Paula, Jacqueline, Tamires, Micheli, Djonathan, Arielly, Barbara, Gustavo, Plácido e Naiéle, por marcarem a minha vida acadêmica de uma forma muito significativa da qual irei lembrar para sempre. Um muito obrigado para minha amiga e colega Bruna Alves, a qual me acompanhou desde do início da faculdade até o final, jamais chegaria onde estou sem a ajuda de pessoas como ela.

À Deus, pela força e energia para enfrentar todos os obstáculos da vida.

“Eu trabalhei um bocado,
Ainda não deu resultado, eu sei...
Eu não sei bem se está perto, mas se um dia dar certo,
Foi de tanto tentar...”
-Felipe Valerim

“Haja o que houver, só preciso de:
Foco: um objetivo para alcançar
Força: para nunca desistir de lutar e
Fé: para me manter de pé enquanto eu puder...”
-Projota

RESUMO

O estudo e a implementação de conversores multiníveis, em especial os Conversores Multiníveis Modulares (MMC – *Modular Multilevel Converter*), aumentaram significativamente nas últimas décadas por possuírem grande aplicação em áreas industriais, como em Sistemas de Transmissão em Corrente Contínua (HVDC) e Sistemas Flexíveis de Transmissão AC (FACTS). Este último, refere-se à aplicação de equipamento de eletrônica de potência com uma ou mais funções em um sistema de transmissão, para regular e controlar parâmetros como tensão, impedância, ângulo de fase, fluxo de potência, etc. Nas aplicações de alta potência os conversores estáticos podem operar como compensadores de reativos, controlando a tensão e/ou adequando o fator de potência na rede, como sistemas para o controle de potência ativa/reactiva em sistemas HVDC conectados à rede elétrica CA ou também no acionamento de máquinas elétricas industriais. Dentre os conversores estáticos, destacam-se os conversores multiníveis com a implementação de topologias híbridas, que são capazes de sintetizar um maior número de níveis de tensão utilizando o mesmo número de interruptores, fazendo assim com que haja uma diminuição da distorção harmônica total (THD) da tensão de saída. Neste trabalho, é apresentada a proposta de um Conversor Modular Multinível Híbrido, com análise do princípio de funcionamento do conversor, modelagem e projeto do sistema de controle das correntes e tensões. O conversor proposto possibilita o aumento do número de níveis na tensão de saída em relação ao MMC convencional e, conseqüentemente, a diminuição de filtros de saída, considerando um mesmo número de chaves semicondutoras, capacitores e indutores. Os resultados de simulação obtidos demonstram um ganho significativo no número de níveis, permitindo que sejam utilizadas chaves semicondutoras de baixa tensão de bloqueio operando em alta frequência nos dois braços do conversor ou chaves semicondutoras de baixa tensão de bloqueio operando em alta frequência juntamente com chaves semicondutoras com alta tensão de bloqueio operando em baixa frequência.

Palavras-chave: *Conversores Multiníveis Híbridos, Conversor Multinível Modular, Eletrônica de Potência.*

ABSTRACT

The study and implementation of multilevel converters, especially Modular Multilevel Converters (MMCs), have increased significantly in the last decades because they have great application in industrial areas, such as High-Voltage Direct Current Transmission Systems (HVDC) and Flexible AC Transmission Systems (FACTS). The latter refers to the application of power electronics equipment with one or more functions in a transmission system to regulate and control parameters such as voltage, impedance, phase angle, power flow, etc. An equipment that can be used in this medium are the static converters operating as a compensator of reactive, controlling the voltage and adjusting the factor of power in the network. Among the static converters, we have the multilevel converters, where we highlight the implementation of hybrid topologies, which are able to synthesize a greater number of voltage levels using the same number of switches, thus causing a decrease in THD Of the output voltage. In this work, the proposal of a Modular Multi-Hybrid Converter is presented, with analysis of the principle of converter operation, modeling and design of the control system of currents and voltages. The proposed converter allows the reduction of output filters, and increase of the voltage levels in relation to the conventional MMC. The simulation results obtained demonstrate a significant gain in the number of levels, allowing the use of low voltage semiconductor locking keys operating at high frequency together with semiconductor switches with high blocking voltage operating at low frequency.

Keywords: *Hybrid Multilevel Converter, Modular Multilevel Converter, Power Electronics.*

LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Conversor Multinível com diodos de grampeamento.....	25
Figura 2- Conversor Multinível com capacitor de grampeamento.....	26
Figura 3- Conversor Multinível com célula em cascata.	27
Figura 4- (a) Conversor meia-ponte com ponto central no barramento CC; (b) Submódulo meia-ponte	29
Figura 5-Conversor Multinível Híbrido Proposto.	35
Figura 6- Diagrama dos estados de operação do conversor para síntese da tensão de saída v_{ab}	36
Figura 7- Gráfico comparativo entre o MMC híbrido e MMC convencional.....	38
Figura 8- Princípio da modulação NLM modificada com ΔI_{ctrl} positivo.	41
Figura 9- Princípio da modulação NLM modificada com ΔI_{ctrl} negativo.....	41
Figura 10- Princípio da modulação NLM modificada.	42
Figura 11- Subtração de num_t e ref , acima e resultado Vr_af abaixo.....	42
Figura 12- Diagrama do funcionamento da modulação do MMC Híbrido.	43
Figura 13- Forma de onda da tensão do MMC convencional.	43
Figura 14- Forma de onda de saída do MMC híbrido.....	44
Figura 15- Circuito equivalente das correntes.....	46
Figura 16- Diagrama de blocos do controle da corrente interna.	46
Figura 17- Diagrama de bloco do controle das correntes e das tensões nos capacitores.	49
Figura 18- Circuito equivalente do SM.	49
Figura 19- Circuito equivalente das tensões.....	50
Figura 20 - Diagrama de blocos da modulação NLM do braço a para V^+	54
Figura 21- Diagrama de blocos da modulação NLM do braço a para V^-	54
Figura 22- Topologia do MMC simulado.	57

Figura 23- Diagrama básico dos sistemas de controle e modulação.	58
Figura 24- Controle da corrente interna dos indutores.	59
Figura 25- Controle da corrente interna dos indutores.	60
Figura 26- Tensão em cima dos indutores.	60
Figura 27- Controle da tensão dos capacitores.	61
Figura 28- Formas de onda de saída de cada submódulo no braço <i>a</i> operando em malha aberta.	62
Figura 29- Formas de onda de saída de cada submódulo no braço <i>b</i>	62
Figura 30- Formas de onda de saída de cada submódulo no braço <i>b</i>	63
Figura 31- Somatório das formas de onda do submódulo do braço <i>b</i> , $V_{bvirtual}$ com o conversor operando em malha aberta.	63
Figura 32- Controle das correntes internas com degrau de carga.	64
Figura 33- Controle das correntes internas com degrau de carga.	64
Figura 34- Controle das tensões dos capacitores do braço <i>a</i> com degrau de carga.	65

LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Número de níveis do MMC híbrido.	37
Tabela 2. Número de níveis do MMC Convencional.....	37
Tabela 3. Parâmetros de simulação.	57

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

V_{pa1} -	Tensão medida no SM polo positivo - braço A
V_{pa2}	Tensão medida no SM polo positivo - braço A
V_{na1} -	Tensão medida no SM polo negativo - braço A
V_{na1}	Tensão medida no SM polo negativo - braço A
V_{pb1} -	Tensão medida no SM polo positivo - braço B
V_{pb2} -	Tensão medida no SM polo positivo - braço B
V_{pb3}	Tensão medida no SM polo positivo - braço B
V_{pb4}	Tensão medida no SM polo positivo - braço B
V_{nb1} -	Tensão medida no SM polo negativo - braço B
V_{nb2} -	Tensão medida no SM polo negativo - braço B
V_{nb3} -	Tensão medida no SM polo negativo - braço B
V_{nb4} -	Tensão medida no SM polo negativo - braço B

NLM modificada–Braço A

Ref . -	Tensão de Referência
fase $a1$ -	Tensão aplicada no SM do polo positivo - braço A
fase $a2$ -	Tensão aplicada no SM do polo positivo - braço A
fase $a3$ -	Tensão aplicada no SM do polo negativo - braço A
fase $a4$ -	Tensão aplicada no SM do polo negativo - braço A
$Vabr$ -	Tensão do braço A

Phase shift –Braço B

Vr_af -	Tensão aplicada à estratégia de modulação - braço B
fase $b1$ -	Tensão aplicada no SM do polo positivo - braço B
fase $b2$ -	Tensão aplicada no SM do polo positivo - braço B
fase $b3$ -	Tensão aplicada no SM do polo positivo - braço B
fase $b4$ -	Tensão aplicada no SM do polo positivo - braço B
fase $b5$ -	Tensão aplicada no SM do polo negativo - braço B
fase $b6$ -	Tensão aplicada no SM do polo negativo - braço B
fase $b7$ -	Tensão aplicada no SM do polo negativo - braço B
fase $b8$ -	Tensão aplicada no SM do polo negativo - braço B

Correntes

ip_a -	Corrente medida do polo positivo - braço A
in_a -	Corrente medida do polo negativo - braço A
int_ a -	Soma das correntes dos polos do braço A (corrente interna)
ip_b -	Corrente medida do polo positivo - braço B
in_b -	Corrente medida do polo negativo - braço B
int_ b -	Soma das correntes dos polos do braço B (corrente interna)

$Va\ virtual$ -	Tensão virtual entre os polos do braço A
-----------------	--

<i>V_b virtual</i> -	Tensão virtual entre os polos do braço B
<i>V_{ab} virtual</i> -	Tensão virtual de saída do MMC
<i>V_{ab}</i> -	Tensão saída do MMC
<i>m_{cc}</i> -	Modulante CC do MMC - braço A
<i>m_{cc1}</i> -	Modulante CC do MMC - braço B

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	5
RESUMO	7
ABSTRACT	8
LISTA DE FIGURAS	9
LISTA DE TABELAS	11
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	12
CAPITULO 1- Introdução.....	17
1.1 Considerações Iniciais	17
1.2 Justificativa.....	18
1.3 Objetivos.....	20
1.4 Organização do Trabalho	20
CAPITULO 2- Revisão Bibliográfica	23
2.1 Considerações Iniciais	23
2.2 Conversores Multiníveis.....	23
2.3 Topologias de Conversores Multiníveis.....	24
2.3.1 Conversores multinível com diodos de grampeamento (Diode Clamped-DC)	24
2.3.2 Conversor multinível com capacitor de grampeamento (Flying Capacitor-FC)	25
2.3.3 Conversores multiníveis com célula em cascata (Cascaded H-Bridge-CHB)..	26
2.3.4 Conversor multinível modular.....	27
2.3.5 Conversor multinível modular híbrido	29
2.4 Estratégias de Modulação.....	30
2.4.1 Síntese de formas de onda quase quadrada (<i>Near Level Control</i> - NLC)	30
2.4.2 Eliminação seletiva de harmônicos (<i>Selective harmonic Elimination</i> - SHE) ...	31
2.4.3 Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse-Width Modulation</i> - PWM)	31

2.4.4 Modulação Híbrida (<i>Hybrid Modulation</i> - HM)	31
2.5 Considerações Finais	31
CAPITULO 3 – Conversor Multinível Modular Híbrido.....	34
3.1 Considerações Iniciais	34
3.2 Topologia Proposta.....	34
3.3 Princípio de Funcionamento	35
3.3.1 Número de níveis na tensão de saída.....	36
3.4 Estratégia de Modulação Híbrida	38
3.5 Sistema de Controle.....	44
3.5.1 SISTEMA DE CONTROLE DO BRAÇO EM ALTA FREQUÊNCIA.....	45
3.5.1.1 Controle da Corrente Interna	45
3.5.1.2 Controle das Tensões nos Capacitores	48
3.5.1.3 Estratégia de Ajuste das Tensões Individuais dos Capacitores	53
3.5.2 Sistema de controle do Braço <i>a</i>	53
3.6 Considerações Finais.	54
CAPITULO 4- Análises e Resultados	57
4.1 Considerações Iniciais	57
4.2 Análise dos Resultados.....	57
4.2.1 Correntes Controladas	59
4.2.2 Tensão nos Indutores	60
4.2.3 Tensão nos Capacitores	61
4.2.4 Formas de onda dos submódulos.....	61
4.2.5 Resultados com degrau	63
CAPITULO 5- Conclusão	67
5.1 Considerações Finais	67
5.2 Propostas de Trabalhos Futuros.....	68

REFERÊNCIAS70

APÊNDICE A73

CAPITULO 1- INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A era da eletrônica de potência teve seu início em meados de 1948, quando houve a primeira revolução dos componentes eletrônicos, com as invenções do diodo e do transistor de silício por Bardeen, Brattain e Shockley. Após esse período, em 1950, houve o desenvolvimento do tiristor (*Silicon Controlled rectifier – SCR*), responsável por uma evolução tecnológica que permitiu o processamento de energia de forma mais eficiente que métodos utilizados na época (MUHAMMAD.H. RASHID-, 1999). A partir de novos métodos para realizar o processamento de energia, ocorreram inúmeras evoluções tecnológicas, principalmente tecnologias de semicondutores de potência, as quais impulsionaram a eletrônica de potência para aplicações em indústrias que operam com altas potências e com frequências de chaveamento elevadas, buscando o aumento do rendimento bem como a redução do volume de sistemas de conversão.

Associado ao desenvolvimento tecnológico, houve o surgimento de novos equipamentos que apresentam grande confiabilidade, com desempenhos e rendimentos elevados, cumprindo altos padrões de qualidade e reduzindo os problemas de qualidade de energia (FRAQUELO et. Al, 2008). A maioria desses equipamentos possuem o auxílio da eletrônica de potência, que está ampliando sua área de atuação, influenciando diretamente nas áreas de energias renováveis, na qualidade de energia elétrica, no acionamento de máquinas elétricas, na conexão de Sistemas de Transmissão em Corrente Contínua (*High Voltage Direct Current – HVDC*) e de Sistemas Flexíveis de Transmissão AC (*Flexible AC transmission Systems – FACTS*). Independentemente da aplicação, normalmente um equipamento de eletrônica de potência possui uma ou mais funções para regular e/ou controlar parâmetros como tensão, corrente, impedância, ângulo de fase, fluxo de potência, entre outros. Atualmente, os conversores estáticos representam ampla utilização em equipamentos utilizados para realizar as funções supracitadas.

Dentre as topologias de conversores estáticos, os conversores multiníveis ganharam espaço significativo em sistemas de média tensão e tornaram-se uma alternativa na solução de aplicações que processam grandes quantidades de energia, sendo capazes de elevar os níveis de tensão e potência, despertando assim o interesse das academias e indústrias por sua grande aplicabilidade. Entre as principais áreas de aplicação dos conversores multiníveis, estão: acionamento de motores elétricos em média tensão, compensadores estáticos de reativos e conexão de sistemas elétricos de potência.

1.2 JUSTIFICATIVA

A classificação de conversores CA-CA é dividida em duas categorias principais: conversores diretos, onde não há estágio CC com armazenamento de energia, e conversores indiretos, onde é possível operar com barramento CC e dividem-se ainda em conversores alimentados em corrente e alimentados em tensão. Os conversores alimentados em tensão são classificados em conversores dois níveis e conversores multiníveis (KOURO et. Al., 2010).

Tendo em vista a aplicação em altas potências, os conversores estáticos convencionais (dois níveis) se tornam muito limitados, pois possuem baixos níveis de tensão que são normalmente limitados pelos dispositivos semicondutores, elevada distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion – THD*) de saída, necessidade de filtros pesados e de maior volume. Todas estas características tornam estas topologias inviáveis na medida que se necessita aumentar os níveis de tensão e potência.

Os conversores multiníveis foram inicialmente propostos na década de 1980, com o intuito de otimizar os sistemas de conversão e destinar sua aplicação principalmente em altas potências e em média e alta tensão (KONSTANTINO, 2011). Além disso, os conversores multiníveis apresentam rendimentos relativamente elevados devido à possibilidade de operar em baixa frequência nos semicondutores ao passo de manter a THD da tensão de saída em níveis adequados.

Conversores multiníveis têm como funcionalidades o nivelamento de cargas, compensação de harmônicas e implementação de filtros ativos. Atualmente, a aplicação destes conversores de potência estende-se também a energias renováveis, onde os conversores de energia são utilizados como forma de maximizar o rendimento de todo o sistema.

Com altos níveis de tensão e/ou corrente em aplicações de alta potência, estes conversores normalmente fazem o uso de dispositivos em série e/ou paralelo, a fim de superar as limitações dos semicondutores. Porém os conversores que utilizam chaves com altas frequências não trabalham com altos níveis de tensão, fazendo o uso somente em aplicações de baixa tensão. Para isso, utilizam conversores multiníveis que podem sintetizar uma forma de onda com vários níveis de tensão e/ou corrente. Nestas topologias multiníveis, a THD diminui à medida que o número de níveis aumenta e, conseqüentemente, a forma de onda fica mais próxima à senoidal (RECH; PINHEIRO, 2007) (PEREZ; FUENTES; RODRIGUEZ, 2010).

Na última década, o desenvolvimento da tecnologia proporcionou a concepção de novas topologias de conversores multiníveis, como os Conversores Multiníveis Modulares (MMC), principalmente com o objetivo de redução de perdas, geração de harmônicos em sistemas de

alta potência, maior flexibilidade de projeto e implementação, modularidade no desenvolvimento de hardware e elevada confiabilidade.

