



## CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR: MODELO ANALÍTICO E CONTROLE DE CORRENTE CIRCULANTE

Luiz André Moysés Lima

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Edson Hirokazu Watanabe  
Luiz Felipe Willcox de Souza

Rio de Janeiro  
Agosto de 2016

CONVERTOR MULTINÍVEL MODULAR: MODELO ANALÍTICO E  
CONTROLE DE CORRENTE CIRCULANTE

Luiz André Moysés Lima

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO  
ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE  
ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE  
JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A  
OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA.

Examinada por:

---

Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D.Eng.

---

Dr. Luiz Felipe Willcox de Souza, D.Sc.

---

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

---

Prof. José Andrés Santisteban Larrea, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL  
AGOSTO DE 2016

Lima, Luiz André Moysés

Conversor Multinível Modular: Modelo Analítico e Controle de Corrente Circulante/Luiz André Moysés Lima.

– Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2016.

XIV, 105 p. 29, 7cm.

Orientadores: Edson Hirokazu Watanabe

Luiz Felipe Willcox de Souza

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2016.

Referências Bibliográficas: p. 98 – 105.

1. conversor multinível modular.
2. modelo analítico.
3. corrente circulante.
4. *ripple* de tensão dos capacitores.
5. transmissão em corrente contínua. I. Watanabe, Edson Hirokazu *et al.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

# Agradecimentos

Agradeço ao professor Watanabe e ao Luiz Felipe; pelas discussões e revisões, por sempre arranjam um tempinho quando eu precisava, e por sempre me encorajarem a seguir em frente com este trabalho.

Agradeço a meus pais Luiz e Beth, a meu irmão Rodrigo, minha avó Maria, e a toda a família; pela preocupação, carinho e apoio incessantes, desde que me entendo por gente.

A todos os meus amigos; pelas risadas e saídas, pelo companheirismo e descontração, que são essenciais em qualquer momento da vida.

A todos os colegas da GE; pelo constante apoio e incentivo na realização deste difícil trabalho. Eu agradeço com brigadeiro e palha italiana!

À minha namorada, Bia; por todo o carinho, por me fazer uma pessoa melhor, por estar sempre ao meu lado e dar sentido a tudo.

A todos que participaram direta ou indiretamente deste trabalho, meu mais profundo e sincero muito obrigado!

*"Se você só fizer o que sabe,  
nunca será mais do que é agora."*

- Mestre Shifu

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

## CONVERTOR MULTINÍVEL MODULAR: MODELO ANALÍTICO E CONTROLE DE CORRENTE CIRCULANTE

Luiz André Moysés Lima

Agosto/2016

Orientadores: Edson Hirokazu Watanabe  
Luiz Felipe Willcox de Souza

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho descreve um modelo analítico de regime permanente do Conversor Multinível Modular, junto com a descrição das interações circulares entre tensão e corrente do mesmo. O modelo proposto, que inclui controle de corrente circulante de segundo harmônico, consiste em um conjunto de equações que descreve matematicamente com precisão as principais variáveis do MMC, como oscilação de tensão dos capacitores e corrente circulante dos braços. A inter-relação entre tensão e corrente é equacionada, demonstrando a origem das correntes circulantes. O modelo descrito permite estudar o funcionamento de um MMC em regime permanente sem a necessidade de implementação de uma simulação numérica completa em ambientes computacionais. Após comparação do modelo analítico com um MMC simulado em Matlab/Simulink, o modelo analítico proposto é validado, mostrando que as equações desenvolvidas representam corretamente o MMC em regime permanente. A maior restrição do modelo é a utilização de frequência de chaveamento muito baixa.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

## MODULAR MULTILEVEL CONVERTER: ANALYTICAL MODEL AND CIRCULATING CURRENT CONTROL

Luiz André Moysés Lima

August/2016

Advisors: Edson Hirokazu Watanabe  
Luiz Felipe Willcox de Souza

Department: Electrical Engineering

This work describes the development of a steady-state analytical model for the Modular Multilevel Converter, detailing the circular interactions between its voltages and currents. The proposed model, which includes second-harmonic circulating current control, consists of a set of equations that mathematically describes the MMC's main variables, such as capacitor voltage ripple and circulating current. The interaction between arm voltage and current is well described mathematically, showing where the circulating currents come from. The described model allows for studying the MMC without the need for implementing complete numerical simulations. After comparing the analytical model with simulations done in Matlab/Simulink, the proposed analytical model is validated, confirming that the developed equations correctly describe the MMC operating in steady-state. The model's main limitation is in the very low switching frequency operation mode.

# Sumário

<b>Lista de Abreviaturas</b>	<b>ix</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>xi</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Transmissão de Energia Elétrica em Corrente Contínua . . . . .	1
1.2 Vantagens do MMC e Estado da Arte . . . . .	2
1.3 Estrutura do MMC . . . . .	3
1.4 Princípio Básico de Funcionamento . . . . .	4
1.5 Motivação . . . . .	6
1.6 Objetivos . . . . .	7
1.7 Descrição do Trabalho . . . . .	7
<b>2 Princípio da Superposição Aplicado ao MMC</b>	<b>9</b>
2.1 Circuito Equivalente do Sistema . . . . .	9
2.1.1 Componente Contínua . . . . .	11
2.1.2 Componente Alternada de Frequência Fundamental . . . . .	14
2.1.3 Componente Alternada Harmônica . . . . .	19
2.1.3.1 Harmônicos Múltiplos de 3 . . . . .	22
2.1.3.2 Harmônicos Não-Múltiplos de 3 . . . . .	23
2.2 Potência no MMC . . . . .	24
2.3 Resumo do Capítulo . . . . .	28
<b>3 Modelo Analítico Detalhado do MMC</b>	<b>31</b>
3.1 Oscilação de Tensão do Capacitor . . . . .	31
3.2 Função de Chaveamento e Interações Entre Tensão e Corrente no Submódulo . . . . .	32
3.3 Tensão do Capacitor e Origem da Corrente Circulante . . . . .	34
3.4 Corrente Circulante de Segundo Harmônico . . . . .	36
3.5 Controle da Corrente Circulante de Segundo Harmônico (CCCSH) . . . . .	42
3.6 Cálculo Detalhado das Variáveis do Modelo Analítico . . . . .	48
3.6.1 Tensão Média no Capacitor . . . . .	50

3.6.2	Modulação de Frequência Fundamental . . . . .	50
3.6.3	Componente Fundamental da Corrente . . . . .	52
3.7	Modelo Analítico do MMC: Sistema-Exemplo . . . . .	53
3.8	Resumo do Capítulo . . . . .	57
<b>4</b>	<b>Controle e Modelagem Computacional do MMC</b>	<b>60</b>
4.1	Sistema de Controle . . . . .	60
4.1.1	Malha de Corrente . . . . .	60
4.1.2	Malha de Controle da Potência Reativa . . . . .	64
4.1.3	Malha de Controle da Tensão CC . . . . .	65
4.1.4	Controle de Corrente Circulante de Segundo Harmônico . . . . .	67
4.2	Geração dos Sinais de Chaveamento . . . . .	68
4.3	Balanceamento de Tensão dos Capacitores . . . . .	69
4.4	Representação por Espaços de Estados . . . . .	71
4.5	Sistema Elétrico . . . . .	74
4.6	Medição e Transformações . . . . .	75
4.7	Resumo do Capítulo . . . . .	76
<b>5</b>	<b>Resultados de Simulação</b>	<b>78</b>
5.1	Parâmetros do Sistema . . . . .	78
5.2	Resultados de Simulação . . . . .	79
5.2.1	Formas de Onda Típicas do MMC . . . . .	80
5.2.2	Validação do Modelo Analítico . . . . .	83
5.3	Limitações do Modelo Analítico . . . . .	88
5.4	Considerações de Simulação . . . . .	91
5.5	Resumo do Capítulo . . . . .	93
<b>6</b>	<b>Conclusão</b>	<b>95</b>
6.1	Resumo do Trabalho e Conclusões . . . . .	95
6.2	Trabalhos Futuros . . . . .	96
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>98</b>



# Lista de Abreviaturas

CA	Corrente Alternada, p. 1
CCAT	Corrente Contínua em Alta Tensão, p. 1
CCCSH	Controle de Corrente Circulante de Segundo Harmônico, p. 42
CC	Corrente Contínua, p. 1
CFC	Conversor Fonte de Corrente, p. 2
CFT	Conversor Fonte de Tensão, p. 2
CMM	Conversor Multinível Modular, p. 2
CSC	<i>Current-Sourced Converter</i> , p. 2
HVDC	<i>High-Voltage Direct Current</i> , p. 1
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i> , p. 4
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i> , p. 2
NLC	<i>Nearest Level Control</i> , p. 68
PD	<i>Phase Disposition</i> , p. 68
PI	Controlador Proporcional-Integral, p. 60
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i> , p. 76
POD	<i>Phase Opposition Disposition</i> , p. 68
PR	Controlador Proporcional Ressonante, p. 60
PSC	<i>Phase-Shifted Carriers</i> , p. 68
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> , p. 68
SHE	<i>Selective Harmonic Elimination</i> , p. 68

STATCOM	<i>Static Synchronous Compensator</i> , p. 3
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> , p. 68
VSC	<i>Voltage-Sourced Converter</i> , p. 2

# Lista de Símbolos

Esta lista contém os símbolos mais relevantes do trabalho. Por simplicidade, para evitar uma lista desnecessariamente extensa, as três fases são representadas em todas as variáveis que dependem das mesmas pelo subscrito  $k$ , de modo que  $k = A, B, C$ . Similarmente, muitas variáveis são definidas para o braço superior e inferior do MMC. Na lista, constam somente as variáveis referentes aos braços superiores, representadas pelo subscrito  $up$ ; para valores referentes aos braços inferiores, o subscrito utilizado no texto é  $dw$ .

$\beta$	ângulo da impedância do braço $Z_{arm}^{(2)}$ , p. 46
$C$	capacitância do submódulo, p. 31
$\Delta v_{cap}(t)$	<i>ripple</i> de tensão dos capacitores, p. 87
$\gamma_k^{(1)}$	fase da componente de frequência fundamental da corrente na fase $k$ da rede CA, p. 25
$\gamma_k^{(2)}$	fase da corrente circulante de segundo harmônico nos braços da fase $k$ do MMC, p. 37
$i_k(t)$	corrente na fase $k$ da rede CA, p. 10
$I_k$	componente contínua da corrente na fase $k$ da rede CA, p. 13
$i_k^{(1)}(t)$	componente de frequência fundamental da corrente na fase $k$ da rede CA, p. 16
$I_k^{(1)}$	Amplitude da componente de frequência fundamental da corrente na fase $k$ da rede CA, p. 25
$i_d, i_q$	componentes d-q da corrente na rede CA pela transformação de Park, p. 60
$i_{k,up}(t)$	corrente total no braço superior da fase $k$ do MMC, p. 10

$I_{k,up}$	componente contínua da corrente no braço superior da fase $k$ do MMC, p. 12
$i_{k,up}^{(1)}(t)$	componente de frequência fundamental da corrente no braço superior da fase $k$ do MMC, p. 15
$I_{k,circ}^{(2)}$	amplitude da corrente circulante de segundo harmônico nos braços da fase $k$ do MMC, p. 37
$i_{k,up}^{(n)}(t)$	componente harmônica de ordem $n$ da corrente no braço superior da fase $k$ do MMC, p. 20
$i_{arm}(t)$	corrente de um braço do MMC, p. 34
$I_{DC}$	corrente contínua na rede CC, p. 10
$L_{arm}$	indutância do braço, p. 3
$L_{DC}$	indutância da rede CC, p. 10
$L_S$	indutância da rede CA, p. 10
$m_1$	índice de modulação da componente de frequência fundamental das funções de chaveamento, p. 35
$m_2$	índice de modulação da componente de segundo harmônico das funções de chaveamento, referente ao controle de corrente circulante, p. 42
$N$	número de submódulos por braço, p. 3
$p_{A,up}(t)$	potência instantânea nos braços superior do MMC, para a fase A, p. 26
$P_{DC}$	potência fornecida à rede CC, p. 25
$P_S$	potência ativa total entregue pela rede CA, p. 53
$p_A(t)$	potência instantânea proveniente da fase A da rede CA, p. 25
$Q_S$	potência reativa fornecida pela rede CA, p. 49
$R_{arm}$	resistência do braço, p. 3
$R_{DCn}$	resistência de aterramento da rede CC, p. 10
$R_{DC}$	resistência da rede CC, p. 10

$R_{Sn}$	resistência de aterramento da rede CA, p. 10
$R_S$	resistência da rede CA, p. 10
$S_{k,up}(t)$	função de chaveamento para os submódulos do braço superior da fase $k$ do MMC, p. 35
$\theta_k^{(1)}$	fase da componente de frequência fundamental da função de chaveamento, para os braços da fase $k$ do MMC, p. 35
$\theta_k^{(2)}$	fase da componente de segundo harmônico da função de chaveamento, referente ao controle de corrente circulante, para os braços da fase $k$ do MMC, p. 42
$v_k(t)$	tensão no terminal da fase $k$ do MMC, p. 5
$v_k^{(1)}(t)$	componente de frequência fundamental da tensão no terminal da fase $k$ do MMC, p. 14
$V_k^{(1)}$	amplitude da componente de frequência fundamental da tensão no terminal da fase $k$ do MMC, p. 14
$v_{k,up}(t)$	tensão do braço superior da fase $k$ do MMC, p. 5
$V_{k,up}$	componente contínua da tensão do braço superior da fase $k$ do MMC, p. 12
$v_{k,up}^{(1)}(t)$	componente de frequência fundamental da tensão do braço superior da fase $k$ do MMC, p. 15
$v_{k,up}^{(n)}(t)$	componente harmônica de ordem $n$ da tensão do braço superior da fase $k$ do MMC, p. 20
$V_{k,up}^{(n)}$	amplitude da componente harmônica de ordem $n$ da tensão do braço superior da fase $k$ do MMC, p. 21
$v_{arm}(t)$	tensão resultante de um braço do MMC, p. 34
$V_{arm}$	valor médio da tensão de um braço do MMC, p. 49
$v_{cap}(t)$	tensão de um capacitor, p. 4
$V_{cap}$	valor médio da tensão de um capacitor do MMC, p. 35
$v_{cap,k,up}(t)$	tensão dos capacitores do braço superior da fase $k$ do MMC, p. 35

$V_{DC}$	tensão entre os terminais do elo CC, p. 5
$v_{Sk}(t)$	tensão da fonte CA, para a fase $k$ , p. 10
$V_{Sk}^{(1)}$	amplitude da tensão da fonte CA, para a fase $k$ , p. 48
$v_{Sd}, v_{Sq}$	componentes d-q da tensão da fonte CA pela transformação de Park, p. 62
$v_{SM}(t)$	tensão nos terminais de um submódulo, p. 4
$v_{SM,k,up}(t)$	tensão de saída de um submódulo do braço superior da fase $k$ do MMC, p. 35
$\omega$	frequência angular fundamental do sistema, p. 14
$X(t)$	função de chaveamento de um submódulo, p. 32
$Z_{arm}^{(n)}$	impedância do braço, para o harmônico de ordem $n$ , de forma que $Z_{arm}^{(n)} = R_{arm} + j\omega n L_{arm}$ , p. 10
$Z_{DCn}^{(n)}$	impedância de aterramento da rede CC, para o harmônico de ordem $n$ , p. 10
$Z_{DC}^{(n)}$	impedância da rede CC, para o harmônico de ordem $n$ , p. 10
$Z_{Sn}^{(n)}$	impedância de aterramento da rede CA, para o harmônico de ordem $n$ , p. 10
$Z_S^{(n)}$	impedância da rede CA, para o harmônico de ordem $n$ , p. 10

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Transmissão de Energia Elétrica em Corrente Contínua

A transmissão de energia elétrica em longas distâncias e a interligação crescente da malha elétrica em vários países do mundo vêm se tornando grandes desafios da atualidade. A demanda por energia é cada vez maior, especialmente nos países em desenvolvimento, mas muitas vezes as usinas geradores encontram-se distantes dos grandes centros consumidores. Dessa maneira, surge o desafio de interconectar malhas elétricas extensas e ramificadas, visando garantir amplo acesso à energia e melhorar a confiabilidade do sistema como um todo.

Nesse âmbito, surge a discussão de como transmitir grandes blocos de energia da melhor maneira. O método mais adotado no mundo até o momento é a transmissão por meio de corrente alternada (CA), como vem sendo feito há pouco mais de um século. Uma outra maneira de transmitir energia já existente há algumas décadas, mas que vem ganhando ainda mais força nos últimos anos é utilizando corrente contínua (CC). Esse tipo de transmissão de energia é denominado comumente como transmissão em Corrente Contínua em Alta Tensão (CCAT), do inglês *High-Voltage Direct Current* (HVDC). A principal restrição é que, como grande parte dos sistemas de geração, distribuição e consumo de energia elétrica são em CA, é necessário um conversor de energia que faça a transformação de CA para CC e vice-versa.

A transmissão de energia em CC apresenta diversas vantagens em relação à transmissão em CA [1], como:

- Menos perdas de transmissão;
- Aumento da margem de estabilidade de sistemas interligados;
- Possibilidade de conexão de sistemas CA de frequências diferentes ou assíncronos;

- Maior confiabilidade do sistema na ocorrência de contingências e faltas.

Além dessas vantagens em relação à transmissão em CA, destaca-se ainda a questão das energias renováveis. Fontes de energia intermitentes, como solar e eólica, utilizam um elo CC em sua topologia, o que é mais um grande incentivo para o desenvolvimento de sistemas CC.

O grande empecilho para a vasta implementação de sistemas CCAT sempre foi o custo dos conversores, além de desafios tecnológicos inerentes aos mesmos. Entretanto, a progressiva redução de custos dos materiais semicondutores, aliada aos avanços tecnológicos em relação a equipamentos e controle, vem tornando os sistemas CCAT cada vez mais atrativos.

Algumas topologias de conversores já são bem conhecidas academicamente, como os Conversores Fonte de Corrente (CFC, ou *Current-Sourced Converters*, CSC) a tiristores [2]. Há ainda os Conversores Fonte de Tensão (CFT, ou *Voltage-Sourced Converters*, VSC) em dois ou três níveis, também extensamente estudados e estabelecidos.

Uma topologia de conversor que surgiu há pouco mais de uma década é o Conversor Multinível Modular (CMM), ou *Modular Multilevel Converter* (MMC) [3]. Ele apresenta diversas vantagens em relação aos conversores clássicos, mas por ser uma tecnologia ainda relativamente nova, não conta com muitas instalações reais existentes [4, 5]. Essa topologia vem sendo extensamente estudada por todo o mundo, e aplicações comerciais utilizando MMC começam a ganhar força [6]. A expectativa é que o interesse no MMC e o número de sistemas elétricos implementados com essa topologia só venham a aumentar nos próximos anos.

## 1.2 Vantagens do MMC e Estado da Arte

De uma maneira geral, as principais vantagens do MMC em relação a conversores convencionais são [7]:

- Dependendo de sua topologia, o MMC pode apresentar baixo conteúdo harmônico de tensão e corrente em seus terminais CA e CC, reduzindo ou até dispensando a necessidade de instalação de filtros;
- Possibilidade de reduzir as perdas de chaveamento, também dependendo da topologia do MMC;
- Facilmente escalável, ou seja, torna-se simples adequar o MMC a diferentes níveis de tensão e potência;
- Alta confiabilidade, devido à facilidade em se operar com redundância;
- Facilidade de manutenção devido à sua estrutura modular;



- Reduzida necessidade de se trabalhar com dispositivos semicondutores conectados em série ou em paralelo, devido à sua topologia característica;
- Algumas topologias de MMC oferecem proteção contra curto-circuito, dispensando a utilização de disjuntores CA.

Desde que foi proposto, o MMC vem sendo estudado em diversos aspectos, de maneira a provar sua confiabilidade e investigar seu funcionamento em situações variadas. Foram propostas diferentes topologias [8], feitos estudos de operação em curto-circuito [9–11] e desbalanço da rede CA [12–17], estudadas aplicações como acionamento de motores de médio porte [18–20], STATCOM [21, 22], entre outros.

A extensa atividade de pesquisa e desenvolvimento sobre o conversor indica que o MMC está cada vez mais se aproximando de uma maturidade tecnológica mais elevada. A expectativa é que ele seja um dos tipos de conversor mais utilizados pelo mundo nos próximos anos.

### 1.3 Estrutura do MMC

A estrutura do Conversor Multinível Modular pode ser vista na Figura 1.1. No lado esquerdo são representados terminais de conexão com uma rede CA trifásica, e no lado direito, terminais de conexão com uma rede CC. Ele é composto por uma quantidade de pernas igual a seu número de fases; em geral, é utilizado o conversor trifásico, com 3 pernas. Cada perna é dividida em 2 braços, que conectam uma fase do lado CA a cada um dos terminais do elo CC. Por sua vez, cada braço é composto por um indutor  $L_{arm}$  e também por um número  $N$  de submódulos individuais. Representa-se um termo resistivo  $R_{arm}$  equivalente à soma da resistência de condução das chaves e do circuito do braço.

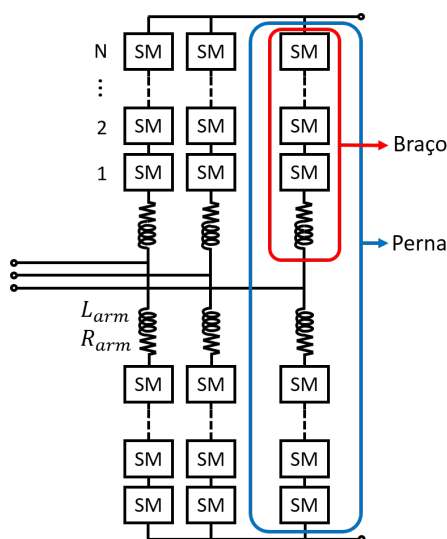


Figura 1.1: Topologia básica do MMC.

O submódulo do MMC contém capacitores e dispositivos semicondutores chaveados, geralmente do tipo IGBT (do inglês *Insulated-Gate Bipolar Transistor*), com diodos em antiparalelo. Existem diversas topologias diferentes para o submódulo, como a meia-ponte [3], a ponte completa [23], a ponte semicompleta [24], o submódulo duplo [25], entre outras. A Figura 1.2 mostra as topologias mencionadas.

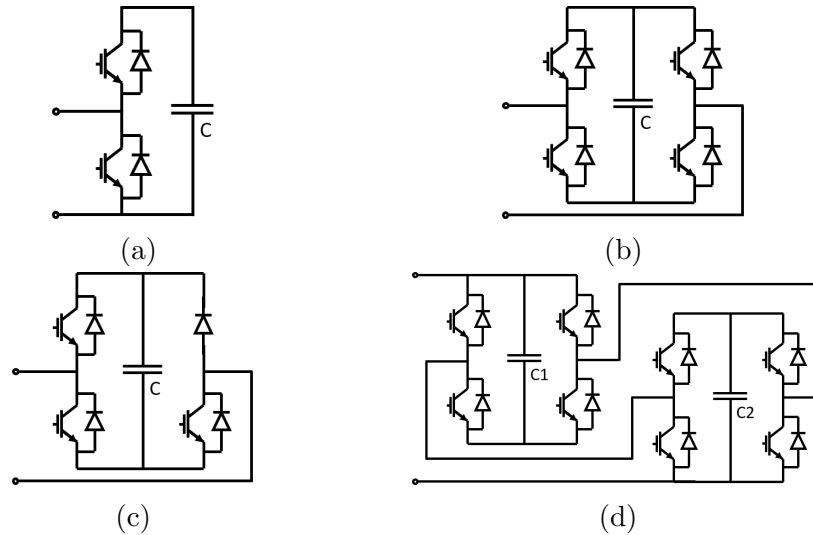


Figura 1.2: Topologias diversas do submódulo: (a) meia-ponte, (b) ponte completa, (c) ponte semicompleta, (d) submódulo duplo.

## 1.4 Princípio Básico de Funcionamento

Um submódulo opera com chaveamento controlado de seus IGBTs de maneira a inserir ou *bypassar* o capacitor no circuito do braço do MMC. Se estiver inserido, a tensão que aparece nos terminais do submódulo é igual à tensão do capacitor, ou seja,  $v_{SM}(t) = v_{cap}(t)$ ; se estiver em *bypass*,  $v_{SM}(t) = 0$ . A Figura 1.3 mostra essa lógica para o submódulo em meia-ponte, o mais básico e mais comumente utilizado em MMCs. Percebe-se que, independentemente do sentido da corrente no braço, é possível obter tanto  $v_{SM} = v_{cap}$  quanto  $v_{SM} = 0$ .

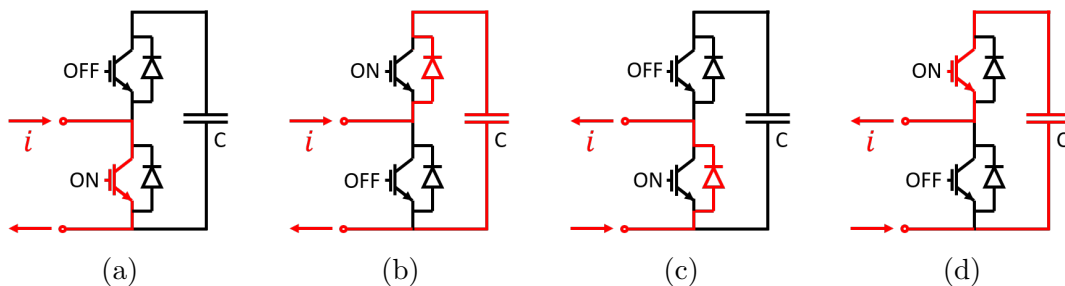


Figura 1.3: Modos de operação possíveis para o submódulo meia-ponte.

A ideia básica do MMC é, através do chaveamento sucessivo e controlado dos submódulos de cada braço, gerar uma tensão de interface adequada entre os lados CA e CC do conversor. Considerando o conjunto de submódulos de um braço como uma fonte de tensão controlada, a Figura 1.4 mostra um modelo equivalente para ilustrar o princípio de funcionamento do MMC. É analisada somente a fase A por simplicidade, assumindo uma dada tensão  $v_A(t)$  no terminal da fase A do MMC. Sendo o elo CC representado por dois terminais de  $\pm V_{DC}/2$ , e desconsiderando a impedância dos braços, as tensões que devem ser geradas nos braços superior e inferior para realizar a interface são dadas por:

$$v_{A,up}(t) = -v_A(t) + \frac{V_{DC}}{2}, \quad (1.1)$$

$$v_{A,dw}(t) = v_A(t) + \frac{V_{DC}}{2}. \quad (1.2)$$

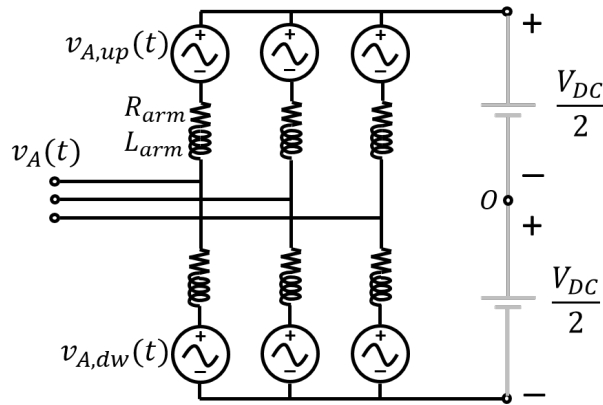


Figura 1.4: Modelo equivalente do MMC.

Na prática, não é possível gerar nos braços uma forma de onda perfeitamente senoidal, pois o chaveamento dos submódulos insere ou retira capacitores no circuito, de modo que as variações de tensão se dão em degraus iguais a  $v_{cap}$ . Além disso, existem ainda flutuações nas tensões dos capacitores, que fazem com que os degraus mostrados não sejam planos, mas contenham oscilações, acompanhando sua variação de tensão. Quanto maior o valor de  $N$  e menor a variação de  $v_{cap}$ , mais senoidal será a tensão do braço, sendo os degraus menos destacados. A Figura 1.5 ilustra esse cenário para um valor arbitrário de tensão e de  $N$ , e considerando baixa frequência de chaveamento, somente como exemplo.

A Figura 1.6 mostra as formas de onda básicas do MMC, para um caso onde ele funciona como retificador. Com base na Figura 1.4, e tendo em vista que  $v_a(t) + v_{A,up}(t) = V_{DC}/2$  (desconsiderando a queda de tensão em  $R_{arm}$  e  $L_{arm}$ ), a tensão CC gerada apresenta um *ripple*, ou oscilação, devido ao fato de que a tensão do braço possui a forma característica de “escada”.

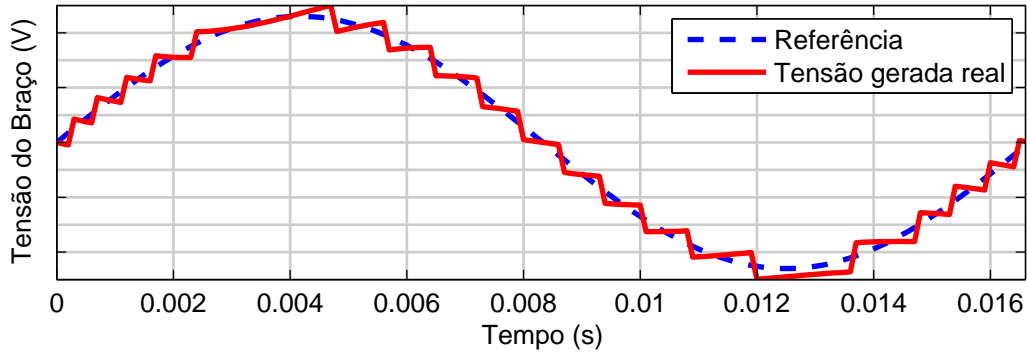


Figura 1.5: Comparação entre o valor ideal e o valor real da tensão do braço.

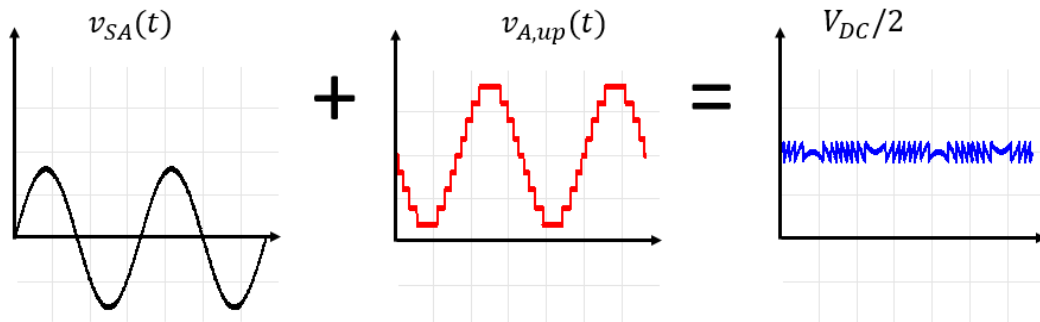


Figura 1.6: Exemplo de funcionamento do MMC: tensão CA de entrada + tensão no braço = tensão CC de saída.

## 1.5 Motivação

O MMC apresenta um fenômeno inerente muito característico: as chamadas *correntes circulantes*. Essas correntes, predominantemente de segundo harmônico e em sequência negativa, surgem durante a operação normal do conversor e circulam internamente no mesmo. A corrente circulante não contribui para o sistema, ou seja, não transfere energia entre os terminais CA e CC do MMC. Ela acaba gerando perdas internas, diminuindo a eficiência do conversor e aumentando o estresse sofrido pelos dispositivos semicondutores. Entender como as correntes circulantes surgem e como as diversas variáveis do sistema interagem com elas é importante para que se possam implementar métodos de controle das mesmas [26, 27], assim como para auxiliar no dimensionamento dos componentes do sistema [28].

Outro fator importante são as oscilações de tensão dos capacitores, comumente conhecidas como *ripple* de tensão. Elas devem ser mantidas dentro de uma faixa limite, respeitando o valor nominal de tensão dos componentes, mas garantindo uma reserva de energia mínima para o sistema. Do mesmo modo, utilizar capacitores muito grandes encarece e aumenta o tamanho do sistema, sendo esse um fator de suma importância em algumas aplicações que requeiram um conversor com limitação de espaço para instalação. Dessa maneira, também é importante conhecer a tensão

dos capacitores e como a mesma se comporta com o funcionamento do sistema.

Todos esses fenômenos podem ser conhecidos e estudados por meio de simulação numérica. Entretanto, uma simulação que leve em consideração os componentes elétricos e todas as dinâmicas de chaveamento detalhadamente, sem utilizar um modelo aproximado, costuma utilizar passos da ordem de microssegundo ou menor, o que torna a simulação demorada e computacionalmente custosa. Além disso, há todo um esforço em se montar a simulação completa, dimensionar o sistema de controle, entre outras dificuldades.

## 1.6 Objetivos

Este trabalho tem como principal objetivo o desenvolvimento de um modelo analítico detalhado do MMC, que possibilite analisar de antemão e com facilidade o comportamento do sistema. Isso permite projetar e dimensionar o sistema MMC e seus componentes rápida e facilmente, além de permitir estudos diversos sem a necessidade de implementação de uma simulação numérica completa do sistema.

O modelo analítico inclui uma proposta de controle de corrente circulante de segundo harmônico. O modelo descrito demonstra a validade desse controle, e calcula com acurácia as correntes circulantes e tensão dos capacitores do MMC para uma dada condição operativa. Além disso, o desenvolvimento matemático realizado evidencia a interdependência entre as grandezas do MMC, levando a um melhor entendimento sobre como ele funciona e qual a origem de cada fenômeno.

## 1.7 Descrição do Trabalho

No capítulo 2, é feita uma análise baseada no Princípio da Superposição, evidenciando a possibilidade de se controlar independentemente as grandezas elétricas de frequências diferentes. São descritas as tensões de referência para o MMC e o comportamento das correntes do mesmo. O desenvolvimento mostra as possibilidades de surgimento de correntes harmônicas no MMC, e os caminhos que as mesmas podem percorrer no sistema elétrico.

No capítulo 3, é desenvolvido o modelo analítico em questão. A origem da corrente circulante de segundo harmônico é demonstrada; ela é então equacionada e relacionada com o controle de segundo harmônico proposto. O modelo equaciona com detalhe a tensão dos capacitores e outras grandezas elétricas do sistema. Um sistema exemplo mostra as conclusões e algumas análises que podem ser feitas a partir do modelo analítico desenvolvido.

No capítulo 4, são descritos diversos aspectos de controle do MMC, juntamente com todos os detalhes necessários para implementar uma simulação numérica do

mesmo. Foi escolhido o ambiente computacional Matlab/Simulink. A simulação numérica descrita tem como objetivo validar o modelo analítico proposto.

No capítulo 5, são apresentados os resultados de simulação. Inicialmente são mostradas algumas das formas de onda clássicas do MMC, demonstrando seu funcionamento. Em seguida, o controle de segundo harmônico é ativado e o modelo analítico é comparado com a simulação numérica, sendo validado. São feitas ainda algumas considerações sobre os limites de validade do modelo analítico proposto.

O capítulo 6 apresenta a conclusão do trabalho, resumizando todo o desenvolvimento realizado e propondo trabalhos futuros como continuidade do tema.

# Capítulo 2

## Princípio da Superposição Aplicado ao MMC

Neste capítulo, é feita uma análise do MMC com base no Princípio da Superposição. O objetivo é separar o circuito elétrico e realizar análises distintas para cada frequência do sistema.

### 2.1 Circuito Equivalente do Sistema

Como o MMC funciona como interface entre um sistema CA e um sistema CC, ele é dividido em 3 análises distintas baseadas no Princípio da Superposição:

- Componente contínua;
- Componente alternada fundamental;
- Componentes alternadas harmônicas ( $\omega_{harm} = n\omega_{fund}$ ,  $n = 2, 3, 4, \dots$ ).

O circuito elétrico considerado [29] pode ser visto na Figura 2.1. A tensão gerada em cada braço, pelo conjunto de submódulos, é representada por uma fonte de tensão; considera-se que sua tensão em forma de escada pode ser aproximada por uma Série de Fourier, de maneira a estudar cada componente de frequência diferente de forma individual. Considera-se que os terminais CA do MMC estão conectados a uma fonte trifásica ideal, através de uma impedância; similarmente, seus terminais CC são conectados a fontes CC através de uma impedância. Dessa maneira, é possível analisar o MMC independente de seu modo de operação (retificador ou inversor), levando a resultados mais generalizados. Vale destacar ainda que é assumido que a resistência e indutância são exatamente iguais para todos os seis braços. Para definir grandezas referentes ao elo CC, utiliza-se o subscrito *DC*, de maneira a evitar possíveis confusões com curto-circuito caso fossem utilizados, por exemplo,  $I_{CC}$ ,  $R_{CC}$ , etc. A simbologia utilizada neste trabalho é descrita por:

- Tensões da fonte CA:  $v_{SA}(t)$ ,  $v_{SB}(t)$ ,  $v_{SC}(t)$
- Tensões dos terminais CA do MMC:  $v_A(t)$ ,  $v_B(t)$ ,  $v_C(t)$
- Correntes da rede CA:  $i_A(t)$ ,  $i_B(t)$ ,  $i_C(t)$
- Tensões dos braços superiores:  $v_{A,up}(t)$ ,  $v_{B,up}(t)$ ,  $v_{C,up}(t)$
- Tensões dos braços inferiores:  $v_{A,dw}(t)$ ,  $v_{B,dw}(t)$ ,  $v_{C,dw}(t)$
- Correntes dos braços superiores:  $i_{A,up}(t)$ ,  $i_{B,up}(t)$ ,  $i_{C,up}(t)$
- Correntes dos braços inferiores:  $i_{A,dw}(t)$ ,  $i_{B,dw}(t)$ ,  $i_{C,dw}(t)$
- Corrente da rede CC:  $I_{DC}$
- Resistência, indutância e impedância total dos braços:  $R_{arm}$ ,  $L_{arm}$ ,  $Z_{arm}$
- Resistência, indutância e impedância total da rede CA:  $R_S$ ,  $L_S$ ,  $Z_S$
- Resistência, indutância e impedância total da rede CC:  $R_{DC}$ ,  $L_{DC}$ ,  $Z_{DC}$
- Resistência e impedância total de aterramento da rede CA:  $R_{Sn}$ ,  $Z_{Sn}$
- Resistência e impedância total de aterramento da rede CC:  $R_{DCn}$ ,  $Z_{DCn}$

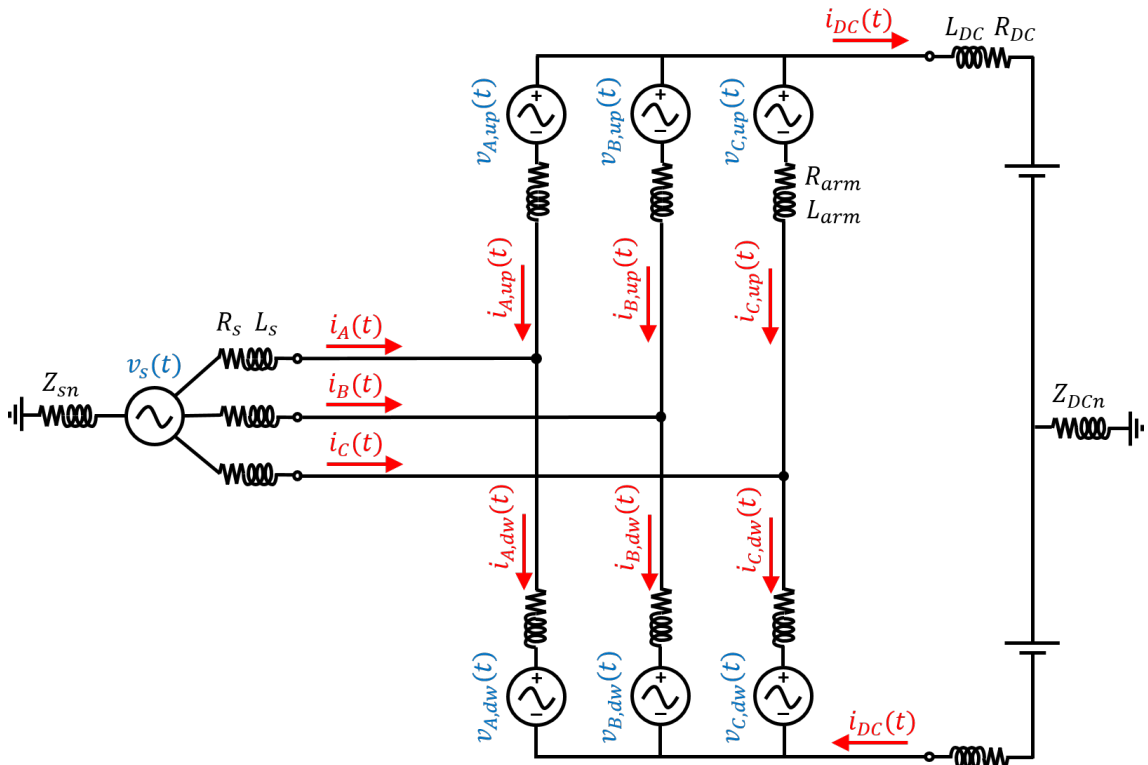


Figura 2.1: Topologia do sistema considerando redes CA e CC.



