

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA**

**Jerônimo Dorneles Silva Vilaverde**

**Estratégia de Modulação Space Vector Otimizada Aplicada ao Conversor Multinível  
Modular**

**Alegrete, RS**

**12/04/2024**

**Jerônimo Dorneles Silva Vilaverde**

**Estratégia de Modulação Space Vector Otimizada Aplicada ao Conversor Multinível Modular**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação Stricto Sensu em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto

Alegrete, RS

12/04/2024

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) .

V695e Vilaverde, Jerônimo Dorneles Silva  
Estratégia de modulação Space Vector Otimizada Aplicada ao  
Conversor Multinível Modular / Jerônimo Dorneles Silva  
Vilaverde.  
103 p.

Dissertação(Mestrado)-- Universidade Federal do Pampa,  
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, 2024.

"Orientação: Felipe Bovolini Grigoletto".

1. Modulação Space Vector. 2. Conversor Multinível Modular.  
3. Controle de Corrente internas. 4. Sequência de Comutação.  
5. Balanço de Energias. I. Título.

**JERÔNIMO DORNELES VILAVERDE**

**ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO SPACE VECTOR OTIMIZADA APLICADA AO CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR**

Dissertação/Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Dissertação defendida e aprovada em: 12/04/2024

Banca examinadora:

---

Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto  
Orientador



(Unipampa)

---

Prof. Dra. Fernanda de Moraes Carnielutti  
(UFSM)

---

Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva  
(Unipampa)



Assinado eletronicamente por **GUILHERME SEBASTIAO DA SILVA, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 12/04/2024, às 11:18, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **FELIPE BOVOLINI GRIGOLETTO, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 12/04/2024, às 11:18, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **Fernanda de Moraes Carnielutti, Usuário Externo**, em 12/04/2024, às 14:06, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site [https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador\\_externo.php?acao=documento\\_conferir&id\\_orgao\\_acesso\\_externo=0](https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0), informando o código verificador **1410107** e o código CRC **4DB62AC1**.

*Dedico este trabalho a minha família, em especial,  
a minha amada esposa Daniele Martins Vilaverde, e meus filhos,  
Bernardo e Gabriela pelo apoio e amor incondicional e,  
pela paciência com que lidaram com minha ausência.  
Dedico também a minha Vó Elaine Maria Lima Dorneles,  
que faleceu recentemente, foste minha primeira referência.  
Finalmente dedico também a meus pais, por investirem  
em minha educação e permitirem chegar até aqui.  
Obrigado por tudo! Amo vocês!*

## AGRADECIMENTOS

Agradeço em primeiro lugar a Deus por tudo o que me foi dado, minha família, minhas faculdades e habilidades que constituem quem sou e me permitiram chegar até aqui.

Agradeço principalmente a minha esposa Daniele Martins Vilaverde. Somente nós sabemos como foi difícil chegar até aqui. Tivemos que nos desdobrar em cinco ao mesmo tempo, conciliando trabalho, mestrado e a criação dos nossos filhos, que são nosso maior tesouro. Sem você nada disso seria possível. Foste o pilar principal que sustentou o meu caminho. Minha melhor amiga, companheira e meu grande amor. Espero que essa conquista me permita te dar a vida que mereces, com tudo o que seja possível porque tu merece isso e muito mais. Lutarei minha vida inteira para que sejas a pessoa mais feliz desse mundo. Uma missão que levarei até o final da minha vida.

A meus filhos agradeço principalmente pela paciência. Sei o quanto minha ausência doeu em vocês e o quanto vocês se esforçaram para nos ajudar quando estávamos na correria. A Gabriela agradeço por ser esse anjinho que sempre me alegrou e me deu sentido. Foste uma estrela a iluminar meu caminho. Ao Bernardo agradeço por ter sido um verdadeiro herói, mesmo sentido falta de nossos momentos juntos. Foste maduro, ajudando a mamãe e fazendo o possível e o impossível para que tudo desse certo. Tu é meu melhor amigo filho. Meu super herói.

A meus pais agradeço por todos os anos em que investiram na minha educação. Anos cobrando, investindo, exigindo, de forma a permitir que eu chegasse até aqui. O caminho da educação superior é lento e os resultados demoram para vir. Hoje porém comemoro mais um degrau atingido. Acima disso, agradeço a minha Vó, Elaine Maria Lima Dorneles. Fazem dois anos que partistes e essa dor ainda arde. Foste minha primeira referência materna. Lembro com muito carinho aquele período em que ficava sobre teus cuidados. Te amarei para sempre.

A meus colegas e companheiros de mestrado, em especial ao Junior Mallman e Sound Cedieu. Foram irmãos que conheci durante essa jornada e que através das nossas conversas, nossas risadas e uma permuta incessante de informações, foram essenciais para a realização desse trabalho. Que vocês alcancem tudo o que almejarem porque vocês merecem.

Agradeço ao professor, Guilherme Sebastião e principalmente ao meu orientador Felipe Grigoletto. Estavam sempre dispostos a me auxiliar, permitindo que este trabalho se tornasse realidade. A missão de um professor não é fácil, poucos sabem como essa tarefa pode ser difícil. Vocês a realizam com perfeição absoluta. A contribuição de vocês para a engenharia e pela minha caminhada profissional são inestimáveis.

Agradeço finalmente a meu cachorro Lucky que estava sempre comigo durante todo esse trabalho, deitado ao meu lado, madrugadas a dentro até que eu finalizasse esse trabalho. Tu é um verdadeiro companheiro que jamais esquecerei.

*"O fardo é proporcional às forças, como a recompensa será proporcional à resignação e à  
coragem."  
(Allan Kardec)*

## RESUMO

O conversor multinível modular (*Modular Multilevel converter, MMC*) vem destacando-se devido às suas diversas vantagens, tais como a modularidade, capacidade de sintetizar tensões de saída com múltiplos níveis e baixa distorção harmônica total (*total harmonic distortion, THD*). O conversor apresenta também uma menor tensão sobre os dispositivos semicondutores e dispensa a necessidade de transformadores com múltiplos enrolamentos. Dessa forma o conversor se apresenta como um bom candidato, tanto para aplicações de média como de alta tensão. Estratégias de modulação aliadas ao controle das correntes internas e da tensão sobre os capacitores dos sub-módulos se apresentam como um dos principais desafios para a topologia. Esta dissertação de mestrado propõe uma estratégia de modulação por largura de pulso vetorial (*Space Vector Pulse-Width Modulation, SVM*) otimizada aplicada ao MMC, em que as sequências de comutação são geradas através da minimização de uma função custo. A escolha dos quatro vetores de comutação mais próximos da referência, proporciona baixa distorção harmônica de tensão de saída. Além disso, os demais objetivos da estratégia são garantir o equilíbrio das tensões dos capacitores dos submódulo (*Submodule, SM*) e também controlar as correntes internas dos braços do conversor. Resultados de simulação são apresentados para demonstrar o bom desempenho da estratégia de modulação proposta, bem como estabelecer uma comparação com as estratégias de comparação com portadora por disposição de fase e por deslocamento de fase.

**Palavras-chave:** Balanço de Energias, Controle de Corrente internas, Conversor Multinível Modular, Correntes internas, Função Custo, Modulação Space Vector, Sequência de Comutação

## ABSTRACT

The *MMC* has been standing out due to its several advantages, such as modularity, the ability to synthesize output voltages with multiple levels, and low THD. The converter also presents a lower voltage on semiconductor devices and eliminates the need for transformers with multiple windings. Thus, the converter presents itself as a good candidate for both medium and high voltage applications. Modulation strategies allied to the control of internal currents and the voltage on the capacitors of the submodules present themselves as one of the main challenges for the topology. This master's dissertation proposes an optimized SVM strategy applied to the MMC, in which the switching sequences are generated through the minimization of a cost function. The choice of the four switching vectors closest to the reference provides low output voltage harmonic distortion. In addition, the other objectives of the strategy are to ensure the balance of the capacitor voltages of the *SMs* and also to control the internal currents of the converter arms. Simulation results are presented to demonstrate the good performance of the proposed modulation strategy, as well as to establish a comparison with the phase-disposition and phase-shifted carrier-based modulation strategies.

**Keywords:** Cost Function, Energy Balance, Internal Currents, Internal Current Control, Modular Multilevel Converter, Space Vector Modulation, Switching Sequence

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Configuração de um Conversor conversor auto comutado alimentado em tensão ( <i>Self Commutated Voltage Sourced Converter, SC-VSC</i> ) de Dois Níveis . . . . .	19
Figura 2 – Inversor Conversor com ponto neutro grampeado ( <i>Neutral-Point Clamped Converter, NPC</i> ) de três níveis . . . . .	20
Figura 3 – Conversor com Conversor com capacitor flutuante ( <i>Flying-Capacitor Converter, FC</i> ) de Três Níveis . . . . .	20
Figura 4 – Estrutura de Acionamento Baseado em Conversor ponte H em cascata ( <i>Cascaded H-Bridge, CHB</i> ) . . . . .	21
Figura 5 – Modelo do Conversor <i>MMC</i> Proposto por Lesnicar . . . . .	22
Figura 6 – Princípio de funcionamento NLC . . . . .	24
Figura 7 – Característica de chaveamento SHE . . . . .	25
Figura 8 – Funcionamento da Modulação PD . . . . .	27
Figura 9 – Modulação POD . . . . .	28
Figura 10 – Modulação APOD . . . . .	29
Figura 11 – Conversor multinível modular. . . . .	35
Figura 12 – Operação dos submódulos. . . . .	36
Figura 13 – Modelo de um submódulo do conversor. . . . .	36
Figura 14 – Circuito equivalente do conversor. . . . .	38
Figura 15 – Circuito equivalente do conversor. . . . .	39
Figura 16 – Controle de energia total. . . . .	47
Figura 17 – Controle de energia diferencial. . . . .	50
Figura 18 – Malha de controle externo. . . . .	51
Figura 19 – Espaço vetorial tridimensional. . . . .	59
Figura 20 – Origem do volume do cubo para onde está apontado o vetor de referência. . . . .	60
Figura 21 – Planos utilizados para o calculo do tetraedro. . . . .	60
Figura 22 – Representação dos seis tetraedros presentes no sub-cubo. . . . .	61
Figura 23 – Fluxograma do algoritmo de busca do tetraedro contendo a referência. . . . .	62
Figura 24 – Possíveis sequências de comutação . . . . .	70
Figura 25 – Fluxograma possíveis sequências de comutação . . . . .	71
Figura 26 – Diagrama de blocos da modulação SV. . . . .	73
Figura 27 – Conversor <i>MMC</i> implementado no Plecs. . . . .	74
Figura 28 – Bloco simulação <i>SVM</i> . . . . .	77
Figura 29 – Tensão PWM de saída - Modulação <i>SVM</i> . . . . .	78
Figura 30 – Tensão de linha - Modulação <i>SVM</i> . . . . .	79
Figura 31 – Correntes PWM de saída - Modulação <i>SVM</i> . . . . .	80
Figura 32 – Correntes internas - Modulação <i>SVM</i> . . . . .	80
Figura 33 – Tensão de modo comum - Modulação <i>SVM</i> . . . . .	81



Figura 34 – Correntes dos braços - Modulação <i>SVM</i> . . . . .	82
Figura 35 – Tensão sobre os capacitores dos <i>SM</i> - Modulação <i>SVM</i> . . . . .	82
Figura 36 – Bloco simulação Modulação por deslocamento de fase ( <i>Phase-Shift Modulation, PS</i> ) . . . . .	83
Figura 37 – Tensão PWM de saída - Modulação Modulação por deslocamento de fase ( <i>Phase-Shift Modulation, PS</i> ) . . . . .	84
Figura 38 – Tensão de linha - Modulação Modulação por deslocamento de fase ( <i>Phase-Shift Modulation, PS</i> ) . . . . .	85
Figura 39 – Correntes de saída - Modulação Modulação por deslocamento de fase ( <i>Phase-Shift Modulation, PS</i> ) . . . . .	86
Figura 40 – Correntes dos braços do inversor - Modulação Modulação por deslocamento de fase ( <i>Phase-Shift Modulation, PS</i> ) . . . . .	86
Figura 41 – Tensão de modo comum - Modulação Modulação por deslocamento de fase ( <i>Phase-Shift Modulation, PS</i> ) . . . . .	87
Figura 42 – Tensão sobre os capacitores dos <i>SM</i> - Modulação PS . . . . .	87
Figura 43 – Bloco simulação Modulação por disposição de fase ( <i>Phase Disposition Modulation, PD</i> ) . . . . .	89
Figura 44 – Tensão PWM de saída - Modulação Modulação por disposição de fase ( <i>Phase Disposition Modulation, PD</i> ) . . . . .	90
Figura 45 – Tensão de linha - Modulação Modulação por disposição de fase ( <i>Phase Disposition Modulation, PD</i> ) . . . . .	91
Figura 46 – Correntes de saída - Modulação Modulação por disposição de fase ( <i>Phase Disposition Modulation, PD</i> ) . . . . .	92
Figura 47 – Correntes dos braços - Modulação Modulação por disposição de fase ( <i>Phase Disposition Modulation, PD</i> ) . . . . .	92
Figura 48 – Tensão de modo comum - Modulação Modulação por disposição de fase ( <i>Phase Disposition Modulation, PD</i> ) . . . . .	93
Figura 49 – Tensão sobre os capacitores dos <i>SM</i> - Modulação PD . . . . .	93
Figura 50 – Potências de entrada e de saída . . . . .	94
Figura 51 – Perdas totais das estratégias de modulação . . . . .	95
Figura 52 – <i>THD</i> - Estratégias de Modulação . . . . .	95
Figura 53 – Tensão de Modo Comum . . . . .	96
Figura 54 – Variação da tensão sobre os capacitores dos <i>SM</i> . . . . .	96

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Espaço de estados dos interruptores e a tensão de fase. . . . .	57
Tabela 2 – Espaço de estados do conversor <i>MMC</i> . . . . .	58
Tabela 3 – Estados de comutação e razões cíclicas. . . . .	63
Tabela 4 – Sequências de comutação. . . . .	69
Tabela 5 – Parâmetros de simulação. . . . .	72

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- CA** Corrente alternada
- CBM** Modulação baseada em portadora (*carrier based modulation*)
- CC** Corrente contínua
- CHB** Conversor ponte H em cascata (*Cascaded H-Bridge*)
- DSP** Processador digital de sinais (*Digital Signal Processor*)
- FC** Conversor com capacitor flutuante (*Flying-Capacitor Converter*)
- GTO** Tiristor de desligamento de porta (*Gate Off Thyristor*)
- HVDC** Alta tensão com corrente contínua (*High Voltage Direct Current*)
- IGBT** Transistor bipolar de porta isolada (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)
- IGCT** Tiristor comutável por porta integrada (*Integrated Gate-Commutated Thyristor*)
- MMC** Conversor multinível modular (*Modular Multilevel converter*)
- MPC** controle preditivo por modelo (*Model predictive control*)
- MT** Média Tensão
- NPC** Conversor com ponto neutro grampeado (*Neutral-Point Clamped Converter*)
- NTV** Três vetores de comutação próximos (*Nearest Three Vectors*)
- N** Número de níveis
- n** Número de submódulos
- PD** Modulação por disposição de fase (*Phase Disposition Modulation*)
- PS** Modulação por deslocamento de fase (*Phase-Shift Modulation*)
- PWM** Modulação por largura de pulso (*Pulse-Width Modulation*)
- SC-VSC** Conversor auto comutado alimentado em tensão (*Self Commutated Voltage Sourced Converter*)
- SHE** Eliminação seletiva de harmônicas (*Selective Harmonics Elimination*)
- SM** Submódulo (*Submodule*)
- SVM** Modulação por largura de pulso vetorial (*Space Vector Pulse-Width Modulation*)
- TBC** Conversores a tiristores (*Thyristor Based Converter*)
- THD** Distorção harmônica total (*total harmonic distortion*)

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>17</b>
1.1	Topologia de Conversores de MT	18
1.2	Técnicas de modulação para conversores multiníveis	24
1.2.1	Modulação NLC	24
1.2.2	Modulação SHE	24
1.2.3	Técnica de Modulação PWM	25
1.2.3.1	Estratégias de Modulação PWM com Múltiplas Portadoras Dispostas em Fase	26
1.2.4	Modulação NLC e PWM Híbrida	28
1.3	A Modulação SVM	30
1.4	Justificativa	31
1.5	Objetivos	32
1.5.1	Objetivos Gerais	32
1.5.2	Objetivos específicos	32
1.6	Organização do Trabalho	32
<b>2</b>	<b>MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR MMC</b>	<b>34</b>
2.1	Introdução	34
2.2	Conversor Multinível Modular	34
2.3	Operação dos submódulos half-bridge	34
2.4	Modelagem Matemática do Conversor	37
2.4.1	Análise do lado CA do Conversor MMC	38
2.4.2	Análise do lado CC do conversor MMC	40
2.5	Controle da Energia Total e Diferencial em cada Perna	41
2.5.1	Controle de Energia Total	42
2.5.2	Controle de Energia Diferencial	48
<b>3</b>	<b>MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO VETORIAL</b>	<b>52</b>
3.1	Introdução	52
3.2	Modulação Space Vector	52
3.2.1	Histórico da Modulação Space Vector	52
3.2.2	Operação da Modulação Space Vector	53
3.2.2.1	Elaboração da Tensão de Referência	53
3.2.2.2	Obtenção dos Vetores mais Próximos da Referência	55
3.2.2.3	Espaço de estados dos vetores de comutação	56
3.2.2.4	Algoritmo de Busca dos Vetores	58
3.2.3	Metodologia de busca otimizada dos vetores no espaço dos interruptores	64

3.2.3.1	Critério das Distâncias para Redução do Número de Comutações . . . . .	65
3.2.3.2	Critério para Controle das Correntes Internas . . . . .	67
3.2.3.3	Controle Individual das Tensões dos Capacitores dos SM . . . . .	68
3.2.4	Sequência de Comutação Otimizada . . . . .	69
4	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO . . . . .</b>	<b>72</b>
4.1	Introdução . . . . .	72
4.2	Modelo de Simulação Implementado no Software Plecs . . . . .	73
4.2.1	Projeto dos Componentes do Conversor . . . . .	75
4.2.2	Simulação da estratégia SVM . . . . .	76
4.2.3	Simulação da estratégia Modulação por deslocamento de fase (Phase-Shift Modulation, PS) . . . . .	83
4.2.4	Simulação da estratégia Modulação por deslocamento de fase (Phase-Shift Modulation, PS) . . . . .	88
4.2.5	Comparação dos Resultados . . . . .	94
5	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>97</b>
5.1	Sugestões para Trabalhos Futuros . . . . .	97
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>98</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Com o advento da energia elétrica e da descoberta das leis que regem esse fenômeno, diversos pesquisadores começaram a estudar seus princípios físicos, em busca de encontrar formas de torná-la popular e aplicá-la na vida cotidiana das pessoas. Thomas Alva Edison foi sem dúvida um dos maiores nomes a contribuir com descobertas nesse ramo, criando a lâmpada elétrica e mais tarde, em 1882 o primeiro gerador elétrico em corrente contínua (*CC*). Com a crescente popularidade da eletricidade, outros nomes logo surgiram, entre eles o do pesquisador Nikola Tesla, e do empreendedor e engenheiro, George Westinghouse que defendiam o uso da corrente alternada (*CA*). Tesla criou mais de 30 patentes, inventando entre outros, o motor de indução, sua principal invenção, a bobina de tesla, e contribuindo na construção da primeira usina hidroelétrica do mundo em Niágara Falls, no ano de 1895 em conjunto com a empresa de Westinghouse (JOHNSON; HILBURN; JOHNSON, 1994)(MARCHIORO, 2014).

Surge assim a máquina elétrica, dispositivo de conversão de energia com base nos princípios e leis do eletromagnetismo, e que pode ser dividido em duas categorias, a primeira, utilizada para conversão de energia mecânica em energia elétrica, é denominada gerador elétrico. A segunda, utilizada para converter energia de sua forma elétrica para mecânica, é denominada de motor elétrico, sendo o dispositivo que permitiu a criação e utilização dos principais equipamentos a impactar a vida moderna, tais como o automóvel, os eletrodomésticos, bem como os equipamentos industriais. A máquina elétrica é capaz de realizar a conversão de energia em ambos os sentidos. Estima-se que de 70 % a 80 % da energia elétrica consumida pelo setor industrial caracteriza-se por dispositivos de conversão de energia mecânica em elétrica e destes, o motor de indução é o principal tipo utilizado, assumindo em torno de 90 % do mercado (CHAPMAN, 2013) (FRANCHI, 2008).

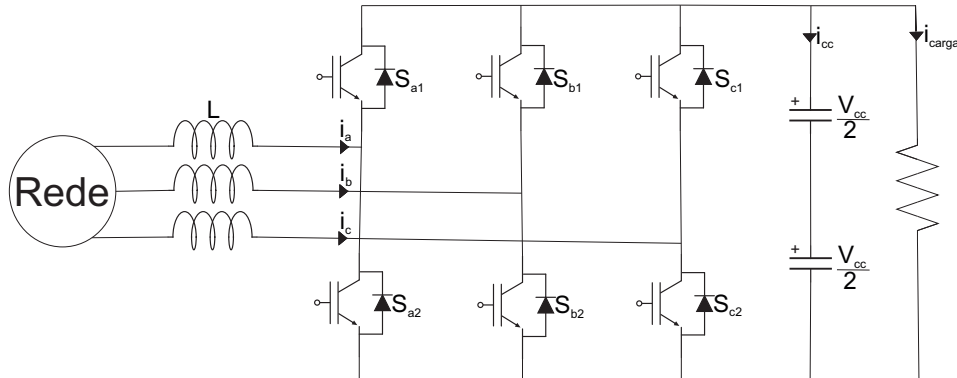
A evolução tecnológica das últimas décadas resulta em constante aumento da demanda de instalações industriais. O atendimento desse tipo de carga requer elevar-se o nível de tensão, garantindo a alta eficiência dos sistemas. Assim, devido às características das correntes de partida dos motores, o acionamento de máquinas elétricas tornou-se uma vertente recorrente nas pesquisas acadêmicas. Em razão das diversas categorias de motores utilizados e dos diferentes níveis de tensão presentes nas redes de distribuição e transmissão, bem com a retomada da transmissão em alta tensão com corrente contínua (*High Voltage Direct Current, HVDC*), o uso de dispositivos conversores de energia elétrica com base nos princípios da eletrônica de potência para acionamento de sistemas de média e alta tensão tornou-se um vasto campo de pesquisa, com diversas categorias de conversores utilizados especificamente para esse fim (DIAB, 2019) (SCHOENHALZ, 2019) (HILLER; SOMMER; BEUERMANN, 2010).

A demanda por dispositivos de acionamento em média tensão (*MT*) cresce cons-

tantemente impulsionado pelo aumento no custo da energia elétrica, somada ao elevado potencial que dispositivos de acionamento com velocidade variável oferecem para a economia de energia. Tais dispositivos são usados para diversa gama de setores, tais como propulsão de navios, usinas de gás e óleo bem como para processos industriais (DIAB, 2019) (HILLER; SOMMER; BEUERMANN, 2010). Assim, conversores em *MT* de uma larga faixa de potência são utilizados, visto serem a topologia mais conveniente a nível industrial para atender os requisitos do ponto de vista da carga. Dessa forma, para aplicações entre 2 a 60 MVA a tensão de saída pode ser escolhida livremente entre os níveis de tensão comumente utilizadas na indústria, tais como 2,3 kV, 4,1 kV, 6,9 kV e 13,8 kV, baseando-se nos requisitos da carga e nos custos do sistema de acionamento completo, incluindo conversor, transformador, chaves, cabos e motor. Como resultado, há grande variedade de topologias de conversores atuando nessa faixa de potência. (HILLER; SOMMER; BEUERMANN, 2010) (DIAB, 2019). As diversas topologias existentes serão abordadas a seguir.

## 1.1 TOPOLOGIA DE CONVERSORES MT

O desenvolvimento das topologias para o acionamento de máquinas nesse nível de tensão inicia-se com a utilização de Tiristores de desligamento de porta (*Gate Off Thyristors*, *GTOs*) de 4.5 kV, tecnologia dominante na nos anos 80. Após isso, ocorre um salto tecnológico com o desenvolvimento do transistor bipolar de porta isolada (*Insulated Gate Bipolar Transistor*, *IGBT*) de alta potência e do Tiristor comutável por porta integrada (*Integrated Gate-Commutated Thyristor*, *IGCT*), ambos nos anos noventa. (DIAB, 2019). Entre as topologias existentes, destaca-se a dos conversores auto comutados alimentados em tensão (*Self Commutated Voltage Sourced Converters*, *SC-VSCs*) que apresentam diversas vantagens em relação aos conversores a tiristores (*Thyristor Based Converters*, *TBCs*) tradicionais, dominando o mercado de acionamento em *MT*. Sua versão mais comum é a do conversor de dois níveis que é adotado em várias aplicações. Os *SC-VSCs* podem processar potência ativa e reativa em *MT* em ambos os sentidos, operando nos quatro quadrantes. Assim, pode-se obter a operação, a compensação e o controle contínuos para os requisitos de potência reativa e para as aplicações de controle e estabilidade de tensão (REED; PAPE; TAKEDA, 2003)(DIAB, 2019). Pode-se suprir potência reativa necessária e operar com avanço ou atraso do fator de potência. Além disso, pode ser utilizado em sistemas isolados (MARTINEZ-RODRIGO et al., 2017). As topologias *SC-VSCs* de dois e três níveis apresentam, por outro lado, sérios problemas, entre eles, altas  $d_i/d_t$  nos braços do conversor e nos semicondutores, bem como grande estresse e sobretensão nos mesmos. Há a emissão de radiação eletromagnética e também dificuldades na construção do conversor. Quando a modulação por largura de pulso (*Pulse-Width Modulation*, *PWM*) é empregada, há grandes perdas nos semicondutores, necessitando de filtros passivos caros e volumosos (MARTINEZ-RODRIGO et al., 2017).

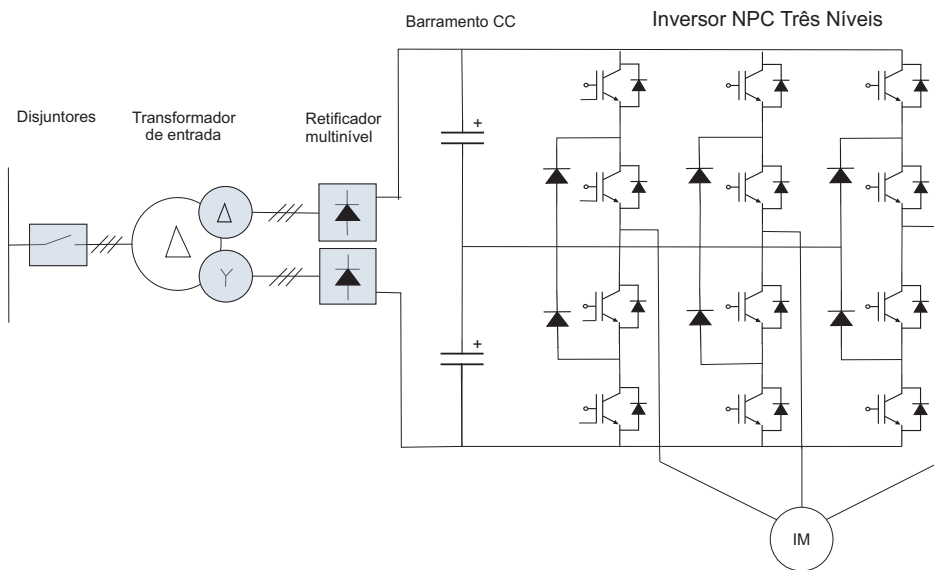
Fig. 1 – Configuração de um Conversor *SC-VSC* de Dois Níveis

Adaptado: (TCAI; ALSOFYANI; LEE, 2018)

Os conversores multiníveis são uma categoria de *SC-VSC* conhecidos por apresentarem tensões de fase de saída com mais de dois níveis e suas principais vantagens estão principalmente focadas na melhora da qualidade do sinal sintetizado na saída e no aumento da potência nominal resultante da possibilidade do uso de mais semicondutores em topologias distintas aquela de dois níveis convencional (LAI; PENG, 1996)(FRANQUELO et al., 2008). As topologias mais avançadas dessa categoria são a topologia Conversor com ponto neutro grampeado (*Neutral-Point Clamped Converter, NPC*), a topologia Conversor com capacitor flutuante (*Flying-Capacitor Converter, FC*), a topologia Conversor ponte H em cascata (*Cascaded H-Bridge, CHB*), a topologia Híbrida, e a topologia *SVM* (DIAB, 2019) (DU et al., 2017). A primeira, mostrada na Figura 2, emprega capacitores em cascata aliados a diodos de grampeamento ambos conectados ao ponto neutro flutuante de forma a obter-se na saída uma tensão multinível  $CA$ . Nota-se porém que o grande número de níveis resulta em maiores perdas devido ao maior número de dispositivos de comutação (CUNHA et al., 2013)(DU et al., 2017)(DIAB, 2019). Um inversor *NPC* caracteriza-se por apresentar  $\frac{dv}{dt}$  e *THD* reduzidas nas tensões de fase de saída quando comparado a topologia tradicional de dois níveis (CUNHA et al., 2013)(GRIGOLETTO; PINHEIRO, 2009a)(GRIGOLETTO; PINHEIRO, 2009b)(GRIGOLETTO; PINHEIRO, 2009c). Para aplicações de acionamento de máquinas em *MT* a topologia permite alcançar determinado níveis de tensão sem a necessidade da conexão de diversos dispositivos de comutação em série, aumentando com isso sua eficiência (CUNHA et al., 2013)(DIAB, 2019). Outro ponto a destacar é necessidade da frequência de comutação ser a menor possível devido as perdas de potência. Além disso, para que a distorção harmônica seja a mínima possível em todas as velocidades e torques possíveis, é necessário empregar técnicas de modulação especial (CUNHA et al., 2013). A topologia *FC* apresenta em *MT* um desempenho satisfatório em operações de baixa velocidade mas apresenta dificuldades de utilização devido ao alto número de capacitores flutuantes(DU et al., 2017)(MCGRATH; HOLMES, 2009). Esta



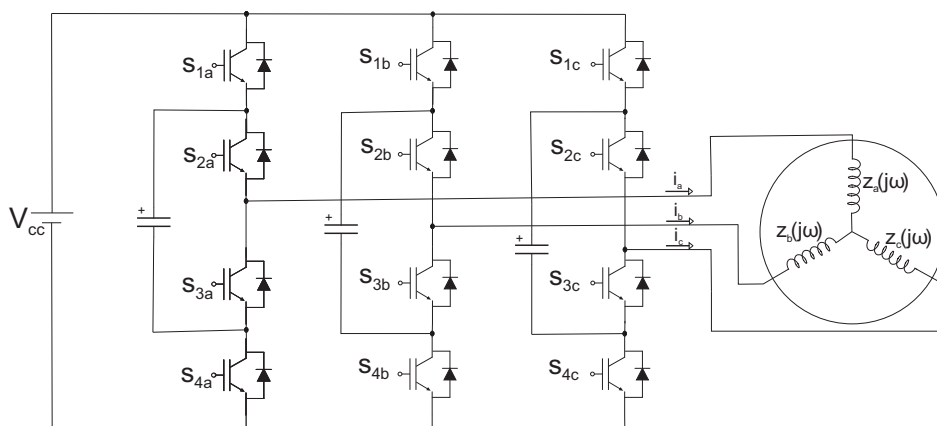
Fig. 2 – Inversor NPC de três níveis



Adaptado: (CUNHA et al., 2013)

topologia consiste na conexão de *string* em série de células com dois níveis, onde cada uma destas é composta de um capacitor flutuante e um par de chaves complementares. As vantagens dessa configuração estão em não necessitar de um transformador isolador e no fato de que os estados redundantes de chaveamento das pernas ou fases do conversor permitirem a distribuição uniforme das perdas de comutação e condução entre as chaves do conversor (MCGRATH; HOLMES, 2009). A figura 3 mostra um conversor com *FC* de três níveis. A topologia *CHB* em aplicações de *MT* consegue obter na saída maiores níveis de

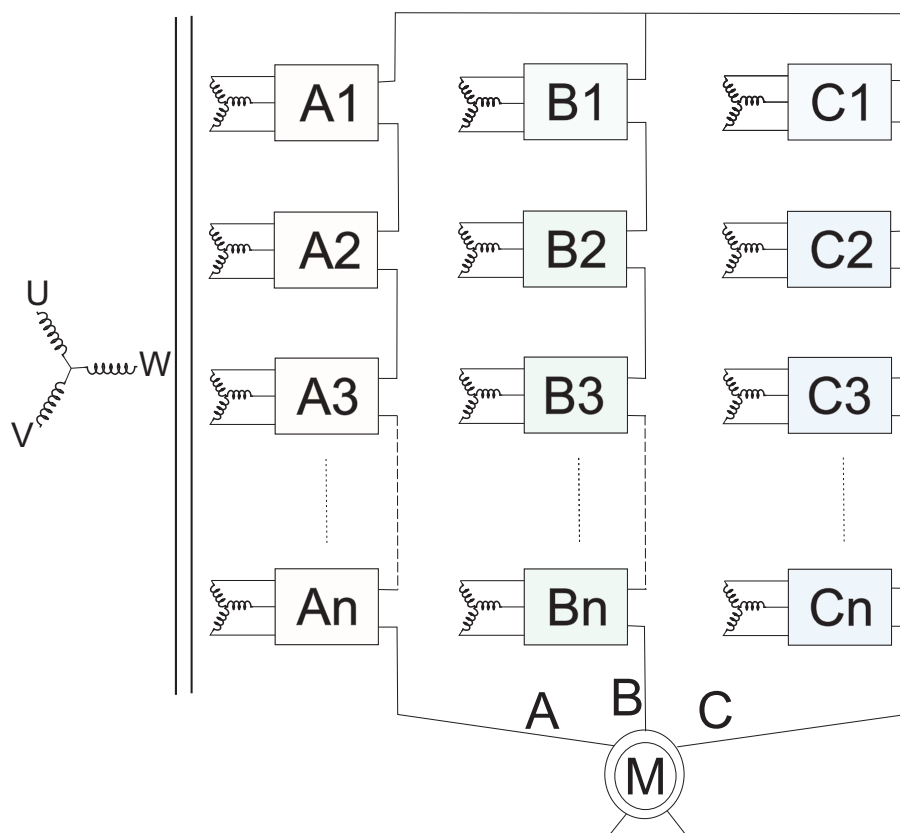
Fig. 3 – Conversor com *FC* de Três Níveis



Adaptado: (GRIGOLETTO, 2009)

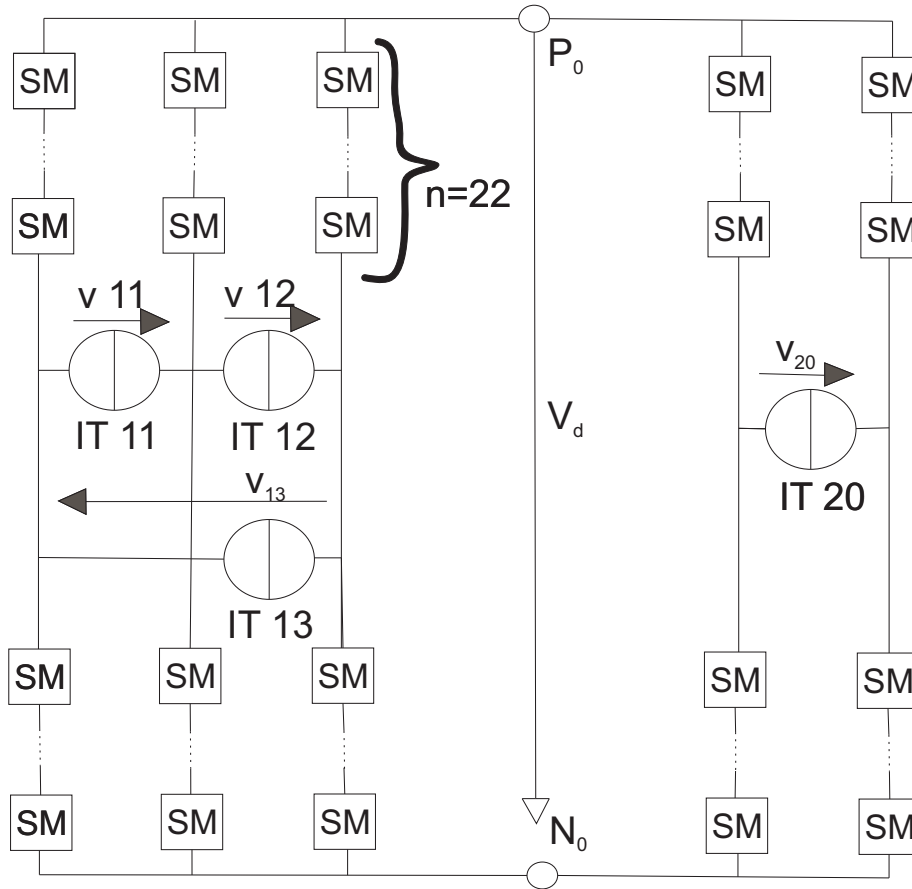
tensão ao conectar *SMs* em cascata, formando uma corrente, o que resulta em uma tensão de saída com baixo conteúdo harmônico. Além disso, os dispositivos de comutação operam em uma baixa frequência de comutação e sob um stress de tensão reduzido (MARZOUGHI et al., 2015) (ZHAO; LIU; DU, 2020). Os capacitores dos *SMs* por outro lado, ficam expostos ao problema de tensão pulsante devido a diferença entre a potência de entrada e de saída dos *SMs*, principalmente em operações sob carga com baixa velocidade e alta demanda. Uma estrutura padrão de acionamento baseado em *CHB* é mostrado na Figura 4.