Atualmente, há vários grupos de estudo que estão pesquisando o MMC para aplicações de transmissão de energia em HVDC (GREEN, 2010) (SAEEDIFARD; IRAVANI, 2010) (CHUCO; WATANABE, 2010) (JAYASINGHE, 2011) (SARTENEJAS, 2011) (DOMMASCHK et al., 2011) (HVDC, 2011) (ABB, 2011), principalmente devido ao MMC possuir a capacidade de processar potência ativa e reativa com terminais conectados diretamente em linhas de alta tensão, sem a necessidade de transformadores de baixa frequência (LI et. al, 2012). Nessa aplicação não há necessidade de filtros passivos para harmônicos de segunda ordem, que estão presentes no lado CA, uma vez que o número de submódulos utilizados é elevado. Além disso, essa característica evita possíveis ressonâncias que podem ocorrer entre os filtros instalados na rede elétrica e os filtros de saída do MMC (KNAAK, 2011). Em aplicações de transmissão de energia em HVDC, os níveis de tensão ultrapassam o limite máximo de operação dos semicondutores existentes, principalmente quando são utilizadas topologias de dois níveis com inúmeros dispositivos semicondutores em série. A tensão máxima suportada por um IGBT é de aproximadamente 6,5 kV (RANDAZZO BARONI, 2012), assim para uma tensão de 650 kV para o barramento CC seriam necessários 100 IGBTs em série por polo. O aumento do número de chaves em série reduz a confiabilidade do sistema, visto que se ocorrer uma falha de um ou mais IGBTs o sistema deixa de operar. Além disso, a tensão não se distribuirá uniformemente entre as chaves, pois há o problema de desequilíbrio de tensão causada por diferenças paramétricas das chaves.

Como há a necessidade da conexão em série dos dispositivos semicondutores, o conversor MMC tornou-se uma alternativa para aplicações em linhas de transmissão em HVDC, visto que cada chave semicondutora possui um grampeamento ocasionado pelo capacitor de cada submódulo. Além disso, o MMC é capaz de sintetizar ondas senoidais com baixa THD de saída, se comparado com os conversores de 2 e 3 níveis, sendo desnecessária a utilização de filtros passivos, os quais possuem elevado custo e volume para esta aplicação (LESNICAR; MARQUARDT, 2003).

Uma forma de sintetizar um maior número de níveis, sem aumentar o número de chaves semicondutoras com o objetivo de reduzir ainda mais os elementos de filtragem, é fazer uso do conceito de conversores multiníveis híbridos. Os conversores multiníveis compostos de vários conversores em série, que apresentam valores de tensão, estratégias de modulação e/ou estrutura modificada da topologia são denominados de conversores multiníveis híbridos (OLIVEIRA GONÇALVEZ, 2011) (DEBNATH et al., 2013) (RECH; PINHEIRO, 2007). As topologias

híbridas têm potencial para melhorar alguns requisitos de desempenho, como THD de saída e número de níveis, fazendo o uso da mesma quantidade de interruptores. Estas características também são obtidas ao aplicar o conceito híbrido no MMC.

Em conversores multiníveis híbridos, os dispositivos semicondutores dos diferentes conversores são submetidos a níveis de tensão e potência distintos e podem operar sob diferentes frequências de chaveamento. Estas características devem ser consideradas na escolha das estratégias de modulação, do número de submódulos e da topologia.

1.3 OBJETIVOS

Este trabalho tem objetivo principal de realizar a análise da operação e o controle de uma nova topologia de conversor multinível modular híbrido, sendo possível estabelecer os seguintes objetivos específicos para este trabalho:

- Proposta de uma nova topologia de conversor multinível modular híbrido;
- Aumentar os níveis de tensão de saída comparados ao MMC convencional;
- Apresentar o sistema de controle das correntes e tensões do conversor bem como o projeto dos mesmos através de modelos dinâmicos;
- Avaliar o desempenho do conversor via simulações;

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho será distribuído em cinco capítulos. No primeiro capítulo é exposta a uma introdução geral ao assunto principal, expondo a justificativa, motivação e objetivos deste trabalho de conclusão de curso.

O segundo capítulo, contém uma revisão bibliográfica, dando ênfase aos conversores multiníveis e suas principais topologias empregadas na literatura. Apresentam-se também os tipos de estratégias de modulação, contendo suas diferenças e vantagens.

No terceiro capítulo, é apresentada a topologia proposta, demonstrando o princípio de seu funcionamento, estratégia de modulação utilizada, metodologia de controle e resultados de simulação, evidenciando as principais vantagens e desvantagens do conversor multinível híbrido proposto.

No quarto capítulo é apresentada a análise dos resultados obtidos via simulação em software comercial do funcionamento do conversor em malha aberta para demonstrar o funcionamento da modulação e em malha fechada para demonstrar o funcionamento completo do conversor juntamente com o sistema de controle.

No quinto capítulo são apresentadas as considerações finais do trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

CAPITULO 2- REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica referente aos conversores multiníveis, onde se demonstra as topologias mais utilizadas e suas vantagens e desvantagens. Também são apresentados os tipos de estratégias de modulação existentes que foram utilizadas como base para a estratégia de modulação híbrida proposta neste trabalho.

2.2 CONVERSORES MULTINÍVEIS

Devido ao grande interesse do setor industrial em aplicações de altas potências operando em média tensão, onde a principal aplicação do MMC atualmente é em sistemas de transmissão em HVDC e em FACTS, e, normalmente o MMC é conectado a fim de formar estruturas *back-to-back*, possibilitando o fluxo de potência bidirecional (GEMMELL et al., 2008) (ALLEBROD; HAMERSKI; MARQUARDT, 2008) (DAVIDSON; TRAINER, 2010), (KNAAK, 2011) (BARUSCHKA; MERTENS, 2011) (SOLAS et al., 2010), houve uma crescente abordagem no desenvolvimento e implementação de conversores estáticos nos últimos anos, em especial os conversores multiníveis, que são capazes de operar com altos níveis de tensão e ao mesmo tempo fazer uso de chaves semicondutoras com baixos limites de tensão. Estes conversores são utilizados atualmente em grandes áreas de aplicação industrial, tais como sistemas de transmissão de alta tensão em corrente contínua (HVDC – *High-Voltage, Direct Current*) (GLINKA; MARQUARDT, 2005) (ALLEBROD; HAMERSKI; MARQUARDT, 2008) com o uso de estações conversoras de energia e sistemas de transmissão flexíveis em corrente alternada (FACTS – *Flexible AC Transmission Systems*) com o uso de compensadores estáticos de reativos (STATCOM – *Static Synchronous Compensator*) (HAGIWARA; MAEDA; AKAGI, 2012).

Nas últimas três décadas, diversas topologias de conversores multiníveis tem sido desenvolvidas, tendo como foco principal as aplicações de altas potências em média e alta tensão (KONSTANTINOU; CIOBOTARU; AGELIDIS, 2011). Com altos níveis de tensão e/ou corrente em aplicações de alta potência, estes conversores normalmente fazem o uso de dispositivos em série e/ou paralelo, a fim de superar as limitações dos semicondutores. No entanto, conversores que utilizam chaves com altas frequências não trabalham com altos níveis de tensão (acima de 1 kV), apenas com aplicações em baixa tensão. Para resolver esse problema faz-se o uso de conversores multiníveis (RECH; PINHEIRO, 2007) (PEREZ; FUENTES; RODRIGUEZ, 2010).

A estrutura genérica de um conversor multinível pode sintetizar uma forma de onda com vários níveis de tensão e/ou corrente. Nestas topologias multiníveis, a distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) diminui à medida que o número de níveis aumenta e, conseqüentemente, a forma de onda fica mais próxima à senoidal. Por outro lado, o número de dispositivos aumenta, assim como a complexidade de todo o sistema.

2.3 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES MULTINÍVEIS

Nas últimas décadas, conversores multiníveis têm chamado a atenção da indústria e do meio acadêmico, principalmente em aplicações de alta potência e média tensão (acima de 1 kV) (RECH; PINHEIRO, 2007). Nestas topologias, à medida que o número de níveis aumenta, a distorção harmônica total, THD da tensão de saída, diminui, proporcionando assim a redução dos filtros passivos. Além disso, nestas topologias é possível fazer o uso de semicondutores com tensões de bloqueio menores e, conseqüentemente, com redução das perdas em condução, proporcionando o aumento do rendimento do sistema. Por outro lado, com o aumento do número de níveis, a quantidade de interruptores se torna consideravelmente grande ao ponto de tornar-se o sistema mais complexo e oneroso, assim como nos outros tipos de conversores.

As principais topologias empregadas na literatura são (KOURO et al., 2010):

- Conversores multinível com diodos de grampeamento (*Diode Clamped-DC*);
- Conversores multinível com capacitores flutuantes (*Flying Capacitor-FC*);
- Conversores multinível com célula em cascata (*Cascaded H-Bridge-CHB*);
- Conversores multinível modular (*Modular Multilevel Converter-MMC*).

2.3.1 Conversores multinível com diodos de grampeamento (Diode Clamped-DC)

O conceito de conversores multiníveis foi apresentado primeiramente por (Backer e Bedford, 1979), com a introdução da topologia de três níveis com neutro grampeado, denominada como conversor multinível com ponto neutro grampeado (*Neutral Point-Clamped-NPC*), apresentada na Figura 1. Entretanto, o grande interesse por essa tecnologia ocorreu após o trabalho proposto por (NABAE, 1981). Com este conversor, foi possível obter uma melhoria considerável na qualidade das formas de onda das tensões de saída, melhor espectro harmônico, quando comparado com o conversor convencional de dois níveis. Posteriormente essa topologia foi generalizada para estruturas de n níveis (CHOI, 1991) (BHAGWAT, 1983). Com o aumento de níveis, a tensão de saída se torna mais próxima de uma onda senoidal e, além disso, é possível

utilizar tensões mais elevadas. Uma estrutura alternativa foi proposta por (MEYNARD; FOCH, 1992).

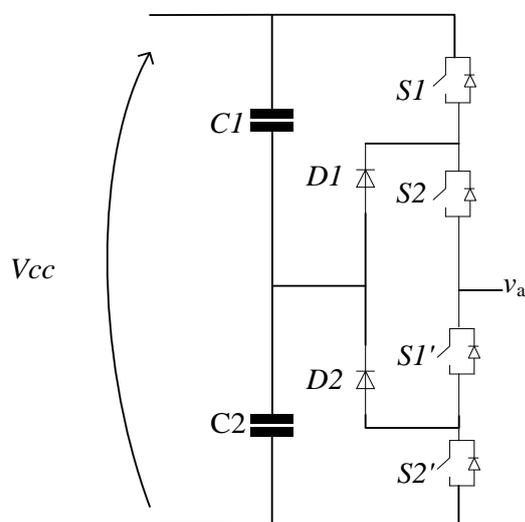


Figura 1- Conversor Multinível com diodos de grampeamento.

2.3.2 Conversor multinível com capacitor de grampeamento (Flying Capacitor-FC)

O conversor multinível com capacitor de grampeamento, apresentado na Figura 2, foi proposto por (MEYNARD; FOCH, 1992), onde a tensão sobre as chaves é limitada por capacitores de grampeamento no lugar de diodos. Uma de suas principais vantagens é dispensar o uso de filtros e controlar o fluxo de potência ativa e reativa através de redundâncias nas tensões aplicadas. Esta característica pode ser utilizada com o objetivo de manter as tensões dos capacitores de grampeamento reguladas. Porém, o aumento no número de níveis faz com que haja a necessidade de se utilizar um número grande de capacitores de grampeamento. Devido a isso, há uma relação quadrática entre o número de níveis e número de diodos de grampeamento, surgindo assim a necessidade de conectar vários diodos em serie para operá-los com tensão reversa igual à dos interruptores, o que acaba dificultando a utilização dessa topologia para aplicações onde se quer aumentar o número de níveis. Sendo assim, quando o número de capacitores de grampeamento aumenta, dificulta-se o controle do seu nível de tensão, tornando o sistema mais complexo (LAI; MEMBER; PENG, 1996).

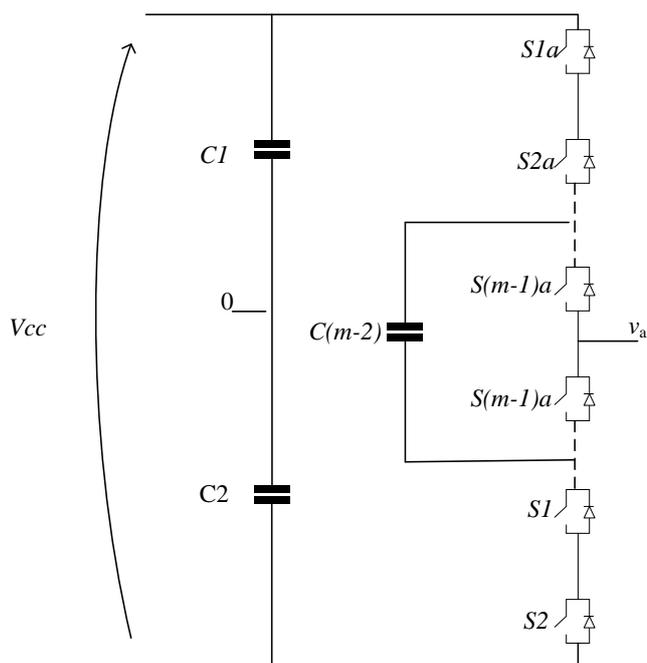


Figura 2- Conversor Multinível com capacitor de grampeamento.

2.3.3 Conversores multiníveis com célula em cascata (Cascaded H-Bridge-CHB)

Os conversores multiníveis com célula em cascata foi introduzido inicialmente por (BAKER, 1975) e é obtido a partir da conexão série de módulos de potência de baixa tensão baseados no inversor monofásico em ponte completa. Este conversor realiza a síntese de formas de onda de tensão multiníveis através da soma das tensões de saída de n células do tipo ponte completa em série, conforme a Figura 3. Além disso, possui formas de onda para corrente de entrada e para tensão de saída de excelente qualidade, não sendo necessários filtros de entrada. Porém, o elevado número de componentes e a complexidade do transformador têm um impacto negativo na eficiência, confiabilidade e custo.

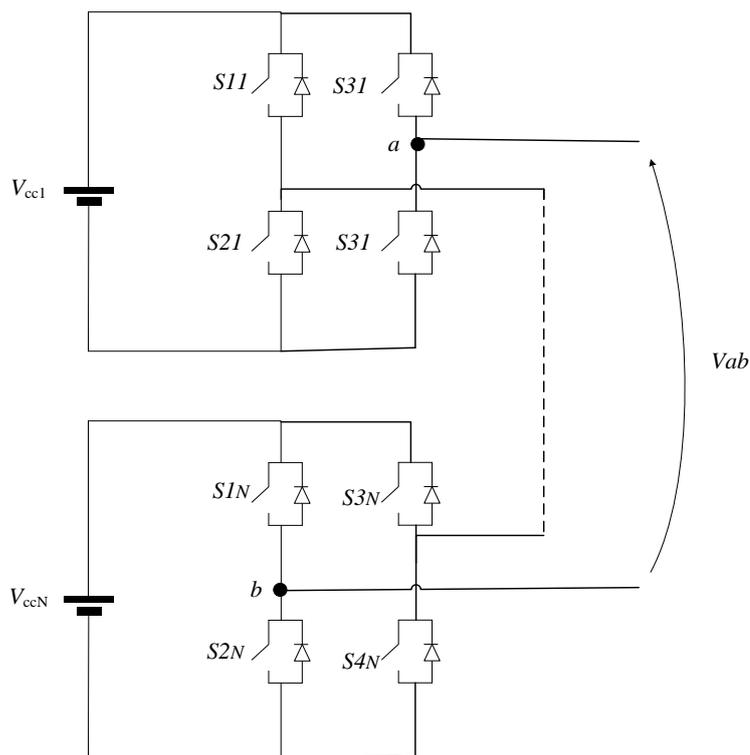


Figura 3- Conversor Multinível com célula em cascata.

2.3.4 Conversor multinível modular

Dentro da área de conversores multiníveis, destaca-se o conversor multinível modular, que foi desenvolvido por (LESNICAR; MARQUARDT, 2003) e apresentado como uma alternativa promissora para a conexão de sistemas de geração de energia eólica e sistemas de transmissão de energia elétrica. Devido à sua estrutura modular, o MMC é mais indicado para aplicações em alta tensão e alta potência.

A estrutura do MMC é constituída pela conexão série de submódulos (SMs), sintetizando n níveis de tensão de saída, onde cada submódulo pode ser considerado como uma fonte controlada de tensão. Os SMs são compostos por conversores meia-ponte ou por conversores ponte-completa, conectados ao capacitor de submódulo, sem a necessidade da conexão de fontes de alimentação aos SMs. Assim, ao contrário da topologia com células em cascata, não são necessárias fontes isoladas para o suprimento de potência ativa a cada SM do MMC.

O número máximo de níveis de tensão de saída sintetizados pelo conversor em função do número de submódulos é obtido pela eq. (1).

$$n = 2n_{Sub} + 1 \quad (1)$$

Onde, n é o número de níveis de tensão do braço do conversor e n_{Sub} é o número de SMs meia-ponete em cada braço do conversor.

O MMC apresenta inúmeros aspectos positivos como:

- Barramento CC comum, não necessita de fontes CC isolada em cada célula;
- Sua construção modular possui fácil implementação para diferentes níveis de tensão e potência e somente se mantém quando a topologia é simétrica
- A forma de onda multinível é expansível para qualquer número de níveis de tensão e possui baixa distorção harmônica total (THD);
- Possui padronização dos dispositivos semicondutores e uma operação redundante com maior disponibilidade em caso de perda de um SM, possuindo assim uma alta aplicabilidade industrial;
- Pode operar de forma segura em falha de dispositivos;

Apesar desta topologia apresentar pontos positivos, sejam eles econômicos ou técnicos, o MMC também apresenta aspectos negativos como:

- A tensão de bloqueio dos interruptores é o dobro quando comparado com o CHB (Para um mesmo número de níveis na tensão de fase/linha);
- As tensões dos capacitores flutuantes devem ser reguladas;
- As correntes internas possuem componentes circulantes que devem ser minimizadas, necessitando da minimização da energia reativa interna do conversor.

Apesar desse conversor operar normalmente com tensões iguais em cada capacitor, é possível o uso de tensões diferentes nos mesmos, para aumentar o número de níveis sintetizados de tensão de saída e, conseqüentemente, reduzir o tamanho/peso de filtros passivos, conforme já realizado para outros conversores multiníveis (RECH; PINHEIRO, 2007). Outra possibilidade é empregar chaves semicondutoras de baixa frequência de chaveamento para os SMs de maior tensão de barramento CC e o uso de chaves semicondutoras de alta frequência e de menor tensão de bloqueio para os SMs que operam com tensão de barramento CC menores. Assim, os esforços de tensão sobre as chaves de maior frequência ficam menores, aumentando a eficiência do conversor.