Serão analisadas primeiramente as componentes CC e CA fundamental, de modo a demonstrar o funcionamento do MMC e encontrar os valores-base de referência para o controle das tensões dos braços. Em seguida, são analisadas as componentes harmônicas da tensão dos braços, e a corrente harmônica que se origina das mesmas.

### 2.1.1 Componente Contínua

Para análise de componente contínua, a fonte CA e as componentes alternadas da tensão dos braços são consideradas nulas. Além disso, considera-se somente a componente contínua das variáveis (tensão e corrente) do sistema, representada por uma letra maiúscula. Dessa maneira, o circuito equivalente torna-se aquele da Figura 2.2. Será analisada a tensão que deve ser gerada nos braços do conversor para que, em seus terminais CC, exista uma tensão controlada de  $\pm V_{DC}/2$ .

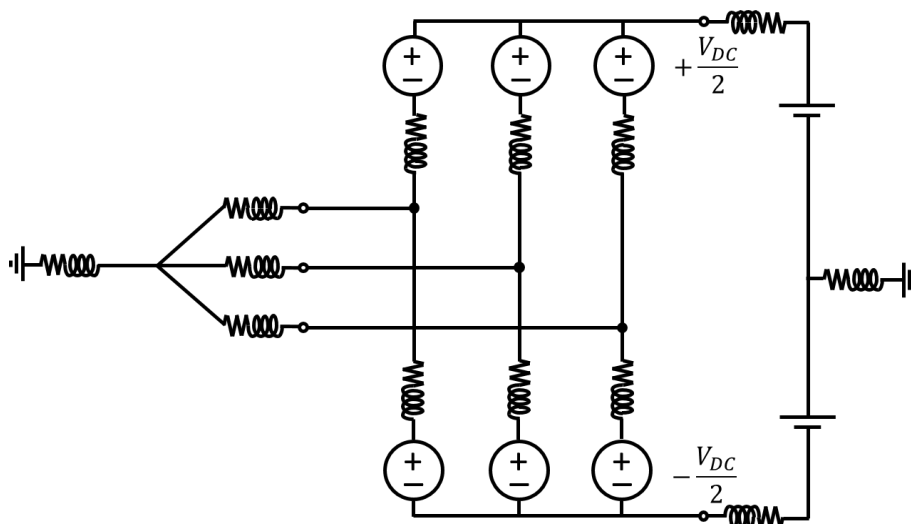


Figura 2.2: Circuito equivalente pelo princípio da superposição, considerando somente as componentes contínuas do sistema.

Para essa análise, é utilizada a Lei das Malhas de Kirchhoff. A Figura 2.3 mostra as malhas consideradas, que são descritas por (2.1) e (2.2). São exibidas somente as malhas da fase A por simplicidade; as malhas das fases B e C são análogas. Vale lembrar ainda que são consideradas somente as componentes contínuas, de maneira que não há queda de tensão nos indutores do sistema.

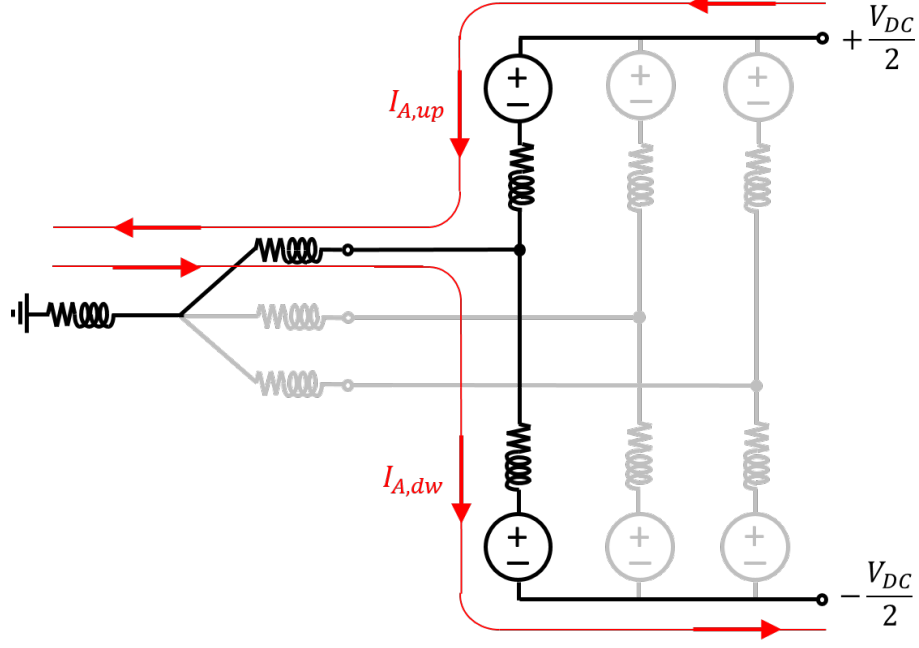


Figura 2.3: Malhas utilizadas para a fase A, considerando somente a componente contínua do sistema. As malhas das fases B e C são análogas.

As seis malhas são descritas por:

$$0 = -\frac{V_{DC}}{2} + V_{A,up} + R_{arm}I_{A,up} + (R_{AC} + R_{ACn})(I_{A,up} + I_{B,up} + I_{C,up} - I_{A,dw} - I_{B,dw} - I_{C,dw}), \quad (2.1)$$

$$0 = -\frac{V_{DC}}{2} + V_{A,dw} + R_{arm}I_{A,dw} + (R_{AC} + R_{ACn})(I_{A,dw} + I_{B,dw} + I_{C,dw} - I_{A,up} - I_{B,up} - I_{C,up}), \quad (2.2)$$

$$0 = -\frac{V_{DC}}{2} + V_{B,up} + R_{arm}I_{B,up} + (R_{AC} + R_{ACn})(I_{A,up} + I_{B,up} + I_{C,up} - I_{A,dw} - I_{B,dw} - I_{C,dw}), \quad (2.3)$$

$$0 = -\frac{V_{DC}}{2} + V_{B,dw} + R_{arm}I_{B,dw} + (R_{AC} + R_{ACn})(I_{A,dw} + I_{B,dw} + I_{C,dw} - I_{A,up} - I_{B,up} - I_{C,up}), \quad (2.4)$$

$$0 = -\frac{V_{DC}}{2} + V_{C,up} + R_{arm}I_{C,up} + (R_{AC} + R_{ACn})(I_{A,up} + I_{B,up} + I_{C,up} - I_{A,dw} - I_{B,dw} - I_{C,dw}), \quad (2.5)$$

$$0 = -\frac{V_{DC}}{2} + V_{C,dw} + R_{arm}I_{C,dw} + (R_{AC} + R_{ACn})(I_{A,dw} + I_{B,dw} + I_{C,dw} - I_{A,up} - I_{B,up} - I_{C,up}). \quad (2.6)$$

Considera-se ainda que

$$I_{A,up} + I_{B,up} + I_{C,up} = I_{DC,up}, \quad (2.7)$$

$$I_{A,dw} + I_{B,dw} + I_{C,dw} = I_{DC,dw}. \quad (2.8)$$

Para que não haja componente contínua de corrente passando pelo terra do sistema (ou então se o sistema não for aterrado), é necessário que as correntes nos terminais CC sejam iguais, ou seja,

$$I_{DC,up} = I_{DC,dw}. \quad (2.9)$$

Subtraindo (2.1) de (2.2) e substituindo (2.7)-(2.9), resulta:

$$V_{A,dw} - V_{A,up} + R_{arm} (I_{A,dw} - I_{A,up}) = 0, \quad (2.10)$$

$$V_{A,dw} - V_{A,up} + R_{arm} (I_A) = 0. \quad (2.11)$$

Para evitar correntes contínuas circulando pela rede CA, de acordo com (2.11), é necessário que as tensões dos braços sejam iguais, ou seja,

$$V_{A,up} = V_{A,dw}. \quad (2.12)$$

Esse resultado vale para as 3 fases. Além disso, se as tensões dos braços de todas as fases forem iguais entre si, o sistema CC percebe 3 caminhos de mesma impedância, e a corrente CC se divide igualmente entre os braços, de acordo com (2.13). Esse efeito é vantajoso, porque garante uma distribuição homogênea de perdas no MMC, evitando que chaves de braços diferentes possuam desgaste e aquecimento diferentes. Assim, considerando o sentido da corrente na rede CC como o descrito na Figura 2.1, tem-se que

$$I_{A,up} = I_{A,dw} = I_{B,up} = I_{B,dw} = I_{C,up} = I_{C,dw} = -\frac{I_{DC}}{3}. \quad (2.13)$$

Com base nessa análise, (2.1) torna-se então:

$$-\frac{V_{DC}}{2} + V_{A,up} - R_{arm} \frac{I_{DC}}{3} = 0. \quad (2.14)$$

Generalizando para as 3 fases por meio do subscrito  $k$ , onde  $k = A, B, C$ , o resultado da análise contínua se resume a:

$$I_{k,up} = I_{k,dw} = -\frac{I_{DC}}{3}, \quad (2.15)$$

$$V_{k,up} = V_{k,dw} = \frac{V_{DC}}{2} + R_{arm} \frac{I_{DC}}{3}. \quad (2.16)$$

Conclui-se então que:

- A tensão contínua de referência para todos braços é igual à metade da tensão total que se deseja atingir no elo CC, mais um termo de compensação da queda de tensão interna do braço;
- Com essa tensão de referência, a corrente contínua se divide igualmente entre as três pernas do MMC;
- Com essa tensão de referência, não existe corrente contínua fluindo na rede CA.

### 2.1.2 Componente Alternada de Frequência Fundamental

Para analisar a componente fundamental, a fonte do lado CA está presente, e a do lado CC possui valor nulo, conforme a Figura 2.4. Além disso, considera-se que somente a componente fundamental da tensão dos braços está presente, sendo representada pelo sobrescrito (1), como em  $v_{A,up}^{(1)}(t)$ . Assume-se que a tensão desejada nos terminais CA do MMC vale  $v_A^{(1)}(t), v_B^{(1)}(t), v_C^{(1)}(t)$ , de acordo com a notação descrita em

$$v_A^{(1)}(t) = V_A^{(1)} \text{sen}(\omega t + \phi_A). \quad (2.17)$$

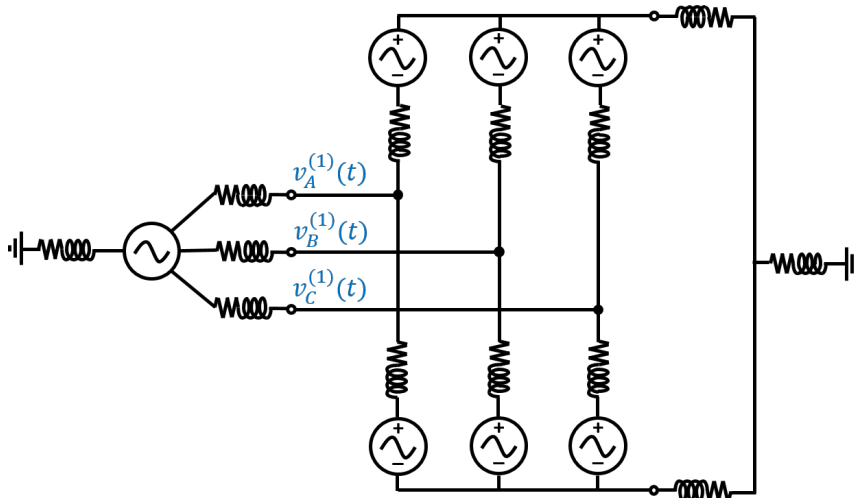


Figura 2.4: Circuito equivalente pelo princípio da superposição, considerando somente a componente alternada fundamental do sistema.

Novamente é utilizada a Lei das Malhas. A Figura 2.5 mostra as malhas em questão para a fase A; as malhas para as fases B e C são similares.

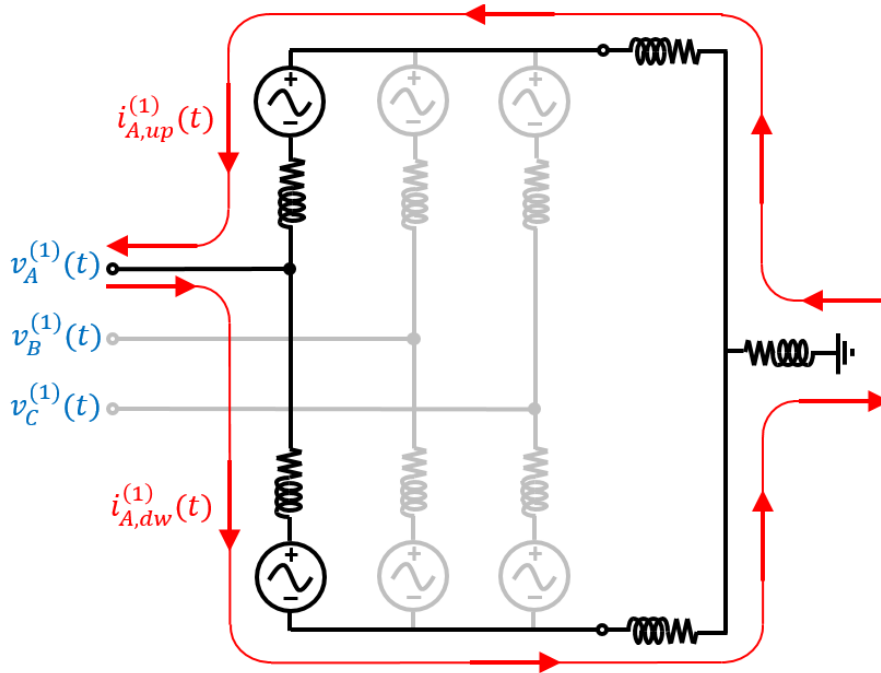


Figura 2.5: Malhas utilizadas, considerando somente a componente alternada fundamental do sistema. As malhas das fases B e C são análogas.

Por simplicidade de notação, omite-se o fator tempo na representação das tensões e correntes; por exemplo, onde está escrito  $v_A^{(1)}$ , lê-se  $v_A^{(1)}(t)$ . Considera-se que  $Z_{arm}^{(n)} = R_{arm} + jn\omega L_{arm}$ , similarmente para as outras impedâncias do sistema. O sobrescrito (n) é utilizado nas impedâncias para evidenciar sua relação com a ordem harmônica analisada; nesta seção, como é analisada a frequência fundamental, os sobrescritos são (1). Embora a notação das tensões e correntes esteja no domínio do tempo, sendo todas elas senoidais, a notação descrita de  $Z_{arm}^{(n)}$  é utilizada por simplicidade de escrita das equações, devido ao fato de que o conceito e entendimento de impedâncias é básico na engenharia elétrica. Considera-se que multiplicar uma componente senoidal por  $Z_{arm}^{(n)}$  é o mesmo que multiplicar sua amplitude por  $|Z_{arm}^{(n)}|$  e somar em sua fase  $\text{atan}(n\omega L_{arm}/R_{arm})$ . Similarmente, para dividir uma grandeza senoidal por  $Z_{arm}^{(n)}$ , divide-se sua amplitude por  $|Z_{arm}^{(n)}|$  e subtrai-se de sua fase  $\text{atan}(n\omega L_{arm}/R_{arm})$ . Essa notação é utilizada em todo o trabalho daqui para a frente, levando em conta a ordem do harmônico correspondente. As equações das malhas são dadas por:

$$0 = v_A^{(1)} + Z_{arm}^{(1)} i_{A,up}^{(1)} + v_{A,up}^{(1)} + Z_{DC}^{(1)} \left( i_{A,up}^{(1)} + i_{B,up}^{(1)} + i_{C,up}^{(1)} \right) + \\ + \left( Z_{DCn}^{(1)} + Z_{Sn}^{(1)} \right) \left( i_{A,up}^{(1)} + i_{B,up}^{(1)} + i_{C,up}^{(1)} - i_{A,dw}^{(1)} - i_{B,dw}^{(1)} - i_{C,dw}^{(1)} \right), \quad (2.18)$$

$$0 = -v_A^{(1)} + Z_{arm}^{(1)} i_{A,dw}^{(1)} + v_{A,dw}^{(1)} + Z_{DC}^{(1)} \left( i_{A,dw}^{(1)} + i_{B,dw}^{(1)} + i_{C,dw}^{(1)} \right) + \\ + \left( Z_{DCn}^{(1)} + Z_{Sn}^{(1)} \right) \left( i_{A,dw}^{(1)} + i_{B,dw}^{(1)} + i_{C,dw}^{(1)} - i_{A,up}^{(1)} - i_{B,up}^{(1)} - i_{C,up}^{(1)} \right), \quad (2.19)$$

$$0 = v_B^{(1)} + Z_{arm}^{(1)} i_{B,up}^{(1)} + v_{B,up}^{(1)} + Z_{DC}^{(1)} \left( i_{A,up}^{(1)} + i_{B,up}^{(1)} + i_{C,up}^{(1)} \right) + \\ + \left( Z_{DCn}^{(1)} + Z_{Sn}^{(1)} \right) \left( i_{A,up}^{(1)} + i_{B,up}^{(1)} + i_{C,up}^{(1)} - i_{A,dw}^{(1)} - i_{B,dw}^{(1)} - i_{C,dw}^{(1)} \right), \quad (2.20)$$

$$0 = -v_B^{(1)} + Z_{arm}^{(1)} i_{B,dw}^{(1)} + v_{B,dw}^{(1)} + Z_{DC}^{(1)} \left( i_{A,dw}^{(1)} + i_{B,dw}^{(1)} + i_{C,dw}^{(1)} \right) + \\ + \left( Z_{DCn}^{(1)} + Z_{Sn}^{(1)} \right) \left( i_{A,dw}^{(1)} + i_{B,dw}^{(1)} + i_{C,dw}^{(1)} - i_{A,up}^{(1)} - i_{B,up}^{(1)} - i_{C,up}^{(1)} \right), \quad (2.21)$$

$$0 = v_C^{(1)} + Z_{arm}^{(1)} i_{C,up}^{(1)} + v_{C,up}^{(1)} + Z_{DC}^{(1)} \left( i_{A,up}^{(1)} + i_{B,up}^{(1)} + i_{C,up}^{(1)} \right) + \\ + \left( Z_{DCn}^{(1)} + Z_{Sn}^{(1)} \right) \left( i_{A,up}^{(1)} + i_{B,up}^{(1)} + i_{C,up}^{(1)} - i_{A,dw}^{(1)} - i_{B,dw}^{(1)} - i_{C,dw}^{(1)} \right), \quad (2.22)$$

$$0 = -v_C^{(1)} + Z_{arm}^{(1)} i_{C,dw}^{(1)} + v_{C,dw}^{(1)} + Z_{DC}^{(1)} \left( i_{A,dw}^{(1)} + i_{B,dw}^{(1)} + i_{C,dw}^{(1)} \right) + \\ + \left( Z_{DCn}^{(1)} + Z_{Sn}^{(1)} \right) \left( i_{A,dw}^{(1)} + i_{B,dw}^{(1)} + i_{C,dw}^{(1)} - i_{A,up}^{(1)} - i_{B,up}^{(1)} - i_{C,up}^{(1)} \right). \quad (2.23)$$

Deve ser levado em consideração que as correntes dos braços se relacionam com as correntes do lado CA da seguinte maneira:

$$i_A^{(1)} = i_{A,dw}^{(1)} - i_{A,up}^{(1)}, \quad (2.24)$$

$$i_B^{(1)} = i_{B,dw}^{(1)} - i_{B,up}^{(1)}, \quad (2.25)$$

$$i_C^{(1)} = i_{C,dw}^{(1)} - i_{C,up}^{(1)}. \quad (2.26)$$

Subtraindo (2.18) de (2.19) e então substituindo (2.24)-(2.26) no resultado, chega-se a

$$0 = Z_{arm}^{(1)} i_A^{(1)} + v_{A,dw}^{(1)} - v_{A,up}^{(1)} - 2v_A^{(1)} + \\ + \left( 2Z_{DCn}^{(1)} + 2Z_{Sn}^{(1)} + Z_{DC}^{(1)} \right) \left( i_A^{(1)} + i_B^{(1)} + i_C^{(1)} \right). \quad (2.27)$$

Considerando um sistema CA equilibrado, não existe corrente fluindo no neutro do sistema, ou seja,

$$i_A^{(1)} + i_B^{(1)} + i_C^{(1)} = 0. \quad (2.28)$$

Dessa maneira, (2.27) pode ser simplificada para

$$\frac{v_{A,dw}^{(1)} - v_{A,up}^{(1)}}{2} = v_A^{(1)} - \frac{Z_{arm}^{(1)} i_A^{(1)}}{2}. \quad (2.29)$$

Em seguida, considerando a soma [(2.18) + (2.19) + (2.20) + (2.21) + (2.22) + (2.23)], e a operação [(2.18) + (2.20) + (2.22)] - [(2.19) + (2.21) + (2.23)], obtêm-se:

$$0 = v_{A,up}^{(1)} + v_{A,dw}^{(1)} + v_{B,up}^{(1)} + v_{B,dw}^{(1)} + v_{C,up}^{(1)} + v_{C,dw}^{(1)} + Z_{eq1} \left( i_{A,up}^{(1)} + i_{B,up}^{(1)} + i_{C,up}^{(1)} + i_{A,dw}^{(1)} + i_{B,dw}^{(1)} + i_{C,dw}^{(1)} \right), \quad (2.30)$$

$$0 = 2v_A^{(1)} + 2v_B^{(1)} + 2v_C^{(1)} + v_{A,up}^{(1)} - v_{A,dw}^{(1)} + v_{B,up}^{(1)} - v_{B,dw}^{(1)} + v_{C,up}^{(1)} - v_{C,dw}^{(1)} + Z_{eq2} \left( i_{A,up}^{(1)} + i_{B,up}^{(1)} + i_{C,up}^{(1)} - i_{A,dw}^{(1)} - i_{B,dw}^{(1)} - i_{C,dw}^{(1)} \right). \quad (2.31)$$

Por simplicidade de escrita, foram adotadas como impedâncias equivalentes  $Z_{eq1} = Z_{arm}^{(1)} + 3Z_{DC}^{(1)}$  e  $Z_{eq2} = Z_{arm}^{(1)} + 6Z_{DCn}^{(1)}$ . Considera-se ainda que o sistema é equilibrado, de maneira que as tensões trifásicas fundamentais da rede CA e dos braços do MMC possuem mesma amplitude, e são defasadas entre si por  $2\pi/3$  radianos. A mesma lógica se aplica para os braços superiores e inferiores. Dessa maneira, tem-se que:

$$v_A^{(1)} + v_B^{(1)} + v_C^{(1)} = 0, \quad (2.32)$$

$$v_{A,up}^{(1)} + v_{B,up}^{(1)} + v_{C,up}^{(1)} = 0, \quad (2.33)$$

$$v_{A,dw}^{(1)} + v_{B,dw}^{(1)} + v_{C,dw}^{(1)} = 0. \quad (2.34)$$

Isso permite simplificar (2.30)-(2.31), resultando em

$$\begin{cases} i_{A,up}^{(1)} + i_{B,up}^{(1)} + i_{C,up}^{(1)} + i_{A,dw}^{(1)} + i_{B,dw}^{(1)} + i_{C,dw}^{(1)} = 0 \\ i_{A,up}^{(1)} + i_{B,up}^{(1)} + i_{C,up}^{(1)} - i_{A,dw}^{(1)} - i_{B,dw}^{(1)} - i_{C,dw}^{(1)} = 0 \end{cases}. \quad (2.35)$$

A única solução para esse sistema é:

$$i_{A,up}^{(1)} + i_{B,up}^{(1)} + i_{C,up}^{(1)} = 0, \quad (2.36)$$

$$i_{A,dw}^{(1)} + i_{B,dw}^{(1)} + i_{C,dw}^{(1)} = 0. \quad (2.37)$$

As equações (2.36) e (2.37) evidenciam o fato de que não há corrente alternada fundamental fluindo na rede CC do sistema. Assim, não há queda de tensão entre os terminais CC do MMC. Isso permite redesenhar o conversor em um circuito equivalente para simplificar a análise a seguir, de acordo com a Figura 2.6.

Considera-se uma operação equilibrada em regime permanente, de maneira que as tensões dos braços superiores e inferiores possuem mesma amplitude, mas estão em contrafase, conforme:

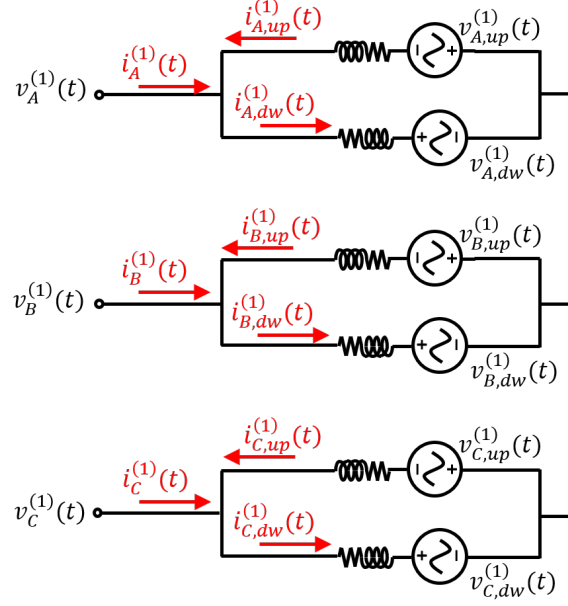


Figura 2.6: Circuito do MMC redesenhado, mostrando a divisão das correntes CA.

$$v_{A,up}^{(1)} = -v_{A,dw}^{(1)}, \quad (2.38)$$

$$v_{B,up}^{(1)} = -v_{B,dw}^{(1)}, \quad (2.39)$$

$$v_{C,up}^{(1)} = -v_{C,dw}^{(1)}. \quad (2.40)$$

Isso faz com que cada terminal da rede CA perceba dois caminhos de mesma impedância. Dessa maneira, a corrente CA se divide igualmente entre os braços superior e inferior de cada fase, de acordo com:

$$i_{A,up}^{(1)} = -\frac{i_A^{(1)}}{2}, \quad (2.41)$$

$$i_{A,dw}^{(1)} = \frac{i_A^{(1)}}{2}. \quad (2.42)$$

A mesma lógica se aplica às 3 fases.

As condições descritas em (2.38)-(2.42) levam a uma distribuição igualitária de perdas entre as pernas do conversor, e fazem com que as chaves sejam submetidas a níveis similares de tensão e corrente. Substituindo essas equações em (2.29), são obtidas

$$v_{A,up}^{(1)} = -v_A^{(1)} + Z_{arm}^{(1)} \frac{i_A^{(1)}}{2}, \quad (2.43)$$

$$v_{A,dw}^{(1)} = v_A^{(1)} - Z_{arm}^{(1)} \frac{i_A^{(1)}}{2}, \quad (2.44)$$

que descrevem finalmente a tensão dos braços da fase A do MMC.



De maneira generalizada, encontram-se então os seguintes resultados das relações de corrente e tensão nos braços do MMC, para a componente alternada fundamental:

$$i_{k,dw}^{(1)} = -i_{k,up}^{(1)} = \frac{i_k^{(1)}}{2}, \quad (2.45)$$

$$v_{k,dw}^{(1)} = -v_{k,up}^{(1)} = v_k^{(1)} - Z_{arm}^{(1)} \frac{i_k^{(1)}}{2}. \quad (2.46)$$

Conclui-se então que:

- A tensão de referência em frequência fundamental está em contrafase para os braços superior e inferior de uma fase. Em amplitude, ela é igual à tensão que se deseja atingir no terminal CA correspondente, e compreende ainda um termo de compensação da queda de tensão interna do braço;
- Com essa tensão de referência, a corrente proveniente da rede CA se divide igualmente entre os braços da fase correspondente;
- Com essa tensão de referência, não existe corrente alternada de frequência fundamental fluindo na rede CC.

### 2.1.3 Componente Alternada Harmônica

A análise das componentes harmônicas considera tanto as fontes CA em frequência fundamental quanto CC como nulas, e os braços produzem somente as componentes harmônicas da tensão. A Figura 2.7 ilustra essa situação. Considera-se que todas as variáveis dessa análise possuem a seguinte representação:

$$v_A^{(n)}(t) = V_A^{(n)} \text{sen}(n\omega t + \phi_A^{(n)}), \quad (2.47)$$

que, nesse caso, representa o harmônico de ordem  $n$  da tensão terminal da fase A do MMC.

As tensões harmônicas surgem devido ao chaveamento dos submódulos e à dinâmica da tensão dos capacitores, e dão origem às correntes harmônicas, que compreendem as correntes circulantes. Estas recebem esse nome pois circulam dentro do MMC sem realizar transferência de energia entre seus terminais, contribuindo somente para aumentar as perdas no conversor. Algumas componentes harmônicas podem ainda circular nas redes CA e CC, o que é muito prejudicial para o sistema elétrico como um todo. Em seções subsequentes, serão explicadas em mais detalhe a origem e a dinâmica das tensões harmônicas, assim como métodos de controle para minimizar as correntes circulantes.

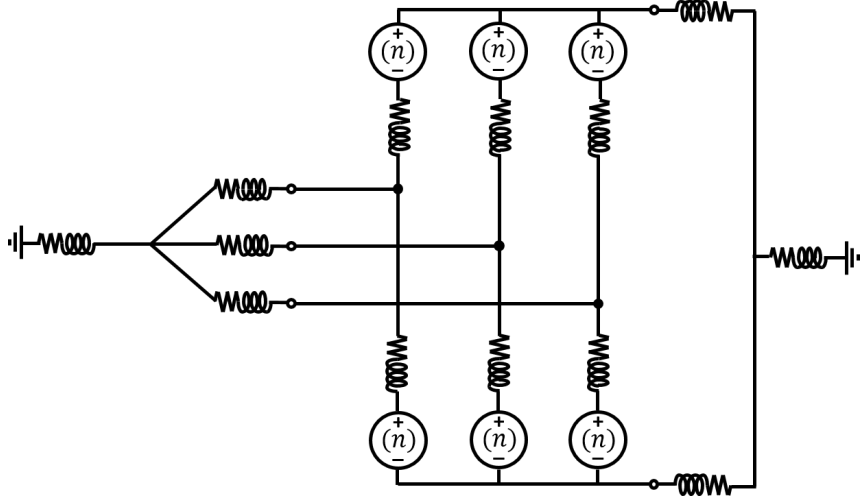


Figura 2.7: Circuito equivalente pelo princípio da superposição, considerando somente as componentes alternadas harmônicas do sistema.

A Figura 2.8 mostra as malhas que serão analisadas, somente para a fase A, por simplicidade. Novamente, a dependência no tempo ( $t$ ) das tensões e correntes é suprimida para tornar a leitura das equações mais fácil.

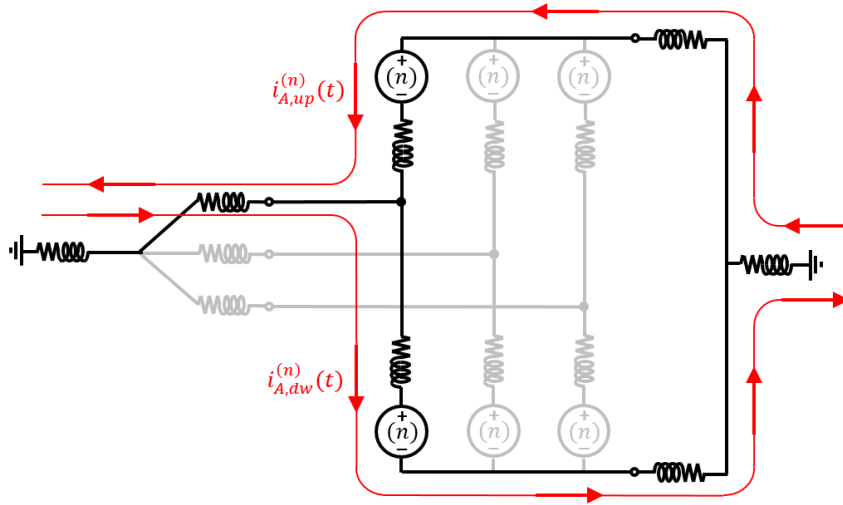


Figura 2.8: Malhas utilizadas, considerando somente as componentes alternadas harmônicas do sistema. As malhas das fases B e C são análogas.

As equações das 6 malhas consideradas são:

$$0 = Z_S^{(n)} \left( i_{A,up}^{(n)} - i_{A,dw}^{(n)} \right) + Z_{arm}^{(n)} i_{A,up}^{(n)} + v_{A,up}^{(n)} + Z_{DC}^{(n)} \left( i_{A,up}^{(n)} + i_{B,up}^{(n)} + i_{C,up}^{(n)} \right) + \left( Z_{Sn}^{(n)} + Z_{DCn}^{(n)} \right) \left( i_{A,up}^{(n)} + i_{B,up}^{(n)} + i_{C,up}^{(n)} - i_{A,dw}^{(n)} - i_{B,dw}^{(n)} - i_{C,dw}^{(n)} \right), \quad (2.48)$$

$$0 = Z_S^{(n)} \left( i_{A,dw}^{(n)} - i_{A,up}^{(n)} \right) + Z_{arm}^{(n)} i_{A,dw}^{(n)} + v_{A,dw}^{(n)} + Z_{DC}^{(n)} \left( i_{A,dw}^{(n)} + i_{B,dw}^{(n)} + i_{C,dw}^{(n)} \right) + \left( Z_{Sn}^{(n)} + Z_{DCn}^{(n)} \right) \left( i_{A,dw}^{(n)} + i_{B,dw}^{(n)} + i_{C,dw}^{(n)} - i_{A,up}^{(n)} - i_{B,up}^{(n)} - i_{C,up}^{(n)} \right), \quad (2.49)$$

$$0 = Z_S^{(n)} \left( i_{B,up}^{(n)} - i_{B,dw}^{(n)} \right) + Z_{arm}^{(n)} i_{B,up}^{(n)} + v_{B,up}^{(n)} + Z_{DC}^{(n)} \left( i_{A,up}^{(n)} + i_{B,up}^{(n)} + i_{C,up}^{(n)} \right) + \left( Z_{Sn}^{(n)} + Z_{DCn}^{(n)} \right) \left( i_{A,up}^{(n)} + i_{B,up}^{(n)} + i_{C,up}^{(n)} - i_{A,dw}^{(n)} - i_{B,dw}^{(n)} - i_{C,dw}^{(n)} \right), \quad (2.50)$$

$$0 = Z_S^{(n)} \left( i_{B,dw}^{(n)} - i_{B,up}^{(n)} \right) + Z_{arm}^{(n)} i_{B,dw}^{(n)} + v_{B,dw}^{(n)} + Z_{DC}^{(n)} \left( i_{A,dw}^{(n)} + i_{B,dw}^{(n)} + i_{C,dw}^{(n)} \right) + \left( Z_{Sn}^{(n)} + Z_{DCn}^{(n)} \right) \left( i_{A,dw}^{(n)} + i_{B,dw}^{(n)} + i_{C,dw}^{(n)} - i_{A,up}^{(n)} - i_{B,up}^{(n)} - i_{C,up}^{(n)} \right), \quad (2.51)$$

$$0 = Z_S^{(n)} \left( i_{C,up}^{(n)} - i_{C,dw}^{(n)} \right) + Z_{arm}^{(n)} i_{C,up}^{(n)} + v_{C,up}^{(n)} + Z_{DC}^{(n)} \left( i_{A,up}^{(n)} + i_{B,up}^{(n)} + i_{C,up}^{(n)} \right) + \left( Z_{Sn}^{(n)} + Z_{DCn}^{(n)} \right) \left( i_{A,up}^{(n)} + i_{B,up}^{(n)} + i_{C,up}^{(n)} - i_{A,dw}^{(n)} - i_{B,dw}^{(n)} - i_{C,dw}^{(n)} \right), \quad (2.52)$$

$$0 = Z_S^{(n)} \left( i_{C,dw}^{(n)} - i_{C,up}^{(n)} \right) + Z_{arm}^{(n)} i_{C,dw}^{(n)} + v_{C,dw}^{(n)} + Z_{DC}^{(n)} \left( i_{A,dw}^{(n)} + i_{B,dw}^{(n)} + i_{C,dw}^{(n)} \right) + \left( Z_{Sn}^{(n)} + Z_{DCn}^{(n)} \right) \left( i_{A,dw}^{(n)} + i_{B,dw}^{(n)} + i_{C,dw}^{(n)} - i_{A,up}^{(n)} - i_{B,up}^{(n)} - i_{C,up}^{(n)} \right). \quad (2.53)$$

A análise dos harmônicos parte de um pressuposto básico. Cada braço está ligado independentemente a uma das fases do sistema CA. Considerando uma operação equilibrada, as formas de onda totais geradas pelos braços superiores estarão defasadas entre si por  $2\pi/3$  radianos no referencial da componente alternada fundamental. A mesma lógica vale para os braços inferiores. Isso quer dizer que, de uma maneira geral:

$$\begin{cases} v_{A,up}^{(n)}(t) = V_{A,up}^{(n)} \text{sen} \left( n \left( \omega t + \theta_{up} \right) \right) \\ v_{B,up}^{(n)}(t) = V_{B,up}^{(n)} \text{sen} \left( n \left( \omega t + \theta_{up} - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\ v_{C,up}^{(n)}(t) = V_{C,up}^{(n)} \text{sen} \left( n \left( \omega t + \theta_{up} + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\ V_{A,up}^{(n)} = V_{B,up}^{(n)} = V_{C,up}^{(n)} \end{cases}, \quad (2.54)$$

$$\begin{cases} v_{A,dw}^{(n)}(t) = V_{A,dw}^{(n)} \text{sen} \left( n \left( \omega t + \theta_{dw} \right) \right) \\ v_{B,dw}^{(n)}(t) = V_{B,dw}^{(n)} \text{sen} \left( n \left( \omega t + \theta_{dw} - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\ v_{C,dw}^{(n)}(t) = V_{C,dw}^{(n)} \text{sen} \left( n \left( \omega t + \theta_{dw} + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\ V_{A,dw}^{(n)} = V_{B,dw}^{(n)} = V_{C,dw}^{(n)} \end{cases}. \quad (2.55)$$

Percebem-se então duas situações diferentes. Para harmônicos não-múltiplos de 3, as tensões dos braços superiores ou inferiores serão defasadas entre si por  $2\pi/3$  radianos, podendo ser de sequência positiva ou negativa. Isso leva a:

$$v_{A,up}^{(n)} + v_{B,up}^{(n)} + v_{C,up}^{(n)} = 0, \quad (2.56)$$

$$v_{A,dw}^{(n)} + v_{B,dw}^{(n)} + v_{C,dw}^{(n)} = 0, \quad n \text{ não-múltiplo de } 3. \quad (2.57)$$

Já para os harmônicos múltiplos de 3, as tensões superiores ou inferiores serão iguais e em fase, sendo dadas por:

$$v_{A,up}^{(n)} = v_{B,up}^{(n)} = v_{C,up}^{(n)}, \quad (2.58)$$

$$v_{A,dw}^{(n)} = v_{B,dw}^{(n)} = v_{C,dw}^{(n)}, \quad n \text{ múltiplo de } 3. \quad (2.59)$$

Dessa maneira, são feitas duas análises distintas para os harmônicos do MMC: harmônicos múltiplos de 3, e harmônicos não-múltiplos de 3.