Fig. 4 – Estrutura de Acionamento Baseado em *CHB*



Adaptado: (MARZOUGHI et al., 2015)

Das diversas topologias possíveis vê-se o crescimento da topologia de conversor multinível modular (*Modular Multilevel converter, MMC*), proposto em 2003 por (LESNICAR; MARQUARDT, 2003). O modelo proposto neste trabalho é mostrado na Figura 5. As características de maior destaque da topologia são a modularidade e a escalabilidade para atingir diversos níveis de tensão requisitados na saída (ANDRADE, 2019) (MARCHIORO, 2014). Além disso, sua operação sem transformador e a utilização de um barramento *CC* comum às fases também ganha destaque (PEREZ et al., 2015). As correntes dos braços fluem continuamente, evitando as altas  $d_i/d_t$  do chaveamento do *SC-VSC* e a capacidade é

Fig. 5 – Modelo do Conversor *MMC* Proposto por Lesnicar

Adaptado: (LESNICAR; MARQUARDT, 2003)

distribuída entre os módulos de cada braço (MARTINEZ-RODRIGO et al., 2017). Devido às características acima descritas, o conversor ganhou grande destaque na indústria e na academia. Os principais desafios são a necessidade de sistemas complexos de medição e controle, visando minimizar as correntes circulantes em cada fase, e regular as tensões dos capacitores dos submódulos (ANGQUIST et al., 2011). O elevado número de níveis resulta em outro obstáculo para a disseminação da topologia, sua durabilidade e confiabilidade devido ao elevado número de componentes e dispositivos. Em especial a deterioração dos capacitores presentes nos diferentes *SMs* do conversor que pode operar com capacitâncias diferentes, resultando em uma perda de desempenho, especialmente as perdas de potências nos braços e as temperaturas de junção dos dispositivos semicondutores. Além disso, o balanço térmico dos *SMs* só é atingido na condição destes serem idênticos. Assim, técnicas de controle que consideram somente a tensão sobre os capacitores não evitam o desbalanço de energia nos módulos. Deve-se então analisar a distribuição de perda de potência e das temperaturas de junção nos diversos *SMs* do conversor sob deterioração dos capacitores, propondo um método de controle que realize um balanço de energia nos capacitores dos *SMs* (SANGWONGWANICH et al., 2016) (DENG et al., 2020) (QIU et al., 2021). A

topologia *MMC* é a escolhida para esta dissertação de mestrado, principalmente devido as vantagens que a topologia apresenta, e que a tornam uma opção considerável para o acionamento de máquinas elétrica em média tensão.

O objetivo do controle e operação de um dispositivo conversor de energia elétrica é sintetizar uma forma de onda desejada em sua saída. Para tal, deve-se controlar as chaves semicondutoras de forma a alterar e determinar as características dessa forma de onda. Os primeiros conversores empregados eram dispositivos controlados através do uso de reostatos, que são resistores variáveis adicionados como chaves do circuito. No entanto, com o surgimento e desenvolvimento das chaves semicondutoras, o processo de conversão melhora sua eficiência. Estas, por outro lado, necessitam de um sinal de controle implementado através de um processo de modulação, onde altera-se características de uma forma de onda, através da adição de informações que moldam o sinal no formato desejado. Para tal é necessário haver uma forma de onda que contenha as características desejada na saída, chamada de modulante, e outra forma de onda usada para transportar um sinal de referência de baixa frequência a ser comparada com o primeiro, sendo este chamado de sinal portador.

A operação do conversor em termos do acionamento dos interruptores está relacionada com a escolha de uma adequada estratégia de modulação. (DONCKER; PULLE; VELTMAN, 2011b). Para conversores que operam em altas frequências são utilizadas estratégias de *PWM* que reduzem o conteúdo harmônico das tensões de saída (MCGRATH; D.G.HOLMES, 2002). Entre as diversas técnicas de *PWM*, tem-se a *SVM* que possibilita uma grande flexibilidade quanto a utilização de diversas sequências de comutação, enquanto maximizando a utilização do barramento *CC*. Tal método normalmente utiliza-se dos três vetores de comutação mais próximos (*Nearest Three Vectors, NTV*) do vetor de tensão de referência (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001). O obstáculo de aplicar o *SVM* em *MMC* está na dificuldade gerada pelo grande número de estados de chaveamento e de sequências de comutação que acompanham o elevado número de níveis (DENG et al., 2014). Antes porém de abordarmos com detalhe qual estratégia foi escolhida, é necessário primeiro analisar as diversas estratégias de modulação disponíveis, comparando cada uma delas e justificando a escolha da modulação *SVM*. Dessa forma, ao caracterizá-las, torna-se mais fácil distinguir as vantagens do método escolhido para essa dissertação, ressaltando sempre sua aplicação para o conversor *MMC*.

Entre as diversas técnicas de modulação disponíveis, pode-se citar três vertentes principais, que se distinguem em características umas das outras. A primeira consiste em técnicas de modulação de baixa frequência, cujos principais métodos são a síntese de formas de onda quase-quadradas (*Nearest Level Control - NLC*) e a eliminação seletiva de harmônicos (*Selective harmonic elimination - SHE*). A segunda vertente consiste nas estratégias por comparação com portadoras, como a modulação *PWM* e a modulação

híbrida. A terceira consiste em uma técnica baseada em espaços vetoriais, apresentando graus de liberdade que permitem a seleção de vetores de forma a ordenar o pulso de chaveamento dos dispositivos interruptores diretamente, sem necessitar de um sinal modulante (SCHUETZ, 2020)(SILVA, 2013)(ZUCUNI, 2012).

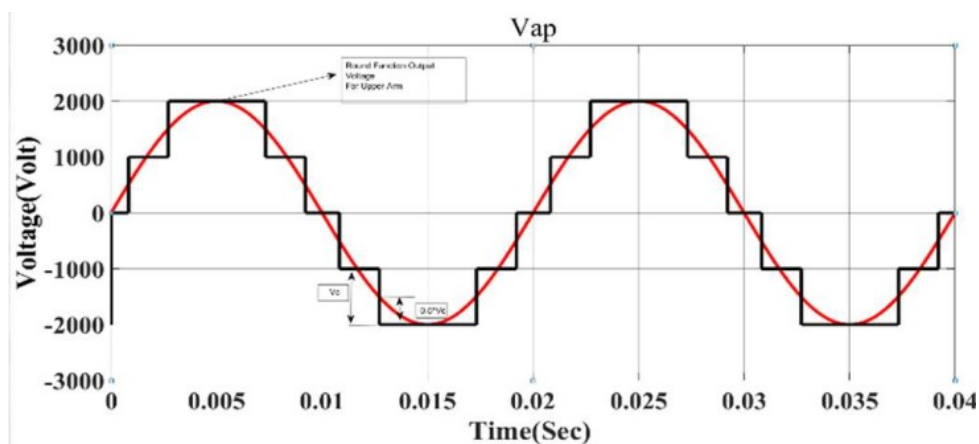
## 1.2 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PARA CONVERSORES MULTINÍVEIS

Entre as diversas estratégias de modulação citadas, a estratégia *PWM* é normalmente utilizada para operação em frequência. A modulação *SHE* e a modulação *NLC* por outro lado, são normalmente associadas a operações de baixas frequências. Além disso deve-se ressaltar que grande parte das técnicas de modulação aplicadas a conversores multiníveis convencionais podem também ser utilizadas no conversor *MMC* (SILVA, 2013).

### 1.2.1 MODULAÇÃO NLC

A primeira técnica é considerada a mais comum de ser empregada para conversores *MMC*. Nela utiliza-se de uma função de arredondamento (*round*), para transformar um sinal de referência senoidal para tensão de saída, que foi dividido pela tensão no capacitor, em um nível de tensão escada. Com isso, obtém-se a quantia de *SMs* que devem ser ligados por cada braço do conversor, cujo valor deve ser igual ao nível do conversor, de forma a manter os níveis de tensão *CC* no barramento *CC* (THAKRE et al., 2021) (CARDENAS; ZHANG; NOEL, 2018).

Fig. 6 – Princípio de funcionamento NLC



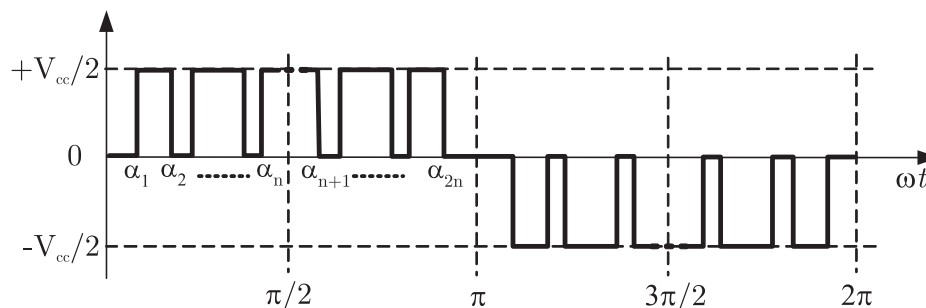
Fonte: (THAKRE et al., 2021)

### 1.2.2 MODULAÇÃO SHE

A segunda técnica de modulação é chamada eliminação seletiva de harmônicas (*Selective Harmonics Elimination, SHE*) e opera através da disposição de ângulos de

chaveamento ao longo do período de comutação. Nela, utiliza-se a análise de séries de Fourier, para selecionar ângulos específicos e eliminar determinadas harmônicas indesejadas, ou ainda, para sintetizar a forma de onda da fundamental com um valor pré-selecionado de amplitude. Assim, a técnica garante um melhor desempenho em relação à distorção harmônica, com um baixa frequência de comutação. Apesar disso, possui ainda uma elevada distorção da forma de onda da tensão de saída, principalmente pela dificuldade em determinar os ângulos de comutação, conforme aumenta-se o nível do conversor ou ainda, dependendo do índice de modulação. Por esse motivo, para evitar um grande número de ângulos, foi inicialmente utilizada para conversores com dois ou três níveis. Como resultado, para elevado número de níveis ou módulos, prefere-se a estratégia (*NLC*) (SILVA, 2013)(ZUCUNI, 2012)(NI, 2022). Além disso, a utilização dessa técnica apresenta a vantagem de possuir um menor número de comutações por ciclo de trabalho, e com isso atingir uma melhor eficiência. Por outro lado, como os ângulos são computados utilizando-se de séries de Fourier e assumindo-se tensões senoidais em regime permanente, operações com variações de velocidades por exemplo, resultam na não eliminação de todas as harmônicas, e conseqüentemente na necessidade de um método de controle e na limitação de aplicação para sistemas com poucas dinâmicas inclusas (KOURO et al., 2010).

Fig. 7 – Característica de chaveamento SHE



Fonte: (GRIGOLETTO, 2009)

### 1.2.3 TÉCNICA DE MODULAÇÃO PWM

A terceira estratégia de modulação é chamada modulação por largura de pulso (*Pulse-Width Modulation, PWM*) por comparação com portadora, sendo uma das mais difundidas para conversores estáticos, como também para conversores multiníveis operando em altas frequências. A modulação *PWM* consiste em gerar um sinal de controle das chaves semicondutoras através da comparação de um sinal modulante, que é a forma de onda de referência contendo as características desejadas para saída, com um sinal portador, uma forma de onda periódica de alta frequência, normalmente um sinal triangular ou dente de serra. O número de portadoras é relacionada ao número de níveis e da topologia

do conversor utilizado (SILVA, 2013) (SCHUETZ, 2020). Pode-se classificar as estratégias de modulação *PWM* em duas categorias principais:

- Estratégias *PWM* com múltiplas portadoras deslocadas em nível *Level Shifted*;
- Estratégias de modulação *PWM* com múltiplas portadoras deslocadas em fase *Phase Shift*

Ambas as estratégias serão detalhadas a seguir:

### 1.2.3.1 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PWM COM MÚLTIPLAS PORTADORAS DISPOSTAS EM FASE

Esta estratégia é dividida em três subcategorias e é caracterizada pela utilização de múltiplas portadoras, com amplitude idênticas, que são dispostas entre uma faixa de tensão de  $-V_{CC}$  até  $+V_{CC}$ , e deslocados verticalmente, ocupando assim espaços adjacentes entre eles (BERGNA; BOYRA; VIVAS, 2011)(HASSANPOOR et al., 2012) (SAEEDIFARD; IRAVANI, 2010) (ADAM et al., 2010). Além disso, o nível do conversor a ser modulado define quantos sinais portadores serão necessários, ou seja:

$$N_P = N - 1, \quad (1.1)$$

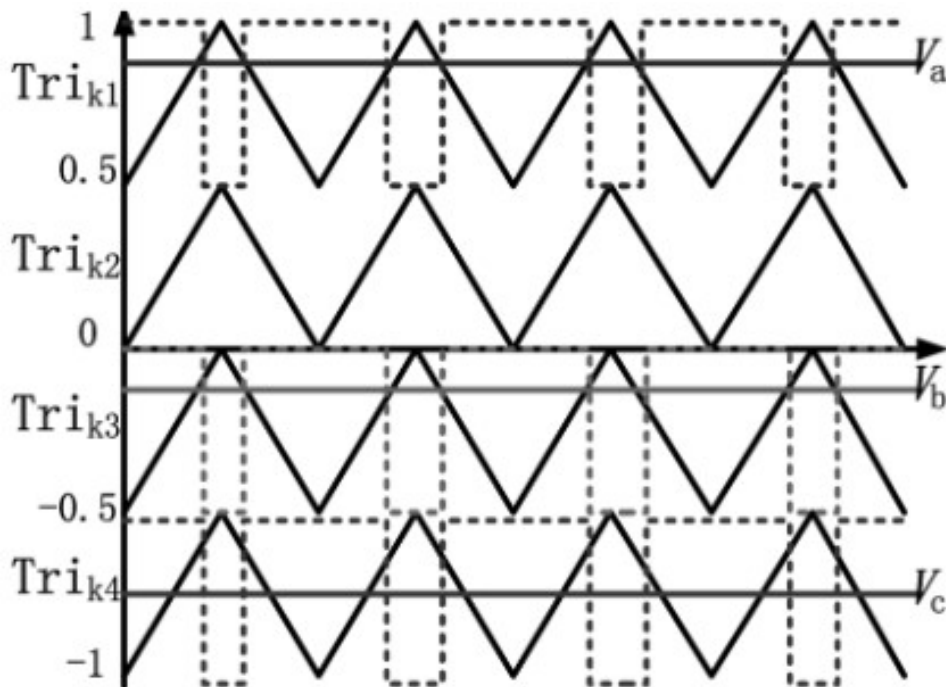
Onde  $N_P$  representa o número de portadoras e  $N$  o número de níveis do conversor a ser modulado(BERGNA; BOYRA; VIVAS, 2011)(HASSANPOOR et al., 2012) (SAEEDIFARD; IRAVANI, 2010) (ADAM et al., 2010). Além disso, para algumas topologias, tais como o *MMC*, pode-se aumentar o número de níveis da tensão ou corrente de saída do conversor ao utilizar-se dessa categoria de estratégias de modulação, tornando-o igual ao número de portadoras (SCHUETZ, 2020). Vê-se em (SILVA, 2013) que pode-se obter  $N_P + 1$  ou  $2.N_p + 1$  níveis na saída somente através da defasagem da portadora de um polo a outro. As três subcategorias da estratégia são mostradas a seguir:

- Estratégia de modulação *PWM* com múltiplas portadoras dispostas em fase (PD);
- Estratégia de modulação *PWM* com múltiplas portadoras dispostas em oposição de fase (POD);
- Estratégias de modulação *PWM* com múltiplas portadoras dispostas em oposição de fase alternada (APOD).

A estratégia PD caracteriza-se pela simplicidade de implementação devido principalmente a utilização de sinais portadoras de mesmo ângulo, o que resulta em defasagem angular nula entre elas. Com isso, tal estratégia consolidou-se para aplicações em altas

potências e caracteriza-se pela disposição de  $N_p$  portadoras, com amplitudes idênticas por polo, em fase e deslocadas verticalmente umas das outras. Esta estratégia apresenta, em relação a tensão de fase, uma concentração de harmônicas em torno da frequência de comutação da portadora. Nas tensões de linha, por outro lado, há um menor índice de (THD), devido ao cancelamento das harmônicas da frequência da portadora, que se caracterizam como componentes da tensão de modo comum das tensões de fase de um conversor trifásico. Tais características tornam a estratégia de modulação *PWM (PD)* consideravelmente atrativa. Para o conversor *MMC*, o polo positivo será constituído de  $K$  portadoras, deslocadas em até  $180^\circ$  das  $K$  portadoras constituintes do polo negativo (SILVA, 2013). Se o conversor for simétrico, e utilizando-se de *SMs* meia ponte, a tensão de fase de saída terá  $N + 1$  níveis. Por outro lado, se as portadoras forem executadas com mesmo ângulo de defasagem de fase para ambos os braços, a tensão de saída terá  $2N + 1$ . Nessa estratégia, há a possibilidade de que  $N$  *SMs* sejam inseridos ou removidos em qualquer instante de tempo. Tal possibilidade indica, de um ponto de vista teórico, que a tensão sobre os indutores em cada braço, ou polo, é nula.

Fig. 8 – Funcionamento da Modulação PD



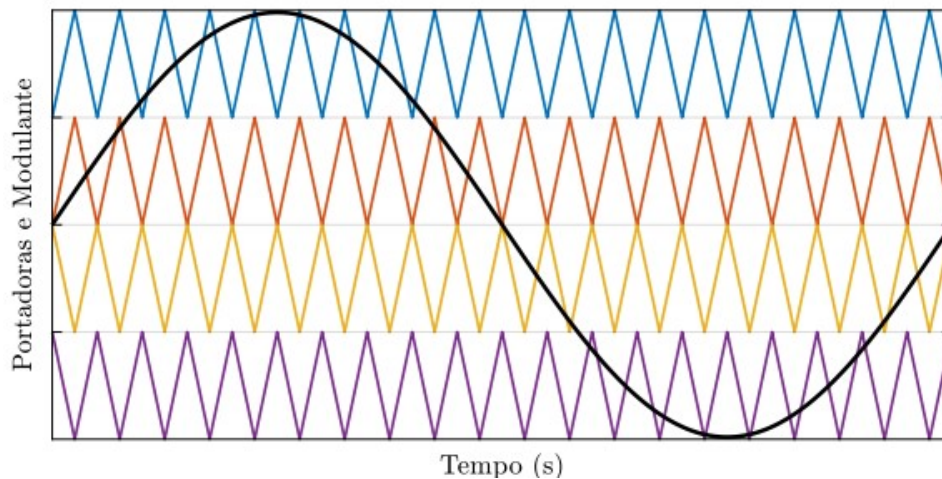
Fonte: (PFAFF; WESCHTA; WICK, 1984)

A estratégia de (*POD*) caracteriza-se por utilizar  $K$  portadoras triangulares justapostas com um sinal modulante de referência senoidal de forma a obter uma forma de onda *PWM* na saída (SARKER, 2020)(SCHUETZ, 2020). As portadoras do braço positivo, ou seja, as  $\left(\frac{K}{2}\right)$  portadoras positivas em relação a referência estão arranjadas em fase e defasadas  $180^\circ$  em relação as  $\left(\frac{K}{2}\right)$  portadoras do polo negativo (SUSHEELA; KUMAR,



2017)(SCHUETZ, 2020). Por estarem metade das portadoras em oposição de fase a outra metade, pode-se sintetizar  $N + 1$  níveis na saída e análogo ao que ocorre com *PD*, caso as portadoras de um dos polos for invertida, pode-se sintetizar  $2.N + 1$  níveis na tensão de fase do conversor *MMC* (SILVA, 2013).

Fig. 9 – Modulação POD



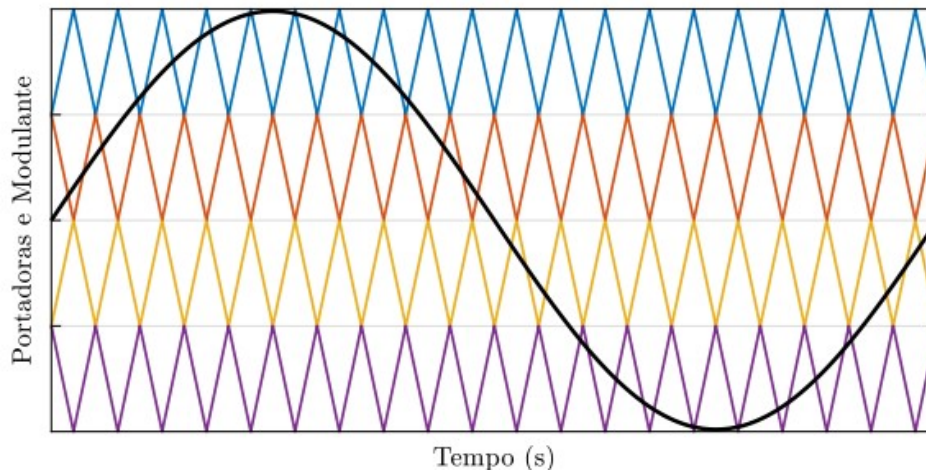
Fonte: (SCHUETZ, 2020)

A estratégia (*APOD*) caracteriza-se por múltiplas formas de onda portadoras dispostas com defasagem de  $180^\circ$  entre elas, sintetizando um sinal de saída cujas componentes harmônicas de maior significância encontram-se em torno da frequência de comutação, o que resulta em maiores *THDs* (AGHDAM; FATHI; GHAREHPETIAN, 2008) (SCHUETZ, 2020). Destaca-se também que as componentes harmônicas resultantes na forma de saída, caso utiliza-se uma relação entre a frequência da portadora e da fundamental par e ímpar, estão localizadas apenas nas componentes laterais da frequência de comutação, não havendo harmônicas na frequência  $f_{com.}$ . Para índice de modulação de frequência ímpar, a forma de onda sintetizada na saída apresenta apenas harmônicas pares. Porém, caso o índice de modulação por par, tem-se uma saída com simetria de quarto de onda, resultando em harmônicas ímpares (AGHDAM; FATHI; GHAREHPETIAN, 2008). Analogamente as estratégias anteriores, é possível sintetizar  $2.N + 1$  níveis na tensão de fase, quando um dos polos for invertido (SILVA, 2013).

#### 1.2.4 MODULAÇÃO NLC E PWM HÍBRIDA

A última técnica da categoria de modulação por níveis de tensão é chamada de modulação híbrida (HM), tendo sido proposta em 2000 por (MANJREKAR; STEIMER; LIPO, 2000). Nela utiliza-se de uma combinação das modulações *NLC* e *PWM*, onde a primeira é utilizada em  $N - 1$  células e a segunda na célula restante. Pode-se com

Fig. 10 – Modulação APOD



Fonte: (SCHUETZ, 2020)

isso, mesclar o desempenho das duas estratégias, onde a técnica *PWM* sintetiza uma menor *THD*, porém, com maiores perdas de potência, resultantes da alta frequência de chaveamento e a técnica *NLC*, cuja implementação é considerada mais simples e fácil, apresenta uma menor frequência de comutação mas com maior *THD*. Dessa forma é mais indicada para maiores níveis de saída, de forma a garantir a qualidade da tensão sintetizada. Assim, utiliza-se chaves semicondutoras de baixa frequência para a comutação de células de maior tensão de barramento, e células de alta frequência e naturalmente, de menor tensão de bloqueio, para as células operando com menor tensão de barramento (SILVA, 2013)(SARWAR et al., 2021).

Para o conversor *MMC*, (GAO et al., 2011) propôs a utilização da modulação híbrida, onde cada braço do conversor contém um *SM*, sintetizando metade da tensão no capacitor, através da utilização da topologia *full-bridge* com modulação *PWM* e *K SMs* sintetizando a tensão completa, ao utilizar-se da topologia *half-bridge* operando com modulação *NLC*. Com isso, consegue-se aumentar o nível do conversor *MMC* com metade da variação de degraus do que exibe as topologias tradicionais. Assim, (SILVA, 2013) cita que a principal vantagem da utilização dessa estratégia é sintetizar  $4N + 1$  níveis na tensão de fase do conversor. Deve-se porém utilizar-se de células especiais que tornam a aplicação menos atrativas quando há a necessidade de um maior número de *SMs*.

Assim detalhou-se as técnicas de modulação baseadas em níveis de tensão mais tradicionais. Estas porém, concorrem com a *SVM*, que como dito anteriormente apresenta maior flexibilidade para otimizar os sinais de chaveamento, melhor desempenho na eliminação de componentes harmônicas indesejadas, além de ser mais adequada a implementação digital. Esta depende porém da escolha dos vetores e das sequências de comutação adequadas, apresentando também maior dificuldade computacional para conversores com maiores

número de níveis (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001) (CARNIELUTTI, 2015).

### 1.3 A MODULAÇÃO SVM

A modulação por largura de pulso vetorial é uma estratégia que foi inicialmente proposta por (PFAFF; WESCHTA; WICK, 1984), em 1984, onde afirmou-se que a metodologia trazia diversas vantagens em relação as técnicas de modulação *PWM* mais tradicionais. Para desenvolver a estratégia, os autores basearam-se nos conceitos de espaços vetoriais propostos por (K P; I; THEIL, 1959), em 1959, que apresentava uma análise detalhada dos comportamentos transientes em máquinas elétricas *CA*. Após isso, vê-se em 1986, o trabalho de (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988) descrever o uso ótimo da modulação para reduzir perdas de chaveamento e o ripple da corrente, aplicando-a em conversores de fonte de tensão. Em 2003 (LESNICAR; MARQUARDT, 2003) utiliza a modulação *SVM* para controlar o conversor *MMC* por ele proposto.

Entre os trabalhos publicados recentemente vê-se diversas tentativas de utilizar algoritmos de duas dimensões baseadas em funções trigonométricas ou tabelas pré-computadas. Entre os autores cita-se (CARRARA et al., 1992) e (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001). O grande desafio é o aumento da complexidade e do custo operacional de operar-se com um número elevado de níveis (PRATS et al., 2003b). Uma das primeiras técnica que evitou o uso das tabelas e funções é o trabalho em (PRATS; CARRASCO; FRANQUELO, 2002), que apresenta um baixo custo computacional e baixa complexidade. Nele a seleção dos vetores é ajustada baseando-se na referência de entrada. Dessa forma a tensão gerada, utilizada para balancear a tensão sobre os capacitores do barramento *CC*, torna-se melhor. No campo dos filtros ativos, que utilizam os conversores *MMC*, a técnica dominante baseia-se na estratégia de controle *PWM* ou *bang-bang* como visto em (BUSO; MALESANI; MATTAVELLI, 1998). Neste cada perna do conversor é controlado individualmente.

Outra linha é o trabalho do autor (NGUYEN; PHAN, 2021), que propõe uma técnica *SVM* descentralizada para o *MMC* de múltiplas fases, onde as informações locais são obtidas de células vizinhas de formas que as mesmas possam ajustar o vetor e o tempo de chaveamento do vetor. Além disso, o controle descentralizado aumenta a capacidade de ajuste das tensões e potências permitindo uma reconfiguração do sistema do conversor controlado.

Outro trabalho é o do autor (DEKKA et al., 2016) que propõe uma técnica *SVM* dupla que elimina o controlador externo que balanceia a tensão dos braços através do controle independente dos braços superiores e inferiores. Além disso, o uso de vetores redundantes permite o balanço da tensão dos capacitores apesar de aumentar a carga computacional. O autor (ZHANG et al., 1997) propõe um novo método de controle das

correntes circulantes internas através de um controlador preditivo de modelo. Nele o vetor de tensão de referência é obtido de acordo com uma variável de controle, que no trabalho citado é a corrente de carga. Após isso o número de *SMs* equivalentes a serem inseridos no próximo período de amostragem são determinados através do desvio mínimo de tensão dos *SMs*. A última etapa é a supressão da corrente circulante através do ajuste do número equivalente. Por outro lado, em (WU et al., 2018) há a proposta de uma modelo simplificado *SVM* que utiliza um novo sistema de coordenadas *H-D*, baseado em um novo sistema de coordenadas não ortogonais, em conjunto de um método de tabela de mapeamento. A estratégia proposta não necessita de nenhuma função de arredondamento e propõe um algoritmo que é totalmente independente do número de níveis.

Posteriormente, diversos algoritmos surgiram, visando melhorar a aplicabilidade da estratégia em conversores multiníveis. Uma das mais relevantes é proposta por (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001), que apresenta o técnica de *Fast SVM*. Entre as diversas publicações desenvolvidas, desataca-se o trabalho de (PRATS et al., 2003a), que apresenta o primeiro algoritmo efetivo para calcular os vetores de chaveamento e de tempo sem utilizar ângulos, funções trigonométricas etc. Neste sentido, a presente dissertação propõe um estratégia de modulação que emprega os quatro vetores de comutação mais próximos da referência no espaço de estados das tensões abc. Além disso, propõe um algoritmo que, através da minimização de uma função custo, seleciona os vetores de comutação mais próximos da referência com o objetivo de minimizar o número de comutações, controlar as correntes internas dos braços e equilibrar as tensões dos capacitores.

## 1.4 JUSTIFICATIVA

As estratégias de modulação aplicadas ao conversor *MMC* devem possuir as seguintes características:

- Minimizar as perdas resultantes da condução ou bloqueio do dispositivo semiconductor de potência, a fim de aumentar-se a eficiência do processo de conversão;
- Reduzir a *THD* da tensão de saída, através da otimização dos vetores de tensão e estados de comutação empregados na modulação;
- Minimizar as correntes circulantes nos braços do conversor que podem resultar em elevadas perdas ao sistema de conversão;
- Balancear a tensão sobre os capacitores do *SM* evitando diferença de potência entre eles;
- Balancear a energia total e diferencial dos *SM* de potência.

## 1.5 OBJETIVOS

### 1.5.1 OBJETIVOS GERAIS

Desenvolver uma nova técnica de modulação *SVM* aplicada a conversores *MMC*, avaliando seu desempenho em relação a outras técnicas de modulação. Pretende-se para tal implementar os algoritmos na plataforma de simulação *PLECS* para demonstrar o bom desempenho da técnica de modulação proposta.

### 1.5.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Este trabalho está focado em desenvolver uma estratégia de modulação *SVM* para conversores *MMC*, cujos principais objetivos são descritos a seguir:

- Implementar um modelo do conversor nos softwares *MATLAB* e *PLECS*;
- Sintetizar vetores de tensão mais próximos da referência no espaço das tensões de fase de saída;
- Minimizar o número de comutação dos dispositivos interruptores de potência;
- Escolher de forma adequada os vetores redundantes de comutação dentre elevado número de possibilidades;
- Sintetizar reduzidas tensões de modo comum;
- Controlar as correntes circulantes nas pernas do conversor;
- Controlar as tensões *CC* sobre os capacitores dos *SMs*;
- Controlar as energias sobre os capacitores dos *SMs*;

## 1.6 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este documento está organizado da seguinte forma: o Capítulo 1 apresenta uma conceituação teórica sobre aplicações em média tensão através do uso de conversores, bem como das topologias de conversores disponíveis. Além disso, o capítulo apresenta os conversores modulares e as vantagens que a topologia *MMC* tem em relação às outras topologias. Finalmente apresenta a motivação para realizar esta dissertação de mestrado, os objetivos e a metodologia utilizada. O Capítulo 2 apresenta a modelagem matemática dos controladores externos da energia total e da energia diferencial do conversor. No Capítulo 3, aborda-se a modulação por largura de pulso vetorial (*Space Vector Pulse-Width Modulation, SVM*), conceituando seu funcionamento e aplicando-a ao conversor *MMC*, em adição a função custo, também com seu funcionamento e a aplicação nesse trabalho.

No Capítulo 4 mostra-se os modelos desenvolvidos e finalmente os resultados obtidos até então, comparando-os com outros métodos de modulação.

## 2 MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR MMC

### 2.1 INTRODUÇÃO

Proposto em 2003 por A. Lesnicar e R. Marquardt, o conversor *MMC* visa atender as crescentes demandas de sistemas de eletrônica de potência avançados. Para tal buscava-se um conversor com alto número de níveis de tensão, em combinação com baixa distorção da tensão no lado da linha (LESNICAR; MARQUARDT, 2003). Ele pode ser dividido em pernas, braços e submódulo (*Submodule*, *SM*). As pernas constituem as fases do conversor, partindo do polo superior até o inferior. Cada perna é dividida em dois braços, ou seja, sua parcela positiva ou negativa, sendo a primeira na parte superior e a segunda na parte inferior. Finalmente, cada braço é dividido em diversos *SM*, que são os blocos de circuitos que compõem os braços e pernas. Entre as diversas topologias presentes para o sub-módulo, as mais clássicas são: A topologia meia-ponte, a estrutura de ponte-completa, o submódulo com ponto neutro grampeado e o submódulo duplamente grampeado. (BAÚ, 2018) (SILVA, 2013). O submódulo em meia-ponte é o escolhido para esta dissertação de mestrado, principalmente devido a sua simplicidade, sendo largamente utilizada na literatura (BAÚ, 2018)(SILVA, 2013).

### 2.2 CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR

O conversor *MMC* trifásico completo é mostrado na Figura 11. Vê-se nela as pernas do conversor, seus braços com os polos positivos e negativos e os diversos *SMs*, um resistor *R* e um indutor *L*. Na prática pode-se ter tantos *SM* quantos necessários por braço e estes são associados em série de forma que a tensão *CA* de fase de saída ( $v_x$ ) é definida como sendo:

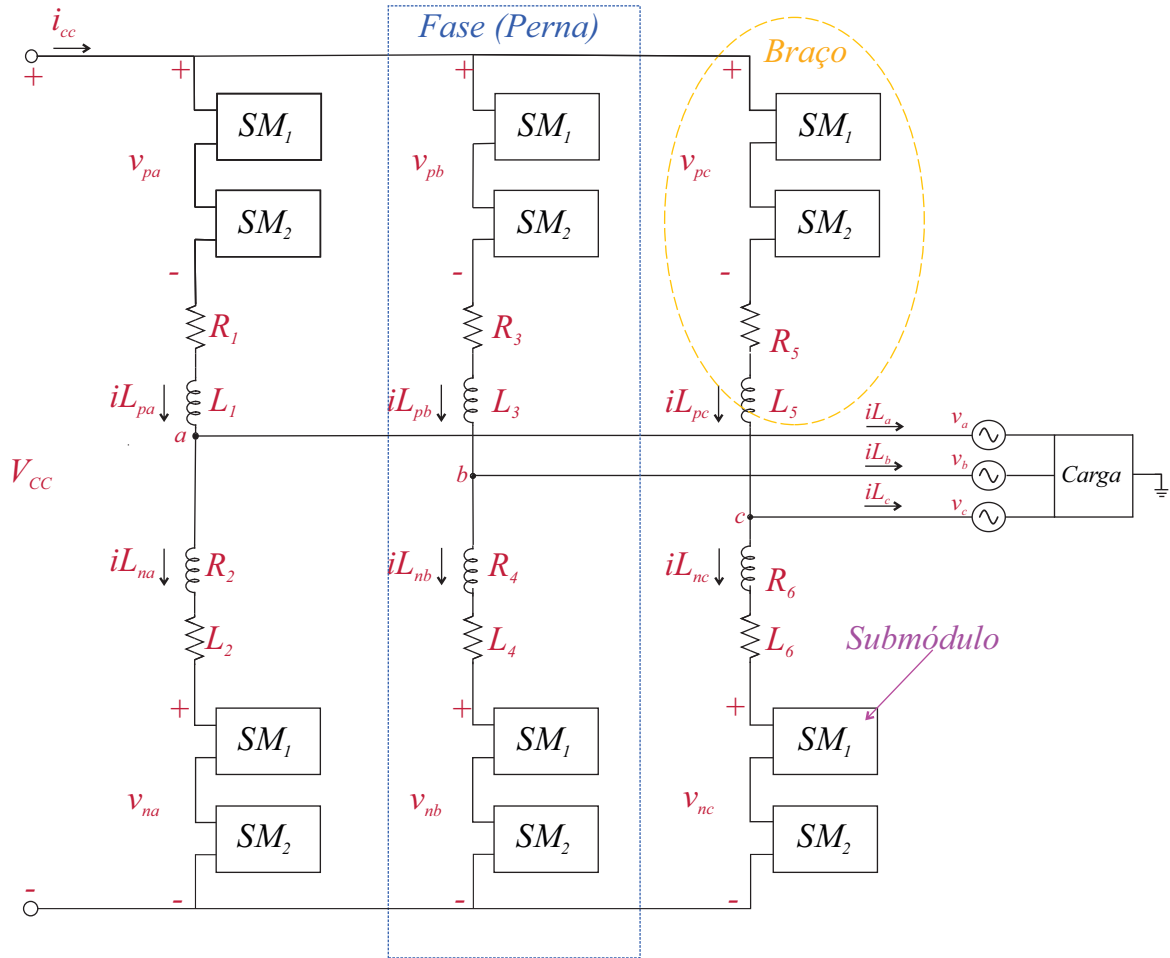
$$v_x = \sum_{k=1}^n \sum_{x=1}^3 \frac{1}{2} \cdot (V_{knx} - V_{kpx}), \quad (2.1)$$

onde  $x$  é a fase,  $k$  o número do *SM* e  $n$  o nível do conversor, de forma que  $V_{knx}$  é a tensão do polo negativo e  $V_{kpx}$  a tensão do polo positivo. Para essa dissertação será considerado um conversor de dois níveis com dois *SMs* por polo. Cada *SM half-bridge* é composto de duas chaves, uma  $S_{kyx}$  e outra  $S_{kyx}^-$  que representa o sinal complementar, onde  $k$  é o indicador do número do sub-módulo,  $y$  indica o polo e  $x$  a fase. A operação de cada *SM* é descrita a seguir.