A forma mais simples de se sintetizar uma tensão com forma de onda alternada é através de um conversor CC-CA meia-ponete. Então, tendo como exemplo um conversor meia-ponete (*half bridge*), Figura 4- (b), constituído de duas chaves semicondutoras, (S1 e S2), pode-se analisar que as comutações acontecem de forma complementar, ou seja, quando o interruptor

da chave S1 estiver em condução, a tensão do barramento CC surge sobre a chave semicondutora S2. Assim, acontece o mesmo quando a S2 estiver em condução.

Com o objetivo de aumentar o número de níveis, substitui-se as chaves semicondutoras por uma associação em série de SMs meia ponte, Figura 4 (a). Analogamente, com as chaves semicondutoras, quando um SMs positivo estiver em operação, um SMs negativo deverá realizar o contrário, garantindo assim que sempre dois SMs estarão em operação.

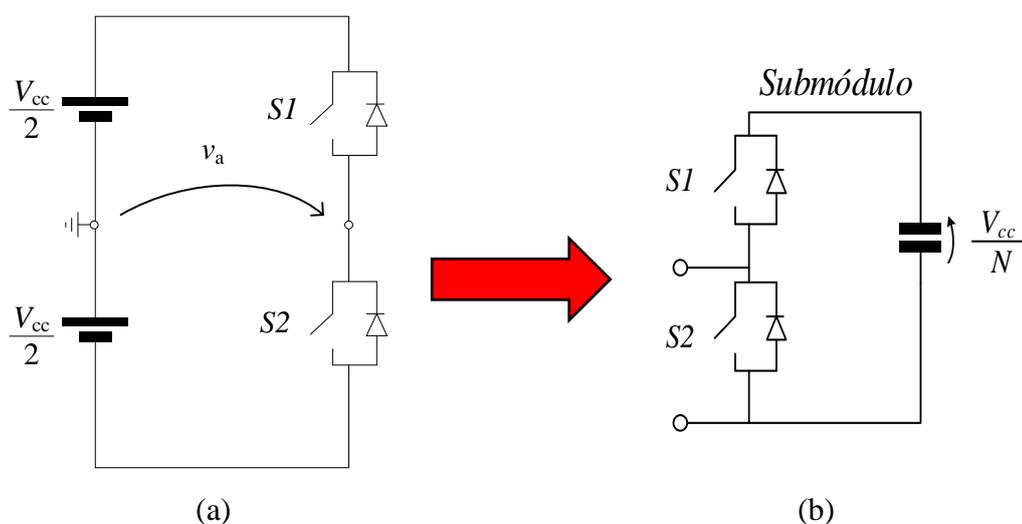


Figura 4- (a) Conversor meia-ponte com ponto central no barramento CC; (b) Submódulo meia-ponte

A utilização de indutores em série com os SMs, se dá devido à soma das tensões inseridas pelos SMs que são diferentes de V_{cc} , sendo essencial o seu uso para um número de SMs ímpar. As estratégias de modulação devem garantir que as tensões médias em cima dos indutores devem ser nulas, pois caso contrário, as correntes dos polos positivo e negativo aumentarão indefinidamente.

2.3.5 Conversor multinível modular híbrido

Atualmente, há outra classe de conversores multiníveis que está sendo bem explorada no meio acadêmico: os conversores multiníveis híbridos (DEBNATH et al., 2013) (WANG; MENG; WANG, 2016) (XU; ZHAO; ZHAO, 2016) (YANG et al., 2012) (ZENG et al., 2015). Estes conversores, surgiram com o intuito de sintetizar um maior número de níveis, utilizando a mesma quantidade de interruptores, fazendo com que haja uma diminuição da THD da tensão de saída.

Entende-se por híbrido os conversores que apresentam diferenças em sua estrutura, com células (ou submódulos) operando com diferentes tensões de alimentação, também conhecidos

como conversores multiníveis assimétricos, com diferentes frequências de operação e/ou com técnicas de modulação distintas. Essas diferenças podem trazer benefícios como aumentar o número de níveis de tensão de saída.

Apesar do conversor multinível modular perder a sua característica modular em algumas formas de implementação híbrida, pode-se manter a modularidade fazendo o uso de tensões idênticas por braço, porém, diferentes entre dois braços de uma mesma fase. Isto é possível desde que a diferença de tensão entre os braços seja pequena ao passo de permitir o uso das mesmas tecnologias de semicondutores e capacitores. Desta forma, a topologia proposta neste trabalho utiliza este conceito para reduzir a tensão necessária no barramento CC e, ao mesmo tempo, para garantir a modularidade por braço do conversor. Salienta-se que este conceito é explorado no Capítulo 3 deste trabalho de conclusão de curso.

2.4 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO

Há diversos tipos de estratégias de modulação presentes na literatura desenvolvidas para conversores multiníveis, a fim de aumentar o número de níveis, ajustar as tensões dos capacitores flutuantes, reduzir a THD da tensão de saída, reduzir as perdas por chaveamento, entre outras. Segundo (RODRIGUEZ et. al., 2008), as estratégias de modulação aplicadas em conversores multiníveis são classificadas em dois tipos: (i) estratégias de modulação baseadas em níveis de tensão; e (ii) estratégias de modulação baseada em espaços vetoriais. Dentre estas, dar-se-á ênfase às estratégias de modulação em níveis de tensão, pois as estratégias de modulação baseada em espaços vetoriais são mais complexas e por este motivo não são muito aplicadas em conversores multiníveis modulares.

De acordo com (RODRIGUEZ et al., 2008), as estratégias baseadas em níveis de tensão são divididas em quatro tipos: Síntese de forma de onda quadrada (NLC), Eliminação seletiva de harmônicos (SHE), Modulação por largura de pulso (PWM) e Modulação Híbrida (HM).

2.4.1 Síntese de formas de onda quase quadrada (*Near Level Control* - NLC)

É uma estratégia de modulação em baixa frequência, possibilitando assim a redução das perdas por chaveamento. Isto ocorre porque as chaves semicondutoras comutam uma vez em um período da fundamental. Assim, este tipo de estratégia de modulação é adotado para aplicações onde os conversores multiníveis modulares operam com um elevado número de módulos em série.

2.4.2 Eliminação seletiva de harmônicos (*Selective harmonic Elimination - SHE*)

Este tipo de estratégia foi desenvolvida inicialmente para conversores com dois e três níveis (HOFT, 1973), uma vez que estes conversores possuem maior distorção nas formas de onda de tensão. A *SHE* é baseada na escolha de ângulos específicos de chaveamento que possibilitam eliminar determinados harmônicos ou sintetizar a fundamental com amplitude pré-determinada. Por possuir ângulos específicos, este tipo de modulação se torna um desafio, principalmente quando se trata de uma topologia multinível, onde a quantidade de ângulos aumenta consideravelmente (KONSTANTINO, 2011).

2.4.3 Modulação por Largura de Pulso (*Pulse-Width Modulation- PWM*)

Este tipo de modulação é amplamente utilizado em conversores estáticos bem como em conversores multiníveis convencionais. Segundo (KOURO et al., 2002), as estratégias de modulação *PWM* existentes são divididas em quatro categorias:

- Estratégia com múltiplas portadoras dispostas em fase- (*PD-Phase Disposition*);
- Estratégia com múltiplas portadoras dispostas em oposição de fase (*POD- Phase Opposition Disposition*);
- Estratégia com múltiplas portadoras dispostas em oposição de fase alternada (*APOD- Alternative Phase Opposition Disposition*)
- Estratégia com múltiplas portadoras deslocadas em fase (*PS- Phase Shift*)

Estas estratégias podem ser implementadas de forma a aumentar o número de níveis da tensão de fase do MMC.

2.4.4 Modulação Híbrida (*Hybrid Modulation- HM*)

Este tipo de estratégia de modulação foi proposta por (MANJREKAR; STEIMER; LIPO, 2000). Nestas estratégias podem ser utilizadas chaves semicondutoras de baixa frequência de chaveamento para os submódulos de maior tensão de barramento e o uso de chave semicondutoras de alta frequência e de menor tensão de bloqueio para os submódulos que operam com tensões de barramento menores.

2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi feita uma revisão bibliográfica das principais topologias de conversores multiníveis que constam na literatura. Estas estratégias apresentam algumas vantagens variando desde da quantidade de níveis de tensão até a organização de sua estrutura, que apresenta grande variedade no uso de chaves, capacitores e diodos. Além disso, nesse capítulo também foi demonstrada uma revisão sobre os tipos de estratégias de modulação, e

como elas são realizadas. A estratégia de modulação híbrida do conversor proposto neste trabalho de conclusão de curso baseia-se nas estratégias de modulação convencionais aplicadas ao MMC.

CAPITULO 3 – CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR HÍBRIDO

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo é apresentada a topologia do conversor multinível modular híbrido proposto neste trabalho, demonstrando seu modo de funcionamento, bem como a estratégia de modulação utilizada. Além disso, é apresentado o sistema de controle do conversor e o projeto dos controladores de tensão dos capacitores e das correntes internas.

3.2 TOPOLOGIA PROPOSTA

O MMC proposto é formado por um polo positivo (p) e outro polo negativo (n) em cada braço, conforme apresentado na Figura 5. Estes polos possuem um arranjo série de n SMs que sintetizam as tensões de cada polo v_{xy} , onde $x \in \{p,n\}$, representa o polo, e $y \in \{a,b,c\}$, representa o braço. Cada arranjo de SMs possui uma indutância L em série, que tem como função limitar as derivadas das correntes de cada polo.

No MMC Híbrido apresentado na Figura 5, cada braço possui número de SM diferente operando com tensões distintas nos capacitores, sendo assim reconhecida como topologia multinível assimétrica. A tensão v_y de cada braço depende das tensões dos polos v_{xy} , obtidas por:

$$v_a = \frac{(V_{na1} + V_{na2}) - (V_{pa1} + V_{pa2})}{2}, \quad (2)$$

$$v_b = \frac{(V_{nb1} + V_{nb2} + V_{nb3} + V_{nb4}) - (V_{pb1} + V_{pb2} + V_{pb3} + V_{pb4})}{2}. \quad (3)$$

Onde:

v_a = Tensão no braço A.

v_b = Tensão no braço B.

v_p = Tensão do polo Positivo.

v_n = Tensão do polo Negativo.

A partir das equações (2) e (3) obtém-se a tensão v_{ab} , dada por:

$$v_{ab} = \frac{(V_{na1} + V_{na2} + V_{pb1} + V_{pb2} + V_{pb3} + V_{pb4}) - (V_{pa1} + V_{pa2} + V_{nb1} + V_{nb2} + V_{nb3} + V_{nb4})}{2}. \quad (4)$$

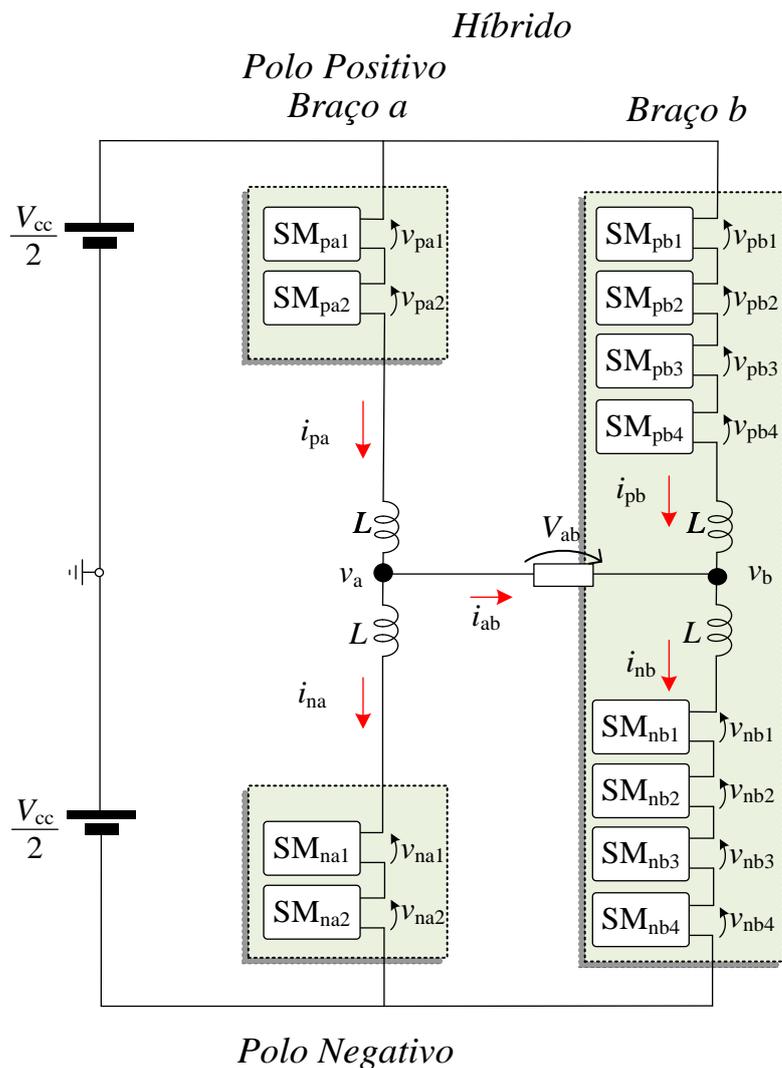


Figura 5-Convertor Multinível Híbrido Proposto.

3.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Para a obtenção da quantidade de níveis na saída do conversor utilizou-se a eq. (4). Através da quantidade de níveis, possibilitou-se o desenvolvimento do diagrama da Figura 6 onde demonstra-se as possibilidades de funcionamento do conversor, bem como a lógica para obter-se os níveis da tensão saída v_{ab} . Para a construção do diagrama da Figura 6 quando os SMs estão com os capacitores conectados, adotou-se 1 p.u. para os submódulos do braço *a*, 0,5 p.u. para os SMs do braço *b* e 0 p.u. quando os capacitores dos SMs estão desligados.

Tabela 1. Número de níveis do MMC híbrido.

N° de SMs por polo no braço <i>a</i>	N° de SMs por polo no braço <i>b</i>	Num. Total de SM	N° de níveis
1	2	6	9
2	4	12	17
3	6	18	25
4	8	24	33
5	10	30	41
6	12	36	49
7	14	42	57
8	16	48	65
9	18	54	73
10	20	60	81
11	22	66	89
12	24	72	97
13	26	78	105
14	28	84	113
15	30	90	121
16	32	96	129
17	34	102	137
18	36	108	145
19	38	114	153
20	40	120	161

A fim de comparar a quantidade de níveis e quantidade total de submódulos, realizou-se a mesma relação para o conversor convencional, com o NLM convencional de $N+1$ níveis de saída, onde N é a quantidade de submódulos total. Essa relação pode ser conferida na Tabela 2.

Tabela 2. Número de níveis do MMC Convencional.

N° de SMs por polo no braço <i>a</i>	N° de SMs por polo no braço <i>b</i>	Num. Total de SM	N° de níveis
3	3	12	13
6	6	24	25
9	9	36	37
12	12	48	49
15	15	60	61
18	18	72	73
21	21	84	85
24	24	96	97
27	27	108	109
30	30	120	121

O conversor convencional só pode operar com número total de SMs múltiplo de 3, devido a modulação ser $N+1$. Desta forma fez-se o seguinte gráfico a fim de expor a comparação visual da quantidade de níveis de saída fazendo o uso da mesma quantidade de submódulos nos dois conversores, no híbrido e no convencional.

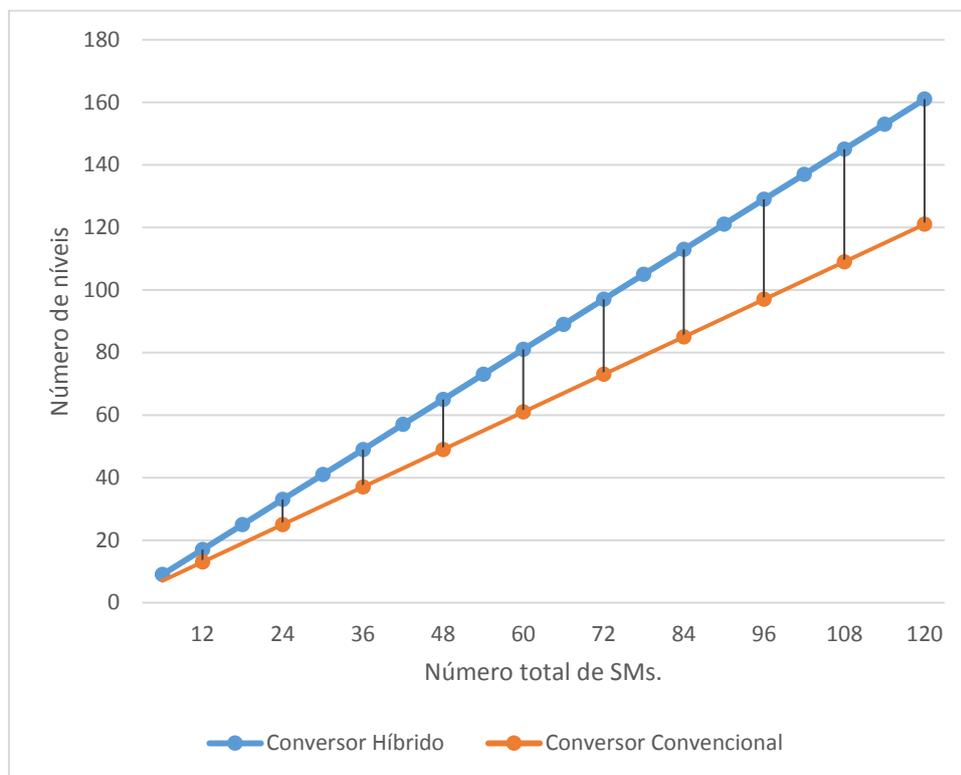


Figura 7- Gráfico comparativo entre o MMC híbrido e MMC convencional.

Como pode-se notar, há um ganho significativo na quantidade de níveis de tensão de saída para a mesma quantidade de SMs.

3.4 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO HÍBRIDA

Há duas formas básicas de se realizar a modulação em um conversor MMC: em alta frequência ou em baixa frequência de comutação. Neste trabalho as estratégias de modulação em cada braço do conversor são distintas por se tratar de um conversor híbrido. A estratégia de modulação híbrida para conversores multiníveis foi proposta por (Manjrekar et al., 2000) com o uso de $N-1$ células operando com modulação NLC (*Nearest Level Control*) e um submódulo operando com modulação PWM. As estratégias de modulação apresentadas na seção 2.4 podem ser aplicadas em conversores multiníveis híbridos.