### 2.1.3.1 Harmônicos Múltiplos de 3

Como os três braços superiores possuem a mesma tensão harmônica, os mesmos representam 3 caminhos de mesma impedância. O mesmo vale para os braços inferiores. Dessa maneira, as três pernas possuem mesma impedância, e as correntes dos braços podem ser descritas como:

$$i_{A,up}^{(n)} = i_{B,up}^{(n)} = i_{C,up}^{(n)}, \quad (2.60)$$

$$i_{A,dw}^{(n)} = i_{B,dw}^{(n)} = i_{C,dw}^{(n)}. \quad (2.61)$$

Serão analisadas as malhas dos braços da fase A. O sistema descrito em

$$\begin{cases} v_{A,up}^{(n)} + v_{A,dw}^{(n)} + Z_{eq3} \left( i_{A,up}^{(n)} + i_{A,dw}^{(n)} \right) = 0 \\ v_{A,up}^{(n)} - v_{A,dw}^{(n)} + Z_{eq4} \left( i_{A,up}^{(n)} - i_{A,dw}^{(n)} \right) = 0 \end{cases} \quad (2.62)$$

representa, respectivamente, as seguintes operações: [(2.48) + (2.49)] e [(2.48) - (2.49)]. As equações (2.58)-(2.61) são substituídas para simplificação. São utilizados, por simplicidade,  $Z_{eq3} = Z_{arm} + 3Z_{DC}^{(n)}$ , e  $Z_{eq4} = 2Z_S^{(n)} + Z_{arm} + 3Z_{DC}^{(n)} + 6Z_{Sn}^{(n)} + 6Z_{DCn}^{(n)}$ . O sistema pode ser escrito em forma matricial:

$$\begin{bmatrix} Z_{eq3} & Z_{eq3} & 1 & 1 \\ Z_{eq4} & -Z_{eq4} & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{A,up}^{(n)} \\ i_{A,dw}^{(n)} \\ v_{A,up}^{(n)} \\ v_{A,dw}^{(n)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.63)$$

Em seguida, são feitas as seguintes manipulações matemáticas na matriz de coeficientes de (2.63):

- (nova linha 1) = (linha 1) - (linha 2)  $\times \frac{Z_{eq3}}{Z_{eq4}}$  e
- (nova linha 2) = (linha 2) + (linha 1)  $\times \frac{Z_{eq4}}{Z_{eq3}}$ .

Isso faz com que o sistema se torne:

$$\begin{bmatrix} 0 & 2Z_{eq3} & 1 - \frac{Z_{eq3}}{Z_{eq4}} & 1 + \frac{Z_{eq3}}{Z_{eq4}} \\ 2Z_{eq4} & 0 & 1 + \frac{Z_{eq4}}{Z_{eq3}} & -1 + \frac{Z_{eq4}}{Z_{eq3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{A,up}^{(n)} \\ i_{A,dw}^{(n)} \\ v_{A,up}^{(n)} \\ v_{A,dw}^{(n)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.64)$$

As correntes harmônicas podem então ser escritas em função das tensões dos braços superior e inferior:

$$i_{k,up}^{(n)} = \frac{-(Z_{eq3} + Z_{eq4})v_{k,up}^{(n)} + (Z_{eq3} - Z_{eq4})v_{k,dw}^{(n)}}{2Z_{eq3}Z_{eq4}}, \quad (2.65)$$

$$i_{k,dw}^{(n)} = \frac{(Z_{eq3} - Z_{eq4})v_{k,up}^{(n)} - (Z_{eq3} + Z_{eq4})v_{k,dw}^{(n)}}{2Z_{eq3}Z_{eq4}}, \quad n \text{ múltiplo de } 3. \quad (2.66)$$

Percebe-se que a distribuição das correntes circulantes para harmônicos múltiplos de 3, entre os braços superior e inferior de uma fase, depende da defasagem entre a tensão harmônica do braço superior e inferior da mesma. Essas correntes, se existirem, podem circular pela rede CC ou até pelo neutro se o sistema for aterrado, afetando as redes CA e CC.

### 2.1.3.2 Harmônicos Não-Múltiplos de 3

Para essa análise, será estudado o sistema composto pelas equações:

$$0 = v_{A,up}^{(n)} + v_{A,dw}^{(n)} + v_{B,up}^{(n)} + v_{B,dw}^{(n)} + v_{C,up}^{(n)} + v_{C,dw}^{(n)} + (Z_{arm}^{(n)} + 3Z_{DC}^{(n)}) \left( i_{A,up}^{(n)} + i_{B,up}^{(n)} + i_{C,up}^{(n)} + i_{A,dw}^{(n)} + i_{B,dw}^{(n)} + i_{C,dw}^{(n)} \right), \quad (2.67)$$

$$0 = v_{A,up}^{(n)} - v_{A,dw}^{(n)} + v_{B,up}^{(n)} - v_{B,dw}^{(n)} + v_{C,up}^{(n)} - v_{C,dw}^{(n)} + Z_{eq} \left( i_{A,up}^{(n)} + i_{B,up}^{(n)} + i_{C,up}^{(n)} - i_{A,dw}^{(n)} - i_{B,dw}^{(n)} - i_{C,dw}^{(n)} \right), \quad (2.68)$$

que representam, respectivamente, a soma [(2.48) + (2.49) + (2.50) + (2.51) + (2.52) + (2.53)] e a subtração [(2.48) + (2.50) + (2.52)] - [(2.49) + (2.51) + (2.53)]. Por simplicidade de escrita, utiliza-se  $Z_{eq} = 2Z_S^{(n)} + Z_{arm}^{(n)} + 3Z_{DC}^{(n)} + 6Z_{Sn}^{(n)} + 6Z_{DCn}^{(n)}$ .

De maneira similar ao caso tratado para a componente fundamental, substituem-se (2.56) em (2.67) e (2.57) em (2.68), dando origem ao sistema:

$$\begin{cases} i_{A,up}^{(n)} + i_{B,up}^{(n)} + i_{C,up}^{(n)} + i_{A,dw}^{(n)} + i_{B,dw}^{(n)} + i_{C,dw}^{(n)} = 0 \\ i_{A,up}^{(n)} + i_{B,up}^{(n)} + i_{C,up}^{(n)} - i_{A,dw}^{(n)} - i_{B,dw}^{(n)} - i_{C,dw}^{(n)} = 0 \end{cases} \quad (2.69)$$

A única solução para esse sistema é:

$$i_{A,up}^{(n)} + i_{B,up}^{(n)} + i_{C,up}^{(n)} = 0, \quad (2.70)$$

$$i_{A,dw}^{(n)} + i_{B,dw}^{(n)} + i_{C,dw}^{(n)} = 0. \quad (2.71)$$

Em seguida, analisa-se o sistema composto pela soma [(2.48) + (2.49)], e pela subtração [(2.48) - (2.49)]. Após substituídas as relações descritas em (2.56), (2.57), (2.70) e (2.71) para simplificação, obtêm-se:

$$\begin{cases} v_{A,up}^{(n)} + v_{A,dw}^{(n)} + Z_{eq5} \left( i_{A,up}^{(n)} + i_{A,dw}^{(n)} \right) = 0 \\ v_{A,up}^{(n)} - v_{A,dw}^{(n)} + Z_{eq6} \left( i_{A,up}^{(n)} - i_{A,dw}^{(n)} \right) = 0 \end{cases}, \quad (2.72)$$

onde  $Z_{eq5} = Z_{arm}^{(n)}$  e  $Z_{eq6} = Z_{arm}^{(n)} + 2Z_S^{(n)}$ . Percebe-se que o sistema possui a mesma forma do sistema (2.62), descrito na análise de harmônicos múltiplos de 3. Evitando cálculos repetidos, os resultados da análise de harmônicos não-múltiplos de 3 são descritos então por:

$$i_{k,up}^{(n)} = \frac{-(Z_{eq5} + Z_{eq6})v_{k,up}^{(n)} + (Z_{eq5} - Z_{eq6})v_{k,dw}^{(n)}}{2Z_{eq5}Z_{eq6}}, \quad (2.73)$$

$$i_{k,dw}^{(n)} = \frac{(Z_{eq5} - Z_{eq6})v_{k,up}^{(n)} - (Z_{eq5} + Z_{eq6})v_{k,dw}^{(n)}}{2Z_{eq5}Z_{eq6}}, \quad n \text{ não-múltiplo de } 3. \quad (2.74)$$

Percebe-se que a distribuição das correntes circulantes para harmônicos não-múltiplos de 3, entre os braços superior e inferior de uma fase, depende novamente da defasagem entre a tensão harmônica do braço superior e inferior da mesma. Essas correntes, se existirem, podem circular dentro do MMC ou pela rede CA.

## 2.2 Potência no MMC

Concluída a análise por Superposição, é feita em seguida uma análise de potências do MMC, e sua interação com os sistemas CA e CC. Assume-se que as tensões geradas pelos braços são ideais, possuindo somente a componente contínua e a componente alternada de frequência fundamental. A impedância dos braços é desconsiderada.

Para a análise subsequente das potências no MMC, é considerado o circuito equivalente da Figura 2.9a. Um esquema das potências envolvidas na análise é exibido na Figura 2.9b (somente fase A, por simplicidade).

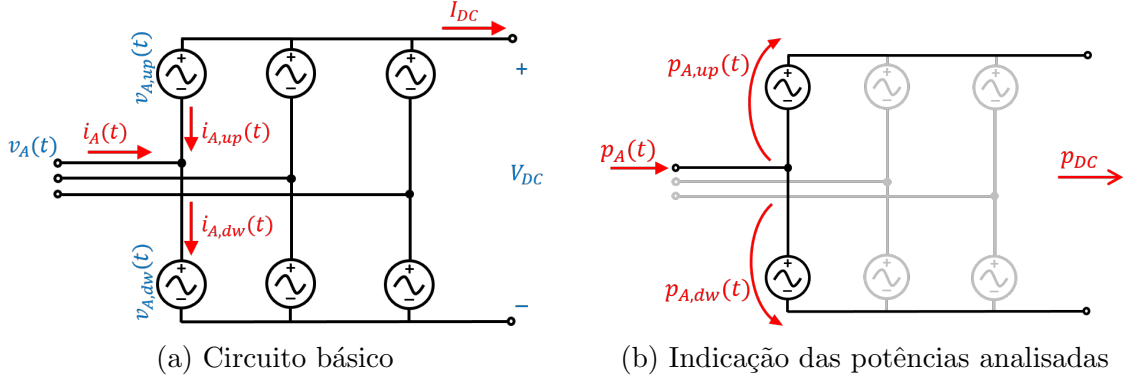


Figura 2.9: Circuito do MMC para análise de potência

São consideradas tensões equilibradas nos terminais CA. As equações a seguir definem a tensão e corrente no terminal da fase A do MMC:

$$v_A(t) = V_A^{(1)} \text{sen}(\omega t), \quad (2.75)$$

$$i_A(t) = I_A^{(1)} \text{sen}(\omega t + \gamma_A^{(1)}), \quad (2.76)$$

donde a potência instantânea que entra no terminal da fase A do MMC é dada por:

$$p_A(t) = v_A(t)i_A(t) = \frac{V_A^{(1)} I_A^{(1)}}{2} [\cos(\gamma_A^{(1)}) - \cos(2\omega t + \gamma_A^{(1)})]. \quad (2.77)$$

Uma análise similar pode ser feita para os terminais CC,

$$P_{DC} = V_{DC} I_{DC}. \quad (2.78)$$

Para análise da potência do braço, será considerado um MMC ideal, ou seja, que consegue gerar nos braços uma tensão ideal, e não apresenta perdas. Devido à ausência de harmônicos, nesse caso a corrente circulante harmônica não existe. A tensão resultante e a corrente do braço superior da fase A são dadas por:

$$v_{A,up}(t) = \frac{V_{DC}}{2} - V_A^{(1)} \text{sen}(\omega t), \quad (2.79)$$

$$i_{A,up}(t) = -\frac{I_{DC}}{3} - \frac{I_A^{(1)}}{2} \text{sen}(\omega t + \gamma_A^{(1)}). \quad (2.80)$$

A potência instantânea do braço superior da fase A é dada por:

$$\begin{aligned}
p_{A,up}(t) &= v_{A,up}(t)i_{A,up}(t) \\
&= \frac{V_A^{(1)}I_A^{(1)}}{4} \cos(\gamma_A^{(1)}) - \frac{V_A^{(1)}I_A^{(1)}}{4} \cos(2\omega t + \gamma_A^{(1)}) - \frac{V_{DC}i_{DC}}{6} + \\
&\quad + \frac{V_A^{(1)}I_{DC}}{3} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_{DC}I_A^{(1)}}{4} \text{sen}(\omega t + \gamma_A^{(1)}). \tag{2.81}
\end{aligned}$$

Os termos de (2.81) podem ser descritos em mais detalhe como:

- $\left[ \frac{V_A^{(1)}I_A^{(1)}}{4} \cos(\gamma_A^{(1)}) - \frac{V_A^{(1)}I_A^{(1)}}{4} \cos(2\omega t + \gamma_A^{(1)}) \right]$  representa metade da potência CA da fase A, ou seja,  $[\frac{1}{2}p_A(t)]$ ;
- $[\frac{V_{DC}I_{DC}}{6}]$  representa um sexto da potência do lado CC, ou seja,  $[\frac{1}{6}P_{DC}]$ ;
- $\left[ \frac{V_A^{(1)}I_{DC}}{3} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_{DC}I_A^{(1)}}{4} \text{sen}(\omega t + \gamma_A^{(1)}) \right]$  representa a potência que circula entre o braço superior e o inferior da fase A.

A mesma análise pode ser feita para o braço inferior da fase A:

$$v_{A,dw}(t) = \frac{V_{DC}}{2} + V_A^{(1)} \text{sen}(\omega t), \tag{2.82}$$

$$i_{A,dw}(t) = -\frac{I_{DC}}{3} + \frac{I_A^{(1)}}{2} \text{sen}(\omega t + \gamma_A^{(1)}), \tag{2.83}$$

$$\begin{aligned}
p_{A,dw}(t) &= v_{A,dw}(t)i_{A,dw}(t) \\
&= \frac{V_A^{(1)}I_A^{(1)}}{4} \cos(\gamma_A^{(1)}) - \frac{V_A^{(1)}I_A^{(1)}}{4} \cos(2\omega t + \gamma_A^{(1)}) - \frac{V_{DC}i_{DC}}{6} + \\
&\quad - \frac{V_A^{(1)}I_{DC}}{3} \text{sen}(\omega t) + \frac{V_{DC}I_A^{(1)}}{4} \text{sen}(\omega t + \gamma_A^{(1)}), \tag{2.84}
\end{aligned}$$

onde

- $\left[ \frac{V_A^{(1)}I_A^{(1)}}{4} \cos(\gamma_A^{(1)}) - \frac{V_A^{(1)}I_A^{(1)}}{4} \cos(2\omega t + \gamma_A^{(1)}) \right]$  representa metade da potência CA da fase A, ou seja,  $[\frac{1}{2}p_A(t)]$ ;
- $[\frac{V_{DC}I_{DC}}{6}]$  representa um sexto da potência do lado CC, ou seja,  $[\frac{1}{6}P_{DC}]$ ;
- $\left[ -\frac{V_A^{(1)}I_{DC}}{3} \text{sen}(\omega t) + \frac{V_{DC}I_A^{(1)}}{4} \text{sen}(\omega t + \gamma_A^{(1)}) \right]$  representa a potência que circula entre o braço superior e o inferior da fase A

Baseado nesses resultados, e generalizando para as 3 fases, é possível chegar a algumas conclusões. Primeiramente, é visto que a potência instantânea proveniente



de cada fase do lado CA se divide igualmente entre os dois braços correspondentes do MMC. Isso inclui uma parcela constante e outra alternada. Em um sistema trifásico equilibrado, a potência instantânea total entregue pela rede é constante, pois as parcelas oscilantes das 3 fases se anulam. Como, no MMC, cada perna é independente uma da outra e conectada somente a uma das fases da rede, a parcela oscilante da potência de cada fase individual não é nula, e se reflete nos braços do conversor.

A potência entregue ao lado CC é proveniente dos 6 braços, sendo que cada um contribui com o mesmo valor:  $1/6$  da mesma. Operando em regime permanente, o valor médio da potência do braço é nulo, ou seja,  $V_A^{(1)} I_A^{(1)} \cos(\gamma_A^{(1)})/4 = V_{DC} i_{DC}/6$ . Isso faz com que a potência do braço possua somente componentes oscilantes, e possibilita que a tensão média nos capacitores do braço seja constante no tempo (desde que haja um controle de balanceamento de tensão nos mesmos).

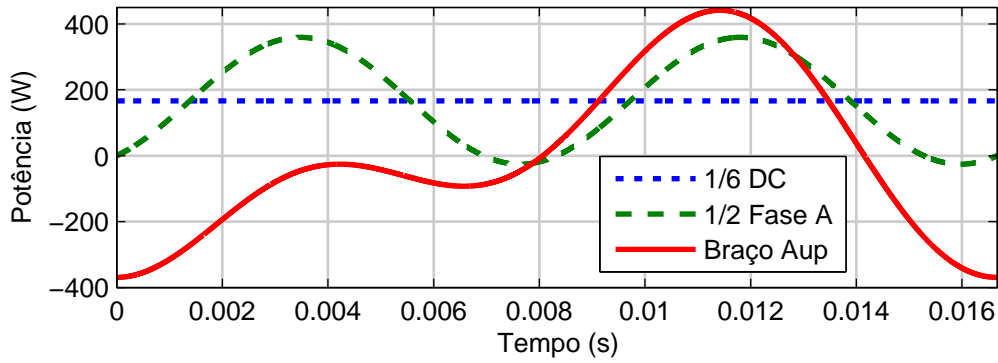
Existe uma potência circulante entre o braço superior e o inferior de cada perna. Isso, em conjunto com a potência oscilante proveniente da rede CA, leva inerentemente a oscilações na energia armazenada total dos braços, e conseqüentemente, a variações na tensão de seus capacitores [30]. Essa variação na energia armazenada dos braços é importante para se fazer o correto dimensionamento dos capacitores a serem utilizados. Essas oscilações na energia do braço dão origem às componentes mais relevantes das correntes circulantes, porque geralmente os harmônicos de alta frequência gerados pelo chaveamento são de menor amplitude.

A Figura 2.10 mostra as formas de onda das potências analisadas anteriormente, para um caso figurativo com os parâmetros a seguir:

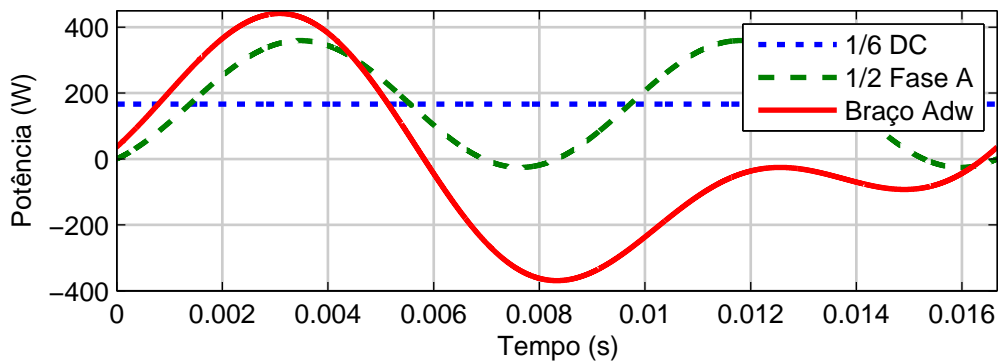
- $V_{DC} = 100$  V;
- $I_{DC} = 10$  A;
- $v_A = 50 \text{sen}(2\pi 60t)$  V;
- $i_A = 15.40 \text{sen}(2\pi 60t - 30^\circ)$  A.

Percebe-se a potência proveniente do lado CA, com sua componente constante e oscilante, e a potência CC, constante. É visto também que a potência do braço possui valor médio nulo, e oscilação em componentes fundamental e de segundo harmônico, de acordo com o equacionamento de (2.81) e (2.84).

A Figura 2.11 mostra a soma das potências dos braços superior e inferior da fase A. Ela mostra que toda a parcela oscilante da potência proveniente da rede CA é absorvida no interior da perna do MMC; somente a componente contínua passa para a rede CC.



(a)



(b)

Figura 2.10: Formas de onda das potências do MMC, para os braços (a) superior e (b) inferior da fase A.

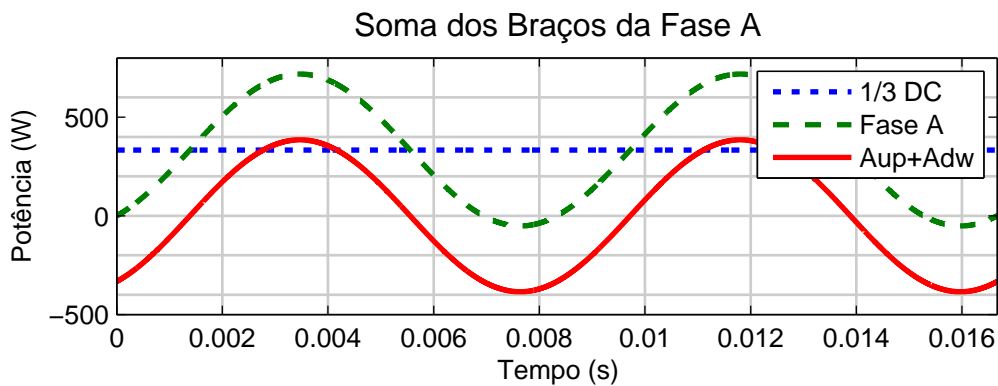


Figura 2.11: Formas de onda das potências do MMC mostrando a soma dos braços da fase A.

## 2.3 Resumo do Capítulo

Foi feita uma análise detalhada do MMC com base no Princípio da Superposição. As tensões de referência dos braços e correntes do circuito são calculadas com base nos seguintes pressupostos:

- O MMC é controlado para gerar tensões equilibradas CA de frequência fundamental em seus terminais CA;

- O MMC é controlado para gerar tensões iguais e opostas contínuas em seus terminais CC;
- A tensão dos braços deve ser controlada para que, sempre que possível, a corrente se divida igualmente entre os braços.

As referências de tensão dos braços do MMC são definidas pelo sobrescrito (\*). Representando as 3 fases por  $k = A, B, C$ , os resultados encontrados foram:

$$v_{k,up}^*(t) = V_{k,up}^* + v_{k,up}^{*(1)}(t), \quad (2.85)$$

$$V_{k,up}^* = \frac{V_{DC}^*}{2} + R_{arm} \frac{I_{DC}}{3}, \quad (2.86)$$

$$v_{k,up}^{*(1)}(t) = -v_k^{*(1)}(t) + Z_{arm}^{(1)} \frac{i_A^{(1)}(t)}{2}; \quad (2.87)$$

$$v_{k,dw}^*(t) = V_{k,dw}^* + v_{k,dw}^{*(1)}(t), \quad (2.88)$$

$$V_{k,dw}^* = \frac{V_{DC}^*}{2} + R_{arm} \frac{I_{DC}}{3}, \quad (2.89)$$

$$v_{k,dw}^{*(1)}(t) = v_k^{*(1)}(t) - Z_{arm}^{(1)} \frac{i_A^{(1)}(t)}{2}. \quad (2.90)$$

A corrente nos braços do MMC decorrente dessas tensões nos braços é descrita por:

$$i_{k,up}(t) = -\frac{I_{DC}}{3} - \frac{i_k^{(1)}(t)}{2} + i_{k,up}^{(n)}(t), \quad (2.91)$$

$$i_{k,dw}(t) = -\frac{I_{DC}}{3} + \frac{i_k^{(1)}(t)}{2} + i_{k,dw}^{(n)}(t), \quad (2.92)$$

$$i_{k,up}^{(n)}(t) = \frac{-(Z_I + Z_{II})v_{k,up}^{(n)}(t) + (Z_I - Z_{II})v_{k,dw}^{(n)}(t)}{2Z_I Z_{II}}, \quad (2.93)$$

$$i_{k,dw}^{(n)}(t) = \frac{(Z_I - Z_{II})v_{k,up}^{(n)}(t) - (Z_I + Z_{II})v_{k,dw}^{(n)}(t)}{2Z_I Z_{II}}. \quad (2.94)$$

A corrente circulante de segundo harmônico é uma das componentes harmônicas de corrente que podem surgir no MMC. Estas componentes harmônicas são originadas do chaveamento dos submódulos e da oscilação de tensão dos capacitores. De maneira geral, as correntes harmônicas diminuem a eficiência do MMC e aumentam o desgaste dos componentes. Os termos equivalentes de impedância  $Z_I$  e  $Z_{II}$  são descritos na Tabela 2.1, separados em ambos os casos possíveis: harmônicos múltiplos de 3 ou não-múltiplos de 3.

Dependendo do comportamento da parcela harmônica da tensão gerada pelos braços, a corrente harmônica pode ficar somente dentro do MMC, ou afetar as redes CA, CC, podendo até circular pelo neutro se o sistema possuir ligação com a terra.

Tabela 2.1: Impedâncias equivalentes para as correntes harmônicas.

	$Z_I$	$Z_{II}$
$n \propto 3$	$Z_{arm}^{(n)} + 3Z_{DC}^{(n)}$	$2Z_S^{(n)} + Z_{arm}^{(n)} + 3Z_{DC}^{(n)} + 6 \left( Z_{Sn}^{(n)} + Z_{DCn}^{(n)} \right)$
$n \not\propto 3$	$Z_{arm}^{(n)}$	$Z_{arm}^{(n)} + 2Z_S^{(n)}$

Analisando a potência nos braços do MMC para o caso ideal, percebe-se que o mesmo serve como um acumulador da potência oscilante proveniente da rede CA, transferindo somente a parcela de potência contínua para a rede CC. A parcela oscilante da potência é retida nos braços de cada fase, como indica a Figura 2.11, o que mostra que as oscilações de tensão dos capacitores do MMC são inevitáveis.

# Capítulo 3

## Modelo Analítico Detalhado do MMC

Nesse capítulo, é feita uma descrição matemática detalhada do MMC em regime permanente, definindo um modelo analítico do mesmo. Dessa maneira, podem-se analisar diversos resultados do sistema sem a necessidade de simulações numéricas complexas no domínio do tempo em ambientes como Simulink, PSCAD, PSIM, ATP, PLECS, ou similares.

### 3.1 Oscilação de Tensão do Capacitor

Como já foi visto, cada submódulo do MMC consiste em um conjunto de dispositivos semicondutores de chaveamento e um número de capacitores. As chaves são acionadas de acordo com uma função de chaveamento específica de cada submódulo, descrita como  $S(t)$ , com o objetivo de controlar a tensão nos terminais do submódulo.

Como foi demonstrado anteriormente em (2.81) e (2.84), o princípio básico de funcionamento do MMC consiste em absorver/fornecer nos capacitores de seus braços a parcela oscilante da potência em cada fase da rede, deixando passar somente a parcela contínua. Naturalmente, essa potência oscilante absorvida/fornecida nos braços do MMC leva a variações na energia armazenada e oscilação na tensão dos capacitores. Para um caso ideal, em que são consideradas frequência de chaveamento infinita e divisão igualitária da potência oscilante entre os capacitores de um mesmo braço, a tensão dos mesmos pode ser calculada por:

$$E_{cap}(t) = \frac{1}{2} C v_{cap}^2(t), \quad (3.1)$$

$$v_{cap}(t) = \sqrt{\frac{2}{C} E_{cap}(t)} = \sqrt{\frac{2}{C} \left( E_{cap,0} + \frac{1}{N} \int P_{arm}(t) dt \right)} \quad (3.2)$$

A equação (3.2) indica que, havendo parcelas oscilantes na potência absorvida pelo braço, a tensão dos capacitores também apresentará oscilações. Conforme (2.81) e (2.84), a potência dos braços sempre apresenta parcelas oscilantes em primeiro e segundo harmônico pelo menos. Assim, pode-se dizer que, mesmo para um MMC ideal, os capacitores apresentarão inerentemente oscilações de tensão pelo menos em primeiro e segundo harmônico. Essas são as formas básicas, de modo que, devido a efeitos de chaveamento, desbalanço e outros, os capacitores poderão apresentar oscilações de tensão em outras frequências.

Dessa maneira, pode-se afirmar que, independentemente das condições de operação, os capacitores do MMC irão apresentar alguma oscilação de tensão, e o correto entendimento desse fenômeno é vital no estudo do sistema de controle e no dimensionamento dos componentes, em especial dos capacitores dos submódulos.

## 3.2 Função de Chaveamento e Interações Entre Tensão e Corrente no Submódulo

O submódulo do MMC pode ter diversas topologias diferentes, mas de maneira geral elas seguem a mesma lógica de funcionamento. Para a análise subsequente, será tomado como base o tipo mais simples, o submódulo em meia-ponte, que foi apresentado na Figura 1.2a. Nele, há duas chaves semicondutoras com diodos em anti-paralelo. Essas chaves nunca são ativadas simultaneamente, pois isso seria o equivalente a curto-circuitar os terminais do capacitor, gerando uma corrente elevada que pode queimar as mesmas.

A relação entre a corrente que passa pelo braço do MMC e a corrente que passa pelo capacitor de um submódulo depende do estado de suas chaves, ou seja, depende de qual chave está fechada e qual está aberta. A Figura 3.1 ilustra os 4 casos possíveis para o submódulo em meia-ponte.

A corrente do braço só circula pelo capacitor se a chave superior estiver fechada, inserindo o mesmo no circuito do braço. Se a chave inferior estiver fechada, o capacitor encontra-se em estado de *bypass*, ou seja, não está inserido no circuito do braço. Definindo  $X$  como o estado da chave superior, onde  $X = 1$  indica que ela está fechada, e  $X = 0$  indica que ela está aberta, a corrente do braço ( $i_{arm}$ ) se relaciona com a corrente do capacitor ( $i_{cap}$ ) da seguinte maneira:

$$i_{cap}(t) = X(t)i_{arm}(t). \quad (3.3)$$

Diz-se que  $X(t)$  é a *Função de Chaveamento* do submódulo.

De maneira similar, é analisada a tensão nos terminais do submódulo, dependendo do estado das chaves. A Figura 3.2 ilustra os casos possíveis.

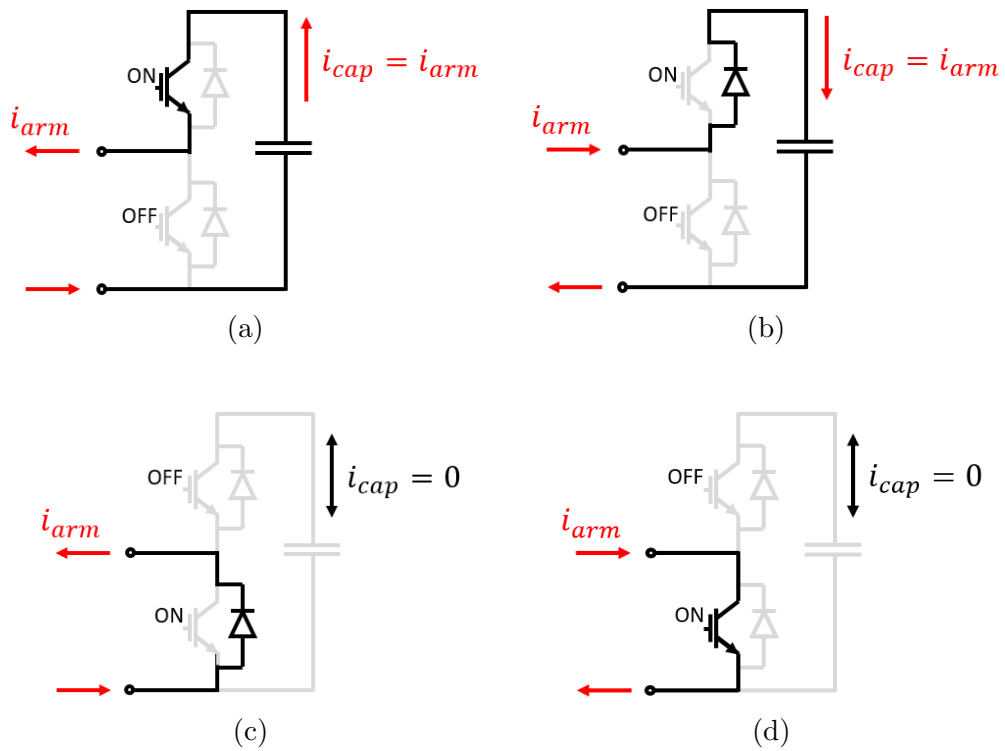


Figura 3.1: Fluxo da corrente do braço e corrente do capacitor de um submódulo: (a) e (b), chave superior fechada e chave inferior aberta; (c) e (d), chave superior aberta e chave inferior fechada.

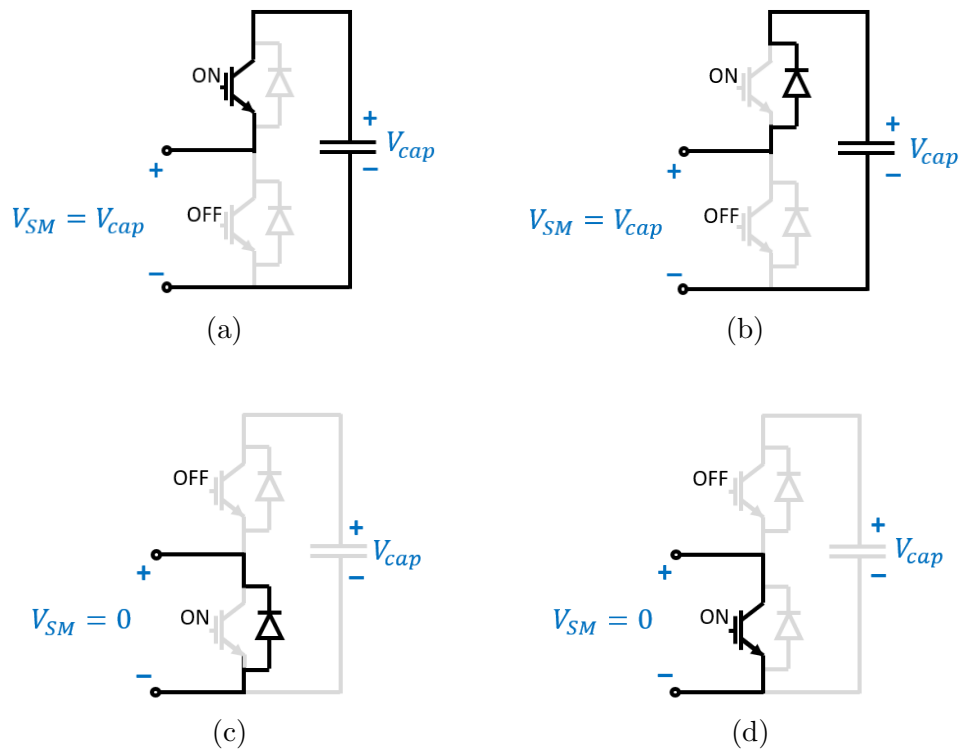


Figura 3.2: Relação entre tensão nos terminais e tensão do capacitor de um submódulo: (a) e (b), chave superior fechada e chave inferior aberta; (c) e (d), chave superior aberta e chave inferior fechada.

Se a chave superior estiver fechada, o capacitor está inserido no circuito, e a tensão nos terminais do submódulo é a própria tensão do capacitor. Se essa chave estiver aberta, o capacitor encontra-se em bypass, e o submódulo se encontra em um estado similar a um curto-circuito, do ponto de vista de seus terminais. Assim, a relação entre a tensão terminal ( $v_{SM}$ ) e a tensão do capacitor ( $v_{cap}$ ) é dada por:

$$v_{SM}(t) = X(t)v_{cap}(t). \quad (3.4)$$

Considera-se que todos os submódulos do MMC possuem o mesmo valor de capacitância  $C$ . As relações básicas de tensão e corrente para um dado submódulo  $z$  do MMC são então dadas por:

$$i_{cap,z}(t) = X_z(t)i_{arm}(t), \quad (3.5)$$

$$v_{cap,z}(t) = V_{cap0,z} + \frac{1}{C} \int i_{cap,z}(t) dt, \quad (3.6)$$

$$v_{SM,z}(t) = X_z(t)v_{cap,z}(t), \quad (3.7)$$

e a tensão total do braço  $v_{arm}(t)$  é dada pelo somatório das tensões de saída de seus submódulos, ou seja,

$$v_{arm}(t) = \sum_{z=1}^N v_{SM,z}(t). \quad (3.8)$$

O valor de  $X_z(t)$  muda com o tempo, alternando entre 1 e 0, de acordo com os comandos de chaveamento provenientes do sistema de controle. É possível representá-lo utilizando sua Série de Fourier, que transforma a série de valores 0 e 1 em um somatório de componentes senoidais equivalentes. Esse tipo de representação é fundamental para as análises das seções seguintes. Dessa maneira, define-se uma *Função de Chaveamento Equivalente*  $S_z(t)$  para cada submódulo.

### 3.3 Tensão do Capacitor e Origem da Corrente Circulante

De maneira geral, deseja-se controlar o MMC para gerar tensões senoidais nos terminais CA e tensões contínuas nos terminais CC, conforme (2.85)-(2.90). A maneira mais simples de fazê-lo é utilizar uma função de chaveamento média para os braços superior e inferior, onde  $k$  denota uma dada fase ( $k = A, B, C$ ):



$$S_{k,up}(t) = \frac{1}{2} - \frac{m_1}{2} \text{sen}(\omega t + \theta_k^{(1)}), \quad (3.9)$$

$$S_{k,dw}(t) = \frac{1}{2} + \frac{m_1}{2} \text{sen}(\omega t + \theta_k^{(1)}), \quad (3.10)$$

onde  $m_1$  indica o índice de modulação da componente fundamental das funções de chaveamento, e  $\theta_k^{(1)}$ , sua fase. As funções  $S_{k,up}(t)$  e  $S_{k,dw}(t)$  são chamadas de funções de chaveamento médias do braço porque, inicialmente, considera-se a aproximação de que todos os submódulos de um braço possuem a mesma função de chaveamento. Para tanto, assume-se uma frequência de chaveamento alta o suficiente para que os harmônicos de alta frequência de  $S(t)$  possam ser desprezados. Essas funções de chaveamento indicam que os submódulos ficam, em média, metade do tempo inseridos no circuito, e metade do tempo *bypassados*, devido ao termo  $1/2$ . Esse é o tipo de controle mais utilizado, embora existam outros esquemas que variam essa componente para obter índices de desempenho de controle diferentes [31].

Inicialmente é analisado o caso ideal descrito no capítulo anterior, considerando que a tensão dos capacitores de um braço varia conforme a energia absorvida/fornecida pelo mesmo. Comparando a potência dos braços superior e inferior de uma dada fase, de acordo com (2.81) e (2.84), percebe-se que os termos contínuo e de segundo harmônico são iguais. Os de componente senoidal fundamental possuem mesma amplitude, porém seus sinais são opostos. Essas equações são válidas para a fase A, mas a lógica de dedução é similar para as fases B e C. Como a potência tem componentes oscilantes em  $\omega$  e  $2\omega$ , a tensão dos capacitores também apresentará essas componentes. Dessa maneira, as tensões dos capacitores dos braços superior e inferior de uma dada fase podem ser descritas por:

$$v_{cap,k,up}(t) = V_{cap} - V_{cap}^{(1)} \text{sen}(\omega t + \alpha_k^{(1)}) + V_{cap}^{(2)} \text{sen}(2\omega t + \alpha_k^{(2)}), \quad (3.11)$$

$$v_{cap,k,dw}(t) = V_{cap} + V_{cap}^{(1)} \text{sen}(\omega t + \alpha_k^{(1)}) + V_{cap}^{(2)} \text{sen}(2\omega t + \alpha_k^{(2)}). \quad (3.12)$$

Considerando que todos os submódulos possuem a mesma função de chaveamento e a mesma tensão de capacitor, a tensão total dos braços é dada por:

$$v_{k,up} = N v_{SM,k,up}(t) = N v_{cap,k,dw}(t) S_{k,up}(t), \quad (3.13)$$

$$v_{k,dw} = N v_{SM,k,dw}(t) = N v_{cap,k,dw}(t) S_{k,dw}(t). \quad (3.14)$$

A tensão resultante nos braços pode ser obtida substituindo (3.11)-(3.12) em (3.13)-(3.14), como:

$$\begin{aligned}
v_{k,up} = & \frac{NV_{cap}}{2} + \frac{Nm_1V_{cap}^{(1)}}{4} \cos(\theta_k^{(1)} - \alpha_k^{(1)}) + \\
& - \frac{Nm_1V_{cap}}{2} \text{sen}(\omega t + \theta_k^{(1)}) - \frac{Nm_1V_{cap}^{(2)}}{4} \cos(\omega t - \theta_k^{(1)} + \alpha_k^{(2)}) + \\
& - \frac{NV_{cap}^{(1)}}{2} \text{sen}(\omega t + \alpha_k^{(1)}) + \\
& + \frac{NV_{cap}^{(2)}}{2} \text{sen}(2\omega t + \alpha_k^{(2)}) - \frac{Nm_1V_{cap}^{(1)}}{4} \cos(2\omega t + \theta_k^{(1)} + \alpha_k^{(1)}) + \\
& + \frac{Nm_1V_{cap}^{(2)}}{4} \cos(3\omega t + \theta_k^{(1)} + \alpha_k^{(2)}), \tag{3.15}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
v_{k,dw} = & \frac{NV_{cap}}{2} + \frac{Nm_1V_{cap}^{(1)}}{4} \cos(\theta_k^{(1)} - \alpha_k^{(1)}) + \\
& + \frac{Nm_1V_{cap}}{2} \text{sen}(\omega t + \theta_k^{(1)}) + \frac{Nm_1V_{cap}^{(2)}}{4} \cos(\omega t - \theta_k^{(1)} + \alpha_k^{(2)}) + \\
& + \frac{NV_{cap}^{(1)}}{2} \text{sen}(\omega t + \alpha_k^{(1)}) + \\
& + \frac{NV_{cap}^{(2)}}{2} \text{sen}(2\omega t + \alpha_k^{(2)}) - \frac{Nm_1V_{cap}^{(1)}}{4} \cos(2\omega t + \theta_k^{(1)} + \alpha_k^{(1)}) + \\
& - \frac{Nm_1V_{cap}^{(2)}}{4} \cos(3\omega t + \theta_k^{(1)} + \alpha_k^{(2)}). \tag{3.16}
\end{aligned}$$

Percebe-se que os termos de segundo harmônico ( $2\omega$ ) são iguais para os braços superior e inferior. De acordo com (2.93)-(2.94), isso leva ao surgimento de uma corrente de segundo harmônico nos braços, mais conhecida como corrente circulante. Os componentes de terceiro harmônico na tensão dos braços podem levar ao surgimento de correntes de terceiro harmônico se houver aterramento no sistema ou capacitâncias para a terra.