### 2.3 OPERAÇÃO DOS SUBMÓDULOS HALF-BRIDGE

O submódulo *half-bridge* utilizado no conversor *MMC* apresenta dois modos de operação. O primeiro chama-se modo de operação inserido, onde o capacitor carrega ou descarrega, enquanto o conversor sintetiza nos terminais do *SM* uma tensão *CA* de igual magnitude que a tensão *CC* no capacitor. O segundo chama-se modo *bypass*, onde a tensão

Fig. 11 – Conversor multinível modular.



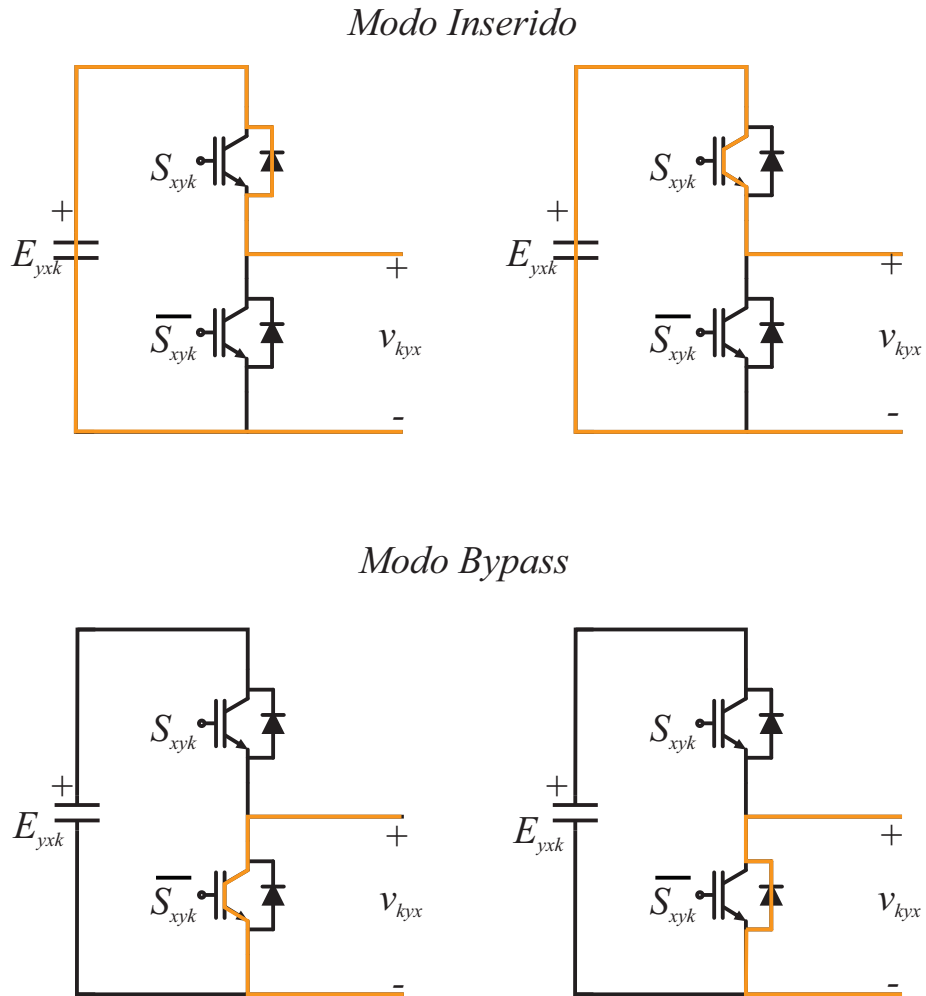
Fonte: Adaptado de Fan et al. (2015)

sintetizada é nula e o capacitor permanece flutuando com tensão constante. A Figura 12 mostrada a seguir apresenta a operação do *SM*.

Na prática, o submódulo atua como uma fonte de tensão  $v_{k_{yx}}$  controlável em paralelo com uma fonte de corrente controlada  $i_{k_{yx}}$  que alimenta o capacitor. A tensão *CA* é uma tensão *PWM* que está em função da tensão *CC* no capacitor. Em um primeiro momento, a chave  $S_{k_{yx}}$  está fechada e  $\bar{S}_{k_{yx}}$  está aberta. A corrente carrega o capacitor com polaridade positiva. Após isso, a corrente inverte sua polaridade, passando pelo diodo da chave  $S_{k_{yz}}$ , o que leva o capacitor a descarregar. Esse modo de operação que apresenta os dois estados anteriores chama-se modo de operação inserido. No terceiro estado de operação, a chave  $S_{k_{yx}}$  abre, e naturalmente  $\bar{S}_{k_{yx}}$  fecha. O capacitor fica isolado, mantendo sua carga constante, e a tensão  $v_{k_{yx}}$  torna-se nula. Como o capacitor está flutuando, para controlar a tensão sobre ele, deve-se controlar a corrente que entra no braço. Finalmente, no quarto estado de operação, todas as chaves se abrem, e a corrente flui pelo diodo da

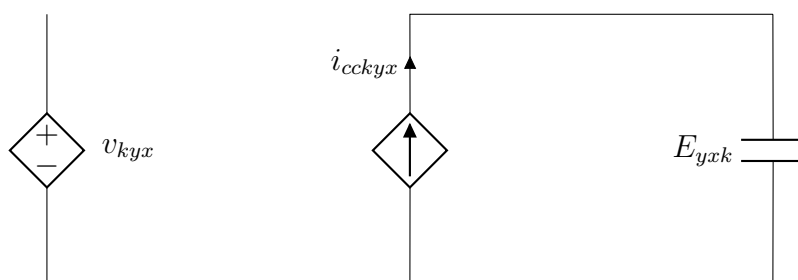


Fig. 12 – Operação dos submódulos.



chave  $S_{kyx}^-$ . O modo de operação em *bypass* é aquele em que o terceiro e o quarto estado de operação ocorrem. A carga do capacitor permanece constante e  $v_{kyx}$  continua nula. O circuito equivalente da célula é visto na Figura 13. Note que a tensão de fase *PWM* pode

Fig. 13 – Modelo de um submódulo do conversor.



ser descrita como sendo:

$$v_{kyx} = DV_{ccky x}. \quad (2.2)$$

Onde  $D$  é a razão cíclica, ou seja, o tempo em que as chaves conduzem, durante o período de comutação das chaves  $S_{kyx}$  e  $V_{ccky x}$  é a tensão  $CC$  sobre o capacitor. Essa equação resulta no modo de operação descrito anteriormente. Ou seja, a tensão  $CA$  sintetizada nos terminais dos  $SM$  está em função da tensão da tensão  $CC$  sobre o capacitor presente no mesmo. Nota-se que é necessário controlar a tensão sobre o capacitor. No entanto, durante o modo de operação em *bypass*, o capacitor presente no  $SM$  está flutuando. Deve-se por isso controlar a corrente que vem do barramento  $CC$ , definida como:

$$i_{ccyx} = i_{kyx}D \quad (2.3)$$

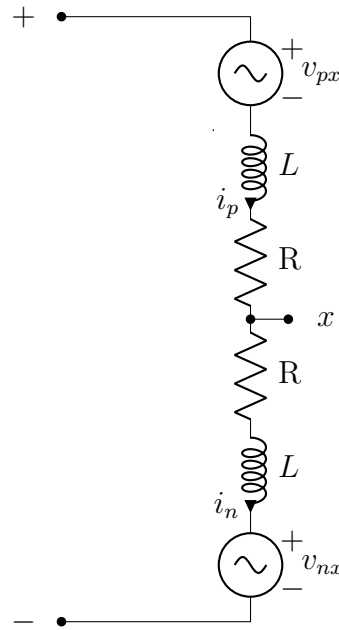
Vê-se também que quanto maior a razão cíclica  $D$ , maior a tensão  $CA$  em relação a  $V_{cc}$ . Analisando o comportamento dos  $SMs$  em cada braço, vê-se que cada um comporta-se como uma fonte de tensão controlada ligada em série, uma com as outras, de maneira a formar duas fontes maiores, uma delas sendo  $v_{px}$  no polo superior e outra sendo  $v_{nx}$ , no polo inferior, onde  $x$  é a fase. Assim, nota-se que para a operação básica do conversor, é necessário controlar as correntes circulantes presentes nas fases do conversor, o balanço de tensões dos braços superiores e inferiores, de forma a obter-se senoides com deslocamento  $CC$  (*DC Offset*) de até metade da tensão do barramento  $CC$ , mas com fases opostas. Dessa forma, a tensão de fase do lado  $CA$  do conversor pode ser controlada como uma senoide com magnitude de até metade da tensão do barramento  $CC$  (FAN et al., 2015). Para controlar o conversor, é necessário primeiro realizar a modelagem matemática, obtendo assim as equações que descrevem sua operação. Esse processo é mostrado a seguir.

## 2.4 MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR

Para modelar matematicamente o conversor  $MMC$ , deve-se primeiro, analisar um circuito genérico equivalente a uma fase do conversor. O equacionamento obtido permanece definido pelos subscritos genéricos  $k$ ,  $y$  e  $x$  que representam o número do componente, o polo do componente e a fase do componente respectivamente. Se o circuito da Figura 11 for isolado em só uma das fases, obtém-se o circuito da Figura 14.

Se a análise for realizada no circuito  $MMC$  monofásico, o ponto  $x$  estará flutuando, e por isso a tensão sintetizada entre  $x$  e o ponto negativo do barramento  $CC$  será um semiciclo negativo. Da mesma forma, caso a tensão fosse sintetizada entre o mesmo ponto e o ponto positivo do barramento  $CC$ , a tensão seria positiva. Para obter-se um senoide simétrica, deve-se dividir o barramento  $CC$ , aterrando o ponto central "0". Assim, obtém-se o circuito da figura 15 e a tensão de fase passa então a ser entre o ponto  $x$  e o ponto central "0" do barramento  $CC$ .

Fig. 14 – Circuito equivalente do conversor.



Aplicando as leis de *Kirchhoff* das tensões nas duas malhas  $M_1$  e  $M_2$  mostradas na Figura 15, obtém-se as equações mostradas a seguir:

$$\begin{cases} -\frac{1}{2}V_{CC} = v_{px} + L\frac{di_{px}}{dt} + Ri_{px} + v_x \\ -\frac{1}{2}V_{CC} = v_{nx} + L\frac{di_{nx}}{dt} + Ri_{nx} - v_x \end{cases} \quad (2.4)$$

Ao aplicar a lei de *Kirchhoff* das correntes no nó  $x$  do sistema, a corrente  $CA$  de saída  $i_x$  será definida como sendo:

$$i_x = i_{px} - i_{nx}. \quad (2.5)$$

Se a tensão sintetizada entre os pontos  $x$  e  $0$  for desconsiderada, e o circuito anterior for visto como uma única malha entre a perna e o barramento  $CC$ , então as tensões nos dois polos serão somadas, tornando-se uma única fonte de tensão. A corrente passará então a circular entre o braço superior e o inferior. Essa corrente é chamada de corrente circulante  $i_{Zx}$  e deverá ser analisada com maior profundidade nas seções posteriores. Ela pode ser definida como sendo:

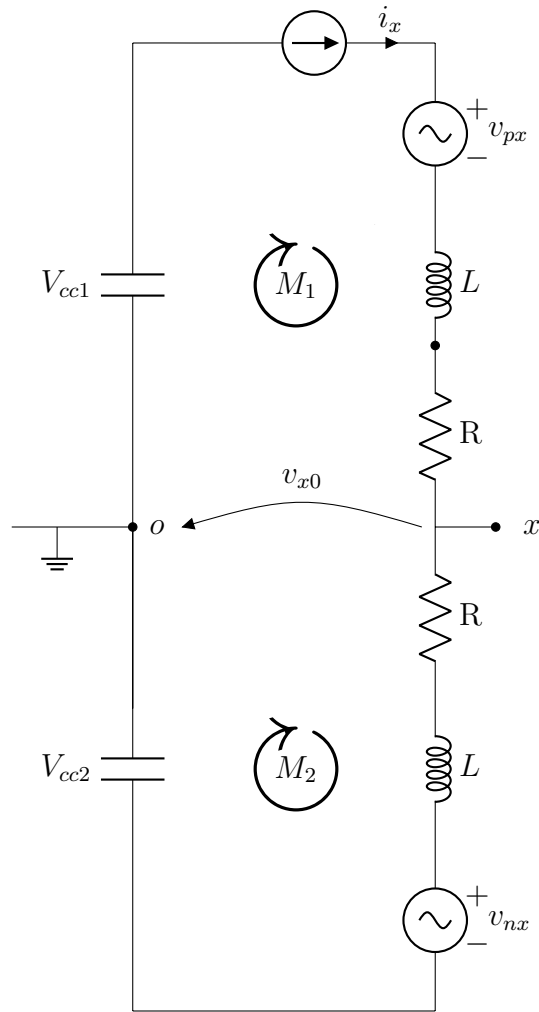
$$i_{Zx} = \frac{1}{2}(i_{px} + i_{nx}). \quad (2.6)$$

Assim, pode-se realizar uma análise do conversor do lado da corrente  $CA$  que circula pelo ponto  $x$  ou da corrente circulante  $CC$  que percorre as pernas do conversor.

#### 2.4.1 ANÁLISE DO LADO CA DO CONVERSOR MMC

Deseja-se analisar a corrente  $CA$  sintetizada por cada perna do conversor. Para tal, deve-se utilizar a definição mostrada na equação (2.5), ou seja, a equação da corrente

Fig. 15 – Circuito equivalente do conversor.



positiva de (2.4) deve ser diminuída da corrente negativa, o que resulta em:

$$v_p - v_n + 2v_x + Ri_p - Ri_n + L \frac{di_p}{dt} - L \frac{di_n}{dt} = 0, \quad (2.7)$$

e ao agrupar-se as correntes, obtém-se:

$$v_p - v_n + 2v_0 + R(i_p - i_n) + L \left( \frac{di_p}{dt} - \frac{di_n}{dt} \right) = 0, \quad (2.8)$$

e substituindo (2.5) em (2.8), obtém-se:

$$v_p - v_n + 2v_x + Ri_x + L \frac{di_x}{dt} = 0. \quad (2.9)$$

isolando os termos que contém as correntes e dividindo ambos os lados por 2, consegue-se:

$$\frac{1}{2}L \frac{di_x}{dt} + \frac{1}{2}Ri_x = -v_x + \frac{v_n - v_p}{2}. \quad (2.10)$$

Para controlar a tensão do lado *CA* do conversor, deve-se criar uma variável de controle chamada de  $v_{1x}$  que é definida como a relação entre essas tensões, ou seja:

$$v_{1x} = \frac{1}{2}(v_{px} - v_{nx}), \quad (2.11)$$

e ao substituir (2.11) na equação (2.10), obtém-se:

$$\frac{1}{2}L \frac{di_x}{dt} + \frac{1}{2}Ri_x = -v_x - v_{1x}. \quad (2.12)$$

Assim, para aplicações em que o conversor é conectado diretamente com a rede, controla-se a corrente  $i_x$  em malha fechada. Ao analisar a equação (2.12), vê-se que, caso o conversor *MMC* opere como um inversor, sem o controle de corrente, a tensão de saída será determinada por  $v_{1x}$ , visto que a queda de tensão em baixa frequência no indutor e no resistor é muito menor que  $v_x$  (FAN et al., 2015). Pela equação, confirma-se também que a tensão da carga vai ser fornecida pelo balanço das tensões dos braços, ou seja, ora pelo braço positivo, ora pelo braço negativo que, como ditos, estão em oposição de fase. Além disso, pode-se, com a estrutura desenvolvida, utilizar diversos métodos de controle de corrente disponíveis para inversores dois níveis tradicionais.

#### 2.4.2 ANÁLISE DO LADO CC DO CONVERSOR MMC

As correntes circulantes nas pernas são uma característica do conversor *MMC* que deve ser analisada. Para tal utiliza-se a definição mostrada na equação (2.6), o que significa que as equações dos polos, mostradas em (2.4), devem ser somadas, o que resulta em:

$$-V_{cc} + v_p + v_n + Ri_p + Ri_n + L \frac{di_p}{dt} + L \frac{di_n}{dt} = 0, \quad (2.13)$$

e agrupando as correntes, obtém-se:

$$-V_{cc} + v_p + v_n + R(i_p + i_n) - L \left( \frac{di_p}{dt} + \frac{di_n}{dt} \right) = 0, \quad (2.14)$$

mas, deve-se isolar as correntes, de forma que a equação (2.14) torna-se:

$$L \left( \frac{di_{px}}{dt} + \frac{di_{nx}}{dt} \right) + R(i_p + i_n) = V_{cc} + V_{px} + V_{nx} = 0, \quad (2.15)$$

porém, como a corrente circulante entre o barramento *CC* e a perna do conversor é a mostrada na equação (2.6), deve-se então substituir  $i_p + i_n$  na equação (2.15), por  $2i_{Zx}$ , ou seja:

$$2.L \cdot \frac{di_{Zx}}{dt} + 2Ri_{Zx} = V_{cc} - v_{px} - v_{nx}. \quad (2.16)$$

Para controlar o lado *CC* do conversor, deve-se balancear a soma das tensões sobre cada um dos braços. Para tal, cria-se uma variável de controle  $v_{2x}$  que é definida como:

$$v_{2x} = \frac{1}{2} \cdot (v_{px} + v_{nx}), \quad (2.17)$$

e como a equação (2.16) apresenta  $v_{px} + v_{nx}$ , deve-se reescrever a equação anterior por:

$$2.v_{2x} = (v_{px} + v_{nx}), \quad (2.18)$$

e assim, substituindo (2.18) na equação (2.16), obtém-se:

$$2.L.\frac{di_{Zx}}{dt} + 2Ri_{Zx} = V_{cc} - 2v_{2x}. \quad (2.19)$$

Isolando-se o 2 do lado da corrente, a equação anterior torna-se:

$$2.\left(L.\frac{di_{Zx}}{dt} + Ri_{Zx}\right) = V_{cc} - 2v_{2x}, \quad (2.20)$$

passando a constante do lado esquerdo para o outro lado, obtém-se:

$$L.\frac{di_{Zx}}{dt} + Ri_{Zx} = \frac{1}{2}V_{cc} - v_{2x}. \quad (2.21)$$

Assim, como a tensão sobre o barramento  $CC$  é constante, a corrente circulante  $i_{Zx}$  deve ser controlada através de  $v_{2x}$ . Além disso, a componente  $CC$  de  $i_{Zx}$  representa a corrente fornecida pelo barramento  $CC$  para carregar os capacitores dos  $SM$ . Ela determina a potência média presente do lado  $CC$  do conversor, e está relacionada a perdas de potência (FAN et al., 2015). As correntes circulantes no conversor  $MMC$  trifásico são um problema e geram harmônicas de baixa tensão nas tensões e correntes de saídas.

O conversor  $MMC$  sintetiza a tensão de saída  $CA$  do braço ( $v_x$ ) ao equilibrar as tensões sobre os braços positivos e negativos. Estas tensões porém, estão em função das tensões flutuantes presentes nos capacitores de seus  $SM$ . Assim, deve-se prioritariamente, ao trabalhar com essa topologia, balancear a tensão nos capacitores dos braços, mantendo-as nos valores de referência. Vê-se por isso a necessidade de um sistema de controle robusto e com alta performance (FAN et al., 2015)(WANG et al., 2019)(ANGQUIST et al., 2011)(LIZANA et al., 2012). Para manter constante as tensões sobre os capacitores, deve-se controlar ou a tensão média ou a energia total e diferencial armazenada em cada braço. Esse balanço realizado por braço não garante o controle individual da tensão em cada capacitor. Assim pode-se propor duas malhas de controle, uma externa, mais lenta, que faça o balanço da energia total e da energia diferencial armazenada em cada braço, de forma a fornecer um valor de referência ideal para a corrente circulante  $i_{Zx}$  e outra interna, mais rápida, que realize o controle individual de cada tensão em cada capacitor, e que controle a corrente circulante levando-a ao valor de referência obtido pela malha externa. Deve-se também minimizar o número de comutações realizadas pelo conversor. O controle individual será realizado por algoritmo de otimização e será atacado no próximo capítulo, junto da estratégia de modulação.

## 2.5 CONTROLE DA ENERGIA TOTAL E DIFERENCIAL EM CADA PERNA

O conversor  $MMC$  é muito utilizado tanto como inversor como retificador. O desejado é transmitir a energia, ou do barramento  $CC$  para a carga  $CA$ , atuando como um inversor, ou da rede  $CA$  para o barramento  $CC$ , operando como retificador. Em

ambos, utiliza-se os capacitores dos  $SM$  como *buffers*, ou seja, armazenadores de energia (LESNICAR; MARQUARDT, 2003) (SILVA, 2013). Quando o conversor atua como inversor, ele necessita ter um nível  $CC$  de corrente circulando pelas suas pernas. Esse nível é fornecido pelos capacitores dos  $SM$ , que são responsáveis por drenar a energia ativa do barramento  $CC$ . Além disso, a carga deve ser alimentada por uma corrente  $CA$ . Esta, como visto no equacionamento da seção anterior, é fornecida ora pelo braço positivo, ora pelo braço negativo de cada perna, ou seja, agora a energia ativa é drenada dos  $SM$  e enviada até a carga. Assim, o barramento  $CC$  fornece energia contínua, através de sua corrente  $CC$  que carrega os capacitores dos  $SM$ . A carga  $CA$ , por outro lado, consome energia através de sua corrente  $CA$ , drenando-a da energia presente nos mesmos capacitores. Assim o conversor  $MMC$  terá em suas tensões e correntes uma parcela  $CC$ , que mantém os  $SM$  carregados, e uma parcela  $CA$  que retira energia desses capacitores. É por isso que deve-se utilizar um sistema de controle em conjunto com uma estratégia de modulação ao trabalhar com o conversor  $MMC$ , de forma que se consiga sintetizar as tensões de fase desejadas na saída, minimizando  $i_{Zx}$  e regulando  $V_{cap}$ .

Assim, a próxima etapa é projetar o controle externo do balanço de energias dos braços do conversor, que fornece o valor ideal de  $i_{Zx}$  circulando em cada fase. Esse valor ideal da corrente, obtido através do balanço de energias internas das pernas do conversor, serve como valor de referência para a malha de controle interna da corrente  $i_{Zx}$ . Assim, projeta-se um sistema de controle constituído de um controlador da energia total e um controlador da energia diferencial em cada perna, de forma que a diferença resulta em  $i_{Zx}^*$ .

### 2.5.1 CONTROLE DE ENERGIA TOTAL

Em síntese, deve-se manter a tensão média sobre o capacitor constante durante cada período de comutação. Para tal, é necessário desenvolver um sistema de controle que utilize como variável de controle dinâmico as energias internas dos braços e assim permita o controle da corrente circulante. O controlador de energia total  $W_{TCx}$  deve atuar para que a soma das tensões dos braços retorne o valor do barramento  $CC$ . O controlador diferencial deve garantir que não ocorra diferença entre as tensões dos braços, ou seja, que a diferença entre eles seja sempre zero. As energias internas do conversor, ou seja, as energias que carregam os capacitores dos  $SM$  são mostradas a seguir:

$$W_{CPx} = \sum_{j=1}^N \left( \frac{1}{2} C v_{CPxj}^2 \right) = \frac{1}{2} C \sum_{j=1}^N v_{CPxj}^2 \quad (2.22)$$

$$W_{CNx} = \sum_{j=1}^N \left( \frac{1}{2} C v_{CNxj}^2 \right) = \frac{1}{2} C \sum_{j=1}^N v_{CNxj}^2, \quad (2.23)$$

onde  $W_{CPx}$  e  $W_{CNx}$  representam a energia armazenada nos capacitores dos  $SM$  nos polos positivo e negativo respectivamente,  $C$  é a capacitância e  $v_{CPxj}$  e  $v_{CNxj}$  representam a

tensão sobre os capacitores dos polos positivo e negativo. Pode-se então definir a energia total ( $W_{C_x}^{\Sigma}$ ) e a energia diferencial ( $W_{C_x}^{\Delta}$ ) do braço como sendo:

$$W_{TCx} = W_{CPx} + W_{CNx} \quad (2.24)$$

$$W_{DCx} = W_{CPx} - W_{CNx}, \quad (2.25)$$

onde a energia é definida como sendo:

$$\varepsilon = P \times t \Rightarrow P = \frac{d\varepsilon}{dt} = v * i, \quad (2.26)$$

o que torna as energias nos polos:

$$\frac{dW_{CPx}}{dt} = v_{Px} i_{Px} \quad (2.27)$$

$$\frac{dW_{CNx}}{dt} = v_{Nx} i_{Nx}, \quad (2.28)$$

e ignorando as perdas elétricas, pode-se substituir  $v_{Px}$  e  $v_{Nx}$ , obtidos na equação (2.4), em (2.27) e (2.28), o que resulta em:

$$\frac{dW_{CPx}}{dt} = \left( \frac{1}{2} V_{CC} - v_x - L \frac{di_{Px}}{dt} - Ri_{Px} \right) i_{Px} \quad (2.29)$$

$$\frac{dW_{CNx}}{dt} = \left( \frac{1}{2} V_{CC} + v_x - L \frac{di_{Px}}{dt} - Ri_{Px} \right) i_{Nx}. \quad (2.30)$$

Deve-se notar porém, que as pernas do conversor apresentam indutores, relativos a seus braços, que filtram as harmônicas na frequência de chaveamento, presentes devido a comutação das chaves. Com isso, as tensões e correntes de saída podem ser consideradas praticamente senoidais, ou seja:

$$\begin{cases} v_x = V_x \text{sen}(\omega t), \\ i_x = I_x \text{sen}(\omega t - \phi). \end{cases} \quad (2.31)$$

Assim, substituindo as equações (2.29), (2.30) e (2.31) em (2.24), obtém-se:

$$\begin{aligned} \frac{dW_{TCx}}{dt} &= \frac{dW_{CPx}}{dt} + \frac{dW_{CNx}}{dt} \\ \frac{dW_{TCx}}{dt} &= \frac{1}{2} V_{CC} i_{Px} + \frac{1}{2} V_{CC} i_{Nx} - v_x i_{Px} + v_x i_{Nx} - L \frac{di_{Px}}{dt} i_{Px} - L \frac{di_{Nx}}{dt} i_{Nx} - Ri_{Px}^2 - Ri_{Nx}^2 \\ &= V_{CC} \left( \frac{1}{2} i_{Px} + i_{Nx} \right) - v_x (i_{Px} - i_{Nx}) - \left( L \frac{di_{Px}}{dt} + Ri_{Px} \right) i_{Px} - \left( L \frac{di_{Nx}}{dt} + Ri_{Nx} \right) i_{Nx} \\ &= V_{CC} \left( \frac{1}{2} (i_{Px} + i_{Nx}) \right) - v_x (i_{Px} - i_{Nx}) - i_{Px} \left( L \frac{di_{Px}}{dt} + Ri_{Px} \right) - i_{Nx} \left( L \frac{di_{Nx}}{dt} + Ri_{Nx} \right) \\ &= V_{CC} i_{Zx} - v_x i_x - \left( L \frac{di_{Px}}{dt} + Ri_{Px} \right) i_{Px} - \left( L \frac{di_{Nx}}{dt} + Ri_{Nx} \right) i_{Nx} \\ &= V_{CC} i_{Zx} - v_x i_x - L \frac{di_{Px}}{dt} i_{Px} - L \frac{di_{Nx}}{dt} i_{Nx} - Ri_{Px}^2 - Ri_{Nx}^2, \end{aligned} \quad (2.32)$$



e assim, pode-se ver como a energia total do braço está relacionada ao balanço de correntes e tensões entre o polo negativo e o polo positivo. Pode-se também relacioná-la a corrente de fase de saída  $i_x$  e também à corrente circulante no braço  $i_{Zx}$ . Para isso, deve-se retomar as definições mostradas em (2.5) e (2.6) e isolar na primeira  $i_{Px}$  e na segunda  $i_{Nx}$ , ou seja:

$$i_{Px} = i_x + i_{Nx} \quad (2.33)$$

$$i_{Nx} = 2i_{Zx} - i_{Px}, \quad (2.34)$$

e ao substituir  $i_{Nx}$  em  $i_{Px}$ , obtém-se:

$$\begin{aligned} i_{Px} &= i_x + 2i_{Zx} - i_{Px} \\ 2i_{Px} &= i_x + 2i_{Zx} \\ i_{Px} &= \frac{1}{2}i_x + i_{Zx}. \end{aligned} \quad (2.35)$$

Agora, retorna-se  $i_{Px}$  em  $i_{Nx}$ , ou seja

$$\begin{aligned} i_{Nx} &= 2i_{Zx} - \frac{1}{2}i_x - i_{Zx} \\ i_{Nx} &= i_{Zx} - \frac{1}{2}i_x, \end{aligned} \quad (2.36)$$

e substituindo (2.35) e (2.36) em (2.32), tem-se:

$$\begin{aligned} &= V_{CC}i_{Zx} - v_x i_x - L \frac{\frac{i_x}{2} + i_{Zx}}{dt} \left( \frac{i_x}{2} + i_{Zx} \right) - L \frac{d(i_{Zx} - 1/2i_x)}{dt} (i_{Zx} - 1/2i_x) \dots \\ &\quad \dots - R \left( \frac{i_x}{2} + i_{Zx} \right)^2 - R (i_{Zx} - 1/2i_x)^2 \\ &= V_{CC}i_{Zx} - v_x i_x - \frac{L}{4} \frac{di_x}{dt} i_x - \frac{L}{2} \frac{di_x}{dt} i_{Zx} - \frac{L}{2} \frac{di_{Zx}}{dt} i_x - L \frac{di_{Zx}}{dt} i_{Zx} - \frac{R}{2} i_x^2 - Ri_{Zx}^2 \dots \\ &\quad \dots - L \frac{di_{Zx}}{dt} i_{Zx} \frac{L}{2} \frac{di_{Zx}}{dt} i_x + \frac{L}{2} \frac{di_x}{dt} i_{Zx} - \frac{L}{4} \frac{di_x}{dt} i_x - Ri_{Zx}^2 - \frac{R}{2} i_x^2 \dots \\ &= V_{CC}i_{Zx} - v_x i_x - 2L \frac{di_{Zx}}{dt} i_{Zx} - \frac{L}{2} \frac{di_x}{dt} i_x - 2Ri_{Zx}^2 - Ri_x^2 \\ &= v_{CC}i_{Zx} - 2Ri_{Zx}^2 - Ri_x^2 - 2L \frac{di_{Zx}}{dt} i_{Zx} - \frac{L}{2} \frac{di_x}{dt} i_x \end{aligned} \quad (2.37)$$

Retorna-se agora a definição senoidal mostrada na equação (2.31), substituindo-a na equação anterior, o que retorna:

$$\begin{aligned} &= v_{CC}i_{Zx} - (V_x \cdot \text{sen}(\omega t) I_x \text{sen}(\omega t - \phi)) - 2Ri_{Zx}^2 - R(I_x \text{sen}(\omega t - \phi))^2 \dots \\ &\quad \dots - \frac{L}{2} \frac{d(I_x \text{sen}(\omega t - \phi))}{dt} I_x \text{sen}(\omega t - \phi) - 2L \frac{di_{Zx}}{dt}. \end{aligned} \quad (2.38)$$

Para solucionar a equação acima, deve-se utilizar algumas relações trigonométricas. Para tal, divide-se a equação nas parcelas a serem trabalhadas. Para a parcela  $V_x \text{sen}(\omega t) I_x \text{sen}(\omega t - \phi)$ , deve-se utilizar a seguinte relação trigonométrica:

$$\text{sen}(X) \text{sen}(Y) = \frac{1}{2} [\cos(x - y) - \cos(x + y)], \quad (2.39)$$

e logo, a parcela mostrada torna-se:

$$\begin{aligned}
&= V_x \text{sen}(\omega t) I_x \text{sen}(\omega t - \phi) \\
&= \frac{1}{2} V_x I_x [\cos(\omega t - (\omega t - \phi)) - \cos(\omega t + (\omega t - \phi))] \\
&= \frac{1}{2} V_x I_x [\cos(\phi) - \cos(2\omega t - \phi)] \\
&= \frac{1}{2} V_x I_x \cos(\phi) - \frac{1}{2} V_x I_x \cos(2\omega t - \phi).
\end{aligned} \tag{2.40}$$

A seguir, deve-se utilizar a relação trigonométrica:

$$\text{sen}^2(x) = \frac{1}{2} (1 - \cos 2x), \tag{2.41}$$

aplicadas na parcela  $Ri_x^2$  que torna-se:

$$\begin{aligned}
&= R (I_x \text{sen}(\omega t - \phi))^2 \\
&= R I_x^2 (\text{sen}^2(\omega t - \phi)) \\
&= R \left(\frac{I_x}{2}\right)^2 (1 - \cos(2\omega t - 2\phi)) \\
&= R \left(\frac{I_x}{2}\right)^2 - R \left(\frac{I_x}{2}\right)^2 \cos(2\omega t - 2\phi).
\end{aligned} \tag{2.42}$$

A última parcela a ser utilizada é:

$$-\frac{L}{2} \frac{d(I_x \text{sen}(\omega t - \phi))}{dt} I_x \text{sen}(\omega t - \phi) \tag{2.43}$$

que deve receber a relação trigonométrica mostrada a seguir:

$$f'(senu) = \cos(u).u' \tag{2.44}$$

$$\cos(x) \text{sen}(y) = \frac{1}{2} [\text{sen}(x+y) - \text{sen}(x-y)], \tag{2.45}$$

e substituindo a relação na última parcela obtém-se:

$$\begin{aligned}
&= \frac{L}{2} \frac{d(I_x \text{sen}(\omega t - \phi))}{dt} I_x \text{sen}(\omega t - \phi) \\
&= \frac{L}{2} I_x \cos(\omega t - \phi) \omega I_x \text{sen}(\omega t - \phi) \\
&= \frac{1}{2} \omega L I_x^2 \cdot [\text{sen}((\omega t - \phi) + (\omega t - \phi)) - \text{sen}((\omega t - \phi) - (\omega t - \phi))] \\
&= \frac{1}{2} \omega L I_x^2 [\text{sen}(2\omega t - 2\phi) - \text{sen}(0)] \\
&= \frac{1}{2} \omega L I_x^2 \text{sen}(2\omega t - 2\phi).
\end{aligned} \tag{2.46}$$

Pode-se agora unir a equação principal ao juntar todas as parcelas, obtendo-se:

$$\begin{aligned}
&= \left[ V_{CC} i_{Zx} - \frac{1}{2} V_x I_x \cos(\phi) - 2Ri_{Zx}^2 - R \left(\frac{I_x}{2}\right)^2 \right] \dots \\
&\dots + \left[ \frac{1}{2} V_x I_x \cos(2\omega t - \phi) + R \left(\frac{I_x}{2}\right)^2 \cos(2\omega t - 2\phi) - 2L \frac{di_{Zx}}{dt} i_{Zx} \dots \right. \\
&\quad \left. \dots - \frac{1}{2} \omega L I_x^2 \text{sen}(2\omega t - 2\phi) \right].
\end{aligned} \tag{2.47}$$

Se as perdas de potência nos resistores  $R$  forem desprezadas, a equação torna-se:

$$= \left[ V_{CC}i_{Zx} - \frac{1}{2}V_x I_x \cos(\phi) \right] + \left[ \frac{1}{2}V_x I_x \cos(2\omega t - \phi) - 2L \frac{di_{Zx}}{dt} i_{Zx} \dots \right. \\ \left. \dots - \frac{1}{2}\omega L I_x^2 \sin(2\omega t - 2\phi) \right], \quad (2.48)$$

e assim, conclui-se que a energia total das pernas terá uma componente  $CC$ , devido aos termos  $V_{CC}i_{Zx}$  e  $\frac{1}{2}V_x I_x \cos(\phi)$ , e uma componente com frequência o dobro da frequência fundamental, demonstrados pelos termos com  $(2\omega t - \phi)$  e  $(2\omega t - 2\phi)$ .