A estratégia de modulação em um conversor é de extrema importância, pois pode-se determinar a quantidade de níveis de tensão sintetizados na saída. No MMC, considerando que

as tensões nos capacitores de cada submódulo estejam reguladas com uma tensão V_{cc}/N , onde V_{cc} é a tensão do barramento e N a quantidade de submódulos em um polo, a tensão sobre os indutores será idealmente zero quando N SMs são inseridos em um braço do conversor. Porém ao utilizar uma modulação que permita o uso de $N+1$ ou $N-1$ SMs inseridos em cada braço, haverá tensão aplicada sobre os indutores em alguns instantes com amplitude de V_{cc}/N ou $-V_{cc}/N$. A tensão dividida sobre os indutores faz com que haja um nível de tensão intermediário, elevando o número de níveis sintetizadas pelo conversor.

Em contrapartida, nos instantes que a tensão média aplicada sobre os indutores não é nula, há um crescimento na corrente interna que dependerá da tensão aplicada e do valor da indutância. Neste caso, a corrente interna deve ser controlada a fim de garantir tensão média nula nos indutores e, conseqüentemente, a operação correta do conversor. Salienta-se que mesmo garantindo a tensão média nula sobre os indutores, ainda é necessário o projeto dos indutores para limitar a taxa de crescimento da corrente à valores de ondulação condizentes com as especificações de projeto (MEYNARD; FOCH, 1992) (MEYNARD; FOCH, 1992) (MEYNARD; FOCH, 1992).

No braço a do conversor proposto é utilizada uma estratégia de modulação em baixa frequência, (uma década abaixo da frequência de chaveamento), a modulação pelo nível mais próximo modificada (NLM – *Nearest Level Modulation*), pois se reduz consideravelmente as perdas por chaveamento. Isso ocorre porque as chaves semicondutoras comutam uma vez em um período da frequência fundamental. Neste braço o número de níveis aumenta de $N+1$ para $2N+1$, devido a modulação ser a NLM modificada.

Já no braço b é utilizada uma estratégia PWM, a *PS- Phase Shift* em alta frequência. Através desta composição, é possível fazer o uso de chaves semicondutoras de baixa frequência de chaveamento para as células de maior tensão de barramento e o uso de chaves semicondutoras de alta frequência e de menor tensão de bloqueio para as células que operam com tensão de barramento menores.

A principal característica da modulação NLM é a sua simplicidade de implementação, mesmo para uma grande quantidade de submódulos inseridos. Na modulação NLM convencional sintetiza-se $N+1$ níveis de tensão por braço do conversor. Para sintetizar esses níveis deve-se possuir uma modulante de referência em cada polo definida como:

$$V_{p_ref} = \frac{V_{cc} - V_{ref}}{2} \quad (5)$$

$$V_{n_ref} = \frac{V_{cc} + V_{ref}}{2} \quad (6)$$

Onde:

V_{cc} é a tensão do barramento e V_{ref} é a tensão de referência a ser sintetizada no braço definida como:

$$V_{ref} = m_a V_{cc} \cos(\omega t) \quad (7)$$

Sendo m_a o índice de modulação de amplitude, ω a frequência angular e t o tempo.

A modulação NLM convencional pode ser facilmente realizada com um processador digital de sinais por uma simples função de arredondamento (*round*). Porém, a função *round* convencional não permite que o conversor opere utilizando $2N+1$ níveis de saída. Assim, uma nova forma de modulação foi proposta por Jiang (HU; MEMBER; JIANG, 2015), com o objetivo de melhorar a qualidade do sinal de saída através da ampliação do número de níveis sintetizados na saída. Nesta modificação da NLM convencional, o número de submódulos inseridos no polo positivo e negativo podem ser calculados por:

$$N_p = \text{round}_{0.25} \left[\frac{N}{2} \left(1 - \frac{V_{ref}}{V_{cc}} \right) \right] \quad (8)$$

$$N_n = \text{round}_{0.25} \left[\frac{N}{2} \left(1 + \frac{V_{ref}}{V_{cc}} \right) \right] \quad (9)$$

Onde $\text{round}_y(x)$ é uma função em que o número real x é arredondado para o número acima ou abaixo conforme a fração decimal de y . Se a sua fração decimal for menor que y então este será arredondado para cima, Figura 8, caso contrário será arredondado para baixo, Figura 9. Uma alternativa para executar esta função de forma mais simples é através do deslocamento da modulante de cada polo com a adição ou subtração de 0,25.

A utilização desta função de arredondamento causa uma defasagem nos momentos de comutação entre os polos positivos e negativo, fazendo com que o resultado deixe de ser igual a quantidade de submódulos inseridos, para ser N ou $N+1$. Isso faz com que seja aplicada uma tensão pulsada de $-V_{cc}/N$ no indutor, gerando assim $2N+1$ níveis na tensão de saída. Porém essa modulação modificada faz com que a corrente interna do conversor cresça indeterminadamente, podendo causar uma falha no conversor. Por este motivo é de suma importância que seja realizado o controle correto da componente CC da corrente interna.

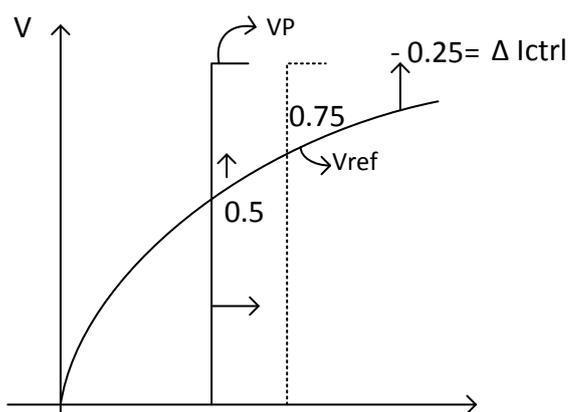


Figura 8- Princípio da modulação NLM modificada com ΔI_{ctrl} positivo.

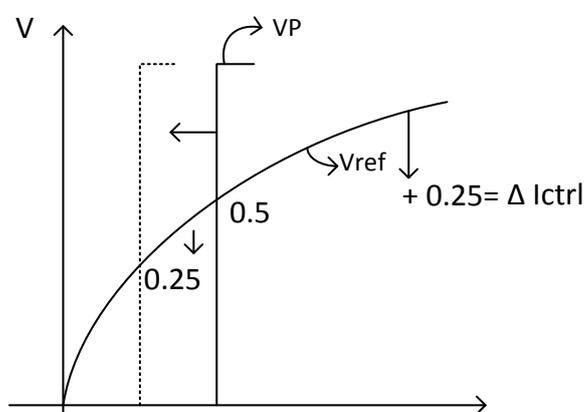


Figura 9- Princípio da modulação NLM modificada com ΔI_{ctrl} negativo.

Onde:

- ΔI_{ctrl} é o responsável pelo controle, aumentando ou diminuindo a modulante de cada polo;

- V_p é a tensão do polo;

Para a modulação, subtrai-se os valores de num_p e num_n resultando-se em num_t , como pode ser visto na figura abaixo:

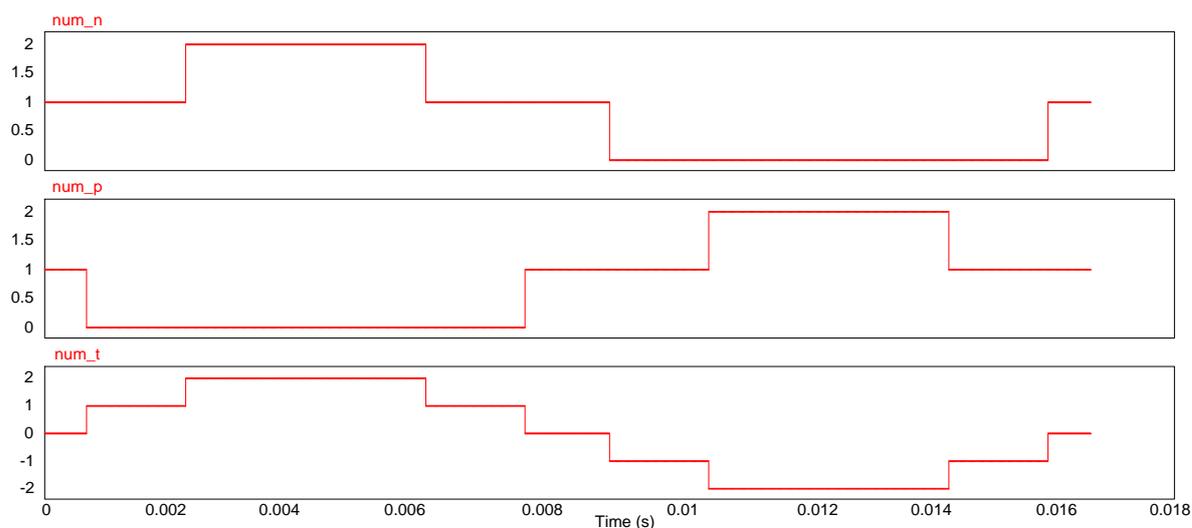


Figura 10- Princípio da modulação NLM modificada.

O valor de num_t será subtraído da tensão de referência, ref , resultando na tensão Vr_{af} que será a tensão aplicada na modulação do braço b , conforme a Figura 11

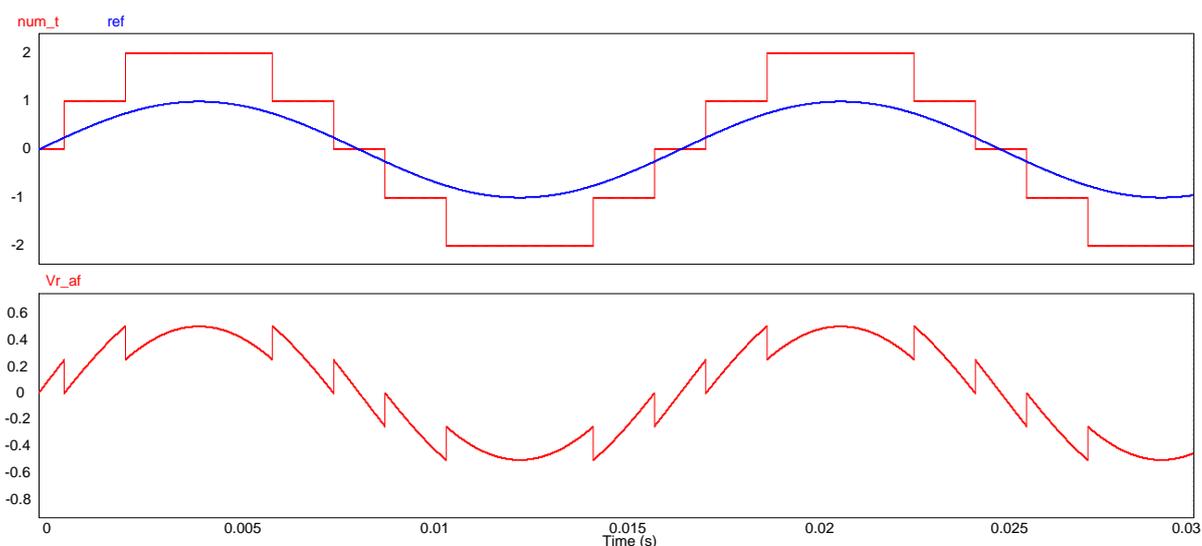


Figura 11- Subtração de num_t e ref , acima e resultado Vr_{af} abaixo.

Esse valor de Vr_{af} será aplicado a um ganho k de + 2 nos submódulos do polo positivo, e -2 nos submódulos do polo negativo, para poder inverter e aumentar a amplitude da referência Vr_{af} . Logo esse valor será somado com o mcc que é um valor proveniente do sistema de controle. Esse valor resultante é comparado novamente com uma forma de onda triangular, com amplitude de 2 V pico a pico. Esse valor é aplicado em cada submódulo do braço b . Para cada submódulo o processo é o mesmo, o que é modificado entre um e outro é o ângulo da onda triangular. Os ângulos utilizados foram de 0° , 45° , 90° , 135° , 180° , 225° , 270° e 315° . Um diagrama da modulação pode ser visto na Figura 12

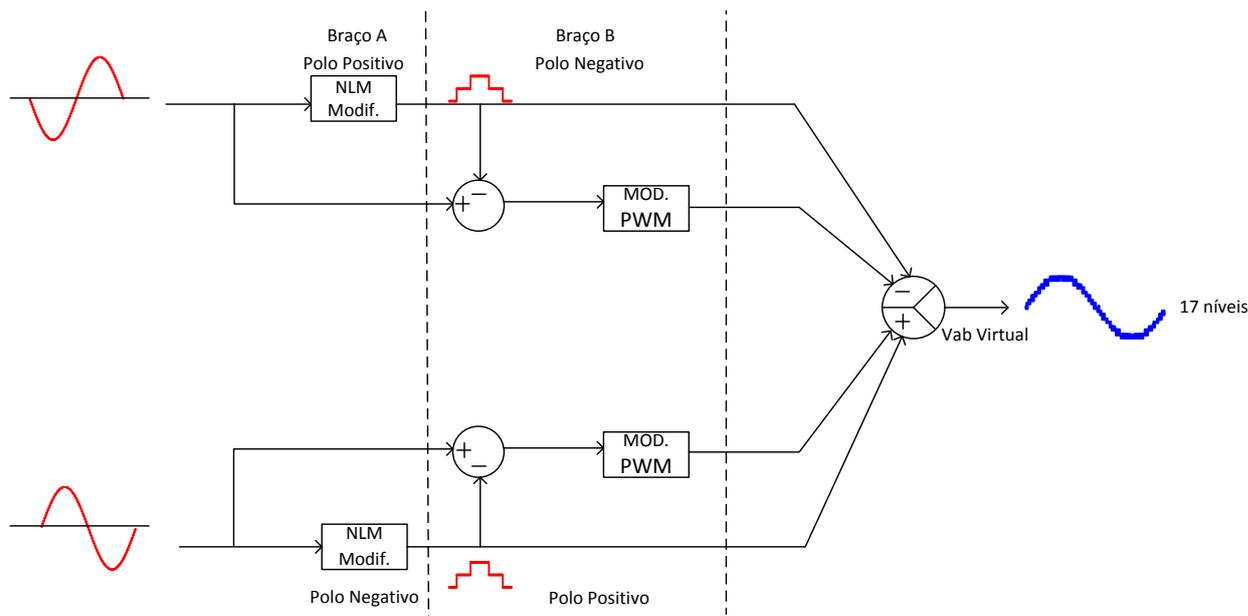


Figura 12- Diagrama do funcionamento da modulação do MMC Híbrido.

É importante ressaltar que os submódulos do polo positivo do braço *a*, operam em conjunto com o submódulo do polo negativo do braço *b*, assim como os submódulos do polo negativo do braço *a* operam com os submódulos do polo positivo do braço *b*, de forma semelhante à uma topologia MMC de apenas um braço.

Para realizar as simulações do conversor multinível híbrido da Figura 5, utilizou-se o software PSIM[®], possibilitando a análise e a comparação das formas de onda de saída entre o conversor multinível modular convencional e o conversor multinível modular híbrido, como pode ser visto nas Figura 13 e Figura 14 respectivamente.

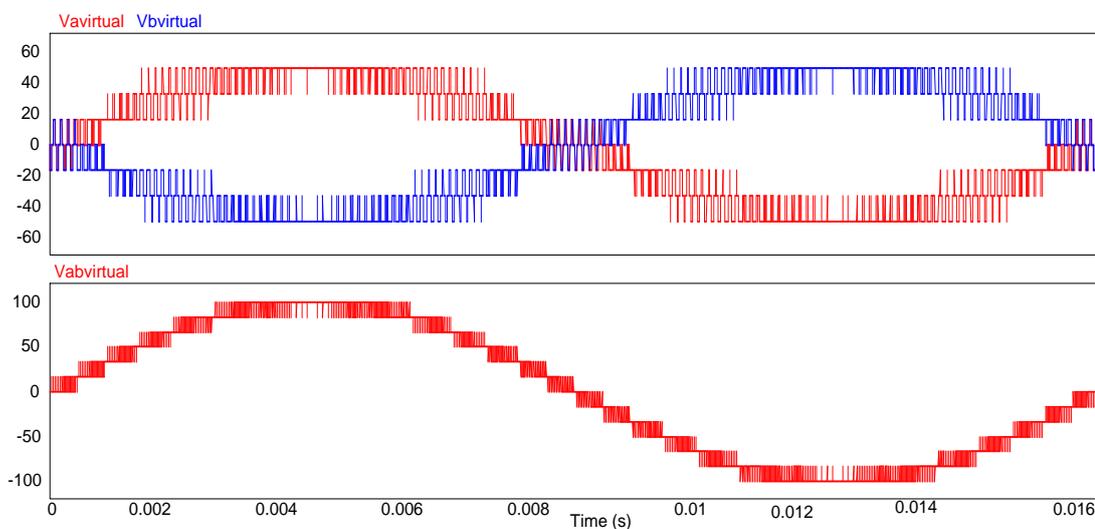


Figura 13- Forma de onda da tensão do MMC convencional.