Esta análise preliminar teve como objetivo mostrar que de fato surge uma corrente circulante no MMC durante sua operação em regime permanente. Na próxima seção, é feita uma análise matemática detalhada da interação entre a tensão dos capacitores e a corrente circulante.

### 3.4 Corrente Circulante de Segundo Harmônico

É possível quantificar a corrente circulante que surge de um sistema de controle que tenha funções de chaveamento médias como as descritas por (3.9)-(3.10). O equacionamento dessa seção é baseado no descrito por SONG *et al.* [32]. A interação entre a corrente circulante e as oscilações de tensão dos capacitores é cir-

cular, ou seja, uma influencia a outra. A corrente do braço, por meio da função de chaveamento, carrega e descarrega os capacitores do braço. As oscilações de tensão dos capacitores aparecem na tensão total do braço, por meio da função de chaveamento. As oscilações na tensão total do braço podem levar ao surgimento de correntes harmônicas, que por sua vez vão levar a oscilações na tensão dos capacitores. Essa é a interação circular que será investigada matematicamente nas seções seguintes.

Como ponto de partida, considera-se que as correntes nos braços superior e inferior de uma dada fase são descritas por:

$$i_{k,up}(t) = -\frac{I_{DC}}{3} - \frac{I_k^{(1)}}{2} \text{sen}(\omega t + \gamma_k^{(1)}) + I_{k,circ}^{(2)} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(2)}), \quad (3.17)$$

$$i_{k,dw}(t) = -\frac{I_{DC}}{3} + \frac{I_k^{(1)}}{2} \text{sen}(\omega t + \gamma_k^{(1)}) + I_{k,circ}^{(2)} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(2)}). \quad (3.18)$$

Os termos  $I_k^{(1)}$  e  $\gamma_k^{(1)}$  representam, respectivamente, a amplitude e fase da corrente de frequência fundamental da rede CA proveniente de uma fase  $k$ , que se divide igualmente entre os braços superior e inferior do MMC. Já os termos  $I_{k,circ}^{(2)}$  e  $\gamma_k^{(2)}$  representam a amplitude e fase da corrente circulante de segundo harmônico, que circula internamente no MMC.

A tensão dos capacitores evolui no tempo de maneira geral conforme

$$v_{cap}(t) = V_{cap} + \frac{1}{C} \int i_{cap}(t) dt. \quad (3.19)$$

A corrente que passa pelos capacitores depende de sua função de chaveamento. Para os braços superior e inferior de uma fase, a tensão dos capacitores é descrita por:

$$v_{cap,k,up}(t) = V_{cap} + \frac{1}{C} \int S_{k,up}(t) i_{k,up}(t) dt, \quad (3.20)$$

$$v_{cap,k,dw}(t) = V_{cap} + \frac{1}{C} \int S_{k,dw}(t) i_{k,dw}(t) dt. \quad (3.21)$$

Assume-se que todos os capacitores do MMC possuam o mesmo valor médio de tensão  $\overline{v_{cap}}(t) = V_{cap}$ .

Substituindo (3.9)-(3.10) e (3.17)-(3.18) em (3.20)-(3.21), encontra-se a expressão matemática para a tensão dos capacitores em função do tempo, descrita por:

$$\begin{aligned}
v_{cap,k,up}(t) = & V_{cap} + \frac{I_k^{(1)} m_1 t}{8C} \cos(\theta_k^{(1)} - \gamma_k^{(1)}) - \frac{I_{DC} t}{6C} + \\
& + \frac{I_k^{(1)}}{4wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(1)}) - \frac{I_{k,circ}^{(2)} m_1}{4wC} \text{sen}(\omega t - \theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(2)}) + \\
& - \frac{I_{DC} m_1}{6wC} \cos(\omega t + \theta_k^{(1)}) + \\
& - \frac{I_{k,circ}^{(2)}}{4wC} \cos(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) - \frac{I_k^{(1)} m_1}{16wC} \text{sen}(2\omega t + \theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(1)}) + \\
& + \frac{I_{k,circ}^{(2)} m_1}{12wC} \text{sen}(3\omega t + \theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(2)}), \tag{3.22}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
v_{cap,k,dw}(t) = & V_{cap} + \frac{I_k^{(1)} m_1 t}{8C} \cos(\theta_k^{(1)} - \gamma_k^{(1)}) - \frac{I_{DC} t}{6C} + \\
& - \frac{I_k^{(1)}}{4wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(1)}) + \frac{I_{k,circ}^{(2)} m_1}{4wC} \text{sen}(\omega t - \theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(2)}) + \\
& + \frac{I_{DC} m_1}{6wC} \cos(\omega t + \theta_k^{(1)}) + \\
& - \frac{I_{k,circ}^{(2)}}{4wC} \cos(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) - \frac{I_k^{(1)} m_1}{16wC} \text{sen}(2\omega t + \theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(1)}) + \\
& - \frac{I_{k,circ}^{(2)} m_1}{12wC} \text{sen}(3\omega t + \theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(2)}). \tag{3.23}
\end{aligned}$$

Uma primeira análise que pode ser feita é sobre os termos que são função do tempo mas não são senoidais:  $I_k^{(1)} m_1 t \cos(\theta_k^{(1)} - \gamma_k^{(1)})/8C$  e  $-I_{DC} t/6C$ . Esses termos representam a parcela constante da corrente que passa pelo capacitor, integrada no tempo. Se a soma desses termos for nula, isso representa uma corrente puramente senoidal passando pelo capacitor. Isso faz com que a tensão dos capacitores possua somente uma componente contínua e componentes senoidais limitadas, sendo estável no tempo, ou seja, seu valor médio é constante. Por meio do sistema de controle, é possível alterar a amplitude ou o ângulo da componente fundamental da função de modulação, de modo a carregar ou descarregar os capacitores.

A tensão resultante nos braços é calculada como:

$$v_{k,up}(t) = Nv_{cap,k,up}(t)S_{k,up}(t), \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned}
v_{k,up}(t) = & \frac{NV_{cap}}{2} + \frac{I_{k,circ}^{(2)}m_1^2N}{16wC} \cos(2\theta_k^{(1)} - \gamma_k^{(2)}) - \frac{I_k^{(1)}m_1N}{16wC} \text{sen}(\theta_k^{(1)} - \gamma_k^{(1)}) + \\
& + \frac{I_k^{(1)}m_1Nt}{16C} \cos(\theta_k^{(1)} - \gamma_k^{(1)}) - \frac{NI_{DC}t}{12C} + \\
& - \frac{I_k^{(1)}m_1^2Nt}{32C} \text{sen}(\omega t + 2\theta_k^{(1)} - \gamma_k^{(1)}) - \frac{I_k^{(1)}m_1^2Nt}{32C} \text{sen}(\omega t + \gamma_k^{(1)}) + \frac{m_1NI_{DC}t}{12C} \text{sen}(\omega t + \theta_k^{(1)}) + \\
& + \frac{I_k^{(1)}N}{8wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(1)}) + \frac{I_k^{(1)}m_1^2N}{64wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(1)}) - \frac{3I_{k,circ}^{(2)}m_1N}{16wC} \text{sen}(\omega t - \theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(2)}) + \\
& - \frac{m_1NI_{DC}}{12wC} \cos(\omega t + \theta_k^{(1)}) - \frac{m_1NV_{cap}}{2} \text{sen}(\omega t + \theta_k^{(1)}) + \\
& - \frac{I_{k,circ}^{(2)}N}{8wC} \cos(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) - \frac{I_{k,circ}^{(2)}m_1^2N}{12wC} \cos(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) + \\
& - \frac{3I_k^{(1)}m_1N}{32wC} \text{sen}(2\omega t + \theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(1)}) + \frac{m_1^2NI_{DC}}{24wC} \text{sen}(2\omega t + 2\theta_k^{(1)}) + \\
& - \frac{I_k^{(1)}m_1^2N}{64wC} \cos(3\omega t + 2\theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(1)}) + \frac{5I_{k,circ}^{(2)}m_1N}{48wC} \text{sen}(3\omega t + \theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(2)}) + \\
& + \frac{I_{k,circ}^{(2)}m_1^2N}{48wC} \cos(4\omega t + 2\theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(2)}), \quad (3.25)
\end{aligned}$$

$$v_{k,dw}(t) = Nv_{cap,k,dw}(t)S_{k,dw}(t), \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned}
v_{k,dw}(t) = & \frac{NV_{cap}}{2} + \frac{I_{k,circ}^{(2)}m_1^2N}{16wC} \cos(2\theta_k^{(1)} - \gamma_k^{(2)}) - \frac{I_k^{(1)}m_1N}{16wC} \text{sen}(\theta_k^{(1)} - \gamma_k^{(1)}) + \\
& + \frac{I_k^{(1)}m_1Nt}{16C} \cos(\theta_k^{(1)} - \gamma_k^{(1)}) - \frac{NI_{DC}t}{12C} + \\
& + \frac{I_k^{(1)}m_1^2Nt}{32C} \text{sen}(\omega t + 2\theta_k^{(1)} - \gamma_k^{(1)}) + \frac{I_k^{(1)}m_1^2Nt}{32C} \text{sen}(\omega t + \gamma_k^{(1)}) - \frac{m_1NI_{DC}t}{12C} \text{sen}(\omega t + \theta_k^{(1)}) + \\
& - \frac{I_k^{(1)}N}{8wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(1)}) - \frac{I_k^{(1)}m_1^2N}{64wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(1)}) + \frac{3I_{k,circ}^{(2)}m_1N}{16wC} \text{sen}(\omega t - \theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(2)}) + \\
& + \frac{m_1NI_{DC}}{12wC} \cos(\omega t + \theta_k^{(1)}) + \frac{m_1NV_{cap}}{2} \text{sen}(\omega t + \theta_k^{(1)}) + \\
& - \frac{I_{k,circ}^{(2)}N}{8wC} \cos(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) - \frac{I_{k,circ}^{(2)}m_1^2N}{12wC} \cos(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) + \\
& - \frac{3I_k^{(1)}m_1N}{32wC} \text{sen}(2\omega t + \theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(1)}) + \frac{m_1^2NI_{DC}}{24wC} \text{sen}(2\omega t + 2\theta_k^{(1)}) + \\
& + \frac{I_k^{(1)}m_1^2N}{64wC} \cos(3\omega t + 2\theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(1)}) - \frac{5I_{k,circ}^{(2)}m_1N}{48wC} \text{sen}(3\omega t + \theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(2)}) + \\
& + \frac{I_{k,circ}^{(2)}m_1^2N}{48wC} \cos(4\omega t + 2\theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(2)}). \quad (3.27)
\end{aligned}$$

Existem alguns termos linearmente dependentes do tempo, que poderiam indicar que a tensão do braço seria instável. Entretanto, esses termos são provenientes da parcela constante de corrente que passa pelos capacitores; como foi analisado anteriormente, essa parcela é nula em regime permanente. Dessa maneira, os termos linearmente dependentes do tempo se cancelam em regime permanente, e a tensão do braço é de fato estável, possuindo componente contínua e componentes oscilantes. Todavia, esses termos podem representar uma situação transitória onde haja carga ou descarga dos capacitores.

As componentes harmônicas da tensão dos braços podem dar origem a correntes de frequência correspondente. Para a análise a seguir, são utilizadas as equações deduzidas no capítulo anterior (2.93)-(2.94), além da Tabela 2.1.

Pelas equações (3.25) e (3.27), percebe-se que as tensões de terceiro harmônicos dos braços superior e inferior possuem os mesmos termos, mas sinais opostos, de maneira que  $v_{k,up}^{(3)}(t) = -v_{k,dw}^{(3)}(t)$ . As correntes de terceiro harmônico dos braços são então descritas por:

$$i_{k,up}^{(3)}(t) = \frac{\frac{I_k^{(1)} m_1^2 N}{64wC} \cos(3\omega t + 2\theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(1)}) - \frac{5I_{k,circ}^{(2)} m_1 N}{48wC} \text{sen}(3\omega t + \theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(2)})}{2Z_S^{(3)} + Z_{arm}^{(3)} + 3Z_{DC}^{(3)} + 6(Z_{Sn}^{(3)} + Z_{DCn}^{(3)})}, \quad (3.28)$$

$$i_{k,dw}^{(3)}(t) = \frac{-\frac{I_k^{(1)} m_1^2 N}{64wC} \cos(3\omega t + 2\theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(1)}) + \frac{5I_{k,circ}^{(2)} m_1 N}{48wC} \text{sen}(3\omega t + \theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(2)})}{2Z_S^{(3)} + Z_{arm}^{(3)} + 3Z_{DC}^{(3)} + 6(Z_{Sn}^{(3)} + Z_{DCn}^{(3)})}. \quad (3.29)$$

Essas correntes passam pelo neutro do sistema, e só existirão se houver algum caminho para a terra. Caso contrário, a impedância de neutro tende a infinito, e essa componente da corrente tenderá a zero. Além disso, vale notar que as impedâncias são elevadas por serem diretamente dependentes da frequência, e essa corrente, por atravessar todo o sistema, passa por uma impedância total elevada. Dessa maneira, a corrente de terceiro harmônico, se existente, torna-se muito pequena, podendo ser desprezada sem perda de precisão na análise matemática.

As tensões de quarto harmônico dos braços superior e inferior são iguais. As correntes de quarto harmônico são então descritas por:

$$i_{k,up}^{(4)}(t) = -\frac{\frac{I_{k,circ}^{(2)} m_1^2 N}{48wC} \cos(4\omega t + 2\theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(2)})}{Z_{arm}^{(4)}}, \quad (3.30)$$

$$i_{k,dw}^{(4)}(t) = -\frac{\frac{I_{k,circ}^{(2)} m_1^2 N}{48wC} \cos(4\omega t + 2\theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(2)})}{Z_{arm}^{(4)}}. \quad (3.31)$$

Essas correntes são divididas por impedâncias elevadas de quarto harmônico. Dessa maneira, as correntes de quarto harmônico também podem ser desprezadas.

Em seguida são analisadas as componentes de segundo harmônico. As tensões de segundo harmônico são iguais para os braços superior e inferior, levando a correntes descritas por:

$$i_{k,up}^{(2)}(t) = -\frac{v_{k,up}^{(2)}(t)}{Z_{arm}^{(2)}}, \quad (3.32)$$

$$i_{k,dw}^{(2)}(t) = -\frac{v_{k,up}^{(2)}(t)}{Z_{arm}^{(2)}}. \quad (3.33)$$

Essa corrente de segundo harmônico dos braços é a chamada corrente circulante. Considerando que, para o segundo harmônico,  $Z_{arm}^{(2)} = j2\omega L_{arm}$ , chega-se em:

$$\begin{aligned} I_{k,circ}^{(2)} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) &= -\frac{v_{k,up}^{(2)}(t)}{Z_{arm}^{(2)}}, \\ I_{k,circ}^{(2)} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) &= \frac{I_{k,circ}^{(2)} N}{16\omega^2 C L_{arm}} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) + \frac{I_{k,circ}^{(2)} m_1^2 N}{24\omega^2 C L_{arm}} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) + \\ &\quad - \frac{3I_k^{(1)} m_1 N}{64\omega^2 C L_{arm}} \cos(2\omega t + \theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(1)}) + \frac{m_1^2 N I_{DC}}{48\omega^2 C L_{arm}} \cos(2\omega t + 2\theta_k^{(1)}). \end{aligned} \quad (3.34)$$

Passando os termos em seno para o lado esquerdo da equação e os termos em cosseno para o lado direito, é possível resolver a equação simplificada

$$I_{k,circ}^{(2)} A \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) = -B \cos(2\omega t + \theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(1)}) + D \cos(2\omega t + 2\theta_k^{(1)}). \quad (3.35)$$

Os resultados são:

$$I_{k,circ}^{(2)} = \frac{1}{A} \sqrt{\left( D \cos(2\theta_k^{(1)}) - B \cos(\theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(1)}) \right)^2 + \left( D \text{sen}(2\theta_k^{(1)}) - B \text{sen}(\theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(1)}) \right)^2}, \quad (3.36)$$

$$\gamma_k^{(2)} = \arctan \left( \frac{D \text{sen}(2\theta_k^{(1)}) - B \text{sen}(\theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(1)})}{D \cos(2\theta_k^{(1)}) - B \cos(\theta_k^{(1)} + \gamma_k^{(1)})} \right) + \frac{\pi}{2}, \quad (3.37)$$

onde

$$A = 1 - \frac{N}{16\omega^2 C L_{arm}} + \frac{m_1^2 N}{24\omega^2 C L_{arm}}, \quad (3.38)$$

$$B = \frac{3I_k^{(1)} m_1 N}{64\omega^2 C L_{arm}}, \quad (3.39)$$

$$D = \frac{m_1^2 N I_{DC}}{48 \omega^2 C L_{arm}}. \quad (3.40)$$

Todas as constantes presentes no resultado acima são provenientes dos parâmetros do MMC ( $C$ ,  $L_{arm}$ ,  $N$ ) ou dos valores das variáveis no ponto de operação do sistema ( $\omega$ ,  $m_1$ ,  $I_k^{(1)}$ ). Dessa maneira, é possível estimar a amplitude e fase da corrente circulante do MMC tendo como base parâmetros básicos do sistema.

### 3.5 Controle da Corrente Circulante de Segundo Harmônico (CCCSH)

De maneira geral, a presença de corrente circulante é prejudicial ao MMC. Ela aumenta o valor RMS da corrente nos braços, aumentando as perdas no conversor, e não contribui para a transferência de energia entre as redes CA e CC. Além disso, se não for controlada, a corrente circulante pode aumentar a amplitude da oscilação de tensão dos capacitores, que deve ser mantida dentro de uma faixa aceitável para não ultrapassar o valor limite dos equipamentos. Entretanto, é possível que a presença de uma corrente circulante controlada, apesar de aumentar as perdas, ajude a diminuir as oscilações de tensão dos capacitores [33–35].

É possível controlar a corrente circulante por meio de um sinal de controle de segundo harmônico [35]. Esse sinal de controle corresponde à componente de segundo harmônico da função de chaveamento dos braços  $S(t)$ . Incluindo tal componente, as funções de chaveamento dos braços são descritas por:

$$S_{k,up}(t) = \frac{1}{2} - \frac{m_1}{2} \text{sen}(\omega t + \theta_k^{(1)}) + \frac{m_2}{2} \text{sen}(2\omega t + \theta_k^{(2)}), \quad (3.41)$$

$$S_{k,dw}(t) = \frac{1}{2} + \frac{m_1}{2} \text{sen}(\omega t + \theta_k^{(1)}) + \frac{m_2}{2} \text{sen}(2\omega t + \theta_k^{(2)}). \quad (3.42)$$

Neste caso,  $m_2$  e  $\theta_k^{(2)}$  representam, respectivamente, a amplitude e fase da componente de segundo harmônico da função de chaveamento, para uma dada fase  $k$ . Vale notar que o sistema deve ser dimensionado para que  $m_1$  e  $m_2$ , em conjunto, não levem o sistema de controle a sobremodulação [36].

A análise que segue é similar àquela da seção anterior, mas os resultados incluem a proposta de controle da corrente circulante de segundo harmônico. Considera-se que as correntes dos braços são descritas por:

$$i_{k,up}(t) = -\frac{I_{DC}}{3} - \frac{I_k^{(1)}}{2} \text{sen}(\omega t + \gamma_k^{(1)}) + I_{k,circ}^{(2)} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(2)}), \quad (3.43)$$

$$i_{k,dw}(t) = -\frac{I_{DC}}{3} + \frac{I_k^{(1)}}{2} \text{sen}(\omega t + \gamma_k^{(1)}) + I_{k,circ}^{(2)} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(2)}). \quad (3.44)$$



A tensão nos capacitores pode então ser descrita como:

$$v_{cap,k,up}(t) = V_{cap} + \frac{1}{C} \int S_{k,up}(t) i_{k,up}(t) dt, \quad (3.45)$$

$$\begin{aligned} v_{cap,k,up}(t) = & V_{cap} - \frac{I_{DC}t}{6C} + \frac{I_k^{(1)}m_1t}{8C} \cos(\gamma_k^{(1)} - \theta_k^{(1)}) + \frac{I_{k,circ}^{(2)}m_2t}{4C} \cos(\gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(2)}) + \\ & + \frac{I_k^{(1)}}{4wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(1)}) - \frac{I_{k,circ}^{(2)}m_1}{4wC} \text{sen}(\omega t + \gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(1)}) + \\ & - \frac{m_1I_{DC}}{6wC} \cos(\omega t + \theta_k^{(1)}) - \frac{I_k^{(1)}m_2}{8wC} \text{sen}(\omega t - \gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \\ & - \frac{I_{k,circ}^{(2)}}{4wC} \cos(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) - \frac{I_k^{(1)}m_1}{16wC} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)}) + \\ & + \frac{m_2I_{DC}}{12wC} \cos(2\omega t + \theta_k^{(2)}) + \\ & + \frac{I_{k,circ}^{(2)}m_1}{12wC} \text{sen}(3\omega t + \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(1)}) + \frac{I_k^{(1)}m_2}{24wC} \text{sen}(3\omega t + \gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \\ & - \frac{I_{k,circ}^{(2)}m_2}{16wC} \text{sen}(4\omega t + \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(2)}), \end{aligned} \quad (3.46)$$

$$v_{cap,k,dw}(t) = V_{cap} + \frac{1}{C} \int S_{k,dw}(t) i_{k,dw}(t) dt, \quad (3.47)$$

$$\begin{aligned} v_{cap,k,dw}(t) = & V_{cap} - \frac{I_{DC}t}{6C} + \frac{I_k^{(1)}m_1t}{8C} \cos(\gamma_k^{(1)} - \theta_k^{(1)}) + \frac{I_{k,circ}^{(2)}m_2t}{4C} \cos(\gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(2)}) + \\ & - \frac{I_k^{(1)}}{4wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(1)}) + \frac{I_{k,circ}^{(2)}m_1}{4wC} \text{sen}(\omega t + \gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(1)}) + \\ & + \frac{m_1I_{DC}}{6wC} \cos(\omega t + \theta_k^{(1)}) + \frac{I_k^{(1)}m_2}{8wC} \text{sen}(\omega t - \gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \\ & - \frac{I_{k,circ}^{(2)}}{4wC} \cos(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) - \frac{I_k^{(1)}m_1}{16wC} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)}) + \\ & + \frac{m_2I_{DC}}{12wC} \cos(2\omega t + \theta_k^{(2)}) + \\ & - \frac{I_{k,circ}^{(2)}m_1}{12wC} \text{sen}(3\omega t + \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(1)}) - \frac{I_k^{(1)}m_2}{24wC} \text{sen}(3\omega t + \gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \\ & - \frac{I_{k,circ}^{(2)}m_2}{16wC} \text{sen}(4\omega t + \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(2)}). \end{aligned} \quad (3.48)$$

As tensões dos capacitores possuem novamente alguns termos que são linearmente dependentes do tempo. Esses termos existem devido à parcela constante da corrente que passa pelo capacitor, integrada no tempo. Nesse caso há uma parcela a mais do que na seção anterior, proveniente da interação do controle de corrente circulante com a própria corrente circulante. Em regime permanente, o sistema de controle faz com que a soma desses termos seja nula, de maneira que a tensão dos capacitores possua somente uma componente constante no tempo e suas componentes oscilantes.

As tensões resultantes nos braços são descritas por:

$$v_{k,up}(t) = Nv_{cap,k,up}(t) * S_{k,up}(t),$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{NV_{cap}}{2} + \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_2}{16wC} \text{sen}(\gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(2)}) + \frac{NI_k^{(1)}m_1m_2}{64wC} \cos(\gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)} - \theta_k^{(2)}) + \\
&+ \frac{NI_k^{(1)}m_1}{16wC} \text{sen}(\gamma_k^{(1)} - \theta_k^{(1)}) + \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1^2}{16wC} \cos(\gamma_k^{(2)} - 2\theta_k^{(1)}) + \\
&+ \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_2t}{8C} \cos(\gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(2)}) - \frac{NI_{DC}t}{12C} + \frac{NI_k^{(1)}m_1t}{16C} \cos(\gamma_k^{(1)} - \theta_k^{(1)}) + \\
&- \frac{NI_k^{(1)}m_1^2t}{32C} \text{sen}(\omega t - \gamma_k^{(1)} + 2\theta_k^{(1)}) - \frac{NI_k^{(1)}m_1^2t}{32C} \text{sen}(\omega t + \gamma_k^{(1)}) + \frac{Nm_1I_{DC}t}{12C} \text{sen}(\omega t + \theta_k^{(1)}) + \\
&- \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1m_2t}{16C} \text{sen}(\omega t + \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(1)} - \theta_k^{(2)}) - \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1m_2t}{16C} \text{sen}(\omega t - \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \\
&+ \frac{NI_k^{(1)}}{8wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(1)}) - \frac{3NI_{k,circ}^{(2)}m_1}{16wC} \text{sen}(\omega t + \gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(1)}) - \frac{NV_{cap}m_1}{2} \text{sen}(\omega t + \theta_k^{(1)}) + \\
&- \frac{Nm_1I_{DC}}{12wC} \cos(\omega t + \theta_k^{(1)}) + \frac{NI_k^{(1)}m_1^2}{64wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(1)}) - \frac{NI_k^{(1)}m_2^2}{48wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(1)}) + \\
&- \frac{Nm_1m_2I_{DC}}{48wC} \text{sen}(\omega t - \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1m_2}{48wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(1)} - \theta_k^{(2)}) + \\
&- \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1m_2}{16wC} \cos(\omega t - \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \\
&- \frac{Nm_2I_{DC}t}{12C} \text{sen}(2\omega t + \theta_k^{(2)}) + \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_2^2t}{16C} \text{sen}(2\omega t - \gamma_k^{(2)} + 2\theta_k^{(2)}) + \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_2^2t}{16C} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) + \\
&+ \frac{NI_k^{(1)}m_1m_2t}{32C} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(1)} - \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \frac{NI_k^{(1)}m_1m_2t}{32C} \text{sen}(2\omega t - \gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \\
&- \frac{NI_{k,circ}^{(2)}}{8wC} \cos(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) - \frac{3NI_k^{(1)}m_1}{32wC} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)}) - \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1^2}{12wC} \cos(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) + \\
&+ \frac{Nm_1^2I_{DC}}{24wC} \text{sen}(2\omega t + 2\theta_k^{(1)}) + \frac{NV_{cap}m_2}{2} \text{sen}(2\omega t + \theta_k^{(2)}) + \frac{Nm_2I_{DC}}{24wC} \cos(2\omega t + \theta_k^{(2)}) + \\
&- \frac{NI_k^{(1)}m_1m_2}{96wC} \cos(2\omega t + \gamma_k^{(1)} - \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) - \frac{NI_k^{(1)}m_1m_2}{32wC} \cos(2\omega t - \gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \\
&- \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_2^2}{64wC} \cos(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) + \\
&+ \frac{5NI_{k,circ}^{(2)}m_1}{48wC} \text{sen}(3\omega t + \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(1)}) - \frac{NI_k^{(1)}m_1^2}{64wC} \cos(3\omega t + \gamma_k^{(1)} + 2\theta_k^{(1)}) + \\
&+ \frac{5NI_{k,circ}^{(2)}m_1m_2}{64wC} \cos(3\omega t + \gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) - \frac{Nm_1m_2I_{DC}}{16wC} \text{sen}(3\omega t + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \\
&+ \frac{NI_k^{(1)}m_2^2}{32wC} \cos(3\omega t - \gamma_k^{(1)} + 2\theta_k^{(2)}) + \frac{NI_k^{(1)}m_2}{12wC} \text{sen}(3\omega t + \gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \\
&+ \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1^2}{48wC} \cos(4\omega t + \gamma_k^{(2)} + 2\theta_k^{(1)}) - \frac{3NI_{k,circ}^{(2)}m_2}{32wC} \text{sen}(4\omega t + \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(2)}) + \\
&+ \frac{5NI_k^{(1)}m_1m_2}{192wC} \cos(4\omega t + \gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \frac{Nm_2^2I_{DC}}{48wC} \text{sen}(4\omega t + 2\theta_k^{(2)}) + \\
&- \frac{7NI_{k,circ}^{(2)}m_1m_2}{192wC} \cos(5\omega t + \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) - \frac{NI_k^{(1)}m_2^2}{96wC} \cos(5\omega t + \gamma_k^{(1)} + 2\theta_k^{(2)}) + \\
&+ \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_2^2}{64wC} \cos(6\omega t + \gamma_k^{(2)} + 2\theta_k^{(2)}), \tag{3.49}
\end{aligned}$$

$$v_{k,dw}(t) = Nv_{cap,k,dw}(t) * S_{k,dw}(t),$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{NV_{cap}}{2} + \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_2}{16wC} \text{sen}(\gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(2)}) + \frac{NI_k^{(1)}m_1m_2}{64wC} \cos(\gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)} - \theta_k^{(2)}) + \\
&+ \frac{NI_k^{(1)}m_1}{16wC} \text{sen}(\gamma_k^{(1)} - \theta_k^{(1)}) + \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1^2}{16wC} \cos(\gamma_k^{(2)} - 2\theta_k^{(1)}) + \\
&+ \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_2t}{8C} \cos(\gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(2)}) - \frac{NI_{DC}t}{12C} + \frac{NI_k^{(1)}m_1t}{16C} \cos(\gamma_k^{(1)} - \theta_k^{(1)}) + \\
&+ \frac{NI_k^{(1)}m_1^2t}{32C} \text{sen}(\omega t + \gamma_k^{(1)}) + \frac{NI_k^{(1)}m_1^2t}{32C} \text{sen}(\omega t - \gamma_k^{(1)} + 2\theta_k^{(1)}) - \frac{Nm_1I_{DC}t}{12C} \text{sen}(\omega t + \theta_k^{(1)}) + \\
&+ \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1m_2t}{16C} \text{sen}(\omega t + \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(1)} - \theta_k^{(2)}) + \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1m_2t}{16C} \text{sen}(\omega t - \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \\
&- \frac{NI_k^{(1)}}{8wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(1)}) + \frac{3NI_{k,circ}^{(2)}m_1}{16wC} \text{sen}(\omega t + \gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(1)}) + \frac{NV_{cap}m_1}{2} \text{sen}(\omega t + \theta_k^{(1)}) + \\
&+ \frac{Nm_1I_{DC}}{12wC} \cos(\omega t + \theta_k^{(1)}) - \frac{NI_k^{(1)}m_1^2}{64wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(1)}) + \frac{NI_k^{(1)}m_2^2}{48wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(1)}) + \\
&+ \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1m_2}{16wC} \cos(\omega t - \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \frac{Nm_1m_2I_{DC}}{48wC} \text{sen}(\omega t - \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \\
&- \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1m_2}{48wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(1)} - \theta_k^{(2)}) + \\
&- \frac{Nm_2I_{DC}t}{12C} \text{sen}(2\omega t + \theta_k^{(2)}) + \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_2^2t}{16C} \text{sen}(2\omega t - \gamma_k^{(2)} + 2\theta_k^{(2)}) + \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_2^2t}{16C} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) + \\
&+ \frac{NI_k^{(1)}m_1m_2t}{32C} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(1)} - \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \frac{NI_k^{(1)}m_1m_2t}{32C} \text{sen}(2\omega t - \gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \\
&- \frac{NI_{k,circ}^{(2)}}{8wC} \cos(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) - \frac{3NI_k^{(1)}m_1}{32wC} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)}) - \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1^2}{12wC} \cos(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) + \\
&+ \frac{Nm_1^2I_{DC}}{24wC} \text{sen}(2\omega t + 2\theta_k^{(1)}) + \frac{NV_{cap}m_2}{2} \text{sen}(2\omega t + \theta_k^{(2)}) + \frac{Nm_2I_{DC}}{24wC} \cos(2\omega t + \theta_k^{(2)}) + \\
&- \frac{NI_k^{(1)}m_1m_2}{96wC} \cos(2\omega t + \gamma_k^{(1)} - \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) - \frac{NI_k^{(1)}m_1m_2}{32wC} \cos(2\omega t - \gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \\
&- \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_2^2}{64wC} \cos(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) + \\
&- \frac{5NI_{k,circ}^{(2)}m_1}{48wC} \text{sen}(3\omega t + \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(1)}) + \frac{NI_k^{(1)}m_1^2}{64wC} \cos(3\omega t + \gamma_k^{(1)} + 2\theta_k^{(1)}) + \\
&- \frac{5NI_{k,circ}^{(2)}m_1m_2}{64wC} \cos(3\omega t + \gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \frac{Nm_1m_2I_{DC}}{16wC} \text{sen}(3\omega t + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \\
&- \frac{NI_k^{(1)}m_2^2}{32wC} \cos(3\omega t - \gamma_k^{(1)} + 2\theta_k^{(2)}) - \frac{NI_k^{(1)}m_2}{12wC} \text{sen}(3\omega t + \gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \\
&+ \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1^2}{48wC} \cos(4\omega t + \gamma_k^{(2)} + 2\theta_k^{(1)}) - \frac{3NI_{k,circ}^{(2)}m_2}{32wC} \text{sen}(4\omega t + \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(2)}) + \\
&+ \frac{5NI_k^{(1)}m_1m_2}{192wC} \cos(4\omega t + \gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \frac{Nm_2^2I_{DC}}{48wC} \text{sen}(4\omega t + 2\theta_k^{(2)}) + \\
&+ \frac{7NI_{k,circ}^{(2)}m_1m_2}{192wC} \cos(5\omega t + \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \frac{NI_k^{(1)}m_2^2}{96wC} \cos(5\omega t + \gamma_k^{(1)} + 2\theta_k^{(2)}) + \\
&+ \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_2^2}{64wC} \cos(6\omega t + \gamma_k^{(2)} + 2\theta_k^{(2)}). \tag{3.50}
\end{aligned}$$

Como as equações são muito extensas, os termos de componente contínua, frequência fundamental e segundo harmônico foram destacados para facilitar seu uso posteriormente. Os termos linearmente dependentes do tempo se anulam em regime permanente, conforme foi visto na análise sobre a tensão dos capacitores. Vale destacar que a tensão dos braços descrita possui os mesmos termos do equacionamento de (3.25) e (3.27), além de termos extras que aparecem devido à componente de segundo harmônico da função de chaveamento.

Similarmente à análise anterior, os componentes harmônicos da corrente de ordem maior que 2 podem ser desprezados, devido principalmente à impedância  $Z_{arm}^{(n)}$  que se torna mais elevada. Considera-se que a impedância do braço é representada por  $Z_{arm}^{(2)} = |Z_{arm}^{(2)}|/\underline{\beta} = R_{arm} + j2\omega L_{arm}$ . Desconsideram-se variações de  $R_{arm}$  com a frequência. Dessa maneira, a corrente circulante de segundo harmônico pode ser descrita por:

$$\begin{aligned}
I_{k,circ}^{(2)} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) &= -\frac{v_{k,up}^{(2)}(t)}{Z_{arm}^{(2)}}, \\
I_{k,circ}^{(2)} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(2)}) &= \frac{NI_{k,circ}^{(2)}}{8\omega C|Z_{arm}^{(2)}|} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(2)} - \beta) + \\
&\quad - \frac{3NI_k^{(1)}m_1}{32\omega C|Z_{arm}^{(2)}|} \cos(2\omega t + \gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)} - \beta) + \\
&\quad + \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1^2}{12\omega C|Z_{arm}^{(2)}|} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(2)} - \beta) + \\
&\quad + \frac{Nm_1^2 I_{DC}}{24\omega C|Z_{arm}^{(2)}|} \cos(2\omega t + 2\theta_k^{(1)} - \beta) + \\
&\quad + \frac{NV_{cap}m_2}{2|Z_{arm}^{(2)}|} \cos(2\omega t + \theta_k^{(2)} - \beta) + \\
&\quad - \frac{Nm_2 I_{DC}}{24\omega C|Z_{arm}^{(2)}|} \text{sen}(2\omega t + \theta_k^{(2)} - \beta) + \\
&\quad + \frac{NI_k^{(1)}m_1m_2}{96\omega C|Z_{arm}^{(2)}|} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(1)} - \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)} - \beta) + \\
&\quad + \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_2^2}{64\omega C|Z_{arm}^{(2)}|} \text{sen}(2\omega t + \gamma_k^{(2)} - \beta) + \\
&\quad + \frac{NI_k^{(1)}m_1m_2}{32\omega C|Z_{arm}^{(2)}|} \text{sen}(2\omega t - \gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)} - \beta). \quad (3.51)
\end{aligned}$$

Os termos dependentes de  $I_{k,circ}^{(2)}$  passam para o lado esquerdo da equação, e as amplitudes de cada termo são substituídas por constantes por simplicidade de escrita. Utilizando as transformações propostas em:

$$X \text{sen}(\omega t + Z) = X e^{j\omega t} e^{jZ}, \quad (3.52)$$

$$X \cos(\omega t + Z) = X e^{j\omega t} e^{jZ} e^{j\frac{\pi}{2}}, \quad (3.53)$$

$$X e^{jZ} = X \cos(Z) + jX \text{sen}(Z), \quad (3.54)$$

é possível separar os termos de (3.51) em suas partes real e imaginária, conforme

$$\begin{aligned} I_{k,circ}^{(2)} e^{j\gamma_k^{(2)}} [\cos(\beta) + j(\text{sen}(\beta) - A)] = & B \cos(\gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)}) - D \cos(2\theta_k^{(1)}) + \\ & - E \cos(\theta_k^{(2)}) - F \cos\left(\theta_k^{(2)} + \frac{\pi}{2}\right) + \\ & + G \cos\left(\gamma_k^{(1)} - \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)} + \frac{\pi}{2}\right) + \\ & + H \cos\left(-\gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)} + \frac{\pi}{2}\right) + \\ & + j \left[ B \text{sen}(\gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)}) - D \text{sen}(2\theta_k^{(1)}) + \right. \\ & - E \text{sen}(\theta_k^{(2)}) - F \text{sen}\left(\theta_k^{(2)} + \frac{\pi}{2}\right) + \\ & + G \text{sen}\left(\gamma_k^{(1)} - \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)} + \frac{\pi}{2}\right) + \\ & \left. + H \text{sen}\left(-\gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)} + \frac{\pi}{2}\right) \right]. \quad (3.55) \end{aligned}$$

É possível então encontrar a amplitude e fase da corrente circulante de segundo harmônico, de acordo com:

$$I_{k,circ}^{(2)} = \sqrt{\frac{K_1^2 + K_2^2}{\cos(\beta)^2 + (\text{sen}(\beta) - A)^2}}, \quad (3.56)$$

$$\gamma_k^{(2)} = \arctan\left(\frac{K_2}{K_1}\right) - \arctan\left(\frac{\text{sen}(\beta) - A}{\cos(\beta)}\right), \quad (3.57)$$

onde,

$$\begin{aligned} K_1 = & B \cos(\gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)}) - D \cos(2\theta_k^{(1)}) - E \cos(\theta_k^{(2)}) + \\ & - F \cos\left(\theta_k^{(2)} + \frac{\pi}{2}\right) + G \cos\left(\gamma_k^{(1)} - \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)} + \frac{\pi}{2}\right) + \\ & + H \cos\left(-\gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)} + \frac{\pi}{2}\right), \quad (3.58) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} K_2 = & B \text{sen}(\gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)}) - D \text{sen}(2\theta_k^{(1)}) - E \text{sen}(\theta_k^{(2)}) + \\ & - F \text{sen}\left(\theta_k^{(2)} + \frac{\pi}{2}\right) + G \text{sen}\left(\gamma_k^{(1)} - \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)} + \frac{\pi}{2}\right) + \\ & + H \text{sen}\left(-\gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)} + \frac{\pi}{2}\right), \quad (3.59) \end{aligned}$$

$$A = \frac{N}{8wC|Z_{arm}^{(2)}|} + \frac{Nm_1^2}{12wC|Z_{arm}^{(2)}|} + \frac{Nm_2^2}{64wC|Z_{arm}^{(2)}|}, \quad (3.60)$$

$$B = \frac{3NI_k^{(1)}m_1}{32wC|Z_{arm}^{(2)}|}, \quad (3.61) \quad F = \frac{Nm_2I_{DC}}{24wC|Z_{arm}^{(2)}|}, \quad (3.64)$$

$$D = \frac{Nm_1^2I_{DC}}{24wC|Z_{arm}^{(2)}|}, \quad (3.62) \quad G = \frac{NI_k^{(1)}m_1m_2}{96wC|Z_{arm}^{(2)}|}, \quad (3.65)$$

$$E = \frac{NV_{cap}m_2}{2|Z_{arm}^{(2)}|}, \quad (3.63) \quad H = \frac{NI_k^{(1)}m_1m_2}{32wC|Z_{arm}^{(2)}|}, \quad (3.66)$$

Similarmente à análise da seção anterior, algumas constantes presentes no resultado são parâmetros do circuito do MMC ( $C$ ,  $R_{arm}$ ,  $L_{arm}$ ,  $N$ ) e outras, variáveis do ponto de operação do sistema elétrico como um todo ( $\omega$ ,  $m_1$ ,  $\theta_k^{(1)}$ ,  $I_k^{(1)}$ ,  $\gamma_k^{(1)}$ ,  $V_{cap}$ ). Variando o CCCSH em amplitude ( $m_2$ ) e fase ( $\theta_k^{(2)}$ ), é possível controlar a corrente circulante de segundo harmônico. As equações descritas permitem ainda calcular a corrente total nos braços e a oscilação de tensão dos capacitores, dois fatores de suma importância na operação e dimensionamento dos componentes do MMC.