A energia que percorre uma fase do conversor, por outro lado, é armazenada nos capacitores dos  $SM$  e pode ser relacionada a tensão sobre estes. Se há uma corrente que percorre ambos os braços do conversor, de forma que eles sejam vistos como uma única fonte de tensão, então a tensão de fase desta fonte deverá conter uma componente  $CC$  e outra componente  $CA$  cuja frequência seja a soma das frequências dos dois braços, ou seja o dobro da frequência fundamental (TU et al., 2010). Se retornar-se a definição de corrente circulante, conforme foi discutido anteriormente na equação (2.6), entende-se que a presença de componentes com o dobro da frequência fundamental na equação da energia total (2.48) ocorre devido a presença das correntes  $i_{Zx}$  no circuito.

As correntes circulantes nas fases do conversor  $MMC$  são originárias da diferença de tensão entre elas, e fluem nas três pernas do conversor. Como elas ficam contidas entre cada perna e o barramento  $CC$ , não causam nenhum impacto nas tensões e correntes do lado  $CA$ . Caso não sejam devidamente controladas ou suprimidas, aumentam o pico e o valor rms da corrente de fase nas pernas, que em consequência, eleva as perdas de conversão de potência e também o ripple das tensões dos capacitores nos  $SM$  (RODRIGUES et al., 2016), (DEBNATH et al., 2015), (TU; XU; ZHANG, 2010), (TU et al., 2010). Assim, como essas correntes contém componentes de sequência negativa com frequência o dobro da fundamental, pode-se defini-las como sendo:

$$i_{Zx} = I_{Zx} + i_{2Zx}. \quad (2.49)$$

A equação obtida em (2.48) representa a energia total no braço do conversor e está em função das correntes  $I_{Zx}$  e  $I_x$ . Pode-se então reescrevê-la como sendo:

$$\frac{dW_{TCx}}{dt} = I_x \left[ -\frac{1}{2}V_x \cos(\phi) + \frac{1}{2}V_x \cos(2\omega t - \phi) - \frac{1}{2}\omega L I_x^2 \sin(2\omega t - 2\phi) \right] \dots \\ \dots + i_{Zx} \left[ V_{CC} - 2L \frac{di_{Zx}}{dt} \right], \quad (2.50)$$

e substituindo (2.49) na parcela equação (2.50) que contém  $i_{Zx}$ , obtém-se:

$$\begin{aligned}
 &= [i_{Zx}] \left[ V_{CC} - 2L \frac{di_{Zx}}{dt} \right] \\
 &= [I_{Zx} + i_{2Zx}] \left[ V_{CC} - 2L \left[ \frac{dI_{Zx}}{dt} + \frac{di_{2Zx}}{dt} \right] \right] \\
 &= V_{CC}I_{Zx} + V_{CC}i_{2Zx} - 2L \frac{dI_{Zx}}{dt} I_{Zx} - 2L \frac{dI_{Zx}}{dt} i_{2Zx} \dots \\
 &\quad \dots - 2L \frac{di_{2Zx}}{dt} I_{Zx} - 2L \frac{di_{2Zx}}{dt} i_{2Zx} \\
 &= V_{CC}I_{Zx} + V_{CC}i_{2Zx} - 2L \frac{di_{2Zx}}{dt} I_{Zx} - 2L \frac{di_{2Zx}}{dt} i_{2Zx}, \tag{2.51}
 \end{aligned}$$

Assim, vê-se que a potência que carrega e descarrega os capacitores de cada *SM* de cada perna é consiste de uma componente *CC*  $P_{T0Cx}$  e de ripples de baixa frequência  $P_{T2Cx}$  e  $P_{T4Cx}$ , oriundos das correntes circulantes, ou seja:

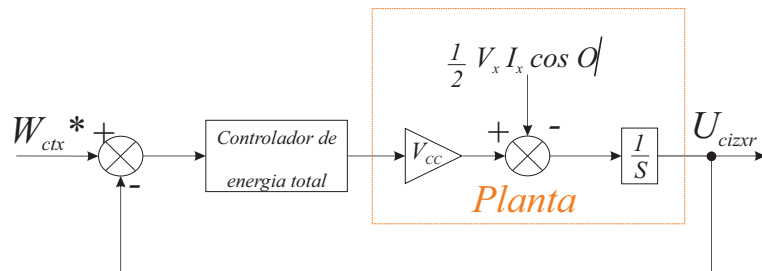
$$\frac{dW_{TCx}}{dt} \approx P_{T0Cx} + P_{T2Cx} + P_{T4Cx}, \tag{2.52}$$

que pode ser reescrita como sendo:

$$\begin{aligned}
 P_{T0Cx} &= V_{CC}I_{Zx} - \frac{1}{2}V_x I_x \cos(\phi) \\
 P_{T2Cx} &= V_{CC}i_{2Zx} - \frac{1}{2}V_x I_x \cos(2\omega t - \phi) - \frac{1}{2}\omega L I_x^2 \text{sen}(2\omega t - 2\phi) \dots \\
 &\quad \dots - 2L I_{Zx} \frac{di_{2Zx}}{dt}. \\
 P_{T4Cx} &= -2L i_{2Zx} \frac{di_{2Zx}}{dt}. \tag{2.53}
 \end{aligned}$$

Se os ripples forem ignorados, a energia total armazenada nos capacitores é controlada pela componente *CC*. A figura 16 mostrando a estrutura de controle da energia total é mostrada a seguir: assim, como resultado, se o *MMC* atuar como inversor, a tensão do

Fig. 16 – Controle de energia total.



Fonte: Adaptado de (FAN et al., 2015)

barramento *CC* e a potência ativa no lado *CA* serão constantes em regime permanente.

Como consequência, a saída do sistema de controle da  $W_{TCx}$  será uma compensação adicionada à corrente  $i_{Zx}$  ( $I_x \cdot \cos(\phi)$ ) do lado  $CA$ . De posse do controle de energia total, deve-se agora implementar o controlador de energia diferencial, definido na equação (2.25).

## 2.5.2 CONTROLE DE ENERGIA DIFERENCIAL

Deve-se agora sintetizar o controlador de energia diferencial que vai garantir que não ocorra diferenças entre as tensões  $CC$  das células dos braços superior e inferior do conversor. Para tal retorna-se à equação (2.25) com a definição de energia diferencial. A derivada dessa energia pode ser representada como:

$$\begin{aligned}\frac{dW_{DCx}}{dt} &= \frac{dW_{CPx}}{dt} - \frac{dW_{CNx}}{dt} \\ \frac{dW_{DCx}}{dt} &= P_{CPx} - P_{CNx} \\ \frac{dW_{DCx}}{dt} &= v_{px}i_{px} - v_{nx}i_{nx},\end{aligned}\tag{2.54}$$

e ao substituir as definições das tensões dos braços, obtidas isolando-as na equação (2.4), obtém-se:

$$\begin{aligned}\frac{dW_{DCx}}{dt} &= \left(-\frac{1}{2}V_{CC} - v_x - L\frac{di_{px}}{dt} - Ri_{px}\right)i_{px} - \left(\frac{1}{2}V_{CC} + v_x - L\frac{di_{nx}}{dt} - Ri_{nx}\right)i_{nx} \\ &= \frac{1}{2}V_{CC}i_{px} - v_xi_{px} - L\frac{di_{px}}{dt}i_{px} - Ri_{px}^2 - \frac{1}{2}V_{CC}i_{nx} - v_xi_{nx} + L\frac{di_{nx}}{dt}i_{nx} + Ri_{nx}^2 \\ &= \frac{1}{2}V_{CC}(i_{px} - i_{nx}) - v_x(i_{px} + i_{nx}) - L\left(\frac{di_{px}}{dt}i_{px}\right) + L\left(\frac{di_{nx}}{dt}i_{nx}\right) - R(i_{px}^2 - i_{nx}^2) \\ &= \frac{1}{2}V_{CC}i_x - 2v_xi_{Zx} - L\frac{di_{px}}{dt}i_{px} + L\frac{di_{nx}}{dt}i_{nx} - Ri_{px}^2 + Ri_{nx}^2.\end{aligned}\tag{2.55}$$

Pode-se então retornar a equação (2.36), substituindo-a na equação anterior, o que resulta em:

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2}V_{CC}i_x - 2v_x i_{Zx} - L \frac{di_{px}}{dt} i_{px} + L \frac{di_{nx}}{dt} i_{nx} - Ri_{px}^2 + Ri_{nx}^2 \\
&= \frac{1}{2}V_{CC}i_x - 2v_x i_{Zx} - L \left( \frac{d\left(\frac{1}{2}i_x + i_{Zx}\right)}{dt} \left(\frac{1}{2}i_x + i_{Zx}\right) \right) \dots \\
&\dots L \left( \frac{d\left(i_{Zx} - \frac{1}{2}i_x\right)}{dt} \left(i_{Zx} - \frac{1}{2}i_x\right) \right) - R \left(\frac{1}{2}i_x + i_{Zx}\right)^2 + R \left(i_{Zx} - \frac{1}{2}i_x\right) \\
&= \frac{1}{2}V_{CC}i_x - 2v_x i_{Zx} + \left(-\frac{1}{2}L \frac{di_x}{dt} - L \frac{di_{Zx}}{dt}\right) \left(\frac{1}{2}i_x + i_{Zx}\right) \dots \\
&\dots + \left(L \frac{di_{Zx}}{dt} - \frac{1}{2}L \frac{di_x}{dt}\right) \left(i_{Zx} - \frac{1}{2}i_x\right) - R \left(\frac{1}{4}i_x^2 + \frac{2}{2}i_x i_{Zx} + i_{Zx}^2\right) + R \left(i_{Zx}^2 - \frac{2}{2}i_x i_{Zx} + \frac{1}{4}i_x^2\right) \\
&= \frac{1}{2}V_{CC}i_x - 2v_x i_{Zx} - \cancel{\frac{1}{4}L \frac{di_x}{dt} i_x} - \frac{1}{2}L \frac{di_{Zx}}{dt} i_x - \frac{1}{2}L \frac{di_x}{dt} i_x \frac{1}{2}L \frac{di_x}{dt} i_{Zx} \dots \\
&\dots - \cancel{\frac{1}{4}L \frac{di_x}{dt} i_x} - \cancel{\frac{1}{4}Ri_x^2} - Ri_x i_{Zx} - \cancel{Ri_{Zx}^2} + \cancel{Ri_{Zx}^2} - Ri_x i_{Zx} + \cancel{\frac{1}{4}Ri_x^2} \\
&= \frac{1}{2}V_{CC}i_x - 2v_x i_{Zx} - L \frac{di_{Zx}}{dt} i_x - L \frac{di_x}{dt} i_{Zx} - 2Ri_{Zx} i_x, \tag{2.56}
\end{aligned}$$

note porém que, utilizando-se da regra do produto, pertencente às propriedades da derivação, ( $|fg|' = f'g + fg'$ ), pode-se reescrever a equação anterior, que se tornará:

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2}V_{CC}i_x - 2v_x i_{Zx} - L \left( \frac{di_{Zx}}{dt} i_x + \frac{di_x}{dt} i_{Zx} \right) - 2Ri_{Zx} i_x \\
&= \frac{1}{2}V_{CC}i_x - 2v_x i_{Zx} - L \frac{di_{Zx} i_x}{dt} - 2Ri_{Zx} i_x \tag{2.57}
\end{aligned}$$

$$\approx P_{d0cx} + p_{d1cx} + p_{d2cx}, \tag{2.58}$$

onde 0 é a componente  $CC$ , 1 é a componente na frequência fundamental e 2 as harmônicas de segunda ordem. Caso substitua-se (2.31) na equação anterior, esta torna-se:

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2}V_{CC}i_x \text{sen}(\omega t - \phi) - 2V_x \text{sen}(\omega t) I_{Zx} - LI_{Zx} \frac{d(I_x \text{sen}(\omega t + \phi))}{dt} \dots \\
&\dots - 2RI_{Zx} I_x \text{sen}(\omega t - \phi) \tag{2.59}
\end{aligned}$$

Se apenas a componente  $CC$  da corrente circulante  $i_{Zx}$  for considerada, então a equação anterior será reescrita, de forma a simplificá-la, tornando-a:

$$p_{d1cx} = \left( \frac{1}{2}V_{CC} - \omega LI_{Zx} - 2RI_{Zx} \right) I_x \text{sen}(\omega t - \phi) - 2V_x I_{Zx} \text{sen}(\omega t), \tag{2.60}$$

onde  $p_{d1cx}$  é a componente fundamental da equação da potência diferencial  $\left(\frac{d(W_{dcx})}{dt}\right)$ .

Como visto na equação (2.60), há na tensão que alimenta os capacitores dos  $SM$  dos braços superiores e inferiores, ripples fundamentais em oposição de fase. Por isso, tais

capacitores devem ser grandes o suficiente para que tais ripples de baixa frequência sejam absorvidos.

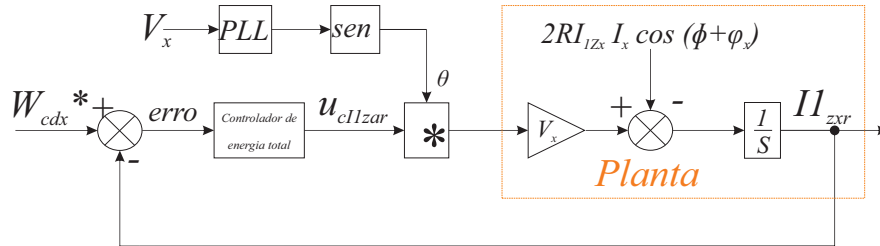
Há, além da componente  $CC$ , componentes  $CA$  na corrente  $i_{Zx}$ . Além disso, utilizando-se do conceito de ortogonalidade da função seno, onde o produto interno de duas funções seno é zero, apenas a componente da frequência fundamental de  $i_{Zx}$  pode produzir potência média diferente de zero com  $v_x$ , ou seja, produzir oscilações de baixa frequência. Esse componente fundamental de  $i_{Zx}$  e a componente resultante de  $\left(\frac{dw_{dCx}}{dt}\right)$  são mostradas a seguir:

$$i_{1Zx} = I_{1Zx} \text{sen}(\omega t + \varphi x) \approx P_{d0Cx} + P_{d1Cx} + P_{d2Cx} \quad (2.61)$$

$$P_{d0Cx} = -V_x I_{1Zx} \cos(\varphi x) - R I_{Zx} I_x \cos(\phi + \varphi x). \quad (2.62)$$

Caso as energias nos braços superiores e inferiores estejam desbalanceadas, pode-se utilizar-se de  $P_{d0Cx}$ , que pode ser variado através de  $(I_{1Zx} \cdot \cos(\varphi \cdot x))$ , para rebalancear essas energias. Assim  $I_{1Zx}$  pode ser selecionada como a saída do balanço de energia, ou seja, do controlador diferencial, cuja figura é mostrada a seguir em 17. Para minimizar a amplitude

Fig. 17 – Controle de energia diferencial.



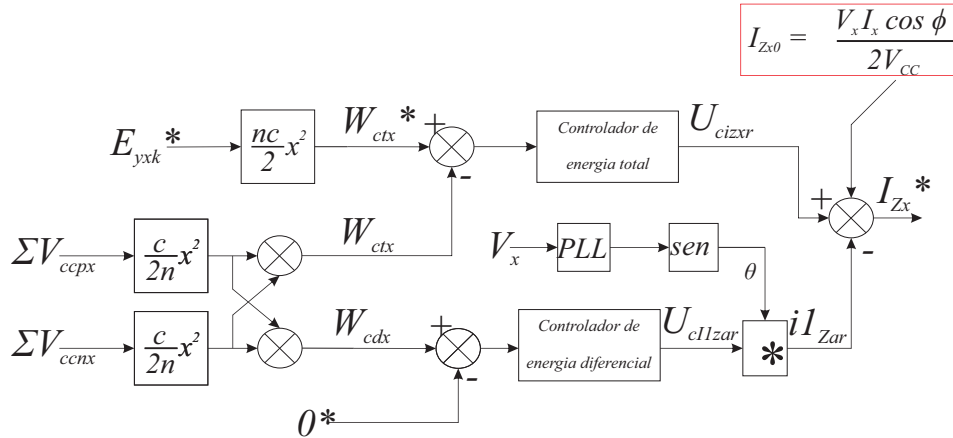
Fonte: Adaptado de (FAN et al., 2015)

de  $i_{1Zx}$ ,  $\varphi \cdot x$  é tornada zero. Utiliza-se de um *Phase-Locked loop* para obter a fase da tensão  $CA$   $v_x$ .

Projeta-se assim o sistema de controle completo para controlar as energia internas dos braços de forma a produzirem a referência de corrente circulante para o controlador da corrente  $i_{Zx}$  apresentado no próximo capítulo através de uma função custo. Os controladores de energia são alimentados com os valores de tensão dos capacitores dos  $SMs$  que são multiplicados com constantes para tornarem-se as energia armazenadas nos capacitores. No controlador diferencial utiliza-se o *PLL* para obter o ângulo de fase a ser multiplicado com a saída. O controlador de energia total produz a parcela  $CC$  da corrente circulante. O controlador diferencial produz a componente fundamental. Ao somar ambas, consegue-se a referência para  $i_{Zx}$ , chamada de  $i_{Zx}^*$ . Este é utilizado como entrada para o controle

de corrente circulante. A figura 18 que mostra o sistema de controle externa completo, incluindo o o controle de energia total e diferencial é mostrado a seguir. De posse do controle

Fig. 18 – Malha de controle externo.



Fonte: Adaptado de (FAN et al., 2015)

externo, deve-se agora escolher o método de modulação e o controle interno. Como dito, este será através da utilização de uma função custo, similar ao conceito presente no método controle preditivo por modelo (*Model predictive control, MPC*), e que permitirá o controle da tensão sobre os capacitores, da corrente circulante e do número de comutações. Para modulação utiliza-se a *SVM*. Ambos os conceitos serão abordados no próximo capítulo.



### 3 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO VETORIAL (SVM)

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Dispositivos conversores utilizados na eletrônica de potência necessitam, para sua operação, de sinais de chaveamento que controlem as chaves semicondutoras que constituem a base de operação da conversão de eletricidade. O chaveamento de um dispositivo eletrônico permite que a tensão  $CC$  seja modulada com a amplitude e a frequência desejada (DONCKER; PULLE; VELTMAN, 2011a). Na prática, os métodos de modulação criam sequências de pulsos chaveados em que a média da tensão, no período de comutação, sejam igual ao valor da referência de tensão desejada (HOLMES; LIPO, 2003).

Os conversores multiníveis também necessitam da escolha de uma técnica de modulação adequada, de forma a atingir eficiência máxima durante sua operação. Por isso, cresce o número de publicações sobre a escolha das técnicas de modulação, ou sobre melhorias das técnicas existentes. Pode-se assim, obter vantagens significativas, tais como o balanço de tensões nos capacitores flutuantes ou ainda a redução da  $THD$  da tensão, minimizando as perdas de comutação. (HASAN et al., 2017)(SILVA, 2013)(SCHUETZ, 2020).

#### 3.2 MODULAÇÃO SPACE VECTOR

##### 3.2.1 HISTÓRICO DA MODULAÇÃO SVM

O conceito base da estratégia de modulação por largura de pulso vetorial (*Space Vector Pulse-Width Modulation, SVM*) tem sua origem na representação vetorial de sistemas elétricos trifásicos baseadas nos trabalhos publicados de Robert H. Park, intitulada "Two-Reaction Theory of Synchronous Machines" de 1929 e 1933. A proposta é aprimorada no trabalho de Gabriel Kron, que desenvolvia a aplicação de tensores para a análise de máquinas elétricas, em 1942. A consolidação do conceito ocorre porém em 1959, com Károly Pal Kovács e István Rácz, no livro "Transient Vorgänge in Wechselstrommaschinen", onde a modulação *SVM* é decisivamente definida. (NEACSU, 2001) (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988). A estratégia *SVM* surge como uma alternativa à modulação baseada em portadora (*carrier based modulation, CBM*) e sua primeira aplicação consistiu em inversores alimentados em tensão trifásicos com três braços, visando o acionamento de máquinas elétricas, tal como é mostrado em (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988) e no trabalho de (HOLTZ, 1992). A técnica é também aplicada a conversores  $CA - CA$  trifásicos, como visto nos trabalhos de (HUBER; BOROJEVIC, 1995), e (CASADEI et al., 2002). (PINHEIRO; BLUME; JAIN, 2000), por outro lado, aplica a modulação para conversores  $CA-CA$  monofásicos, enquanto (ZHANG et al., 1997) concentrou-se em inversores trifásicos com quatro braços. Finalmente no trabalho de (ROJAS; OHNISHI;

SUZUKI, 1995) a *SVM* é aplicada em inversores trifásicos a três níveis.

Para conversores multiníveis, uma das mais significativas aplicações da técnica de modulação *SVM* é apresentada no trabalho de (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001), onde propôs-se um algoritmo geral para conversores trifásicos com  $n$  níveis. Estes apresentam, no entanto, grande número de vetores e conseqüentemente de níveis, o que resulta em elevada complexidade computacional, limitando a ampla implementação dos resultados. Por esse motivo, têm-se na literatura, a proposta, por diversos autores, de algoritmos especiais, tais como aquele citado anteriormente, que reduzem o peso computacional da técnica, quando aplicada a esse tipo de conversor. Estes apresentam alta robustez, podendo ser aplicados a diversas topologias (CARNIELUTTI, 2015)(CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001)(PRATS et al., 2003b). A maioria dos algoritmos de modulação disponíveis para o conversor *MMC* utilizam funções trigonométricas ou matrizes pré-computadas. A modulação *SVM* proposta por (PRATS et al., 2003b) calcula os vetores de chaveamento e tempo sem a utilização de ângulos, funções trigonométricas ou matrizes. Além disso, a complexidade e o custo operacional computacional de sua aplicação no conversor é bem baixo. A principal diferença é o posicionamento dos pulsos *PWM* dentro do período  $T_s$ , utilizando-se de uma seqüência de comutação para produzir tensões de fase e de linhas unicamente definidas, que podem ser representadas com vetores em um espaço tridimensional (PRATS et al., 2003b)(CARNIELUTTI, 2015)(CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001). Além disso, (PRATS et al., 2003b) ressalta que a seleção de vetores pode ser ajustada baseando-se na referência desejada, de forma a melhorar o balanço do barramento *CC* das tensões sobre os capacitores dos *SM*. A autora afirma ainda, que é desejado utilizar-se de um espaço vetorial *3-D* eficiente, que permita a redução drástica da complexidade do sistema de controle, e da demanda computacional.

### 3.2.2 OPERAÇÃO DA MODULAÇÃO SVM

A estratégia *SVM* consiste em implementar uma tensão média na saída, com base em uma referência desejada, representada através de um diagrama vetorial onde os possíveis estados de comutação das chaves semicondutoras são associados aos vetores de tensão. Após isso, realiza-se uma busca a cada instante de amostragem dos vetores mais próximos à referência, calculando suas respectivas razões cíclicas. Pode-se assim, representar o valor de referência como uma combinação linear dos vetores mais próximos, onde a tensão de saída média do conversor equivale à referência durante o período de comutação  $\tau_s$  (SCHUETZ, 2020)(PRATS et al., 2003b).

#### 3.2.2.1 ELABORAÇÃO DA TENSÃO DE REFERÊNCIA

As estratégias de modulação vetoriais requerem um sistemas de coordenadas comum, que permita representar os vetores de comutação do conversor, e o vetor de

referência. Somente assim pode-se identificar os vetores mais próximos de forma a sintetizar a tensão de referência na saída (SCHUETZ, 2020) (PRATS et al., 2003b). Para o conversor *MMC* empregado, deseja-se obter na saída tensões de fase trifásicas  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$ , em um sistema de coordenadas *abc*. Para tal deve-se implementar três tensões de referências  $V_{aref}$ ,  $V_{bref}$  e  $V_{cref}$  senoidais médias definidas como sendo:

$$V_{aref} = m_a \cdot \text{sen}(2\pi 60t) \quad (3.1)$$

$$V_{bref} = m_a \cdot \text{sen}(2\pi 60t - 120^\circ) \quad (3.2)$$

$$V_{cref} = m_a \cdot \text{sen}(2\pi 60t + 120^\circ), \quad (3.3)$$

onde  $m_a$  consiste no índice de modulação, definido como sendo a máxima amplitude para a referência de tensão no diagrama vetorial.

Nota-se porém que as tensões de referência não conseguem utilizar o máximo da tensão do barramento *CC* do conversor *MMC*, e por esse motivo, torna-se necessário implementar uma tensão de modo comum que atue como um ganho comum as três tensões de fase e que permita a máxima utilização da tensão do barramento. Tal tensão é definida como sendo

$$v_{oref} = -\frac{(max + mim)}{2}, \quad (3.4)$$

onde *max* é a tensão de referência máxima, ou seja, a tensão de referência com maior valor instantâneo e *mim* é a tensão de referência mínima, ou seja, a de referência que apresenta o menor valor instantâneo. Cada circuito porém, tem sua capacidade específica de sintetizar certo número de níveis na tensão de saída. O conversor *MMC* utilizado contém *SMs* com topologia meia ponte, que, por sua vez, podem sintetizar em sua saída dois níveis, 0 e 1 ( $V_{CC}$ ). Assim, o número de níveis do conversor *MMC* é

$$N = 2 \cdot n + 1, \quad (3.5)$$

onde *n* é o número de *SM* por braço e como cada braço apresenta dois *SM* tem-se:

$$N = 2 \cdot (2) + 1 = 5. \quad (3.6)$$

Dessa forma, pode-se sintetizar 5 níveis em cada perna do conversor, a citar -2, -1, 0, 1 e 2, dependendo de qual *SM* estiver ativo. Por outro lado, para facilitar o uso em fins computacionais, deve-se deslocar o diagrama obtido, o que resulta em uma tensão de saída normalizada  $v_{xn}$  definida como sendo:

$$v_{xn} = v_x + n, \quad (3.7)$$

onde *n* representa o número de *SM*. Além disso, nota-se que a tensão de referência obtida excursiona entre '0' ou '1', restringindo a tensão de saída ao primeiro nível. Logo é necessário normalizar as tensões de referência, multiplicando-as por 4. Esse número está

relacionado ao número de níveis possíveis de ser implementados, descontando-se porém, o zero. Dessa forma as tensões de referências excursionarão por todos os níveis presentes no cubo de vetores. Para tal, define-se uma variável  $N_m = 4$ , de forma que as tensões de referência tornam-se:

$$v_{oref n} = v_{oref} * N_m; \quad (3.8)$$

$$v_{arefn} = v_{aref} * N_m + v_{oref n}; \quad (3.9)$$

$$v_{brefn} = v_{bref} * N_m + v_{oref n}; \quad (3.10)$$

$$v_{crefn} = v_{cref} * N_m + v_{oref n}. \quad (3.11)$$

Assim, define-se as tensões de fase de referência normalizadas em coordenadas  $ABC$  para o conversor  $MMC$ . Deve-se agora mapear o vetor de referência no diagrama SM composto pelos vetores de comutação.

### 3.2.2.2 OBTENÇÃO DOS VETORES MAIS PRÓXIMOS DA REFERÊNCIA

As tensões de referência em coordenadas  $abc$  obtidas até então apontam para um ponto de tensão instantânea de referência desejada. Na prática porém, o conversor só consegue sintetizar valores específicos referentes aos níveis produzidos em cada  $SM$ , relacionados aos seus estados de comutação. Assim, para o valor de referência desejado seja obtido, deve-se sintetizar certo número de vetores de comutação em cada instante de tempo, de forma que a média das tensões sintetizadas pelos vetores no período de comutação total resulte na tensão desejada de referência. Identificar e implementar os vetores mais próximos do valor de referência resulta em menor conteúdo harmônico na tensão de fase de saída implementada (SCHUETZ, 2020)(GRIGOLETTO et al., 2018). Para atingir um ponto de referência dentro de um espaço, deve-se escolher um número de vetores maior que o tamanho do espaço. Dessa forma, caso a referência encontra-se fora da dimensão formada pelo espaço, ainda será possível implementá-la. Para diagramas representados em coordenadas  $R^2$  deve-se escolher três vetores mais próximos da referência, formando um triângulo de vetores contendo o valor de referência. Em espaços das tensões de saída tridimensionais  $R^3$ , deve-se escolher quatro vetores mais próximos, formando um tetraedro cujo vetor de referência esteja contido em seu interior. O conversor  $MMC$  utilizado implementa tensões de fase trifásicas em coordenadas  $abc$  e logo o espaço vetorial da tensão de saída é  $R^3$  e naturalmente, o número de vetores de comutação a ser implementado são:

$$O_r + 1 = 3 + 1 = 4, \quad (3.12)$$

onde  $O_r$  representa a ordem. Logo a tensão média de fase de referência a ser sintetizada na saída é chamada de  $\mathbf{u}$  e é obtida através de uma sequência de chaveamento composta dos quatro vetores de estados. Sua equação é mostrada a seguir:

$$\mathbf{u} = -\frac{1}{T_s} \left( \int_0^{t_1} v_1 \cdot dt + \int_{t_1}^{t_2} v_2 \cdot dt + \int_{t_2}^{t_3} v_3 \cdot dt + \int_{t_3}^{t_4} v_4 \cdot dt \right), \quad (3.13)$$

onde  $\mathbf{u}$  é a referência no espaço das tensões de fase,  $v_1, v_2, v_3$  e  $v_4$  são os vetores de estados de comutação e os tempos  $t_0, t_1, t_2, t_3$  e  $t_4$  representam o instante de tempo em que a saída assumirá cada valor de tensão instantânea, de forma que sua tensão média em um período  $T_s$  resulte na referência  $\mathbf{u}$ , ou seja, o instante de tempo que cada vetor de estado de comutação estará ativo. Tais vetores podem ainda ser organizados objetivando-se resultados específicos, tais como a redução da *THD* das tensões de saída, a redução do número de comutação ou ainda o equilíbrio das tensões sobre os capacitores (CARNIELUTTI, 2015) (PRATS et al., 2003b). Deve-se para isso, elaborar um algoritmo de identificação dos quatro vetores mais próximos da referência. Utiliza-se nessa dissertação, o algoritmo proposto por (PRATS et al., 2003b). Para tal, deve-se primeiro verificar os possíveis estados de comutação das chaves do conversor, mapeando-se a correspondência desses vetores sobre as tensões de fase de forma a montar-se o diagrama *SVM* ou seja, o espaço de estados do conversor.

### 3.2.2.3 ESPAÇO DE ESTADOS DOS VETORES DE COMUTAÇÃO

Para elaborar o diagrama *SVM* do conversor *MMC* é necessário mapear o estado de comutação de cada chave presente nas pernas do conversor. O modelo utilizado apresenta dois *SMs* por braço e cada *SM* contém duas chaves semicondutoras,  $S_1$  e  $\bar{S}_1$ . Ignorando o interruptor complementar, cada fase do conversor apresentará quatro interruptores, a citar,  $S_{1_{px}}, S_{2_{px}}, S_{1_{nx}}$  e  $S_{2_{nx}}$ , onde  $x$  é a fase do conversor. Mapeando-se o estado de comutação de cada uma das chaves forma-se o espaço de estados dos interruptores, ainda chamado de espaço de estados dos vetores de comutação. No total o conversor apresenta três pernas, relativas às três fases do espaço de coordenadas *abc*, e assim o conversor apresenta no total 12 chaves semicondutoras. O espaço de comutação dos interruptores mapeia o estado dos doze interruptores em relação à três tensões de fase e gera um total de vetores definidos como:

$$N_v = 2^{2 \cdot n \cdot n_f} = 2^{2 \cdot 2 \cdot 3} = 2^{12} = 4096. \quad (3.14)$$

De posse do espaço de estados dos interruptores, pode-se gerar os espaços das tensões nos braços, e conseqüentemente o espaço das tensões das pernas do conversor. A arquitetura meia ponte sintetiza em sua saída o nível '0' ou o nível '1' normalizada por  $V_{cc}$ , e logo pode-se dizer que cada *SM* apresenta uma tensão  $v_k$ , onde  $k$  indica o número do *SM* e cujo valor varia entre '0' ou '1'. Dessa forma, cada chave pode ser associada a uma tensão  $v_{ky}$ , onde ' $k$ ' indica o número de *SM* e ' $y$ ' indica a polaridade do braço. Assim, cada braço é capaz e produzir uma tensão definida como sendo:

$$v_y = v_{y1} + v_{y2}, \quad (3.15)$$

variando de '0' até '2', e resultando em uma tensão  $v_p$  para o braço positivo e  $v_n$  para o braço negativo. Agora, deve-se considerar-se a tensão sintetizada pela perna ou fase do conversor, chamada de  $v_x$ , onde ' $x$ ' indica a fase, é definida por:

$$v_{xn} = v_x + n = \frac{v_n - v_p}{2} + n, \quad (3.16)$$

onde  $(v_{xn})$  representa a tensão de fase normalizada,  $n$  é número de submódulos ( $n$ ),  $(v_n = v_{n1} + v_{n2})$  e  $(v_p = v_{p1} + v_{p2})$ . Assim, basta substituir valores nas equações anteriores para mapear-se o espaço das tensões dos braços, o espaço das tensões de fase e ainda, qualquer outro espaço que se desejar, tal como o espaço da tensão do indutor  $V_L$  que pode ser definido como sendo:

$$v_L = V_{CC} - v_n - v_p. \quad (3.17)$$

Na prática porém, multiplica-se as equações anteriores por  $\frac{N}{V_{CC}}$  de forma a normalizar o diagrama vetorial em números inteiros. Monta-se então a tabela contendo o espaço das tensões de fase possíveis de serem implementadas pelo conversor, ou seja, os possíveis estados de comutação das chaves e a correspondência destes vetores sobre as tensões de fase, mostrada na tabela 1.

Tabela 1 – Espaço de estados dos interruptores e a tensão de fase.

$V_{1n}$	$V_{2n}$	$V_{1p}$	$V_{2p}$	$V_x$	$V_{xn}$	$V_L$
0	0	0	0	0	2	2
0	0	0	1	-1	1	1
0	0	1	0	-1	1	1
0	0	1	1	-2	0	0
0	1	0	0	1	3	1
0	1	0	1	0	2	0
0	1	1	0	0	2	0
0	1	1	1	-1	1	-1
1	0	0	0	1	3	1
1	0	0	1	0	2	0
1	0	1	0	0	2	0
1	0	1	1	-1	1	-1
1	1	0	0	2	4	0
1	1	0	1	1	3	-1
1	1	1	0	1	3	-1
1	1	1	1	0	2	-2

Para facilitar o entendimento, pode-se separar a tensão normalizada da tensão de fase original e do espaço dos interruptores, o que retorna a tabela 2 e que contém o espaço da tensão de fase.

Tabela 2 – Espaço de estados do conversor *MMC*.

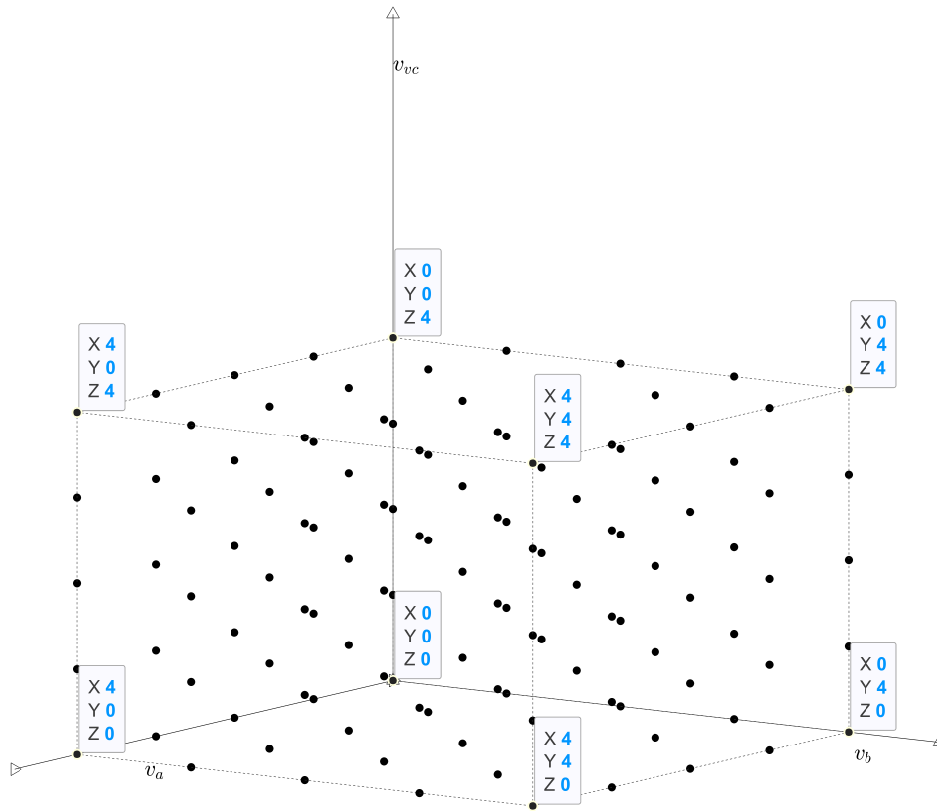
Tensão de fase	Tensões de fase deslocadas	Espaço dos interruptores
-2	0	[0 0 1 1]
-1	1	[0 0 0 1]
-1	1	[0 0 1 0]
-1	1	[1 0 1 1]
-1	1	[0 1 1 1]
0	2	[1 1 1 1]
0	2	[1 0 1 0]
0	2	[0 1 0 1]
0	2	[0 0 0 0]
0	2	[1 0 0 1]
0	2	[0 1 1 0]
1	3	[1 0 0 0]
1	3	[0 1 0 0]
1	3	[1 1 1 0]
1	3	[1 1 0 1]
2	4	[1 1 0 0]

Nota-se porém que as tabelas anteriores são válidas apenas para uma fase do conversor. Para obter-se o diagrama de espaço vetorial completo, é necessário utilizar-se de todas as 12 chaves presentes no conversor *MMC*, o que resulta nos 4096 vetores calculados na equação (3.14). Dessa forma torna-se possível desenhar o diagrama vetorial integral em coordenadas *abc*, contendo todos os possíveis vetores de comutação. Esse espaço vetorial do conversor forma um cubo tridimensional. É nesse diagrama que será apontada a referência, que nada mais é que um ponto no espaço *abc*. Os quatro vetores mais próximos do ponto de referência formam um tetraedro em seu entorno. O diagrama vetorial contendo o espaço das tensões de saída é mostrado na Figura 19. Nele vê-se o ponto de referência em vermelho e os 4 vetores mais próximos em azul, formando o tetraedro contendo a referência. De posse do diagrama 3-D representado nas coordenadas das tensões de fase  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$ , deve-se agora determinar o algoritmo de busca dos vetores mais próximos da referência.

