



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
COMPUTAÇÃO
MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

KAUAN MAGALHÃES DE SOUSA

APLICAÇÃO DE INTELIGÊNCIA ARTIFICIAL NA DETECÇÃO DE FALHAS EM
SISTEMAS HVDC COM CONVERSORES MODULARES MULTINÍVEIS

SOBRAL

2024

KAUAN MAGALHÃES DE SOUSA

APLICAÇÃO DE INTELIGÊNCIA ARTIFICIAL NA DETECÇÃO DE FALHAS EM
SISTEMAS HVDC COM CONVERSORES MODULARES MULTINÍVEIS

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de energia.

Orientador: Prof. Dr. Isaac Rocha Machado.

SOBRAL

2024

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Sistema de Bibliotecas

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

S697a Sousa, Kauan Magalhães de.
 APLICAÇÃO DE INTELIGÊNCIA ARTIFICIAL NA DETECÇÃO DE FALHAS EM
 SISTEMAS HVDC COM CONVERSORES MODULARES MULTINÍVEIS / Kauan Magalhães
 de Sousa. – 2025.
 73 f. : il. color.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral, Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Sobral, 2025.
Orientação: Prof. Dr. Isaac Rocha Machado.

1. HVDC. 2. MMC. 3. Redes Neurais. I. Título.

CDD 621.3

KAUAN MAGALHÃES DE SOUSA

APLICAÇÃO DE INTELIGÊNCIA ARTIFICIAL NA DETECÇÃO DE FALHAS EM
SISTEMAS HVDC COM CONVERSORES MODULARES MULTINÍVEIS

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de energia.

Aprovada em: 28 de Novembro de 2024

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Isaac Rocha Machado (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Braulio Chuco Paucar
Centro Federal de Educação Tecnológica do Rio de Janeiro - CEFET-RJ

Prof. Dr. Adson Bezerra Moreira
Universidade Federal do Ceará(UFC)

Dedico este trabalho a todos que acreditaram em mim, não somente na jornada do mestrado, mas também em toda minha vida acadêmica.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES)

Ao Prof. Dr. Isaac Rocha Machado, pela excelente orientação. Sem o seu apoio, cuidado, atenção e dedicação, este trabalho não teria sido escrito.

A Universidade Federal do Ceará, em especial ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica e da Computação (PPGEEC), por me permitir aprimorar ainda mais meus conhecimentos e seguir avançando na vida acadêmica.

A minha família, por acreditar desde o começo no meu potencial, e me apoiar durante toda esta jornada.

A minha esposa, por me fornecer o apoio necessário para a conclusão deste trabalho.

A inteligência artificial é a nova eletricidade.
Ela irá transformar todos os setores da
sociedade e impulsionar o progresso humano de
uma forma sem precedentes.” – Andrew Ng. ()

RESUMO

O conversor modular multinível (MMC) é uma topologia atual para conversores de potência. Por ser um conversor com características modulares, fácil de expandir e possui uma forma de onda de tensão de saída de boa qualidade, o MMC vem sendo especialmente indicado para aplicações em sistemas de potência de alta tensão, principalmente em sistemas HVDC (*High Voltage Direct Current*). Assim como todo sistema elétrico de potência, o MMC está sujeito a falhas, de circuito aberto e de curto-circuito. Ainda hoje, existem poucos estudos focados na identificação/localização de falhas em submódulos (SM), especialmente relacionados a falhas de circuito aberto. Neste trabalho, é proposto uma metodologia de identificação de padrões utilizando uma rede neural convolutiva, LSTM (*Long short-term memory*), para compilar os dados simulados de dois MMC's compondo um sistema HVDC e criar uma inteligência artificial capaz de classificar a falha e fornecer sua localização baseado na análise das séries temporais das correntes dos braços.

Palavras-chave: conversor modular multinível; transição de corrente contínua em alta tensão; falha de circuito aberto em sub-módulo; detecção de falhas; rede neural de curto-longo prazo; inteligência artificial.

ABSTRACT

The modular multilevel converter (MMC) is a modern topology for power converters. Due to its modular characteristics, ease of expansion, and high-quality output voltage waveform, the MMC has been especially recommended for applications in high-voltage power systems, particularly in HVDC (High Voltage Direct Current) systems. Like all electrical power systems, the MMC is subject to open-circuit and short-circuit faults. To this day, there are few studies focused on fault identification/location in submodules (SM), especially related to open-circuit faults. This work proposes a fault detection methodology using a convolutional neural network, LSTM (Long Short-Term Memory), to compile simulated data from two MMCs forming an HVDC system and create an artificial intelligence capable of classifying and providing their location based on the time-series analysis of arm currents.

Keywords: modular multilevel converter; high voltage direct current; open-circuit sub-module fault; fault detection; long short-term memory; artificial intelligence.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Sistema HVDC	17
Figura 2 – Topologia do conversor MMC	18
Figura 3 – Modos de operação do SM meia ponte	22
Figura 4 – Modelagem simplificada do conversor	23
Figura 5 – Modelagem simplificada do conversor – cenário 1	25
Figura 6 – Modelagem simplificada do conversor – cenário 2	26
Figura 7 – Modelagem simplificada do conversor – cenário 3	27
Figura 8 – Modelagem simplificada das tensões do conversor	29
Figura 9 – Exemplo de tensão dos braços superior (em azul), inferior (em vermelho), de saída(em preto) e Vcc (em amarelo) de uma perna, para um conversor de 5 submódulos por braço	33
Figura 10 – Exemplo de modulação PWM com deslocamento de fase	34
Figura 11 – Exemplo de modulação PWM, com n igual a a) 5, b) 10, c) 20	35
Figura 12 – Algoritmo de balanceamento dos capacitores	36
Figura 13 – Exemplo de sistema HVDC back to back	37
Figura 14 – Sistema conversor rede simplificado	39
Figura 15 – Controle vetorial utilizando referencial d-q	40
Figura 16 – Esquema geral do controle MMC	42
Figura 17 – Sistema HVDC MMC back-to-back	44
Figura 18 – Perfil da potência durante partida	45
Figura 19 – Tensão dos capacitores do MMC2, fase A superior	45
Figura 20 – Comportamento das a) Potências, b) tensão do elo CC, c) corrente do elo CC e d) tensão dos capacitores durante uma mudança na referência Vccref	46
Figura 21 – Comportamento das a) Potências, b) tensão do elo CC, c) corrente do elo CC durante uma mudança na referência Pref	48
Figura 22 – Comportamento das d) correntes do conversor 1, e) correntes do conversor 2, f) tensão dos capacitores durante uma mudança na referência Pref	49
Figura 23 – Exemplo de a) submódulo normal, b) com falha de circuito aberto na chave superior e c) com falha de circuito aberto na chave inferior	50

Figura 24 – Simulação de falha na chave T1 , com os gráficos de a) corrente de fase, superior e inferior da perna do submódulo em e b) tensão do capacitor em falha em comparação com o normal	51
Figura 25 – Simulação de falha na chave T2 , com os gráficos de a) corrente de fase, superior e inferior da perna do submódulo em e b) tensão do capacitor em falha em comparação com o normal	52
Figura 26 – Exemplo de a) submódulo normal, b) com falha de curto circuito na chave superior e c) com falha de curto circuito na chave inferior	53
Figura 27 – Simulação de falha de curto circuito na chave T1 , com os gráficos de a) corrente de fase, superior e inferior da perna do submódulo em e b) tensão do capacitor em falha em comparação com o normal	54
Figura 28 – Simulação de falha de curto circuito na chave T2 , com os gráficos de a) corrente de fase, superior e inferior da perna do submódulo em e b) tensão do capacitor em falha em comparação com o normal	55
Figura 29 – Célula da rede neural LSTM.	57
Figura 30 – Exemplo de identificação de padrões utilizando Matlab.	58
Figura 31 – Amostragem das correntes de braço.	59
Figura 32 – Treinamento da rede neural LSTM utilizando a matriz de treinamento e classificação.	60
Figura 33 – Resultado Treinamento da rede neural LSTM utilizando a Deep Learning ToolBox.	61

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Esquema geral do controle MMC	43
Tabela 2 – Matriz confusão da rede neural treinada	61

LISTA DE SÍMBOLOS

<i>A</i>	Ampère
<i>AC</i>	Alternate Current
<i>C</i>	Capacitância
<i>CC</i>	Corrente alternada
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>DC</i>	Direct Current
<i>FACTS</i>	Flexible AC Transmission System
<i>FBSM</i>	Full-Bridge Sub-Module
<i>HBSM</i>	Half-Bridge Sub-Module
<i>Hz</i>	Hertz
<i>HVDC</i>	High Voltage Direct Current
<i>IA</i>	Inteligência artificial
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistors
<i>L</i>	Indutância
<i>LCC</i>	Line Commutated Converter
<i>LSTM</i>	Long short-term memory
<i>k</i>	kilo-Watt
<i>MMC</i>	Modular Multilevel Converter
<i>P</i>	Potência
<i>R</i>	Resistência
<i>SEP</i>	Sistema Elétrico de Potência
<i>SM</i>	Sub-Módulo
<i>t</i>	Tempo
<i>V</i>	Volt
<i>VSC</i>	Voltage Source Converter
<i>W</i>	Watt

Z Impedância

Ω Ohm

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	Sistemas HVDC e os conversores de potência	16
1.2	Detecção de falhas no MMC	19
1.3	Objetivo da pesquisa	19
1.4	Contribuições da pesquisa	20
2	CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL	21
2.1	Topologia MMC	21
2.1.1	<i>Funcionamento do submódulo</i>	<i>21</i>
2.1.2	<i>Funcionamento do braço e perna do MMC</i>	<i>23</i>
2.2	Modelagem das correntes do MMC	24
2.2.1	<i>Cenário 1: Circuito considerando apenas o elo CC</i>	<i>24</i>
2.2.2	<i>Cenário 2: Circuito considerando apenas a componente de fase</i>	<i>25</i>
2.2.3	<i>Cenário 3: Circuito considerando apenas a dos submódulos</i>	<i>26</i>
2.2.4	<i>Circuito completo utilizando superposição</i>	<i>28</i>
2.3	Modelagem das tensões do MMC	28
3	FUNCIONAMENTO DO MMC	31
3.1	Geração da tensões do conversor	31
3.2	Método de modulação	32
3.2.1	<i>Modulação PWM com deslocamento de fase</i>	<i>33</i>
3.3	Controle da tensão dos capacitores	35
3.4	Controle do MMC HVDC	37
3.4.1	<i>Controle da potência instantânea e referência síncrona d-q</i>	<i>38</i>
3.4.2	<i>Circuito equivalente do MMC conectado a rede no referencial síncrono</i>	<i>39</i>
3.4.3	<i>Controle das potências para MMC-HVDC</i>	<i>41</i>
4	SIMULAÇÃO DE SISTEMA HVDC UTILIZANDO CONVERSORES	
	MMC	43
4.1	Resposta dinâmica do sistema HVDC back-to-back utilizando conversores MMC	43
4.1.1	<i>Inicialização do sistema</i>	<i>44</i>
4.1.2	<i>Mudança na tensão de referência do elo CC</i>	<i>44</i>

4.1.3	<i>Mudança na referência de potência do MCC2</i>	47
4.2	Simulação aplicando defeitos internos ao conversor	50
4.2.1	<i>Falha de circuito aberto nos submódulos</i>	50
4.2.2	<i>Falha de curto-circuito nos submódulos</i>	53
5	DIAGNÓSTICO DE FALHAS INTERNAS DO HVDC MMC UTILI- ZANDO TÉCNICAS DE INTELIGÊNCIA ARTIFICIAL	56
5.1	Arquitetura de rede neural LSTM	56
5.2	Aquisição de dados para treinamento da rede LSTM	58
5.3	Resultados do treinamento da rede neural	60
6	CONCLUSÃO	62
6.1	Considerações finais	62
6.2	Trabalhos futuros	62
	REFERÊNCIAS	64
	APÊNDICE A –CÓDIGO DO MATLAB PARA TREINAMENTO DA REDE NEURAL	65

1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, houve uma ampliação dos sistemas elétricos de potência frente a demanda exponencial por energia da sociedade e devido a isso, foi necessário a melhoria completa de todas as partes destes sistemas, desde os sistemas de geração, transmissão e distribuição. Tudo isso foi feito para que seja feita a geração/conversão de energia com eficiência, melhora no controle energético, bom comportamento durante falhas e benefícios econômicos. A fim de atender tais demandas, os sistemas FACTS (Flexible AC Transmission Systems) surgiram na década de 1980. Esses sistemas utilizavam os recém-desenvolvidos semicondutores de potência para ajustar a impedância e controlar a reatividade em linhas de transmissão, permitindo uma resposta mais ágil e precisa do que métodos mecânicos tradicionais. Estes sistemas elevaram a capacidade dos sistemas de potência em todo mundo, porém, não resolveram completamente o problema de transportar grandes pacotes de potência por grandes distâncias, visto que nos sistemas AC em que os FACTS são aplicados, quanto maior a distância, maiores são as perdas indutivas que os FACTS precisam compensar, de forma que atinge um ponto que o transporte de energia se torna inviável comercialmente.

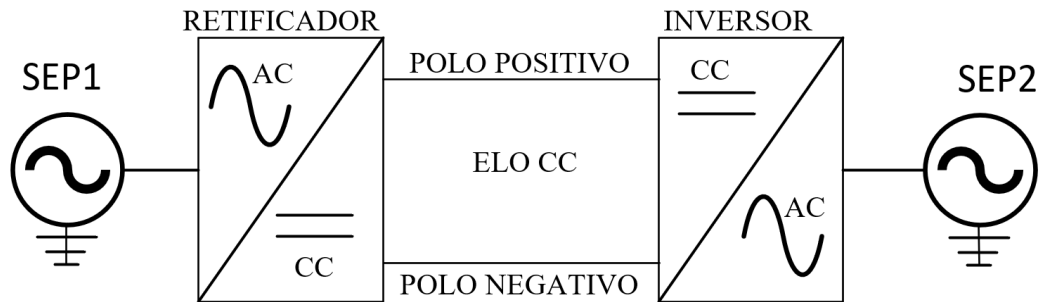
Em paralelo as pesquisas dos sistemas de transmissão CA, as pesquisas de transmissão em corrente contínua (CC) também estavam em constante crescimento acompanhando o desenvolvimento dos novos semicondutores nas décadas de 50 e 60. Com o surgimento dos primeiros tiristores, em 1970, a linha já existente de corrente contínua entre a ilha de Gotland e o território continental sueco, pode ser aumentada de 50kV, que utilizava as válvulas de vapor de mercúrio, para 150kV, utilizando os tiristores (Moglestue, 2014). A partir deste momento, o avanço de sistemas HVDC esteve diretamente ligado as novas tecnologias de chaves semicondutoras, bem como ao esforço dos estudiosos na busca de novas topologias as quais estas chaves seriam arranjadas e controladas.

1.1 Sistemas HVDC e os conversores de potência

O princípio do sistema HVDC é transmitir potência em corrente contínua, porém, tanto nas centrais geradoras quanto nos consumidores finais, a corrente alternada é predominante. Ou seja, sistemas HVDC devem ser capazes tanto de converter a corrente alternada em contínua, operação chamada de retificação, quanto retornar a corrente de contínua para alternada, operação chamada de inversão, conforme apresentado na Figura 1. Quando um sistema elétrico de potência

(SEP) é um grupo gerador e o outro um grupo consumidor, a potência tende a fluir apenas em uma direção, de forma que cada conversor realiza somente retificação ou inversão.

Figura 1 – Sistema HVDC



Fonte: Autor

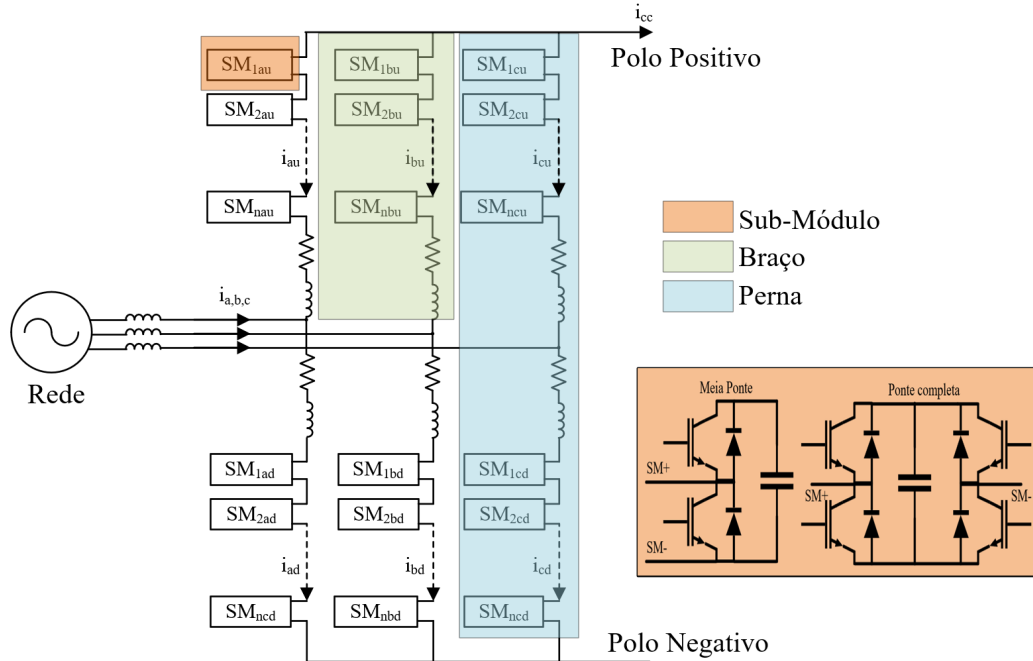
Nestes casos, ainda é comum a utilização de conversores baseados a tiristores (LCC, do inglês Line Commutated Converter) para retificação e inversão. Apesar do custo reduzido, estas aplicações são restritas a transmissão de potência unidirecional, além de possuírem pouca escalabilidade, controle dependente da corrente e baixa capacidade de recuperação no caso de black-out geral (Ferreira, 2019).

Hoje, com a necessidade de conexão de sistemas elétricos de potência mais flexíveis e robustos, principalmente para o atendimento as demandas de energias renováveis, é necessário encontrar soluções que permitam a transmissão bidirecional de energia, de forma que cada conversor seja capaz tanto de retificar, quanto de inverter, a depender da necessidade de cada sistema de potência. Para isso, utilizam-se os conversores transistorizados, VSC (do inglês, Voltage Source Converter), que são capazes de conduzir a corrente em ambos os sentidos, promovendo assim uma maior flexibilidade no controle da potência. Também conhecidos como conversores fonte de tensão, estes utilizam como chaves principalmente os IGBT's (do inglês, Insulated Gate Bipolar Transistors), permitindo controlar independentemente a magnitude e fase das tensões do conversor.

Neste trabalho, será abordado o MMC (do inglês Modular Multilevel Converter), uma topologia de conversor fonte de tensão que vem sendo amplamente desenvolvida nos últimos anos principalmente quando se trata de qualidade da tensão CA, perdas por chaveamento e escalabilidade do sistema. A topologia dos conversores modulares multinível é baseada em uma configuração modular, cujo objetivo é possibilitar o escalonamento do nível de tensão alcançado pelo conversor, sem necessariamente alterar a topologia do mesmo. Como é possível

visualizar na Figura 2, o menor componente do conversor é chamado de submódulo (SM), que em si também é um conversor, conectado a um capacitor.

Figura 2 – Topologia do conversor MMC



Fonte: Autor

A topologia presente em cada submódulo é um dos campos de estudo de conversores MMC, sendo que as mais comuns são as topologias em meia ponte, HBSM (do inglês half-bridge sub-module) e em ponte completa, FBSM (do inglês full-bridge sub-module) (Saad, 2019) (Alonso, 2016). Quando comparado ao HBSM, o FBSM possui uma capacidade maior de controlar e atenuar curto-circuitos do lado CC, ideal para sistemas de transmissão onde as linhas em corrente contínua são aéreas. No entanto, esse tipo de submódulo perde em eficiência, ocupação de espaço e custo, por conta do número elevado de chaves semicondutoras. Neste trabalho, utilizaremos a topologia HBSM por ser a topologia mais utilizada nos projetos atuais de MMC, e também nos projetos futuros em médio prazo, a exemplo das tecnologias de submódulos da Siemens HVDC PLUS® half-bridge, que é capaz de conduzir até 2kA numa faixa de tensão de até 6.5kV (SIEMENS, 2024).

O conjunto de n submódulos compõe o braço do conversor. Cada braço do conversor é composto pelo submódulo e a reatância de braço. O conjunto de dois braços (u = superior e d=inferior) compõe a perna do MMC, onde cada perna é responsável por gerar as tensões de cada fase. Cada um destes componentes funciona de maneira a gerar nos terminais do conversor, uma tensão alternada trifásica e balanceada, que se conecta ao sistema de potência através da

impedância série da rede.