O equacionamento descrito nesta seção é baseado em LI *et al.* [35]. O presente trabalho contribui para o equacionamento ao incluir no cálculo a resistência do braço, sem desprezar a mesma; além disso, algumas variáveis utilizadas no equacionamento ( $V_{cap}$ ,  $m_1$ ,  $\theta_k^{(1)}$ ,  $I_k^{(1)}$ ,  $\gamma_k^{(1)}$ ) são calculadas em detalhe nas seções seguintes.

Com as equações desenvolvidas, define-se um *modelo analítico* do MMC. Isto permite realizar diversas análises sobre o mesmo num primeiro momento, sem a necessidade imediata de simulação numérica, servindo como um ponto de partida para o *design* do sistema. Este modelo, ao levar em conta a corrente circulante e seu controle, se torna mais acurado do que uma simples análise baseada nas componentes CC e CA de frequência fundamental. Nas próximas seções, serão feitas algumas considerações de *design* que podem ser concluídas dos resultados obtidos.

## 3.6 Cálculo Detalhado das Variáveis do Modelo Analítico

Podem ser utilizadas aproximações simples para algumas das variáveis de entrada do sistema que variam conforme o ponto de operação ( $m_1$ ,  $\theta_k^{(1)}$ ,  $I_k^{(1)}$ ,  $\gamma_k^{(1)}$ ,  $V_{cap}$ ,  $I_{DC}$ ).

Define-se a tensão fase-neutro na fase A da fonte da rede CA como

$$v_{SA}(t) = V_{SA}^{(1)} \text{sen}(\omega t). \quad (3.67)$$

Para dados valores de referência do MMC de potência ativa entregue à rede CC e potência reativa na fonte CA, a amplitude da corrente  $I_k^{(1)}$  e seu ângulo  $\gamma_k^{(1)}$  podem

ser calculados conforme:

$$i_A^{(1)} = \text{conj} \left( \frac{2}{3} \frac{S_S}{V_{fase}} \right) = \text{conj} \left( \frac{2}{3} \frac{P_{DC} + jQ_S}{V_{SA}^{(1)}} \right), \quad (3.68)$$

$$I_k^{(1)} = \text{abs} \left( i_A^{(1)} \right), \quad (3.69)$$

$$\gamma_k^{(1)} = \text{fase} \left( i_A^{(1)} \right). \quad (3.70)$$

Considera-se  $\text{conj}(x)$  como a função conjugado do valor complexo encontrado. É importante lembrar que as variáveis (tensões, correntes...) são definidas em seus valores de pico, o que justifica o fator 2 no cálculo da potência.

Tendo como base (2.16), desenvolvida no capítulo anterior, a tensão média dos capacitores pode ser calculada por:

$$V_{arm} = \frac{N}{2} V_{cap}, \quad (3.71)$$

$$V_{cap} = \frac{2}{N} V_{arm} = \frac{2}{N} \left( \frac{V_{DC}}{2} + R_{arm} \frac{I_{DC}}{3} \right), \quad (3.72)$$

onde  $V_{arm}$  é a tensão média do braços, a mesma para todos os braços do MMC.

Com base em (2.44), a componente fundamental do índice de modulação é calculada conforme:

$$V_A^{(1)} / \underline{\phi_A} = V_{SA}^{(1)} / \underline{0} - (R_S + j\omega L_S) I_A^{(1)} / \underline{\gamma_k^{(1)}}, \quad (3.73)$$

$$V_{A,dw}^{(1)} / \underline{\phi_{A,dw}} = V_A^{(1)} / \underline{\phi_A} - (R_{arm} + j\omega L_{arm}) \frac{I_A^{(1)}}{2} / \underline{\gamma_k^{(1)}}, \quad (3.74)$$

$$m_1 = \frac{V_{A,dw}^{(1)}}{V_{DC}/2}, \quad (3.75)$$

$$\theta_A^{(1)} = \phi_{A,dw}. \quad (3.76)$$

Vale relembrar que  $V_A$  é a tensão no terminal da fase A do MMC, e  $R_S$  e  $L_S$  são a resistência e indutância de conexão entre o MMC e a rede CA.

A corrente no elo CC é facilmente calculada com base na tensão CC e na potência entregue, como

$$I_{DC} = \frac{P_{DC}}{V_{DC}}, \quad (3.77)$$

Entretanto, pode-se usar um modelo mais detalhado para obter resultados mais acurados. As equações (3.48) e (3.50) mostram que a tensão média dos capacitores e a tensão senoidal fundamental gerada pelos braços dependem de interações entre as diversas variáveis do problema, inclusive a corrente e modulação de segundo harmônico. Dessa forma, as próximas seções são dedicadas a apresentar um cálculo

mais detalhado de  $V_{cap}$ ,  $m_1$ ,  $\theta_k^{(1)}$ ,  $I_k^{(1)}$  e  $\gamma_k^{(1)}$ .

### 3.6.1 Tensão Média no Capacitor

Os termos que geram a parcela constante da tensão no braço, igual para todos os braços do MMC, são retirados de (3.49) e reproduzidos abaixo:

$$V_{arm} = \frac{NV_{cap}}{2} + \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_2}{16wC}\text{sen}(\gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(2)}) + \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1^2}{16wC}\cos(\gamma_k^{(2)} - 2\theta_k^{(1)}) + \frac{NI_k^{(1)}m_1}{16wC}\text{sen}(\gamma_k^{(1)} - \theta_k^{(1)}) + \frac{NI_k^{(1)}m_1m_2}{64wC}\cos(\gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)} - \theta_k^{(2)}). \quad (3.78)$$

A equação (2.16) relaciona a tensão média do braço e a tensão nos terminais CC, e pode ser traduzida como

$$V_{arm} = \frac{V_{DC}}{2} - R_{arm}\frac{I_{DC}}{3}. \quad (3.79)$$

Substituindo (3.79) em (3.78), obtém-se

$$V_{cap} = \frac{2}{N}\left(\frac{V_{DC}}{2} + R_{arm}\frac{I_{DC}}{3} - \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_2}{16wC}\text{sen}(\gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(2)}) + \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1^2}{16wC}\cos(\gamma_k^{(2)} - 2\theta_k^{(1)}) - \frac{NI_k^{(1)}m_1}{16wC}\text{sen}(\gamma_k^{(1)} - \theta_k^{(1)}) + \frac{NI_k^{(1)}m_1m_2}{64wC}\cos(\gamma_k^{(1)} + \theta_k^{(1)} - \theta_k^{(2)})\right). \quad (3.80)$$

Nas equações (3.78) e (3.80) não são considerados os termos linearmente dependentes do tempo, pois estes representam uma parcela transitória, que se torna nula em regime permanente.

Percebe-se que o valor médio da tensão dos capacitores depende de diversas outras variáveis do sistema, que são desprezados pelo equacionamento simplificado de (3.72). A equação detalhada (3.80) inclui esses termos, que acabam influenciando o resultado de  $V_{cap}$ .

### 3.6.2 Modulação de Frequência Fundamental

É necessário calcular a amplitude  $m_1$  e fase  $\theta_k^{(1)}$  da componente de frequência fundamental da função de chaveamento. De maneira similar à seção anterior, os termos senoidais de primeira ordem da tensão do braço inferior de uma dada fase são dados por:



$$\begin{aligned}
v_{k,dw}^{(1)} = & -\frac{NI_k^{(1)}}{8wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(1)}) + \frac{3NI_{k,circ}^{(2)}m_1}{16wC} \text{sen}(\omega t + \gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(1)}) + \\
& + \frac{NV_{cap}m_1}{2} \text{sen}(\omega t + \theta_k^{(1)}) + \frac{Nm_1I_{DC}}{12wC} \cos(\omega t + \theta_k^{(1)}) + \\
& - \frac{NI_k^{(1)}m_1^2}{64wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(1)}) - \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1m_2}{48wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(1)} - \theta_k^{(2)}) + \\
& + \frac{Nm_1m_2I_{DC}}{48wC} \text{sen}(\omega t - \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}) + \frac{NI_k^{(1)}m_2^2}{48wC} \cos(\omega t + \gamma_k^{(1)}) + \\
& + \frac{NI_{k,circ}^{(2)}m_1m_2}{16wC} \cos(\omega t - \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(1)} + \theta_k^{(2)}). \tag{3.81}
\end{aligned}$$

É considerada a tensão do braço inferior, mas poderia ser a do braço superior da mesma maneira, basta adequar o equacionamento subsequente. Novamente, os termos linearmente dependentes do tempo são omitidos por se anularem em regime permanente. Os termos de interesse para os quais se deseja fazer o equacionamento detalhado, nesse caso, são  $m_1$  e  $\theta_k^{(1)}$ .

Nesse caso a análise é um pouco mais complicada. Não é possível escrever a equação (3.81) na forma de um sistema linear, porque existem termos dependentes de  $m_1^2$ , e multiplicação de termos de  $m_1$  e senóides em  $\theta_k^{(1)}$ . Entretanto, pode-se reescrever esta equação em uma forma mais concisa, de maneira a facilitar o processo de solução numérica posterior.

A tensão resultante do braço é calculada segundo uma dada tensão de referência dos terminais do MMC, conforme (2.90); ela é definida como

$$v_{k,dw}^{*(1)} = V_{k,dw}^{*(1)} \text{sen}(\omega t + \phi_{k,dw}^{*(1)}). \tag{3.82}$$

Utilizando as transformações propostas anteriormente em (3.52)-(3.54), é possível separar (3.81) em duas partes: real e imaginária. Destacando os termos dependentes das variáveis de interesse, as equações representativas das partes real e imaginárias podem ser reescritas na forma de um sistema, descrito por:

$$\begin{cases} Am_1 \cos(\theta_k^{(1)}) + Bm_1 \text{sen}(\theta_k^{(1)}) + Dm_1^2 + E = 0 \\ Fm_1 \cos(\theta_k^{(1)}) + Gm_1 \text{sen}(\theta_k^{(1)}) + Hm_1^2 + J = 0 \end{cases}. \tag{3.83}$$

As contantes em questão são:

$$A = K_3 - K_6 * \cos\left(\frac{\pi}{2} + \gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(2)}\right) + K_2 \cos(\gamma_k^{(2)}) + K_7 \cos\left(\frac{\pi}{2} - \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(2)}\right) + K_8 \cos(\theta_k^{(2)}), \quad (3.84)$$

$$B = -K_4 + K_6 \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} + \gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(2)}\right) + K_2 \text{sen}(\gamma_k^{(2)}) + K_7 \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} - \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(2)}\right) + K_8 \text{sen}(\theta_k^{(2)}), \quad (3.85)$$

$$D = -K_5 \cos\left(\frac{\pi}{2} + \gamma_k^{(1)}\right), \quad (3.86)$$

$$E = K_{10} \cos\left(\frac{\pi}{2} + \gamma_k^{(1)}\right) - V_{k,dw}^{*(1)} \cos(\phi_{k,dw}^{*(1)}), \quad (3.87)$$

$$F = K_4 - K_6 \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} + \gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(2)}\right) + K_2 \text{sen}(\gamma_k^{(2)}) + K_7 \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} - \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(2)}\right) + K_8 \text{sen}(\theta_k^{(2)}), \quad (3.88)$$

$$G = K_3 - K_6 * \cos\left(\frac{\pi}{2} + \gamma_k^{(2)} - \theta_k^{(2)}\right) - K_2 \cos(\gamma_k^{(2)}) + K_7 \cos\left(\frac{\pi}{2} - \gamma_k^{(2)} + \theta_k^{(2)}\right) - K_8 \cos(\theta_k^{(2)}), \quad (3.89)$$

$$H = -K_5 \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} + \gamma_k^{(1)}\right), \quad (3.90)$$

$$J = K_{10} \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} + \gamma_k^{(1)}\right) - V_{k,dw}^{*(1)} \text{sen}(\phi_{k,dw}^{*(1)}), \quad (3.91)$$

$$K_1 = \frac{NI_k^{(1)}}{8wC}, \quad (3.92) \quad K_6 = \frac{NI_{k,circ}^{(2)} m_2}{48wC}, \quad (3.97)$$

$$K_2 = \frac{3NI_{k,circ}^{(2)}}{16wC}, \quad (3.93) \quad K_7 = \frac{NI_{k,circ}^{(2)} m_2}{16wC}, \quad (3.98)$$

$$K_3 = \frac{NV_{cap}}{2}, \quad (3.94) \quad K_8 = \frac{Nm_2 I_{DC}}{48wC}, \quad (3.99)$$

$$K_4 = \frac{NI_{DC}}{12wC}, \quad (3.95) \quad K_9 = \frac{NI_k^{(1)} m_2^2}{48wC}, \quad (3.100)$$

$$K_5 = \frac{NI_k^{(1)}}{64wC}, \quad (3.96) \quad K_{10} = K_9 - K_1. \quad (3.101)$$

Dessa maneira, como o sistema (3.83) é composto por duas equações com duas variáveis, é possível resolvê-lo numericamente por meio de iterações, para encontrar os valores detalhados de  $m_1$  e  $\theta_k^{(1)}$ .

### 3.6.3 Componente Fundamental da Corrente

Quanto à componente fundamental da corrente CA, pode-se fazer o cálculo da mesma considerando as perdas nas resistências do sistema.

A perda na resistência da rede CA pode ser escrita como

$$P_{perda,CA} = R_S * I_{k,RMS}^2 = R_S \left( \frac{I_k^{(1)}}{\sqrt{2}} \right)^2, \quad (3.102)$$

e a perda na resistência do braço, como

$$P_{perda,arm} = R_{arm} * I_{arm,RMS}^2 = R_{arm} \left[ \left( \frac{I_{DC}}{3} \right)^2 + \frac{1}{2} \left( \frac{I_k^{(1)}}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} \left( I_{k,circ}^{(2)} \right)^2 \right]. \quad (3.103)$$

A potência total fornecida pela fonte da rede CA, constituída pela potência entregue à rede CC e por todas as perdas, é calculada por:

$$\begin{aligned} P_S &= P_{CC} + 3P_{perda,CA} + 6P_{perda,arm} \\ &= P_{CC} + \frac{3}{2} I_k^{(1)2} \left( R_S + \frac{1}{2} R_{arm} \right) + 6R_{arm} \left( \frac{I_{DC}^2}{9} + \frac{I_{k,circ}^{(2)2}}{2} \right). \end{aligned} \quad (3.104)$$

A componente fundamental da corrente CA e seu ângulo são calculados por:

$$I_k^{(1)} = \frac{2}{3} \frac{\sqrt{P_S^2 + Q_S^2}}{V_{SA}}, \quad (3.105)$$

$$\gamma_k^{(1)} = \text{atan} \left( \frac{-Q_S}{P_S} \right), \quad (3.106)$$

que dependem também da potência reativa na fonte da rede CA.

O cálculo da corrente deve ser feito de forma iterativa, repetindo (3.104) e (3.105) em sequência até o valor de  $I_k^{(1)}$  convergir.

Como pode-se perceber, devido ao fato de que todas as grandezas do MMC interagem entre si, elas são interdependentes. Dessa maneira, o cálculo detalhado de  $I_k^{(1)}$ ,  $\gamma_k^{(1)}$ ,  $I_{k,circ}^{(2)}$ ,  $\gamma_k^{(2)}$ ,  $m_1$ ,  $\theta_k^{(1)}$ ,  $m_2$ ,  $\theta_k^{(2)}$  e  $V_{cap}$  deve ser feito em conjunto e de forma iterativa, atualizando um resultado em função dos outros.

### 3.7 Modelo Analítico do MMC: Sistema-Exemplo

Como foi descrito na seção 3.5, o CCCSH possui duas variáveis: a amplitude ( $m_2$ ) e a fase ( $\theta_k^{(2)}$ ) da componente de segundo harmônico da função de chaveamento. Esses dois fatores influenciam o módulo e fase da corrente circulante ( $I_{k,circ}^{(2)}$  e  $\gamma_k^{(2)}$ ), as oscilações de tensão dos capacitores e também outras variáveis do sistema.

Qualquer análise que seja feita sobre o sistema, considerando as equações descritas, deve levar em conta a topologia e o ponto de operação em questão. Dessa

maneira, são definidos os parâmetros descritos na Tabela 3.1 como representativos de um sistema-exemplo, que será usado para demonstrar algumas análises que podem ser feitas com o modelo analítico descrito. Os resultados detalhados da análise, assim como validação do modelo, são exibidos no capítulo 5. Os valores de resistência e indutância considerados para a rede CA correspondem a, respectivamente, 0.01 e 0.1 p.u., e a base de tensão é o valor RMS da tensão fase-fase.

Tabela 3.1: Parâmetros do Sistema Analisado.

$S_{base}$	1 MVA
$V_{CA,base}$	4.5 kV
$V_{DC}$	10kV
$R_S$	202,5 m $\Omega$
$L_S$	5.4 mH
N	10
C	2 mF
$R_{arm}$	20 m $\Omega$
$L_{arm}$	5 mH
$P_{DC}$	800 kW
Q	0

Duas grandezas de interesse que podem ser analisadas dessa maneira são o valor RMS da corrente dos braços e a oscilação de tensão dos capacitores. O primeiro é diretamente proporcional às perdas no MMC; o segundo afeta o dimensionamento dos capacitores, que devem ser minimizados para reduzir custos e tamanho do conversor.

De modo a calcular com acurácia os parâmetros de entrada para a rotina de cálculo da corrente circulante e tensão nos capacitores, são utilizadas as equações descritas nas seções 3.6.1-3.6.3. Dessa maneira, são encontrados os valores de  $m_1$ ,  $\theta_k^{(1)}$ ,  $I_k^{(1)}$ ,  $\gamma_k^{(1)}$ ,  $V_{cap}$  e  $I_{DC}$ . A partir daí, calcula-se a corrente circulante e a tensão dos capacitores.

A Figura 3.3 mostra as formas de onda da corrente do braço superior da fase A e da tensão dos capacitores do mesmo, em regime permanente de operação. Foi considerado o caso sem CCCSH. As figuras são baseadas nos cálculos descritos em (3.48) e (3.43), de acordo com as constantes calculadas de antemão de acordo com o ponto de operação considerado. Percebe-se que há uma componente de segundo harmônico considerável em ambas as figuras.

Em seguida, é analisado o sistema sob o efeito do CCCSH. Como existem duas variáveis de controle, a variação das grandezas de interesse é representada por uma

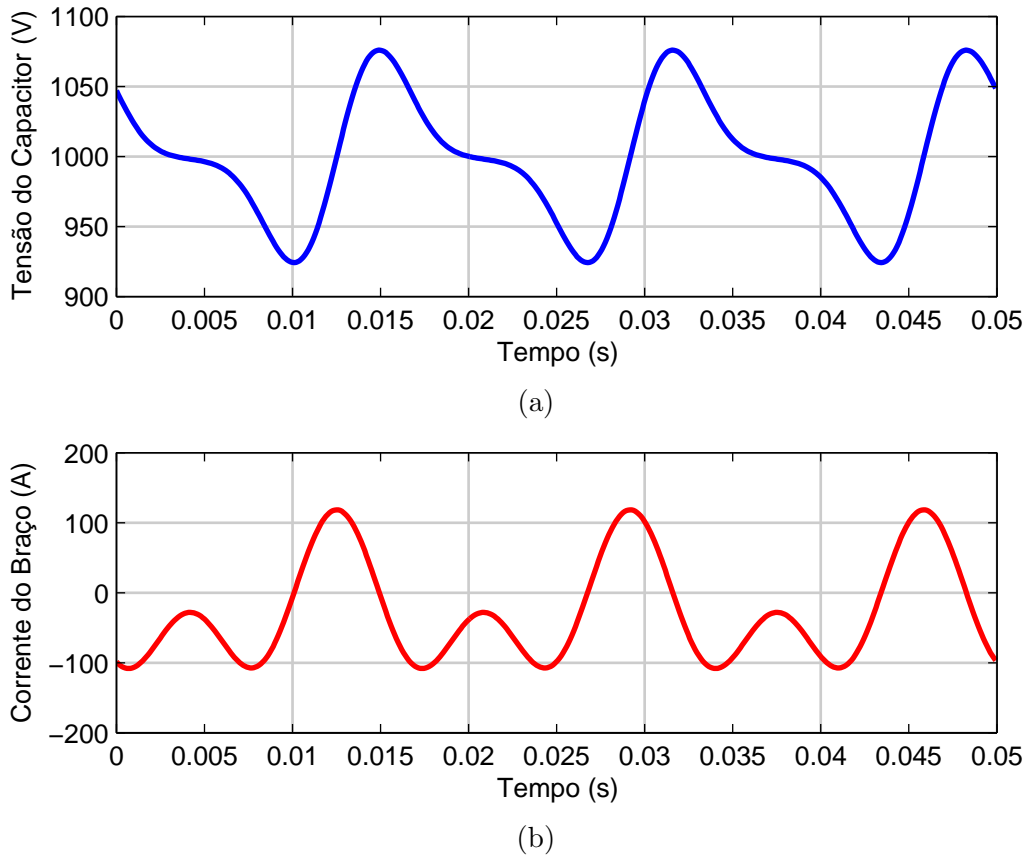


Figura 3.3: Formas de onda da (a) tensão dos capacitores e da (b) corrente, do braço superior da fase A.

superfície em um espaço 3D; o eixo X representa a variação do ângulo de controle  $\theta_k^{(2)}$ , e o eixo Y, a variação da amplitude  $m_2$ . A Figura 3.4 mostra a superfície representativa do valor RMS da corrente de um braço, e a Figura 3.5 mostra as curvas de nível correspondentes. O valor RMS da corrente é calculado de maneira similar àquela descrita em (3.103).

Da mesma maneira, as Figuras 3.6 e 3.7 mostram a variação do *ripple* de tensão dos capacitores. O *ripple* é definido como o maior entre dois valores: a diferença entre o valor máximo da tensão nos capacitores (dentro de 1 ciclo de operação) e seu valor médio; ou a diferença entre o valor médio da tensão e seu valor mínimo. O objetivo é manter estas oscilações dentro de uma faixa de segurança pré-determinada [8]. Valores elevados de tensão do capacitor podem ultrapassar os limites operativos dos componentes do sistema; já valores muito reduzidos podem levar a uma reserva de energia instantânea muito baixa [37], prejudicando a controlabilidade do conversor.

Com uma simples análise das curvas em questão, percebe-se ainda que é possível controlar a corrente circulante para diminuir o *ripple* de tensão dos capacitores. Nos casos em que  $m_2 \geq 0.03$ , o valor RMS da corrente não é o mínimo, mas o *ripple* de tensão dos capacitores é reduzido (considerando  $\theta_k^{(2)}$  próximo de zero).

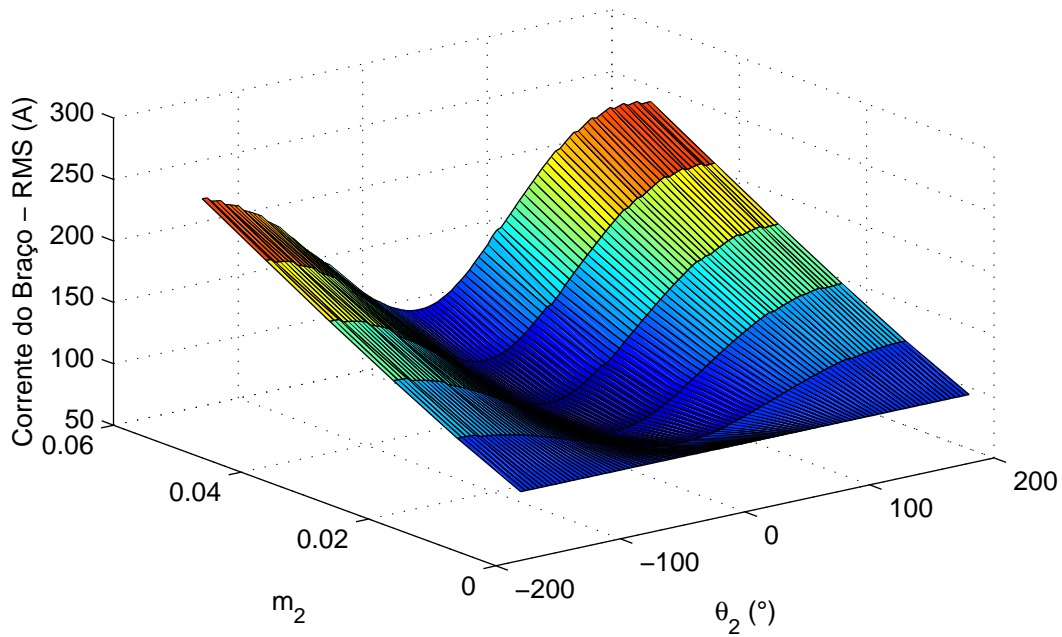


Figura 3.4: Superfície representativa do valor RMS da corrente do braço.

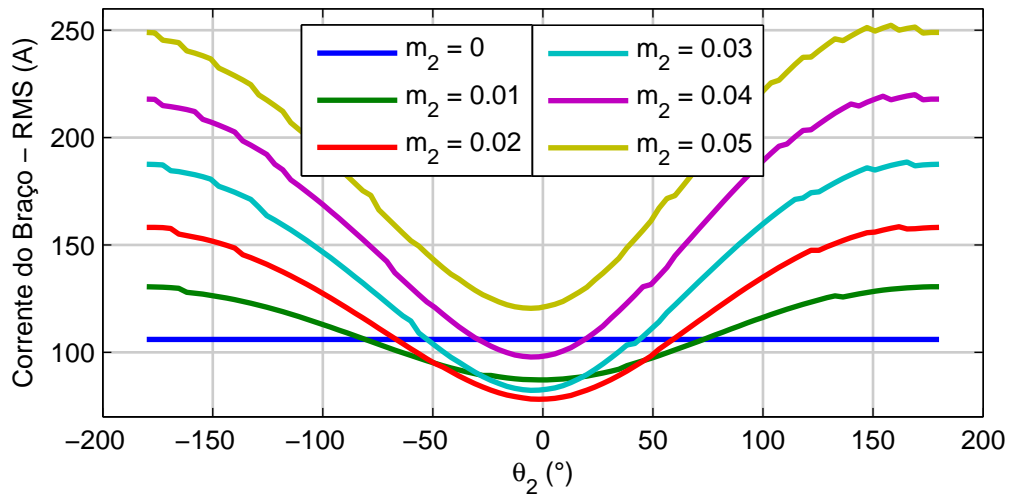


Figura 3.5: Curvas de nível do valor RMS da corrente do braço.

De acordo com (3.46) e (3.48), todos os termos oscilantes da tensão dos capacitores, como esperado, são proporcionais a  $1/C$ . Assim, é possível, com base nas curvas de nível da análise, escolher um ponto de operação do CCCSH que leve a uma diminuição no *ripple* da tensão dos capacitores, e então calcular uma capacitância reduzida que leve a um *ripple* máximo aceitável.

Da mesma maneira, segundo (3.56)-(3.66), a corrente circulante é diretamente proporcional a  $1/L_{arm}$ . Com base nas curvas de nível da corrente RMS, é possível minimizar as indutâncias dos braços, atingindo valores satisfatórios de perdas.

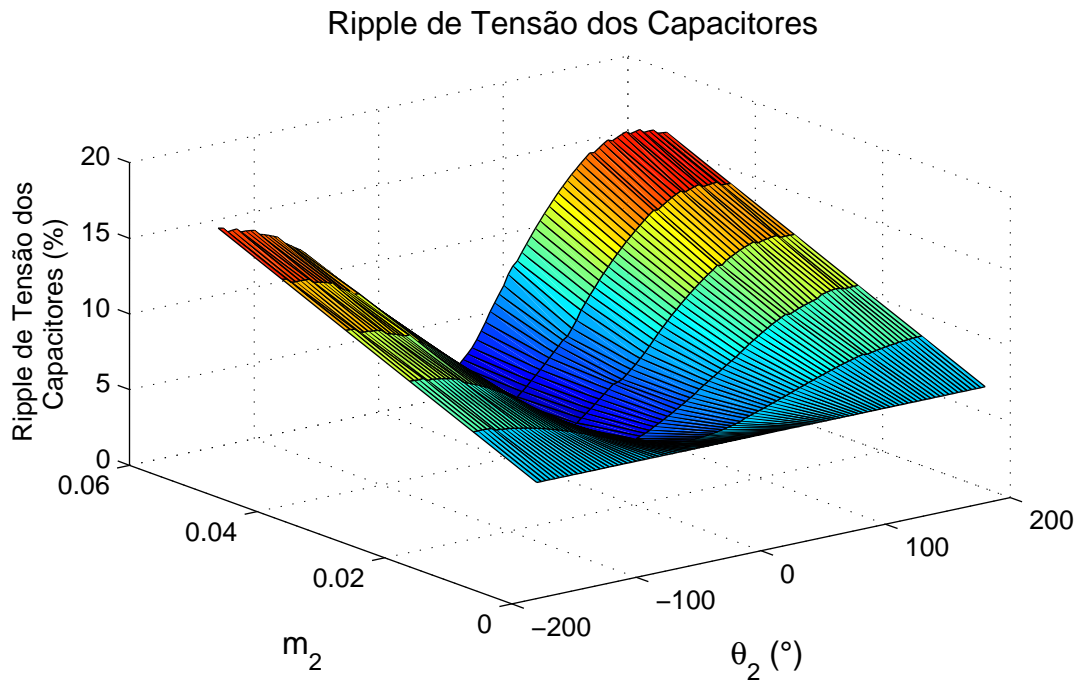


Figura 3.6: Superfície representativa do *ripple* de tensão dos capacitores.

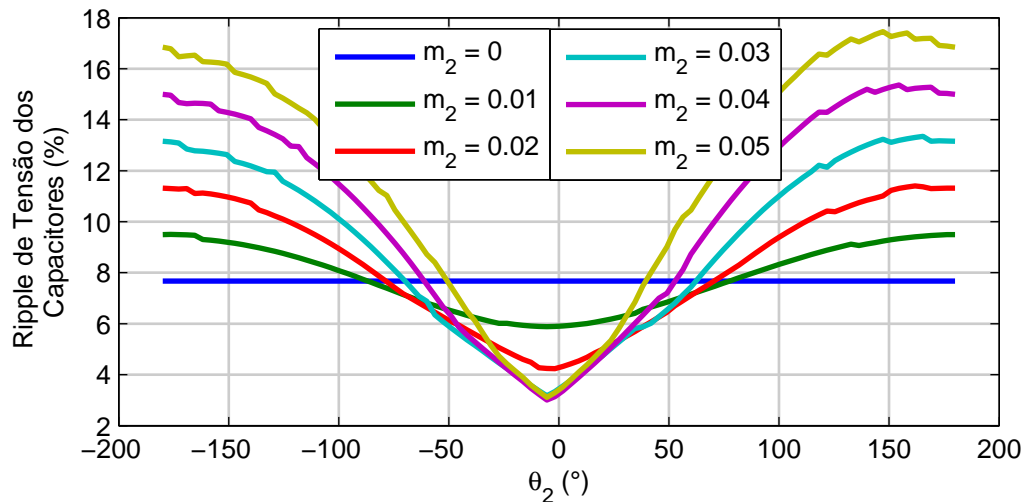


Figura 3.7: Curvas de nível do *ripple* de tensão dos capacitores.

### 3.8 Resumo do Capítulo

Este capítulo desenvolveu as equações que regem o funcionamento do MMC, evidenciando a interação entre corrente do braço, função de chaveamento e tensão nos capacitores. É descrito um modelo analítico, que permite estudar o funcionamento do MMC em regime permanente somente por análise de equações, dispensando simulações numéricas completas de um sistema elétrico. O modelo analítico descrito inclui um controle de corrente circulante de segundo harmônico (CCCSH).

Pelo equacionamento, mostrou-se que a corrente circulante de segundo harmônico é inerente ao MMC se não for feito um controle específico para a mesma. A cor-

rente circulante foi detalhadamente equacionada para os casos com ou sem controle, assumindo como principais restrições do modelo:

1. Frequência de chaveamento alta o suficiente, de modo que não há grandes desvios entre a tensão dos capacitores de um mesmo braço;
2. Corrente dos braços composta por uma parcela contínua e parcelas alternadas de frequência fundamental e segundo harmônico somente;
3. Corrente constante no lado CC.

O equacionamento detalhado da tensão dos capacitores, da tensão resultante do braço e da corrente circulante depende da topologia e do ponto de operação do sistema. Essas variáveis são resumidas na Tabela 3.2; elas definem o ponto de operação do MMC e permitem o cálculo de suas figuras de mérito em regime permanente.

Tabela 3.2: Variáveis de entrada do modelo analítico: topologia e ponto de operação do MMC.

Grandeza	Símbolo
Frequência Fundamental do Sistema	$\omega$
Amplitude da Tensão da Rede CA (fase-neutro)	$V_S$
Tensão da Rede CC	$V_{DC}$
Potência da rede CC	$P_{DC}$
Potência Reativa da CA	$Q_S$
Resistência da Rede CA	$R_S$
Indutância da Rede CA	$L_S$
Resistência do Braço do MMC	$R_{arm}$
Indutância do Braço do MMC	$L_{arm}$
Capacitância do Submódulo	$C$
Número de Submódulos por Braço	$N$
Amplitude do CCCSH	$m_2$
Fase do CCCSH	$\theta_k^{(2)}$

As principais grandezas de interesse calculadas pelo Modelo Analítico proposto são resumidas então na Tabela 3.3.

Foi visto que o CCCSH permite diminuir o *ripple* de tensão dos capacitores (se controlado com amplitude e ângulo adequados), embora possa aumentar o valor



Tabela 3.3: Grandezas calculadas pelo Modelo Analítico proposto.

Grandeza	Símbolo	Equação
Amplitude da Componente Fundamental de $S(t)$	$m_1$	(3.83)
Fase da Componente Fundamental de $S(t)$	$\theta_k^{(1)}$	(3.83)
Amplitude da Corrente de Frequência Fundamental	$I_k^{(1)}$	(3.105)
Fase da Corrente de Frequência Fundamental	$\gamma_k^{(1)}$	(3.106)
Amplitude da Corrente Circulante em $2\omega$	$I_{k,circ}^{(2)}$	(3.56)
Fase da Corrente de Circulante em $2\omega$	$\gamma_k^{(2)}$	(3.57)
Corrente CC	$I_{DC}$	(3.77)
Valor Médio da Tensão dos Capacitores	$V_{cap}$	(3.80)
Forma de Onda da Tensão dos Capacitores	$v_{cap}(t)$	(3.46) e (3.48)
Forma de Onda da Corrente dos Braços	$i_{arm}(t)$	(3.43) e (3.44)

RMS da corrente do braço. Para tanto, um sistema-exemplo foi descrito, e esse fenômeno é bem descrito pelas Figuras 3.4-3.7. Esse resultado ajuda no dimensionamento do sistema, permitindo estimar com acurácia o comportamento do MMC para dados valores de  $C$  e  $L_{arm}$ .

A Figura 3.8 mostra uma visão geral do modelo analítico descrito, evidenciando suas variáveis de entrada e as grandezas calculadas pelo equacionamento descrito.

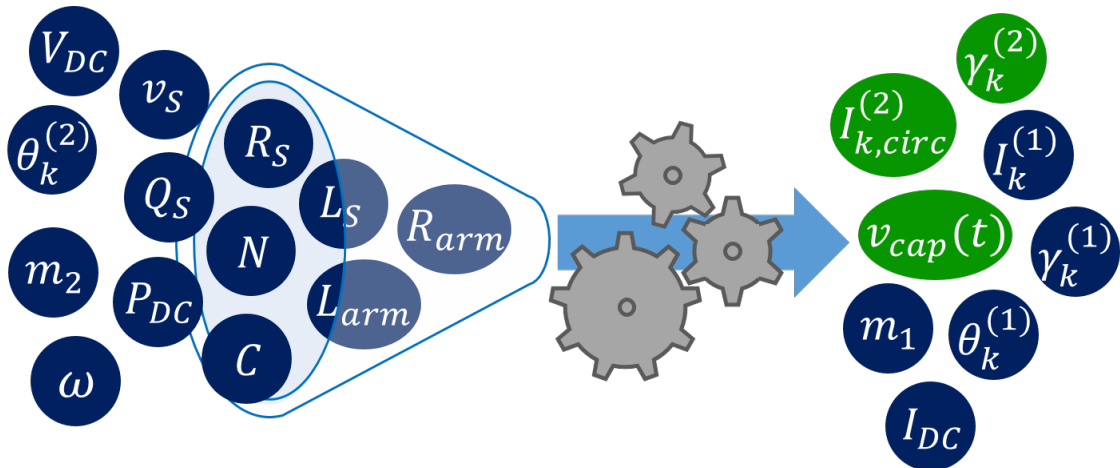


Figura 3.8: Visão geral do modelo analítico: as variáveis de entrada são utilizadas no equacionamento desenvolvido, para encontrar diversas grandezas do sistema.

# Capítulo 4

## Controle e Modelagem Computacional do MMC

Neste capítulo, são mostrados todos os componentes que fazem parte do sistema de controle do MMC, junto com sua modelagem equivalente, utilizados em simulação numérica. A implementação do sistema completo em Matlab/Simulink é descrita, englobando os componentes elétricos e o controle.

### 4.1 Sistema de Controle

O sistema de controle do MMC é composto de dois componentes: controle em frequência fundamental e controle de corrente circulante de segundo harmônico. A malha de controle em frequência fundamental é composta pelas malhas de controle de tensão  $V_{DC}$ , potência reativa  $Q_S$  e corrente  $i_d$  e  $i_q$  [38, 39]. É utilizada a transformação d-q com controladores do tipo proporcional-integral (PI), embora também seja possível fazer um controle baseado em controladores tipo proporcional ressonante (PR) [16, 40]. A malha de controle em segundo harmônico é mais simples e direta, gerando a referência diretamente a partir de valores constantes de amplitude e ângulo de fase.

#### 4.1.1 Malha de Corrente

A malha de corrente relaciona a corrente na rede CA com a tensão gerada pelos braços de uma dada fase do MMC. O circuito elétrico utilizado para esta análise pode ser visto na Figura 4.1.

A corrente na rede CA depende da tensão da fonte e da tensão terminal do MMC, de acordo com

$$v_{SA}(t) = v_A(t) + R_S i_A(t) + L_S \frac{di_A(t)}{dt}. \quad (4.1)$$

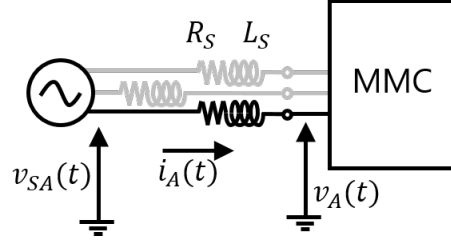


Figura 4.1: Circuito de conexão do MMC com a rede CA.