#### 3.2.2.4 ALGORITMO DE BUSCA DOS VETORES

O algoritmo proposto por (PRATS et al., 2003b) utiliza-se de considerações geométricas que permitem rastrear os entornos da referência. Matematicamente, qualquer volume geométrico pode ser dividida em formas menores que juntos geram o volume total. Dessa forma o diagrama vetorial das tensões de fase obtido pode ser dividido em um determinado número de cubos menores, que é um conjunto dos oito vetores de comutação mais próximos. A citar, um cubo para conversores de dois níveis, oito para três níveis e 32 cubos para conversores 5 níveis, como o *MMC* utilizado. O algoritmo de busca dos vetores mais próximos deve então rastrear o cubo onde está localizado o vetor de referência. A origem do cubo desejado pode ser identificada através de uma função *floor*, conforme

Fig. 19 – Espaço vetorial tridimensional.



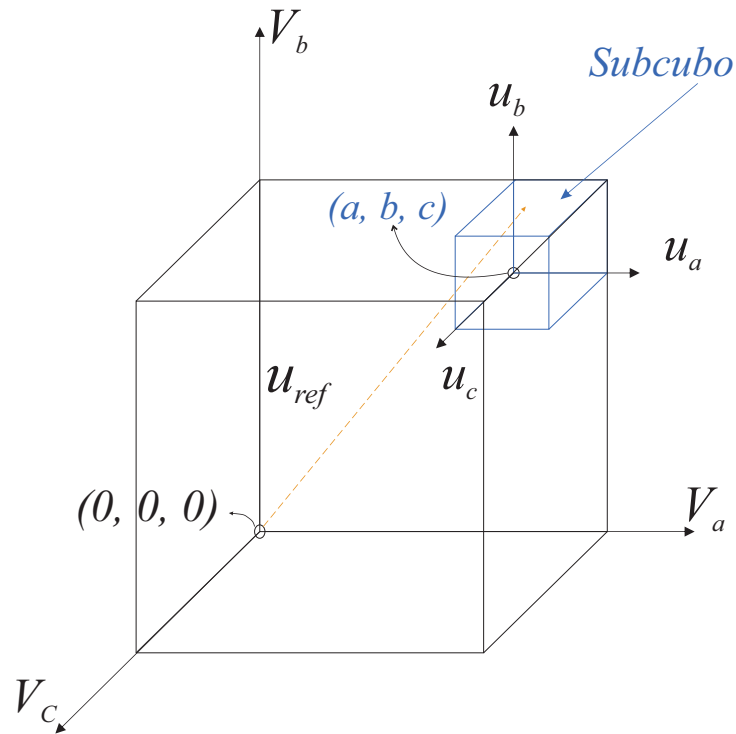
mostrado a seguir:

$$\begin{aligned}
 v_{0a} &= \text{floor}(v_{arefn}) \\
 v_{0b} &= \text{floor}(v_{brefn}) \\
 v_{0c} &= \text{floor}(v_{crefn})
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

onde  $v_{0a}$ ,  $v_{0b}$  e  $v_{0c}$  são as coordenadas do vetor de origem do sub-cubo contendo a referência, chamado de  $v_{0(a,b,c)}$ . O sub-cubo obtido é mostrado na Figura 20. Assim como o diagrama vetorial das tensões de fase, o volume do cubo obtido pode ser dividido em seis tetraedros que constituem seu volume total. Necessita-se então, determinar para qual tetraedro está apontando o vetor de referência. Para isso, é possível utilizar-se de três planos que definem os seis tetraedros compondo o interior do cubo. Cada um destes volumes são obtidos através da combinação de dois desses planos. Assim o algoritmo identifica o tetraedro com apenas três comparações entre os planos, independente do número total de níveis que o conversor apresente. Os planos limites do sub-cubo são mostrados na Figura 21. O resultado dessa comparação entre os planos apresenta as coordenadas  $abc$  do tetraedro contendo a referência. Em resumo, a referência consiste nas tensões senoidais definidas em  $v_{arefn}$ ,  $v_{brefn}$ ,  $v_{crefn}$ . Seus valores excursionam pelo diagrama vetorial e conseqüentemente por entre os seis tetraedros presentes no sub-cubo. A Figura (22) apresenta cada um deles, bem como

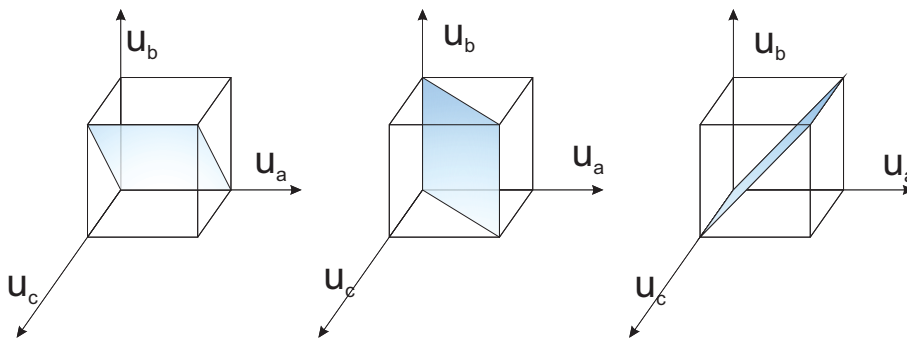


Fig. 20 – Origem do volume do cubo para onde está apontado o vetor de referência.



Fonte: Adaptado de (PRATS et al., 2003a)

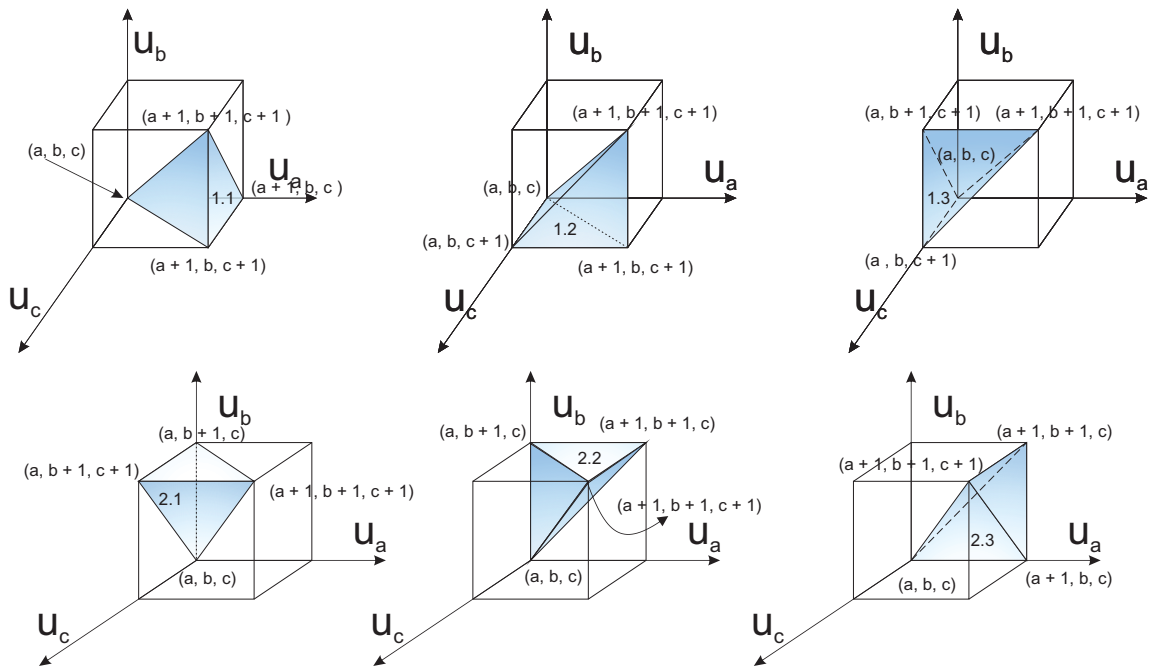
Fig. 21 – Planos utilizados para o calculo do tetraedro.



Fonte: Adaptado de (PRATS et al., 2003b)

os vetores de estados correspondentes. Conhecendo-se o valor dessa coordenada, pode-se então iniciar o passo principal do algoritmo, que consiste em identificar os quatro vetores de espaço  $V_{1e}$ ,  $V_{2e}$ ,  $V_{3e}$  e  $V_{4e}$  mais próximos do vetor de referência e que correspondem aos quatro vértices do tetraedro presente no sub-cubo selecionado. Estes vetores correspondem a representações em um espaço vetorial Euclidiano tridimensional de tensões de fase unicamente definidas produzidas por cada estado de comutação. Dessa forma cada um

Fig. 22 – Representação dos seis tetraedros presentes no sub-cubo.



Fonte: Adaptado de (PRATS et al., 2003b)

desses vetores pode ser definido como sendo:

$$\vec{V}_e = [v_{0a} \ v_{0b} \ v_{0c}]^T \quad (3.19)$$

Com base no equacionamento obtido anteriormente, o conceito do algoritmo de escolha dos tetraedros onde está apontado o vetor de referência pode ser representado através de um fluxograma. Este é mostrado em 23. Após a identificação do vetor de referência, pode-se então calcular as razões cíclicas de cada um desses vetores, determinadas como sendo  $*d_{1e}$ ,  $*d_{2e}$ ,  $*d_{3e}$  e  $*d_{4e}$ . Assim gera-se uma matriz  $V_e$  definida como sendo:

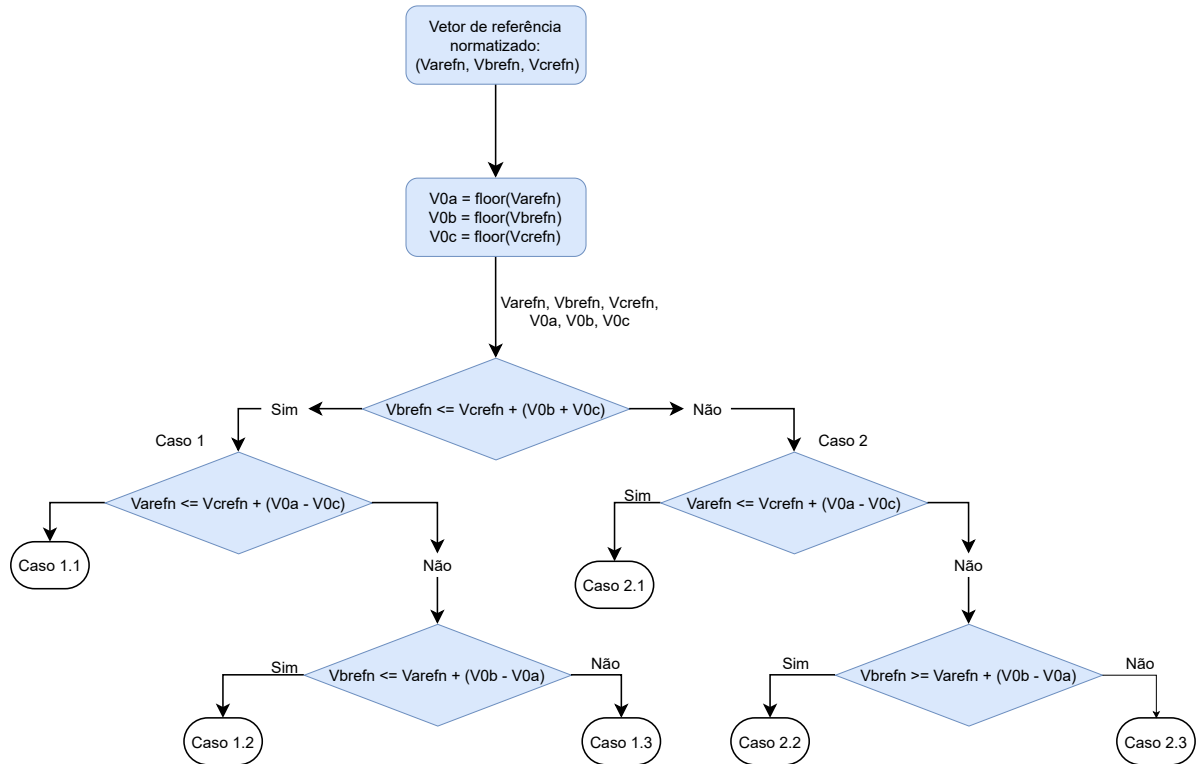
$$V_e = \begin{bmatrix} V_{1e}(a) & V_{1e}(b) & V_{1e}(c) & d_{1e} \\ V_{2e}(a) & V_{2e}(b) & V_{2e}(c) & d_{2e} \\ V_{3e}(a) & V_{3e}(b) & V_{3e}(c) & d_{3e} \\ V_{4e}(a) & V_{4e}(b) & V_{4e}(c) & d_{4e} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

onde  $a, b, c$  correspondem às coordenadas de cada vetor de estado de tensão, ou seja, as fases e  $V_{1e}$ ,  $V_{2e}$ ,  $V_{3e}$  e  $V_{4e}$  correspondem aos quatro vetores mais próximos. O tempo de condução  $t_i$  é definido como sendo:

$$t_i = d_i \cdot \tau_m, \quad (3.21)$$

onde  $\tau_m$  corresponde ao período de amostragem e  $i$  ao número do vetor mais próximo. Na prática as razões cíclicas caracterizam-se como a duração que cada estado de comutação

Fig. 23 – Fluxograma do algoritmo de busca do tetraedro contendo a referência.



permanece ativo e as coordenadas  $abc$  correspondem a diferentes níveis de tensão no barramento  $CC$  e cujo valor excursiona entre '0' e  $N - 1$ . Assim, as tensões de fase do conversor  $MMC$  podem ser descritas como mostrado na equação a seguir:

$$v_a = V_{1e}(A) \cdot d_{1e} + V_{2e}(A) \cdot d_{2e} + V_{3e}(A) \cdot d_{3e} + V_{4e}(A) \cdot d_{4e} \quad (3.22)$$

$$v_b = V_{1e}(B) \cdot d_{1e} + V_{2e}(B) \cdot d_{2e} + V_{3e}(B) \cdot d_{3e} + V_{4e}(B) \cdot d_{4e} \quad (3.23)$$

$$v_c = V_{1e}(C) \cdot d_{1e} + V_{2e}(C) \cdot d_{2e} + V_{3e}(C) \cdot d_{3e} + V_{4e}(C) \cdot d_{4e} \quad (3.24)$$

e a relação entre as razões cíclicas resulta em

$$d_{1e} + d_{2e} + d_{3e} + d_{4e} = 1. \quad (3.25)$$

Estabelece-se assim o algoritmo de busca do quatro vetores mais próximos, que é uma generalização do modelo 2-D proposto em (CELANOVIC; BOROEYEVICH, 2001), operando inclusive em sistemas desbalanceados e contendo harmônicas triplas. A tabela a seguir mostra o algoritmo completo, contendo as fórmulas de cálculo dos quatro vetores mais próximos em conjunto com as razões cíclicas de cada um deles.

Tabela 3 – Estados de comutação e razões cíclicas.

Tetraedro	Sequencia Vetores Espaciais	Razão Cíclicas
Caso 1.1	$(V_{1e}(A), V_{1e}(B), V_{1e}(C)) = (v_{0a}, v_{0b}, v_{0c})$	$d_{1e} = 1 + v_{0a} - V$
	$(V_{2e}(A), V_{2e}(B), V_{2e}(C)) = (v_{0a} + 1, v_{0b}, v_{0c})$	$d_{2e} = -v_{0a} + v_{0c} + v_{arefn} - v_{crefn}$
	$(V_{3e}(A), V_{3e}(B), V_{3e}(C)) = (v_{0a} + 1, v_{0b}, v_{0c} + 1)$	$d_{3e} = v_{0b} - v_{0c} - v_{brefn} + v_{crefn}$
	$(V_{4e}(A), V_{4e}(B), V_{4e}(C)) = (v_{0a} + 1, v_{0b} + 1, v_{0c} + 1)$	$d_{4e} = -v_{0b} + v_{brefn}$
Caso 1.2	$(V_{1e}(A), V_{1e}(B), V_{1e}(C)) = (v_{0a}, v_{0b}, v_{0c})$	$d_{1e} = 1 + v_{0c} - V$
	$(V_{2e}(A), V_{2e}(B), V_{2e}(C)) = (v_{0a}, v_{0b}, v_{0c} + 1)$	$d_{2e} = v_{0a} - v_{0c} - v_{arefn} + v_{crefn}$
	$(V_{3e}(A), V_{3e}(B), V_{3e}(C)) = (v_{0a} + 1, v_{0b}, v_{0c} + 1)$	$d_{3e} = -v_{0a} + v_{0b} + v_{arefn} - v_{brefn}$
	$(V_{4e}(A), V_{4e}(B), V_{4e}(C)) = (v_{0a} + 1, v_{0b} + 1, v_{0c} + 1)$	$d_{4e} = -v_{0b} + v_{brefn}$
Caso 1.3	$(V_{1e}(A), V_{1e}(B), V_{1e}(C)) = (v_{0a}, v_{0b}, v_{0c})$	$d_{1e} = 1 + v_{0c} - V$
	$(V_{2e}(A), V_{2e}(B), V_{2e}(C)) = (v_{0a}, v_{0b}, v_{0c} + 1)$	$d_{2e} = v_{0b} - v_{0c} - v_{brefn} + v_{crefn}$
	$(V_{3e}(A), V_{3e}(B), V_{3e}(C)) = (v_{0a}, v_{0b} + 1, v_{0c} + 1)$	$d_{3e} = v_{0a} - v_{0b} - v_{arefn} + v_{brefn}$
	$(V_{4e}(A), V_{4e}(B), V_{4e}(C)) = (v_{0a} + 1, v_{0b} + 1, v_{0c} + 1)$	$d_{4e} = -v_{0a} + v_{arefn}$
Caso 2.1	$(V_{1e}(A), V_{1e}(B), V_{1e}(C)) = (v_{0a}, v_{0b}, v_{0c})$	$d_{1e} = 1 + v_{0b} - V$
	$(V_{2e}(A), V_{2e}(B), V_{2e}(C)) = (v_{0a}, v_{0b} + 1, v_{0c})$	$d_{2e} = -v_{0b} + v_{0c} + v_{brefn} - v_{crefn}$
	$(V_{3e}(A), V_{3e}(B), V_{3e}(C)) = (v_{0a}, v_{0b} + 1, v_{0c} + 1)$	$d_{3e} = v_{0a} - v_{0c} - v_{arefn} + v_{crefn}$
	$(V_{4e}(A), V_{4e}(B), V_{4e}(C)) = (v_{0a} + 1, v_{0b} + 1, v_{0c} + 1)$	$d_{4e} = -v_{0a} + v_{arefn}$
Caso 2.2	$(V_{1e}(A), V_{1e}(B), V_{1e}(C)) = (v_{0a}, v_{0b}, v_{0c})$	$d_{1e} = 1 + v_{0b} - V$
	$(V_{2e}(A), V_{2e}(B), V_{2e}(C)) = (v_{0a}, v_{0b} + 1, v_{0c})$	$d_{2e} = v_{0a} - v_{0b} - v_{arefn} + v_{brefn}$
	$(V_{3e}(A), V_{3e}(B), V_{3e}(C)) = (v_{0a} + 1, v_{0b} + 1, v_{0c})$	$d_{3e} = -v_{0a} + v_{0c} + v_{arefn} - v_{crefn}$
	$(V_{4e}(A), V_{4e}(B), V_{4e}(C)) = (v_{0a} + 1, v_{0b} + 1, v_{0c} + 1)$	$d_{4e} = -v_{0c} + v_{crefn}$
Caso 2.3	$(V_{1e}(A), V_{1e}(B), V_{1e}(C)) = (v_{0a}, v_{0b}, v_{0c})$	$d_{1e} = 1 + v_{0a} - V$
	$(V_{2e}(A), V_{2e}(B), V_{2e}(C)) = (v_{0a} + 1, v_{0b}, v_{0c})$	$d_{2e} = -v_{0a} + v_{0b} + v_{arefn} - v_{brefn}$
	$(V_{3e}(A), V_{3e}(B), V_{3e}(C)) = (v_{0a} + 1, v_{0b} + 1, v_{0c})$	$d_{3e} = -v_{0b} + v_{0c} + v_{brefn} - v_{crefn}$
	$(V_{4e}(A), V_{4e}(B), V_{4e}(C)) = (v_{0a} + 1, v_{0b} + 1, v_{0c} + 1)$	$d_{4e} = -v_{0c} + v_{crefn}$

Analisando a Tabela 3, em conjunto com a Figura 22, vê-se que os vetores  $V_{1e}$  e  $V_{4e}$ , dois dos vetores mais próximos da referência obtidos pelo algoritmo, são na verdade vértices do sub-cubo selecionado, a citar, o vértice de origem  $v_{0(a,b,c)}$  e o vetor diagonal ao vértice de origem respectivamente, similar ao ocorrido em algoritmos em duas dimensões, onde esses vértices também constituem dois dos vetores mais próximos da referência. Tal constatação corrobora a afirmativa de que o algoritmo tridimensional é uma generalização do bidimensional, permitindo porém trabalhar com sistemas desequilibrados e com a presenta de harmônicas de terceira ordem (PRATS et al., 2003b) (SCHUETZ, 2020) (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2001).

Analisando o cubo tridimensional do diagrama de espaço vetorial do conversor *MMC*, vê-se que diferentes combinações dos vetores das chaves semicondutoras resultam em um mesmo nível de tensão de fase na saída. Esse efeito é chamado de redundâncias do conversor, ou seja, diferentes configurações de chaves que sintetizam a mesma saída. Como a tabela geral que apresenta todos os possíveis estados de comutação e suas correspondências sobre as tensões de fase apresenta 4096 vetores, deve-se encontrar a melhor redundância. Para realizar isso, é necessário saber qual dos tetraedros produzirá a tensão de saída em

seu valor ótimo. Para tal utiliza-se como malha de controle interno o conceito de *função custo* similar ao utilizado em *MPC*. O objetivo é que a estratégia de modulação gere uma sequência de comutação otimizada através da minimização da função custo, encontrando a redundância ótima que sintetize as tensões de fase da saída que melhor reduzem as variáveis de controle. Além disso, pode-se utilizar-se o mesmo conceito para controlar as características do conversor *MMC* que mais necessitam ser administradas, a tensão sobre os capacitores dos *SM* e as correntes circulantes. A introdução da função custo e sua aplicação ao conversor *MMC* serão mostrados a seguir.

### 3.2.3 METODOLOGIA DE BUSCA OTIMIZADA DOS VETORES NO ESPAÇO DOS INTERRUPTORES

Como os possíveis estados de comutação apresentam muitas redundâncias sintetizando os mesmos níveis de tensão, o conversor *MMC* precisa de um algoritmo para escolha das redundâncias baseado em malhas de controle interno que administrem o valor da corrente circulante em seus braços e também o nível de tensão sobre seus capacitores. Propõe-se utilizar uma metodologia de busca, baseada em uma função custo. Para encontrar a redundância que minimize a função custo deve-se incluir variáveis de controle para o conversor *MMC*, tais como, minimização do número de comutações, controle das correntes circulantes e equilíbrio individual das tensões dos capacitores dos *SMs*.

O uso de dispositivos conversores de potência requerem técnicas de controle aplicadas as chaves semicondutores, de maneira a permitir o dispositivo sintetizar a forma de onda desejada pelo projetista.

Uma das vertentes desse tipo de controle é chamada de controle preditivo por modelo (*Model predictive control, MPC*) que considera um modelo do sistema a ser controlado, de forma a prever comportamentos futuros dentro de um espaço de tempo. O modelo realiza as previsões avaliando-se uma função custo, escolhendo a sequência que a minimize como uma ação de controle futuro (KOURO et al., 2009). O algoritmo recebe o primeiro valor de uma determinada sequência, calculando os valores futuros a cada período de comutação. O conceito de função custo presente no *MPC* é definido na equação (3.26), mostrada a seguir.

$$f = \|v_{ref} - v_{Pred}\|, \quad (3.26)$$

onde  $v_{ref}$  é o valor desejado de referência e  $(v_{Pred})$  é o valor predito pelo modelo para a variável de controle. Além disso, a função custo presente no controlador *MPC* utiliza um modelo de predição completo do sistema, onde a realimentação está inclusa na própria função, evitando-se, dessa forma, a limitação presente nos controles tradicionais com modulação, onde se está restrito a magnitude do erro da variável de controle. Dessa forma,

o erro pode ser calculado através de funções custo tais como:

$$g = \|x^* - x_p\| \quad (3.27)$$

$$g = \|x^* - x_p\|^2. \quad (3.28)$$

A equação (3.28) diferencia-se da (3.27), por produzir um custo desproporcional, por um fator quadrático, ou seja, erros maiores sofrem uma maior penalização, em relação a erros menores. O resultado é uma resposta transitória mais rápida em relação a uma variável específica na função custo. Isso permite escolher o vetor de comutação cuja tensão sintetizada será a mais próxima da referência. A desvantagem está na geração de frequências de chaveamento variáveis.

Para aplicar a função custo (3.26) no conversor *MMC* modulado deve-se primeiro definir os critérios que irão compor a função custo. O primeiro critério a ser considerado é a escolha da melhor sequência de comutação, ou seja, da redundância ótima que minimize a função custo em relação ao número de comutações. O segundo critério parte da necessidade de controlar-se as correntes circulantes nas pernas do conversor. Dessa forma, deve-se realizar uma técnica de discretização de Euler aplicada a estas equações de maneira a alimentar a função custo com o valor de referência oriundo da malha de controle externa. O terceiro critério consiste na limitação da tensão sobre os capacitores dos *SM* e para realizá-lo deve-se partir das equações de corrente dos capacitores obtidas através da topologia interna dos mesmos, discretizando-as para aplicá-las na função custo. O valor de referência utilizado nesse critério é o valor de tensão desejado sobre cada capacitor. A seguir aborda-se detalhadamente cada critério.

### 3.2.3.1 CRITÉRIO DAS DISTÂNCIAS PARA REDUÇÃO DO NÚMERO DE COMUTAÇÕES

Para selecionar a redundância ótima que minimizará a função custo, apresentando menor número de comutações, deve-se rastrear todos os possíveis estados de comutação, ou vetores, gerados pelas chaves semicondutoras. Dessa forma, cria-se uma matriz  $\mathbf{s}_k$  que apresente as tensões sintetizadas em cada um dos *SMs*, para cada fase do conversor, relacionando-as aos níveis gerados na tensão de fase de saída  $v_x$ . Assim pode-se identificar, para cada nível, o número de redundâncias produzidas. A matriz do espaço das chaves é mostrada a seguir e apresenta quatro colunas relativas às tensões dos *SMs* além de uma coluna extra, em vermelho, que mostra o nível sintetizado na saída. A matriz é mostrada

a seguir:

$$\mathbf{s}_k = \begin{bmatrix} s_{1n} & s_{2n} & s_{1p} & s_{2p} & v_x \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 2 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 2 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 2 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 2 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 3 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 3 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 3 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 3 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 4 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Vê-se que os dois primeiros vetores de estado são relacionados ao braço negativo, a citar  $v_{1n}$  e  $v_{2n}$ , enquanto os dois últimos são relacionados ao braço positivo, a citar  $v_{1p}$  e  $v_{2p}$ . Para que a tensão de fase de saída seja obtida, deve-se aplicar a equação mostrada a seguir:

$$v_x = \frac{v_{1n} + v_{2n} - (v_{1p} + v_{2p})}{2} \cdot \frac{n}{v_{cc}} + n, \quad (3.30)$$

onde  $\frac{n}{v_{cc}} + n$  é a parcela utilizada para que os níveis sejam valores inteiros normalizados, resultando em uma tensão de fase  $v_x$ , cujo valor varia entre '0' e '4'. As tensões  $v_{1p}$ ,  $v_{2p}$ ,  $v_{1n}$  e  $v_{2n}$  são as tensões terminais dos  $SMs$  e variam, cada uma, entre '0' e '1'. Assim pode-se gerar uma nova matriz reduzida que registre os vetores de  $\mathbf{s}_K$  nos quais há mudança de nível da tensão  $v_x$  de saída. Mostra-se a seguir a matriz, nomeada de  $L_s$ .

$$L_s = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 2 & 5 \\ 7 & 10 \\ 12 & 15 \\ 16 & 16 \end{bmatrix} \begin{matrix} \rightarrow 0 \\ \rightarrow 1 \\ \rightarrow 2, \\ \rightarrow 3 \\ \rightarrow 4 \end{matrix}, \quad (3.31)$$

Com elas, é possível estabelecer a variável  $d_j$ , definida como a distância entre os vetores da sequência de comutação, mostrada a seguir:

$$d_j(j) = \mathbf{S}_k(j-1) - \mathbf{S}_k(kk1)(j), \quad (3.32)$$

onde  $sk(j-1)$  é a matriz que armazena o vetor de estados anterior que minimizou a função custo e  $j$  é uma variável que excursiona entre '0' e '4', relativa ao número de variáveis de

estado. A variável  $d_j$  forma uma pequena matriz 1x4, e para que seu valor seja aplicado a função custo, deve-se realizar a seguinte operação:

$$d_{jr} = d_j(j) * d_j(j), \quad (3.33)$$

e assim, basta aplicá-la na função custo da seguinte forma:

$$\lambda_1 \cdot \left( \sqrt{d_{jr}} \right) \quad (3.34)$$

Assim, calcula-se o primeiro critério do controle aplicado ao conversor *MMC*. O próximo passo é abordar o segundo critério, das correntes circulantes.

### 3.2.3.2 CRITÉRIO PARA CONTROLE DAS CORRENTES INTERNAS

Para incluir as correntes circulantes que percorrem as fases do conversor *MMC* na função custo, deve-se primeiro retornar as equações dos conversores, em particular a equação (2.21), que representa as malhas do conversor com relação às correntes circulantes e a tensão no barramento *CC*, e que será novamente apresentada abaixo:

$$L \cdot \frac{di_{Zx}}{dt} + R \cdot i_{Zx} = \frac{1}{2} \cdot V_{cc} - v_{2x}. \quad (3.35)$$

Nela pode-se aplicar a definição apresentada na equação (2.17), o que resulta em:

$$L \cdot \frac{di_{Zx}}{dt} + R \cdot i_{Zx} = \frac{1}{2} \cdot V_{cc} - \frac{1}{2} \cdot (v_{px} + v_{nx}), \quad (3.36)$$

Caso  $i_{Zx}$  seja isolada, o resultado torna-se:

$$\dot{i}_{Zx} = -\frac{R}{L} \cdot i_{Zx} - \frac{1}{2L} \cdot (v_{px} + v_{nx}) + \frac{1}{2L} \cdot V_{cc}. \quad (3.37)$$

Esta é a equação que representa a modelagem da planta de corrente circulante em relação às tensões sintetizadas pelos *SM*. Para aplicá-la na função custo, a mesma deve ser transformada para o formato digital, ou seja, em uma equação discreta, onde cada termo está isolado entre si. Para tal utiliza-se de um método chamado discretização de Euler, que é, por sua vez, baseado em uma aproximação do conceito de derivada. Para tal, considera-se que:

$$\dot{X} = \frac{X(k+1) - X(k)}{T_s}, \quad (3.38)$$

ou seja, como a derivada descreve a taxa de variação instantânea de uma função, a discretização de Euler relaciona o valor futuro de uma função com o valor atual. Aplicando este conceito em 3.37 obtém-se:

$$\frac{i_{Zx}(k+1) - i_{Zx}(k)}{T_s} = -\frac{R}{L} \cdot i_{Zx} - \frac{1}{2L} \cdot (v_{nx} + v_{px} - v_{cc}), \quad (3.39)$$

. Deve-se agora isolar o valor futuro da corrente circulante  $i_{Zx}(k+1)$ , obtendo-se:

$$i_{Zx}(k+1) = \left( 1 - \frac{R}{L} \cdot T_s \right) \cdot i_{Zx}(k) - T_s \cdot \frac{1}{2L} \cdot (v_{nx} + v_{px} - v_{cc}). \quad (3.40)$$



Dessa forma, pode-se calcular o valor futuro da corrente com base na equação medida. Basta agora a aplica-la em 3.26 de forma a obter-se à seguinte fórmula:

$$\lambda_2 \cdot \|i_{Zx}^* - i_{Zx}(k+1)\|, \quad (3.41)$$

e assim, fecha-se a malha de controle da corrente  $i_{Zx}$ , que é um problema conhecido do conversor *MMC*. A malha de controle externa fornecerá o valor ideal dessa corrente para evitar problemas, e a função custo será a técnica responsável por manter esse valor nesse ponto. Agora, deve-se apenas definir o terceiro critério, mostrado a seguir.

### 3.2.3.3 CONTROLE INDIVIDUAL DAS TENSÕES DOS CAPACITORES DOS SMs

Para controlar as tensões sobre os capacitores dos *SMs* deve-se retornar a figura (13), que mostra o circuito equivalente de um *SM* com topologia meia ponte, e a equação (2.3), que define a corrente oriunda do barramento *CC*. Um capacitor qualquer é percorrido por uma corrente definida como sendo:

$$i_c = C \cdot \frac{d(v_c)}{dt}, \quad (3.42)$$

e para utiliza-la, deve-se primeiro aplicar o conceito "transformada de Laplace", que resulta em:

$$i_c = v_c \cdot C \cdot s, \quad (3.43)$$

e que pode ser aplicado no conceito de discretização de Euler, resultando em:

$$\frac{i_c(k)}{C} = \frac{v_c(k+1) - v_c(k)}{T_s}. \quad (3.44)$$

Caso a tensão sobre o capacitor seja isolada, obtém-se:

$$v_c(k+1) = v_c(k) + \frac{i_c(k)}{C} \cdot \tau_s \cdot dt, \quad (3.45)$$

note porém, que a equação 2.3 define  $i_c = i \cdot d$ , onde  $d$  é a razão cíclica e  $i$  a corrente *CA* de saída do *SM*. Logo a equação anterior torna-se

$$v_c(k+1) = v_c(k) + \frac{i(k) \cdot d(t) \cdot T_s}{C}, \quad (3.46)$$

e assim, o valor futuro da tensão sobre os capacitores é obtido, podendo agora ser aplicado ao conceito de função custo (3.26) resultando em:

$$\lambda_3 \|v_{CC}^* - v_{cc}(k+1)\|, \quad (3.47)$$

onde  $v_{CC}^*$  é o valor de referência de tensão *CC* do *SM*, cujo valor é  $\left(\frac{V_{CC}}{n}\right)$  e  $v_{cc}(k+1)$  é o valor previsto. Dessa forma pode-se equacionar a função custo completa responsável pelo controle dos três critérios do conversor e que obterá a melhor sequencia de comutação

para que os critérios sejam atingidos e que a tensão sintetizada na saída seja a melhor em termos de desempenho. A função custo completa é mostrada na equação a seguir.

$$F_{custo} = \lambda_1 \left( \sqrt{d_{jr}(fase)} \right) + \lambda_2 (i_{Zx}^* - i_{Zx}(k+1)) + \lambda_3 (v_{CC}^* - v_c(k+1)). \quad (3.48)$$

Dessa forma, os três principais critérios da função custo foram detalhados. Deve-se agora gerar sequências de comutação otimizadas com base na minimização dessa função. Para tal deve-se testar os quatro vetores em diversas sequências, calculando em cada posição qual vetor minimizará a função. O procedimento de definição das sequências de comutação será mostrado a seguir.