1.2 Detecção de falhas no MMC

Assim como qualquer sistema elétrico, os conversores MMC estão sujeitos a falhas que podem comprometer o seu funcionamento temporariamente ou permanentemente do conversor, caso não seja tomada alguma ação para correção/extinção das falhas. Quando o conversor MMC está conectado em um sistema HVDC, é comum dividir as falhas em externas e internas. As falhas externas são mais comuns e estão ligadas principalmente ao meio em que o conversor está conectado. A queda de uma linha de transmissão, a perda de isolamento dos condutores e descargas atmosféricas são exemplos de falhas que podem ocorrer tanto nas linhas de transmissão CA quanto no elo CC, se manifestando principalmente como curto-circuito monofásico, bifásico ou trifásico, para massa ou entre fases no caso CA, e curto-circuito entre polos, para o elo CC. No caso destas falhas, os sistemas de potência atuais são equipados com sistemas de proteção robustos e confiáveis, que utilizam relés de proteção configurados para diversas funções, conforme a tabela ANSI (IEEE Padrão C37.2 “Padrão para números de função de dispositivos de sistema de energia elétrica, acrônimos e designações de contato”(IEEE, 2022).

As falhas internas do conversor estão principalmente relacionadas aos SM, onde é possível que as falhas nos SM se manifestem como curto-circuito ou circuito aberto (XU, 2022)(Wang, 2020), que ocorrem principalmente pelo chaveamento de altas correntes, excesso de tensão reversa, baixa dissipação térmica, objetos estranhos entre seus terminais e entre outros. Existem sub-módulos que possuem a capacidade de detecção destas falhas, porém em muitos casos, possuir este nível de detecção é inviável tecnicamente, pela grande quantidade de dados gerados, e comercialmente, já que uma aplicação comum de MMC possui centenas de SM, e o custo relacionado as proteções individuais é alto. Desta forma, fornecer a capacidade de identificar e localizar as falhas, com um número reduzido de medições físicas é indispensável para a uma rápida tomada de decisão e confiabilidade da manutenção do equipamento.

1.3 Objetivo da pesquisa

Objetivo deste trabalho é entender o funcionamento de um sistema HVDC utilizando a topologia de conversores MMC, desde o funcionamento dos SM até a interação dos conversores responsáveis pela retificação e/ou inversão, simulando o funcionamento normal do conversor,

consolidado pelo controle da tensão do elo CC e das potências transmitidas entre os barramentos. Com o entendimento do funcionamento normal, será realizado então uma bateria de falhas internas do conversor, relacionadas a falhas de circuito aberto e curto-circuito em um dos SM dos MMC, de forma a entender o comportamento do conversor nestes cenários. Todas as simulações foram realizadas utilizando o software EMTDC/PSCAD V4.5.

O trabalho foi escrito e formatado seguindo o Guia de normalização de trabalhos acadêmicos da Universidade Federal do Ceará (UFC, 2022).

1.4 Contribuições da pesquisa

Além de reafirmar o funcionamento do conversor MMC na topologia HVDC, a principal contribuição deste trabalho é entender o comportamento do conversor durante falhas nos SM, observando principalmente a influência destas falhas nas correntes e tensões do conversor.

Os padrões das medições obtidas durante o funcionamento normal e em falha, serão aplicados em um modelo de rede neural para detecção de padrões (Cui, 2019), onde será realizado o diagnóstico e localização da falha, utilizando métodos de aprendizagem com inteligência artificial.

2 CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL

Este capítulo tem como objetivo apresentar uma introdução sobre o conversor modular multinível abordado neste trabalho, desde suas características topológicas, arranjos de sub-partes e a modelagem matemática que norteia este conversor de potência. Na seção 2.1, é apresentada a topologia de MMC, apresentando as características de cada parte que o compõe, destacando a característica modular deste conversor. Já as seções 2.2 e 2.3 são focadas em uma abordagem matemática do MMC, garantindo que sejam estudadas todas as equações e considerações base para o desenvolvimento dos capítulos seguintes.

2.1 Topologia MMC

Entender como cada um dos componentes do MMC funciona é o objetivo das próximas seções. Conforme apresentado na Figura 2, é necessário entender o funcionamento individual de cada elemento constitutivo do MMC (SM, braço e perna), bem como as interações que cada elemento tem com dos demais elementos de outros braço e/ou de outras pernas. É necessário descrever também matematicamente o funcionamento destes elementos, de forma que este capítulo também apresenta uma abordagem matemática do comportamento das tensões e correntes do MMC.

2.1.1 Funcionamento do submódulo

Neste trabalho, as chaves do submódulo funcionam de maneira complementar, ou seja, não há período de tempo onde ambas as chaves estão ativas, o que provocaria um curto circuito no capacitor, nem ambas as chaves desativadas, evitando que a condução pelos diodos provoque carregamento/descarregamento desordenado dos capacitores (motivo que será melhor explicado na seção 2.2). A partir deste ponto, será referido uma identificação para cada submódulo, onde será identificado pelo número do submódulo k ($k=1,2,...,n$), pelo braço x (u =superior e d =inferior), e pela fase y (a, b ou c), SM_{kxy} . Desta forma, os únicos modos de operação deste submódulo estão apresentados na Figura 3, tomando como exemplo o SM 1 do braço superior da fase a ,

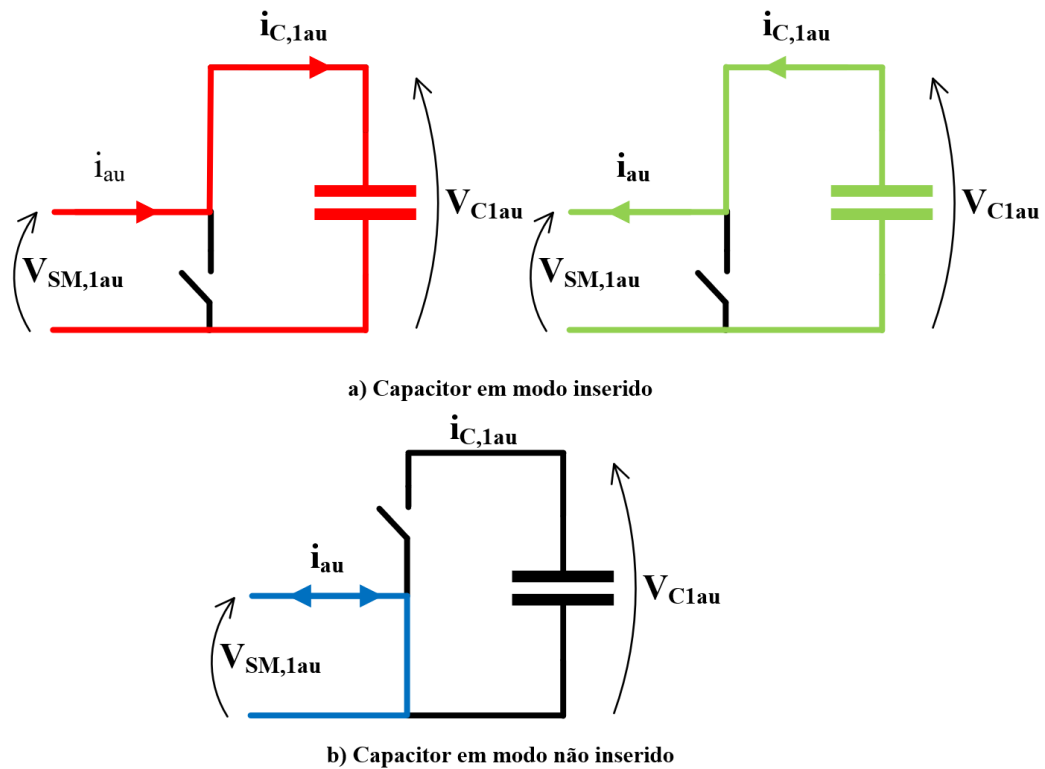
a) Capacitor inserido (Figura 3 3 a): Neste modo, a chave superior do SM está ativada de forma que o capacitor é conectado a saída. Nesta situação, os terminais de saída do SM assumem a tensão do capacitor, V_{C1au} . A depender da direção que a corrente i_{au} está percorrendo o SM, o

comportamento do capacitor pode assumir,

- Carregar (em vermelho na Figura 3.a)): Nesta situação, a corrente que está entrando no SM carrega o capacitor, consumindo potência do sistema;
- Descarregar (em verde na figura 3.a)): Nesta situação, a corrente que está saindo no SM descarrega o capacitor, fornecendo potência ao sistema;

b) Capacitor não inserido (Figura 3 b): Neste modo, na Figura 3.b, a chave inferior do SM está ativa, de forma que o capacitor é isolado da saída, curto-circuitando os terminais do SM, de forma que a corrente circula apenas pela chave inferior. Nesta situação, independente da direção da corrente, a tensão do capacitor se mantém estável e a tensão de saída do SM é zero.

Figura 3 – Modos de operação do SM meia ponte



Fonte: Autor

Desta forma, a tensão do SM_{1au} , $V_{SM,1au}$, e a corrente do capacitor, $i_{C,1au}$ podem ser escritas através da função de chaveamento aplicada neste SM, conforme Equação 2.1

$$\begin{aligned} V_{SM,1au}(t) &= S_{SM,1au}(t) \cdot V_{C,1au} \\ i_{C,1au}(t) &= S_{SM,1au}(t) \cdot i_{au}(t) \end{aligned} \quad (2.1)$$

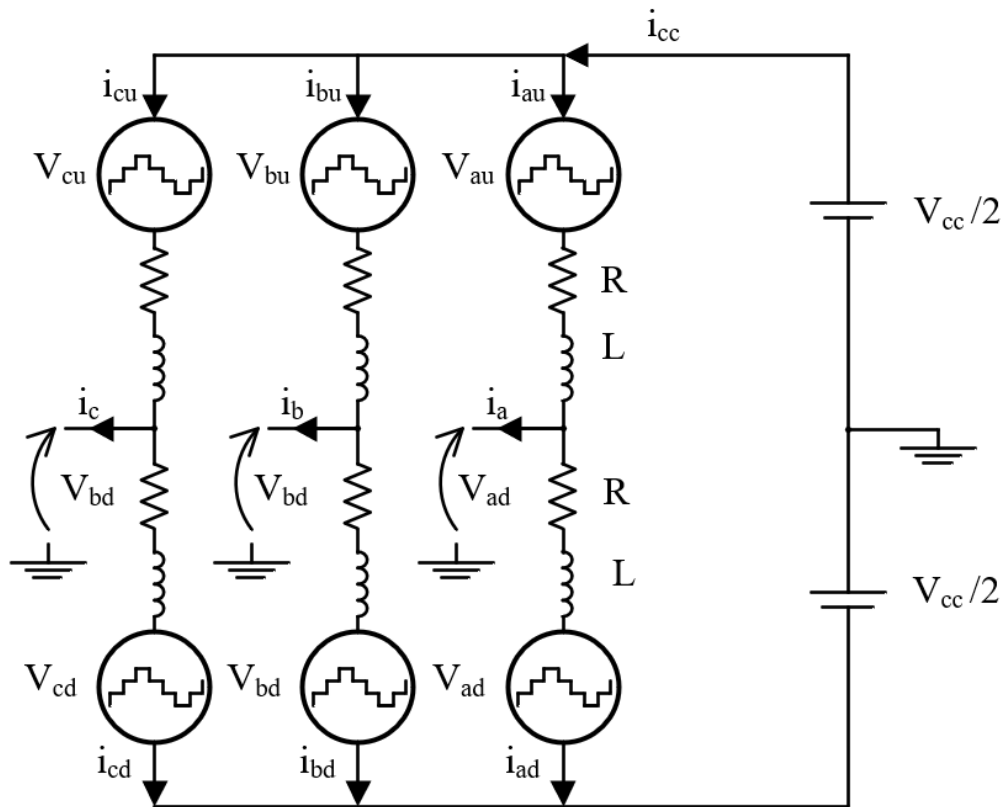
Onde $S_{SM,1au}$ é uma função que assume o valor de 1 quando o capacitor está no modo inserido e 0 quando está no modo não inserido. Essa definição é importante, pois é mostra

que é possível controlar a tensão de saída do SM, bem como controlar a corrente que circula pelo capacitor (e conseqüentemente a tensão deste elemento), através da função de chaveamento de cada SM).

2.1.2 Funcionamento do braço e perna do MMC

A representação do braço do conversor é apresentada em verde na Figura 2. Para não haver curto circuito no elo CC é adicionada uma impedância em cada braço do MMC. O conjunto dos n SM e desta impedância corresponde ao braço do conversor. Cada conversor possui 2 braços em cada fase, totalizando 6 braços. Como cada SM é uma fonte de tensão, o conversor pode ser representado simplificando todos os SM em uma única fonte de tensão, conforme apresentado na Figura 4.

Figura 4 – Modelagem simplificada do conversor



Fonte: Autor

Onde, por exemplo, para o braço a superior, é escrita na Equação (2.2),

$$V_{au}(t) = \sum_{k=1}^n V_{SM,kau}(t) \quad (2.2)$$

Desta forma, considerando as tensões de todos os capacitores aproximadamente iguais, cada uma dessas fontes é capaz de sintetizar uma forma de onda com $n+1$ níveis (0, VC , $2VC$, ..., nVC), a depender da função de chaveamento dos SM. Ou seja, se todos os SM estiverem inseridos, a tensão desta fonte será nVC , enquanto se todos não estiverem inseridos, será 0.

Em seções futuras, será explicado que a quantidade de SM conectados por perna é constante, e igual a n , de forma que é possível projetar o isolamento dos elementos dos SM baseados na tensão do elo CC. Assim, sendo V_{cc} a tensão do elo CC, cada SM deve ser projetado para suportar uma tensão igual a V_{cc}/n . Em muitos casos, isso pode parecer um desafio, já que por exemplo, um barramento de 500kV necessitaria de 100 SM com tensão de isolamento de 5kV, porém na prática, é possível construir associações destes blocos/chaves em série e em paralelo, de forma que a suportar as tensões e correntes demandas de cada projeto.

Com o modelo apresentado na Figura 4, as próximas duas seções são focadas em realizar a modelagem matemática das tensões e correntes do MMC, permitindo entender o comportamento do conversor e desenvolver os controles apresentados nos capítulos seguintes.

2.2 Modelagem das correntes do MMC

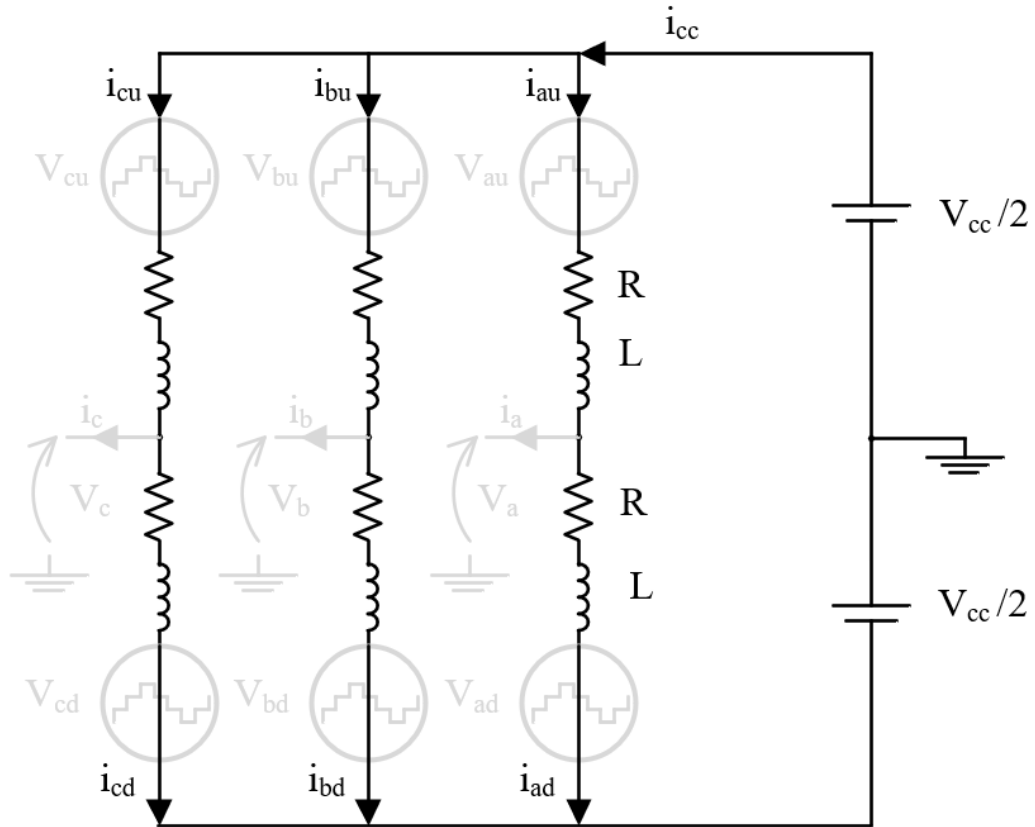
Entender o comportamento das correntes do conversor MMC é o ponto de partida para realizar a modelagem matemática completa do conversor, pois a partir do conhecimento da relação entre as correntes que circula no braço, na perna, e na fase do conversor, é possível encontrar as equações das tensões e do controle do conversor.

O circuito da Figura 4 pode ser solucionado utilizando o teorema da superposição, o qual pode ser dividido em 3 cenários (Paucar, 2014). Em cada uma das próximas seções, serão abordados individualmente a influência individual das três fontes de tensão atuantes no circuito: Tensão do elo CC, tensão das fases e tensão dos sub-módulos. Em cada cenário, será considerada apenas a respectiva tensão, e as demais fontes serão substituídas por curto-circuito, e ao final, a parcela de contribuição de cada cenário será somada para assim compor a corrente de braço superior e inferior.

2.2.1 *Cenário 1: Circuito considerando apenas o elo CC*

Considerando apenas a tensão do elo CC do sistema, o circuito pode ser resumido conforme Figura 5.

Figura 5 – Modelagem simplificada do conversor – cenário 1



Fonte: Autor

Neste cenário, é possível afirmar que,

$$i_{au} = i_{ad}; i_{bu} = i_{bd}; i_{cu} = i_{cd} \quad (2.3)$$

E pelas impedâncias serem idênticas nas fases,

$$i_{xu} = i_{xd} = \frac{i_{cc}}{3} \quad (2.4)$$

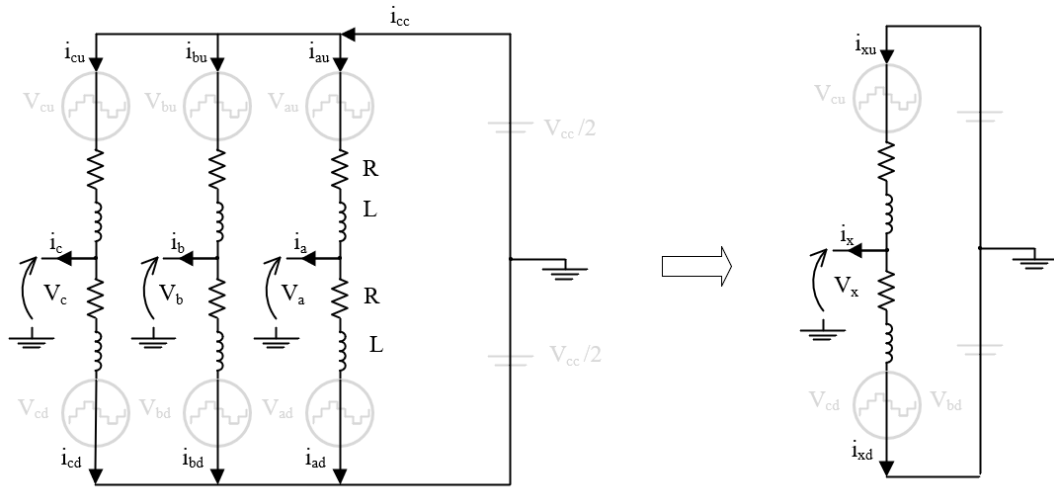
Neste primeiro caso, em cada fase, a corrente do braço superior é igual a corrente de braço inferior, composta por uma corrente puramente contínua, que se divide igualmente entre as três fases do conversor.