A tensão terminal, por sua vez, se relaciona com a tensão gerada pelos braços do MMC de acordo com (2.90), reproduzida aqui:

$$v_A(t) = v_{A,dw}(t) + R_{arm} \frac{i_A(t)}{2} + L_{arm} \frac{1}{2} \frac{di_A(t)}{dt}. \quad (4.2)$$

No equacionamento, considera-se somente a fase A por simplicidade, mas as equações são análogas para as fases B e C. Poderia também ser considerada a tensão do braço superior, basta adequar o equacionamento; o resultado final é o mesmo. A partir daí, chega-se em uma única equação que relaciona a corrente, a tensão da fonte e a tensão do braço do MMC:

$$v_{SA}(t) = v_{A,dw}(t) + \left( R_S + \frac{1}{2} R_{arm} \right) i_A(t) + \left( L_S + \frac{1}{2} L_{arm} \right) \frac{di_A(t)}{dt}. \quad (4.3)$$

A partir desse ponto, por simplicidade, consideram-se resistências e indutâncias equivalentes, ou seja,  $R_{eq} = (R_S + \frac{1}{2} R_{arm})$  e  $L_{eq} = (L_S + \frac{1}{2} L_{arm})$ . A tensão gerada pelos braços do MMC é chamada de  $v_{arm}$ , de maneira que  $v_{arm,A}(t) = v_{A,dw}(t) = -v_{A,up}(t)$ . A representação vetorial [38] equivalente do sistema é descrita por

$$\vec{v}_S = \vec{v}_{arm} + R_{eq} \vec{i} + L_{eq} \frac{d\vec{i}}{dt}. \quad (4.4)$$

Para transformar a parcela devido às componentes fundamentais dos vetores girantes em valores constantes no tempo, utiliza-se a transformada de Park. A mesma representa esses “valores constantes” como duas componentes ortogonais em um plano girante de coordenadas chamadas d-q. A transformação é descrita por

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\omega t) & -\text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}. \quad (4.5)$$

A transformação de Park e os eixos d-q são representados na Figura 4.2.

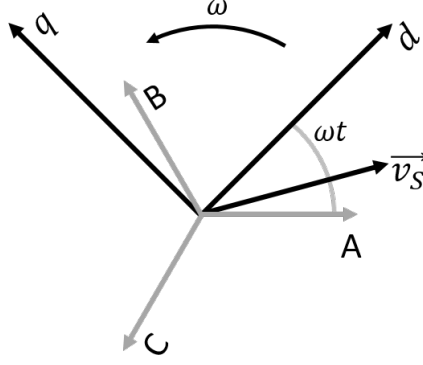


Figura 4.2: Representação dos eixos d-q da transformação de Park.

Uma grandeza vetorial pode ser descrita então em termos de componentes d-q de acordo com [38]:

$$\vec{x} = (x_d + jx_q) e^{j\omega t + \theta_0}. \quad (4.6)$$

Nessa notação, associa-se ao plano das coordenadas d-q o plano complexo, fixando o eixo d coincidente com o eixo real e o eixo q coincidente com o imaginário. Com esse artifício, a notação matemática fica facilitada.

Os vetores de (4.4) são representados por números complexos de acordo com suas componentes d-q, conforme

$$\begin{aligned} (v_{Sd} + jv_{Sq})e^{j\omega t} &= (v_{arm,d} + jv_{arm,q})e^{j\omega t} + R_{eq}(i_d + ji_q)e^{j\omega t} + L_{eq} \frac{d}{dt} [(i_d + ji_q)e^{j\omega t}], \\ v_{Sd} + jv_{Sq} &= v_{arm,d} + jv_{arm,q} + R_{eq}i_d + jR_{eq}i_q + \\ &+ L_{eq} \frac{di_d}{dt} + jL_{eq} \frac{di_q}{dt} + j\omega L_{eq}i_d - \omega L_{eq}i_q. \end{aligned} \quad (4.7)$$

A referência angular é escolhida de modo que a componente q da tensão da rede se anule, ou seja,  $\vec{v} = v_{Sd}e^{j\omega t}$ .

Desenvolvendo o equacionamento e separando as componentes reais e imaginárias de (4.7), chega-se ao sistema descrito em

$$\begin{cases} v_{Sd} = v_{arm,d} + R_{eq}i_d + L_{eq} \frac{di_d}{dt} - \omega L_{eq}i_q \\ v_{Sq} = v_{arm,q} + R_{eq}i_q + L_{eq} \frac{di_q}{dt} + \omega L_{eq}i_d = 0 \end{cases}. \quad (4.8)$$

Reescrevendo para evidenciar as variáveis de interesse como entrada e saída, tem-se o sistema descrito por:

$$\begin{cases} i_d = \frac{1}{sL_{eq} + R_{eq}}(v_{Sd} - v_{arm,d} + \omega L_{eq}i_q) \\ i_q = -\frac{1}{sL_{eq} + R_{eq}}(v_{arm,q} + \omega Li_d) \end{cases} \quad (4.9)$$

Esse é o equacionamento que representa a planta de corrente equivalente do MMC. A partir dessa planta, pode-se desenhar um sistema de controle que tenha como entradas as referências das correntes,  $i_d^*$  e  $i_q^*$ , e como saídas as referências de tensão dos braços do MMC  $v_{arm,d}^*$  e  $v_{arm,q}^*$ . Essas referências da tensão dos braços são as entradas do sistema que controla a lógica de chaveamento dos submódulos.

A Figura 4.3 mostra em um diagrama de blocos o sistema de controle implementado e as malhas de corrente d-q. É considerado, ainda, um pequeno atraso (representado pela constante de tempo  $\sigma$ ) entre a geração dos sinais de referência e a real aplicação desse sinal no circuito elétrico, devido a atrasos de comunicação, tempo de resposta das chaves, e outros efeitos. O fato de haver uma interligação entre as malhas de  $i_d$  e  $i_q$  permite ainda desacoplar os dois controles. Dessa maneira, uma variação na referência de uma das componentes de corrente não introduzirá grandes oscilações na malha de controle da outra, configurando um desacoplamento entre as componentes d-q da corrente. Na Figura 4.3, o desacoplamento é representado pelos blocos multiplicadores em  $\omega L_{eq}$ .

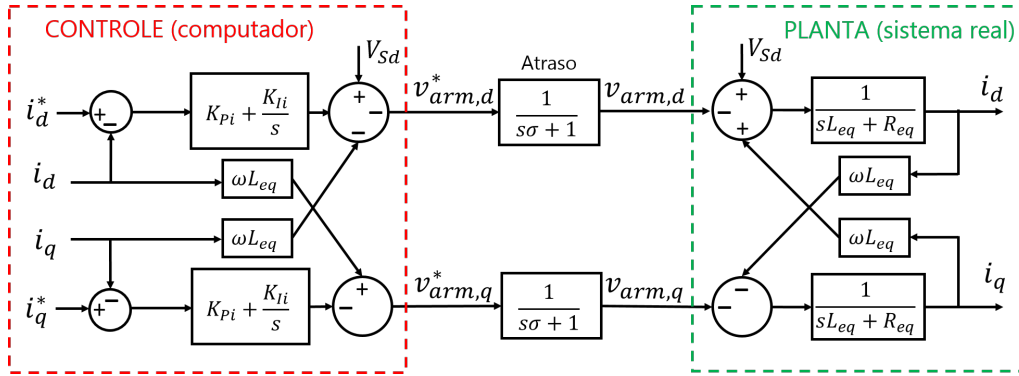


Figura 4.3: Diagrama de blocos representativo da malha de controle de corrente.

O controlador implementado em todas as malhas do controle da componente de frequência fundamental é do tipo Proporcional-Integral (PI), cuja função de transferência é

$$PI(s) = K_p + \frac{K_I}{s}. \quad (4.10)$$

## 4.1.2 Malha de Controle da Potência Reativa

A potência imaginária nos terminais da fonte CA é calculada de acordo com as componentes d-q da tensão e corrente, conforme

$$q_S = v_{Sq}i_{Sd} - v_{Sd}i_{Sq} = -v_{Sd}i_{Sq}. \quad (4.11)$$

São utilizados os valores em p.u. das grandezas envolvidas. Considerando que só existam as componentes de frequência fundamental de tensão e corrente na rede CA, o valor médio da potência imaginária  $q_S$  é igual à potência reativa  $Q_S$ .

É comum incluir um filtro de medição de potência reativa para reduzir o ruído do sinal, já que o mesmo envolve o produto da tensão e corrente medidos. Para isso, foi utilizado um filtro passa-baixa de primeira ordem, que pode ser representado pela seguinte função de transferência:

$$FT_{filt}(s) = \frac{1}{sT_{filt} + 1}, \quad (4.12)$$

onde  $T_{filt}$  é a constante de tempo do filtro de medição.

Assim, com base em (4.11)-(4.12), a planta de potência reativa do sistema é descrita por

$$Q_S = -\frac{v_{Sd}}{sT_{filt} + 1}i_q. \quad (4.13)$$

A Figura 4.4 mostra a malha completa do controle de reativo, que engloba a malha de corrente  $i_q$  descrita na seção 4.1.

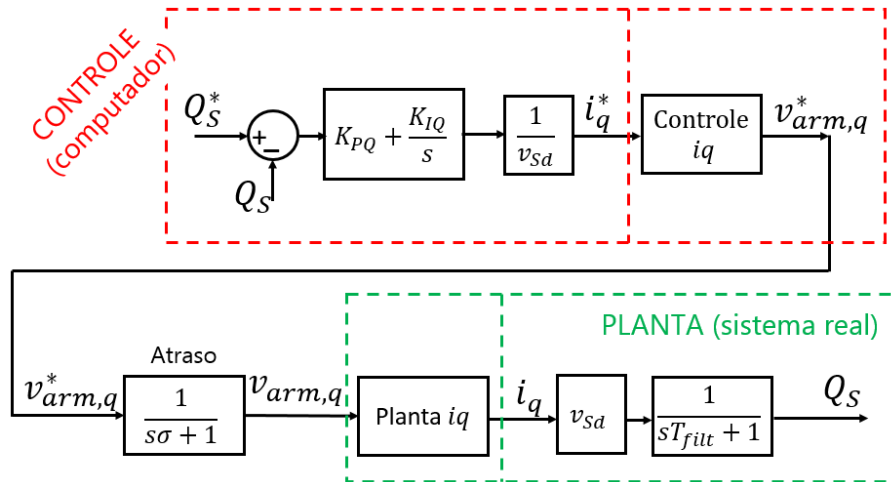


Figura 4.4: Diagrama de blocos representativo da malha de controle de potência reativa.

### 4.1.3 Malha de Controle da Tensão CC

Para a malha de controle do Elo CC, é utilizada uma representação simplificada equivalente do MMC. Os submódulos são todos condensados em uma capacitância equivalente [41], que vale  $C_{eq} = 6C/N$ , conectada aos terminais do elo. A Figura 4.5 ilustra essa situação.

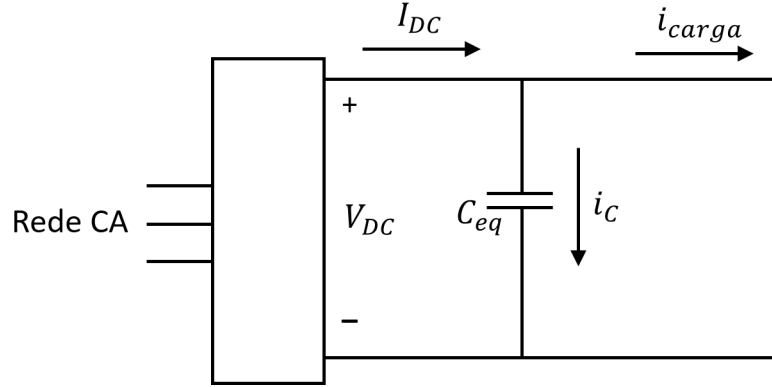


Figura 4.5: Circuito equivalente do elo CC.

Utilizando as componentes d-q, a potência CA é calculada como

$$P_S = v_d i_d + v_q i_q = v_d i_d. \quad (4.14)$$

Considerando um sistema sem perdas, a potência fornecida pela rede CA é igual à potência que chega à rede CC. A corrente CC pode então ser encontrada em

$$I_{DC} = \frac{P_{DC}}{V_{DC}} = \frac{P_S}{V_{DC}} = \frac{v_{sd}}{V_{DC}} i_{sd}. \quad (4.15)$$

Novamente, considera-se o valor em p.u. das grandezas envolvidas.

A corrente que passa pelo capacitor equivalente vale

$$i_{cap} = C_{eq} \frac{dV_{DC}}{dt}. \quad (4.16)$$

De acordo com a Lei dos Nós de Kirchhoff, as correntes do elo são descritas por

$$I_{DC} = i_{cap} + i_{carga}. \quad (4.17)$$

Substituindo (4.15)-(4.16) em (4.17), encontra-se a equação da planta do elo CC em:

$$\begin{aligned} \frac{v_{sd}}{V_{DC}} i_d &= C_{eq} \frac{dV_{DC}}{dt} + i_{line}, \\ sC V_{DC} &= \frac{v_{sd}}{V_{DC}} - i_{carga}, \\ V_{DC} &= \frac{1}{sC} \left( \frac{v_{sd}}{V_{DC}} - i_{carga} \right). \end{aligned} \quad (4.18)$$

Esse resultado não representa uma relação linear entre entrada ( $v_{sd}$ ) e saída ( $V_{DC}$ ), pois ainda existe um termo multiplicador de  $V_{DC}$  no lado direito da equação. Para os termos de multiplicadores de  $v_{sd}$  e  $V_{DC}$ , pode-se considerar seu valor nominal como aproximação. A malha completa do elo CC pode ser vista na Figura 4.6; ela engloba a malha de corrente  $i_d$  descrita na seção 4.1.

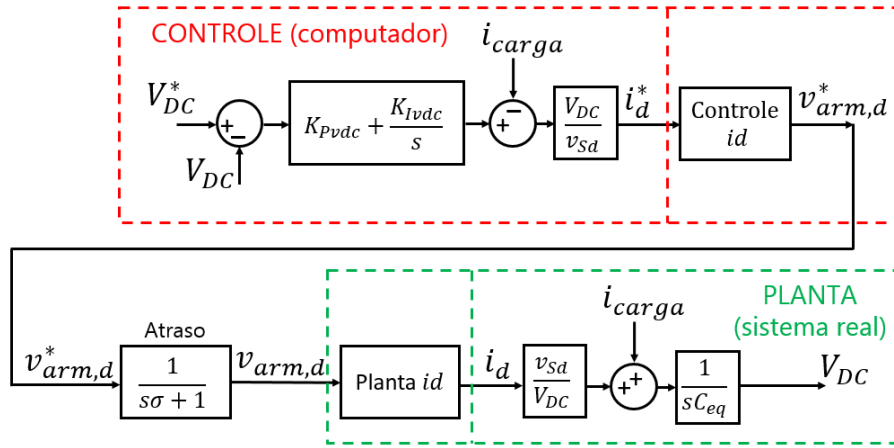


Figura 4.6: Diagrama de blocos representativo da malha de controle do elo CC.

O sistema de controle completo implementado no Simulink pode ser visto na Figura 4.7. A malha de controle do elo CC é a malha superior esquerda; a malha de controle de potência reativa é a inferior esquerda; e as malhas de controle de corrente  $i_d$  e  $i_q$  são, respectivamente, a superior e inferior direitas. Como a simulação é implementada com um passo de simulação fixo, são utilizados controladores discretizados.

Em suma, como foi mostrado nas últimas seções, as entradas do sistema de controle de frequência fundamental são os valores de referência de  $Q_S^*$  e  $V_{DC}^*$ , junto com as medições de  $Q_S$ ,  $V_{DC}$ ,  $I_{DC}$ ,  $v_{sd}$ ,  $i_d$  e  $i_q$ . As saídas são  $v_{arm,d}$  e  $v_{arm,q}$ . Estas, por sua vez, são entradas da lógica de chaveamento posterior.



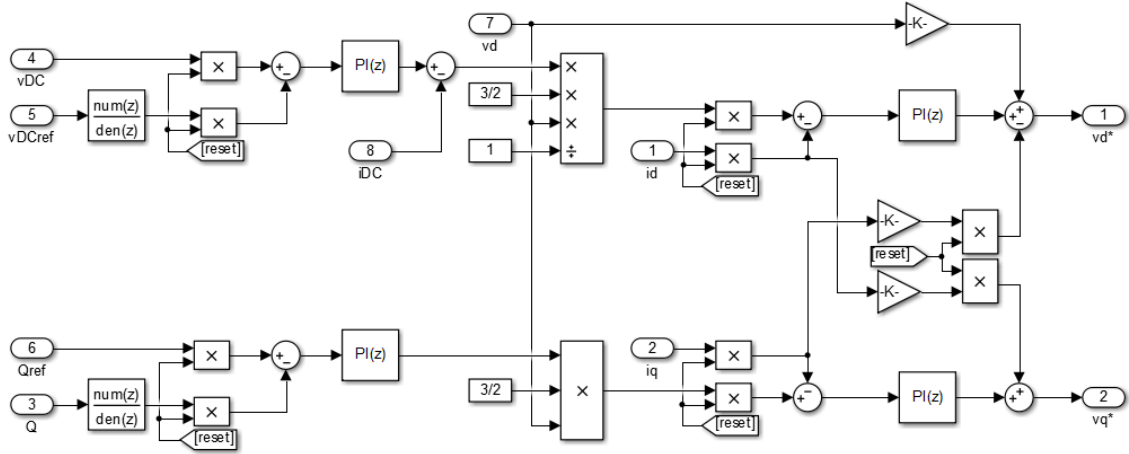


Figura 4.7: Sistema de controle da componente fundamental, implementado em Simulink.

#### 4.1.4 Controle de Corrente Circulante de Segundo Harmônico

Muitas vezes se usa um controlador PI para controlar a corrente circulante de segundo harmônico [42–44], de maneira a zerar essa componente. Entretanto, para validar o modelo analítico, a corrente circulante não será nula em todos os casos; o controle implementado é bem simples, e implementado em malha aberta. Definindo os valores de  $m_2$  e  $\theta_k^{(2)}$  em:

$$v_{A,up}^{(2)}(t) = v_{A,dw}^{(2)}(t) = \frac{m_2}{2} \text{sen}(2\omega t + \theta_A^{(2)}), \quad (4.19)$$

$$v_{B,up}^{(2)}(t) = v_{B,dw}^{(2)}(t) = \frac{m_2}{2} \text{sen}(2\omega t + \theta_B^{(2)}), \quad (4.20)$$

$$v_{C,up}^{(2)}(t) = v_{C,dw}^{(2)}(t) = \frac{m_2}{2} \text{sen}(2\omega t + \theta_C^{(2)}), \quad (4.21)$$

as tensões senoidais de referência são prontamente calculadas.

Vale lembrar que, como mencionado, a corrente circulante de segundo harmônico é de sequência negativa, de maneira que

$$\theta_B^{(2)} = \theta_A^{(2)} + 120^\circ, \quad (4.22)$$

$$\theta_C^{(2)} = \theta_A^{(2)} - 120^\circ. \quad (4.23)$$

A Figura 4.8 mostra a implementação desse controle. É incluído um filtro para as entradas, de maneira que as variações sejam suaves, e não ocorram bruscamente em forma de degrau.

Tanto o controle de frequência fundamental quanto o controle de segundo harmônico na realidade consistem em simplificações. O sinal de saída do primeiro consiste na realidade na parcela de frequência fundamental da função de chave-

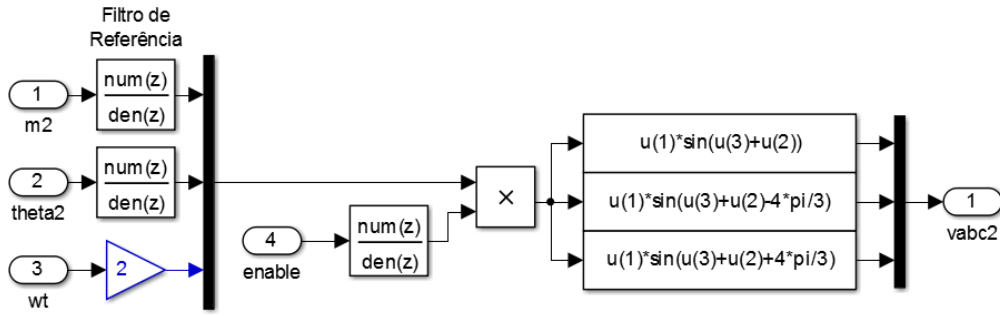


Figura 4.8: Sistema de controle de segundo harmônico, implementado em Simulink.

amento  $S(t)$ , e não na parcela de frequência fundamental da tensão dos braços. Similarmente, a saída do segundo é a parcela em  $2w$  da função de chaveamento, e não da tensão dos braços. É feita a aproximação de que as componentes de primeiro e segundo harmônico são totalmente independentes para projetar o controle. Entretanto, como foi visto no capítulo 3, as componentes em  $w$  e  $2w$  da tensão dos braços não dependem somente e independentemente dos termos correspondentes de  $S(t)$ , sendo na realidade resultado da interrelação entre as diversas variáveis do sistema. O fato de serem utilizados controladores PI garante que não haja erro de regime permanente; essas aproximações podem então ser utilizadas, e as referências de tensão de primeiro e segundo harmônico são atendidas.

## 4.2 Geração dos Sinais de Chaveamento

Para gerar os sinais de chaveamento para cada submódulo, podem ser usadas diversas técnicas. Das que envolvem a lógica PWM (*Pulse Width Modulation*), podem-se citar *Phase-Shifted Carriers* (PSC-PWM) [23, 45, 46], *Phase Disposition* (PD-PWM) [47], *Phase Opposition Disposition* (POD-PWM) [48], entre outros [49]. Algumas técnicas não utilizam PWM, como por exemplo o *Nearest Level Control* (NLC) [50] e o *Selective Harmonic Elimination* (SHE) [51]. Existem ainda técnicas para chaveamento em frequências baixas [52], podendo chegar até à frequência da rede [44, 53].

Neste trabalho, foi escolhido o PD-PWM devido à sua simplicidade e facilidade de implementação. Existem  $N$  ondas portadoras triangulares, de acordo com a quantidade  $N$  de submódulos por braço, que serão comparadas com a tensão de referência gerada pelo controle. As portadoras possuem amplitude de  $1/N$ , e cada uma possui um *offset* diferente, de modo que elas ficam empilhadas.

A quantidade de submódulos a serem ativados em um dado instante de tempo é igual à quantidade de portadoras menores do que a referência de tensão. A Figura 4.9a mostra as portadoras e a referência para um caso em que  $N = 10$ , enquanto

que a Figura 4.9b mostra a quantidade de submódulos ativos em cada instante de tempo.

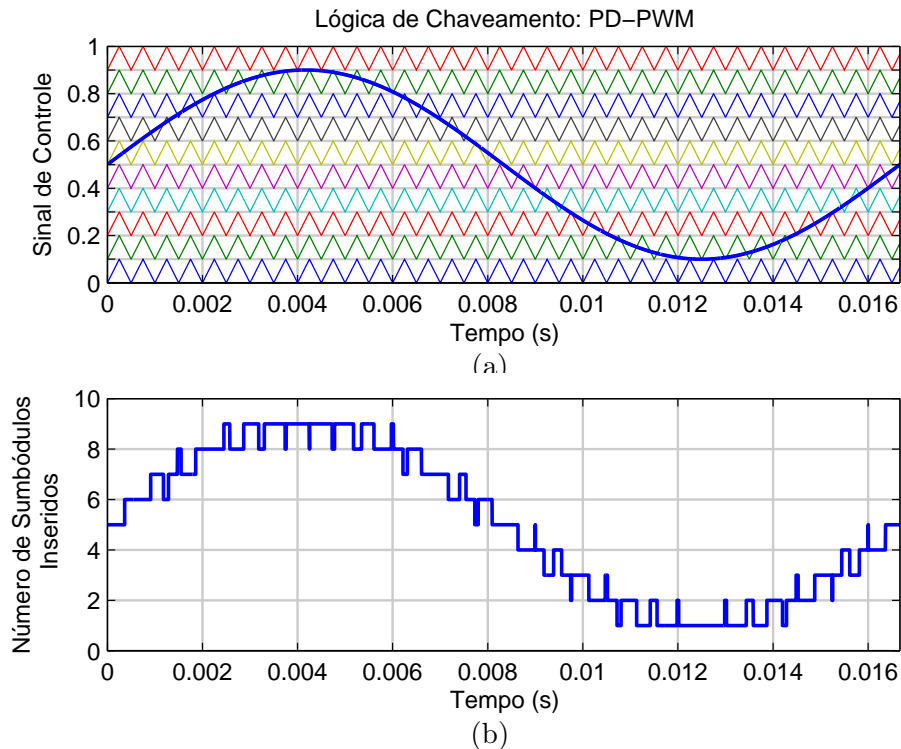


Figura 4.9: Em (a), portadoras e referência de exemplo do método PD-PWM. Em (b), a quantidade de submódulos inseridos em cada instante de tempo correspondente.

A grande vantagem de modulações do tipo PWM para o MMC é que a frequência de chaveamento efetiva da tensão resultante é muito elevada. Embora a forma de onda resultante (Figura 4.9b) possua chaveamento na frequência das portadoras, devido à sua característica de ser multinível, o THD da tensão gerada nos terminais do MMC é muito menor se comparado ao THD da tensão gerada por um conversor convencional (como por exemplo, VSC de 2 ou 3 níveis) com mesma frequência de chaveamento.

Os sinais de chaveamento gerados pela lógica de PWM passam pelo algoritmo de balanceamento de tensão dos capacitores antes de serem efetivamente aplicados nos submódulos.

### 4.3 Balanceamento de Tensão dos Capacitores

Para o funcionamento estável do MMC, é necessária a utilização de um algoritmo de balanceamento da tensão dos capacitores. Se o mesmo for omitido, podem existir capacitores que serão inseridos no circuito sempre em momentos de alta corrente, de maneira que sua tensão pode crescer ou diminuir indefinidamente.

Ao escolher qual submódulo será inserido ou *bypassado* no circuito elétrico, deve-se levar em consideração o sentido da corrente do braço. Se a mesma for positiva, os submódulos inseridos serão carregados; se for negativa, os submódulos inseridos serão descarregados. Dessa maneira, é necessário escolher os submódulos adequados em cada instante de tempo, para manter sua tensão controlada ao redor de um valor médio de referência. Existem algumas variações de algoritmos [43, 54], mas o escolhido para este trabalho [43] é descrito abaixo em etapas:

1. Calcular a quantidade de submódulos de um braço conectados em um dado instante de tempo (PD-PWM);
2. Se for necessário **aumentar** a quantidade de submódulos inseridos, então...
  - se a corrente do braço for **positiva**, inserir a quantidade necessária de submódulos entre os *bypassados* que tiverem a tensão mais **baixa**;
  - se a corrente do braço for **negativa**, inserir a quantidade necessária de submódulos entre os *bypassados* que tiverem a tensão mais **alta**;
3. Se for necessário **diminuir** a quantidade de submódulos inseridos, então...
  - se a corrente do braço for **positiva**, *bypassar*, dentre os que já estão conectados, a quantidade necessária dos submódulos que tiverem a tensão mais **alta**;
  - se a corrente do braço for **negativa**, *bypassar*, dentre os que já estão conectados, a quantidade necessária dos submódulos que tiverem a tensão mais **baixa**;
4. Se não é necessário mudar a quantidade de submódulos inseridos, nenhuma operação é realizada, e os submódulos que já estão inseridos continuarão nesse estado.

Essa lógica pode ser descrita por um fluxograma, conforme a Figura 4.10. A quantidade de submódulos a ser inserida em um dado instante de tempo é representada por  $\#SM[k]$ ; para o instante de tempo anterior, escreve-se  $\#SM[k - 1]$ .

A Figura 4.11 mostra, implementados no Simulink, a lógica de PD-PWM, e um bloco de balanceamento dos capacitores que implementa computacionalmente a lógica descrita nesta seção. Cada um dos seis braços do MMC é controlado por um conjunto similar ao mostrado.

Esse algoritmo de balanceamento de tensão dos capacitores, em conjunto com a lógica de PWM, faz com que cada submódulo apresente uma frequência de chaveamento baixa em relação ao total, de forma que  $f_{chav,SM} = f_{carrier}/N$ . Esse é o valor médio da frequência de chaveamento dos submódulos, embora ela possa ser

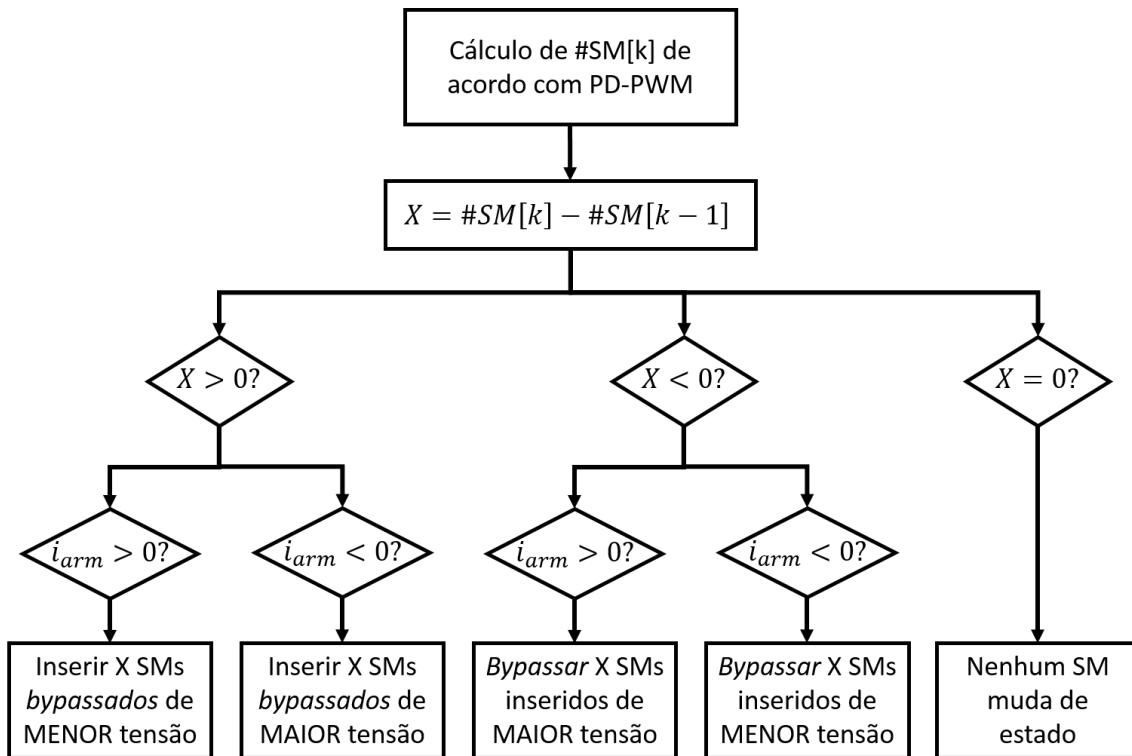


Figura 4.10: Fluxograma do algoritmo de controle da tensão CA com balanceamento de tensão dos capacitores de um braço do MMC.

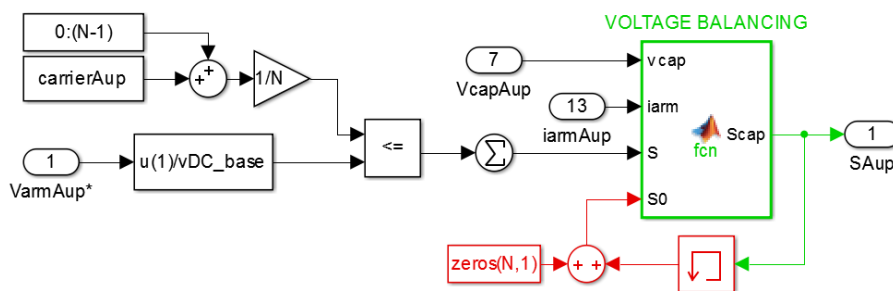


Figura 4.11: Lógica de chaveamento e balanceamento de tensão dos capacitores de um braço do MMC, implementado em Simulink.

maior ou menor em determinados intervalos curtos de tempo; esse fenômeno pode ser importante no estudo térmico do sistema.

Essa é uma das grandes vantagens do MMC: a possibilidade de simular uma frequência de chaveamento muito alta na tensão de saída, mantendo na realidade uma frequência de chaveamento reduzida nas chaves.

## 4.4 Representação por Espaços de Estados

Como foi visto na seção 1.3, cada submódulo do MMC é composto por pelo menos um capacitor, e um número de dispositivos semicondutores chaveados. Se o número de submódulos por braço do MMC for elevado, o esforço computacional para simular

todos os componentes individualmente se torna proibitivo. Entretanto, o MMC pode ser implementado de maneiras alternativas, de modo que não seja necessário simular todos os componentes elétricos individuais, mas sim um modelo equivalente.

Pode ser feito um modelo equivalente simplificado, também chamado de *Modelo de Valor Médio*, que resulta em simulações consideravelmente mais rápidas. Esses modelos consistem em algumas aproximações grandes, como por exemplo considerar um único capacitor conectado ao elo CC [41, 55], ou então representar as chaves por resistências variáveis [56], que dependem do sinal de chaveamento. A restrição desses modelos é que a maioria, devido às suas simplificações, desconsidera algumas dinâmicas de chaveamento. Outros modelos consideram uma única capacitância equivalente por braço [42, 57]. Alguns modelos consideram o sinal de chaveamento como uma componente senoidal pura de baixa frequência, outros consideram que a tensão em todos os capacitores é exatamente igual e/ou constante. De maneira geral, quanto maior for a quantidade de submódulos dos braços, mais acurados se tornam esses modelos. Entretanto, se for necessário estudar fenômenos decorrentes do chaveamento ou desbalanço de tensão entre os capacitores, é necessário utilizar modelos mais detalhados.

Neste trabalho, foi utilizado o *Modelo em Espaços de Estados* do MMC [58]. O ponto de partida desse modelo são as equações básicas do submódulo:

$$i_{cap,z}(t) = X_z(t)i_{arm}(t), \quad (4.24)$$

$$v_{cap,z}(t) = V_{cap0,z} + \frac{1}{C} \int i_{cap,z}(t) dt, \quad (4.25)$$

$$v_{SM,z}(t) = X_z(t)v_{cap,z}(t), \quad (4.26)$$

onde o subscrito  $z$  representa cada submódulo individual de um dado braço, e  $X_z(t)$  é sua função de chaveamento.

As equações (4.24)-(4.26) seguem a lógica descrita na seção 3.2. Por meio delas, escreve-se um modelo em espaços de estados representativo de cada braço do MMC. Isso permite levar em consideração o efeito de chaveamento em detalhe, e se torna mais rápido computacionalmente do que implementar todos os componentes elétricos individuais (chaves e capacitores). O sistema para um único submódulo é descrito por:

$$\begin{cases} \left[ \frac{dv_{cap,z}(t)}{dt} \right] = [0] [v_{cap,z}(t)] + \left[ \frac{1}{C} \right] [i_{cap,z}(t)] \\ [y(t)] = [1] [v_{cap,z}(t)] \end{cases} \quad (4.27)$$

O estado e saída do sistema é a tensão do capacitor, e a entrada é a sua corrente.

Generalizando para  $N$  submódulos em um braço, tem-se o sistema descrito em:

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \frac{dv_{cap,1}(t)}{dt} \\ \vdots \\ \frac{dv_{cap,N}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cap,1}(t) \\ \vdots \\ v_{cap,N}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cap,1}(t) \\ \vdots \\ i_{cap,N}(t) \end{bmatrix} \\ Y = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cap,1}(t) \\ \vdots \\ v_{cap,N}(t) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (4.28)$$

A corrente dos capacitores é calculada de acordo com a corrente do braço e a função de chaveamento de cada submódulo, conforme

$$\begin{bmatrix} i_{cap,1}(t) \\ \vdots \\ i_{cap,N}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1(t) \\ \vdots \\ X_N(t) \end{bmatrix} i_{arm}(t). \quad (4.29)$$

A tensão de saída dos submódulos é calculada de acordo com a tensão de seus capacitores e sua função de chaveamento, de acordo com

$$\begin{bmatrix} v_{SM,1}(t) \\ \vdots \\ v_{SM,N}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1(t) & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & X_N(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cap,1}(t) \\ \vdots \\ v_{cap,N}(t) \end{bmatrix}. \quad (4.30)$$

Finalmente, a tensão total do braço é simplesmente a soma da tensão de saída de todos os submódulos, ou seja,

$$v_{arm}(t) = \sum_{z=1}^N v_{SM,z}(t). \quad (4.31)$$

Assim, tem-se representada corretamente a dinâmica de tensão de todos os capacitores, de acordo com os estados do sistema. As entradas são a corrente do braço e o sinal de chaveamento de cada submódulo; e as saídas são a tensão total resultante do braço e a tensão de cada capacitor (utilizada no algoritmo de balanceamento).

Dessa maneira, no modelo computacional, todos os componentes elétricos dos submódulos de um braço (chaves, diodos, capacitores) são substituídos por uma fonte de tensão equivalente, cuja tensão de saída é calculada de acordo com (4.28)-

(4.31). Vale destacar que cada um dos seis braços do MMC é regido por um sistema em espaços de estados individual. A Figura 4.12 mostra a implementação do sistema em espaços de estados para um braço.

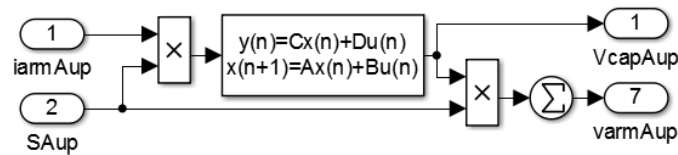


Figura 4.12: Sistema em Espaços de Estados representativo de um braço do MMC, implementado em Simulink.

## 4.5 Sistema Elétrico

O sistema simulado pode ser dividido em três partes distintas: rede CA, MMC, e rede CC.

A rede CA é representada por uma fonte trifásica ideal em série com uma resistência e indutância de rede. Estas podem representar, por exemplo, parâmetros de um transformador de conexão do MMC com a rede. A Figura 4.13 ilustra o modelo da rede CA implementado no Simulink, incluindo um bloco de medição de tensão e corrente.

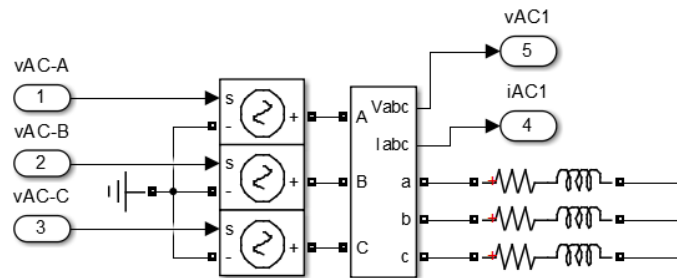


Figura 4.13: Rede CA implementada em Simulink.

Cada um dos seis braços do MMC é representado por uma resistência  $R_{arm}$ , uma indutância  $L_{arm}$  e uma fonte de tensão equivalente governada pelo equacionamento do sistema em espaços de estados (4.28)-(4.31). O modelo elétrico completo do MMC pode ser visto na Figura 4.14.

A rede CC é representada por uma fonte de corrente constante  $I_{DC}$ . Existem grandes resistências em paralelo com a mesma ( $1M\Omega$ ) e uma pequena resistência em série ( $1m\Omega$ ), somente para evitar problemas numéricos de simulação. A rede CC pode ser vista na Figura 4.15.



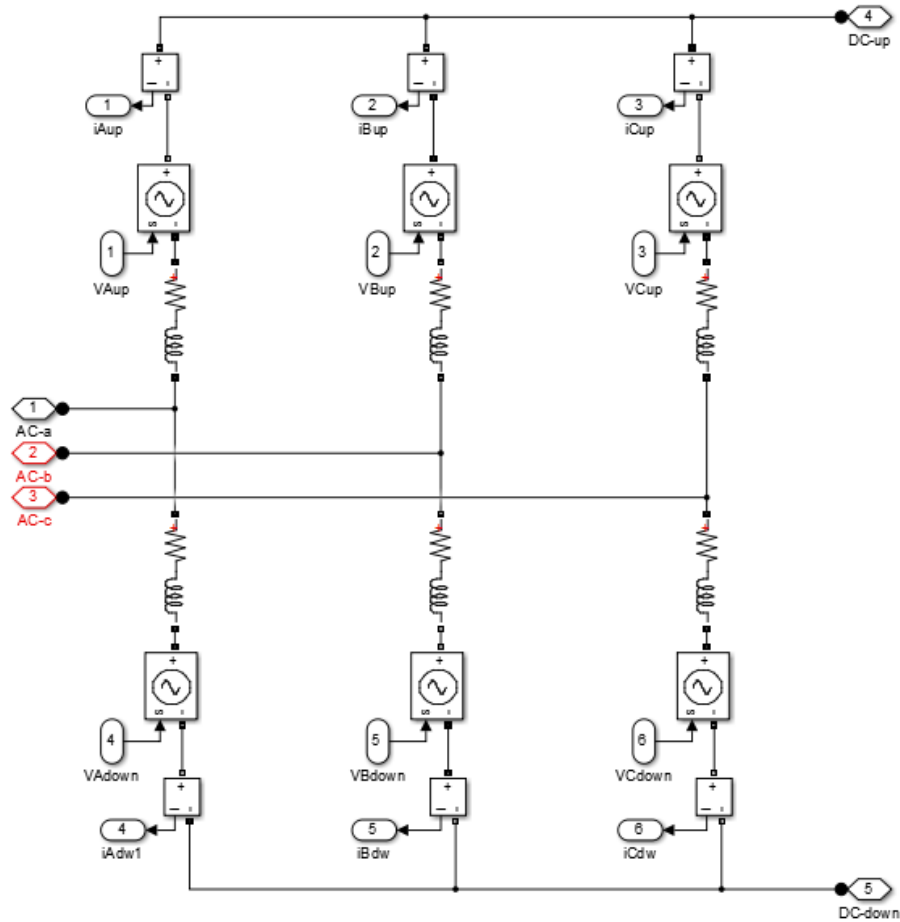


Figura 4.14: Circuito elétrico do MMC implementado em Simulink.