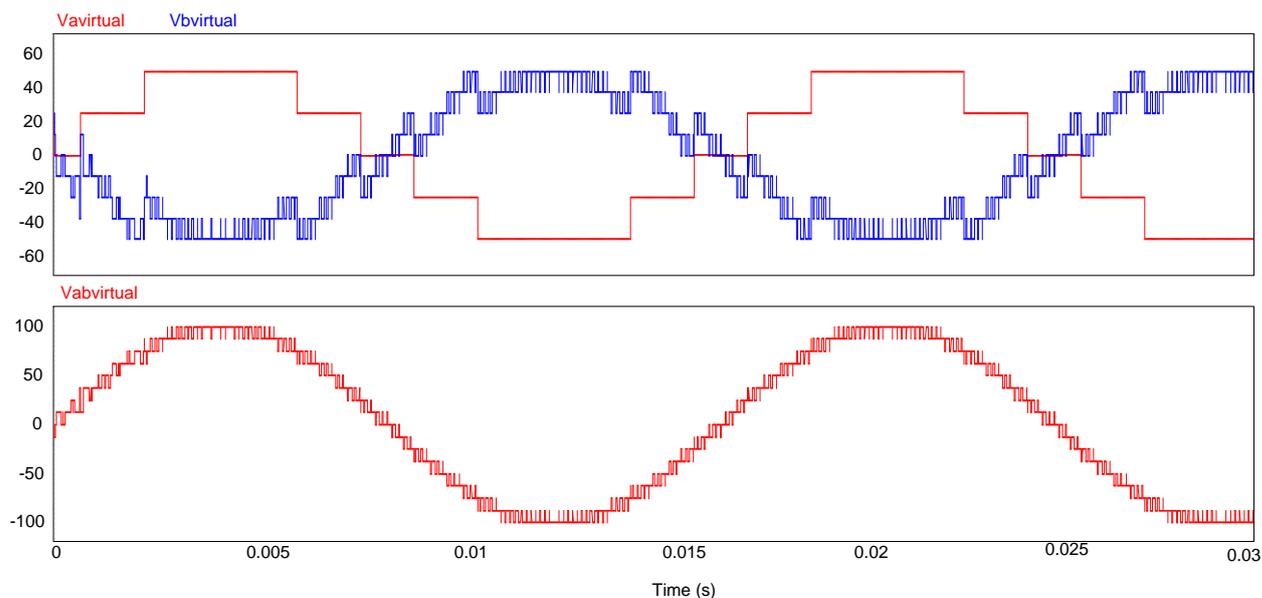


Figura 14- Forma de onda de saída do MMC híbrido.

Através dessa simulação, verifica-se que o conversor híbrido possui 17 níveis de tensão enquanto o conversor convencional apresenta 13 níveis de tensão, sendo que os dois possuem a mesma quantidade de chaves semicondutoras, indutores e capacitores.

Devido à baixa frequência do braço a, os indutores serão mais volumosos para garantir uma corrente interna pequena. Por outro lado, os indutores do braço b, possuem níveis de tensão menores, sendo estes aplicados em alta frequência, portando serão menores para garantir melhor ondulação de corrente quando comparado ao MMC convencional. Já os capacitores, deverão suportar uma maior tensão no braço b, e uma menor tensão no braço a, comparados ao conversor convencional, a capacitância também segue a mesma relação. Vale ressaltar, que na medida que a quantidade de SMs aumenta, diminuem as diferenças entre os elementos indutivos e capacitivos do MMC híbrido e convencional.

3.5 SISTEMA DE CONTROLE

O sistema de controle do MMC visa garantir o fluxo de potência entre o barramento CC e a carga. Por isso, o sistema de controle deve assegurar que a componente CC drenada do barramento CC corresponda à quantidade de potência ativa consumida pela carga em qualquer instante. Quando a quantidade de potência extraída do barramento CC é diferente da consumida pela carga, a soma das tensões dos capacitores é alterada de acordo com a relação existente entre a modulante CC e a soma das tensões dos capacitores.

Desta forma, é possível modificar a componente CC com o intuito de manter a soma das tensões dos capacitores constantes, e por consequência, garantir o balanço de potência entre o

barramento CC e a carga (HAGIWARA; MAEDA; AKAGI, 2012). Essa modificação da componente CC, pode ser feita aplicando-se uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. A malha interna de corrente possui uma banda passante elevada, garantindo que a componente CC das correntes dos polos seja regulada para um valor de referência. Já a malha externa da soma das tensões dos capacitores possui uma banda-passante lenta, que modifica a referência da malha interna de corrente de acordo com a potência consumida pela carga.

Na prática, os dois polos do MMC não são idênticos, sendo que a forma de implementação dos elementos dos circuitos influencia diretamente na distribuição de potência entre os polos. Um caso atípico importante na literatura, é quando há falha em algum submódulo do conversor, onde um desequilíbrio ainda maior é gerado entre polos, o qual deve ser compensado pelo sistema de controle para que os demais SMs possam operar normalmente. De acordo com isso, é possível modificar a modulante CA com o objetivo de garantir a distribuição adequada de potência ativa entre os polos.

3.5.1 SISTEMA DE CONTROLE DO BRAÇO EM ALTA FREQUÊNCIA

3.5.1.1 Controle da Corrente Interna

A utilização de indutores em série com os submódulos, se dá devido à soma das tensões inseridas pelos SMs que são diferentes de V_{cc} , sendo essencial o seu uso para número de submódulos ímpar. Na teoria, as tensões nos indutores são nulas, porém na prática, há tensão, a qual deve ser controlada pelas estratégias de modulação, pois caso contrário, as correntes dos polos positivo e negativo aumentarão indefinidamente.

Assim, o controle das correntes, principalmente o controle da corrente interna, são de suma importância para manter as tensões dos indutores nulas e assim diminuir as perdas do conversor, tentando se aproximar o máximo possível de um conversor ideal.

O controlador definido é o proporcional-integral (PI), que garante erro nulo em regime permanente para referências constantes por apresentar o ganho CC infinito. Deve-se fazer algumas considerações para o projeto do controlador PI:

- A frequência de cruzamento por zero (f_{cz}) deve ser menor que a metade da frequência de comutação.
- O zero do controlador deve ser posicionado pelo menos uma década abaixo da frequência de cruzamento de ganho.

Com o sistema de controle definido, é necessário o modelo dinâmico que define o comportamento das grandezas do MMC a serem controladas. Para isso, construiu-se um circuito

equivalente, que pode ser visto na Figura 15, onde os submodulos foram substituídos por fontes de tensão CC, e os indutores por uma indutância equivalente.

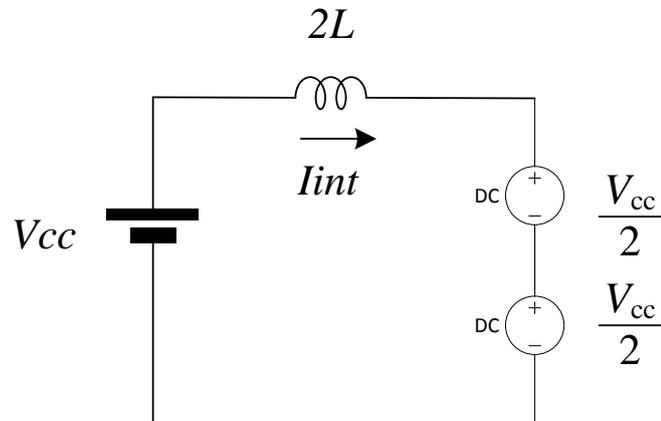


Figura 15- Circuito equivalente das correntes.

A malha interna de corrente é composta por um controlador $C_i(s)$, um sensor para realimentação $H_i(s)$ e uma função de transferência $G_{id}(s)$.

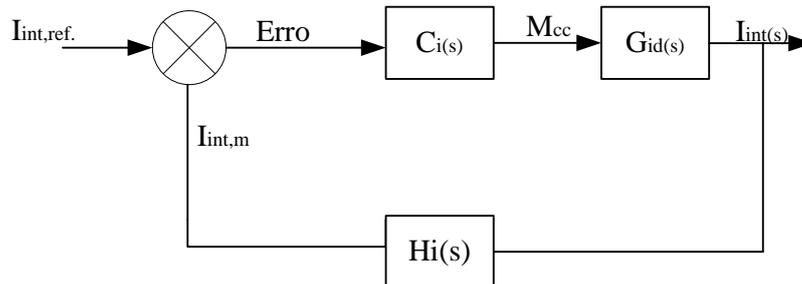


Figura 16- Diagrama de blocos do controle da corrente interna.

Sendo assim, a FTMA da corrente fica:

$$FTMA_{ciPI}(s) = C_i(s) \cdot M(s) \cdot G_{id}(s) \cdot H_i(s) \quad (10)$$

Para este projeto, posicionou-se o zero do controlador PI uma década abaixo da frequência de cruzamento, para que pouco influenciasse na resposta da malha de corrente:

$$f_{cz} = \frac{f_{ch}}{10} = 300 \text{ Hz} \quad (11)$$

$$\omega_{zero} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{cz}}{10} = 188,496 \text{ rad/s} \quad (12)$$

Com a definição de zero do controlador é possível determinar o ganho através da eq. (10), realizando a substituição pelos seus respectivos valores, a eq. (10) fica expressa conforme a seguinte eq. (13)

$$1 = k_{PI} \frac{(s+188,596)}{s} \cdot 1 \cdot \frac{V_{cc}}{0,001 \cdot s} \cdot 1 \quad (13)$$

Atribuindo $s \rightarrow j\omega$, e $V_{cc}=100$, tem-se:

$$1 = k_{PI} \frac{(j\omega+188,596)}{j\omega} \cdot 1 \cdot \frac{100}{0,001 \cdot j\omega} \cdot 1 \quad (14)$$

Como a equação anterior não pode ser solucionada devido aos parâmetros complexos, deve-se aplicar módulo em cada função de transferência, como demonstrado abaixo:

$$1 = \left| k_{PI} \frac{(j\omega+188,596)}{j\omega} \right| \cdot |1| \cdot \left| \frac{100}{0,001j\omega} \right| \cdot |1| \quad (15)$$

Considerando que $\omega \rightarrow \omega_{cz}$ e que $\omega_{cz} = 2\pi f_{cz}$, pode-se determinar o valor de K_{PI} , o qual pode ser expresso pela eq. (16)

$$k_{PI} = \frac{(2\pi \cdot 300) \cdot (0,001 \cdot 2\pi \cdot 300)}{(2\pi \cdot 300) \cdot 3} = 0.0188 \quad (16)$$

Para a malha interna de corrente obteve-se a função de transferência necessária para realizar o controle, conforme o circuito equivalente visto na Figura 15, onde inicialmente temos que:

$$i_c = m_{cc} \cdot i_{cc} \quad (17)$$

Considerando $V_p = m_{cc} \cdot V_{cc}$ e $V_n = m_{cc} \cdot V_{cc}$:

$$2L \frac{\partial I_{int}}{\partial t} = V_{cc} - V_{cc} \cdot m_{cc}(t) - V_{cc} \cdot m_{cc}(t) \quad (18)$$

Aplicando transformada de Laplace:

$$2L \frac{\partial I_{int}}{\partial t} = V_{cc} - V_{cc} \cdot m_{cc}(t) - V_{cc} \cdot m_{cc}(t) \quad (19)$$

Perturbando as variáveis de entrada e desconsiderando os termos de segunda ordem e contínuas:

$$I_{int}(s) = \hat{i}_{int}(s) + I_{int} \quad (20)$$

$$m_{cc}(s) = m_{cc}(s) + M_{cc} \quad (21)$$

Então:

$$2L.S.\hat{i}_{int}(s) + 2L.S.I_{int} = V_{cc} - 2V_{cc} - 2V_{cc} [m_{cc}(s) + M_{cc}(s)] \quad (22)$$

Simplificando:

$$2L.S.\hat{i}_{int}(s) = -2V_{cc} \cdot m_{cc}(s) \quad (23)$$

Função de transferência da malha de corrente:

$$\frac{\hat{i}_{int}(s)}{m_{cc}(s)} = \frac{-V_{cc}}{L.s} \quad (24)$$

Conforme a eq. ((24), verifica-se que a função de transferência da malha de corrente se dá pela tensão de barramento dividida pela indutância L do conversor.

A função de transferência no domínio S do controlador PI é:

$$C_i = k_{PI} \frac{(s + z_i)}{s} \quad (25)$$

Onde K_{PI} e Z_i foram calculados anteriormente, então:

$$C_i = 0,0188 \frac{(s + 188,596)}{s} \quad (26)$$

3.5.1.2 Controle das Tensões nos Capacitores

A malha externa de tensão tem como objetivo regular a tensão do conversor para um valor de referência pré-definido. A malha de tensão é composta pelo controlador de tensão $C_V(s)$ e pelo controlador de corrente $C_i(s)$, dois sensores para realimentação $H_i(s)$ e $H_V(s)$ e as funções de transferência de corrente e de tensão dos capacitores.

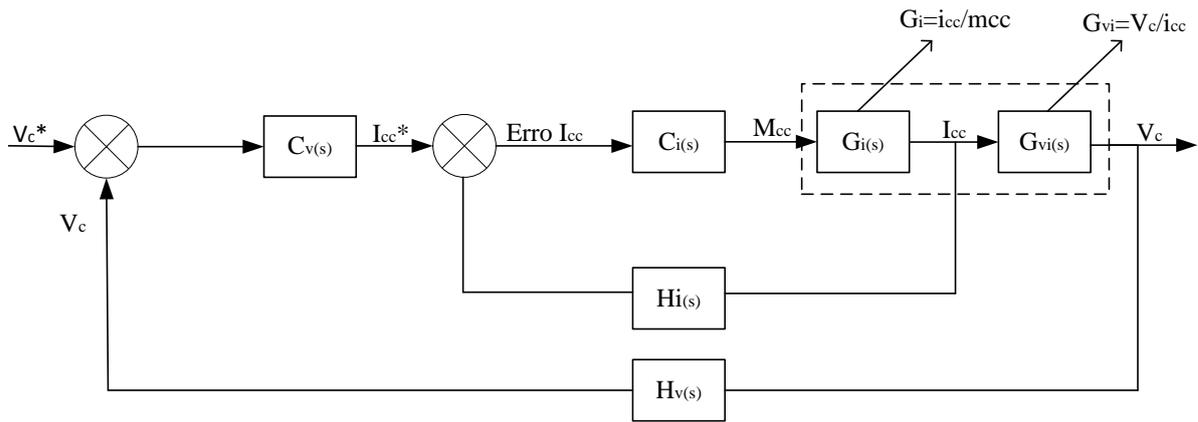


Figura 17- Diagrama de bloco do controle das correntes e das tensões nos capacitores.

Para a obtenção da função de transferência da malha de tensão, necessita-se de um modelo que represente a variação das tensões equivalentes dos polos em função da parcela CC da modulante (m_{cc}). O circuito equivalente de um polo do conversor é composto por uma fonte de tensão dependente, que representa a tensão sintetizada na saída de todos os submódulos e uma fonte de corrente dependente, que representa a circulação de corrente dentro do submódulo. Conforme a figura abaixo:

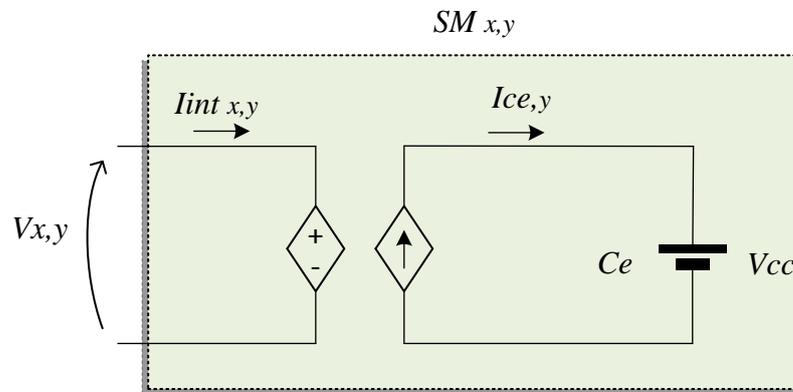


Figura 18- Circuito equivalente do SM.

Substituindo o modelo da Figura 18 no lugar dos submódulos do circuito do Figura 5 obtém-se o circuito equivalente:

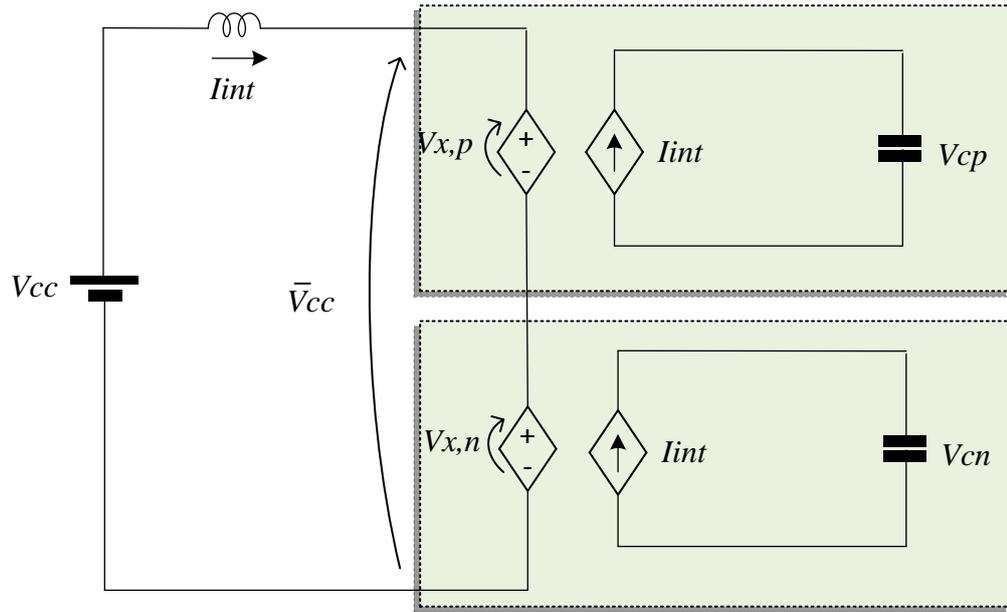


Figura 19- Circuito equivalente das tensões.

As modulantes dos polos são definidas como uma parcela CC ideal, utilizada para controle das somas das tensões de uma fase, uma parcela CA, utilizada para equilibrar a distribuição de potência ativa entre os polos do conversor.