2.2.2 Cenário 2: Circuito considerando apenas a componente de fase

Considerando apenas as grandezas de fase (V_x e i_x), o circuito pode ser resumido na Figura 6,

Neste cenário, é possível afirmar que,

Figura 6 – Modelagem simplificada do conversor – cenário 2



Fonte: Autor

$$i_{xu} = i_{xd} + i_x \quad (2.5)$$

Como as impedâncias do braço superior e inferior são iguais, podemos afirmar que,

$$i_{xu} = -i_{xd} \quad (2.6)$$

Substituindo a Equação 2.5 na 2.6, obtemos,

$$i_{xu} = -i_{xd} = \frac{i_x}{2} \quad (2.7)$$

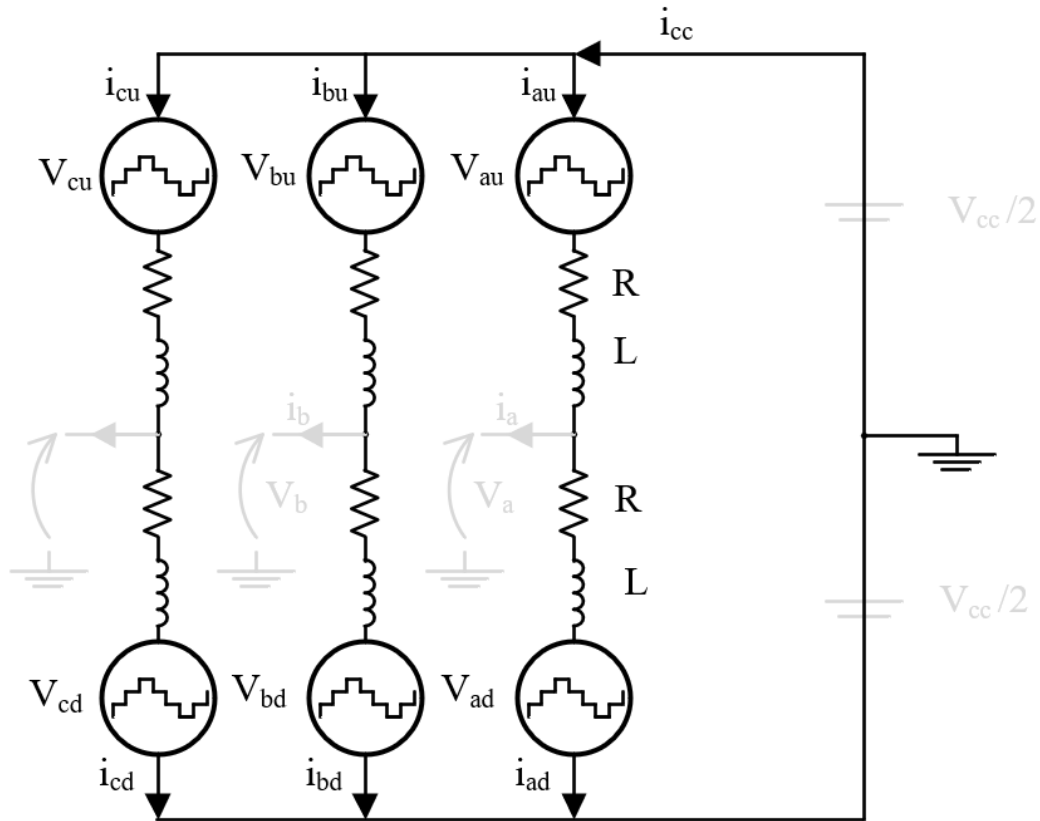
Considerando que a corrente de saída do conversor é puramente alternada, resulta que neste caso, também circulam pelos braços superior e inferior correntes puramente alternadas, iguais em módulo, porém opostas em sinal. Ou seja, para que circule uma corrente alternada pelos terminais de saída do conversor, é necessário que circule pelos braços do conversor metade desta corrente, dividida igualmente entre os mesmos.

2.2.3 Cenário 3: Circuito considerando apenas a dos submódulos

Considerando apenas as tensões dos submódulos (V_{xu} e V_{xd}), o circuito pode ser resumido na Figura 7,

Neste cenário, é possível afirmar que,

Figura 7 – Modelagem simplificada do conversor – cenário 3



Fonte: Autor

$$i_{au} = i_{ad}; i_{bu} = i_{bd}; i_{cu} = i_{cd} \quad (2.8)$$

Além disso, pela malha de tensão da perna, é possível também escrever,

$$-V_{xu} - V_{du} - 2Ri_{xu} - 2L\frac{di_{xu}}{dt} = 0 \rightarrow Ri_{xu} + L\frac{di_{xu}}{dt} = -\frac{V_{xu} + V_{xd}}{2} \quad (2.9)$$

Neste cenário, as correntes de braço representam a parcela da corrente que circulam apenas entre as pernas do conversor, sem realizar transmissão de potência ao elo CC e para o lado CA. No MMC, esta parcela é chamada de corrente circulante, i_{xcirc} , e sistemas HVDC, é recomendável minimizar esta corrente para que não gere perdas desnecessárias nas impedâncias dos braços.

A corrente circulante ocorre principalmente por conta dos desbalanços em cada submódulo, principalmente relacionados a oscilação da tensão dos capacitores, que geram correntes circulantes, predominantemente no espectro do dobro da frequência fundamental (2ω).

2.2.4 Circuito completo utilizando superposição

Pela teoria da superposição, somando as Equações (2.4), (2.7) e (2.9), obtemos a Equação (2.10) que representa o modelo completo da corrente de cada braço,

$$\begin{aligned} i_{xu} &= \frac{i_{cc}}{3} + \frac{i_x}{2} + i_{xcirc} \\ i_{xd} &= \frac{i_{cc}}{3} - \frac{i_x}{2} + i_{xcirc} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Onde, i_x representa as correntes de fase, dadas por,

$$\begin{aligned} i_a &= I \cdot \text{sen}(\omega t + \theta) \\ i_b &= I \cdot \text{sen}(\omega t + \theta + 120^\circ) \\ i_c &= I \cdot \text{sen}(\omega t + \theta + 240^\circ) \end{aligned} \quad (2.11)$$

A partir da Equação (2.10), somando as correntes de braço, é possível obter a Equação (2.12),

$$i_{xu} + i_{xd} = \frac{2i_{cc}}{3} + 2i_{xcirc} \rightarrow i_{xcirc} = \frac{i_{xu} + i_{xd}}{2} - \frac{i_{cc}}{3} \quad (2.12)$$

O termo relacionado a corrente do elo CC da corrente circulante não pode ser minimizado, já que é responsável pela transmissão de potência do elo CC. Ou seja, para que a corrente circulante seja a menor possível, é necessário que o controle seja capaz de reduzir ao máximo o termo $\frac{i_{xu} + i_{xd}}{2}$ (Almeida, 2017).

2.3 Modelagem das tensões do MMC

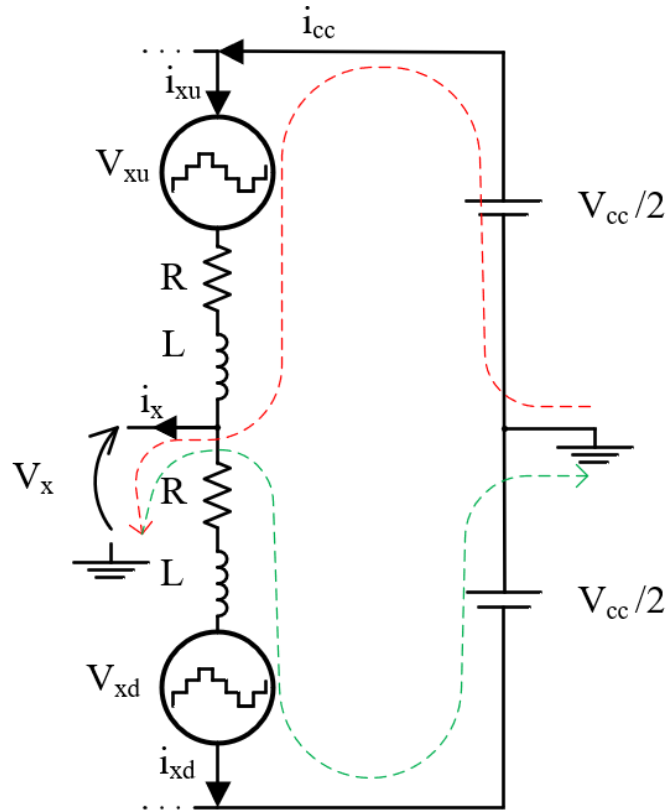
Baseado na malha em vermelho da Figura 8, é possível escrever a equação das tensões presentes na malha do braço superior como,

$$\frac{V_{cc}}{2} - V_{xu} - Ri_{xu} - L \frac{di_{xu}}{dt} - V_x = 0 \quad (2.13)$$

E no braço inferior, com a malha em verde como,

$$\frac{V_{cc}}{2} - V_{xd} - Ri_{xd} - L \frac{di_{xd}}{dt} + V_x = 0 \quad (2.14)$$

Figura 8 – Modelagem simplificada das tensões do conversor



Fonte: Autor

Substituindo a Equação (2.10) nas equações (2.12) e (2.14), e reorganizando para isolar V_{xu} e V_{xd} é possível obter as Equações (2.15) e (2.16)

$$V_{xu} = \frac{V_{cc}}{2} - V_x - R\left(\frac{i_{cc}}{3} + \frac{i_x}{2} + i_{xcirc}\right) - L \frac{d\left(\frac{i_{cc}}{3} + \frac{i_x}{2} + i_{xcirc}\right)}{dt} \quad (2.15)$$

$$V_{xd} = \frac{V_{cc}}{2} + V_x - R\left(\frac{i_{cc}}{3} + \frac{i_x}{2} + i_{xcirc}\right) - L \frac{d\left(\frac{i_{cc}}{3} + \frac{i_x}{2} + i_{xcirc}\right)}{dt} \quad (2.16)$$

Realizando as aproximações,

$$R \simeq 0; \frac{di_{cc}}{dt} \simeq 0 \quad (2.17)$$

Obtem-se,

$$V_{xu} = \frac{V_{cc}}{2} - V_x - L \frac{d(i_{xcirc})}{dt} = \frac{V_{cc}}{2} - V_x - V_{xcirc} \quad (2.18)$$

e

$$V_{xd} = \frac{V_{cc}}{2} + V_x - L \frac{d(i_{xcirc})}{dt} = \frac{V_{cc}}{2} + V_x - V_{xcirc} \quad (2.19)$$

Subtraindo a Equação (2.18) da Equação (2.19), resulta em,

$$V_x = \frac{V_{xd} - V_{xu}}{2} \quad (2.20)$$

A queda de tensão $L \frac{d(i_{xcirc})}{dt}$ nas Equações (2.18) e (2.19), provocada pela passagem da corrente circulante no reator de braço é chamada de tensão circulante, V_{xcirc} . Com isso, é possível realizar a sintetização das tensões dos submódulos baseados na tensão do elo CC, V_{cc} e na tensão que se deseja obter na saída do conversor V_x , bem como uma parcela que representa as perdas relacionadas a corrente circulante.

Como será visto nos próximos capítulos, o controle do MMC atua diretamente nestas tensões para sintetizar tanto a tensão do elo CC, quanto a tensão de saída do submódulo para fornecer as potências solicitadas por sistemas que estão conectados a estes barramentos.

3 FUNCIONAMENTO DO MMC

A partir das modelagens matemática das tensões e correntes, é necessário garantir que duas principais variáveis seja formadas: a tensão do barramento, que deve ser constante e igual a V_{cc} e as tensões das três fases, que devem ser alternadas, trifásicas e balanceadas. Para tal, as únicas variáveis que podem ser moduladas são as tensões de braço, ou seja, é necessário que o conversor seja capaz de ajustar ambas as variáveis independentemente. Esta abordagem será apresentada nas seções 3.1 e 3.2.

Definida estas duas características, as seções 3.3 e 3.4 apresentam o controle de outros dois controles muito importantes do conversor, porém que não dependem diretamente do controle das tensões de braço: o balanceamento da tensão dos capacitores e a corrente de linha.

3.1 Geração da tensões do conversor

Somando as Equações (2.18) e (2.19), obtemos a Equação (3.1) para representar a tensão CC,

$$V_{cc} = V_{xu} + V_{xd} - 2V_{xcirc} \quad (3.1)$$

É possível notar pela Equação (3.1) que o controle da tensão CC é resultado principalmente da soma das tensões V_{xu} e V_{xd} do conversor, bem como, pela equação (2.20), que é possível controlar a tensão de saída do conversor também pelas tensões V_{xu} e V_{xd} , independentemente do valor da tensão CC.

Levando isto em consideração, o principal foco do MMC deve ser sintetizar e controlar as tensões de braço. O objetivo desta seção é apresentar como é possível gerar uma tensão alternada, de $n+1$ níveis, a partir de n SM. A partir dos módulos de operação, discutidos na seção 2.1.1, a tensão de saída de cada submódulo assume as tensões V_C quando o capacitor está inserido ($S=1$), e 0, quando o capacitor não está inserido ($S=0$). Desta forma, é possível alcançar os $n+1$ níveis quando controlamos a quantidade de submódulos no modo inserido, variando de 0 a n , ou seja,

$$\begin{aligned} V_{xu}(t) &= n_{xu}(t) \cdot V_C \\ V_{xd}(t) &= n_{xd}(t) \cdot V_C \end{aligned} \quad (3.2)$$

Onde n_{xu} e n_{xd} são as quantidades de SM inseridos nos braços superior e inferior de uma fase x , respectivamente. Para que a tensão do barramento CC se mantenha constante, a soma das tensões V_{xu} e V_{xd} deve também ser constante, ou seja, somando as duas equações de (3.2), resulta em,

$$(n_{xu}(t) + n_{xd}(t)) \cdot V_c = V_{cc} \quad (3.3)$$

Assumindo que a tensão dos capacitores seja constante, a soma da quantidade de submódulos no braço superior e inferior de cada perna também deve ser constante e igual a $\mathbf{n}$. Desta forma, garantimos que a tensão do elo CC seja constante e igual a $\mathbf{n}V_{cc}$. Conforme vemos na Figura 9, é utilizado um exemplo de MMC com 5 SM por braço, de forma que é possível produzir uma tensão alternada, de 6 níveis, na saída do conversor, bem como manter a tensão do elo CC constante, igual a $5 \cdot V_c$

Nota-se que, na Figura 9 ambas as Equações (2.20) e (3.1) são respeitadas, de forma que se observa a criação de uma tensão alternada V_x na saída do conversor, bem como uma tensão contínua, V_{cc} no elo CC.

3.2 Método de modulação

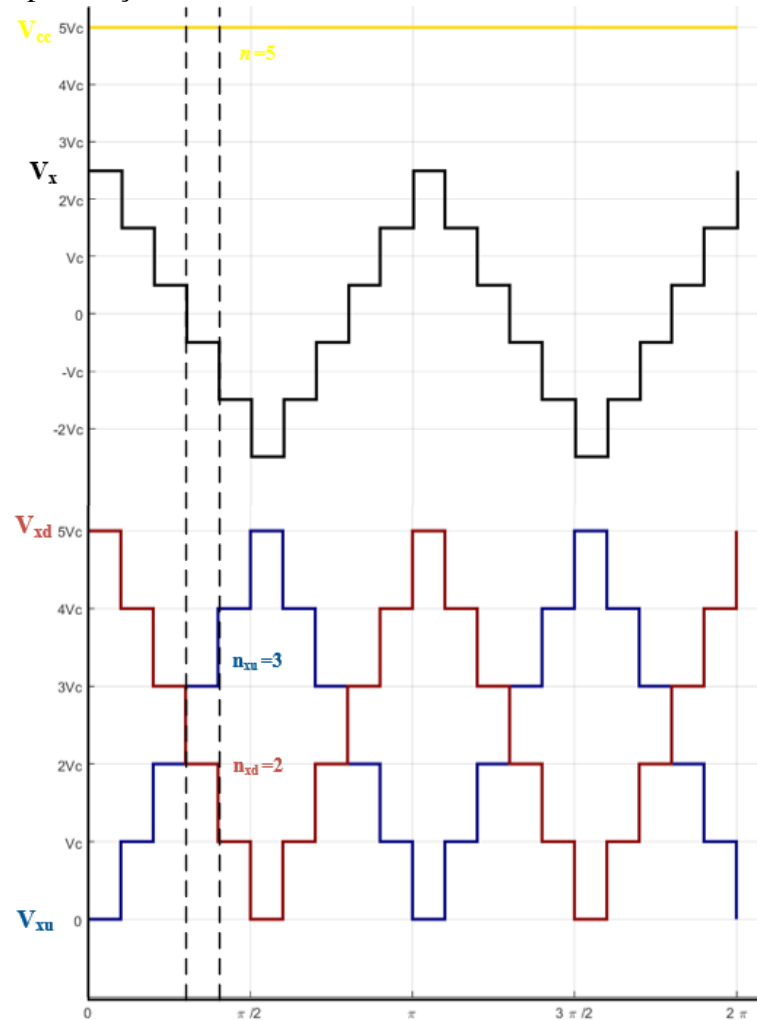
Conforme visto na seção 3.1, é possível alcançar a tensão alternada de saída do conversor, a partir das tensões de braço, desde que elas assumam a forma alternada da Figura 9 e respeitem a quantidade constante de SM inseridos por perna. Para obter o valor de $n_{xu}(t)$ e $n_{xd}(t)$ da forma desejada, é necessário realizar uma modulação da tensão almejada, de maneira que uma forma de onda contínua seja convertida na quantidade discreta de SM conectados em cada braço.

Existem diversos métodos de modulação, dentre eles:

- Métodos de modulação de largura de pulso PWM: Eliminação seletiva de harmônicos, deslocamento de fase, deslocamento de nível e entre outros (Paukar, 2014);
- Método de modulação do nível mais próximo (Marquez, 2017).

Neste trabalho, utilizaremos o método de modulação PWM com deslocamento de fase, por conta da quantidade reduzida de operações computacionais frente a outras modulações, sem perder a qualidade da forma de onda gerada.

Figura 9 – Exemplo de tensão dos braços superior (em azul), inferior (em vermelho), de saída (em preto) e V_{cc} (em amarelo) de uma perna, para um conversor de 5 submódulos por braço



Fonte: Autor

3.2.1 Modulação PWM com deslocamento de fase

A modulação PWM consiste em converter a forma de onda que se deseja modular em uma série de sinais gatilho para ligar/desligar as chaves eletrônicas, a partir da comparação com uma série de formas de onda portadoras. Assim, é possível recuperar o sinal modulado a partir da combinação dos sinais de todas as chaves.

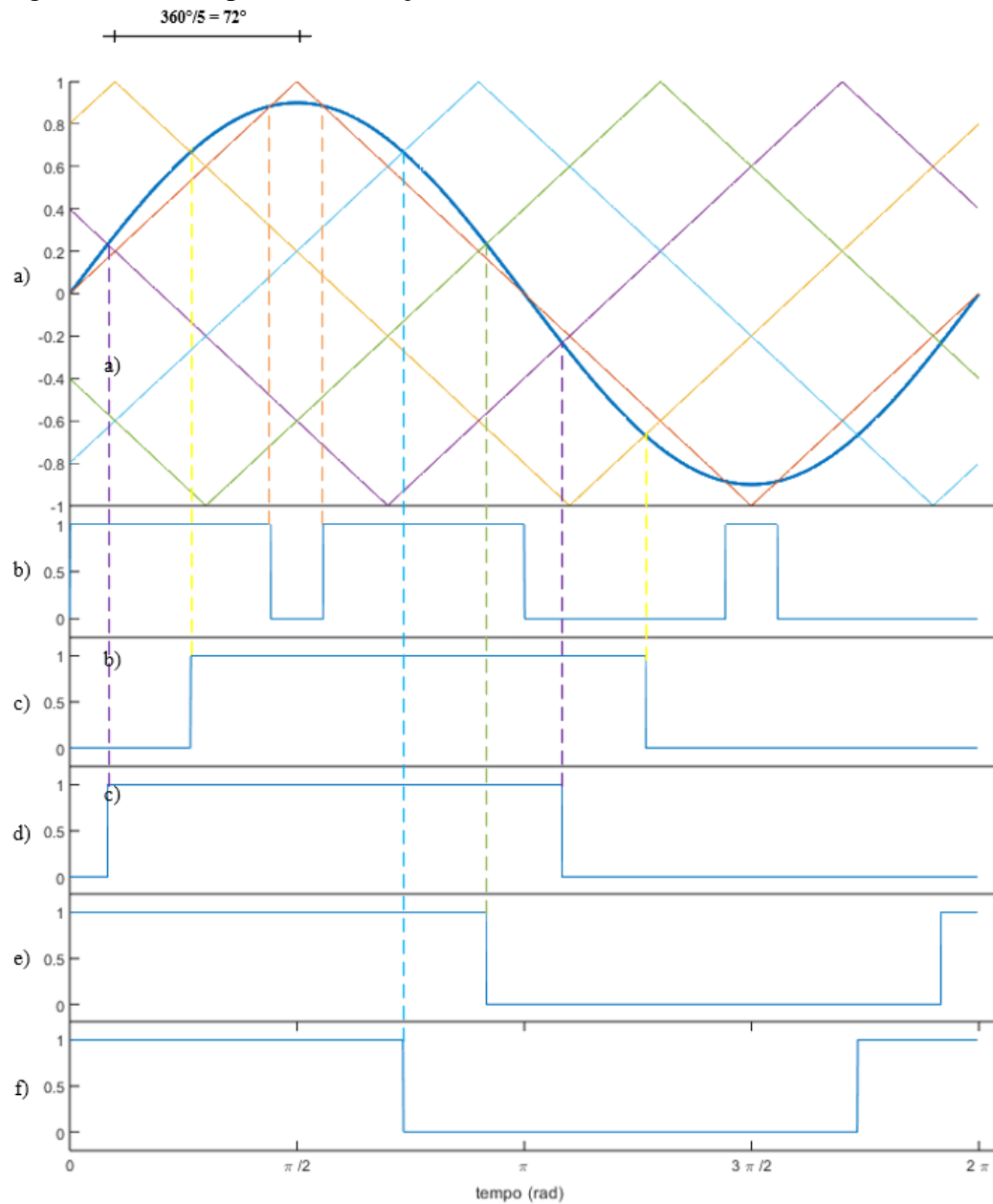
Para os conversores MMC, são necessárias n portadoras, que na modulação PWM com deslocamento de fase, possuem amplitude unitária e deslocamento de fase entre si igual a,

$$\theta = \frac{360^\circ}{n} \quad (3.4)$$

Os sinais que se desejam reproduzir em cada braço são então normalizados e compa-

rados as portadoras. Caso o valor do sinal seja maior que a portadora, o resultado da comparação será 1, enquanto se for menor, será 0. Na Figura 10 a) é apresentado um exemplo de modulação com 5 portadoras, defasadas de 72° cada uma. O resultado da comparação das portadoras é apresentado nas Figuras 10 b), c), d), e) e f).