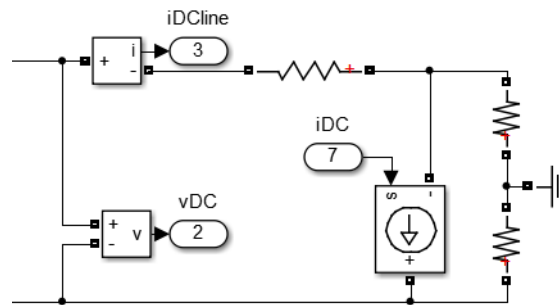


Figura 4.15: Rede CC implementada em Simulink.

## 4.6 Medição e Transformações

Todos os valores elétricos medidos, que serão usados no controle, passam por um bloco de atraso (*Memory*) para evitar loop algébrico na simulação. Em seguida, a corrente e tensão medidas do lado CA são decompostas em suas componentes dq0 utilizando a transformação de Park. O ângulo da transformação é calculado por um circuito PLL (*Phase-Locked Loop*) [59], tendo como referência que a componente q da tensão da rede seja zero. Todas as grandezas medidas são divididas por seus respectivos valores de base, e o resultado em p.u. segue como entrada para o sis-

tema de controle; além disso, são calculadas as potências ativa e reativa do sistema, conforme:

$$P_{DC} = V_{DC}I_{DC}, \quad (4.32)$$

$$P_{AC} = v_d i_d + v_q i_q, \quad (4.33)$$

$$Q = v_q i_d - v_d i_q. \quad (4.34)$$

A Figura 4.16 ilustra todas essas operações, e o circuito de PLL pode ser visto na Figura 4.17.

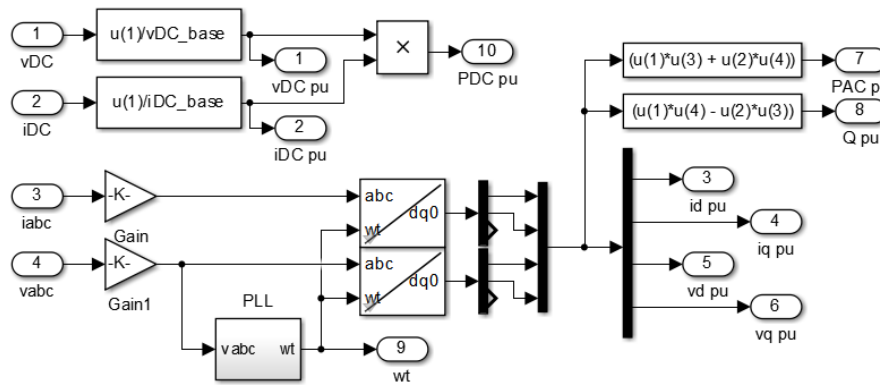


Figura 4.16: Blocos de transformação e normalização das medições do sistema implementados em Simulink.

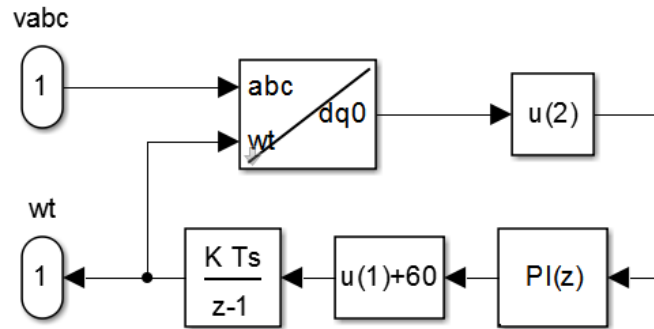


Figura 4.17: Blocos do PLL implementados em Simulink.

## 4.7 Resumo do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados todos os componentes existentes no modelo do MMC desenvolvido em Simulink. Além disso, foram explicados em detalhe o esquema de chaveamento escolhido e o modelo equivalente do MMC implementado.

O sistema de controle de frequência fundamental parte da transformação das grandezas trifásicas medidas em suas componentes d-q. A componente d da tensão

de referência vem da malha de corrente  $i_d$ , que é controlada pela malha de tensão do elo CC,  $V_{DC}$ . A componente q da tensão de referência vem da malha de corrente  $i_q$ , que é controlada pela malha de potência reativa da rede,  $Q_S$ .

O esquema de chaveamento utilizado é o *Phase-Disposition PWM* (PD-PWM), que consiste em  $N$  ondas portadoras triangulares empilhadas, e uma onda de referência para cada braço, que representa sua função de chaveamento  $S(t)$ . Além disso, é utilizado um algoritmo seletor, cujo objetivo é balancear a tensão dos capacitores de cada braço em torno de um valor médio.

É utilizado um modelo equivalente em espaços de estados para o MMC. Os submódulos de cada braço são substituídos por um sistema em espaços de estados que representa corretamente a dinâmica de tensão de todos os capacitores, levando em conta os sinais de chaveamento dos mesmos. As entradas do sistema são a corrente do braço e os sinais de chaveamento dos submódulos, e as saídas são a tensão dos capacitores e a tensão total do braço. Cada um dos 6 braços é representado por um sistema individual. Dessa maneira, o circuito elétrico implementado para os submódulos consiste somente em uma fonte de corrente controlada para cada braço, reduzindo o tempo de simulação do MMC.

A rede CA implementada consiste em uma fonte de tensão trifásica ideal, em série com uma resistência e uma indutância. A rede CC consiste em uma fonte de corrente CC ideal e algumas resistências utilizadas somente para evitar problemas numéricos de simulação.

# Capítulo 5

## Resultados de Simulação

Neste capítulo são apresentados os principais resultados de simulação do trabalho. Um sistema elétrico com MMC foi implementado segundo a descrição do capítulo anterior. São analisados diversos pontos de operação, para valores diferentes do controle de corrente circulante de segundo harmônico,  $m_2$  e  $\theta_k^{(2)}$ . O desempenho do sistema simulado numericamente com base no circuito e operação descritos no capítulo 4 é comparado com os resultados obtidos pelo equacionamento do modelo analítico descrito no capítulo 3, de maneira a validá-lo.

### 5.1 Parâmetros do Sistema

O modelo analítico proposto não se restringe a uma aplicação específica de MMC, sendo válido para qualquer situação em que o mesmo esteja conectado a uma rede CA e uma rede CC. Neste trabalho, são escolhidos valores para os parâmetros do sistema que sejam representativos de, por exemplo, um gerador acionado por uma turbina eólica ou maremotriz, fornecendo energia a um elo CC de transmissão. Ou então, uma plataforma de petróleo, cujos geradores estão ligados a uma rede CC, alimentando uma bomba submarina no fundo do oceano. Os níveis de tensão e potência escolhidos se adequam à ordem de grandeza dos parâmetros que esses sistemas apresentariam na prática. Os parâmetros elétricos e de topologia do sistema implementado são descritos na Tabela 5.1.

A resistência e indutância da rede CA representam 0.01 e 0.1 p.u. na base descrita. A resistência do braço é aproximada tendo como base o valor real da resistência de condução de IGBTs comerciais, sendo em torno de 1 a 3 m $\Omega$  para cada IGBT. Como são 10 submódulos por braço, chega-se a um valor aproximado total de 20 m $\Omega$ .

Os parâmetros do sistema de controle utilizado na simulação numérica são descritos na Tabela 5.2. Os ganhos dos controladores PI foram obtidos por método empírico.

Tabela 5.1: Descrição do sistema implementado

Grandeza	Símbolo	Valor
Frequência Elétrica	$f$	60 Hz
Tensão de Linha CA	$v_{AC}$	4.5 kV <sub>RMS</sub>
Potência de Base CA	$S_{base}$	1 MVA
Tensão da Rede CC	$V_{DC}$	10 kV
Potência CC	$P_{DC}$	800 kW
Potência Reativa	$Q$	0
Resistência da Rede CA	$R_S$	0.2025 $\Omega$
Indutância da Rede CA	$L_S$	5.4 mH
Resistência do Braço do MMC	$R_{arm}$	20 m $\Omega$
Indutância do Braço do MMC	$L_{arm}$	5 mH
Capacitância do Submódulo	$C$	2 mF
Número de Submódulos por Braço	$N$	10

Tabela 5.2: Parâmetros do sistema de controle utilizado na simulação numérica

Grandeza	Símbolo	Valor
Frequência das Portadoras do PD-PWM	$f_{PWM}$	5 kHz
Frequência de Chaveamento dos SMs	$f_{chav}$	500 Hz
PI do Controle de Corrente	$K_{Pi}$	0.3
	$K_{Ii}$	0.7 s <sup>-1</sup>
PI do Controle de Tensão CC	$K_{Pvdc}$	0.1
	$K_{Ivdc}$	50 s <sup>-1</sup>
PI do Controle de Potência Reativa	$K_{Pq}$	1
	$K_{Iq}$	2 s <sup>-1</sup>
PI do PLL	$K_{Ppll}$	100
	$K_{Ipll}$	1000 s <sup>-1</sup>
Passo da simulação numérica	$T_{sim}$	2 $\mu$ s

## 5.2 Resultados de Simulação

A simulação realizada consiste em duas etapas distintas. Primeiro, é inicializado o sistema, e são apresentadas as formas de onda do MMC funcionando em

regime permanente, sem a utilização de controle de segundo harmônico. Depois, é inicializado o controle de corrente circulante de segundo harmônico (CCCSH). O mesmo consiste em manter um valor fixo para a amplitude do controle  $m_2$ , e variar o ângulo de controle  $\theta_k^{(2)}$ , de modo a observar as alterações no sistema decorrentes do mesmo. Os resultados do modelo numérico em Simulink são então comparados com os resultados obtidos com o modelo analítico, de maneira a validá-lo.

### 5.2.1 Formas de Onda Típicas do MMC

O MMC é inicializado, e após um transitório inicial devido ao carregamento dos capacitores, entrada da carga no elo CC e transientes de controle decorrentes desses fenômenos, o sistema atinge o regime permanente. Como o interesse desse trabalho é no funcionamento em regime permanente do sistema, os transientes não são apresentados.

A Figura 5.1 mostra a tensão gerada pelos braços superior e inferior da fase A do MMC. Como esperado, as duas tensões apresentam valor médio não-nulo, justamente para gerar a tensão contínua no elo CC. Percebe-se ainda que suas componentes de frequência fundamental estão em contrafase. Pode-se observar a dinâmica de chaveamento, onde cada degrau indica um submódulo sendo inserido ou *bypassado* no braço em questão.

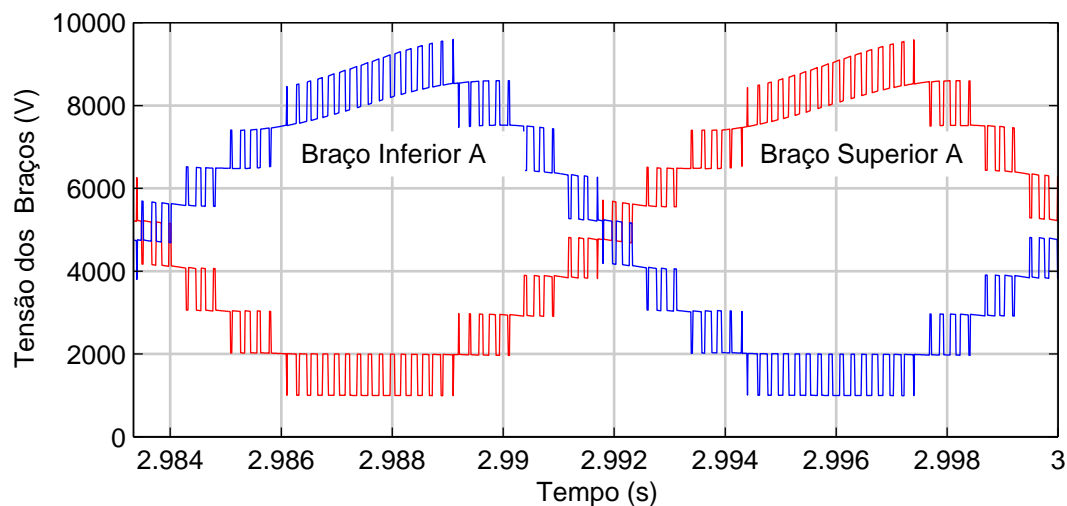


Figura 5.1: Tensão dos braços superior e inferior da fase A do MMC em regime permanente, sem CCCSH.

A tensão resultante nos terminais trifásicos do MMC pode ser vista na Figura 5.2. Os indutores dos braços atenuam os degraus vistos na Figura 5.1, e a tensão nos terminais do MMC, apesar de possuir um ruído, apresenta THD baixo. Destaca-se a ausência de filtros CA no sistema; outros tipos de conversores diferentes do MMC provavelmente só conseguiriam atingir esse baixo nível de THD utilizando filtros.

A análise de impacto harmônico não faz parte do escopo deste trabalho; se houver algum tipo de restrição mínima de harmônicos por parte da rede [60], o número de submódulos  $N$  ou a frequência de chaveamento poderiam ser incrementados, o que diminuiria o THD do MMC.

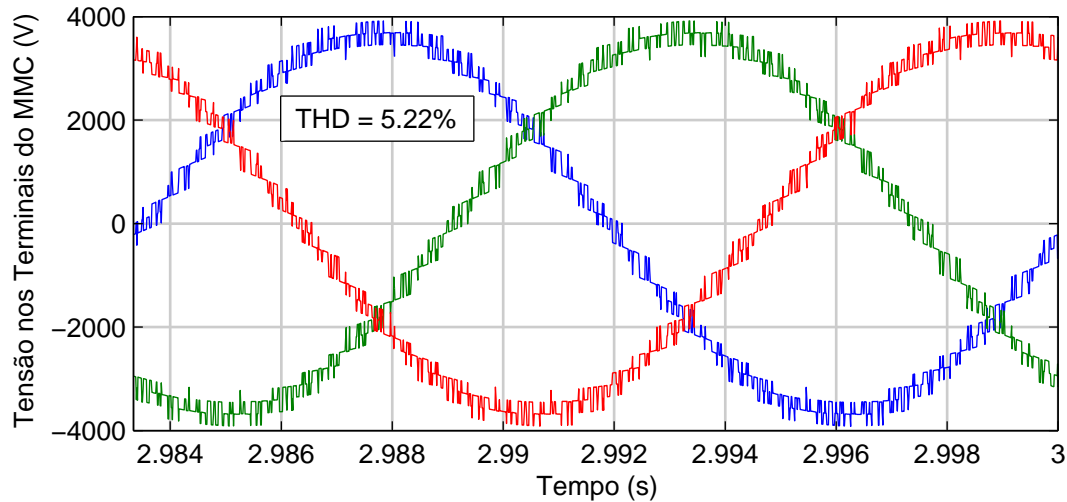


Figura 5.2: Tensão nos terminais CA do MMC em regime permanente, sem CCCSH.

As correntes do lado CA do sistema são vistas na Figura 5.3. O THD é muito baixo, evidenciando que praticamente só existe corrente de frequência fundamental na rede CA.

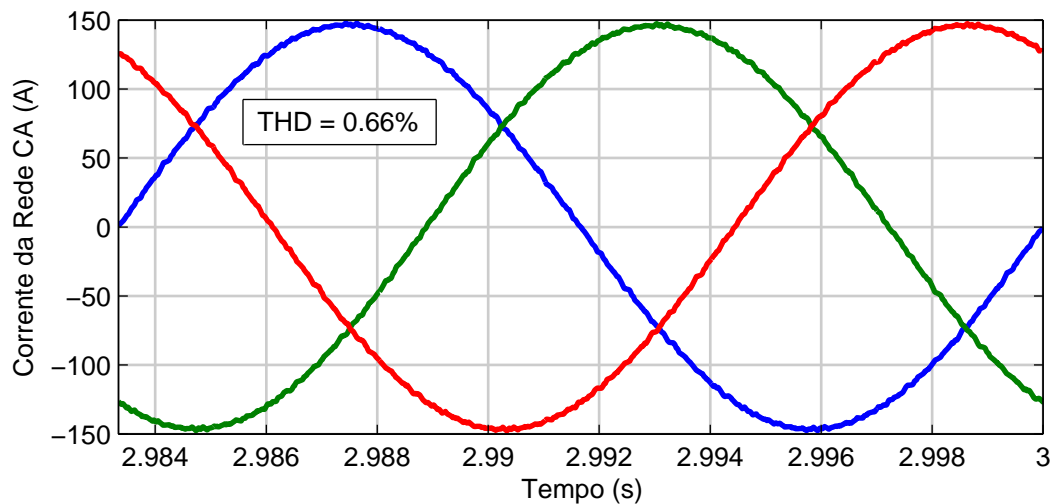


Figura 5.3: Corrente na rede CA do sistema em regime permanente, sem CCCSH.

A Figura 5.4 mostra a tensão de todos os submódulos do braço superior da fase A durante dois ciclos de operação. Percebe-se que, como cada submódulo é chaveado em um instante diferente, existem divergências momentâneas na tensão de cada capacitor. Entretanto, o algoritmo de balanceamento garante que o sistema é estável.

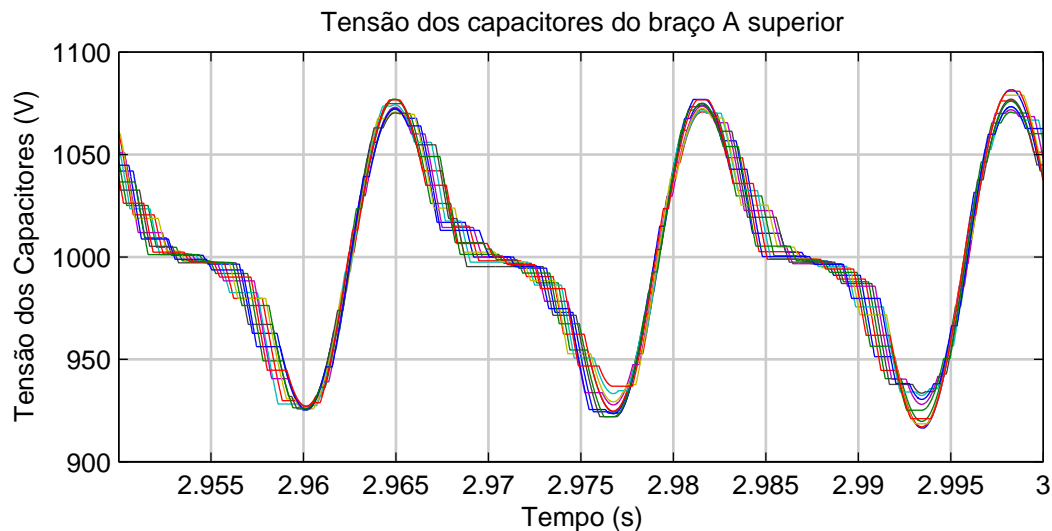


Figura 5.4: Tensão dos capacitores do braço superior da fase A em regime permanente, sem CCCSH.

As correntes nos braços da fase A são exibidas na Figura 5.5a. Analisando suas componentes harmônicas em 5.5b, pode-se perceber que a corrente fundamental proveniente da rede CA se divide igualmente entre os braços, e que a corrente oscilante de segundo harmônico é igual para os braços superior e inferior. Pela forma de onda, percebe-se que as componentes fundamentais da corrente dos braços estão em contrafase, como o esperado.

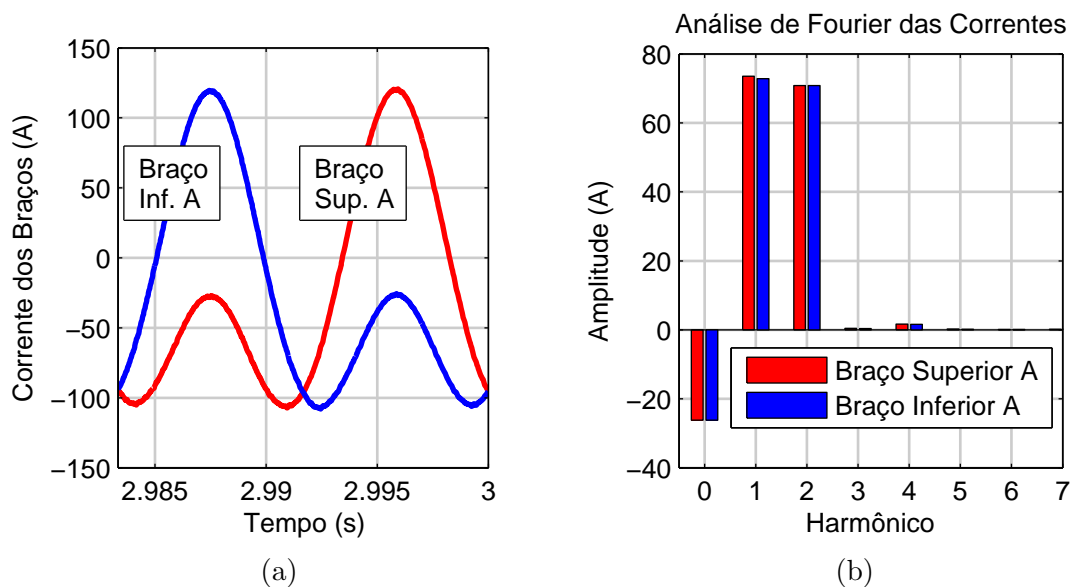


Figura 5.5: Corrente dos braços superior e inferior da fase A em regime permanente, sem CCCSH. (a) Forma de onda e (b) análise espectral.

A tensão no elo CC pode ser vista na Figura 5.6. O *ripple* é menor do que 1%, mesmo sem filtros de alisamento no elo CC.



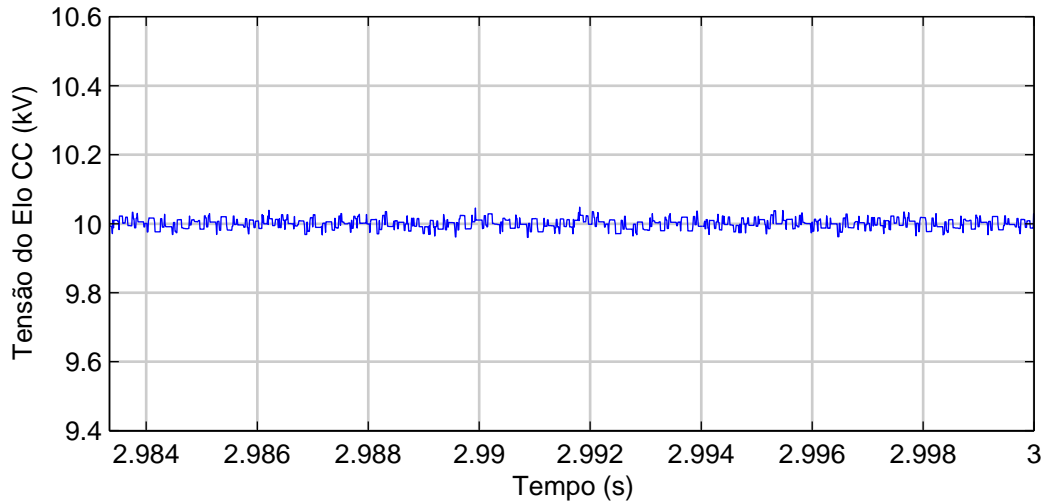


Figura 5.6: Tensão do elo CC em regime permanente, sem CCCSH.

As principais figuras de mérito do MMC foram mostradas nessa seção. O resultado mostra boa parte do que foi explicado matematicamente nos capítulos anteriores, como a tensão dos braços, as correntes do sistema, a corrente circulante e a tensão dos capacitores, todos ainda sem o controle de segundo harmônico.

## 5.2.2 Validação do Modelo Analítico

Para validar o modelo analítico e o controle de corrente circulante de segundo harmônico, é feita uma variação em sua fase ( $\theta_k^{(2)}$ ) ao longo do tempo, de acordo com a Figura 5.7. A amplitude do controle é mantida constante, de modo que  $m_2 = 0.02$ .

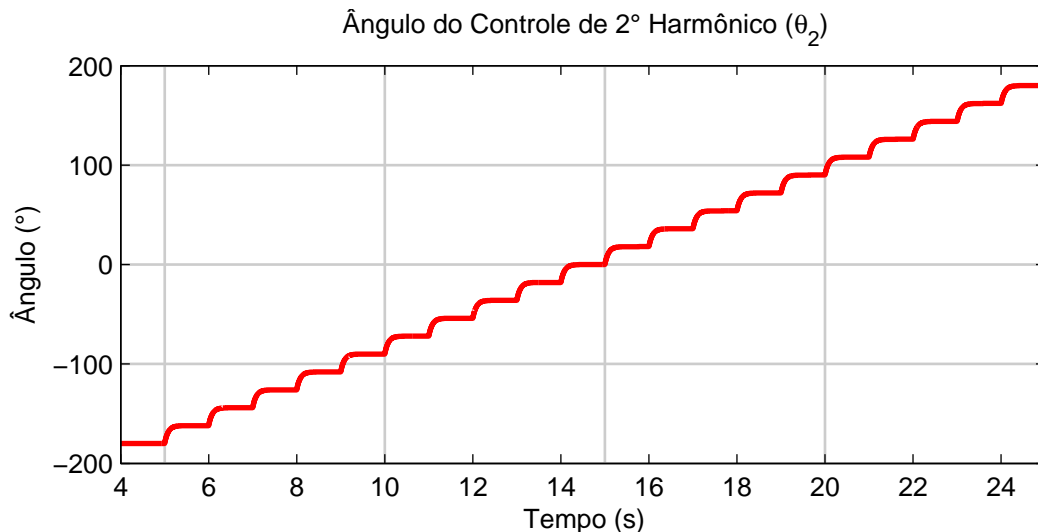


Figura 5.7: Valor da fase do controle de corrente circulante de segundo harmônico ao longo da simulação.

A forma de onda da tensão dos capacitores e da corrente circulante varia bastante com as mudanças do CCCSH. A Figura 5.8 mostra a tensão dos capacitores do braço superior da fase A ao longo do tempo. Existem pequenos desvios entre as tensões dos capacitores de um braço, como foi mostrado na Figura 5.4; então, na Figura 5.8, considera-se, em cada instante de tempo, a média das tensões dos  $N$  capacitores do braço. Nas Figuras 5.8b e 5.8c, é feita uma ampliação de dois intervalos de tempos arbitrários da simulação. Percebe-se que o valor calculado pelo modelo analítico e o valor obtido por simulação numérica são muito próximos em ambas as situações.

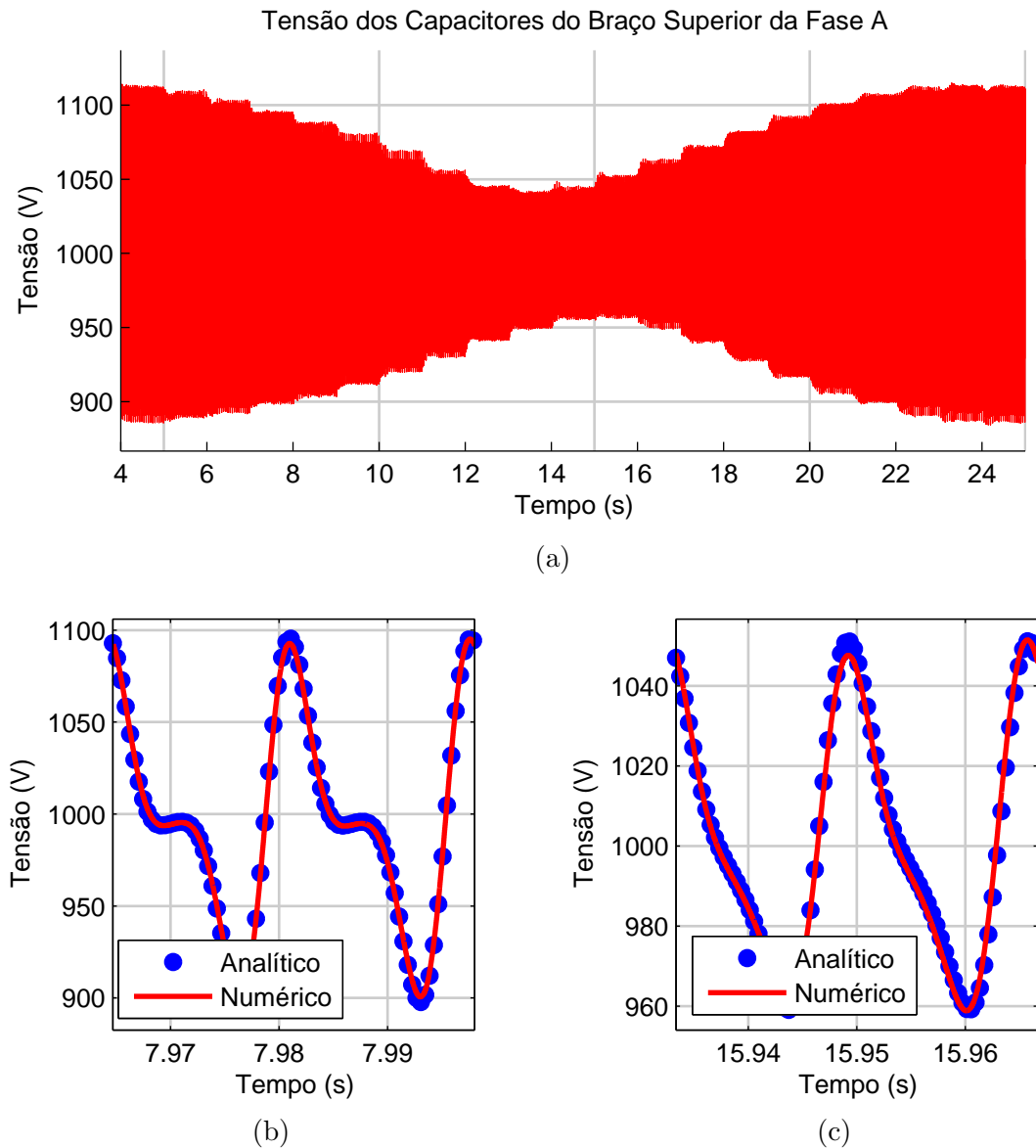
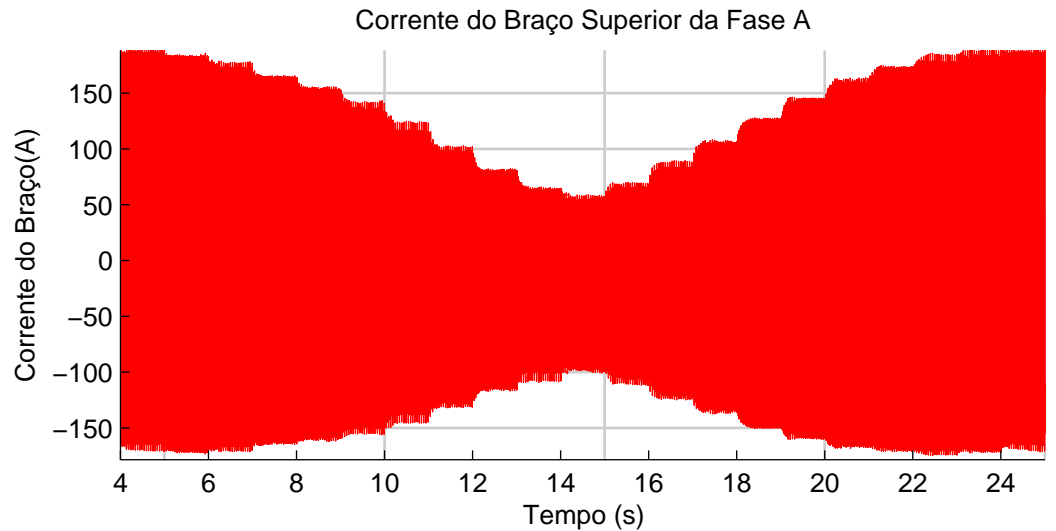


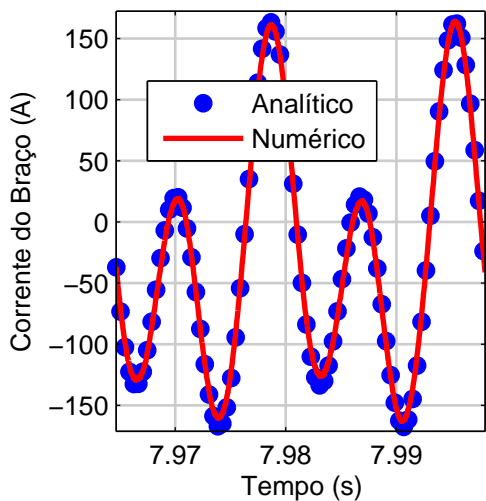
Figura 5.8: Tensão dos capacitores do braço superior da fase A, com CCCSH. (a) Forma de onda geral, (b)-(c) ampliação de dois intervalos de tempo distintos para comparação entre o valor calculado pelo modelo analítico e pelo modelo numérico.

A corrente do braço pode ser vista na Figura 5.9a. Novamente, percebe-se que ela varia muito conforme o CCCSH muda. As Figuras 5.9b e 5.9c mostram que o

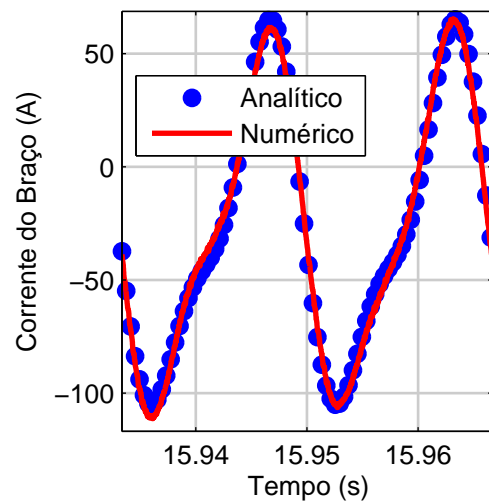
valor calculado pelo modelo analítico também é muito próximo do valor simulado numericamente das correntes.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.9: Corrente no braço superior da fase A do MMC, com CCCSH. (a) Forma de onda geral, (b)-(c) ampliação de dois intervalos de tempo distintos para comparação entre o valor calculado pelo modelo analítico e pelo modelo numérico.

Em seguida, analisam-se as grandezas referentes à rede CA. De acordo com o equacionamento desenvolvido no capítulo 2, a corrente circulante de segundo harmônico, em sequência negativa, circula somente dentro dos braços do MMC e não afeta as redes CA e CC. Dessa maneira, o CCCSH praticamente não afeta a tensão e corrente da rede CA. Ele só afeta as grandezas CA no sentido de que altera as perdas do sistema, alterando dessa maneira a potência total fornecida pela rede CA. Ele pode também mudar um pouco a dinâmica de chaveamento dos braços, gerando variações nas componentes de alta frequência das tensões dos mesmos.

A Figura 5.10 mostra a tensão dos terminais CA do MMC ao longo do tempo. Percebe-se que ela é praticamente inalterada com as variações do CCCSH; o THD é um pouco diferente devido às novas dinâmicas de chaveamento introduzidas pela nova referência de segundo harmônico.

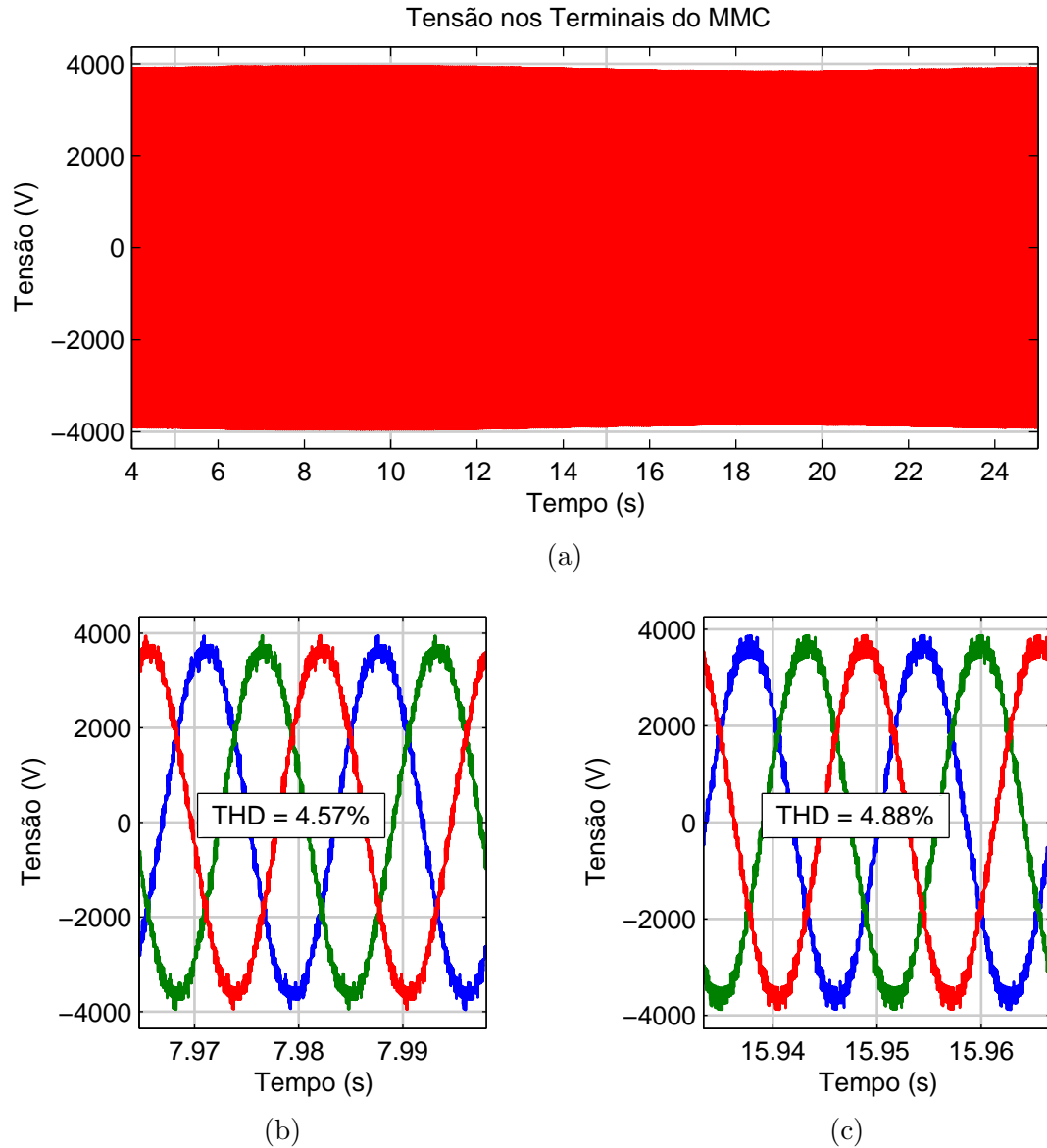
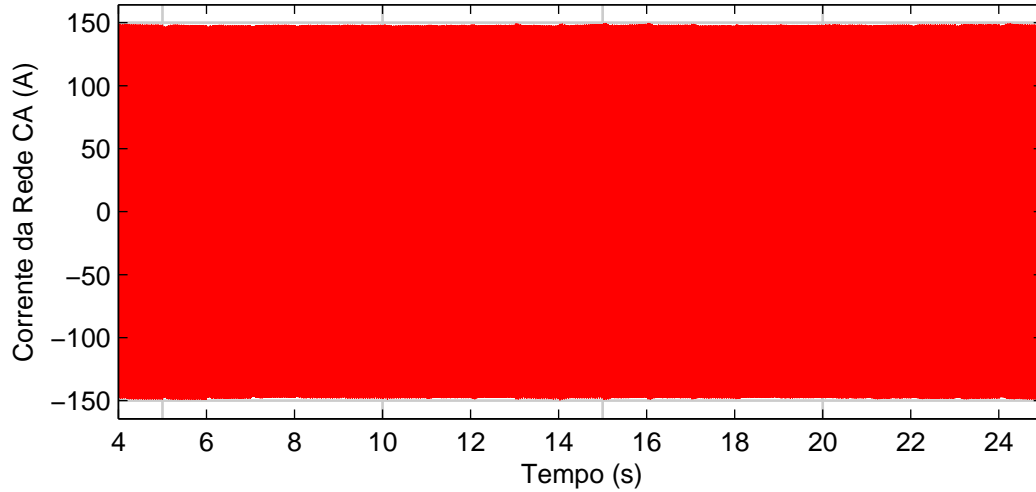
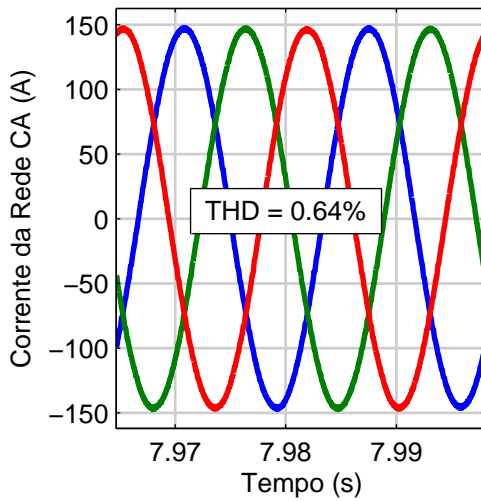


Figura 5.10: Tensão nos terminais CA do MMC, com CCCSH. (a) Forma de onda geral, (b)-(c) ampliação de dois intervalos de tempo distintos.