Para a parcela CC, a função de transferência da malha de tensão é:

$$\frac{\partial V_{cp}}{\partial t} = \frac{i_c}{C} \quad (27)$$

A relação existente entre a corrente e a modulante é dada em cada polo por:

$$i_c = m_{cc} \cdot i_{cc} \quad (28)$$

Logo:

$$\frac{\partial V_{cp}}{\partial t} = \frac{m_{cc} \cdot i_{cc}}{C} \quad (29)$$

E

$$\frac{\partial V_{cn}}{\partial t} = \frac{m_{cc} \cdot i_{cc}}{C} \quad (30)$$

Então:

$$\frac{\partial V_{cn}}{\partial t} + \frac{\partial V_{cp}}{\partial t} = \frac{\partial V_c^+}{\partial t} \quad (31)$$

Substituindo:

$$\frac{m_{cc} \cdot i_{cc}}{C} + \frac{m_{cc} \cdot i_{cc}}{C} = \frac{\partial V_c^+}{\partial t} \quad (32)$$

Aplicando a Transformada de Laplace:

$$S \cdot V_c^+(s) = \frac{2m_{cc} \cdot i_{cc}(s)}{C} \quad (33)$$

$$\frac{V_c^+(s)}{i_{cc}(s)} = \frac{2.m_{cc}(s)}{S.C} \quad (34)$$

Como $m_{cc}(s) = M_{cc} + m_{cc}(s)$:

$$\frac{2.M_{cc}}{S.C} = \frac{2.0.5}{S.C} \quad (35)$$

Logo, a função de transferência igual a:

$$FT = \frac{1}{S.C} \quad (36)$$

Com o tipo de controlador e a planta definidos, a função de transferência em malha aberta compensada é obtida através da eq. (37)

$$1 = k_{pi} \frac{(s + Z_{pi})}{s} \cdot \frac{m_{cc}}{C.s} \cdot 1 \quad (37)$$

Onde:

$$Z_{pi} = 2\pi 60$$

$$C = 10mF$$

$$S = 2\pi 3j$$

Substituindo:

$$1 = \left| k_{pi} \frac{(2\pi 300j + 3.7699)}{2\pi 300} \right| \cdot \left| \frac{1}{2\pi 300.10m} \right| \cdot |1| \quad (38)$$

$$1 = \left| k_{pi} \frac{(1884,96 + 3.7699)}{1884,96} \right| \cdot \left| \frac{1}{1884,96.10m} \right| \cdot |1| \quad (39)$$

$$k_{pi} = 0,0938 \quad (40)$$

Logo:

$$C_v^+ = 0.0938 \left(\frac{s + 3.7699}{s} \right) \quad (41)$$

Para a parcela CA, a função de transferência da malha de tensão é:

$$\frac{\partial V_{cp}}{\partial t} = \frac{i_{ca}}{C} \quad (42)$$

A relação existente entre a corrente é a modulante em cada polo é dada por:

$$i_c = m_{cc} i_{ca} \quad (43)$$

Logo:

$$\frac{\partial V_{cp}}{\partial t} = \frac{m_{cc} \cdot i_{ca}}{C} \quad (44)$$

E

$$\frac{\partial V_{cn}}{\partial t} = \frac{m_{cc} \cdot i_{ca}}{C} \quad (45)$$

Então:

$$\frac{-\partial V_{cn}}{\partial t} + \frac{-\partial V_{cp}}{\partial t} = \frac{\partial V_c^-}{\partial t} \quad (46)$$

Substituindo:

$$\frac{-m_{cc} \cdot i_{ca}}{C} + \frac{-m_{cc} \cdot i_{ca}}{C} = \frac{\partial V_c^-}{\partial t} \quad (47)$$

Aplicando Transformada de Laplace:

$$S \cdot V_c^-(s) = \frac{-2m_{cc} \cdot i_{ca}(s)}{C} \quad (48)$$

$$\frac{V_c^-(s)}{i_{ca}(s)} = \frac{-2 \cdot m_{cc}(s)}{S \cdot C} \quad (49)$$

Como $m_{cc}(s) = M_{cc} + m_{cc}(s)$:

$$\frac{2 \cdot M_{cc}}{S \cdot C} = \frac{-2 \cdot 0.5}{S \cdot C} \quad (50)$$

Logo, a função de transferência igual a:

$$FT = -\frac{1}{S \cdot C} \quad (51)$$

Com o tipo de controlador e a planta definida, a função de transferência em malha aberta compensada é obtida através da eq. (52).

$$1 = k_{pi} \frac{(s + Z_{pi})}{s} \cdot \frac{-m_{cc}}{C \cdot s} \cdot 1 \quad (52)$$

Onde:

$$Z_{pi} = 2\pi 120$$

$$C = 10mF$$

$$S = 2\pi f \cdot j$$

Substituindo:

$$1 = \left| k_{pi} \frac{(2\pi 120j + 7.5398)}{2\pi 120} \right| \cdot \left| \frac{1}{2\pi 120 \cdot 10m} \right| \cdot |1| \quad (53)$$

$$k_{pi} = -0.2653 \quad (54)$$

Logo:

$$C_v^- = -0.2653 \left(\frac{s + 7.5398}{s} \right) \quad (55)$$

O controle do conversor em malha aberta, por meio de referências pré-estabelecidas, provoca a circulação de componentes harmônicos, predominantemente pares, entre polos do conversor (ABILDGAARD; MOLINAS, 2012). Estes harmônicos contribuem para o aumento das perdas do sistema. A limitação da circulação de corrente harmônica pode ser obtida através do aumento da indutância do braço do conversor, ou, por meio do desequilíbrio da tensão dos capacitores em cada SM (ANTONOPOULOS, 2009)(HAGIWARA; MAEDA; AKAGI, 2012).

3.5.1.3 Estratégia de Ajuste das Tensões Individuais dos Capacitores

Para o completo funcionamento do conversor, faz-se necessário o controle das tensões individuais dos capacitores. Como o conversor opera com a inserção de SMs distintos, o controle deve ser realizado individualmente, uma vez que diferenças no processamento de potência ativa de cada SM podem ocorrer na prática. A carga ou descarga de um capacitor em um SM é dependente do sentido da corrente que circula no braço e pelo estado do submódulo, se pode estar em funcionamento ou não. Para efetuar o equilíbrio da tensão V_c dos SMs do braço a , desenvolveu-se a seguinte lógica de funcionamento: Se a corrente do polo for maior que zero, ou seja, positiva, escolhe-se o SM de menor tensão V_c , ou o de maior tensão V_c se a corrente for negativa. No polo negativo repete-se o mesmo procedimento.

Salienta-se que o controle dos capacitores para o braço b é feito da mesma forma.

3.5.2 Sistema de controle do Braço a

A corrente interna do conversor se dá pela média das correntes do polo positivo e do polo negativo, conforme a equação abaixo:

$$I_{int_a} = \frac{i_{pa} + i_{na}}{2} \quad (56)$$

A corrente interna é medida para realizar o controle da mesma e manter seus níveis em valores adequados através de uma estratégia por histerese. Além disso, utiliza-se uma malha externa de tensão para alterar a referência do ajuste de corrente, conforme apresentado na Figura 20 e Figura 21.

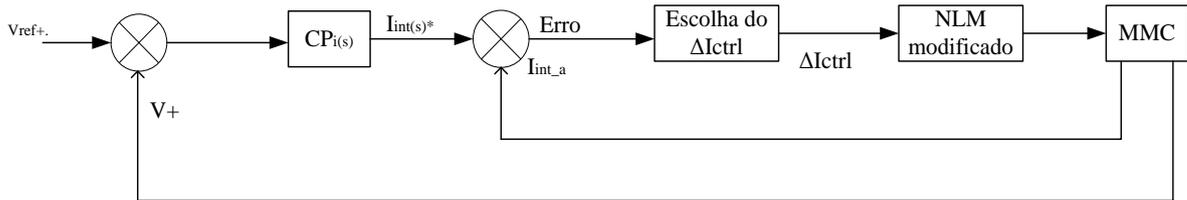


Figura 20 - Diagrama de blocos da modulação NLM do braço a para V^+ .

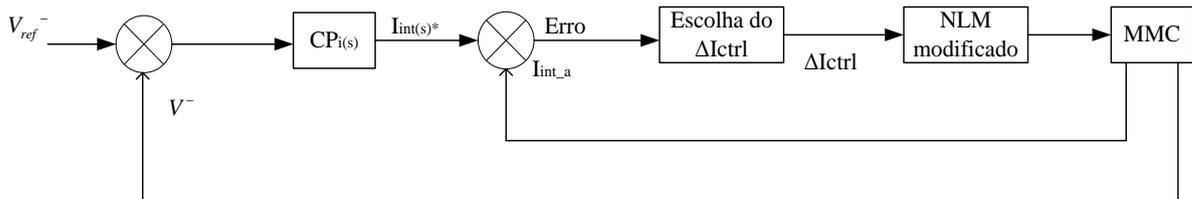


Figura 21 - Diagrama de blocos da modulação NLM do braço a para V^- .

Para o braço a , determina-se as referências do polo positivo e do polo negativo a fim de realizar o controle. Essa determinação depende da corrente medida, conforme a eq. (57) e (58). Se o erro entre a corrente interna medida e a corrente de referência for maior que zero, o ΔI_{ctrl} é igual a 0,25, o que fará com que o arredondamento seja para cima. Caso o erro entre as correntes medida e de referência for menor que zero, o ΔI_{ctrl} deve ser -0,25 e consequentemente o arredondamento será para baixo.

$$\text{num_p} = \text{round}(N * \text{ref_p} - \Delta I_{ctrl}) \quad (57)$$

$$\text{num_n} = \text{round}(N * \text{ref_n} - \Delta I_{ctrl}) \quad (58)$$

Onde:

round é a função de arredondamento;

N é a quantidade de submódulos;

ref_p e ref_n são a referência do polo positivo e negativo respectivamente, provenientes da eq.(7).

3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS.

Neste capítulo apresentou-se o conversor proposto, bem como a metodologia e a sua forma de funcionamento. Analisando as formas de onda obtidas através da simulação e comparando com a presente na literatura, verificou-se que conversores modulares multiníveis híbridos apresentam mais níveis de tensão na saída do conversor, possuindo a mesma quantidade de chaves semicondutoras que o conversor multinível modular convencional. Isto ocorre principalmente devido às tensões dos capacitores serem distintas entre os braços, possibilitando a criação de níveis adjacentes entre os níveis já presentes no MMC convencional. Apresentou-se também, o modelo matemático para implementar o controle das correntes e

tensões do conversor. Para o modelo matemático, elaboraram-se circuitos equivalentes afim de facilitar a obtenção das variáveis que devem ser controladas.

CAPITULO 4- ANÁLISES E RESULTADOS

4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos através da análise do funcionamento do conversor em malha aberta para demonstrar o funcionamento da estratégia de modulação híbrida e em malha fechada para demonstrar o funcionamento do conversor juntamente com a estratégia de controle proposta.

4.2 ANÁLISE DOS RESULTADOS

O circuito do conversor híbrido proposto ilustrado na Figura 22 foi simulado no *software* PSIM[®].

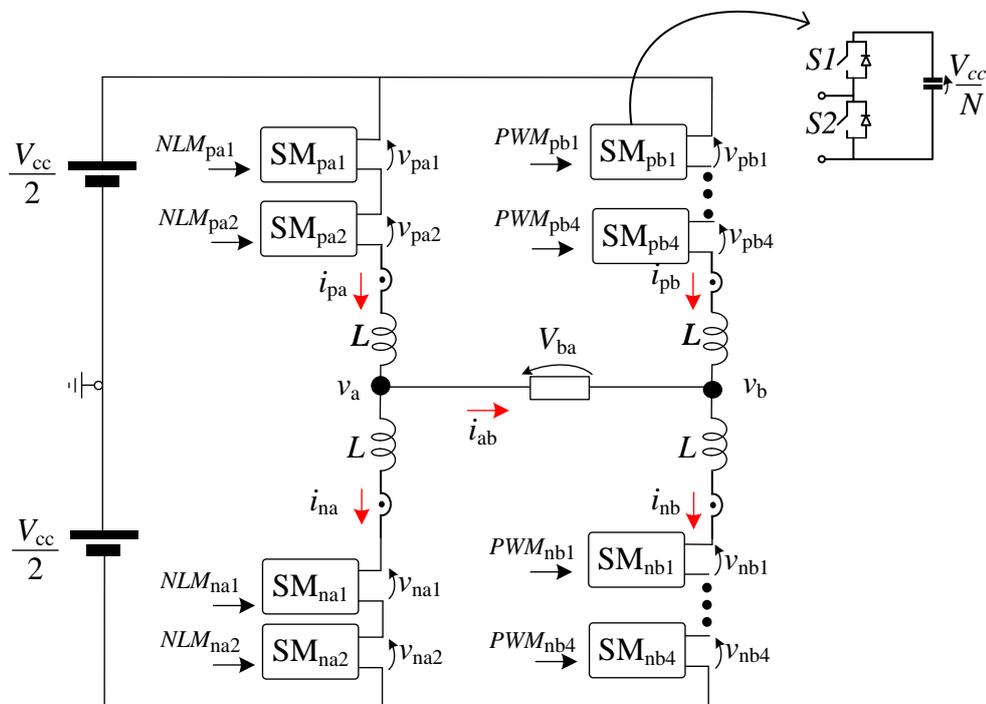


Figura 22- Topologia do MMC simulado.

Os parâmetros utilizados para a simulação do conversor são apresentados na Tabela 3.

Tabela 3. Parâmetros de simulação.

Parâmetros	Valor
Tensão do barramento CC (V_{cc})	100 V
Potência ativa de saída	500 W
Indutância (L)	1 mH
Capacitância (C)	10 mF
Frequência de chaveamento (F_{ch})	3000 Hz

Utilizando o seguinte diagrama básico de funcionamento:

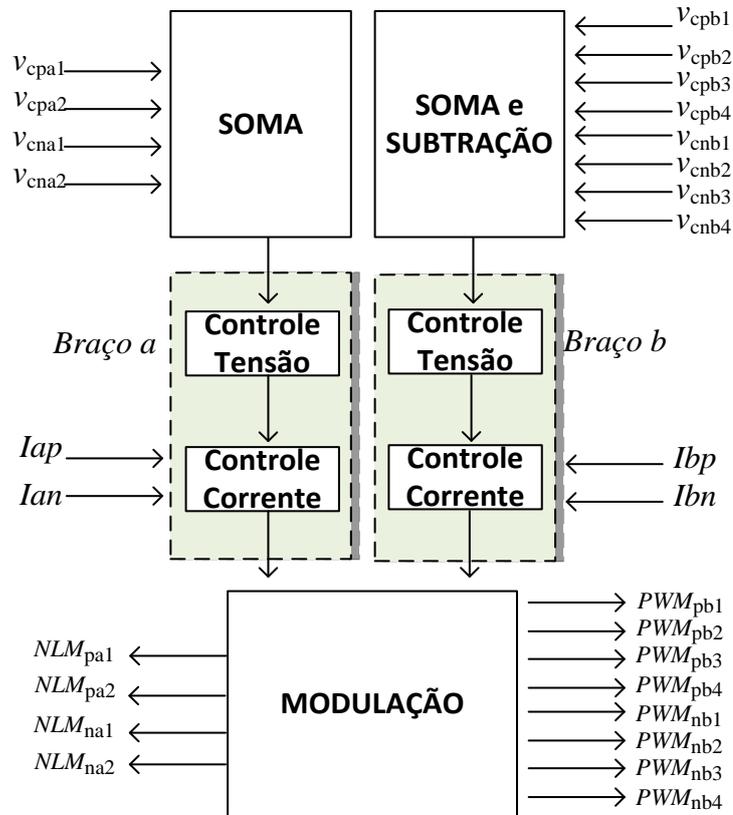


Figura 23- Diagrama básico dos sistemas de controle e modulação.

As malhas de controle de corrente e tensão foram simuladas juntamente com o circuito da Figura 22. Os controladores utilizados foram do tipo PI, os quais foram projetados com base no procedimento descrito na seção 3.5.1.

Salienta-se que foram definidos os mesmos valores de capacitância e indutância em ambos os braços para apresentar as diferenças entre as ondulações de tensão e corrente entre os braços operando com a mesma frequência de chaveamento.

Conforme o diagrama da Figura 23, as tensões dos capacitores são somadas para serem utilizadas no controle da soma das tensões dos capacitores. As correntes dos polos são utilizadas para o controle da corrente interna, obtida a partir da eq. (56). No braço *b*, além da malha de controle da soma das tensões, as somas das tensões de cada polo são subtraídas para serem utilizadas na malha da subtração das tensões. A partir disso, os sinais de controle são enviados para a estratégia de modulação e aplicados nos SMs.

A estratégia de modulação foi implementada através do bloco C de programação. Neste bloco foram indicadas as entradas como as variáveis de corrente e tensão medidas, as quais

foram utilizadas para realizar a escolha dos SMs que serão inseridos através da lógica para o controle individual dos capacitores.

4.2.1 Correntes Controladas

Utilizando uma referência de 10 A para o controle do braço *a* e 15 A para o braço *b*, em malha aberta, utilizando fontes no lugar dos capacitores nos submódulos, pode-se verificar nas figuras abaixo o correto funcionamento do controle interno das correntes.

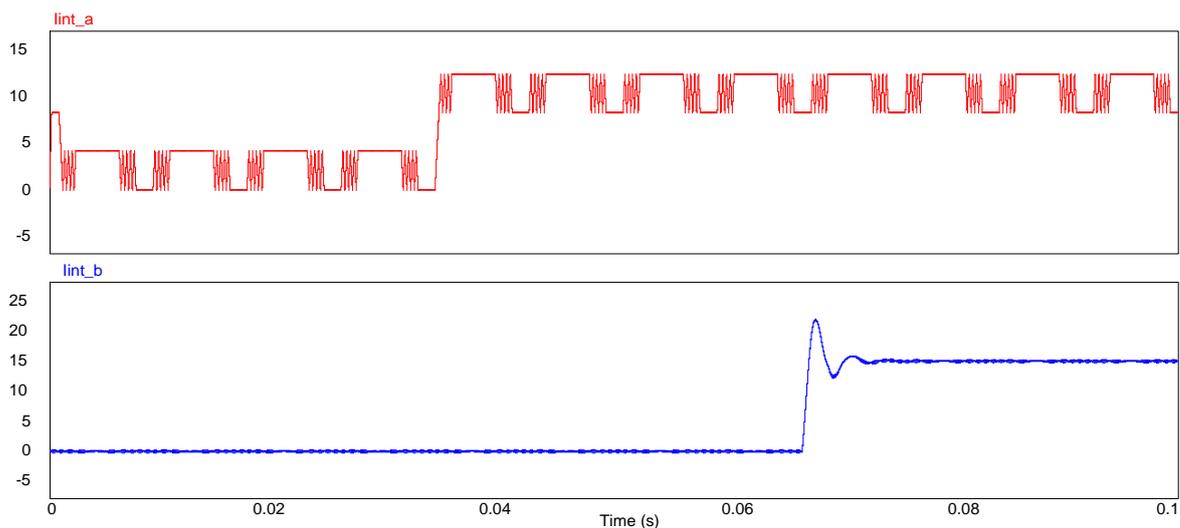


Figura 24- Controle da corrente interna dos indutores.