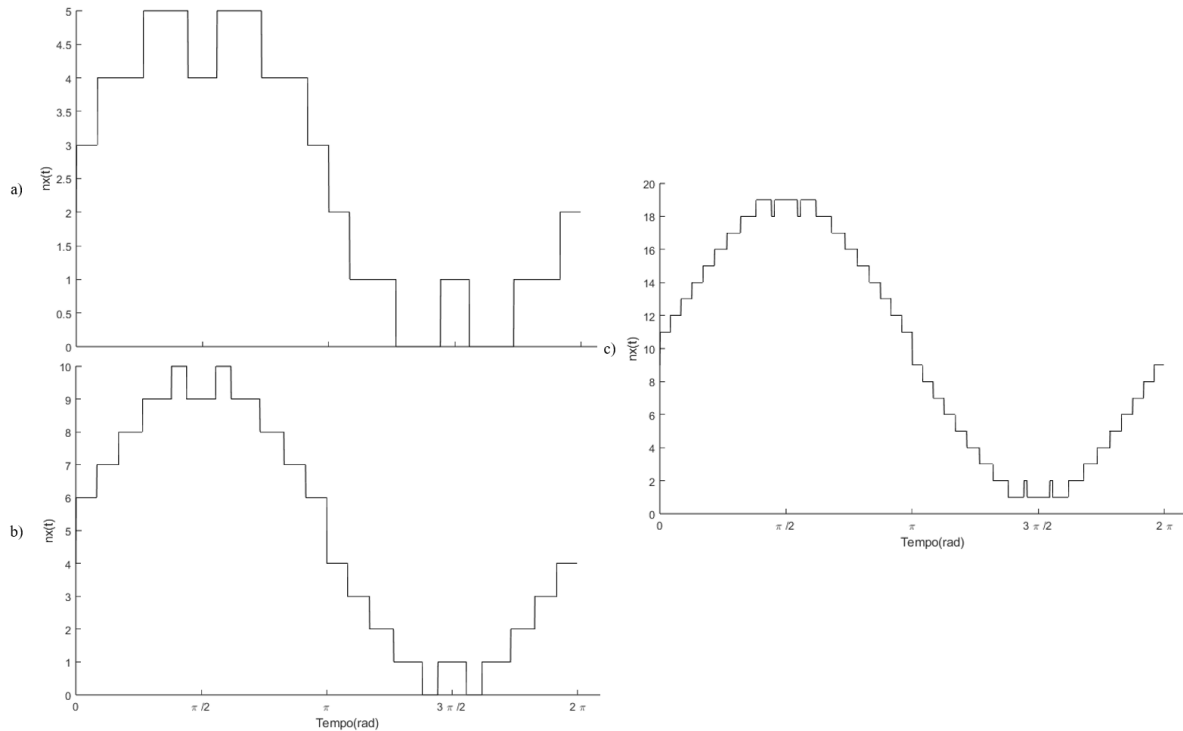
Figura 10 – Exemplo de modulação PWM com deslocamento de fase



Fonte: Autor

Para recuperar a forma de onda modulada, basta somar o resultado das chaves, que dependendo da quantidade de portadoras utilizadas será uma forma de onda mais semelhante ao sinal modulado, conforme visto na Figura 11, onde são utilizados diferentes números de portadoras para realizar a modulação da forma de onda alternada.

Figura 11 – Exemplo de modulação PWM, com n igual a a) 5, b) 10, c) 20



Fonte: Autor

3.3 Controle da tensão dos capacitores

Conforme apresentado na seção 3.1, é preciso garantir que a tensão de todos capacitores sejam iguais, e relativamente constante (menor ripple possível). Em outros tipos de conversores, a exemplo de conversores multipulso, o barramento CC é composto por um capacitor central, onde é possível controlar a tensão deste somente pela injeção/absorção de potência ativa. Já o MMC, o barramento CC é distribuído em todos os capacitores de cada SM, de forma que o capacitor equivalente de um sistema MMC é a associação de todos os capacitores inseridos em cada perna.

Caso ocorresse de no MMC cada nível da tensão de braço ser feita por um SM específico, os SM que estariam mais tempo conectados (ou seja, os SM que compõem a base da forma de onda) sujeitariam seus capacitores aos efeitos da corrente de braço por mais tempo que os submódulos dos níveis superiores, que estariam menos tempo conectados. Desta forma, os capacitores dos SM níveis inferiores seriam carregados/descarregados com mais frequência que os capacitores dos SM de níveis superiores, onde seria impossível controlar de maneira prática, a tensão de cada capacitor.

A solução é analisar as funções $n_{xy}(t)$, realizando um algoritmo de balanceamento, conforme Figura 12, que tome a decisão de qual SM conectar, dependendo da direção da corrente

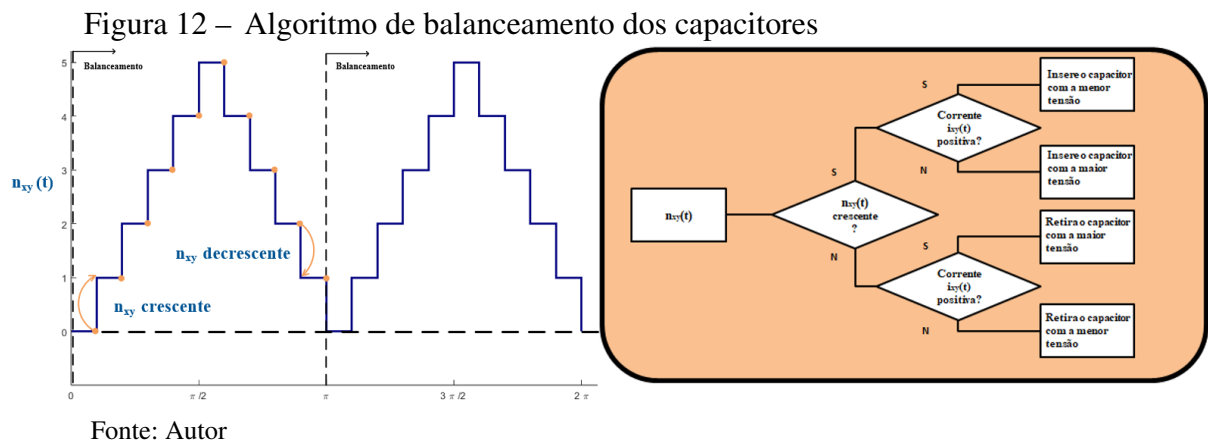
de braço e da monotonicidade da função $n_x(t)$, conforme segue,

Corrente de braço $i_{xy}(t)$ positiva e $n_{xy}(t)$ crescente: Com a corrente de braço positiva e sendo inserido um SM, o algoritmo de balanceamento deve buscar, dentro do conjunto de SM que ainda não estão inseridos, o SM que esteja com a menor tensão, através do algoritmo de balanceamento, de forma que esta corrente de braço positiva irá carregar este SM para uma tensão próxima a dos outros;

Corrente de braço $i_{xy}(t)$ positiva e $n_{xy}(t)$ decrescente: Com a corrente de braço positiva e sendo removido um SM, o algoritmo de balanceamento deve buscar, dentro do conjunto de SM que já estão inseridos, o SM que esteja com a maior tensão, através do algoritmo de balanceamento, de forma que esta corrente de braço positiva continue carregando os demais SM inseridos para alcançar a tensão deste SM;

Corrente de braço $i_{xy}(t)$ negativa e $n_{xy}(t)$ crescente: Com a corrente de braço negativa e sendo inserido um SM, o algoritmo de balanceamento deve buscar, dentro do conjunto de SM que ainda não estão inseridos, o SM que esteja com a maior tensão, através do algoritmo de balanceamento, de forma que esta corrente de braço negativa irá descarregar este SM para uma tensão próxima a dos outros;

Corrente de braço $i_{xy}(t)$ negativa e $n_{xy}(t)$ decrescente: Com a corrente de braço negativa e sendo removido um SM, o algoritmo de balanceamento deve buscar, dentro do conjunto de SM que já estão inseridos, o SM que esteja com a menor tensão, através do algoritmo de balanceamento, de forma que esta corrente de braço negativa continue descarregando os demais SM inseridos para alcançar a tensão deste SM;



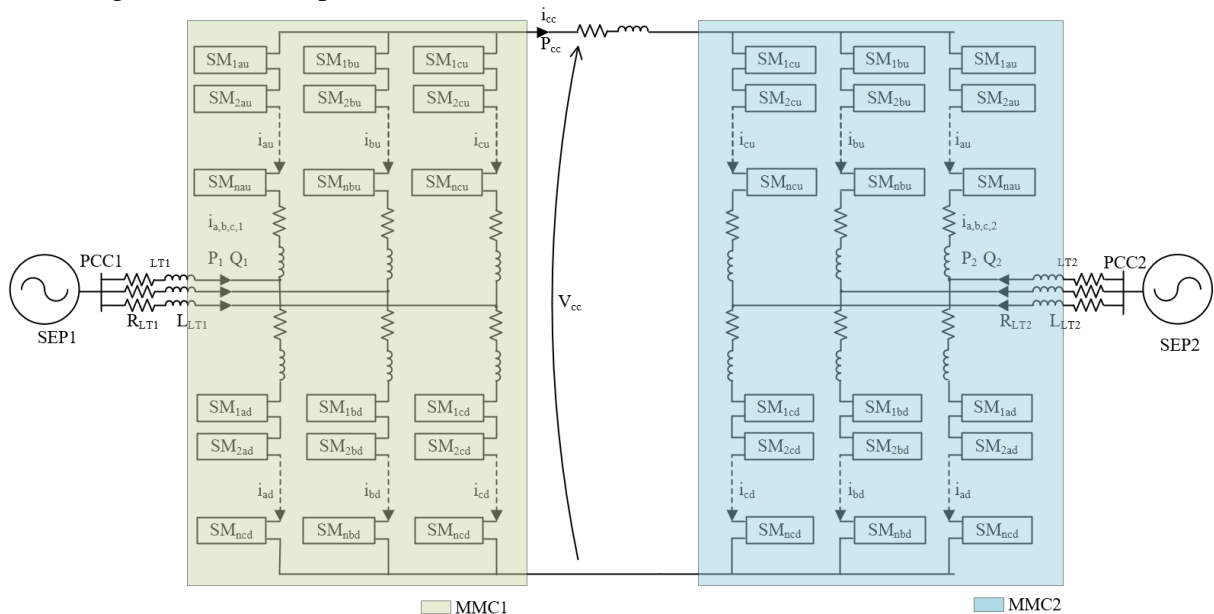
Durante a execução do algoritmo de balanceamento, é necessário que haja outro algoritmo que informe a ordem da tensão dos capacitores, para que escolha sempre o capacitor

com maior ou menor tensão. Esse ordenamento é feito por um algoritmo que lê a tensão de todos os capacitores em um braço e os ordena, através de um algoritmo de *sorting*, podendo variar de métodos simples, como o método de inserção e de seleção, quanto métodos mais complexos, como *quick sorting* e *merge sorting*.

3.4 Controle do MMC HVDC

Sistemas HVDC normalmente são constituídos de 2 conversores conectados por seus elos CC através de uma linha de transmissão, na configuração conhecida como *back-to-back*. Como visto na seção 3.1, é possível gerar uma forma de onda alternada, de amplitude e ângulo variável nos terminais CA do conversor, sem interferir na tensão do elo CC. Na Figura 13, é apresentada a topologia para conversores MMC-HVDC. A ideia é que estes conversores MMC-HVDC sejam utilizados para conectar dois sistemas elétricos de potência (SEP) com a mesma frequência, frequências diferentes e/ou cargas passivas, mantendo os níveis de transmissão de potência ativa iguais nos conversores e na linha de transmissão CC, e níveis de potência reativa independentes em cada ponto de conexão. Por conta disso, é necessário estabelecer uma metodologia de controle das potências no ponto de conexão comum dos sistemas em que os conversores são conectados.

Figura 13 – Exemplo de sistema HVDC back to back



Fonte: Autor

3.4.1 Controle da potência instantânea e referência síncrona d-q

Neste trabalho, será utilizado o controle das potências a partir da teoria das potências instantâneas, utilizando o referencial síncrono d-q. De acordo com a teoria das potências instantâneas, é possível calcular a potência ativa e reativa transmitida por um circuito a três fios, a partir da Equação (3.5) (Watanabe, 2007),

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Onde os valores α e β podem ser obtidos a partir das variáveis trifásicas ($V_{a,b,c}$ e $i_{a,b,c}$) a partir da transformada de Clarke, dada pela Equação (3.6),

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Para transformar as variáveis α e β para um referencial síncrono, de velocidade angular ω , é utilizada a transformada de Park, na forma da Equação (3.7),

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) \\ \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

De forma que a potência instantânea p-q, pode ser representada a partir das variáveis do referencial síncrono pela Equação (3.8),

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_d & v_q \\ v_q & -v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Ou seja,

$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{2}(v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q) \\ Q &= \frac{3}{2}(v_q \cdot i_d - v_d \cdot i_q) \end{aligned} \quad (3.9)$$

Para conversores conectados a rede, é comum utilizar a velocidade angular igual a frequência da rede, e o ângulo $\theta = \omega t$ em fase com o ângulo do ponto de conexão comum, de

forma que neste ponto, a transformada de Park da fornece uma tensão de eixo direto, v_d , máxima e uma tensão em quadratura, v_q , zero. Para obter o ângulo da rede, é comum a utilização de circuitos de sincronização conhecidos como PLL (do inglês *Phase-Locked Loop*). Estes circuitos são capazes de encontrar a partir da composição das tensões trifásicas o ângulo atual da rede e fornecer na sua saída o valor numérico deste ângulo. Normalmente estes circuitos são resetados quando o ângulo da rede chega a 2π . Por fim, a Equação (3.9) se torna,

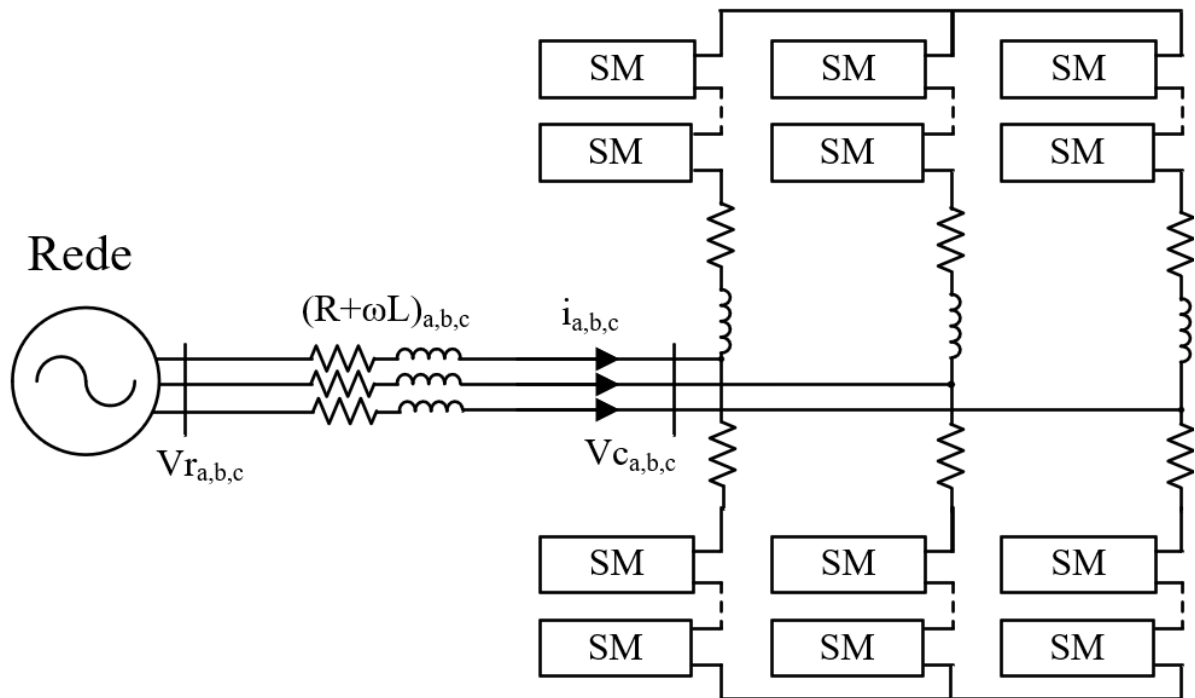
$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{2} v_d \cdot i_d \\ Q &= -\frac{3}{2} v_d \cdot i_q \end{aligned} \quad (3.10)$$

Onde se nota que, em um ponto de conexão, as potências instantâneas ativa e reativas são independentes entre si, e podem ser controladas pelas correntes de eixo direto i_d e em quadratura i_q , respectivamente.

3.4.2 Circuito equivalente do MMC conectado a rede no referencial síncrono

Quando um conversor é conectado a rede, através de uma reatância série, conforme a Figura 14, podemos escrever a equação do circuito trifásico como,

Figura 14 – Sistema conversor rede simplificado



Fonte: Autor

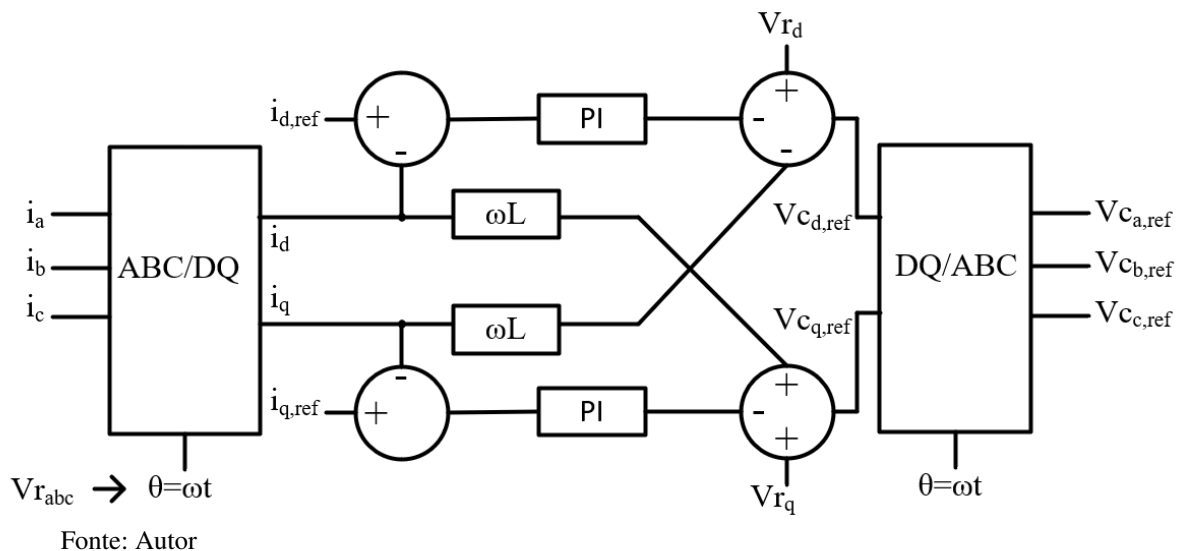
$$\begin{bmatrix} V_{c_a} \\ V_{c_b} \\ V_{c_c} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{r_a} \\ V_{r_b} \\ V_{r_c} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Aplicando as transformadas de Clarke e Park, obtemos,

$$\begin{bmatrix} V_{c_d} \\ V_{c_q} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L \begin{bmatrix} 1 & -\omega \\ \omega & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{r_d} \\ V_{r_q} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Desta forma, é possível controlar as correntes i_d e i_q a partir da Equação (3.2), através de um controle PI, conforme Figura 15

Figura 15 – Controle vetorial utilizando referencial d-q



As referências $V_{c_d,ref}$ e $V_{c_q,ref}$ podem ser recuperadas para um referencial trifásico através das transformadas inversas de Clarke, na Equação (3.13) e Park, na Equação (3.14)

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Ao recuperar as tensões $V_{c_{a,b,c},Ref}$, é possível aplicar as Equações (2.18) e (2.19) para obter as tensões de referência dos braços superior e inferior, e aplicá-las na modulação conforme visto na seção 3.2.