### 3.2.4 SEQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO OTIMIZADA

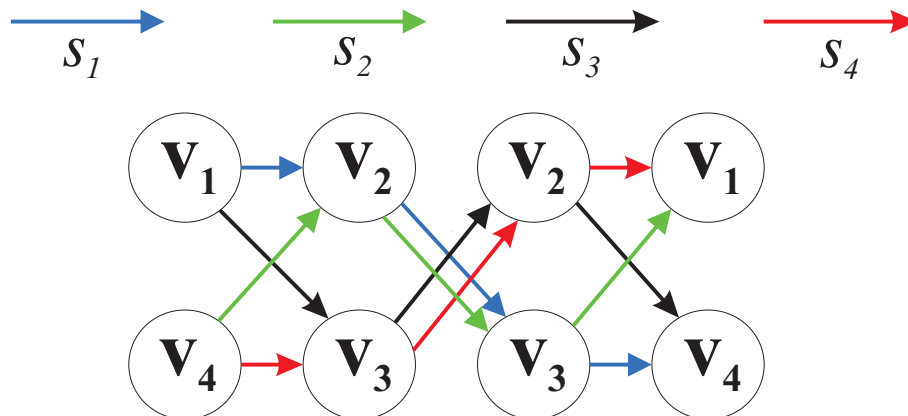
A operação da função custo consiste em encontrar para cada vetor aplicado, a melhor redundância que sintetize o nível desejado na saída, ou seja, encontrar, considerando os parâmetros definidos, a redundância que minimize seu valor, imprimindo os parâmetros onde esse mínimo ocorre. Assim, cada um dos quatro vetores mais próximos retornará um valor mínimo para a função. A modulação *SVM* requer uma sequência de comutação que resulte no valor médio de tensão desejado na saída. Existe diversas formas de definir esta sequência, que normalmente são escolhidas a critério do projetista. No trabalho proposto, utiliza-se uma sequência otimizada com base na minimização da função custo, de forma a fornecer o melhor resultado possível. Assim, deve-se testar cada um dos vetores para cada posição da sequência composta de quatro posições. As sequências possíveis de ser implementadas são mostradas a seguir na tabela 4. Assim, as possíveis sequências são

Tabela 4 – Sequências de comutação.

$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$
$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$
$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_1$
$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_4$
$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_1$

divididas em dois grupos de testes, os dos vetores externos, que podem receber ou  $\mathbf{v}_1$  ou  $\mathbf{v}_4$  e os vetores internos, que variam entre  $\mathbf{v}_1$  e  $\mathbf{v}_3$ . A Figura 24 mostra todas as sequências de comutação possíveis. Nela,  $S_1$  representa a primeira sequência de comutação possível de ser implementada, enquanto  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  representam as outras possibilidades. Para a escolha dos vetores compara-se o valor mínimo da função custo que cada vetor resulta; assim, para a primeira posição, deve-se aplicar o vetor  $\mathbf{v}_1$  e o vetor  $\mathbf{v}_4$  na função custo, recebendo os mínimos resultantes de cada vetor e comparando-os entre si. Dessa forma, o valor com menor valor da função custo será aquele atribuído a primeira posição. Após isso, deve-se testar  $\mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{v}_3$  na segunda posição, aplicando-os também na função custo, recebendo os valores da função custo e comparando-os. Assim o menor ficará na segunda posição

Fig. 24 – Possíveis sequências de comutação

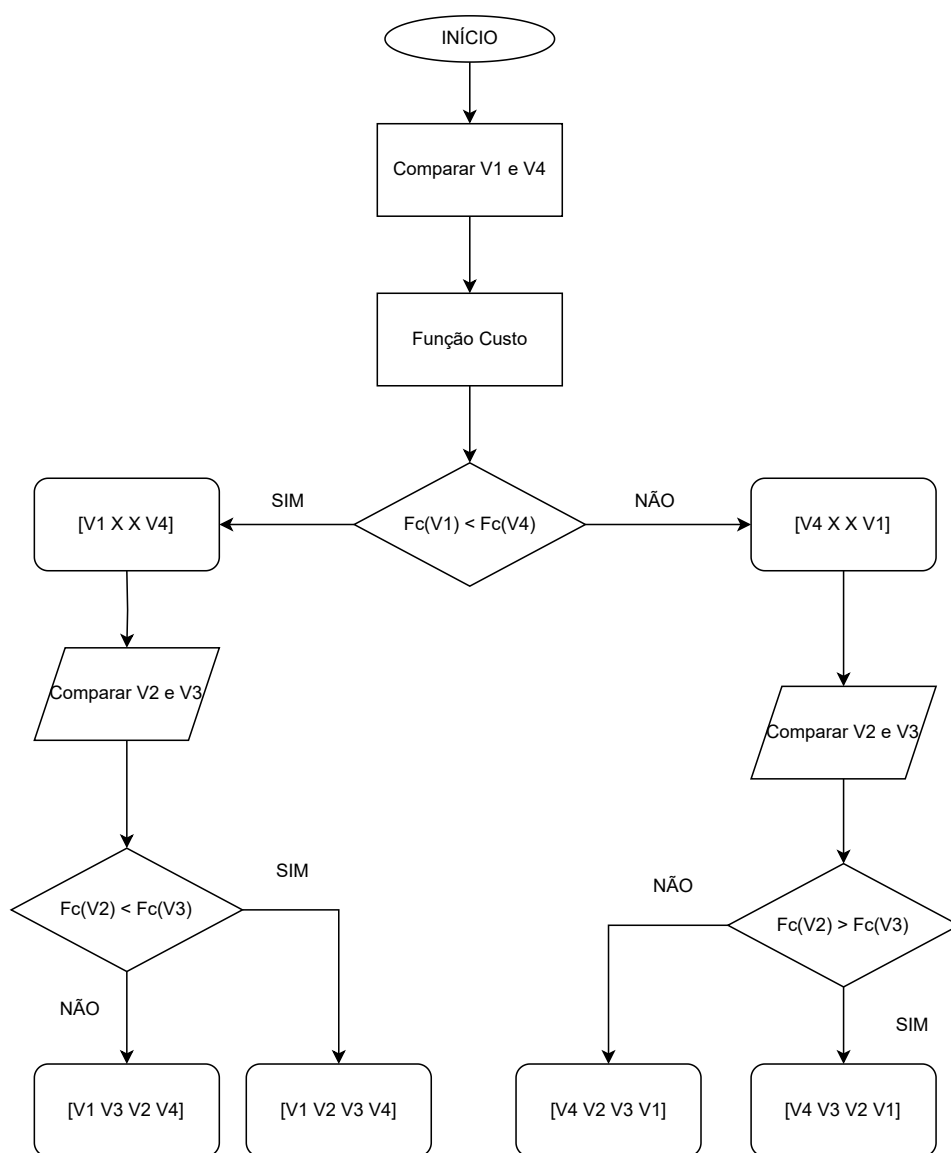


e o maior na terceira. Finalmente, deve-se definir o vetor da última posição referente à sequência de comutação. Para tal, analisa-se qual vetor está alocado na primeira posição entre  $v_1$  e  $v_4$ , definindo o outro vetor para a última posição e aplicando-o na função custo. Cada vetor dos quatro mais próximos tem um  $d_t$  associado, que é a parcela do tempo de comutação total em que tal vetor é repassado para a saída, sendo organizado em uma matriz ( $d_{tt}$ ). Após a definição da sequência de comutação, os tempos são novamente impressos em uma matriz chamada  $d_{tf}$  que estará organizada conforme a sequência de comutação definida. A soma dos tempos  $d_{tt}$  e  $d_{tf}$  é um, ou seja:

$$d_{tt} = d_{t1} + d_{t2} + d_{t3} + d_{t4} = 1 \quad (3.49)$$

visto que cada vetor tem um tempo específico. Dessa forma, escolhe-se a sequência de comutação otimizada que resulta na melhor saída possível. De posse dessa sequência ótima, deve-se agora elaborar o algoritmo de controle de modulação que será simulado em um software. A simulação do conversor *MMC* utilizando-se da técnica de controle das energias internas das fases e da técnica de modulação *SVM* associada a uma função custo é mostrada a seguir.

Fig. 25 – Fluxograma possíveis seqüências de comutação



## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

### 4.1 INTRODUÇÃO

Para realizar a comparação entre as estratégias de modulação aplicadas ao conversor *MMC* utilizou-se o software *PLECS*. As estratégias de modulação foram implementadas no *C-Script* do programa, em linguagem *C*. Para tal, primeiro realizou-se uma simulação do conversor no software *Matlab*, onde a planta do sistema e a técnica de controle inicial foram implementados. Isso ocorreu devido a simplicidade que essa ferramenta apresenta, permitindo que qualquer erro de lógica fosse prontamente identificado e resolvido. Conforme o modelo implementado apresentou os resultados esperados na linguagem do *Matlab*, um novo modelo foi desenvolvido no software *PLECS*, onde o código foi traduzido para linguagem *C*, dentro de um bloco *C-Script*, visto que o desempenho da ferramenta em simulação é bastante acurado, garantindo confiabilidade na comparação e facilidade para uma futura implementação em *Hardware-in-the-loop*. Além disso, utilizando-se da ferramenta *C-Script* presente no software, o algoritmo é modelado nos padrões utilizados em um processador digital de sinais (*Digital Signal Processor, DSP*) real, o que facilitará futuras gravações desse código na memória do microprocessador. Dessa forma, foi possível realizar a comparação das técnicas de modulação em relação a *THD*, perdas totais, variação da tensão nos capacitores e correntes internas. Para tal os parâmetros apresentados na Tabela 5 foram utilizados.

Tabela 5 – Parâmetros de simulação.

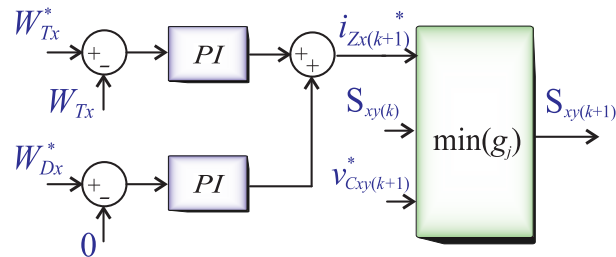
$V_{cc}$	3600	V
$V_{cap}$	1800	V
C	0,005	mF
L	20e-3	mH
R	0,1	$\Omega$
$R_o$	4,114	$\Omega$
$L_o$	6,7630989e-3	H
$SM$ (n)	2	-
$\lambda_1$	980	-
$\lambda_2$	875	-
$\lambda_3$	0,1	-

Além disso, para realizar uma comparação entre as técnicas *PD*, *PS* e *SVM*, escolheu-se igualar as perdas de comutação. Dessa forma, cada uma delas está com uma frequência de comutação diferente que resulte na igualdade de perdas. Outro ponto considerado foi o índice de modulação que foi escolhido para que a potência de saída seja de 250 kW.

## 4.2 MODELO DE SIMULAÇÃO IMPLEMENTADO NO SOFTWARE PLECS

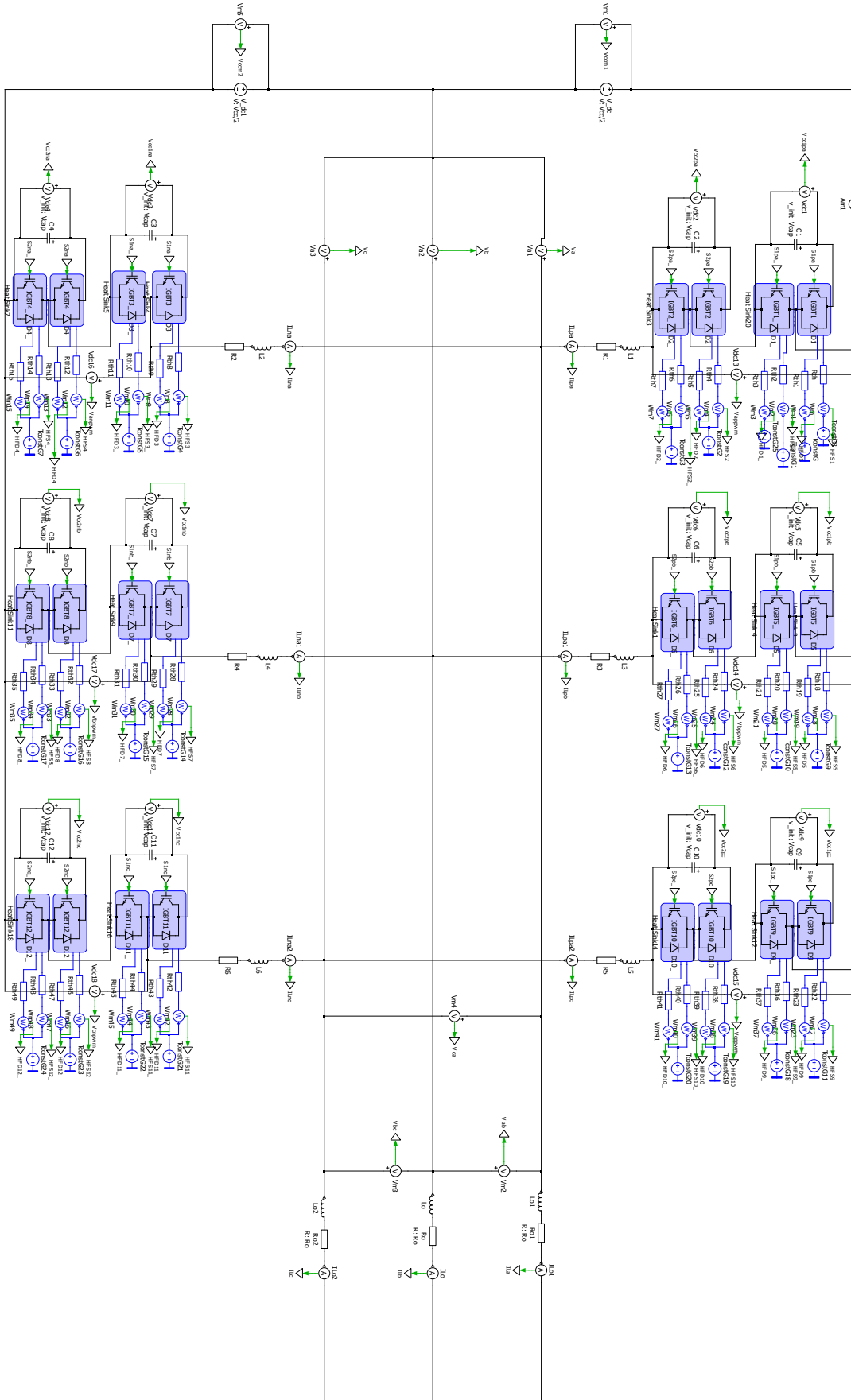
O modelo do conversor *MMC* implementado no software de simulação *Plecs* é mostrado na Figura 27 e foi utilizado para testar as três técnicas de modulação, a citar *SVM* proposta, *PD* e *PS*. O diagrama de blocos da técnica é mostrado na figura 26. Além

Fig. 26 – Diagrama de blocos da modulação SV.



da técnica de modulação com seus blocos auxiliares, o software também simulou, nas três estratégias, os modelos de perdas das chaves, utilizando as chaves FF450R33T3E3-B5 da fabricante Infineon, bem como as análises térmicas e da *THD*.

Fig. 27 – Conversor MMC implementado no PLECS.



Também é possível ver os *SMs*, a topologia meia ponte, com as duas chaves e o capacitor. Nota-se também os indutores na saída de cada braço, bem como aqueles presentes na parcela *CA* do conversor. Desta maneira é possível avaliar através da simulação a resposta do circuito a ação de controle. Esta tarefa facilita também uma posterior conversão para a plataforma *Typhoon HIL*, bastando substituir o modelo do circuito pelo *hardware in the loop*. Para simular o conversor foi necessário, em primeiro lugar, projetar os valores dos componentes mostrados na tabela 5. O processo de projeto do conversor é mostrado a seguir.

#### 4.2.1 PROJETO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR

Para projetar os componentes do conversor utilizou-se dos conceitos de circuito elétrico relativos a potência *CA* trifásica. O conversor simulado nessa dissertação de mestrado é em média tensão, com potência aparente ( $S$ ) de 10 MV A. A frequência elétrica de saída é 60 Hz, o fator de potência ( $F_P$ ) é 0,85 e a tensão de linha ( $V_L$ ) é 2200 V *rms*. A potência ativa disponível no conversor é:

$$P_a = (S) \times (F_p) = (10 \times 10^6 \text{ V A}) \times (0,85) = 850 \text{ MW}, \quad (4.1)$$

e dessa forma, a potência reativa é definida como sendo :

$$Q_a = (S) \times \sin(\theta) = (10 \times 10^6 \text{ V A}) \times (\sin(0,05548)) = 526,7827 \text{ MW}. \quad (4.2)$$

A tensão no barramento *CC* do conversor ( $V_{CC}$ ) é definido multiplicando ( $V_L$ ) por  $\sqrt{(2)}$  e um fator de serviço de 1,15708382376, o que resulta em:

$$V_{CC} = (V_L) \times \sqrt{(2)} \times (F_s) = 2200 \times \sqrt{(2)} \times 1,15708382376 = 3600 \text{ V}. \quad (4.3)$$

De maneira análoga, a tensão de fase ( $V_F$ ) é definida como sendo:

$$V_f = \frac{V_L}{\sqrt{(3)}} = \frac{2200}{\sqrt{(3)}} = 1270,1706 \text{ V}, \quad (4.4)$$

cujo valor permite a obtenção da corrente de carga ( $i_{LOAD}$ ), definida como sendo:

$$i_{LOAD} = \frac{S}{V_F} = \frac{10 \times 10^6 \text{ V A}}{1270,1706 \text{ V}} = 262,4319 \text{ A}. \quad (4.5)$$

Agora finalmente pode-se calcular o valor da impedância  $|Z|$ , obtida através da equação:

$$|Z| = \frac{V_F}{i_{LOAD}} = 4,84 \Omega, \quad (4.6)$$

resultando em uma resistência de carga ( $R_o$ ) definida como:

$$R_o = |Z| \times \cos((\theta)) = 4,114 \Omega, \quad (4.7)$$



e com isso, a impedância de carga ( $X_L$ ) é obtida através de:

$$X_L = |Z| \times (\theta) = 2,5496 \Omega, \quad (4.8)$$

e com isso, a indutância ( $L_o$ ) é dada por:

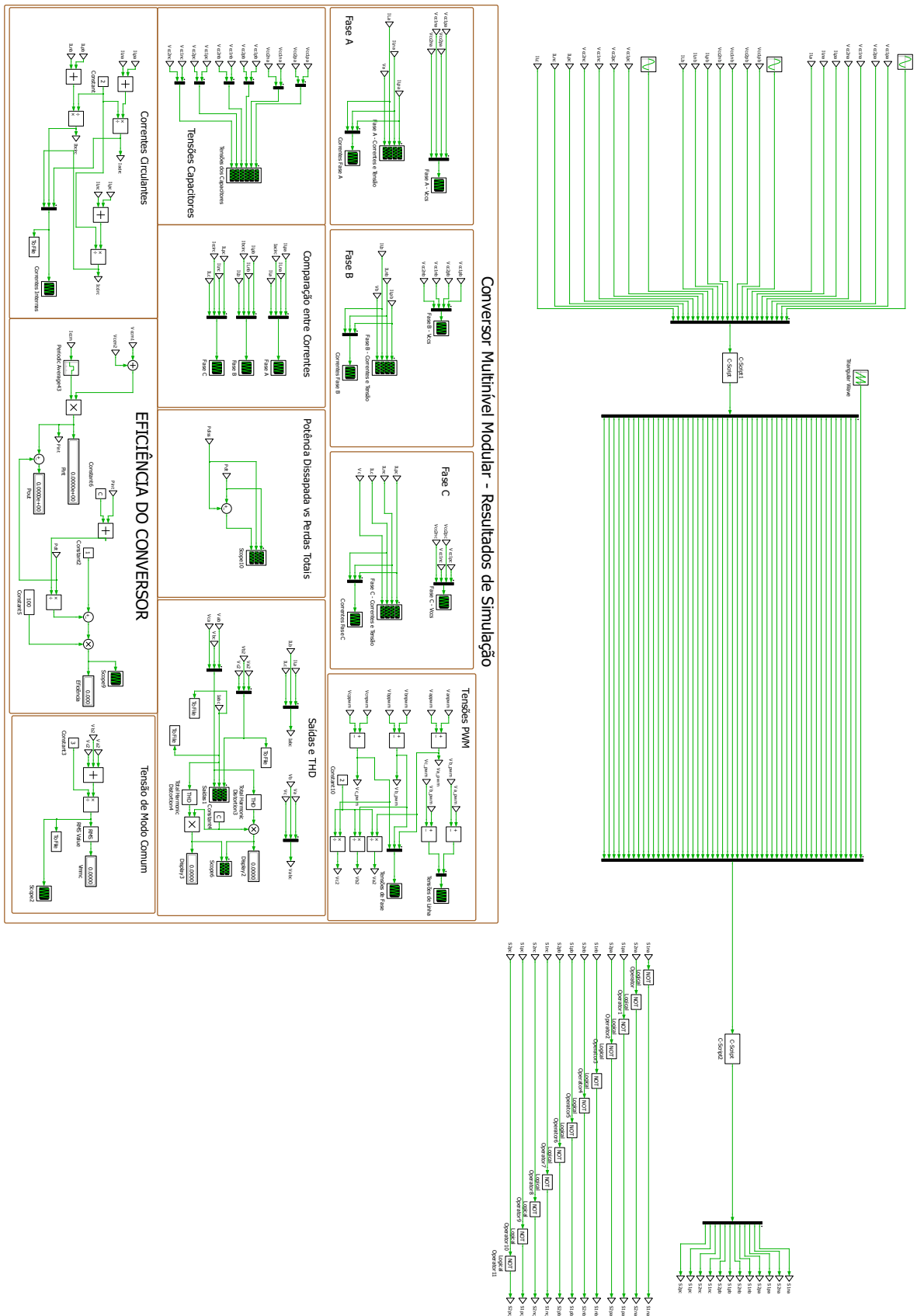
$$L = \frac{X_L}{2 \times \pi \times (F)} = 6,7631 \text{ mH}, \quad (4.9)$$

o que então conclui o projeto do conversor utilizado para comparação das técnicas de modulação. Agora abordar-se-á a simulação realizada da estratégia *SVM* e os resultados com ela obtidos. Após isso, aborda-se as técnicas *PS* e *PD* para então compará-las a *SVM*, apresentando qual técnica apresentou melhores parâmetros de saída.

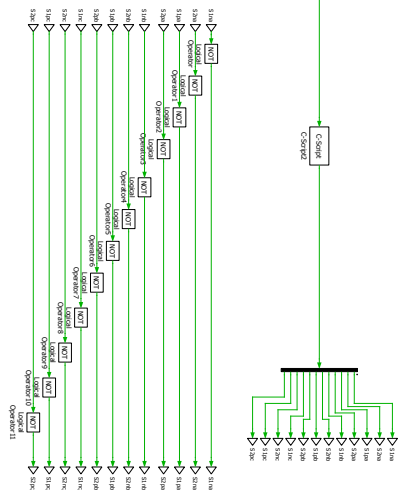
#### 4.2.2 SIMULAÇÃO DA ESTRATÉGIA SVM

Para realizar a simulação da estratégia de modulação proposta nesta dissertação de mestrado utilizou-se, conforme abordado na seção inicial desse capítulo, os valores mostrados na tabela 5, aplicados no circuito da figura 27, montado no próprio software. Com ele, utilizou-se do componente C-Script para implementar em linguagem *C* as diversas funções que compõem essa dissertação e que foram abordadas no capítulo anterior. O circuito de simulação da estratégia de modulação é mostrado na figura 28.

Fig. 28 – Bloco simulação SVM.



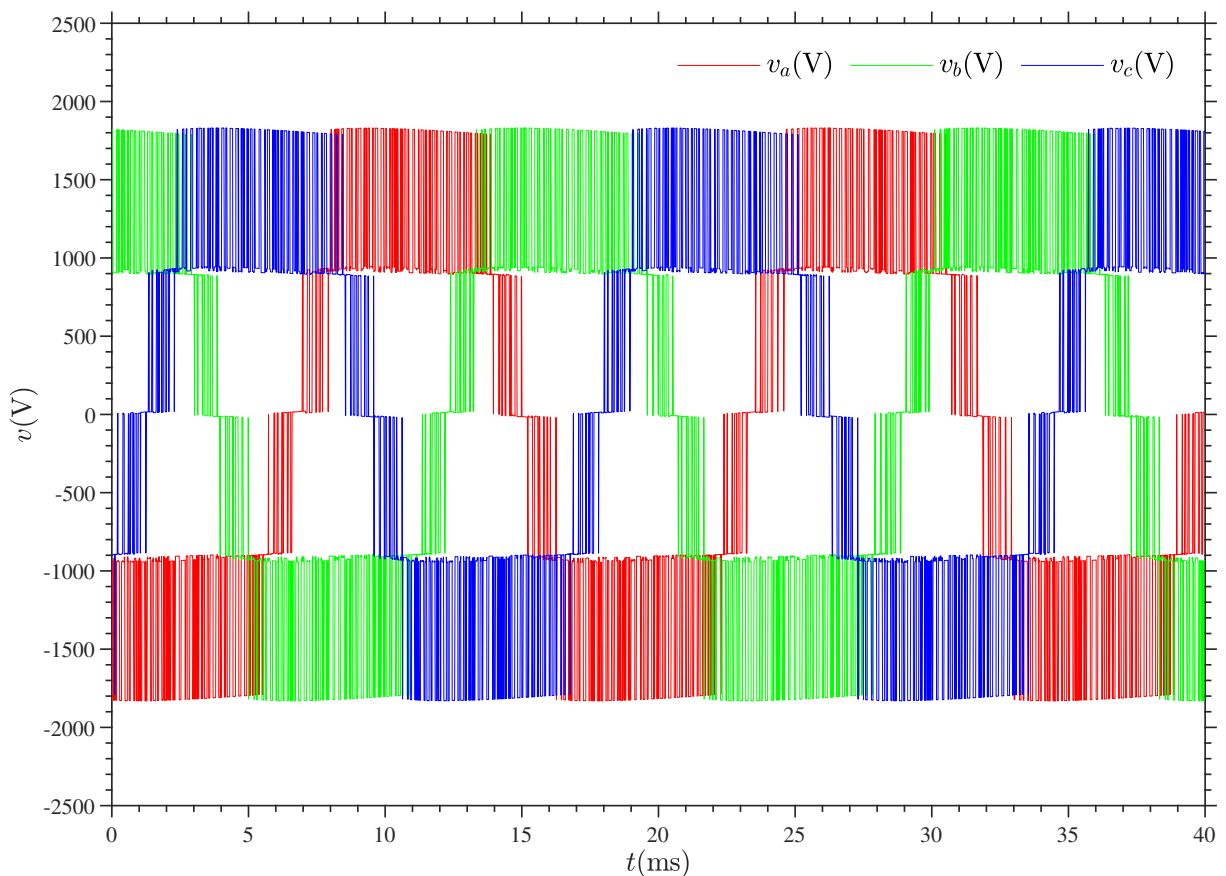
Conversor Multinível Modular - Resultados de Simulação



onde o primeiro *c-script* recebe as alimentações e dados do conversor *MMC* e resulta na matriz de estados e nas distâncias entre os vetores. Estes são adicionados ao segundo *CScript* que por sua vez gera os sinais de controle das chaves. O restante do bloco são para a plotagem dos gráficos dos resultados obtidos.

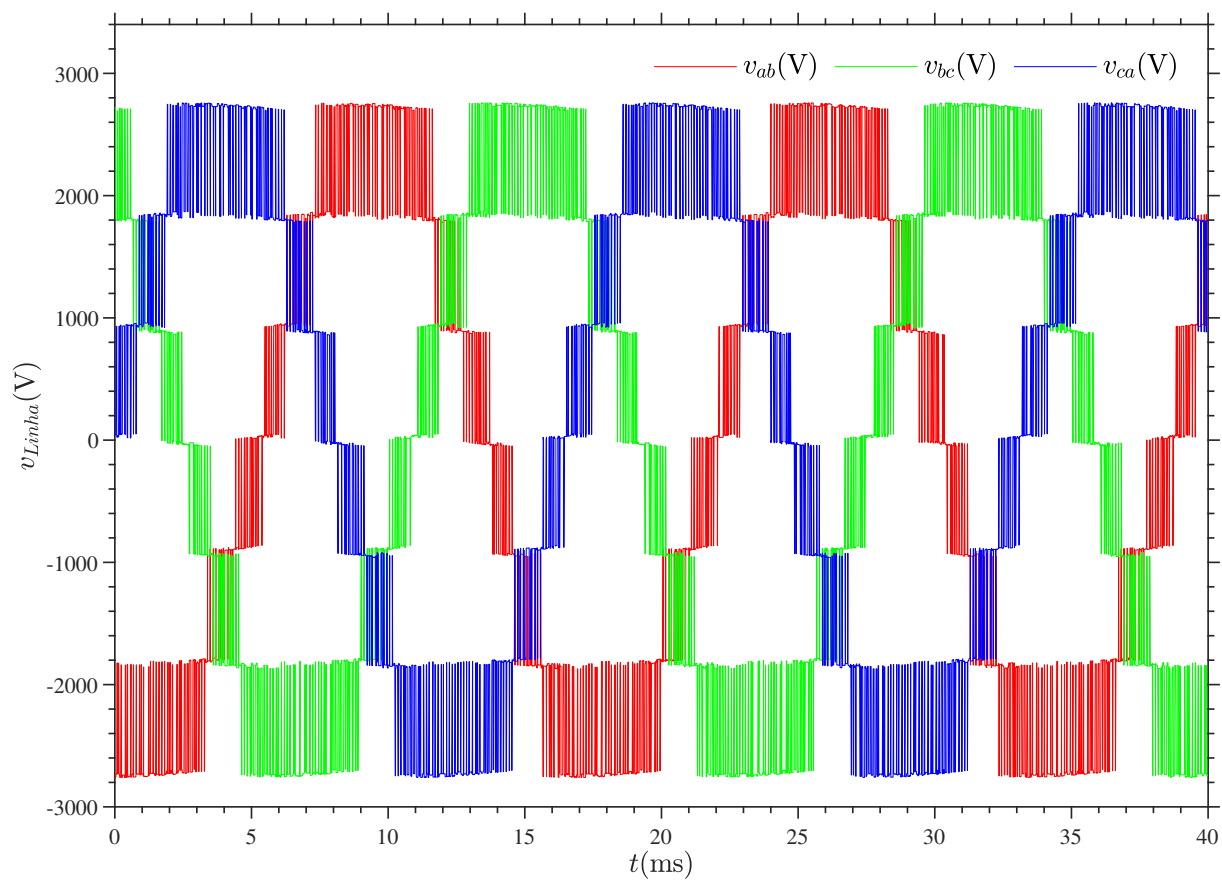
A frequência de comutação utilizada para a estratégia *SVM* é de 5 kHz. A tensão *PWM* de saída do conversor é mostrada a seguir:

Fig. 29 – Tensão PWM de saída - Modulação *SVM*



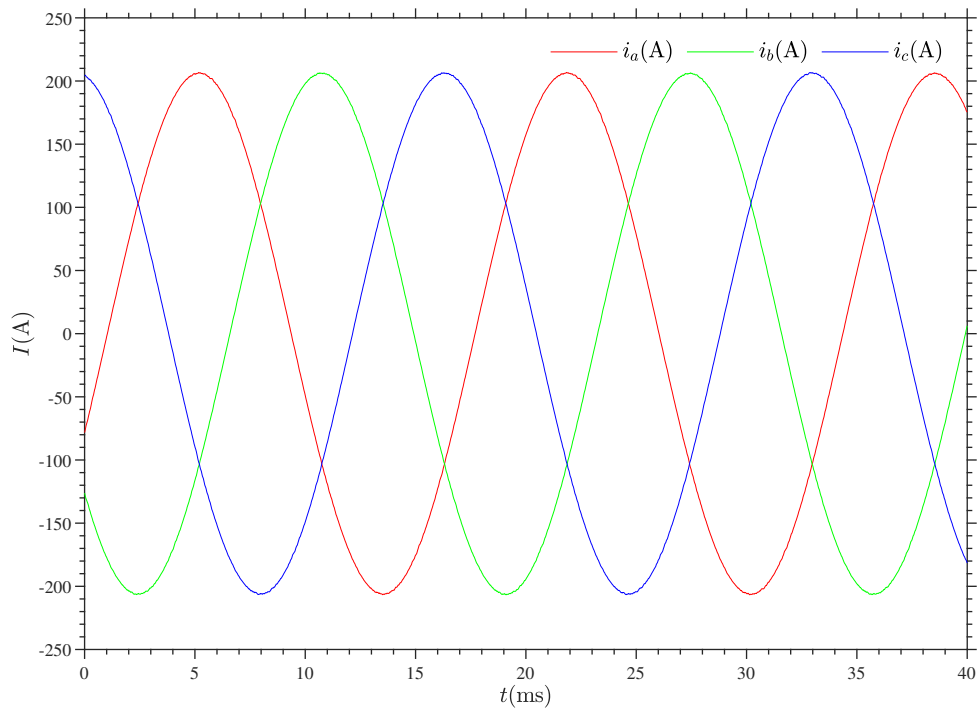
Nela é possível ver a característica PWM da saída, isso ocorre porque a medição é feita em relação ao barramento *CC*. Caso a mesma fosse realizada no lado da carga, o indutor de filtro acabaria resultando em uma distorção na forma de onda. As tensões de linha, por outro lado, são mostradas na figura 30.

Fig. 30 – Tensão de linha - Modulação SVM



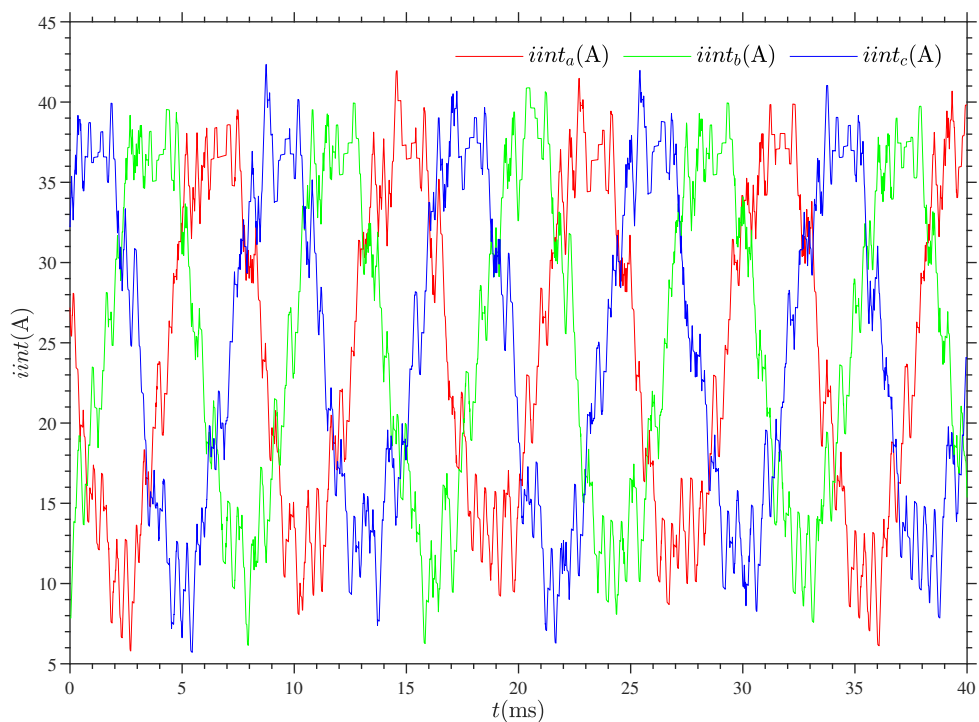
As correntes de fase de saída são mostradas na imagem 31.

Fig. 31 – Correntes PWM de saída - Modulação SVM



O índice de  $THD$  da técnica é obtida em relação essas correntes. O gráfico demonstra a eficiência da  $SVM$  em reduzir a distorção harmônica das correntes das três fases. Analogamente, as formas de ondas das correntes internas são mostradas na figura 32.