No resultado da Figura 25, foram considerados capacitores nos submódulos e as malhas de controle da soma e da subtração das tensões dos capacitores com o propósito de obter a resposta em regime permanente das correntes internas do conversor proposto. Observa-se que a malha fechada das tensões modifica as correntes em comparação ao resultado da Figura 24, pois o controle insere uma ondulação nas correntes devido a ondulação presente nos capacitores. Apesar da presença desta ondulação, as correntes se mantiveram controladas.

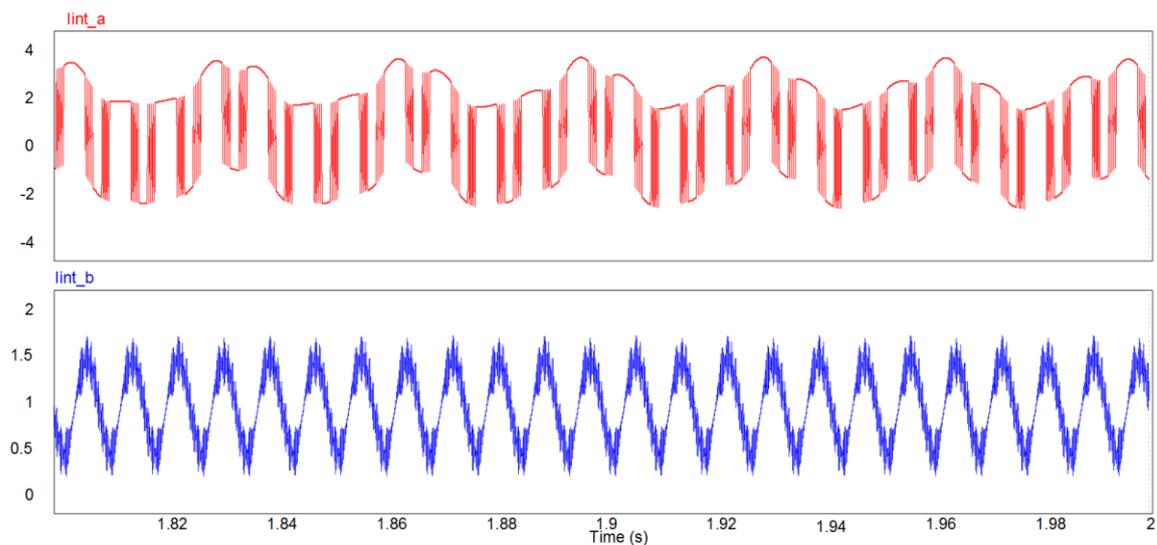


Figura 25- Controle da corrente interna dos indutores.

4.2.2 Tensão nos Indutores

Como já citado anteriormente, a utilização de indutores em série com os submódulos, se dá devido à soma das tensões inseridas pelos SMs que são diferentes de V_{cc} . Ao utilizar a estratégia de modulação *Phase-Shift*, idealmente as tensões nos indutores são nulas, garantindo uma convergência natural das tensões do conversor. Na modulação NLM modificada a tensão nos indutores depende do fator que é somado na modulante para produzir mais níveis. Isso pode ser visto na Figura 26.

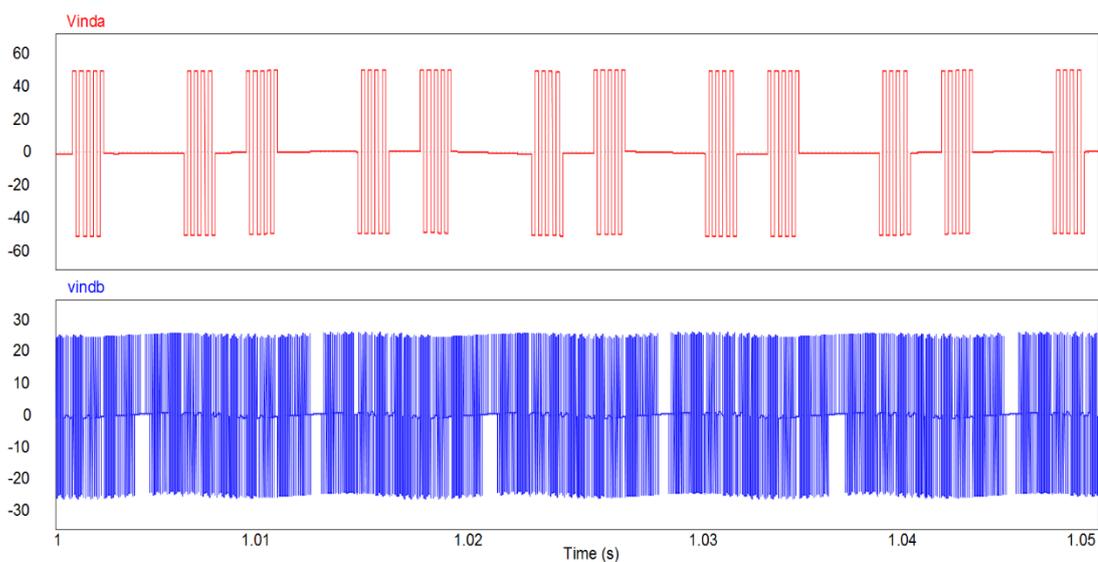


Figura 26- Tensão em cima dos indutores.

No braço *a*, a comutação é em baixa frequência devido a NLM. Já no braço *b*, é em alta frequência devido a modificação da estratégia NLM para possibilitar o controle da corrente interna. Com isso, a variação no braço *a* é de 0 V à 50 V, permanecendo grande parte do tempo em 0V. No braço *b*, a tensão que aparece em cima dos indutores varia de -25 V à 25 V, durante todo o tempo, já que está operando em alta frequência.

4.2.3 Tensão nos Capacitores

Com o controle em completo funcionamento, verificou-se as tensões sobre os capacitores de cada SM, tanto no braço *a*, quanto no braço *b*, convergiram para os valores que cada submódulo sintetiza, V_{cc}/N

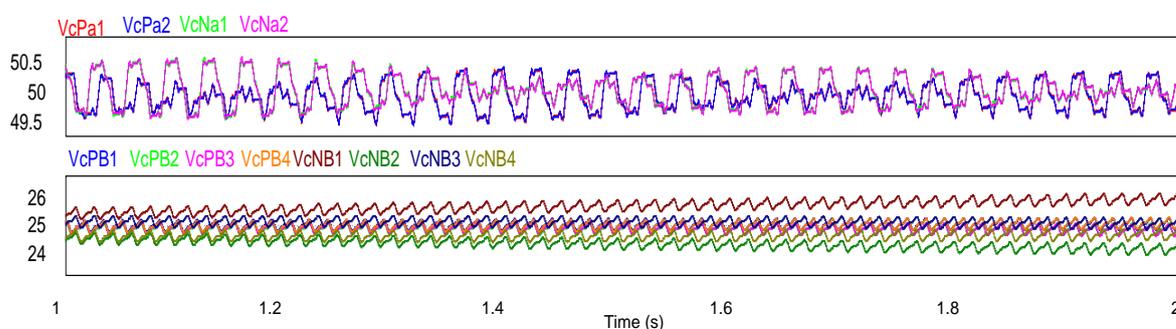


Figura 27- Controle da tensão dos capacitores.

Conforme a Figura 27, as tensões dos capacitores do braço *a*, estão sendo controladas, devido a lógica de seleção dos submódulos. Já as tensões dos capacitores do braço *b*, apresentam uma pequena divergência, já que neste caso não estão sendo controladas as tensões. Salienta-se que o tempo de simulação utilizado é o tempo mínimo que o controle do conversor consegue atuar e se estabilizar.

4.2.4 Formas de onda dos submódulos

A soma das tensões nos submódulos forma a tensão de saída em cada braço. Na Figura 28, verifica-se as tensões de saída de cada submódulo do braço *a* do circuito proposto, em sequência, sendo a última figura a tensão sintetizada na saída do braço *a*, $V_{virtual}$.

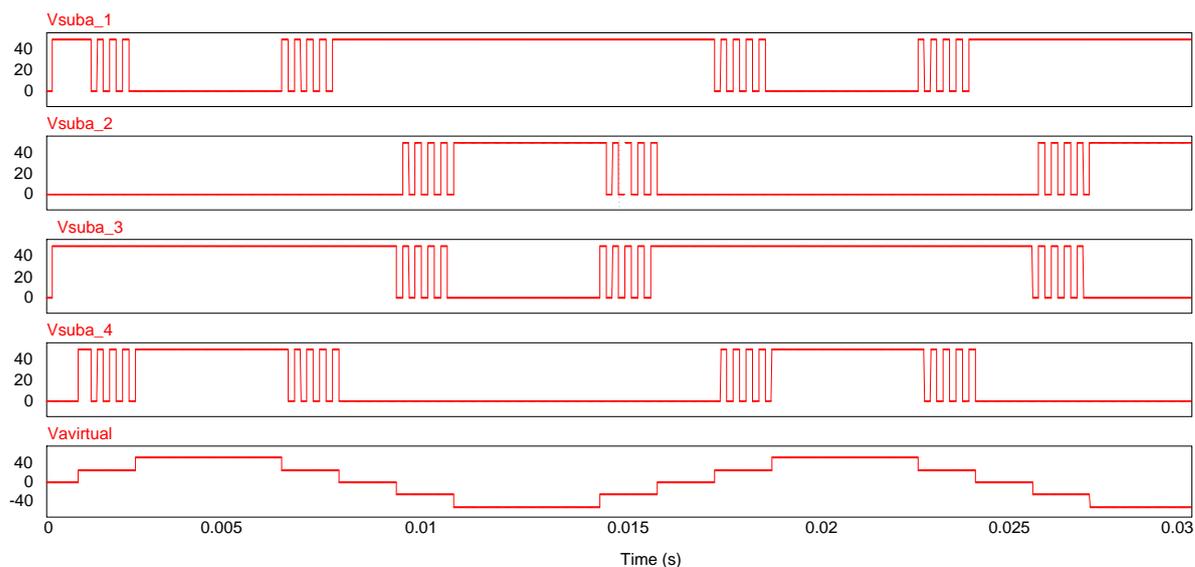


Figura 28-Formas de onda de saída de cada submódulo no braço a operando em malha aberta.

Para o braço b , pode-se verificar na Figura 27 a forma de onda de saída de cada SM. Este braço possui oito submódulos e o somatório das tensões pode-se verificar na Figura 29 e na Figura 31, o $V_{bvirtual}$.

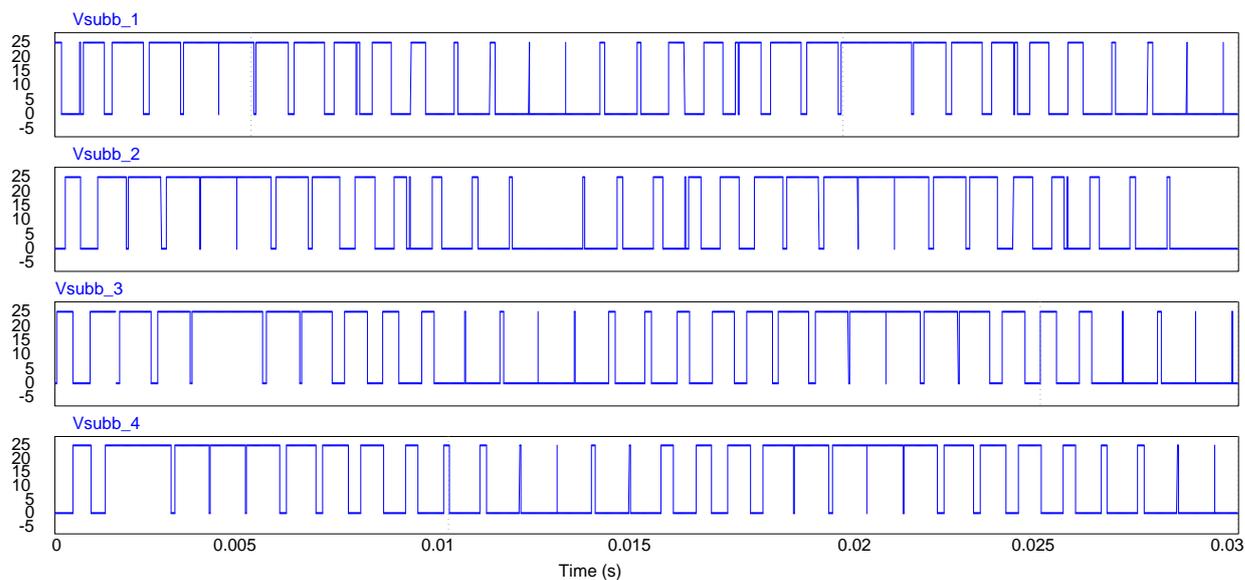


Figura 29-Formas de onda de saída de cada submódulo no braço b .

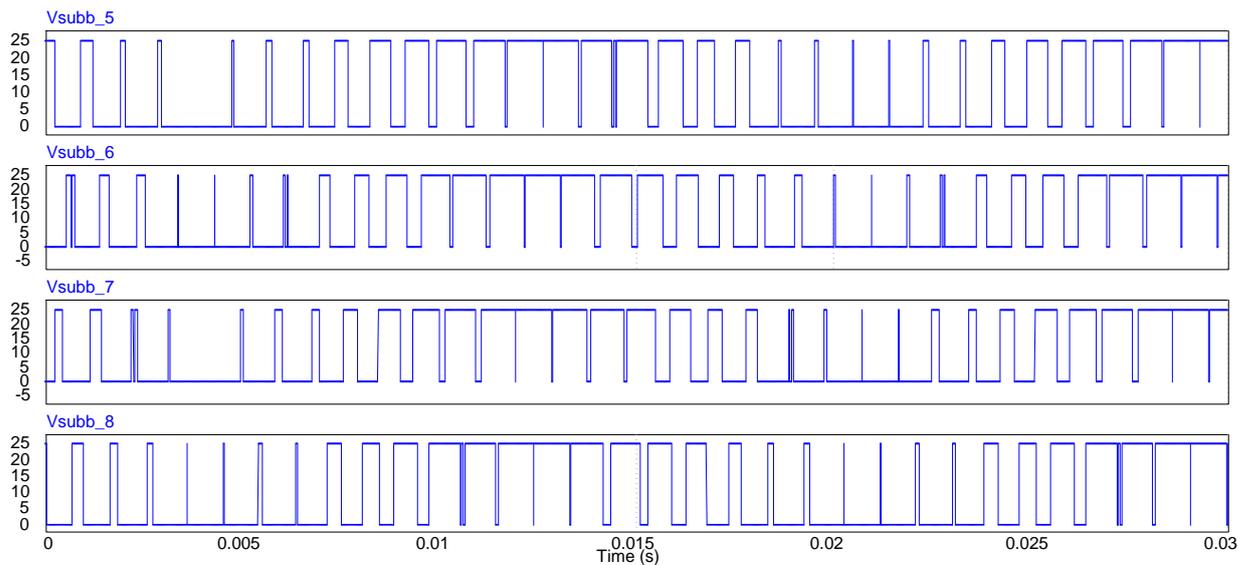


Figura 30-Formas de onda de saída de cada submódulo no braço *b*.

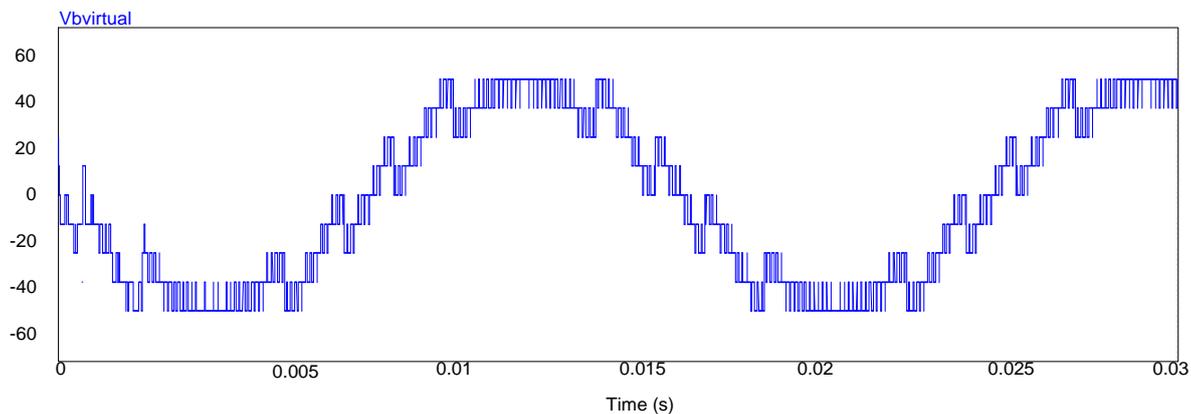


Figura 31- Somatório das formas de onda do submódulo do braço *b*, $V_{bvirtual}$ com o conversor operando em malha aberta.

4.2.5 Resultados com degrau

Afim de verificar e comprovar o correto funcionamento do controle da corrente interna, aplicou-se um degrau de referência de corrente de 15 A em 0,033 s para o braço *a*, e em 0,066 s no braço *b* conforme apresentado na Figura 32.