3.4.3 Controle das potências para MMC-HVDC

Na figura 13, um dos conversores assume a função de controlar a tensão do elo CC, enquanto o outro (ou os outros conversores, no caso da configuração multiterminal (Ferreira, 2019) tem a função de controlar a potência ativa transmitida e a potência reativa no ponto de conexão comum o qual ele se conecta. O conversor responsável por manter a tensão do elo CC deve fornecer potência ativa igual a potência dos demais conversores conectados ao sistema, somado a tensão das perdas das linhas de transmissão+perdas por chaveamento, e deve controlar de maneira independente, a potência reativa do ponto de conexão comum, absorvendo ou injetando a mesma, ajudando a controlar a tensão do PCC, da mesma forma que um STATCOM. Este conversor é chamado de mestre.

Cada conversor tem como ângulo de referência o ângulo da rede a qual ele se conecta, de forma que existe um circuito PLL dedicado para cada conversor. Assim, ao conversor mestre, a referência da malha i_d deve ser conectada a um segundo controlador PI, tendo como referência a tensão V_{cc} . E na malha i_q deve ter como referência o valor absoluto da tensão do ponto de conexão comum a qual este conversor está conectado.

Já o conversor responsável pela transmissão de potência deve realizar o controle da potência ativa injetada/absorvida do SEP que está conectado a ele. Assim, utilizando a Equação 3.10, é possível associar a potência ativa e reativa que se deseja transmitir aos valores de referência das malhas i_d e i_q respectivamente. Este conversor é chamado de escravo. Na figura 16 é apresentado um esquemático geral de todos os controles abordados neste capítulo, desde o algoritmo de balanceamento dos capacitores até o controle das potências geradas,

4 SIMULAÇÃO DE SISTEMA HVDC UTILIZANDO CONVERSORES MMC

As simulações a seguir tem dois objetivos principais: o primeiro é observar o comportamento do conversor quando conectado na configuração back-to-back, com um conversor na configuração mestre e outro na configuração escravo. Neste caso serão apresentadas as respostas dinâmicas do conversor em alguns cenários aplicados, avaliando a capacidade de adaptação dos controles aplicados. Para esta aplicação, serão utilizado dois conversores MMC conectados através de um elo CC, para observar a capacidade do controle proposto neste trabalho.

O segundo objetivo é estudar o efeito de falhas internas do conversor, principalmente relacionadas a falhas de curto circuito e circuito aberto nos SM do conversor. Neste cenário, será mantida uma corrente de 1kA na saída do conversor, sendo avaliado o comportamento das correntes dos braços durante a falha.

4.1 Resposta dinâmica do sistema HVDC back-to-back utilizando conversores MMC

Nesta seção, os parâmetros do sistema HVDC, apresentado na Figura 17 do elo CC e dos SEP's são apresentados conforme Tabela 1 ,

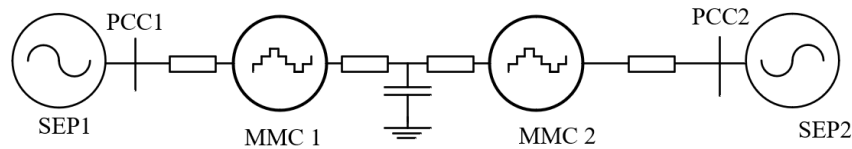
Tabela 1 – Esquema geral do controle MMC

Tensão SEP 1	230 kV
Impedância SEP1	$0.5 + 7j \, \Omega$
Frequência SEP1	60 Hz
Tensão SEP2	230 kV
Impedância SEP2	$1.5 + 22j \, \Omega$
Frequência SEP2	60 Hz
Número de SM	5
Impedância de braço	$0.1 + 0.6j \, \Omega$
Capacitância do SM	1 mF
Resistencia do Elo CC	$2.5 \, \Omega$
Capacitância Shunt elo CC	26 μ F
Tensão do elo CC	400kV

Fonte: Autor

Nesta simulação, o MMC1 é responsável por manter a tensão do elo CC (mestre), e o MMC2 conecta o SEP2 ao HVDC, controlando a potência transferida (escravo).

Figura 17 – Sistema HVDC MMC back-to-back



Fonte: Autor

4.1.1 Inicialização do sistema

Durante a inicialização, é necessário que sejam carregados todos os capacitores dos SM de ambos os MMC's. A Figura 18 apresenta o perfil de potência dos dois conversores. Para o conversor 1, potência positiva significa que o conversor está injetando potência no SEP1, enquanto que para o conversor 2, significa que o conversor está absorvendo potência do SEP2. Note que, durante o intervalo de inicialização do sistema, de aproximadamente 1.5 segundos, o conversor 2 não contribui com a potência necessária para carregar os capacitores, de forma que este papel é exercido pelo conversor 1. Isso pode ser observado tanto pela característica das oscilações da potência, que são semelhantes a forma da tensão dos capacitores da Figura 19, quanto pela potência de regime permanente que se mantém no sistema, necessária para manter as perdas dos elementos passivos.

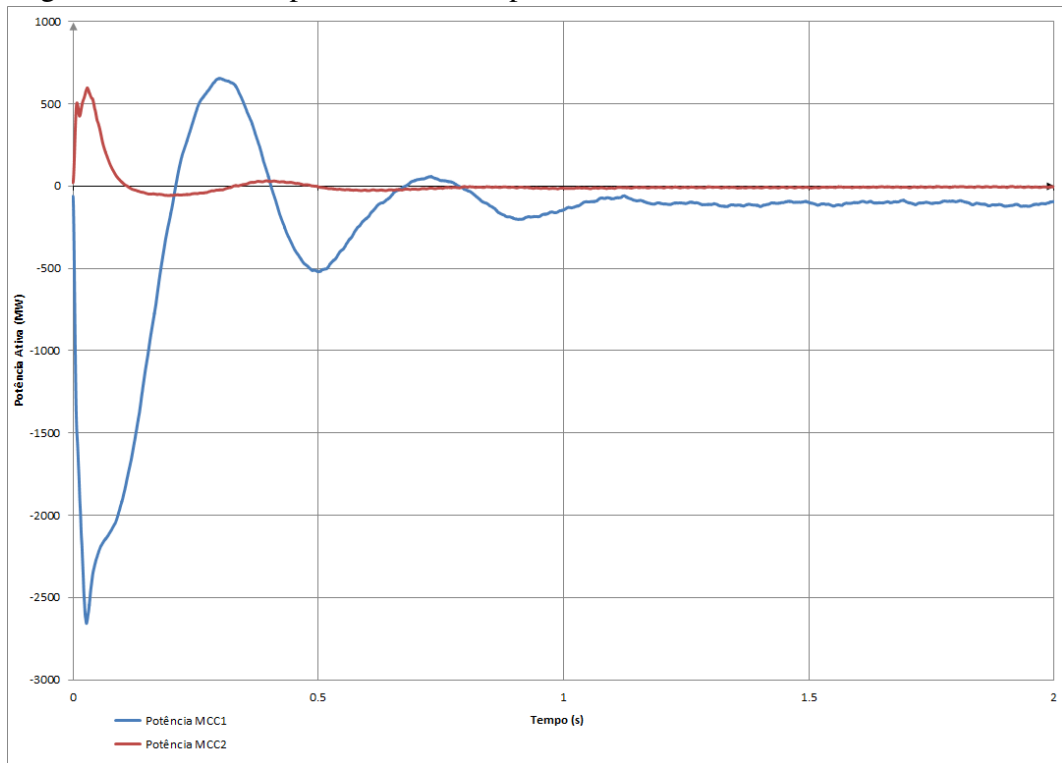
Ainda na Figura 19, é possível notar o funcionamento do sistema de balanceamento atuando, pois em nenhum momento se observa um capacitor com tensão predominantemente superior aos demais.

4.1.2 Mudança na tensão de referência do elo CC

A Figura 20 apresenta o cenário onde é solicitada mudança da referência da tensão do elo CC. Em 2.5 s é solicitada uma mudança de 400kV para 500kV e em 5.0 s é solicitada mudança de 500kV para 400kV. Em 2.5 segundos, a quando a tensão do elo CC busca acompanhar a referência (20.b), é possível notar que a potência do MMC 1 fica extremamente negativa, pois é necessário absorver uma grande quantidade de potência para aumentar a tensão dos capacitores (20.d), tanto do MMC1, quanto o 2.

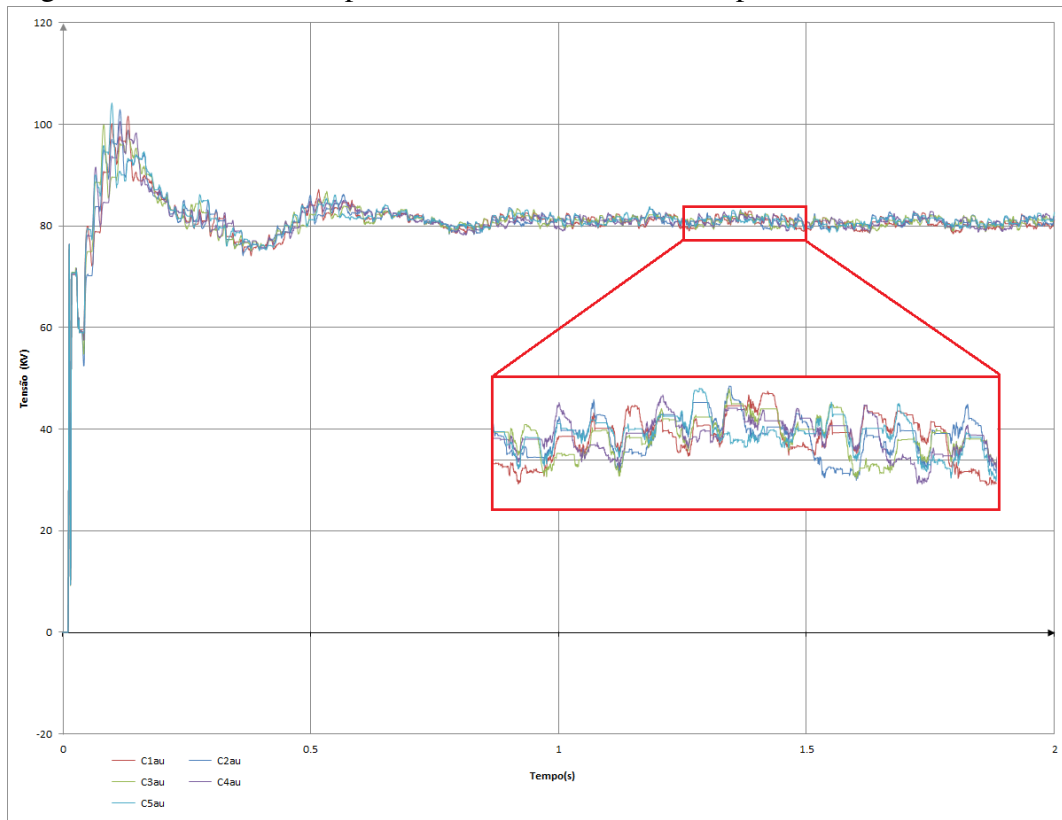
Ainda em 2.5 s, é possível perceber que a corrente do barramento (20.c) não é modificada neste cenário, já que não há potência sendo transmitida no elo CC, pois a potência do MMC2 não está transmitindo potência (20.a).

Figura 18 – Perfil da potência durante partida



Fonte: Autor

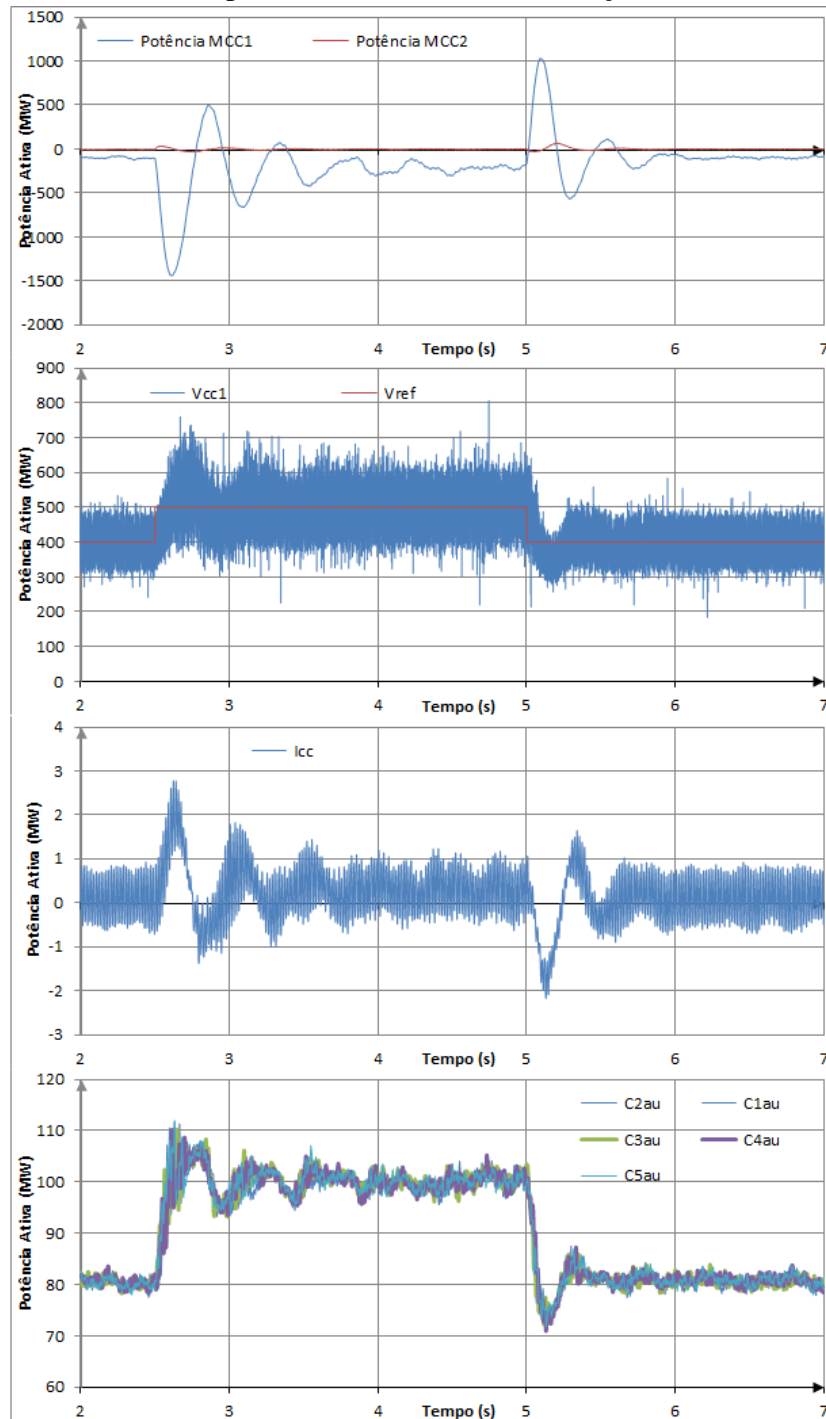
Figura 19 – Tensão dos capacitores do MMC2, fase A superior



Fonte: Autor

Já em 5.0 s, ocorre exatamente o contrário. É necessário que o sistema se livre da potência armazenada nos capacitores para reduzir a tensão do barramento (20.a), sendo executado reduzindo a tensão de todos os capacitores (20.d). Ainda sim, a corrente do elo CC permanece inalterada (20.c) após passagem do transitório.

Figura 20 – Comportamento das a) Potências, b) tensão do elo CC, c) corrente do elo CC e d) tensão dos capacitores durante uma mudança na referência V_{ccref}



Fonte: Autor

4.1.3 Mudança na referência de potência do MCC2

As Figuras 21 e 22 apresentam o cenário onde é realizada uma mudança em 2.0 s de 0 GW para 1 GW, e em 4,0 s, de 1 GW para 0 GW. Durante esta mudança é possível observar o comportamento dos parâmetros externos dos conversores na figura 21 (tensão e corrente CC e potência transferida) e parâmetros internos do conversor na figura 22 (corrente d-q dos conversores 1 e 2 e tensão dos capacitores).

Na figura 21 a) possível ver o comportamento das potências do conversor. Quando o MMC2 responde a solicitação de 1GW, imediatamente é visto também um degrau na potência do MMC1. Isto se deve ao fato que a potência injetada no HVDC pelo conversor 2 do SEP2 deve ser enviada ao SEP1 através do MMC1. Isso só é possível pelo fato que um dos conversores funciona na configuração mestre e outro na configuração escravo, pois caso fosse diferente, haveria um conflito de controles de potência. Na figura 21 b), é possível ver a tensão do elo CC. É possível notar que esta não é alterada pela mudança na referência de potência. Isso é garantido pelo controle da tensão do elo CC pelo MMC1.

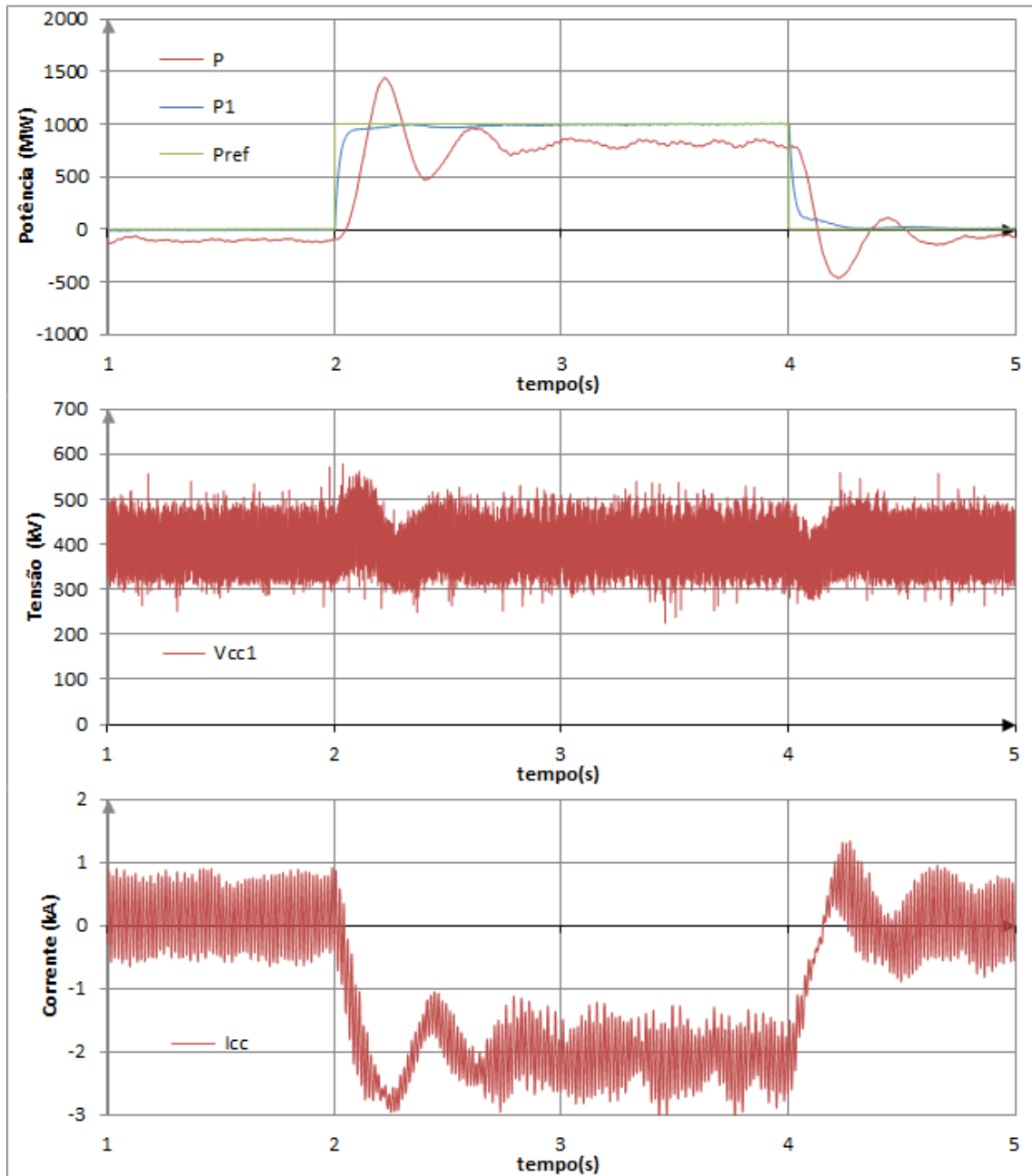
Na figura 21 c), é possível ver a corrente do elo CC. O sentido da corrente neste caso é positivo saindo do MMC1 para MMC2, e neste caso, a corrente é negativa pois a potência está indo do MMC1 para o MMC2. Por conta da tensão do elo CC possuir valor médio constante, a corrente do elo CC assume a forma da potência do MMC1.