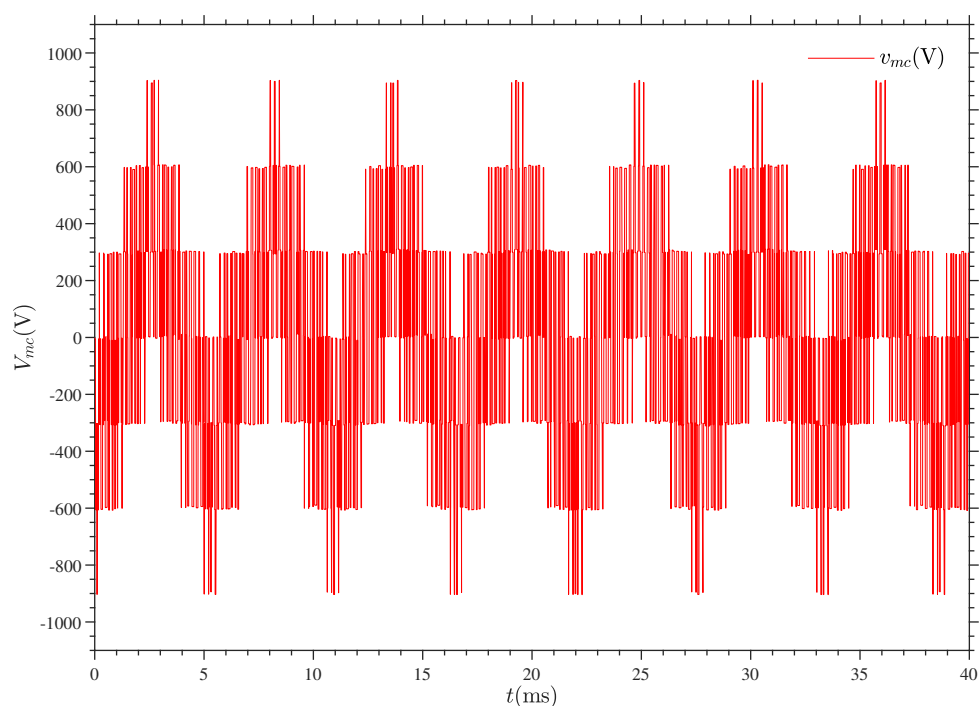
Fig. 32 – Correntes internas - Modulação SVM



Essa forma de onda demonstra tanto a eficiência da função custo em achar a melhor sequência de comutação, como também a eficiência da malha interna de controle, que balanceia a energia total e diferencial, gerando a referência para as correntes internas.

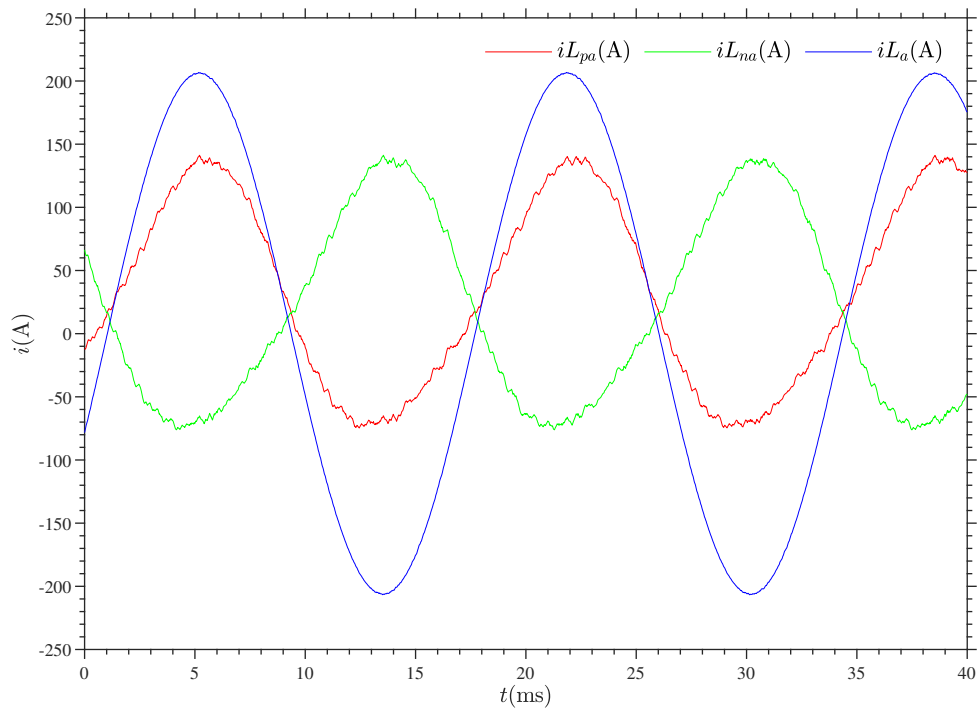
A próxima forma de onda adicionada é a que mostra a tensão de modo comum presente na saída do conversor. A forma de onda é mostrada na figura 33, onde vê que o valor do ganho é relativamente elevado.

Fig. 33 – Tensão de modo comum - Modulação SVM



Com isso, pode-se analisar as correntes dos braços do inversor, mostrada na figura 34.

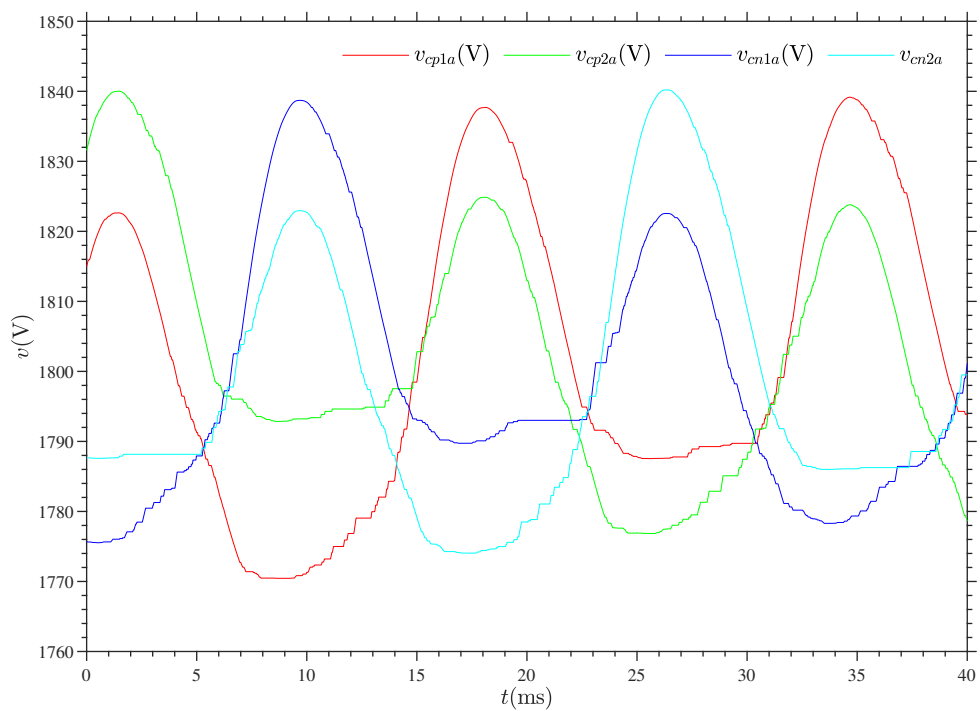
Fig. 34 – Correntes dos braços - Modulação SVM



Finalmente mostra-se na figura 35 as tensões sobre os capacitores dos *SM* da fase

A.

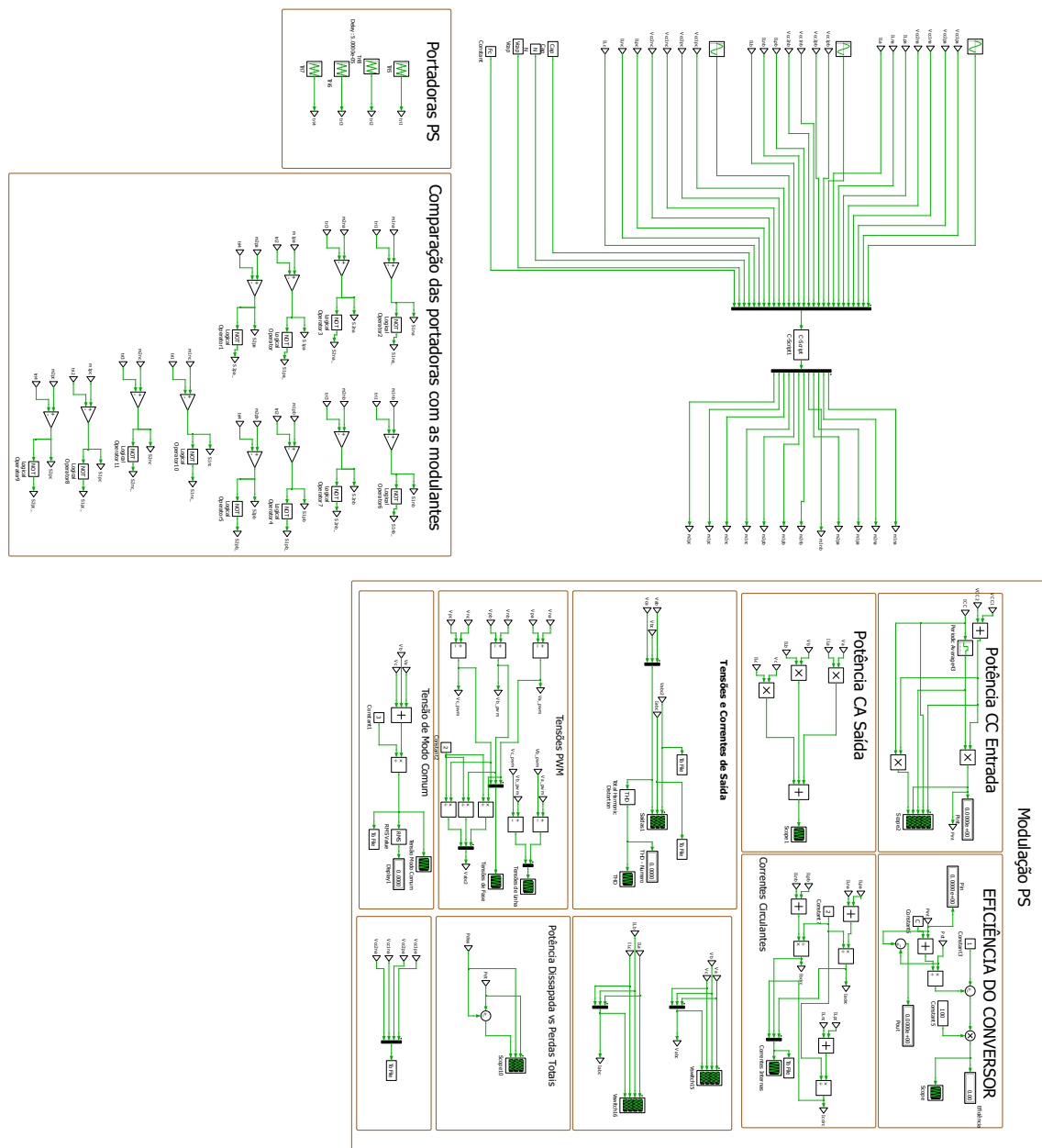
Fig. 35 – Tensão sobre os capacitores dos *SM* - Modulação SVM



### 4.2.3 SIMULAÇÃO DA ESTRATÉGIA PS

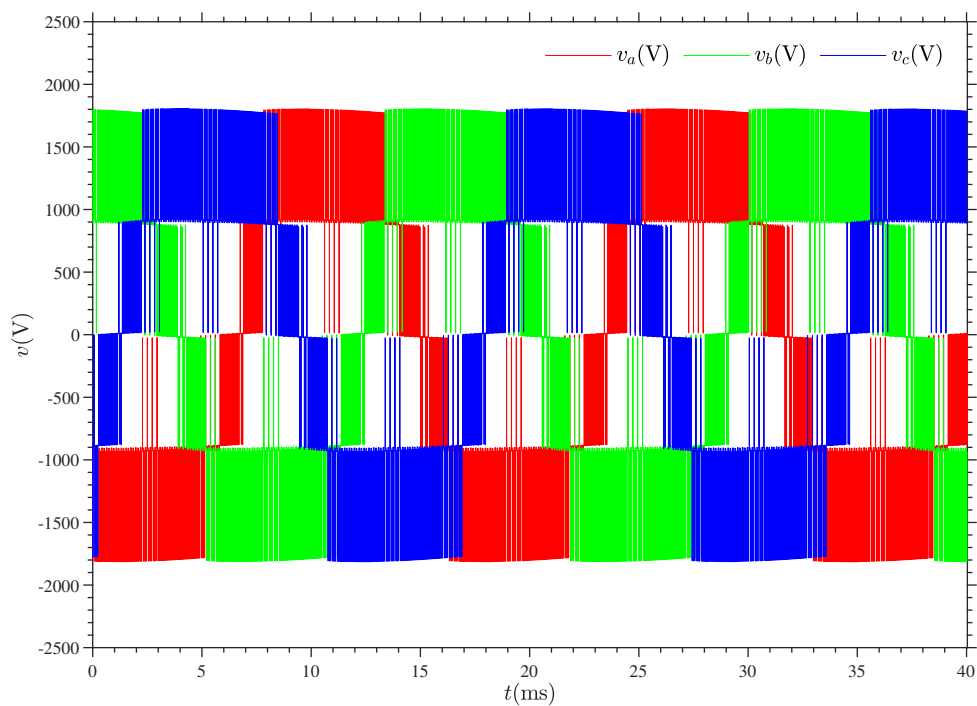
Para analisar o desempenho da modulação *SVM*, deve-se compará-la com outras estratégias. A primeira delas consiste na distribuição de portadoras idênticas, ocupando o mesmo intervalo de amplitude, mas deslocadas em fase entre si. O circuito montado no software *Plecs* é mostrado na figura 36.

Fig. 36 – Bloco simulação *PS*

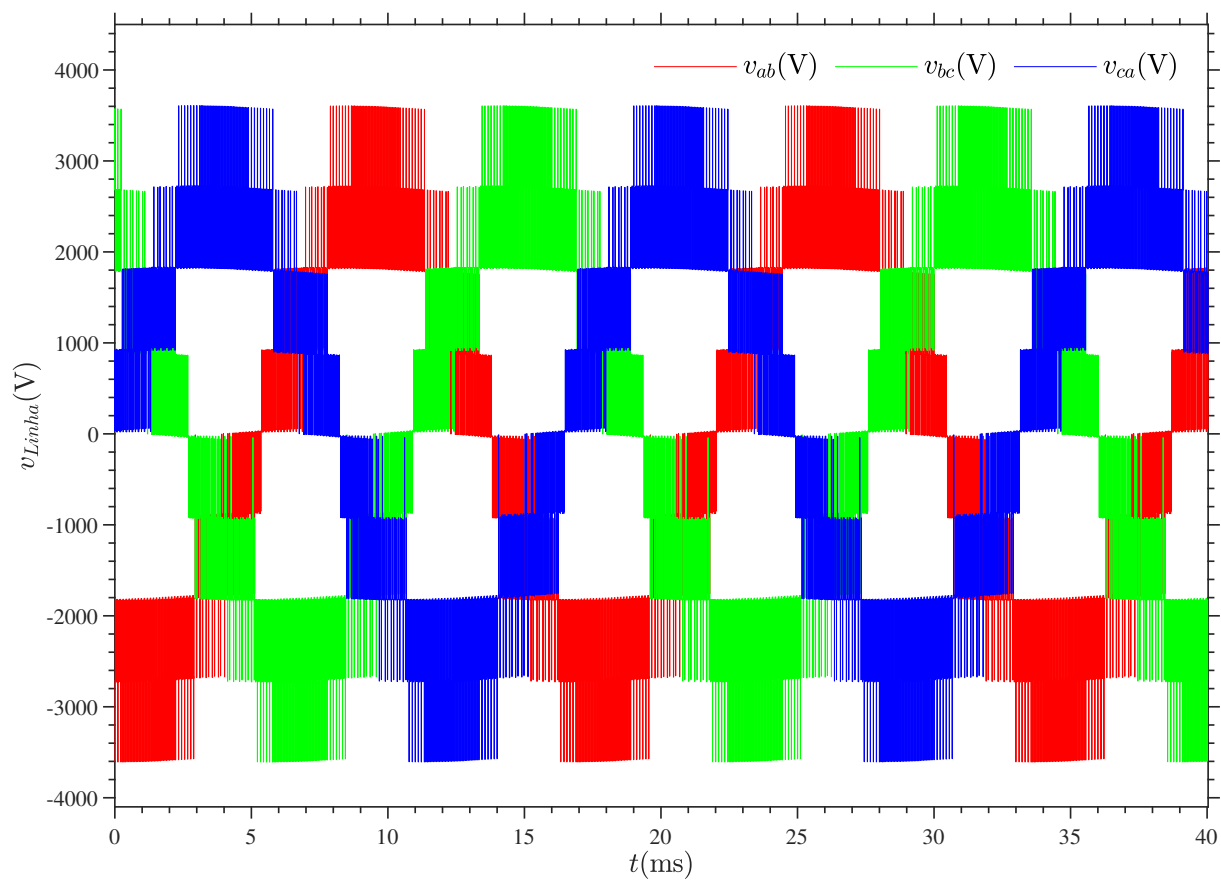


A frequência de comutação utilizada para a estratégia *PS* foi de 4,5 kHz. A Figura 37 mostra a tensão PWM de saída para a estratégia.

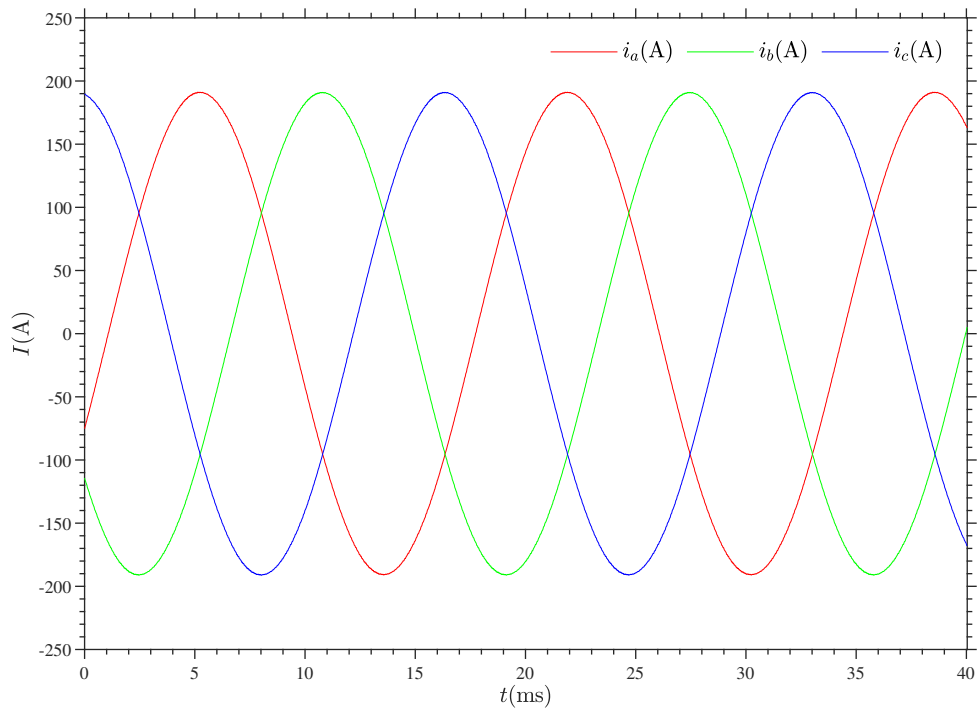


Fig. 37 – Tensão PWM de saída - Modulação *PS*

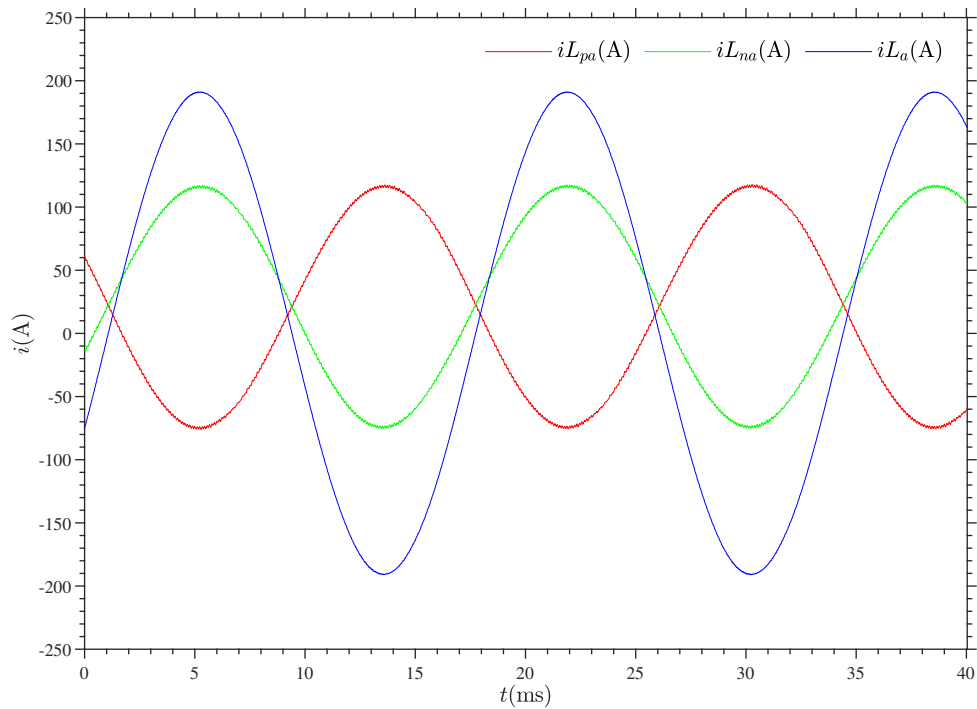
As tensões de linha  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  e  $V_{ca}$  são mostrados em 38.

Fig. 38 – Tensão de linha - Modulação *PS*

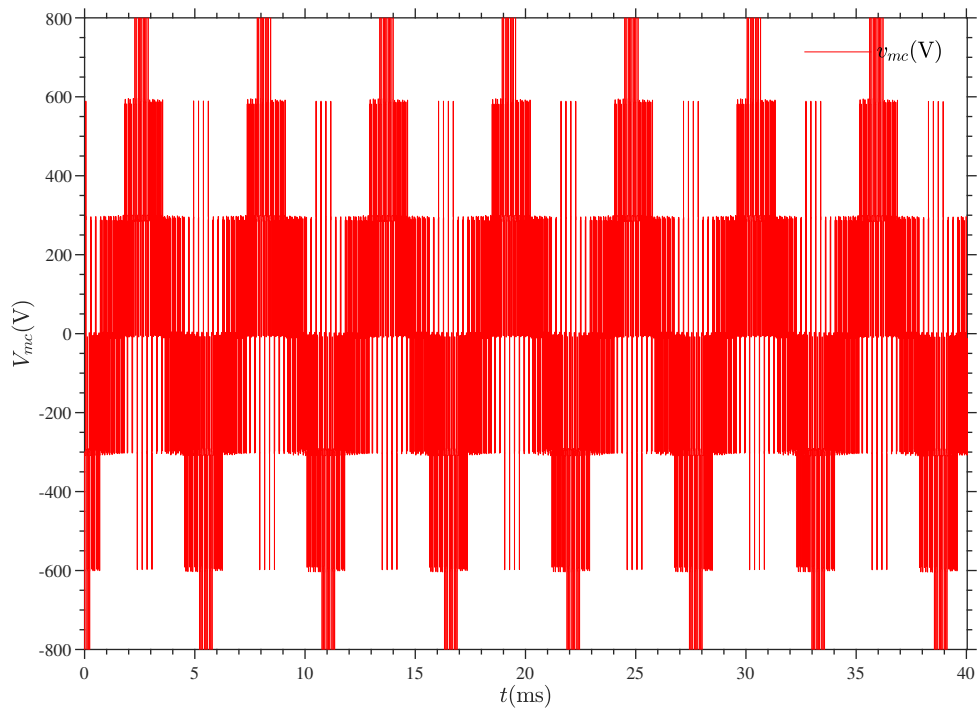
As correntes de fase de saída são mostradas na Figura 39.

Fig. 39 – Correntes de saída - Modulação *PS*

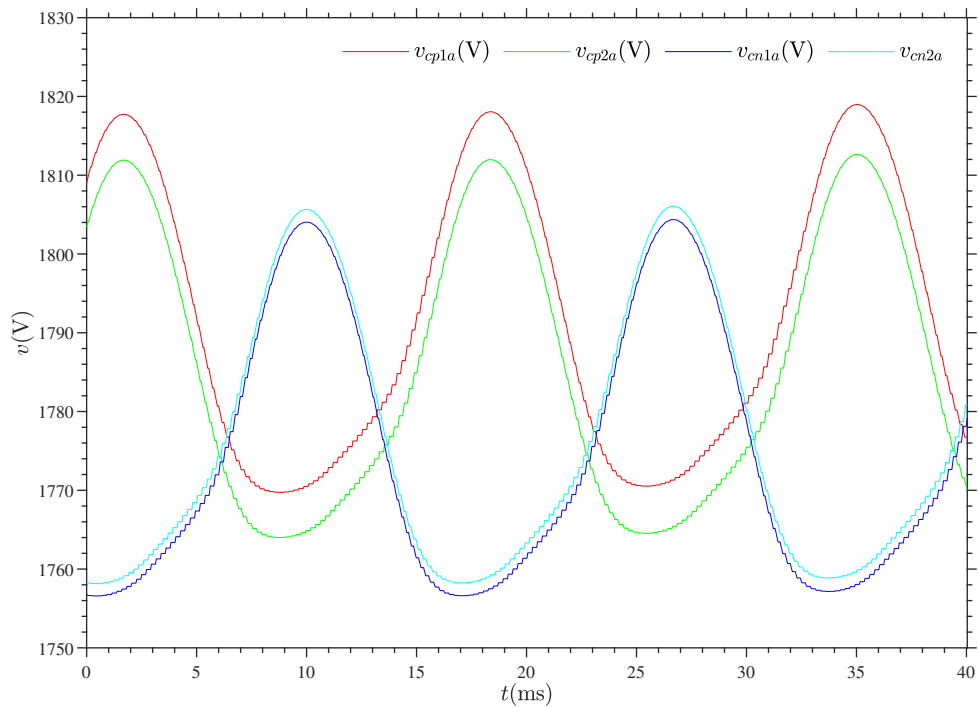
As formas de onda das correntes dos braços do inversor são mostrados em 40.

Fig. 40 – Correntes dos braços do inversor - Modulação *PS*

A Figura 41 mostra a tensão de modo comum presente nas saídas do conversor.

Fig. 41 – Tensão de modo comum - Modulação *PS*

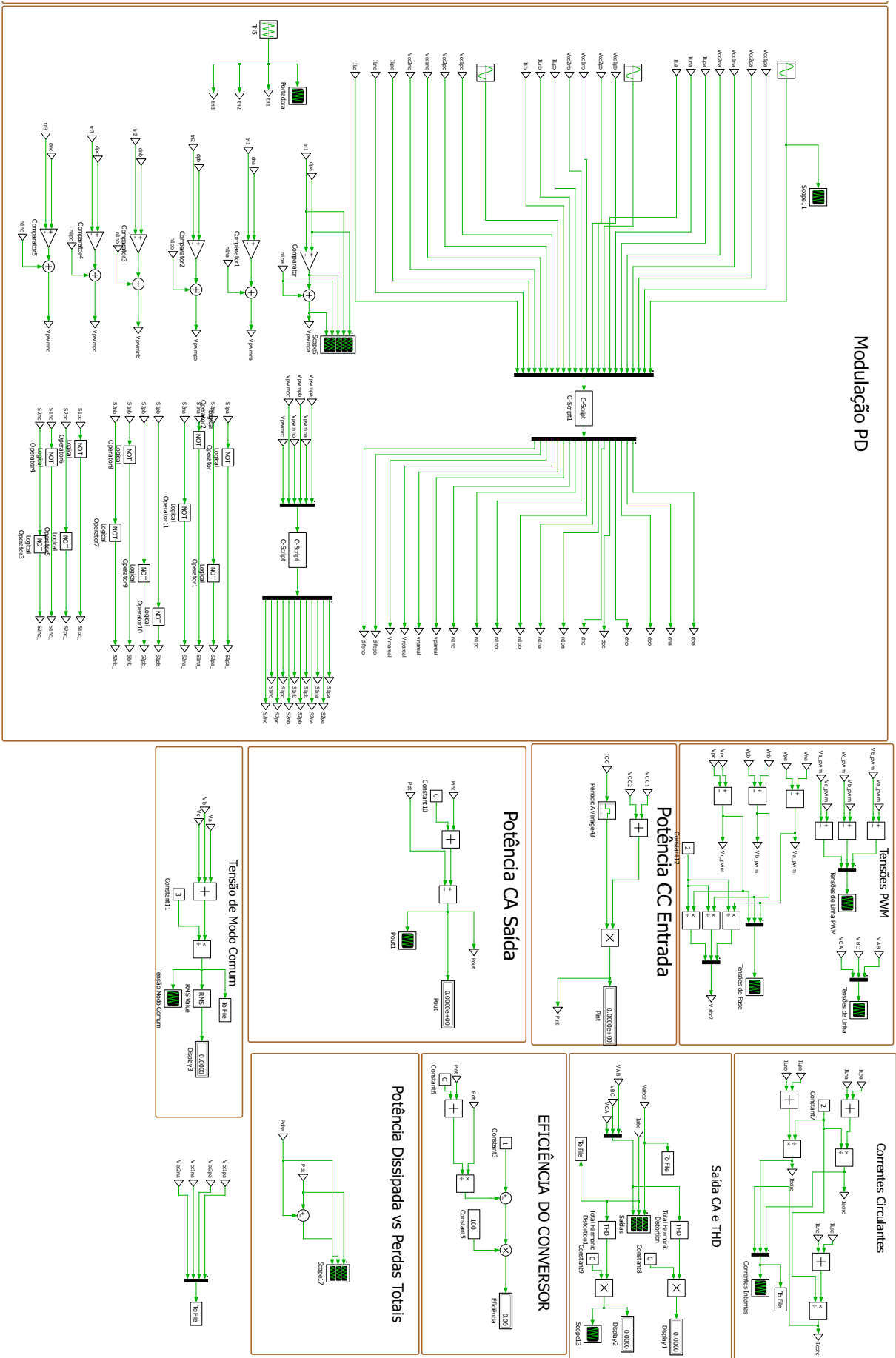
Finalmente, a Figura 42 mostra as tensões sobre os capacitores dos SM da fase A.

Fig. 42 – Tensão sobre os capacitores dos *SM* - Modulação *PS*

#### 4.2.4 SIMULAÇÃO DA ESTRATÉGIA PD

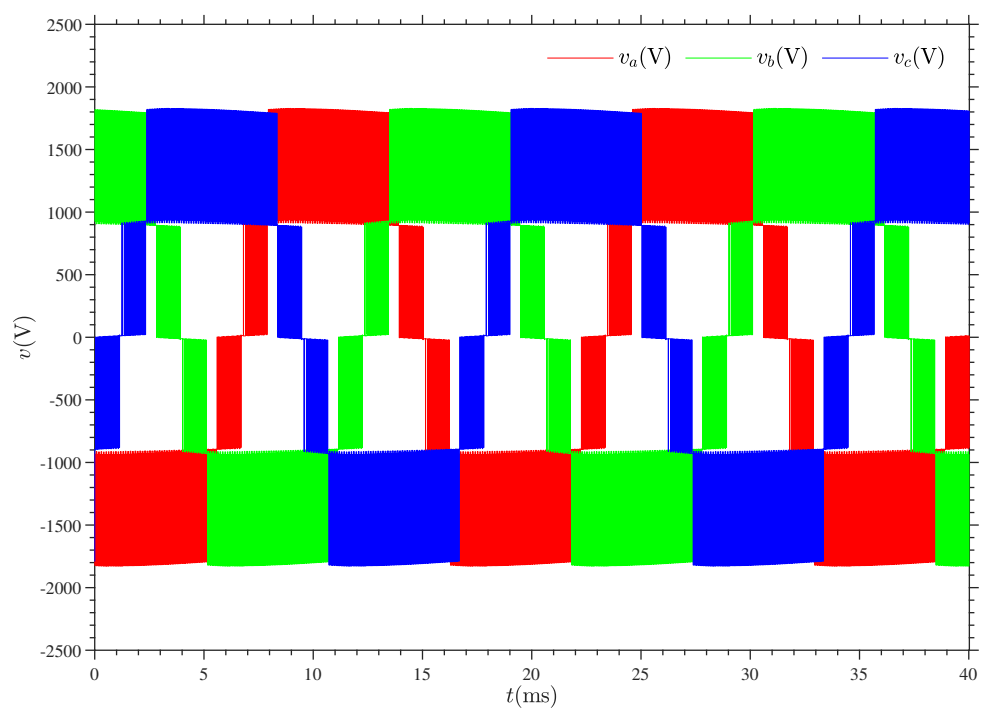
A segunda estratégia comparada é a modulação na *PD*, onde uma ou mais portadoras são dispostas em fase. Nessa dissertação, utilizou-se a estratégia *PD* modificada mostrada no artigo de (FAN et al., 2015), o mesmo que foi utilizado para malha de controle interna, porém agora utilizando a estratégia na íntegra. O método distribui os pulsos de gatilhos alternadamente entre os *SM* de um braço a cada conjunto de períodos da portadora, número igual a quantia de *SM* no braço. O circuito montado no software *Plecs* é mostrado na figura 43.

Fig. 43 – Bloco simulação PD

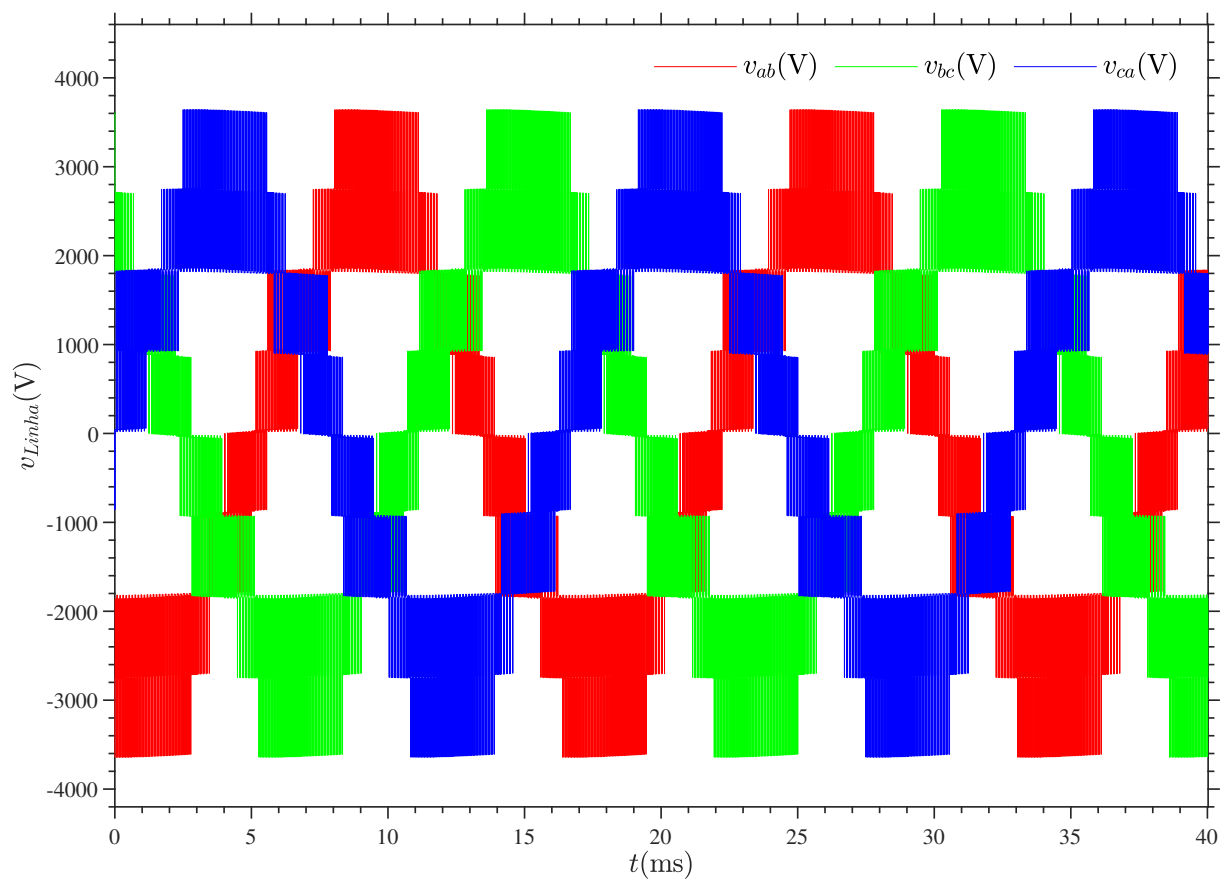


Para igualar as perdas, a frequência de comutação utilizada foi de 9 kHz. Assim a tensão *PWM* de saída é mostrada em 44.