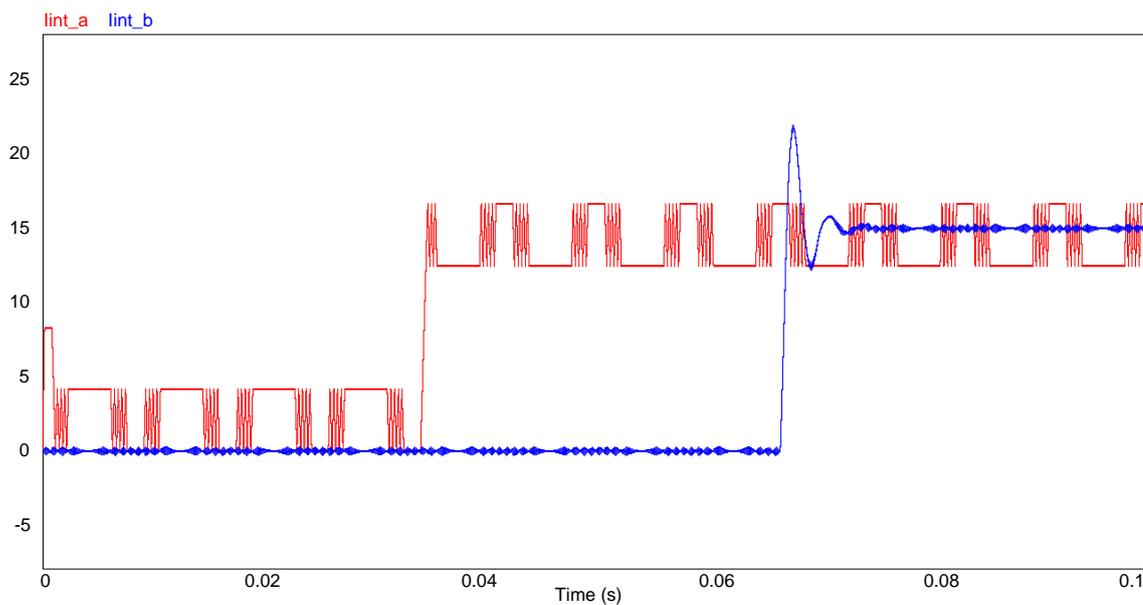


Figura 32- Controle das correntes internas com degrau de carga.

As tensões dos indutores não sofreram nenhuma alteração, aparecendo somente uma pequena variação no exato momento do degrau de carga. Esta característica ocorre devido a variação das tensões nos terminais de saída dos SMs para compensar o distúrbio de corrente ocasionado pela adição de carga.

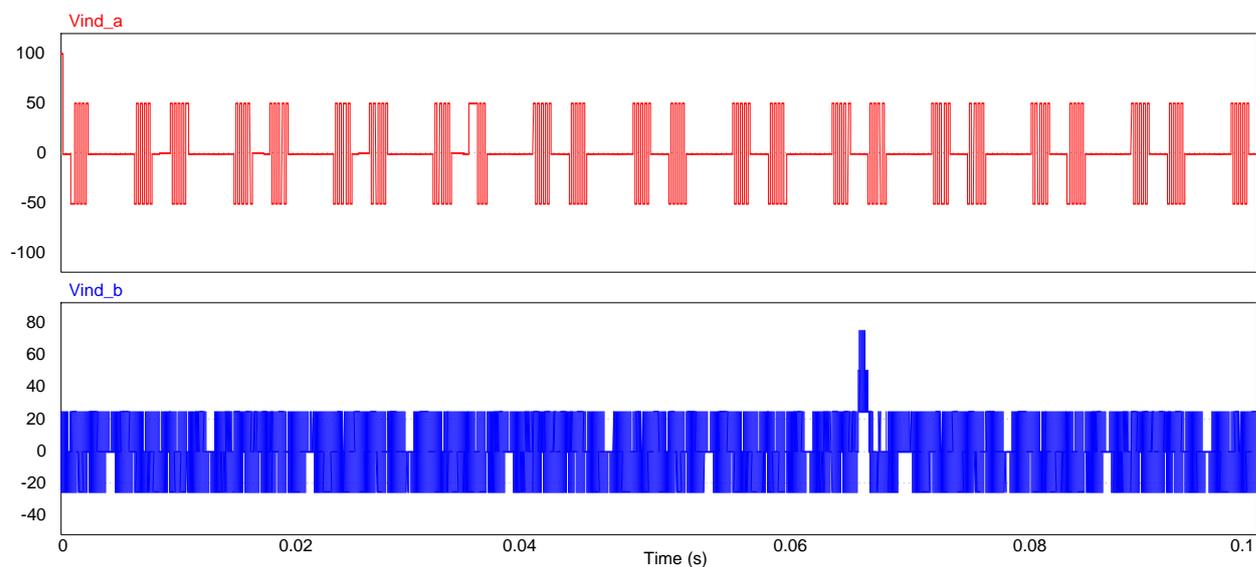


Figura 33- Controle das correntes internas com degrau de carga.

Aplicou-se um degrau de carga na saída do conversor, afim de demonstrar o controle das tensões dos capacitores. As tensões sofreram um distúrbio no exato momento do degrau de carga, convergindo para a tensão de 50 V, conforme o controle se estabilizava, como pode ser verificada na Figura 34.

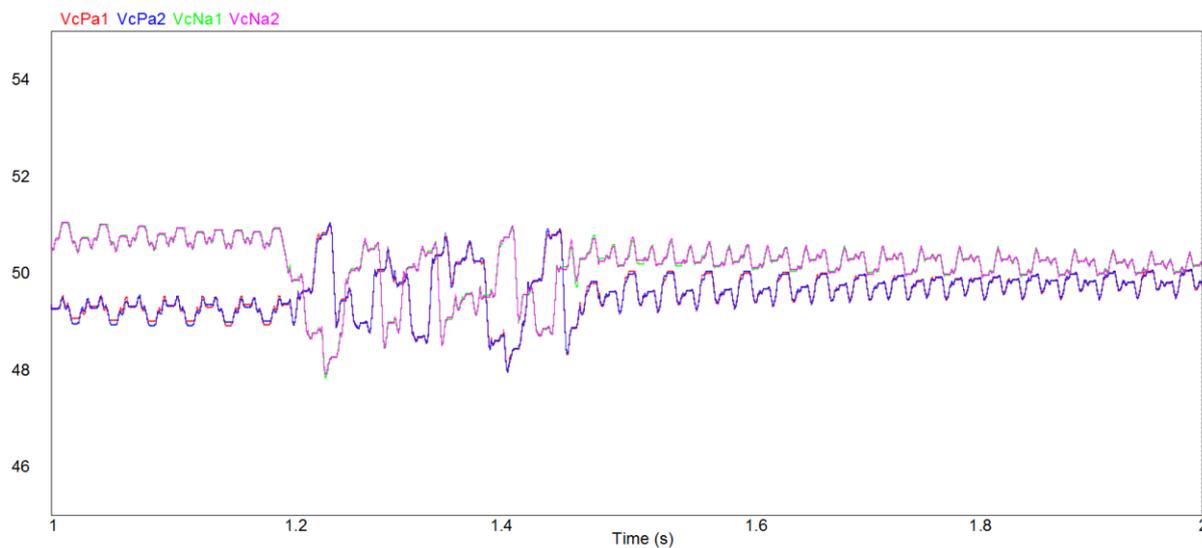


Figura 34- Controle das tensões dos capacitores do braço *a* com degrau de carga.

Salienta-se que o controle das tensões do braço *b*, são semelhantes ao controle do braço *a*, porém não foi realizado neste trabalho.

CAPITULO 5- CONCLUSÃO

5.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho de conclusão de curso foi proposta uma topologia nova de um Conversor Multinível Modular Híbrido, onde o objetivo principal é demonstrar a análise e o controle de operação do conversor. Como pode ser visto nos capítulos anteriores, o conversor proposto apresenta algumas vantagens em relação ao conversor convencional presente na literatura. Uma das principais vantagens é a quantidade de níveis a mais que o conversor proporciona, fazendo uso da mesma quantidade de submódulos e de chaves semicondutoras. Isso se dá principalmente devido às tensões dos capacitores serem distintas entre os braços, possibilitando a criação de níveis adjacentes entre os níveis já presentes no MMC convencional. Outro fator influente e vantajoso, é a modulação híbrida, onde um braço trabalha em baixa frequência, e outro em alta frequência.

Apesar destas vantagens, é importante ressaltar que somente é possível fazer o uso de chaves semicondutoras de baixa frequência de chaveamento para os submódulos de maior tensão de barramento se a estratégia de controle da corrente interna for implementada com uma amostragem em baixa frequência, visto que esta estratégia de controle produz mais pulsos de chaveamento quando comparada a estratégia NLM convencional. Já no outro braço é possível fazer o uso de chaves semicondutoras de alta frequência e de menor tensão de bloqueio para as células que operam com tensão de barramento menores.

Devido à possibilidade de operar em baixa frequência o braço a , os indutores poderão ser mais volumosos para garantir uma ondulação na corrente interna pequena, pois caso haja elevada tensão sobre os indutores, a corrente interna aumentará indefinidamente. É importante ressaltar que o controle da corrente interna é de suma importância para que o conversor trabalhe corretamente. Para aumentar o desempenho do controle da corrente interna neste braço, é possível aumentar a frequência de amostragem da estratégia para ajuste de Δi_{ctrl} , o que impactaria positivamente na diminuição dos indutores dos braços, porém, impactaria negativamente devido a necessidade de operar também no braço a com chaves semicondutoras em alta frequência. Esta característica apesar de parecer uma desvantagem, é uma condição já existente na topologia convencional, então, acredita-se que com uma frequência de amostragem igual a frequência de chaveamento do conversor convencional é possível atingir limites semelhantes de ondulação nos indutores, porém, com um aumento significativo no número de níveis de saída.

Os indutores do braço b , possuem níveis de tensão menores, sendo estes aplicados em alta frequência, portanto, estes terão menores dimensões para garantir a mesma ondulação de corrente quando comparado ao MMC convencional. Já os capacitores, deverão suportar uma tensão maior no braço a , e uma tensão menor no braço b , quando comparados ao conversor convencional, onde a capacitância também segue a mesma relação. Na medida que a quantidade de SMs aumenta, as diminuem diferenças entre os elementos indutivos e capacitivos do MMC híbrido e convencional.

5.2 PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

Como trabalhos futuros sugere-se o estudo dos seguintes temas:

- Aplicação deste conversor como D-STATCOM em redes de distribuição de média e alta tensão.
- Proposta de uma estratégia de controle individual dos capacitores, capaz de trabalhar idealmente conforme aumenta-se os SMs.

REFERÊNCIAS

- ABB, P. SYSTEM-H. HVDC Light ® It's time to connect. 2011.
- ABILDGAARD, E. N.; MOLINAS, M. Modelling and Control of the Modular Multilevel Converter (MMC). v. 20, n. Mmc, p. 227–236, 2012.
- ALLEBROD, S.; HAMERSKI, R.; MARQUARDT, R. New transformerless, scalable Modular Multilevel Converters for HVDC-transmission. **2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference**, p. 174–179, 2008.
- A. NABAE, I. TAKAHASHI AND H. AKAGI "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518-523, Sept. 1981.
- ANTONOPOULOS. On Dynamics and Voltage Control of the Modular Multilevel Converter. 2009.
- BAKER, R. H. "High-Voltage Converter Circuit". U.S. patent number 4.203.151, May 1975.
- BARUSCHKA, L.; MERTENS, A. A new 3-phase direct modular multilevel converter. **Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications**, v. 2, n. 2, p. 1–10, 2011.
- BHAGWAT, P. M. Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter. v. I, n. 6, 1983.
- CHOI, N. S.; CHO, J. G.; CHO, G. H. A general circuit topology of multilevel inverter. [s.d.].
- CHUCO, B.; WATANABE, E. H. A comparative study of dynamic performance of HVDC system based on conventional VSC and MMC-VSC. p. 1–6, 2010.
- DAVIDSON, C. C.; TRAINER, D. R. Innovative Concepts for Hybrid Multi-Level Converters for HVDC Power Transmission. **9th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2010)**, p. 1–5, 2010.
- DEBNATH, S. et al. A New Hybrid Modular Multilevel Converter for Grid Connection of Large Wind Turbines. v. 4, n. 4, p. 1051–1064, 2013.
- DOMMASCHK, M. et al. HVDC PLUS – Basics and Principle of Operation. [s.d.].
- GEMMELL, B. D. et al. Prospects of multilevel VSC Technologies for power transmission. **Transmission and Distribution Exposition Conference: 2008 IEEE PES Powering Toward the Future, PIMS 2008**, p. 1–16, 2008.
- GLINKA, M.; MARQUARDT, R. A New AC / AC Multilevel Converter Family. v. 52, n. 3, p. 662–669, 2005.
- GREEN, T. C.; CONVERTER, V. S.; POWER, H. V. Control of a modular multilevel converter-based HVDC transmission system Exhibition Rd ., SW7 2AZ Keywords. n. Mmc,

[s.d.].

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, 2012.

HOFT, R. G. Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters : Part I-Harmonic Elimination Lull ~- -. v. I, n. 3, 1973.

HU, P.; MEMBER, S.; JIANG, D. A Level-Increased Nearest Level Modulation Method for Modular Multilevel Converters. v. 30, n. 4, p. 1836–1842, 2015.

HVDC, A. HVDC-VSC : transmission technology of the future. p. 13–17, 2011.

JAYASINGHE, R. P. Efficient Modeling of Modular Multilevel HVDC Converters (MMC) on Electromagnetic Transient Simulation Programs. v. 26, n. 1, p. 316–324, 2011.

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

KONSTANTINOU, G. S. Analysis of Multi-carrier PWM Methods for Back-to-back HVDC Systems based on Modular Multilevel Converters. p. 4391–4396, [s.d.].

KONSTANTINOU, G. S.; CIOBOTARU, M.; AGELIDIS, V. G. Operation of a modular multilevel converter with selective harmonic elimination PWM. **8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia**, p. 999–1004, 2011.

KOURO, S. et al. Reduced Switching-Frequency-Modulation Algorithm for High-Power Multilevel Inverters. v. 54, n. 5, p. 2894–2901, 2007.

KOURO, S. et al. Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters. v. 57, n. 8, p. 2553–2580, 2010.

LAI, J.; MEMBER, S.; PENG, F. Z. Multilevel Converters-A New Breed of Power Converters. v. 32, n. 3, p. 509–517, 1996.

LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. **2003 IEEE Bologna PowerTech - Conference Proceedings**, v. 3, p. 272–277, 2003.

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, 2000.

MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. 1992.

OLIVEIRA GONÇALVES, L. GUSTAVO. PROJETO DE UM INVERSOR

MULTINÍVEIS HÍBRIDO PARA MÉDIA TENSÃO INDUSTRIAL. 2011.

PEREZ, M. A; FUENTES, E.; RODRIGUEZ, J. Predictive current control of ac-ac modular multilevel converters. **Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on**, p. 1289–1294, 2010.

RANDAZZO BARONI, B. Aplicação do conversor Multinível modular em transmissão HVDC com eliminação seletiva de Harmônicos. 2012.

RASHID-, M. H. **Aplicações da eletrônica de potência**. [s.l: s.n.].

RECH, C.; PINHEIRO, J. R. Hybrid Multilevel Converters: Unified Analysis and Design Considerations. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 2, p. 1092–1104, 2007.

RODRIGUEZ, et.al , "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *Industrial Electronics*, **IEEE Transactions on** , vol.49, no.4, pp. 724- 738, Aug 2002.

SARTENEJAS, V. DE. Evaluation and Proposal of MMC-HVDC Control Strategies under Transient and Steady State Conditions Avenue des Renardières Keywords MMC Inner Controller. [s.d.].

SOLAS, E. et al. Modulation of Modular Multilevel Converter for HVDC application. **Proceedings of EPE-PEMC 2010 - 14th International Power Electronics and Motion Control Conference**, p. 84–89, 2010.

SYSTEM, B. H.; SAEEDIFARD, M.; IRAVANI, R. Dynamic Performance of a Modular Multilevel. v. 25, n. 4, p. 2903–2912, 2010.

WANG, C.; MENG, J.; WANG, Y. Modified Carrier Phase-Shifted SPWM for a Hybrid Modular Multilevel Converter with HBSMs and FBSMs. p. 0–4, 2016.

XU, J.; ZHAO, P.; ZHAO, C. Reliability Analysis and Redundancy Configuration of MMC With Hybrid Submodule Topologies. v. 31, n. 4, p. 2720–2729, 2016.

YANG, X. et al. Power Quality Controller Based on Hybrid Modular Multilevel Converter. p. 1997–2002, 2012.

ZENG, R. et al. Design and Operation of a Hybrid Modular Multilevel Converter. v. 30, n. 3, p. 1137–1146, 2015.

APÊNDICE A

Código utilizado em *software*, para o controle do braço *a*:

```

static int num_p, num_n, N, cont=0;
static double fasea1, fasea2, fasea3, fasea4;
static double ref_p, ref_n, lint_a, lint_ref, erro, VcPa1, VcPa2, VcNa1, VcNa2, ictrl=-0.25;
static double ipa, ina, a1, a2, a3, a4;
ref_p=0.5-x1*0.5;
ref_n=0.5+x1*0.5;
cont=cont+1;
VcPa1 = x4;
VcPa2 = x5;
VcNa1 = x6;
VcNa2 = x7;
ipa = x8;
ina = x9;

if(cont==500)
{
    // Polo positivo da fase a
    if(ipa>0)
        {if(VcPa1<=VcPa2){a1=1; a2=0;}else{a1=0; a2=1;}}
    else
        {if(VcPa1<=VcPa2){a1=0; a2=1;}else{a1=1; a2=0;}}

    if(ina>0)
        {if(VcNa1<=VcNa2){a3=1; a4=0;}else{a3=0; a4=1;}}
    else
        {if(VcNa1<=VcNa2){a3=0; a4=1;}else{a3=1; a4=0;}}
    N=2;
    lint_a=x2;
    lint_ref=x3;
    erro=lint_ref-lint_a;
    if(erro>0)
        {
            ictrl=0.25;
        }
    else
        {

```

```
    ictrl=-0.25;
  }
  num_p=round(N*ref_p-ictrl);
  num_n=round(N*ref_n-ictrl);
  switch (num_p)
  {
  case 0:
    fasea1=0;fasea2=0;
  break;
  case 1:
    fasea1=a1;fasea2=a2;
  break;
  case 2:
    fasea1=1;fasea2=1;
  break;
  }
  switch (num_n)
  {
  case 0:
    fasea3=0;fasea4=0;
  break;
  case 1:
    fasea3=a3;fasea4=a4;
  break;
  case 2:
    fasea3=1;fasea4=1;
  break;
  }
  cont=0;
}
y1=num_p;
y2=num_n;
y3=fasea1;
y4=fasea2;
y5=fasea3;
y6=fasea4;
```