Na figura 22 d), é visto o controle principal de corrente do MMC1. Apesar do controle deste conversor ser responsável por controlar a tensão do barramento, para que isto seja possível o conversor deve sintetizar, na sua corrente id, a potência similar a que o MMC2 está injetando no sistema, para manter a tensão dos capacitores constantes.

Na figura 22 e), é visto o controle principal de corrente do MMC2. O controle das correntes deste conversor é diretamente ligado a potência que se deseja transmitir, então para que seja transmitida os 1GW de potência, pela Equação 3.9, é necessário uma corrente de aproximadamente 3,55 kA com a tensão de linha do SEP de 230kV.

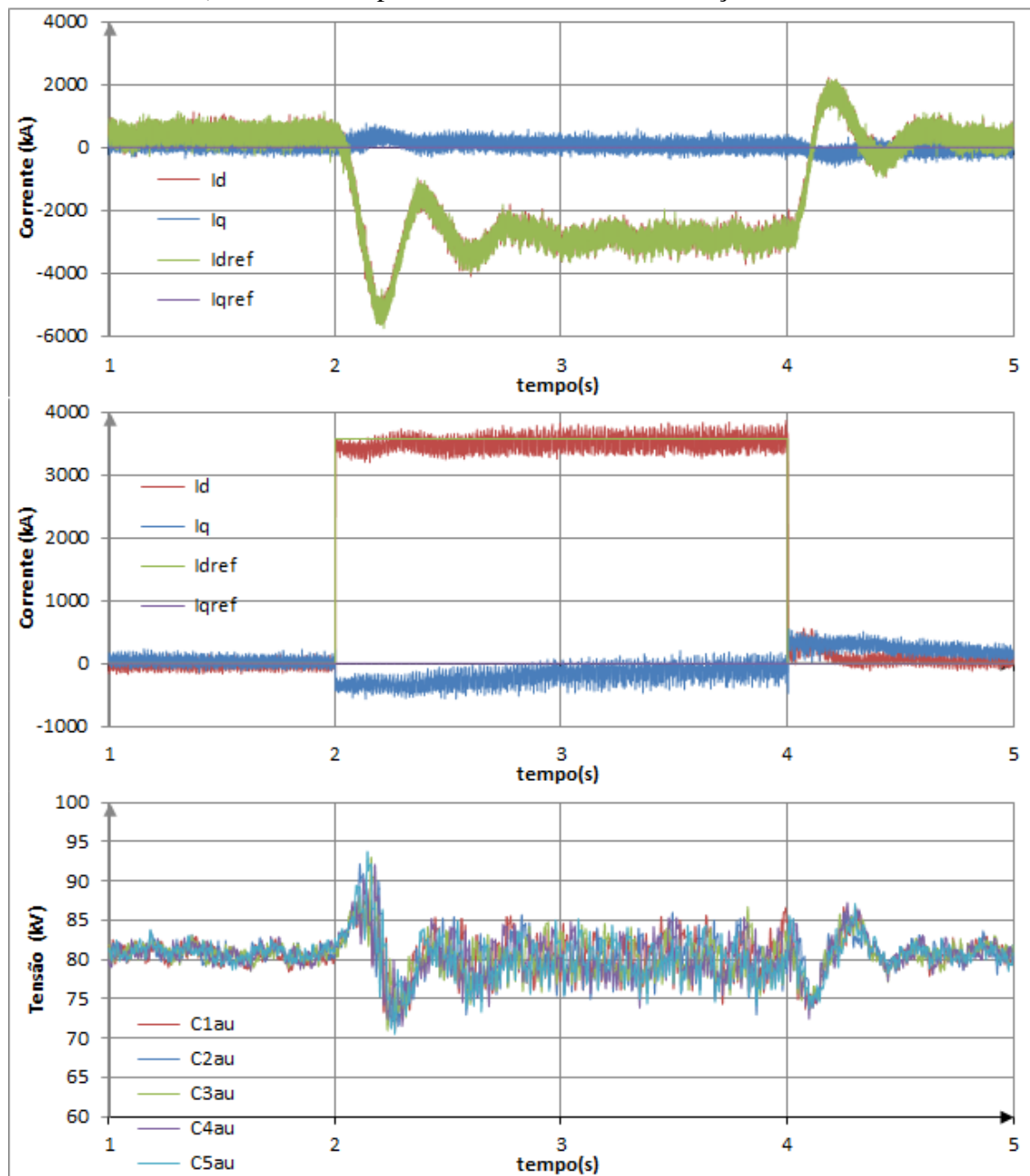
Na figura 22 f), é visto o comportamento dos capacitores dos MMC's. Nesta figura, é possível notar que apesar do transitório, este tipo de controle é capaz de manter a tensão dos capacitores constantes durante as modificações de potência.

Figura 21 – Comportamento das a) Potências, b) tensão do elo CC, c) corrente do elo CC durante uma mudança na referência P_{ref}



Fonte: Autor

Figura 22 – Comportamento das d) correntes do conversor 1, e) correntes do conversor 2, f) tensão dos capacitores durante uma mudança na referência P_{ref}



Fonte: Autor

4.2 Simulação aplicando defeitos internos ao conversor

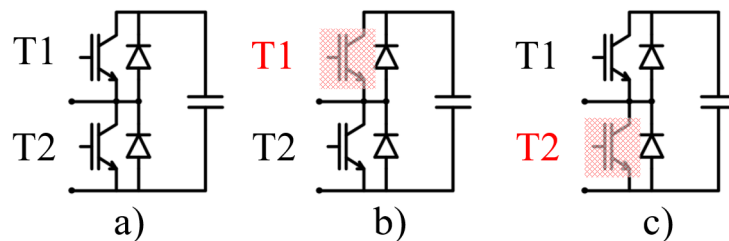
Quando se tratam de falhas que podem ocorrer no conversor, é comum estudar a interação do conversor e seu controle quando exposto a situações de curto-circuito monofásico, trifásico, na rede CA e/ou no elo CC. Porém, é possível que ocorram erros de comutação nos semicondutores dos submódulos, que levam não somente o módulo danificado a um estresse elétrico indesejado, mas também fazem o conversor funcionar muitas vezes fora do seu estado ótimo, aumentando perdas e muitas vezes impossibilitando o controle dos parâmetros do conversor.

Objetivo desta seção é entender como o conversor MMC se comporta neste cenário de defeito interno, aplicando uma série de falhas nos semicondutores dos SM.

4.2.1 Falha de circuito aberto nos submódulos

Na figura 23, vemos as 3 possibilidades de funcionamento de um SM quando alguma de suas chaves tem falha de circuito aberto. Na Figura 23 a), o funcionamento normal do conversor é carregar ou descarregar por T1, e caso ocorra falha de circuito aberto nesta chave, esta operação é prejudicada.

Figura 23 – Exemplo de a) submódulo normal, b) com falha de circuito aberto na chave superior e c) com falha de circuito aberto na chave inferior

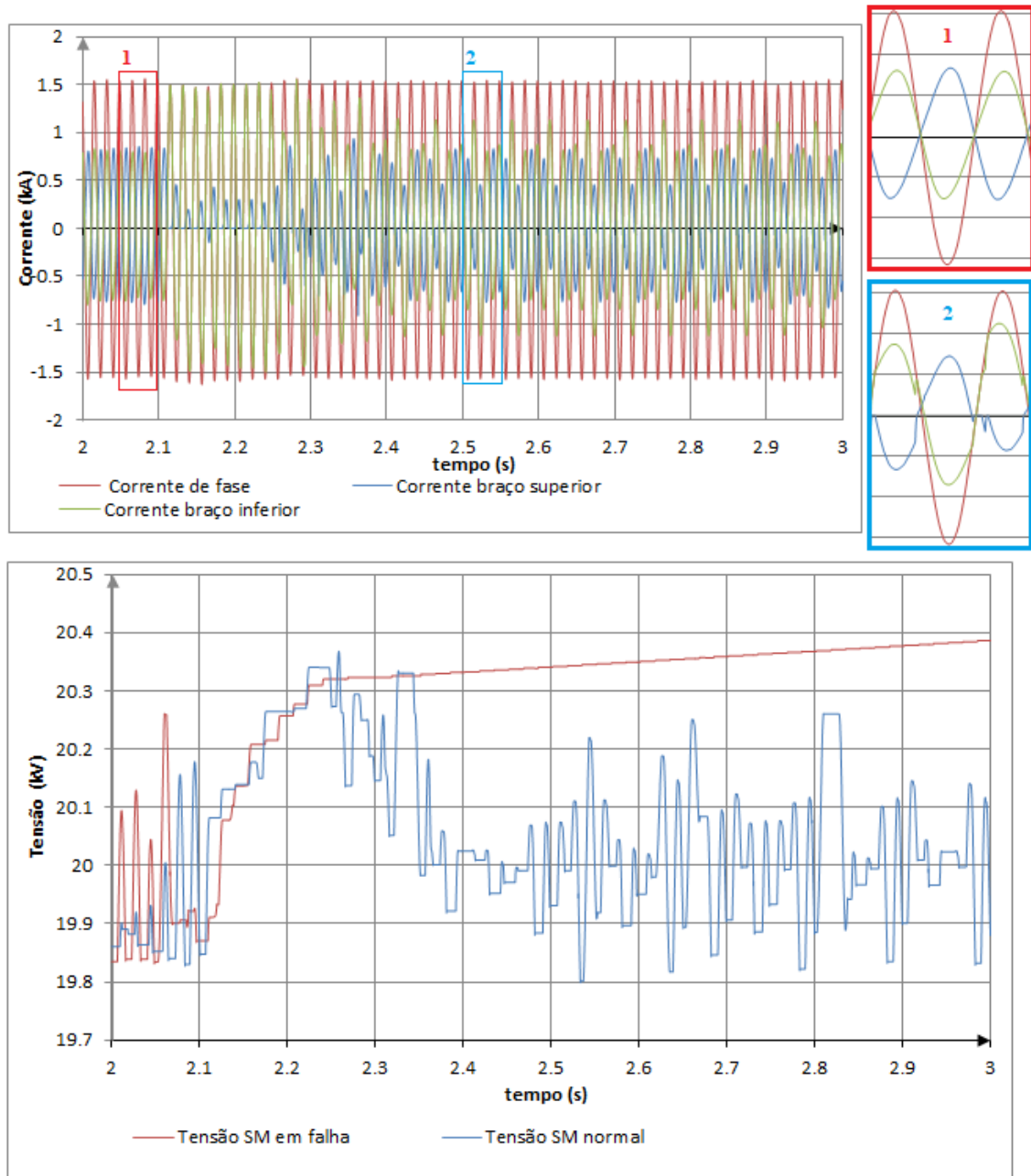


Fonte: Autor

Quando o SM entra em falha, conforme simulação apresentada na Figura 24, em 2.1 s, é possível observar alguns acontecimentos:

1. Após o SM entrar em falha, na Figura 24 b) ocorre um transitório de aproximadamente 0,2 s, onde tanto os capacitores normais quanto os capacitores em falha são afetados;
2. Após esse transitório, na Figura 24 b) os submódulos normais retomam a sua operação normal de balanceamento, enquanto o submódulo em falha apresenta uma tensão ascendente. Isso se deve ao fato de que, pela a chave T1 não estar funcionando, não é possível

Figura 24 – Simulação de falha na chave T1 , com os gráficos de a) corrente de fase, superior e inferior da perna do submódulo em e b) tensão do capacitor em falha em comparação com o normal



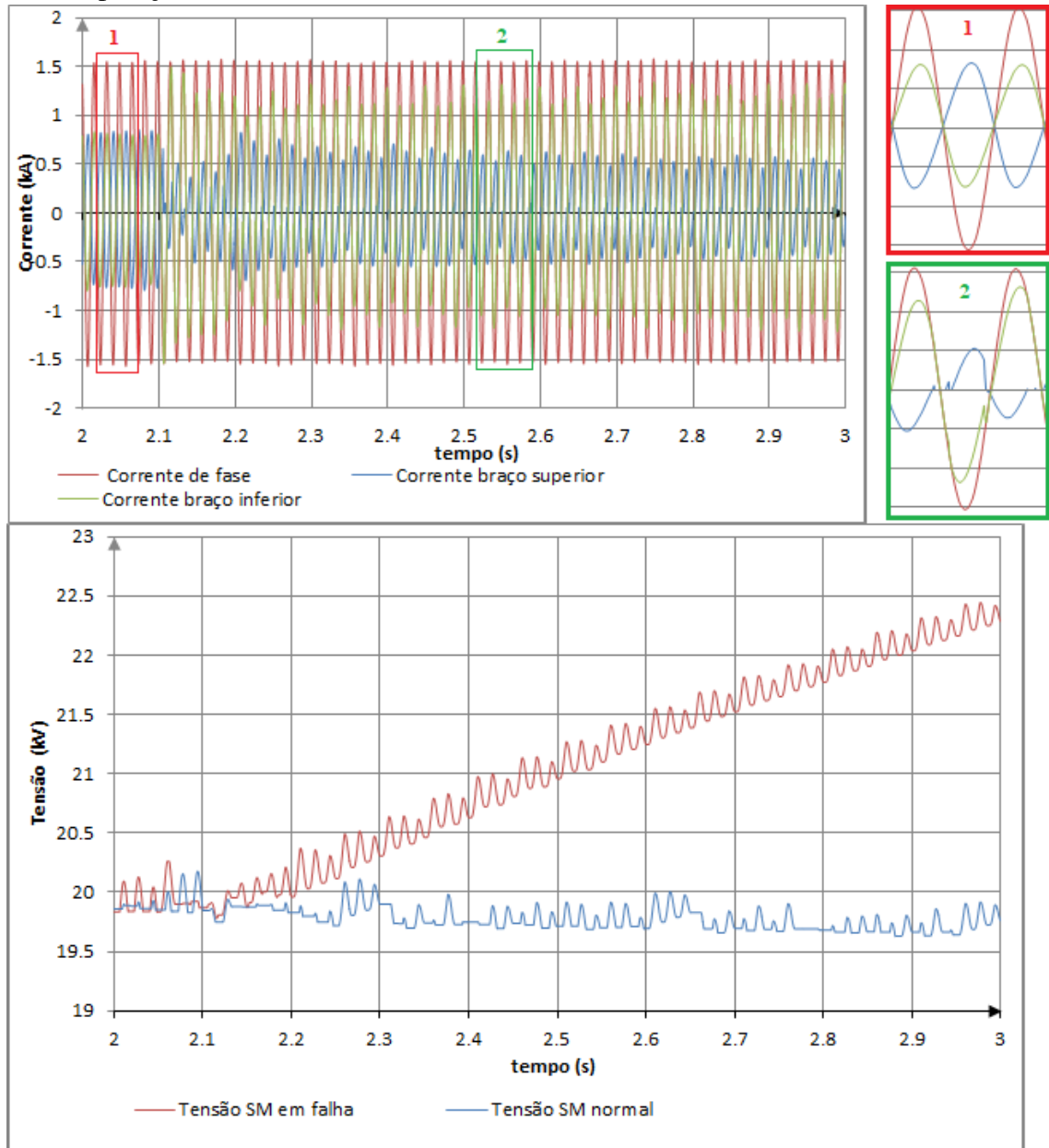
Fonte: Autor

descarregar o submódulo em falha, porém, é possível carregá-lo através do diodo de by-pass do IGBT.

- Na figura 24 a), é percebido que a corrente de fase do conversor não é afetada por esta falha, somente as correntes superior e inferior da perna. Ainda sim, não é apresentada nenhuma sobrecorrente, alterando apenas a sua forma de onda. As demais fases também não são afetadas pela falha.

Já, caso ocorra falha na chave T2, o comportamento do conversor é visto na Figura 25. Quando o SM entra em falha em 2.1 s, é possível observar alguns acontecimentos:

Figura 25 – Simulação de falha na chave T2 , com os gráficos de a) corrente de fase, superior e inferior da perna do submódulo em e b) tensão do capacitor em falha em comparação com o normal



Fonte: Autor

1. Após o SM entrar em falha, na Figura 25 b), instantaneamente o ocorre a alteração no comportamento do conversor, sem apresentar período transitório;
2. Após entrar em falha, na Figura 25 b) os submódulos normais retomam a sua operação normal de balanceamento, enquanto o submódulo em falha apresenta uma tensão ascendente. Porém diferente do caso da falha na chave T1, a tensão do capacitor em falha

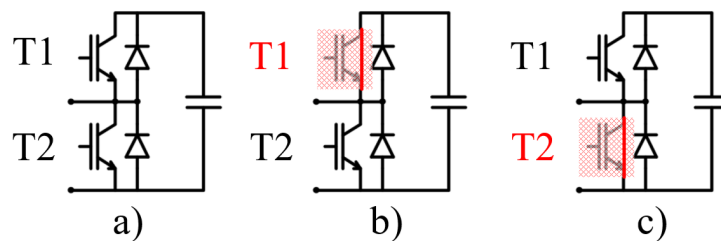
sobe com uma taxa muito maior. Isso ocorre pois ao entrar em falha, o SM não consegue mais realizar a operação de descarga de potência pela chave, somente pelo diodo. Desta forma, ele permanece carregando indefinidamente. É possível notar também uma queda da tensão dos submódulos que não estão em falha, pois para manter a tensão do barramento constante, a soma da tensão de todos os capacitores conectados deve ser constante, e como um dos capacitores conectados tem a tensão crescente, os outros devem apresentar tensão decrescente.

3. Na Figura 25 a), é percebido que a corrente de fase do conversor não é afetada por esta falha, somente as correntes superior e inferior da perna. Ainda sim, não é apresentada nenhuma sobrecorrente, alterando apenas a sua forma de onda. As demais fases também não são afetadas pela falha.