Fig. 44 – Tensão *PWM* de saída - Modulação *PD*

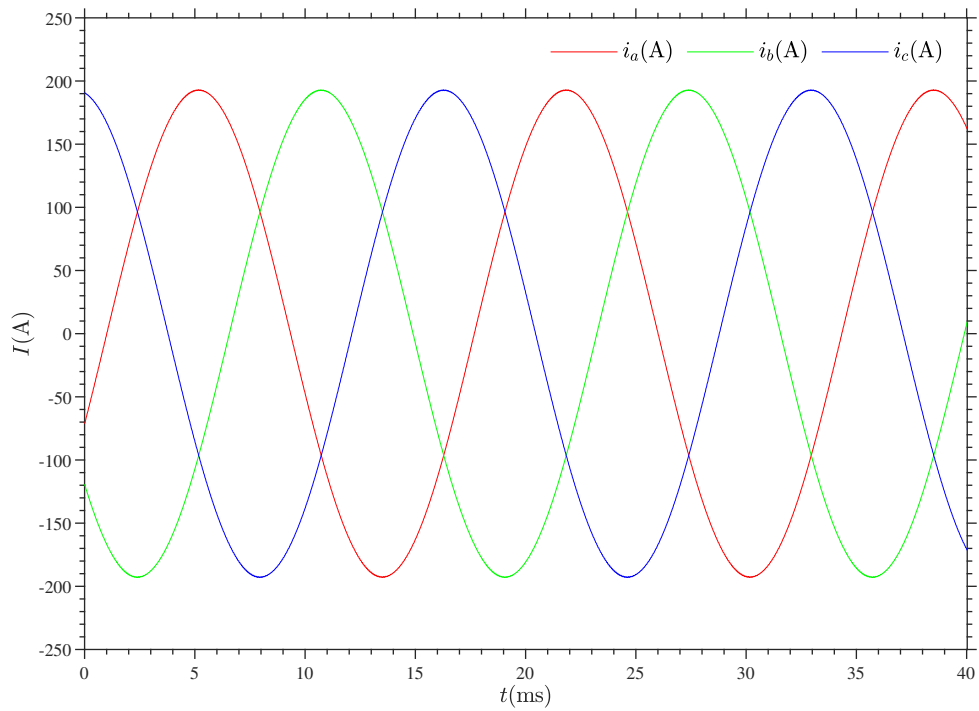


Por outro lado, as tensões de linha são mostrados em 45.

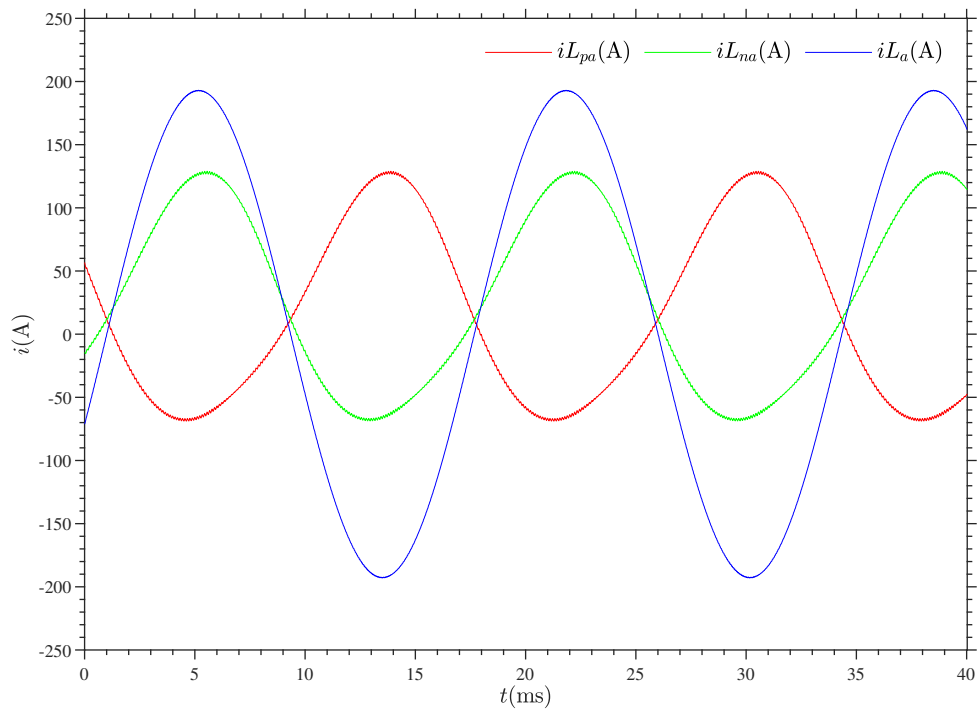
Fig. 45 – Tensão de linha - Modulação *PD*

E analogamente as estratégias anteriores, as correntes de fase de saída são mostradas na Figura 46.

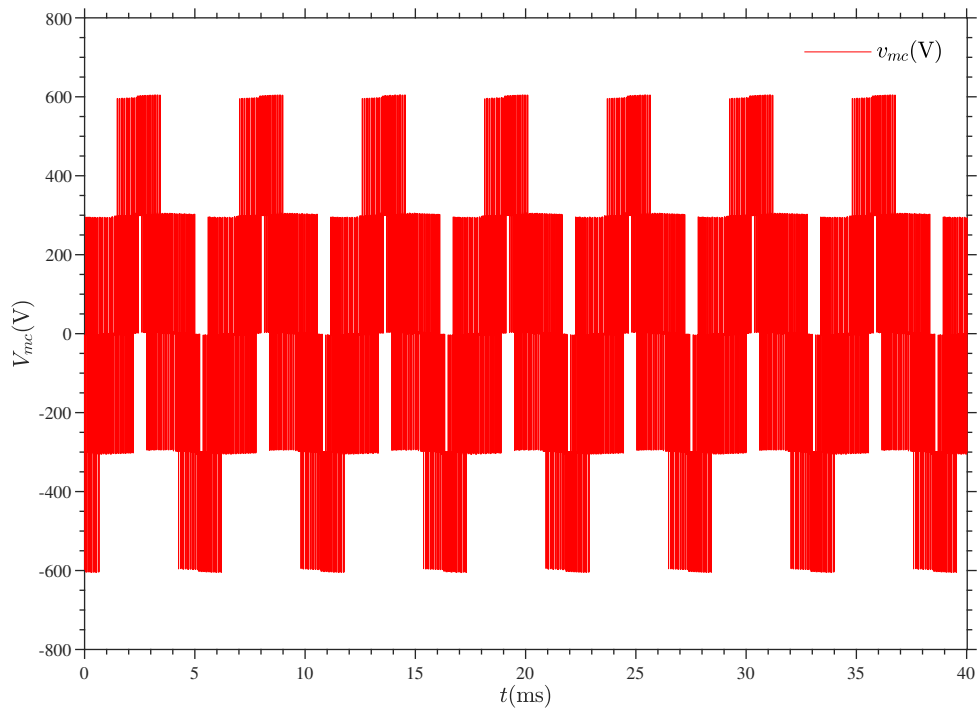


Fig. 46 – Correntes de saída - Modulação *PD*

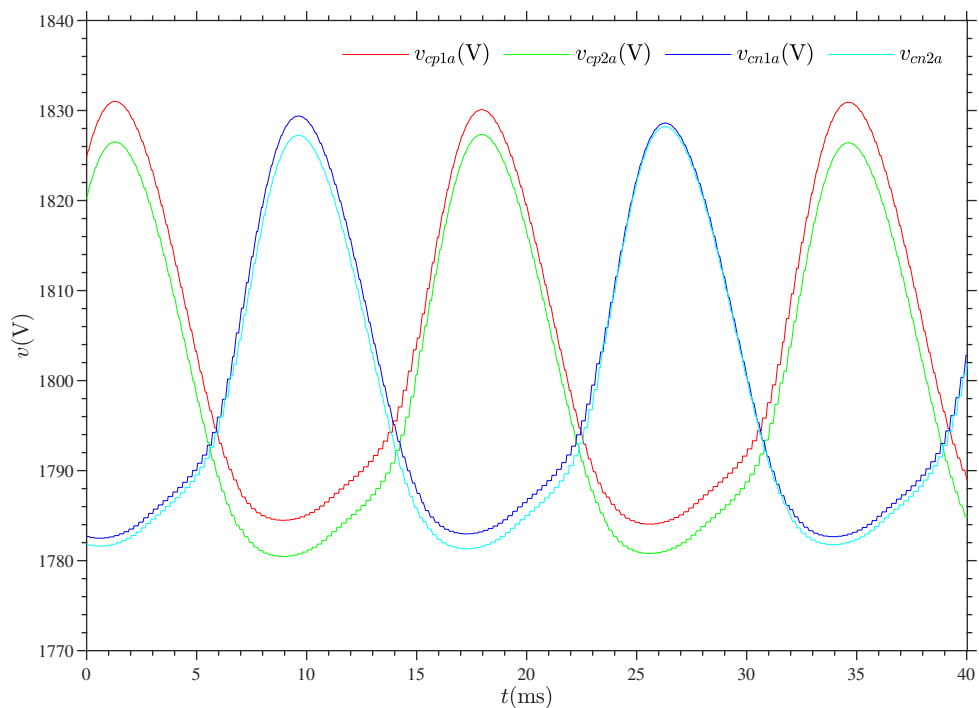
As formas de onda das correntes dos braços são mostradas na Figura 47.

Fig. 47 – Correntes dos braços - Modulação *PD*

A Figura 48 mostra a tensão de modo comum presente nas saídas do conversor.

Fig. 48 – Tensão de modo comum - Modulação *PD*

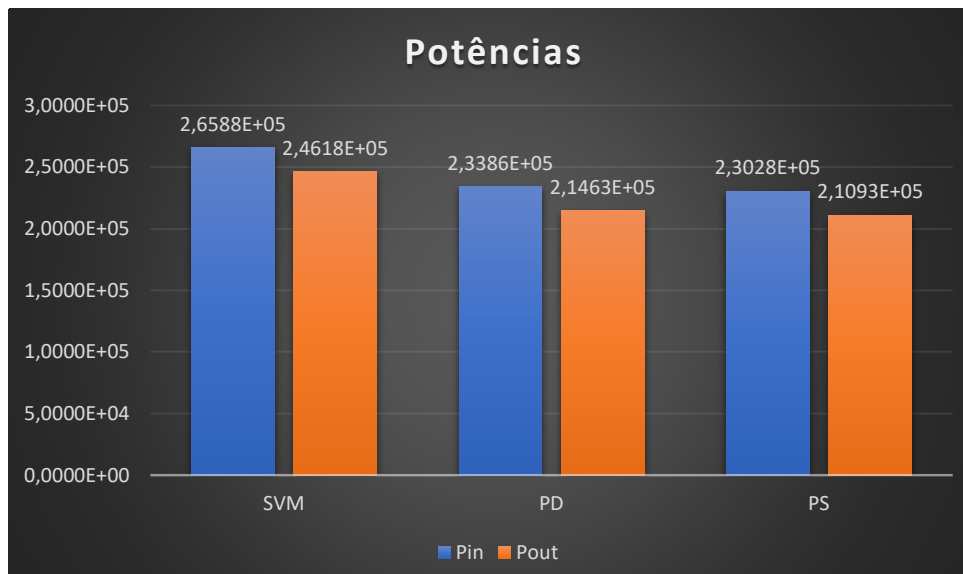
Finalmente, a Figura 49 mostra as tensões sobre os capacitores dos SM da fase A. Dessa forma, basta comparar os resultados obtidos e avaliar qual estratégia foi a melhor.

Fig. 49 – Tensão sobre os capacitores dos *SM* - Modulação *PD*

#### 4.2.5 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS

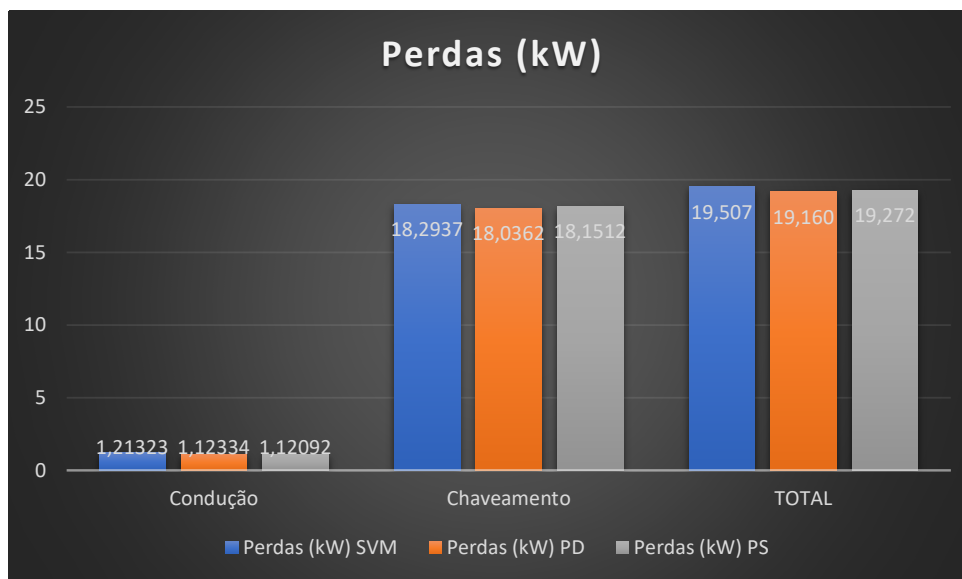
As estratégias de modulação simuladas devem ser comparadas. Os principais critérios de avaliação foram perdas, *THD*, variação das tensões dos capacitores e tensão de modo comum. Para que a *THD* pudesse ser avaliada, a potência entre as três metodologias deve ser igualada. A figura 50 mostra os valores de cada uma das estratégias.

Fig. 50 – Potências de entrada e de saída



Devido as perdas no processo de simulação e também o índice de modulação adotado, a potência média entre as três estratégias está em torno de 250 kW. Esse valor foi escolhido porque é o valor máximo atingido pela modulação *PD*. Valor que não pode ser ultrapassado. Assim para realizar a comparação, as outras estratégias foram igualadas nesse valor. O primeiro critério de comparação são as perdas totais apresentadas por cada metodologia, mostradas na figura 51.

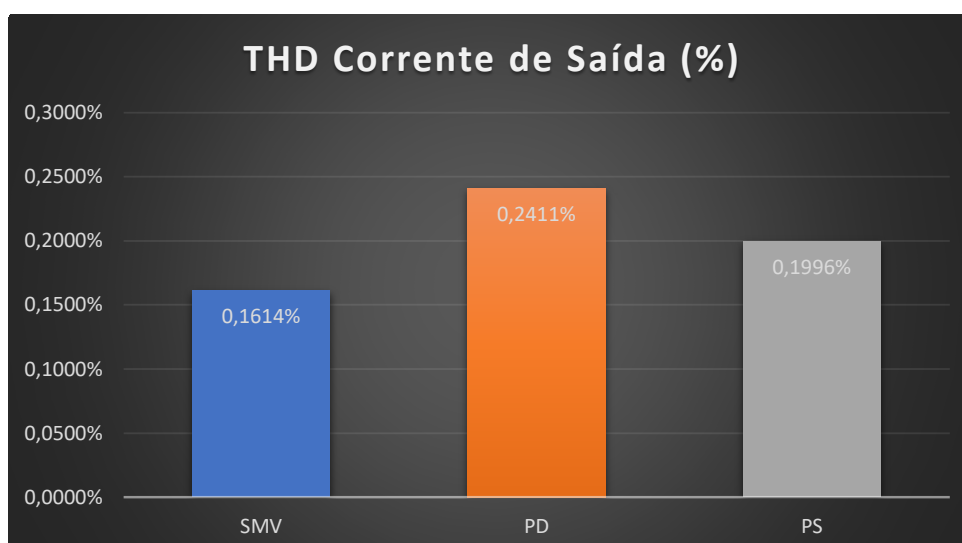
Fig. 51 – Perdas totais das estratégias de modulação



No gráfico é possível avaliar a igualdade apresentada pelas três estratégias. Nota-se, porém, que o ajuste das perdas é realizado através de alterações nas frequências de comutação em cada simulação, e o resultado recaía sobre o valor das perdas de comutação. Isso ocorre porque o valor das perdas de condução é constante e resulta especificamente do método de modulação adotado, sem grau de liberdade para alterações.

A segunda variável avaliada foi a distorção harmônica total (*total harmonic distortion, THD*), mostrado na figura 52.

Fig. 52 – THD - Estratégias de Modulação

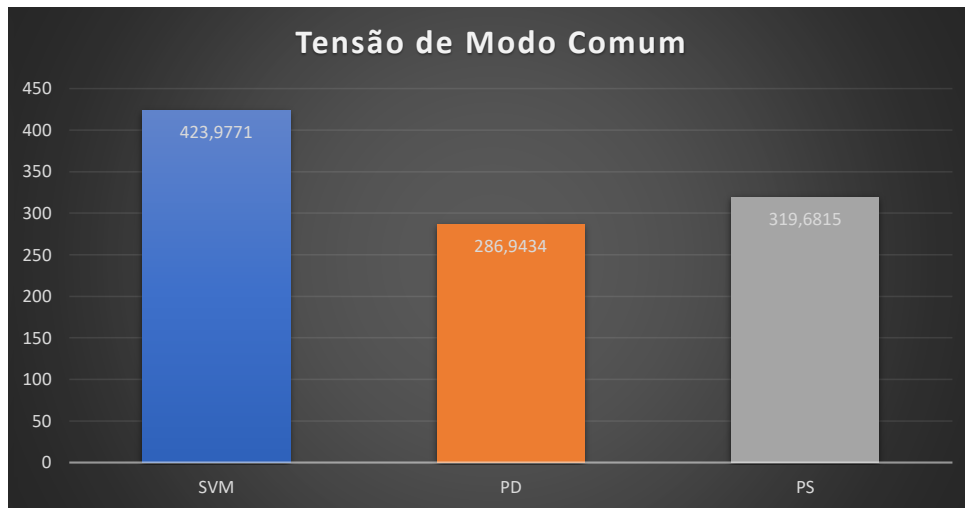


Este quesito demonstra claramente a superioridade que a estratégia SVM tem sobre as demais metodologias testadas. Embora as perdas apresentadas pelo método estão

levemente mais alto que os outros, a *THD* continua superior aos demais métodos.

O terceiro aspecto avaliado é a tensão de modo comum presente em cada uma das técnicas de modulação. Esse ganho comum a todas as fases da corrente de saída e mostrado na figura 53 é estritamente relacionado com a técnica em si.

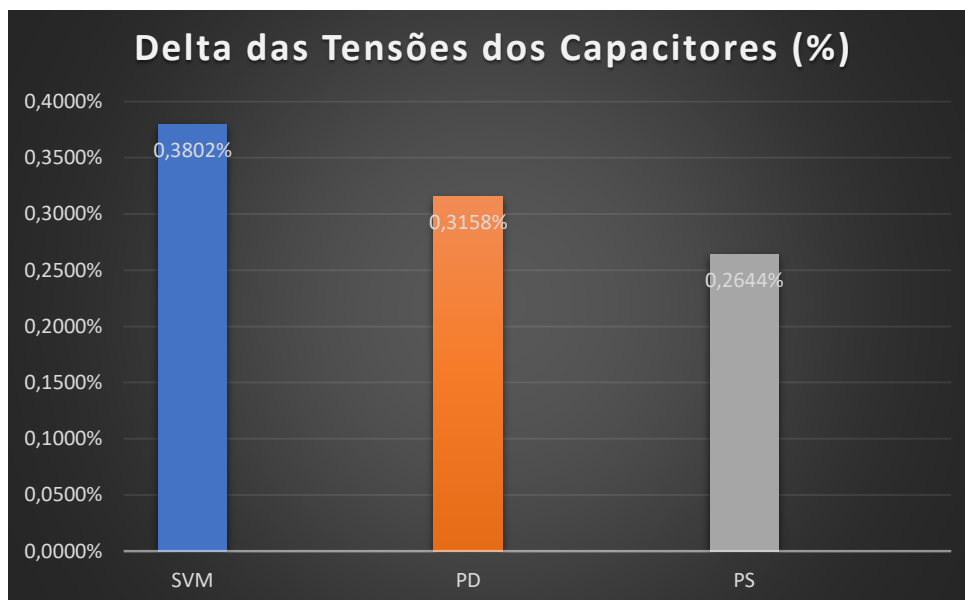
Fig. 53 – Tensão de Modo Comum



No gráfico é possível analisar que o método *SVM* tem como uma desvantagem o maior valor de ganho comum, que fica até 131 V acima das outras técnicas testada.

Outro ponto que também não favorece a estratégia *SVM* é a variação da tensão sobre os capacitores dos *SM* que está consideravelmente acima dos outros dois métodos. A figura 54 mostra que esta variação atinge 0,3802%.

Fig. 54 – Variação da tensão sobre os capacitores dos *SM*



## 5 CONCLUSÃO

A modulação por largura de pulso vetorial (*Space Vector Pulse-Width Modulation, SVM*) se mostrou uma alternativa eficiente para controlar conversores *MMC* em aplicações de média tensão. Comparado com outras estratégias de modulação, este método proporcionou um rendimento melhor e uma menor (*THD*). A capacidade da estratégia em utilizar equações algébricas simples para calcular os períodos de chaveamento é reconhecida, simplificando assim o processo de controle e reduzindo a complexidade do sistema. Comparado com métodos de modulação tradicionais, isso é especialmente vantajoso devido à sua maior eficiência. Além disso, o método utilizado resulta em uma melhoria da eficiência do conversor. Outro ponto forte do *MMC* com *SVM* é a sua capacidade de ser facilmente adaptado para diferentes níveis de tensão e configurações, tornando-o uma solução versátil para várias aplicações, graças à sua modularidade e escalabilidade. A vantagem significativa da estratégia *SVM* sobre métodos tradicionais é a sua capacidade de se adaptar melhor às exigências específicas de cada aplicação, graças à flexibilidade na escolha das sequências de comutação. Além disso, pode-se escolher qual critério deve ser priorizado e melhor refinado através dos pesos ou  $\lambda$ s da função custo. No entanto, a *SVM* tem desvantagens questões relacionadas à tensão de modo comum e variações nas tensões dos capacitores dos Submódulos (*SM*). A robustez da topologia *MMC* e a eficiência da estratégia de modulação *SVM* justificam o reconhecimento que receberam no meio acadêmico, consolidando-se como uma opção viável, especialmente para sistemas operando em níveis de tensão mais elevados.

Em síntese, a modulação Space Vector no conversor *MMC* é uma técnica avançada que oferece eficiência, precisão e flexibilidade, tornando-a uma escolha estratégica para sistemas de conversão de energia de alto desempenho em *MT*. Contribuindo para a otimização do perfil de tensão, a redução das perdas por comutação e o aprimoramento global da qualidade da energia fornecida, sua aplicação é crítica para o avanço tecnológico e sustentabilidade energética.

### 5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Os resultados demonstram as vantagens da modulação *SVM*, principalmente no espectro da corrente de saída do conversor. Para dar melhor respaldo científico, porém, a ferramenta deve ser simulada em *Hardware-in-the-loop*, através da interface *Typhoon HIL*. Assim o resultado terá uma demonstração mais prática, se aproximando do efeito real que ocorreria com a implementação física do conversor.

## REFERÊNCIAS

- ADAM, G. et al. Modular multilevel inverter: Pulse width modulation and capacitor balancing technique. *Power Electronics, IET*, v. 3, p. 702 – 715, 10 2010. Citado na página 26.
- AGHDAM, M. G. H.; FATHI, S. H.; GHAREHPETIAN, G. B. Analysis of multi-carrier pwm methods for asymmetric multi-level inverter. In: *2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 2057–2062. Citado na página 28.
- ANDRADE, A. L. de. *Sistema de Transmissão HVDC. Corrente Contínua em Alta Tensão (Conversores Multiníveis Modulares) – MMC*. Dissertação (Mestrado) — Faculdade Anhanguera de Sorocaba, Brasil, 2019. Citado na página 21.
- ANGQUIST, L. et al. Open-loop control of modular multilevel converters using estimation of stored energy. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 41.
- BAÚ, D. F. *Estratégias de Modulação PWM e Controle Aplicadas ao Conversor Multinível Modular*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Pampa - Unipampa, Brasil, 2018. Citado na página 34.
- BERGNA, G.; BOYRA, M.; VIVAS, J. H. Evaluation and proposal of mmc-hvdc control strategies under transient and steady state conditions. In: *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–10. Citado na página 26.
- BROECK, H. van der; SKUDELNY, H.-C.; STANKE, G. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 24, n. 1, p. 142–150, 1988. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 52.
- BUSO, S.; MALESANI, L.; MATTAVELLI, P. Comparison of current control techniques for active filter applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 45, n. 5, p. 722–729, 1998. Citado na página 30.
- CARDENAS, H.; ZHANG, L.; NOEL, J. Modeling, simulation and application of modular multilevel converter in hybrid high voltage direct current transmission system. In: *2018 IEEE PES Transmission & Distribution Conference and Exhibition - Latin America (T&D-LA)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–5. Citado na página 24.
- CARNIELUTTI, F. de M. *Modulação Space Vector para Conversores Multiníveis com Células Assimétricas em Cascata sob Condições de Falhas*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, Brasil, 2015. Citado 3 vezes nas páginas 30, 53 e 56.
- CARRARA, G. et al. A new multilevel pwm method: a theoretical analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 7, n. 3, p. 497–505, 1992. Citado na página 30.
- CASADEI, D. et al. Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 2, p. 370–381, 2002. Citado na página 52.

- CELANOVIC, N.; BOROYEVICH, D. A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 2001. Citado 6 vezes nas páginas 23, 30, 31, 53, 62 e 63.
- CHAPMAN, S. J. *Fundamentos de Máquinas Elétricas*. [S.l.]: AMGH, 2013. Citado na página 17.
- CUNHA, G. da et al. A npc igbt based medium voltage inverter applied to salient pole wound rotor synchronous machine. In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 852–857. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.
- DEBNATH, S. et al. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 37–53, 2015. Citado na página 46.
- DEKKA, A. et al. A space-vector pwm-based voltage-balancing approach with reduced current sensors for modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 5, p. 2734–2745, 2016. Citado na página 30.
- DENG, F. et al. Power losses control for modular multilevel converters under capacitor deterioration. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 8, n. 4, p. 4318–4332, 2020. Citado na página 22.
- DENG, Y. et al. Space vector modulation method for modular multilevel converters. *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014. Citado na página 23.
- DIAB, M. S. *Modular Multilevel Converter Designs for Medium-Voltage Machine Drives*. Dissertação (Mestrado) — University of Strathclyde, Escócia, 2019. Citado 3 vezes nas páginas 17, 18 e 19.
- DONCKER, R. D.; PULLE, D. W. J.; VELTMAN, A. Modulation for power electronic converters. In: \_\_\_\_\_. *Advanced Electrical Drives: Analysis, Modeling, Control*. Dordrecht: Springer Netherlands, 2011. p. 17–53. ISBN 978-94-007-0181-6. Disponível em: <[https://doi.org/10.1007/978-94-007-0181-6\\_2](https://doi.org/10.1007/978-94-007-0181-6_2)>. Citado na página 52.
- DONCKER, R. de; PULLE, D. W.; VELTMAN, A. *Advanced Electrical Drives: Analysis, Modeling, Control*. [S.l.]: Springer, 2011. Citado na página 23.
- DU, S. et al. A flying-capacitor modular multilevel converter for medium-voltage motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 3, p. 2081–2089, 2017. Citado na página 19.
- FAN, S. et al. An improved control system for modular multilevel converters with new modulation strategy and voltage balancing control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 358–371, 2015. Citado 8 vezes nas páginas 35, 37, 40, 41, 47, 50, 51 e 88.
- FRANCHI, C. M. *Acionamentos Elétricos*. [S.l.]: Érica, 2008. Citado na página 17.
- FRANQUELO, L. G. et al. The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 2, n. 2, p. 28–39, 2008. Citado na página 19.



- GAO, C. et al. A novel topology and control strategy of modular multilevel converter (mmc). In: *2011 International Conference on Electrical and Control Engineering*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 967–971. Citado na página 29.
- GRIGOLETTO, F. B. *Contribuição ao Estudo de Estratégias de Modulação Aplicadas a Conversores Multiníveis com Diodos de Grampeamento*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, Brasil, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 25.
- GRIGOLETTO, F. B.; PINHEIRO, H. Generalized pwm approach for dc capacitors voltage balancing in diode-clamped multilevel converters. In: *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–12. Citado na página 19.
- GRIGOLETTO, F. B.; PINHEIRO, H. Método de modulação pwm para equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento cc em conversores multiníveis com diodos de grampeamento. In: *2009 Eletrônica de Potência*. [S.l.: s.n.], 2009. v. 14, p. 63 – 74. Citado na página 19.
- GRIGOLETTO, F. B.; PINHEIRO, H. A space vector pwm modulation scheme for back-to-back three-level diode-clamped converters. In: *2009 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1058–1065. Citado na página 19.
- GRIGOLETTO, F. B. et al. Space vector modulation for packed-u-cell converters (puc). In: *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 4498–4503. Citado na página 55.
- HASAN, N. S. et al. Reviews on multilevel converter and modulation techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 80, p. 163–174, 2017. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117307955>>. Citado na página 52.
- HASSANPOOR, A. et al. Evaluation of different carrier-based pwm methods for modular multilevel converters for hvdc application. In: *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 388–393. Citado na página 26.
- HILLER, M.; SOMMER, R.; BEUERMAN, M. Medium-voltage drives. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 16, n. 2, p. 22–30, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 18.
- HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. *Pulse Width Modulation for Power Converters Principles and Practice*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003. Citado na página 52.
- HOLTZ, J. Pulsewidth modulation-a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 39, n. 5, p. 410–420, 1992. Citado na página 52.
- HUBER, L.; BOROJEVIC, D. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 31, n. 6, p. 1234–1246, 1995. Citado na página 52.
- JOHNSON, D. E.; HILBURN, J. L.; JOHNSON, J. R. *Fundamentos de Análise de Circuitos Elétricos*. [S.l.]: PHB, 1994. Citado na página 17.
- K P, K.; I, R.; THEIL, H. *Transiente Vorgänge In Wechselstrommaschinen*. [S.l.]: Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, 1959. Citado na página 30.

KOURO, S. et al. Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 1826–1838, 2009. Citado na página 64.

KOURO, S. et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, 2010. Citado na página 25.

LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel converters—a new breed of power converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 3, p. 509–517, 1996. Citado na página 19.

LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In: *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 3, p. 6 pp. Vol.3–. Citado 5 vezes nas páginas 21, 22, 30, 34 e 42.

LIZANA, R. et al. Capacitor voltage balance of mmc converters in bidirectional power flow operation. In: *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 4935–4940. Citado na página 41.

MANJREKAR, M.; STEIMER, P.; LIPO, T. 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. Citado na página 28.

MARCHIORO, A. *A Eficiência Energética na Transmissão em Alta Tensão em Corrente Contínua*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Brasil, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 21.

MARTINEZ-RODRIGO, F. et al. Modular multilevel converters: Control and applications. *MDPI*, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 22.

MARZOUGH, A. et al. Design and comparison of cascaded h-bridge, modular multilevel converter and 5-l active neutral point clamped topologies for drive application. In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 4033–4039. Citado na página 21.

MCGRATH, B.; D.G.HOLMES. Multicarrier pwm strategies for multilevel inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002. Citado na página 23.

MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Natural capacitor voltage balancing for a flying capacitor converter induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 6, p. 1554–1561, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.

NEACSU, D. Space vector modulation - an introduction - tutorial at iecon2001. 01 2001. Citado na página 52.

NGUYEN, P. C.; PHAN, Q. D. The development of decentralized space vector pwm method for multilevel multiphase converters. In: *2020 IEEE Eighth International Conference on Communications and Electronics (ICCE)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 163–168. Citado na página 30.

NI, R. *Virtual Impedance Based Selective Harmonic Compensation (VI-SHC) PWM*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, Brasil, 2022. Citado na página 25.

- PEREZ, M. A. et al. Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 4–17, 2015. Citado na página 21.
- PFAFF, G.; WESCHTA, A.; WICK, A. F. Design and experimental results of a brushless ac servo drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20, n. 4, p. 814–821, 1984. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 30.
- PINHEIRO, H.; BLUME, R.; JAIN, P. Space vector modulation method for single phase on-line three-leg ups. In: *INTELEC. Twenty-Second International Telecommunications Energy Conference (Cat. No.00CH37131)*. [S.l.: s.n.], 2000. p. 679–686. Citado na página 52.
- PRATS, M.; CARRASCO, J.; FRANQUELO, L. Effective space-vector modulation algorithm for multilevel converters. In: *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 4, p. 3129–3133 vol.4. Citado na página 30.
- PRATS, M. et al. A svm-3d generalized algorithm for multilevel converters. In: *IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE Cat. No.03CH37468)*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 24–29 vol.1. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 60.
- PRATS, M. et al. A 3-d space vector modulation generalized algorithm for multilevel converters. *IEEE Power Electronics Letters*, v. 1, n. 4, p. 110–114, 2003. Citado 8 vezes nas páginas 30, 53, 54, 56, 58, 60, 61 e 63.
- QIU, H. et al. Device-level loss balancing control for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 4, p. 4778–4790, 2021. Citado na página 22.
- REED, G.; PAPE, R.; TAKEDA, M. Advantages of voltage sourced converter (vsc) based design concepts for facts and hvdc-link applications. In: *2003 IEEE Power Engineering Society General Meeting (IEEE Cat. No.03CH37491)*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 3, p. 1816–1821 Vol. 3. Citado na página 18.
- RODRIGUES, S. et al. Steady-state loss model of half-bridge modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 52, n. 3, p. 2415–2425, 2016. Citado na página 46.
- ROJAS, R.; OHNISHI, T.; SUZUKI, T. An improved voltage vector control method for neutral-point-clamped inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 10, n. 6, p. 666–672, 1995. Citado na página 53.
- SAEEDIFARD, M.; IRAVANI, R. Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back hvdc system. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 4, p. 2903–2912, 2010. Citado na página 26.
- SANGWONGWANICH, A. et al. Two-dimension sorting and selection algorithm featuring thermal balancing control for modular multilevel converters. In: *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–10. Citado na página 22.
- SARKER, R. Phase opposition disposition pwm (pod-pwm) strategy to reduce withd content from an npc inverter-fed electric vehicle system. In: *2020 IEEE 17th India Council International Conference (INDICON)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–6. Citado na página 27.

- SARWAR, M. I. et al. A hybrid nearest level combined with pwm control strategy: Analysis and implementation on cascaded h-bridge multilevel inverter and its fault tolerant topology. *IEEE Access*, v. 9, p. 44266–44282, 2021. Citado na página 29.
- SCHOENHALZ, J. R. *Estudo De Um Conversor MMC Para Acionamentos Em Média Tensão - Pré-Carga, Equalização E Técnicas De Compensação De Tensão Por Falha De Módulos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Do Estado De Santa Catarina, Escócia, 2019. Citado na página 17.
- SCHUETZ, D. A. *Modulação Vetorial Otimizada para o Conversor Packed U-Cell*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Brasil, 2020. Citado 10 vezes nas páginas 24, 26, 27, 28, 29, 52, 53, 54, 55 e 63.
- SILVA, G. S. da. *Estudo e Desenvolvimento de Uma Fonte CA de Potência Híbrida Baseada em Conversor Multinível Modular*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, Brasil, 2013. Citado 9 vezes nas páginas 24, 25, 26, 27, 28, 29, 34, 42 e 52.
- SUSHEELA, N.; KUMAR, P. Performance analysis of fpga based diode clamped multilevel inverter fed induction motor drive using phase opposition disposition multicarrier based modulation strategy. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, v. 8, p. 1512, 12 2017. Citado na página 28.
- TCAI, A.; ALSOFYANI, I. M.; LEE, K.-B. Dc-link ripple reduction in a dpwm-based two-level vsc. In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1483–1487. Citado na página 19.
- THAKRE, M. P. et al. Modular multilevel converter with simplified nearest level control (nlc) strategy for voltage balancing perspective. In: *2021 Innovations in Energy Management and Renewable Resources(52042)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–8. Citado na página 24.
- TU, Q. et al. Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based hvdc. In: *2010 International Conference on Power System Technology*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6. Citado na página 46.
- TU, Q.; XU, Z.; ZHANG, J. Circulating current suppressing controller in modular multilevel converter. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3198–3202. Citado na página 46.
- WANG, K. et al. Application range analysis and implementation of the logic-processed cps-pwm scheme based mmc capacitor voltage balancing strategy. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, v. 4, n. 1, p. 1–9, 2019. Citado na página 41.
- WU, H. et al. A novel simplified space vector modulation algorithm for multilevel converters. In: *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–5. Citado na página 31.
- ZHANG, R. et al. A three-phase inverter with a neutral leg with space vector modulation. In: *Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 2, p. 857–863 vol.2. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 52.

ZHAO, S.; LIU, J.; DU, S. An improved control method for suppressing capacitor voltage fluctuation of medium-voltage motor drives based on cascaded h-bridge. In: *2020 IEEE 4th Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 386–391. Citado na página 21.

ZUCUNI, J. P. *Metodologia De Modulação Space Vector Ótima Aplicada a Conversores Estáticos*. Dissertação (Mestrado) — University of Alberta, Canada, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.