4.2.2 Falha de curto-circuito nos submódulos

Na Figura 26, vemos as 3 possibilidades de funcionamento de um submódulo quando as alguma de suas chaves tem falha de curto-circuito. Quando ocorre curto-circuito na chave T1, o resultado da simulação é visto nas figura 27,

Figura 26 – Exemplo de a) submódulo normal, b) com falha de curto circuito na chave superior e c) com falha de curto circuito na chave inferior

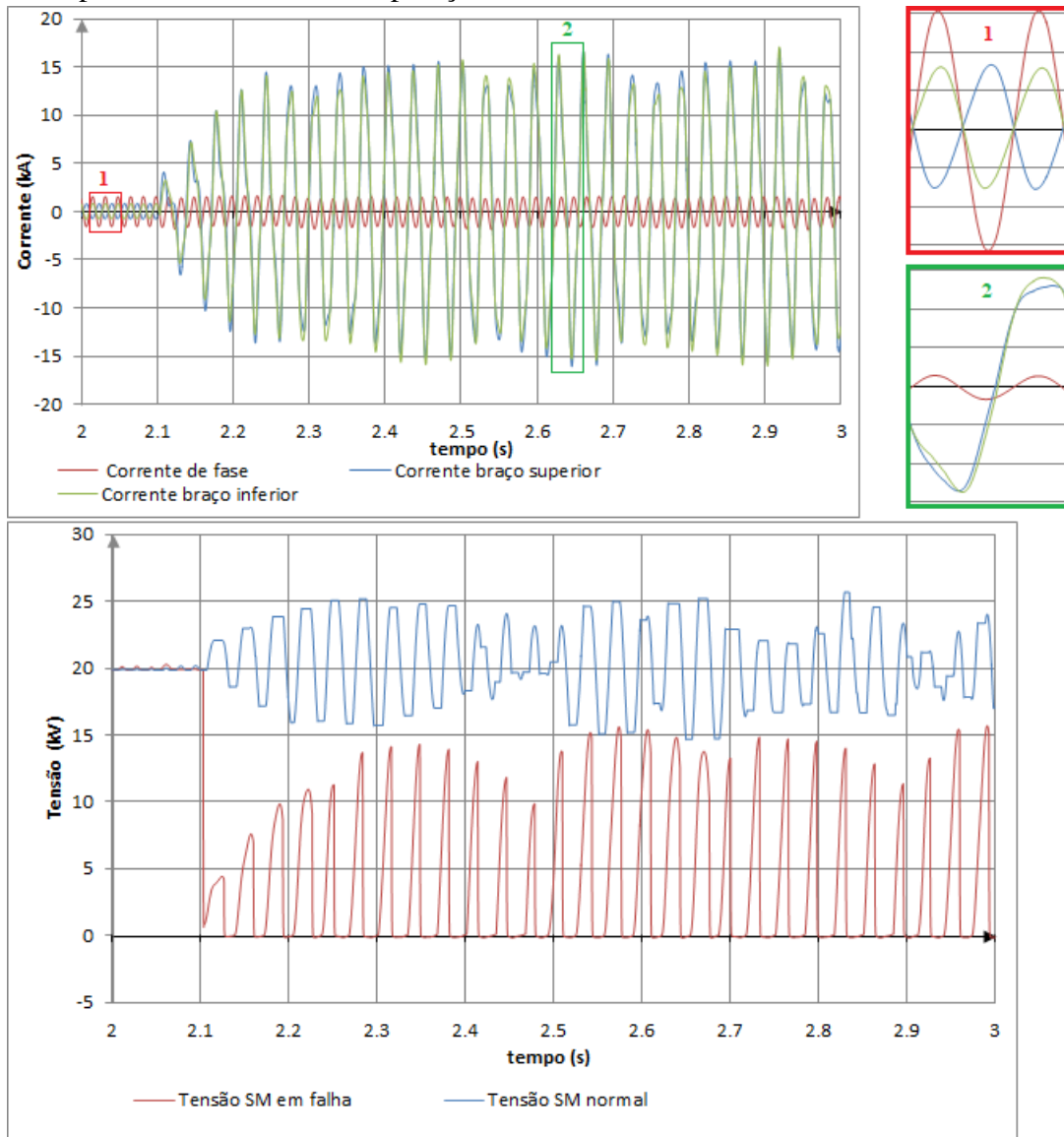


Fonte: Autor

Quando o SM entra em falha em 2.1 s, é possível observar alguns acontecimentos:

1. Após o SM entrar em falha, na Figura 27 b), instantaneamente a tensão do capacitor vai para valor de 0V, isso ocorre pois quando o a chave T2 entra em condução, juntamente com a chave T1 em curto, o capacitor é curto-circuitado. Na prática, esse acontecimento é catastrófico para a operação do submódulo, pois um curto circuito nesta escala gera uma grande corrente no capacitor. Quando a chave T2 é desligada, o capacitor continua inserido, de forma que sua tensão tende a acompanhar a forma da corrente de braço, aumentando e diminuindo, até zerar novamente;

Figura 27 – Simulação de falha de curto circuito na chave T1 , com os gráficos de a) corrente de fase, superior e inferior da perna do submódulo em e b) tensão do capacitor em falha em comparação com o normal

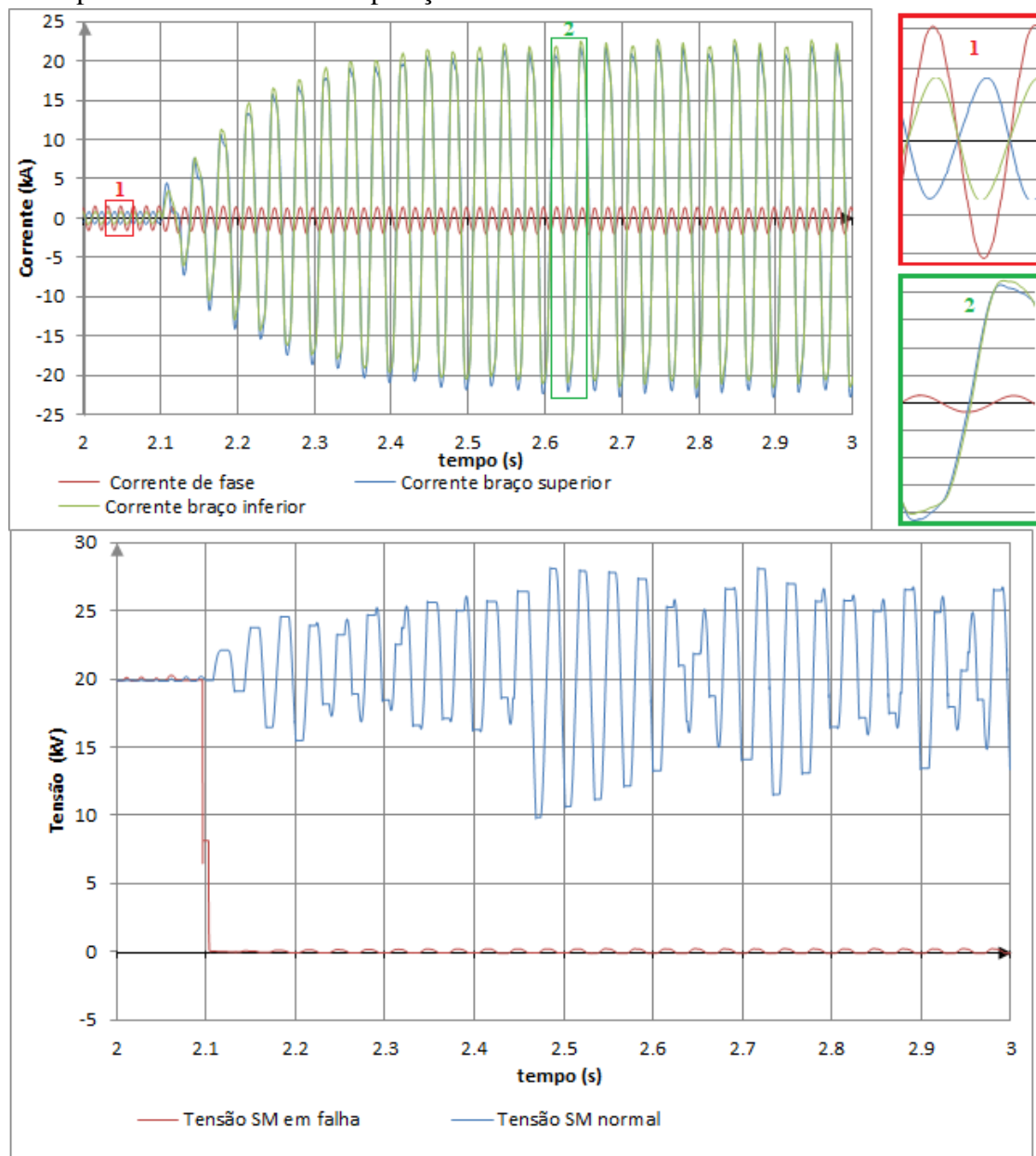


Fonte: Autor

2. Após entrar em falha, na Figura 27 b) os submódulos normais têm sua operação normal de balanceamento prejudicada, pois para manter a tensão do barramento constante, onde o submódulo em falha tem sua tensão alterada, os outros SM devem também alterar sua tensão para compensar. Por a corrente de cada braço aumentar excessivamente durante a falha, a tensão dos capacitores também irá oscilar mais enquanto eles estiverem conectados; Na figura 27 a), é percebido que a corrente de fase do conversor é pouco afetada por esta falha, porém, as correntes de braço aumentam consideravelmente.

Já, caso ocorra curto circuito na chave T2, o comportamento do conversor é visto na Figura 28,

Figura 28 – Simulação de falha de curto circuito na chave T2 , com os gráficos de a) corrente de fase, superior e inferior da perna do submódulo em e b) tensão do capacitor em falha em comparação com o normal



Fonte: Autor

Quando o SM entra em falha em 2.1 s, é possível observar que o comportamento é similar ao caso anterior, porém desta vez por ser a chave T2, o capacitor ou está em curto-circuito, ou está em by-pass, de forma que a tensão dele é sempre próxima a zero. Para compensar a queda da tensão do SM em falha, a tensão dos demais capacitores aumenta para manter a tensão do barramento constante e o ripple destas tensões também aumenta, já que a corrente de cada braço cresce consideravelmente.

5 DIAGNÓSTICO DE FALHAS INTERNAS DO HVDC MMC UTILIZANDO TÉCNICAS DE INTELIGÊNCIA ARTIFICIAL

No capítulo anterior, na seção 4.2.2 as falhas de curto circuito nos SM apresentadas são facilmente detectadas por conta do aumento significativo das correntes de braço, como observado nas Figuras 27 e 28. Porém, no caso das falhas de circuito aberto, apresentado nas seções 4.2.1 apenas a forma das corrente de braço é alterada, com a amplitude máxima das correntes de braço sendo pouco modificada. Por conta da dificuldade da detecção desta corrente utilizando uma função de proteção contra sobrecorrente normal, é proposto neste trabalho o uso de uma arquitetura de rede neural, para o reconhecimento dos padrões das correntes de circuito aberto, e identificação para definir em qual braço a falha ocorreu.

Uma rede neural é ideal para a utilização em aplicações de reconhecimento de padrões, seja de voz, de figuras ou de séries temporais (AWS, 2024) (Data Science Academy, 2022). Por conta disso, será utilizada neste trabalho uma rede neural que reconhecerá os padrões de falhas das series temporais das seis correntes de braço do conversor, para detecção do padrão de falhas, além de reconhecer que o conversor está em falha, auxiliar no diagnóstico da mesma indicando em qual braço a falha está ocorrendo.

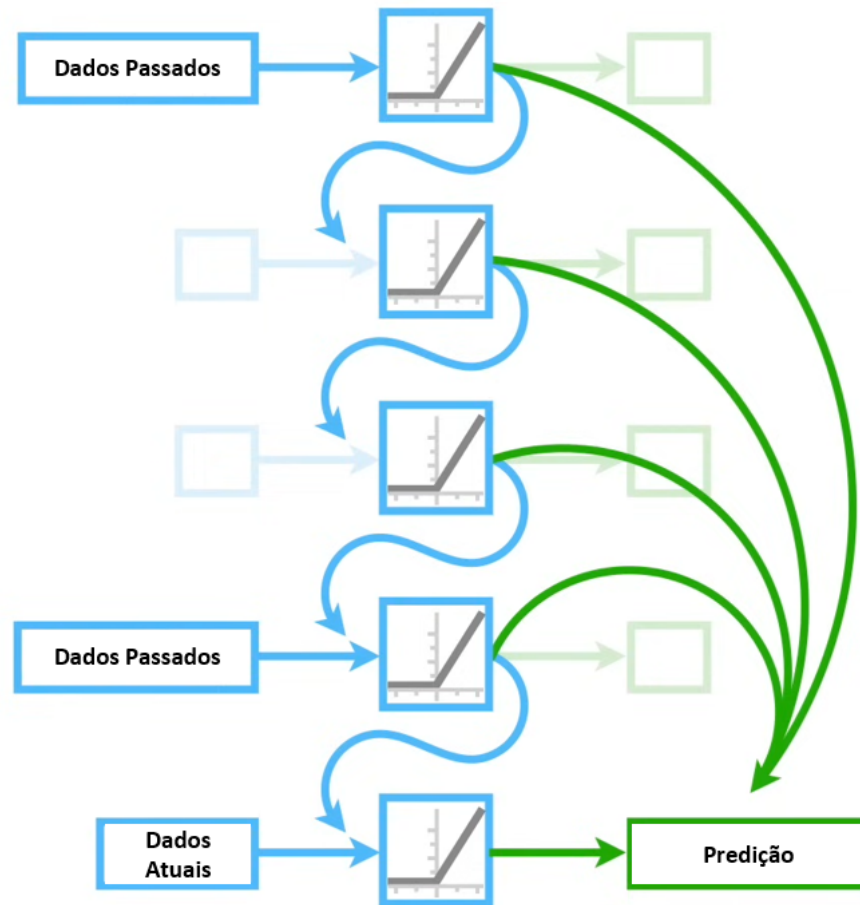
5.1 Arquitetura de rede neural LSTM

Quando se trata de redes neurais para identificação de padrões, principalmente relacionado a série temporais, uma das principais características que se deve buscar é a capacidade de armazenar a informação por longos períodos de tempo, principalmente quando os dados se apresentam de forma cíclica, onde a rede neural deve ser capaz de identificar não só a característica do ciclo, mas também o comportamento deste ciclo durante o período completo da amostra. Para estas aplicações, é comum utilizar a rede neural *Long short-term memory*, LSTM.

A rede LTSM é um tipo de rede neural recorrente, isto é, dentro de cada neurônio artificial existe uma célula responsável por lembrar dos estados anteriores. Neste caso, o peso de cada estado passado irá influenciar como este dado, ou conjunto de dados influencia na predição final do modelo, conforme Figura 29 (Gomes, 2024). Essa célula de memória faz com que este tipo de rede neural seja ideal para a utilização em aplicações de reconhecimento de padrões de voz, de figuras e de séries temporais.

O Matlab possui uma ferramenta chamada Deep Learning Toolbox, que permite gerar uma rede neural para reconhecimento de padrões utilizando uma rede neural LSTM. Do

Figura 29 – Célula da rede neural LSTM.

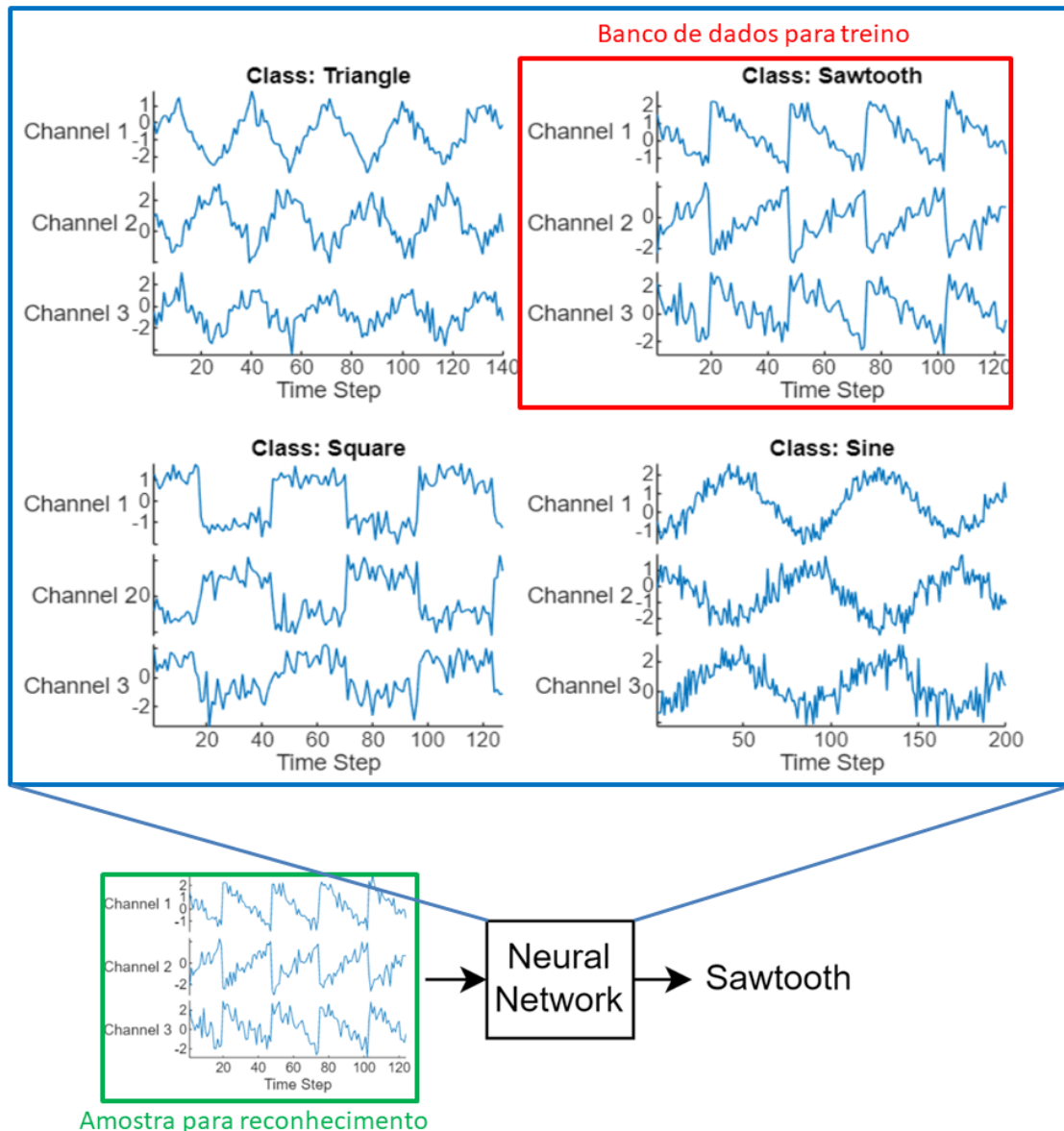


Fonte: DATA GEEKS

inglês *Long Short Term Memory*, redes LSTM são um tipo de rede neural recorrente, isto é, dentro de cada neurônio artificial existe uma célula responsável por lembrar dos estados anteriores e decidir qual o peso da influência desse estado na tomada de decisão para o estado atual. Essa rede se baseia em uma sequência de dados e seus identificadores. Por exemplo, na Figura 30, diversas séries temporais são utilizadas para compor um banco de dados, de forma que cada série possui um identificador, que no caso do exemplo são 4 formas de onda: triangular, dente de serra, quadrada e senoide. A toolbox treina a rede neural, e a partir dela, as amostras que são aplicadas na rede neural são identificadas de acordo com um dos 4 identificadores pre-definidos. Assim, com a capacidade de reconhecer padrões, é possível aplicar a rede LSTM no problema das falhas de circuito aberto dos SM do MMC, de forma que a inteligência seja capaz realizar a identificação do estado de falha do conversor a partir da leitura dos parâmetros mais influenciados pelas falhas dos SM: as correntes de braço.

Assim, com a capacidade de reconhecer padrões, é possível aplicar a rede LSTM no problema das falhas de circuito aberto dos SM do MMC, de forma que a inteligência seja capaz

Figura 30 – Exemplo de identificação de padrões utilizando Matlab.



Fonte: Matlab

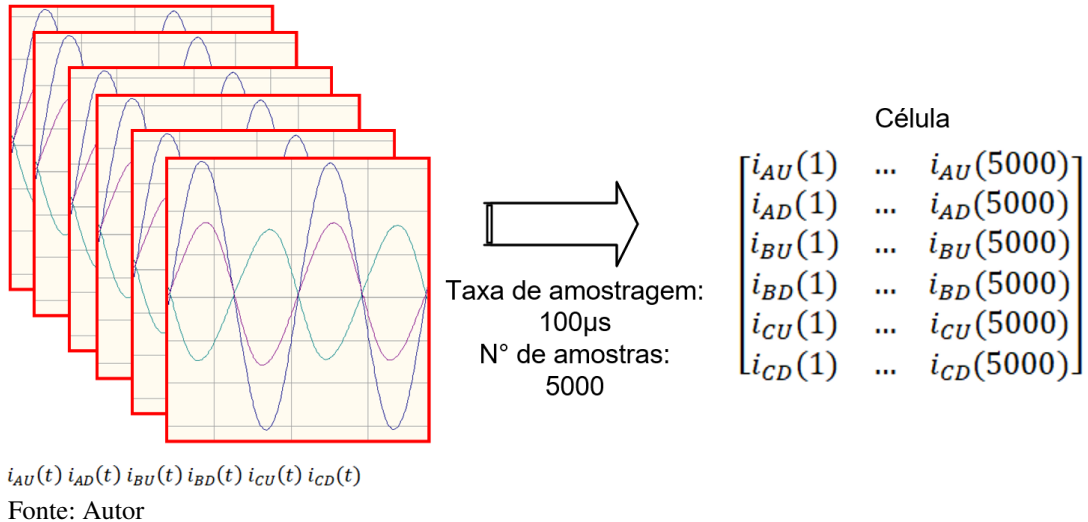
realizar a identificação do estado de falha do conversor a partir da leitura dos parâmetros mais influenciados pelas falhas dos SM: as correntes de braço.

5.2 Aquisição de dados para treinamento da rede LSTM

Serão utilizadas as seis correntes de braço para realizar o treinamento da rede neural e serão utilizados sete identificadores para os conjuntos de dados: normal, falhaAU, falhaAD, fabaBU, falhaBD, falhaCU, falhCD. A frequência de amostragem será $100\mu s$ e cada amostra terá duração total de 0,5 segundos, de forma que cada amostra será uma série temporal contendo 5000 valores de corrente.

As amostras de cada um dos braços são unidas para formar uma célula, conforme Figura 31. Cada célula é composta por seis linhas com as séries temporais das correntes de braço. Se as amostras que compõem esta célula são amostras onde o conversor está no funcionamento normal, ela é classificada como normal, já se as amostras correspondem a uma das situações de falha, esta é classificada de acordo com o braço onde ocorreu a falha.

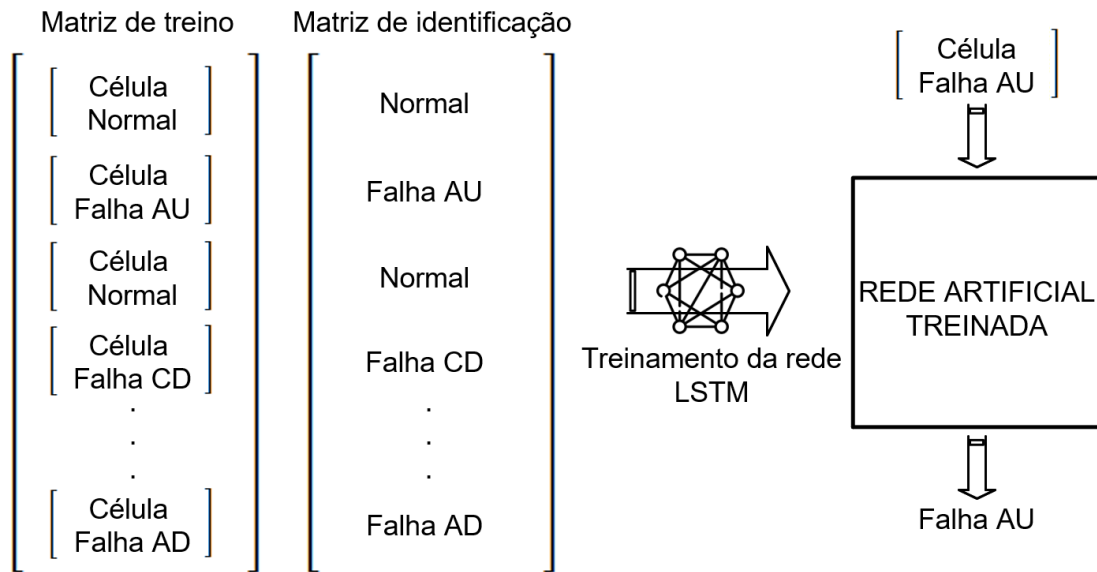
Figura 31 – Amostragem das correntes de braço.



Para o treinamento da rede neural, é necessário ter várias células de cada classificação, para que a rede neural tenha mais dados para realizar o treinamento e o melhor reconhecimento de cada situação. Para a aplicação deste trabalho, serão utilizados 50 células de cada classificação, totalizando 350 células. Todas as células são dispostas em uma matriz de treinamento, de forma que cada célula nesta matriz é classificada de acordo com o tipo de falha, pela matriz de classificação. Com a matriz de treinamento e de classificação é possível então treinar a rede neural, que agora é capaz de reconhecer a natureza do estado da uma célula, ou seja, caso se aplique na rede neural, uma célula com falha em um SM no braço A superior, essa rede neural então identifica a falha, conforme figura 32.

Com todos os dados levantados, conforme apresentado na Seção 4.2.1, na próxima seção serão realizados uma série de ensaios de falhas de circuito aberto, em diferentes SM e diferentes braços a fim de levantar a matriz de treinamento e classificação para treinamento da rede neural LSTM.

Figura 32 – Treinamento da rede neural LSTM utilizando a matriz de treinamento e classificação.



Fonte: Autor

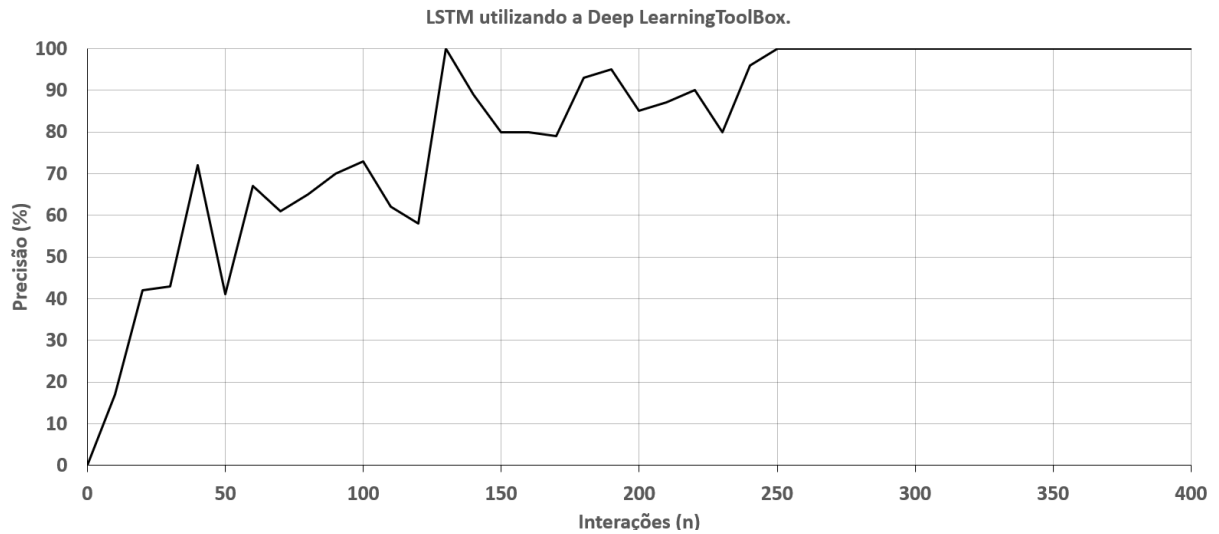
5.3 Resultados do treinamento da rede neural

Os resultados do treinamento da rede neural estão apresentados na Figura 33. Foram realizadas 400 interações, e a cada 10 interações, foi extraído o valor da precisão de detecção através da *toolbox* para certificar que a rede LSTM esteja com precisão elevada. É possível observar que até a 200ª interação, a rede neural ainda tinha dificuldades de reconhecer os padrões de séries temporais de falha aplicados, em pontos onde a precisão do modelo caia para 60%. Porém, após a 200ª interação, foi obtido um modelo de rede que aparentemente, pelo gráfico gerado pela *toolbox*, identificava e classificava o tipo de falha do conversor, com 100% de precisão.

Para validar a acurácia da rede neural, foi realizado um teste utilizando uma amostra contendo outras 350 células de teste, com tipos de falhas distintas. A fim de representar o resultado da inteligência artificial, uma matriz de confusão foi criada a qual consiste numa métrica utilizada para calcular a precisão de um modelo de identificação, onde no eixo vertical e horizontal são dispostas as identificações das falhas. Assim, por exemplo, se de cada 100 amostras de falha no braço superior A, 90 são identificadas como realmente falhas no braço superior e 5 classificadas como normal e 5 como falha no braço inferior A, então a rede neural terá uma precisão de 90%, com 5% de falha de identificação para normal e 5% para falha A inferior. Na Tabela 2, é apresentada a matriz confusão para a amostra de teste.

O resultado da matriz confusão comprova a precisão da rede neural proposta, onde

Figura 33 – Resultado Treinamento da rede neural LSTM utilizando a Deep Learning ToolBox.



Fonte: Autor

Tabela 2 – Matriz confusão da rede neural treinada

	Normal	Falha_AU	Falha_AD	Falha_BU	Falha_BD	Falha_CU	Falha_CD
Normal	100%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
Falha_AU	0%	100%	0%	0%	0%	0%	0%
Falha_AD	0%	0%	100%	0%	0%	0%	0%
Falha_BU	0%	0%	0%	100%	0%	0%	0%
Falha_BD	0%	0%	0%	0%	100%	0%	0%
Falha_CU	0%	0%	0%	0%	0%	100%	0%
Falha_CD	0%	0%	0%	0%	0%	0%	100%

Fonte: Autor

foi possível obter 100% de acurácia para todas as formas de falha. Isso mostra que a metodologia de detecção de falhas em MMC utilizando redes neurais, não é só possível, como é totalmente precisa em determinar e localizar a falha utilizando apenas as medições das correntes de braço do conversor

6 CONCLUSÃO

6.1 Considerações finais

Falhas em MMC são um desafio, pois podem acontecer a qualquer momento, e as falhas internas são especialmente danosas pois, como apresentadas aqui neste trabalho, podem não sensibilizar determinados tipos de proteção. Tão desafiador quanto identificar é localizar e realizar a manutenção correta das falhas, pois devida a quantidade elevada de componentes neste tipo de conversor, pode ser uma tarefa difícil saber qual a região do conversor que apresenta funcionamento indevido. Este trabalho apresentou um resumo da construção, topologia e controle de conversores MMC, aplicados em sistemas HVDC para basear a simulação de falhas internas no conversor, de modo a apresentar o funcionamento destes conversores em funcionamento normal, e em seguida, aplicar falhas internas diversas, entendendo para a compreensão do comportamento em cada um dos cenários.

Com os dados levantados das simulações, foi possível utilizar uma metodologia de inteligência artificial, baseado na rede neural convolutiva LSTM para detecção de padrões, de forma a tornar possível a identificação e localização de falhas no conversor utilizando a medição das seis correntes de braço. Como resultado, foi possível treinar a rede neural utilizando a uma ferramenta de *Deep Learning*, obtendo uma precisão de 100% do modelo proposto. Para validar, foi utilizada uma amostra com 350 células de falha, onde a rede neural obteve precisão de 100% na identificação de todos os tipos de defeitos (falhas de circuito aberto ocorrendo das chaves dos braços superiores e inferiores de cada fase).

Portanto, este trabalho mostra que é possível aliar o desenvolvimento da inteligência artificial, tão presente no contexto atual, com os Conversores Modulares Multiníveis, que são o estado da arte quando se fala de conversores da eletrônica de potência.

6.2 Trabalhos futuros

O levantamento de dados do funcionamento dos MMC, e seu funcionamento em diversas situações são os próximos passos desta pesquisa, de forma a atuar não somente para situações de falha, mas também situações que podem fugir a anormalidade, como por exemplo, grandes distúrbios nos sistemas elétricos, rejeições de carga, aumento ou queda de uma grande quantidade de potência. Estes são fatores que demandam de um rápido e preciso poder de decisão

dos especialistas na operação/manutenção de sistemas HVDC-MMC.

Assim, os trabalhos futuros desta pesquisa são de levantar um grande número de dados e informações de padrões de funcionamento do conversor para construir um sistema especialista utilizando inteligência artificial, capaz de apoiar técnicos e engenheiros que atuam na O&M a identificar o ponto de operação atual do conversor, e auxiliar nas tomadas de decisões, baseados nos históricos e dados de simulações levantados anteriormente.

REFERÊNCIAS

- AWS. **O que é uma rede neural?** AWS, 2024. Disponível em: <https://aws.amazon.com/pt/what-is/neural-network/#:~:text=Uma%20rede%20neural%20%C3%A9%20um,forma%20inspirada%20pelo%20c%C3%A9rebro%20humano>. Acesso em: 25 out. 2024.
- SIEMENS. **HVDC PLUS - The decisive step ahead.** Siemens, 2024. Folha de dados da solução da Siemens para sistemas HVDC. Disponível em: <https://www.siemens-energy.com/br/pt/home/products-services/product/hvdc-plus.html>. Acesso em: 25 jul. 2024.
- UFC. **Guia de normalização de trabalhos acadêmicos da Universidade Federal do Ceará.** [S.l.]: Universidade Federal do Ceará. Biblioteca Universitária. Comissão de Normalização, 2022.

APÊNDICE A – CÓDIGO DO MATLAB PARA TREINAMENTO DA REDE NEURAL

A seguir, segue o script utilizado no Matlab para treinamento, criação das matrizes e testes da rede neural, utilizando a *Deep Learning Toolbox*.

Script para treinamento da IA

```
%Converte os elementos de vetor (vetor série temporal das correntes de
braço normal e em falha) para matriz
Xnormal=[Iau_normal Iad_normal Ibu_normal Ibd_normal Icu_normal
Icd_normal];
XAU=[Iau_FalhaAU Iad_FalhaAU Ibu_FalhaAU Ibd_FalhaAU Icu_FalhaAU
Icd_FalhaAU];
XAD=[Iau_FalhaAD Iad_FalhaAD Ibu_FalhaAD Ibd_FalhaAD Icu_FalhaAD
Icd_FalhaAD];
XBU=[Iau_FalhaBU Iad_FalhaBU Ibu_FalhaBU Ibd_FalhaBU Icu_FalhaBU
Icd_FalhaBU];
XBD=[Iau_FalhaBD Iad_FalhaBD Ibu_FalhaBD Ibd_FalhaBD Icu_FalhaBD
Icd_FalhaBD];
XCU=[Iau_FalhaCU Iad_FalhaCU Ibu_FalhaCU Ibd_FalhaCU Icu_FalhaCU
Icd_FalhaCU];
XCD=[Iau_FalhaCD Iad_FalhaCD Ibu_FalhaCD Ibd_FalhaCD Icu_FalhaCD
Icd_FalhaCD];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Converte a matriz acima em células. São convertidas 350 células. A
matriz
%de células resultantes é a matriz de treinamento da IA
i=1;
j=1;
while i < 50000
    Xtnormal{j,1}=Xnormal(i:i+999,:).';
    XtAU{j,1}=XAU(i:i+999,:).';
    XtAD{j,1}=XAD(i:i+999,:).';
    XtBU{j,1}=XBU(i:i+999,:).';
    XtBD{j,1}=XBD(i:i+999,:).';
    XtCU{j,1}=XCU(i:i+999,:).';
    XtCD{j,1}=XCD(i:i+999,:).';
    i=i+1000;
    j=j+1;
end

Xtrain=[Xtnormal;XtAU;XtAD;XtBU;XtBD;XtCU;XtCD];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Cria uma matriz de classificação dos elementos da matriz de
treinamento

i=1;
while i <= 350
    if (i>=1)&&(i<=50)
        Ytrain{i,1}='normal';
    elseif (i>=51)&&(i<=100);
        Ytrain{i,1}='faultAU';
    elseif (i>=101)&&(i<=150);
        Ytrain{i,1}='faultAD';
    elseif (i>=151)&&(i<=200);
        Ytrain{i,1}='faultBU';
    elseif (i>=201)&&(i<=250);
        Ytrain{i,1}='faultBD';
    end
    i=i+1;
end
```

[illegible]

Script para criação das matrizes de teste

```
%Cria a matriz de teste
k=1;

while k<=350
    Xteste(k)=Xtrain(351-k);
    k=k+1;
end

l=1;
while l<=350
    YTeste(l)=YTrain(351-l);
    l=l+1;
end

YTestec=YTeste.';
Xtestec=Xteste.';
```

Script para teste da IA

```
%Classifica os valores e cria a matriz de classificação Ypred a partir
da
%rede neural
Ypred = classify(net,Xteste, ...
    'MiniBatchSize',miniBatchSize, ...
    'SequenceLength','longest');

%Compara as classificações preditas Ypred com os classificações reais
%Ytestec
%Cria a matriz confusão

matriz_confusao=zeros(7);

k=1;
while k<= 350
if (YTestec(k)=="normal") && (Ypred(k)=="normal")
    matriz_confusao(1,1)=matriz_confusao(1,1)+1;
elseif (YTestec(k)=="normal") && (Ypred(k)=="faultAU")
    matriz_confusao(1,2)=matriz_confusao(1,2)+1;
elseif (YTestec(k)=="normal") && (Ypred(k)=="faultAD")
    matriz_confusao(1,3)=matriz_confusao(1,3)+1;
elseif (YTestec(k)=="normal") && (Ypred(k)=="faultBU")
    matriz_confusao(1,4)=matriz_confusao(1,4)+1;
elseif (YTestec(k)=="normal") && (Ypred(k)=="faultBD")
    matriz_confusao(1,5)=matriz_confusao(1,5)+1;
elseif (YTestec(k)=="normal") && (Ypred(k)=="faultCU")
    matriz_confusao(1,6)=matriz_confusao(1,6)+1;
elseif (YTestec(k)=="normal") && (Ypred(k)=="faultCD")
    matriz_confusao(1,7)=matriz_confusao(1,7)+1;
end
k=k+1;
end

k=1;
while k<= 350
if (YTestec(k)=="faultAU") && (Ypred(k)=="normal")
    matriz_confusao(2,1)=matriz_confusao(2,1)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultAU") && (Ypred(k)=="faultAU")
    matriz_confusao(2,2)=matriz_confusao(2,2)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultAU") && (Ypred(k)=="faultAD")
    matriz_confusao(2,3)=matriz_confusao(2,3)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultAU") && (Ypred(k)=="faultBU")
    matriz_confusao(2,4)=matriz_confusao(2,4)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultAU") && (Ypred(k)=="faultBD")
    matriz_confusao(2,5)=matriz_confusao(2,5)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultAU") && (Ypred(k)=="faultCU")
    matriz_confusao(2,6)=matriz_confusao(2,6)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultAU") && (Ypred(k)=="faultCD")
    matriz_confusao(2,7)=matriz_confusao(2,7)+1;
end
k=k+1;
end

k=1;
while k<= 350
if (YTestec(k)=="faultAD") && (Ypred(k)=="normal")
    matriz_confusao(3,1)=matriz_confusao(3,1)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultAD") && (Ypred(k)=="faultAU")
    matriz_confusao(3,2)=matriz_confusao(3,2)+1;
```

```

elseif (YTestec(k)=="faultAD") && (Ypred(k)=="faultAD")
    matriz_confusao(3,3)=matriz_confusao(3,3)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultAD") && (Ypred(k)=="faultBU")
    matriz_confusao(3,4)=matriz_confusao(3,4)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultAD") && (Ypred(k)=="faultBD")
    matriz_confusao(3,5)=matriz_confusao(3,5)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultAD") && (Ypred(k)=="faultCU")
    matriz_confusao(3,6)=matriz_confusao(3,6)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultAD") && (Ypred(k)=="faultCD")
    matriz_confusao(3,7)=matriz_confusao(3,7)+1;
end
k=k+1;
end

k=1;
while k<= 350
if (YTestec(k)=="faultBU") && (Ypred(k)=="normal")
    matriz_confusao(4,1)=matriz_confusao(4,1)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultBU") && (Ypred(k)=="faultAU")
    matriz_confusao(4,2)=matriz_confusao(4,2)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultBU") && (Ypred(k)=="faultAD")
    matriz_confusao(4,3)=matriz_confusao(4,3)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultBU") && (Ypred(k)=="faultBU")
    matriz_confusao(4,4)=matriz_confusao(4,4)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultBU") && (Ypred(k)=="faultBD")
    matriz_confusao(4,5)=matriz_confusao(4,5)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultBU") && (Ypred(k)=="faultCU")
    matriz_confusao(4,6)=matriz_confusao(4,6)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultBU") && (Ypred(k)=="faultCD")
    matriz_confusao(4,7)=matriz_confusao(4,7)+1;
end
k=k+1;
end

k=1;
while k<= 350
if (YTestec(k)=="faultBD") && (Ypred(k)=="normal")
    matriz_confusao(5,1)=matriz_confusao(5,1)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultBD") && (Ypred(k)=="faultAU")
    matriz_confusao(5,2)=matriz_confusao(5,2)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultBD") && (Ypred(k)=="faultAD")
    matriz_confusao(5,3)=matriz_confusao(5,3)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultBD") && (Ypred(k)=="faultBU")
    matriz_confusao(5,4)=matriz_confusao(5,4)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultBD") && (Ypred(k)=="faultBD")
    matriz_confusao(5,5)=matriz_confusao(5,5)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultBD") && (Ypred(k)=="faultCU")
    matriz_confusao(5,6)=matriz_confusao(5,6)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultBD") && (Ypred(k)=="faultCD")
    matriz_confusao(5,7)=matriz_confusao(5,7)+1;
end
k=k+1;
end

k=1;
while k<= 350
if (YTestec(k)=="faultCU") && (Ypred(k)=="normal")
    matriz_confusao(6,1)=matriz_confusao(6,1)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultCU") && (Ypred(k)=="faultAU")
    matriz_confusao(6,2)=matriz_confusao(6,2)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultCU") && (Ypred(k)=="faultAD")

```

```

        matriz_confusao(6,3)=matriz_confusao(6,3)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultCU") && (Ypred(k)=="faultBU")
    matriz_confusao(6,4)=matriz_confusao(6,4)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultCU") && (Ypred(k)=="faultBD")
    matriz_confusao(6,5)=matriz_confusao(6,5)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultCU") && (Ypred(k)=="faultCU")
    matriz_confusao(6,6)=matriz_confusao(6,6)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultCU") && (Ypred(k)=="faultCD")
    matriz_confusao(6,7)=matriz_confusao(6,7)+1;
end
k=k+1;
end

```

```

k=1;
while k<= 350
if (YTestec(k)=="faultCD") && (Ypred(k)=="normal")
    matriz_confusao(7,1)=matriz_confusao(7,1)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultCD") && (Ypred(k)=="faultAU")
    matriz_confusao(7,2)=matriz_confusao(7,2)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultCD") && (Ypred(k)=="faultAD")
    matriz_confusao(7,3)=matriz_confusao(7,3)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultCD") && (Ypred(k)=="faultBU")
    matriz_confusao(7,4)=matriz_confusao(7,4)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultCD") && (Ypred(k)=="faultBD")
    matriz_confusao(7,5)=matriz_confusao(7,5)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultCD") && (Ypred(k)=="faultCU")
    matriz_confusao(7,6)=matriz_confusao(7,6)+1;
elseif (YTestec(k)=="faultCD") && (Ypred(k)=="faultCD")
    matriz_confusao(7,7)=matriz_confusao(7,7)+1;
end
k=k+1;
end

```

```

matriz_confusao=matriz_confusao/50

```