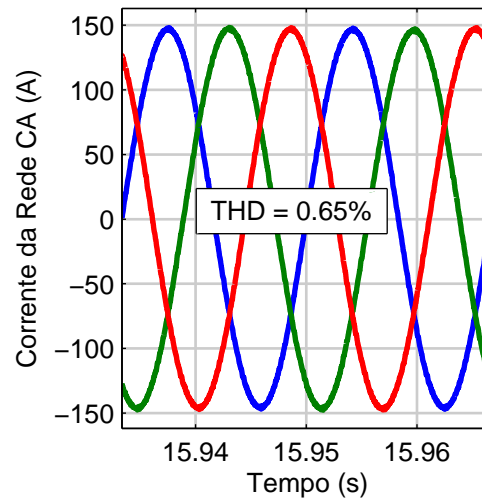
Similarmente, a corrente na rede CA é exibida na Figura 5.11a. A única variação na mesma é devido às perdas, que dependem do controle de segundo harmônico, mas essa variação é muito pequena. As Figuras 5.11b e 5.11c mostram que a corrente de frequência fundamental é essencialmente inalterada pela variação do CCCSH.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.11: Corrente na rede CA, com CCCSH. (a) Forma de onda geral, (b)-(c) ampliação de dois intervalos de tempo distintos.

A Figura 5.12 mostra a comparação do valor obtido pelo modelo analítico e por simulação numérica, para cada valor de  $\theta_k^{(2)}$ , para as principais grandezas do sistema. A Figura 5.12a mostra a amplitude da corrente circulante, e a Figura 5.12b, o *ripple* de tensão dos capacitores, definido da maneira descrita na seção 3.7.

Como foi visto nas seções 3.5 e 3.6, o modelo analítico do MMC calcula diversas grandezas do sistema:  $m_1$ ,  $\theta_k^{(1)}$ ,  $I_k^{(1)}$ ,  $\gamma_k^{(1)}$ ,  $I_{k,circ}^{(2)}$ ,  $\gamma_k^{(2)}$ ,  $V_{cap}$ ,  $\Delta v_{cap}(t)$  (*ripple* de tensão dos capacitores). Para cada valor de  $\theta_k^{(2)}$  considerado, é calculado o valor absoluto do erro entre o valor do modelo analítico e o resultado da simulação numérica de cada uma dessas grandezas. A Tabela 5.3 apresenta o valor médio ( $\mu_{err}$ ) e desvio padrão ( $\sigma_{err}$ ) desse erro. Como as grandezas  $\gamma_k^{(1)}$  e  $\theta_k^{(1)}$  são muito próximas de zero, o erro é apresentado como valor absoluto, e não como porcentagem.

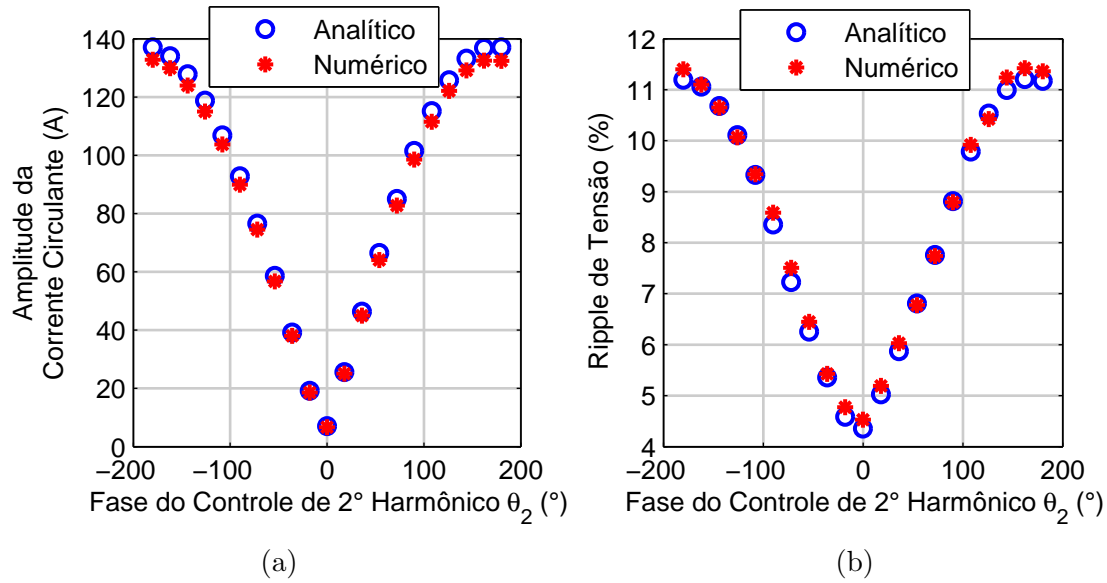


Figura 5.12: Comparação entre o valor estimado pelo modelo analítico e o valor obtido por simulação numérica, para (a) a amplitude da corrente circulante e (b) o *ripple* de tensão dos capacitores.

Tabela 5.3: Erros de estimação do modelo analítico proposto.

	$m_1$	$\theta_k^{(1)}$	$I_k^{(1)}$	$\gamma_k^{(1)}$	$I_{k,circ}^{(2)}$	$\gamma_k^{(2)}$	$V_{cap}$	$\Delta v_{cap}$
$\mu_{err}$	0.03 %	<0.01	0.02 %	< 0.01	3.10 %	0.36 %	0.01 %	1.77 %
$\sigma_{err}$	0.04 %	< 0.01	0.01 %	< 0.01	0.54 %	0.22 %	0.01 %	1.34 %

Como pode ser visto, os erros são muito pequenos: o maior valor foi de 3% de erro para a amplitude de corrente circulante de segundo harmônico. O modelo analítico proposto obteve êxito, calculando com precisão as grandezas de operação do MMC.

### 5.3 Limitações do Modelo Analítico

Embora tenha apresentado bons resultados, o modelo analítico proposto depende de algumas premissas. Nesta seção, alguns parâmetros do MMC são variados, para testar os limites do modelo analítico.

Primeiramente, é feito um teste diminuindo a quantidade de submódulos do braço ( $N$ ) de 10 para 6. Nesse caso, a tensão média de cada capacitor é mais alta, e o *ripple* de tensão é percentualmente menor. A Tabela 5.4 mostra o erro entre os valores estimados pelo modelo analítico e os valores simulados numericamente.

Em seguida, o número de submódulos por braço é aumentado, de 10 para 14. Nesse caso, a tensão média dos capacitores diminui, e o *ripple* se torna percentualmente maior. Isso pode levar a instabilidade do sistema; portanto, para evitar um

Tabela 5.4: Erros de estimação do modelo analítico com número de submódulos reduzido para 6.

	$m_1$	$\theta_k^{(1)}$	$I_k^{(1)}$	$\gamma_k^{(1)}$	$I_{k,circ}^{(2)}$	$\gamma_k^{(2)}$	$V_{cap}$	$\Delta v_{cap}$
$\mu_{err}$	0.05 %	< 0.01	0.01 %	< 0.01	1.69 %	1.01 %	< 0.01 %	3.40 %
$\sigma_{err}$	0.03 %	< 0.01	0.01 %	< 0.01	1.02 %	2.15 %	< 0.01 %	2.60 %

*ripple* exagerado, as capacitâncias são aumentadas de 2 para 3 mF. A Tabela 5.5 mostra o erro de estimação para esse caso.

Tabela 5.5: Erros de estimação do modelo analítico com número de submódulos aumentado para 14.

	$m_1$	$\theta_k^{(1)}$	$I_k^{(1)}$	$\gamma_k^{(1)}$	$I_{k,circ}^{(2)}$	$\gamma_k^{(2)}$	$V_{cap}$	$\Delta v_{cap}$
$\mu_{err}$	0.04 %	< 0.01	0.01 %	< 0.01	2.58 %	0.69 %	0.01 %	0.88 %
$\sigma_{err}$	0.03 %	< 0.01	0.01 %	< 0.01	0.31 %	1.19 %	0.01 %	0.68 %

Percebe-se que, tanto reduzindo quanto aumentando N, os erros não variam muito em comparação ao caso original de N=10. Os maiores erros continuam sendo da amplitude da corrente circulante e do *ripple* dos capacitores, embora sejam pequenos.

Outro limite do modelo que deve ser testado é a frequência de chaveamento. Quanto menor for a mesma, mais discrepantes são as funções de chaveamento dos capacitores, e o equacionamento desenvolvido pode não ser mais uma representação acurada do fenômeno em questão.

Nas simulações apresentadas na seção anterior, os submódulos operam chaveando a 500 Hz. Esse valor é reduzido então para 300 Hz, e os resultados são investigados.

A tensão dos capacitores do braço superior da fase A pode ser vista na Figura 5.13. Como esperado, devido à frequência de chaveamento mais baixa, a variação entre a tensão dos capacitores de um braço aumenta. Em 500 Hz, a discrepância máxima de tensão entre capacitores do braço fica em torno de 40 V (Figura 5.4), enquanto que, a 300 Hz, passa de 60 V. O erro dos valores obtidos pelo modelo analítico para 300 Hz pode ser visto na Tabela 5.6.

Tabela 5.6: Erros de estimação do modelo analítico com frequência de chaveamento reduzida para 300 Hz.

	$m_1$	$\theta_k^{(1)}$	$I_k^{(1)}$	$\gamma_k^{(1)}$	$I_{k,circ}^{(2)}$	$\gamma_k^{(2)}$	$V_{cap}$	$\Delta v_{cap}$
$\mu_{err}$	0.12 %	< 0.01	0.03 %	< 0.01	8.53 %	1.43 %	0.03 %	5.44 %
$\sigma_{err}$	0.10 %	< 0.01	0.02 %	< 0.01	2.13 %	1.46 %	0.03 %	5.03 %

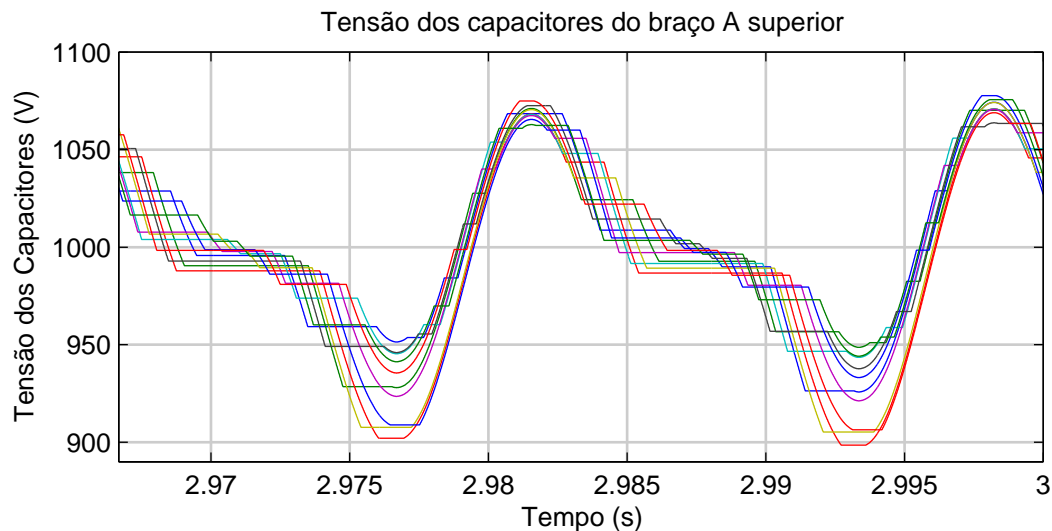


Figura 5.13: Tensão dos capacitores do braço superior da fase A em regime permanente, sem CCCSH, com frequência de chaveamento reduzida para 300 Hz.

Novamente, a grandeza de maior erro foi a corrente circulante. O erro aumentou com a diminuição da frequência de chaveamento, passando de 3.0% a 500 Hz para 8.4% a 300 Hz. O erro do *ripple* de tensão dos capacitores também aumentou, passando de 1.8 para 5.4%.

Outra situação a ser analisada é com frequência de chaveamento ainda mais baixa, de 200 Hz, mas com capacitâncias aumentadas de 2 para 5 mF. A Figura 5.14 mostra a tensão dos capacitores do braço superior da fase A. Percebe-se que, mesmo com a frequência de chaveamento baixa, a capacitância elevada faz com que as oscilações de tensão sejam menores, e a discrepância entre a tensão dos capacitores diminua para menos de 20 V.

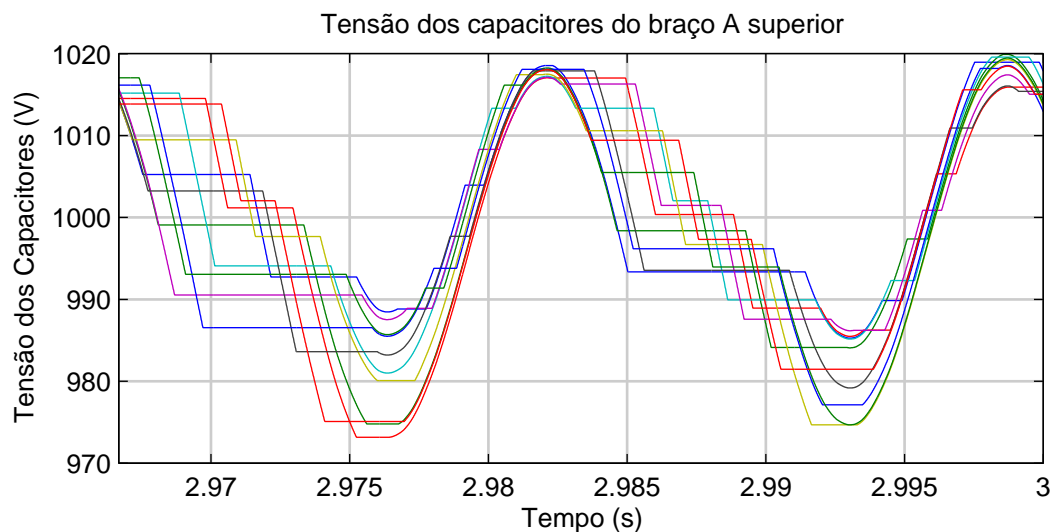


Figura 5.14: Tensão dos capacitores do braço superior da fase A em regime permanente, sem CCCSH, com frequência de chaveamento reduzida para 200 Hz e capacitância aumentada para 5 mF.



A Tabela 5.7 mostra o erro entre o valor estimado e o simulado para 200 Hz.

Tabela 5.7: Erros de estimação do modelo analítico com frequência de chaveamento reduzida para 200 Hz e capacitância aumentada para 5 mF.

	$m_1$	$\theta_k^{(1)}$	$I_k^{(1)}$	$\gamma_k^{(1)}$	$I_{k,circ}^{(2)}$	$\gamma_k^{(2)}$	$V_{cap}$	$\Delta v_{cap}$
$\mu_{err}$	0.04 %	< 0.01	0.01 %	< 0.01	1.98 %	1.58 %	0.02 %	6.42 %
$\sigma_{err}$	0.04 %	< 0.01	0.01 %	< 0.01	1.04 %	1.69 %	0.01 %	4.03 %

Nesse caso, mesmo com frequência de chaveamento ainda mais baixa que no caso original, o erro na corrente circulante é próximo de 2.0%. O fato de se aumentarem os capacitores de 2 para 5 mF ajuda a diminuir a diferença entre as tensões dos capacitores de um mesmo braço. Entretanto, devido à frequência de chaveamento mais baixa e diferenças entre as tensões dos capacitores, o erro do *ripple* de tensão aumentou para 6.4%.

Por fim, a título de comparação, é feita uma simulação com frequência de chaveamento elevada, de 2 kHz. Como pode ser visto na Tabela 5.8, os erros são muito pequenos para esse caso, como era esperado. O maior erro é para o *ripple* dos capacitores, e mesmo assim ele vale 1.5 %. O desvio padrão para todas as medidas também é muito baixo, evidenciando a acurácia do modelo.

Tabela 5.8: Erros de estimação do modelo analítico com frequência de chaveamento incrementada para 2 kHz.

	$m_1$	$\theta_k^{(1)}$	$I_k^{(1)}$	$\gamma_k^{(1)}$	$I_{k,circ}^{(2)}$	$\gamma_k^{(2)}$	$V_{cap}$	$\Delta v_{cap}$
$\mu_{err}$	0.05 %	< 0.01	0.02 %	< 0.01	0.37 %	0.95 %	0.01 %	1.53 %
$\sigma_{err}$	0.04 %	< 0.01	0.01 %	< 0.01	0.40 %	1.53 %	0.01 %	1.20 %

## 5.4 Considerações de Simulação

Há uma consideração a ser feita sobre a tensão do elo CC, com e sem o CCCSH.

Operando sem o CCCSH, a tensão de referência para os braços possui somente uma componente contínua e uma componente alternada em frequência fundamental. A referência alternada encontra-se em contrafase para os braços superior e inferior de cada fase, como foi visto na seção 2.1.2. Devido à lógica de chaveamento, em cada instante de tempo, a quantidade total de submódulos conectados em uma perna vale  $N$ . Se um submódulo é bypassado no braço superior de uma fase, outro é inserido no braço inferior, e vice-versa. Esse comportamento pode ser visto na Figura 5.15, que mostra a ampliação do instante de cruzamento entre a tensão gerada pelos braços superior e inferior da fase A.

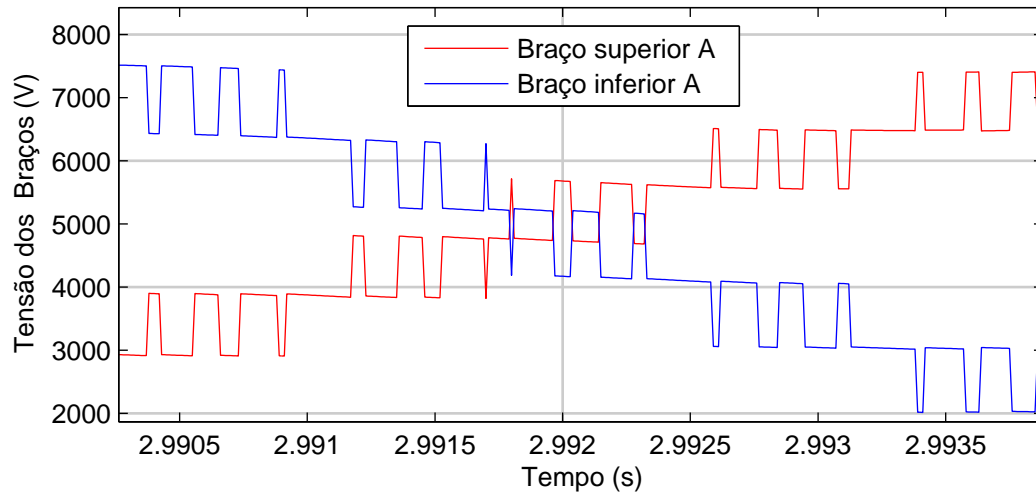


Figura 5.15: Tensão dos braços da fase A, evidenciando os instantes de chaveamento, sem controle de segundo harmônico.

Quando é utilizado o CCCSH, uma componente alternada de segundo harmônico é inserida com mesma fase para ambos os braços de cada fase. Isso faz com que, momentaneamente, possa haver, em cada perna, uma quantidade de submódulos inseridos diferente de  $N$ . A Figura 5.16 mostra a tensão dos braços da fase A, evidenciando o fato de que há instantes em que o chaveamento de um braço não é acompanhado pelo outro. Alguns desses instantes estão destacados para facilitar o entendimento.

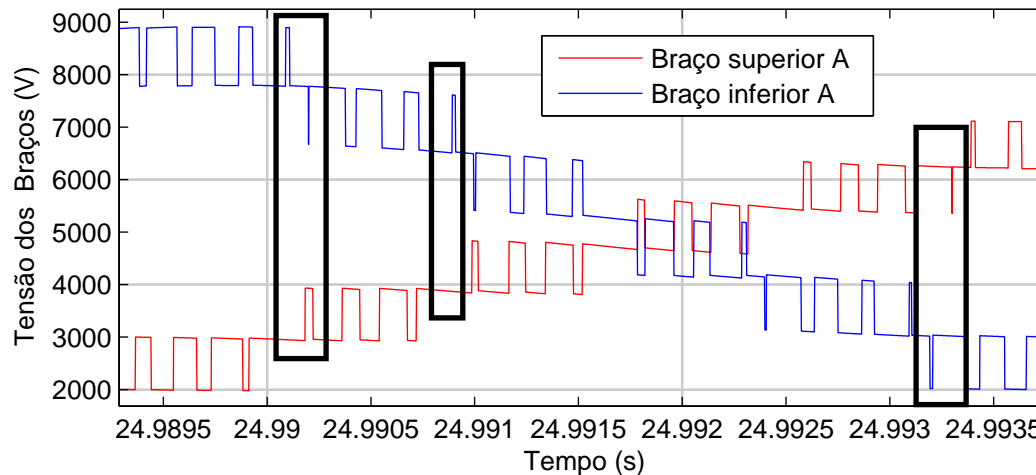


Figura 5.16: Tensão dos braços da fase A, evidenciando os instantes de chaveamento, com controle de segundo harmônico.

Dessa maneira, quando um submódulo em um dos braços é inserido ou bypassado, sem contrapartida no outro braço da mesma fase, surgem picos de tensão no elo CC [48] como mostra a Figura 5.17.

Esses picos introduzem ruído na tensão e potência do elo CC, e possivelmente

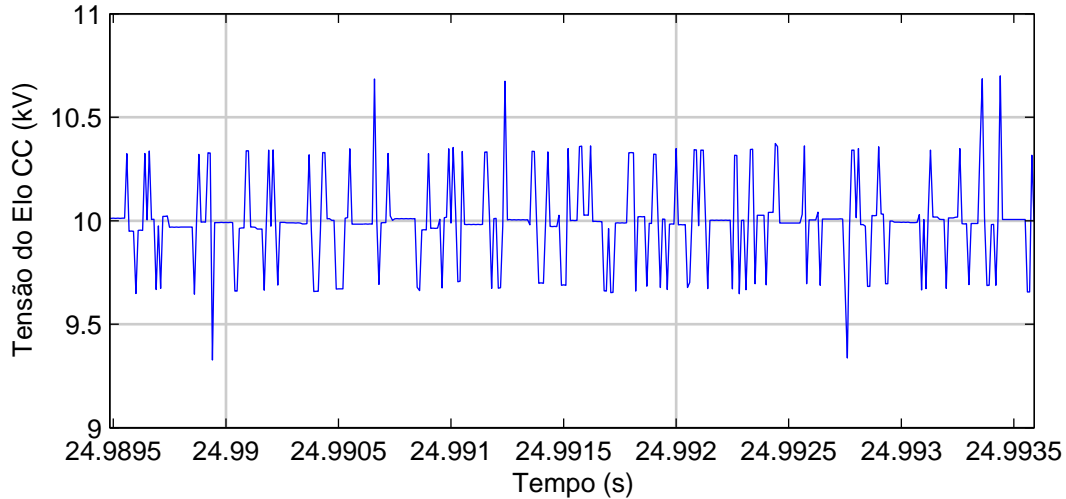


Figura 5.17: Tensão do elo CC, destacando os picos de tensão, com controle de segundo harmônico.

também na corrente CC, dependendo da carga conectada nos terminais do elo. O efeito pode ser reduzido ao aumentar a indutância dos braços, ou então aumentar a frequência de chaveamento do sistema. É importante levar em consideração esse fenômeno ao implementar o sistema de controle: se o mesmo for muito rápido, o ruído de tensão do elo pode introduzir grande ruído em todo o sistema de controle, prejudicando seu desempenho ou até mesmo o instabilizando.

## 5.5 Resumo do Capítulo

Neste capítulo foram descritos os parâmetros do sistema simulado, apresentando todos os resultados obtidos.

As formas de onda características do MMC foram apresentadas. Destaca-se a tensão dos braços na Figura 5.1, a tensão dos capacitores na Figura 5.4, e a corrente resultante na rede CA, na Figura 5.3. O comportamento das tensões e correntes do MMC confirmou a parte teórica desenvolvida no capítulo 2.

Em seguida, foram apresentados os resultados que incluem o controle de corrente circulante de segundo harmônico proposto. O controle considera amplitude  $m_2$  constante, e fases  $\theta_k^{(2)}$  variadas para a referência de segundo harmônico da função de chaveamento dos braços. As Figuras 5.8 e 5.9 evidenciam o fato de que esse controle afeta diretamente o *ripple* de tensão dos capacitores e a corrente do braço. As Figuras 5.10 e 5.11 mostram que o controle de segundo harmônico atua nas correntes circulantes internamente ao MMC, sendo as grandezas de frequência fundamental da rede CA praticamente inalteradas.

O modelo analítico proposto foi então validado. A Tabela 5.3 mostra que o

erro entre os valores calculados pelo modelo analítico e pela simulação numérica é muito pequeno, de maneira que o modelo representa uma descrição ao mesmo tempo detalhada e acurada do MMC.

Finalmente, foram feitos testes para investigar os limites de validade do modelo analítico proposto. Tanto para simulações com  $N$  reduzido quanto para  $N$  elevado, o modelo se mostrou acurado ao estimar corretamente as grandezas do sistema. Por outro lado, reduções na frequência de chaveamento dos submódulos levaram a um aumento no erro de estimação da corrente circulante e do *ripple* de tensão dos capacitores, como era esperado. Dessa maneira, define-se a frequência de chaveamento como o principal fator limitante do modelo proposto. O modelo se apresentou acurado para uma frequência de chaveamento de 500 Hz, que já é baixa em comparação com outros tipos de conversores de potência. Entretanto, se for analisado um MMC com frequência de chaveamento próxima da frequência da rede, o modelo analítico deve ser utilizado com cautela pois os erros de estimação aumentam.

# Capítulo 6

## Conclusão

### 6.1 Resumo do Trabalho e Conclusões

Este trabalho apresenta uma investigação matemática detalhada do MMC. Foram descritas matematicamente a interrelação entre suas principais variáveis, a oscilação da tensão nos capacitores, a circulação de corrente de segundo harmônico em seus braços e seu controle. O conjunto de equações desenvolvido define então um modelo analítico do MMC.

O capítulo 2 mostrou o equacionamento que define as tensões de referência para os braços do MMC, a partir de dois pressupostos básicos: o MMC gera tensões balanceadas em seus terminais CA e tensão constante no lado CC; as correntes CA e CC devem ser controladas para se dividir igualmente entre os braços. Essas tensões de referência são comumente apresentadas na literatura, mas a demonstração das mesmas é muitas vezes omitida, ou simplesmente ignorada. Ainda no capítulo 2 foi demonstrada a origem das correntes harmônicas do MMC. O equacionamento mostra com detalhe como as mesmas se originam e por onde circulam no sistema, algo que é pouco discutido na literatura.

No capítulo 3 foi desenvolvido com detalhes o modelo analítico do MMC e o controle de corrente circulante. Considerando uma função de chaveamento aproximada por uma série de Fourier, foram desenvolvidos o equacionamento detalhado da tensão dos capacitores, da tensão do braço, e da corrente circulante do MMC, evidenciando o caráter circular da relação entre essas variáveis. O equacionamento apresentado mostra ainda a interação entre as componentes de frequências diferentes de diversas variáveis do MMC, como a tensão e corrente dos braços e a função de chaveamento de controle, demonstrando a origem das correntes circulantes. O modelo analítico proposto descreve com detalhe as formas de onda do MMC em regime permanente, e permite realizar diversos estudos nessa situação, podendo ser usado para o dimensionamento dos componentes do sistema.

O capítulo 4 mostrou o sistema de controle utilizado para a simulação numérica, explicando a lógica de chaveamento e balanceamento de tensão utilizada. É apresentado ainda o modelo equivalente de MMC utilizado no Simulink, descrevendo em detalhes a simulação numérica.

Os resultados do capítulo 5 validaram o modelo analítico e o controle de corrente circulante proposto. Foi escolhido um caso com frequência de chaveamento consideravelmente baixa para os dispositivos semicondutores (500 Hz), além de *ripple* de tensão dos capacitores razoavelmente alto (acima de 4%). Mesmo assim, o maior erro da simulação do MMC usando o modelo analítico, entre todas as variáveis calculadas, foi de apenas 3%, para a amplitude da corrente circulante. Isso demonstra a precisão do modelo analítico proposto. Os resultados apresentados nesse capítulo definem ainda a validade do modelo analítico: frequências de chaveamento próximas da frequência da rede e *ripple* de tensão alto nos capacitores levam erros maiores. Dessa maneira, o uso do modelo analítico deve ser precedido de uma análise de validade do mesmo.

Conclui-se que o modelo analítico proposto representa adequadamente o MMC em regime permanente, sendo uma ferramenta útil de análise e dimensionamento do conversor.

## 6.2 Trabalhos Futuros

Foi feita a validação do modelo em regime permanente. Entretanto, o equacionamento mostra, em (3.46), (3.48), (3.49) e (3.50), alguns termos linearmente dependentes do tempo. Possivelmente, isso permite que o equacionamento seja válido também para situações transitórias do MMC. Essa situação será estudada em um trabalho futuro, investigando se seria necessário adicionar algum termo extra ao equacionamento das correntes ou das funções de chaveamento, e se o modelo representaria corretamente o MMC em situações transitórias.

No equacionamento, considera-se uma rede equilibrada. Entretanto, muitas vezes existem desbalanços na impedância dos transformadores de conexão, ou até a tensão da rede pode estar desbalanceada devido a alguma falta em outro ponto do sistema. Dessa maneira, propõe-se estender o equacionamento, considerando componentes de sequência positiva e negativa em todas as correntes e tensões, de maneira a possibilitar a representação do MMC em um sistema trifásico desbalanceado.

Pode ser estudada uma maneira de representar o efeito do chaveamento em alta frequência nas tensões dos terminais CA e CC do MMC. Isso permitiria inferir o nível de distorção harmônica da tensão terminal e das correntes que fluem para as redes externas, tornando o modelo mais completo, especialmente para modelar os harmônicos não-característicos.

Com isso, seria útil ainda estudar a implementação computacional numérica de um modelo do MMC baseado puramente no modelo analítico. O mesmo pode representar um modelo computacional mais eficiente do MMC, levando a simulações mais rápidas. Pretende-se também desenvolver, a partir do modelo analítico proposto, um modelo linearizado, válido para pequenas perturbações, e com isso derivar funções de transferência para o projeto detalhado dos controladores.

# Referências Bibliográficas

- [1] BRESESTI, P., KLING, W., HENDRIKS, R., et al. “HVDC Connection of Offshore Wind Farms to the Transmission System”, *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 22, n. 1, pp. 37–43, March 2007. ISSN: 0885-8969. doi: 10.1109/TEC.2006.889624.
- [2] FLOURENTZOU, N., AGELIDIS, V., DEMETRIADES, G. “VSC-Based HVDC Power Transmission Systems: An Overview”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 3, pp. 592–602, March 2009. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2008.2008441.
- [3] LESNICAR, A., MARQUARDT, R. “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range”. In: *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna*, v. 3, pp. 6 pp. Vol.3–, June 2003. doi: 10.1109/PTC.2003.1304403.
- [4] TEEUWSEN, S. P. “Modeling the Trans Bay Cable Project as Voltage-Sourced Converter with Modular Multilevel Converter design”. In: *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pp. 1–8, July 2011. doi: 10.1109/PES.2011.6038903.
- [5] JIE, Y., YUEFENG, Y., ZHIYUAN, H., et al. “System design of MMC VSC-HVDC demonstration project for windfarm connection”. In: *AC and DC Power Transmission (ACDC 2012), 10th IET International Conference on*, pp. 1–6, Dec 2012. doi: 10.1049/cp.2012.1942.
- [6] FRIEDRICH, K. “Modern HVDC PLUS application of VSC in Modular Multilevel Converter topology”. In: *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, pp. 3807–3810, July 2010. doi: 10.1109/ISIE.2010.5637505.
- [7] CHUCO, B., WATANABE, E. “A comparative study of dynamic performance of HVDC system based on conventional VSC and MMC-VSC”. In: *Bulk Power System Dynamics and Control (iREP) - VIII (iREP), 2010 iREP Symposium*, pp. 1–6, Aug 2010. doi: 10.1109/IREP.2010.5563252.



- [8] MERLIN, M., GREEN, T. “Cell capacitor sizing in multilevel converters: cases of the modular multilevel converter and alternate arm converter”, *Power Electronics, IET*, v. 8, n. 3, pp. 350–360, 2015. ISSN: 1755-4535. doi: 10.1049/iet-pel.2014.0328.
- [9] CHUCO, B. *Sistema HVDC Baseado em Conversores Multinível Modulares*. Tese de Doutorado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Brasil, 2014.
- [10] SLEIMAN, M., AL HAGE ALI, A., BLANCHETTE, H., et al. “A survey on modeling, control, and dc-fault protection of modular multilevel converters for HVDC systems”. In: *Industrial Electronics (ISIE), 2014 IEEE 23rd International Symposium on*, pp. 2149–2154, June 2014. doi: 10.1109/ISIE.2014.6864950.
- [11] LI, X., LIU, W., SONG, Q., et al. “An enhanced MMC topology with DC fault ride-through capability”. In: *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, pp. 6182–6188, Nov 2013. doi: 10.1109/IECON.2013.6700152.
- [12] SIEMASZKO, D. “Positive and negative sequence control for power converters under weak unbalanced networks”. In: *Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion (ESARS), 2012*, pp. 1–6, Oct 2012. doi: 10.1109/ESARS.2012.6387479.
- [13] SUH, Y., LIPO, T. A. “Modeling and analysis of instantaneous active and reactive power for PWM AC/DC converter under generalized unbalanced network”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 21, n. 3, pp. 1530–1540, July 2006. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2005.860274.
- [14] XIAO, L., HUANG, S., LU, K. “DC-bus voltage control of grid-connected voltage source converter by using space vector modulated direct power control under unbalanced network conditions”, *IET Power Electronics*, v. 6, n. 5, pp. 925–934, May 2013. ISSN: 1755-4535. doi: 10.1049/iet-pel.2012.0576.
- [15] DO, W. S., KIM, S. H., KIM, T. J., et al. “A study of circulating current in MMC based HVDC system under an unbalanced grid condition”. In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 4146–4152, Oct 2014. doi: 10.1109/IECON.2014.7049125.
- [16] MA, Y., FAN, L. “Circulating current and DC current ripple control in MMC under unbalanced grid voltage”. In: *North American Power Symposium (NAPS), 2015*, pp. 1–6, Oct 2015. doi: 10.1109/NAPS.2015.7335140.

- [17] TU, Q., XU, Z., CHANG, Y., et al. “Suppressing DC Voltage Ripples of MMC-HVDC Under Unbalanced Grid Conditions”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 27, n. 3, pp. 1332–1338, July 2012. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2012.2196804.
- [18] KOLB, J., KAMMERER, F., BRAUN, M. “Dimensioning and design of a Modular Multilevel Converter for drive applications”. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, pp. LS1a-1.1-1-LS1a-1.1-8, Sept 2012. doi: 10.1109/EPEPEMC.2012.6397380.
- [19] KOLB, J., KAMMERER, F., GOMMERINGER, M., et al. “Cascaded Control System of the Modular Multilevel Converter for Feeding Variable-Speed Drives”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 30, n. 1, pp. 349–357, Jan 2015. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2014.2299894.
- [20] MAURICIO ESPINOZA, B., MORA, A., DIAZ, M., et al. “Balancing energy and low frequency operation of the Modular Multilevel Converter in Back to Back configuration”. In: *Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2015 Tenth International Conference on*, pp. 1–9, March 2015. doi: 10.1109/EVER.2015.7113005.
- [21] LIU, Z., SONG, Q., ZHANG, H., et al. “Real-Time Digital Simulation for a 50Mvar Cascaded Multilevel STATCOM”. In: *2006 International Conference on Power System Technology*, pp. 1–6, Oct 2006. doi: 10.1109/ICPST.2006.321764.
- [22] NIEVES, M., MAZA, J. M., MAURICIO, J. M., et al. “Enhanced control strategy for MMC-based STATCOM for unbalanced load compensation”. In: *Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference on*, pp. 1–10, Aug 2014. doi: 10.1109/EPE.2014.6911014.
- [23] LI, B., YANG, R., XU, D., et al. “Analysis of the Phase-Shifted Carrier Modulation for Modular Multilevel Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, pp. 297–310, Jan 2015. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2014.2299802.
- [24] LEBRE, J. R. *Transmissão em Corrente Contínua com Conversor Multinível Modular em Ponte Semicompleta*. Tese de Mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Brasil, 2014.

- [25] ILVES, K., TAFFNER, F., NORRGA, S., et al. “A submodule implementation for parallel connection of capacitors in modular multilevel converters”. In: *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*, pp. 1–10, Sept 2013. doi: 10.1109/EPE.2013.6634325.
- [26] BERGNA, G., BERNE, E., EGROT, P., et al. “A generalized power control approach in ABC frame for modular Multilevel Converters based on mathematical optimization”. In: *Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON), 2012 IEEE International*, pp. 158–165, Sept 2012. doi: 10.1109/EnergyCon.2012.6347744.
- [27] DARUS, R., POU, J., KONSTANTINOOU, G., et al. “Controllers for eliminating the ac components in the circulating current of modular multilevel converters”, *Power Electronics, IET*, v. 9, n. 1, pp. 1–8, 2016. ISSN: 1755-4535. doi: 10.1049/iet-pel.2014.0930.
- [28] TU, Q., XU, Z., HUANG, H., et al. “Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based HVDC”. In: *Power System Technology (POWERCON), 2010 International Conference on*, pp. 1–6, Oct 2010. doi: 10.1109/POWERCON.2010.5666416.
- [29] ROHNER, S., BERNET, S., HILLER, M., et al. “Modelling, simulation and analysis of a Modular Multilevel Converter for medium voltage applications”. In: *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, pp. 775–782, March 2010. doi: 10.1109/ICIT.2010.5472634.
- [30] ILVES, K., ANTONOPOULOS, A., NORRGA, S., et al. “Steady-State Analysis of Interaction Between Harmonic Components of Arm and Line Quantities of Modular Multilevel Converters”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 27, n. 1, pp. 57–68, Jan 2012. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2011.2159809.
- [31] YANG, W., SONG, Q., LIU, W. “Decoupled Control of Modular Multilevel Converter based on Intermediate Controllable Voltages”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. PP, n. 99, pp. 1–1, 2016. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2016.2549001.
- [32] SONG, Q., LIU, W., LI, X., et al. “A Steady-State Analysis Method for a Modular Multilevel Converter”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 8, pp. 3702–3713, Aug 2013. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2012.2227818.

- [33] KIM, H., KIM, S., CHUNG, Y. H., et al. “Operating Region of Modular Multilevel Converter for HVDC With Controlled Second-Order Harmonic Circulating Current: Elaborating P-Q Capability”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 31, n. 2, pp. 493–502, April 2016. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2015.2458038.
- [34] VASILADIOTIS, M., CHERIX, N., RUFER, A. “Accurate Capacitor Voltage Ripple Estimation and Current Control Considerations for Grid-Connected Modular Multilevel Converters”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 29, n. 9, pp. 4568–4579, Sept 2014. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2013.2286293.
- [35] LI, X., SONG, Q., LIU, W., et al. “Performance Analysis and Optimization of Circulating Current Control for Modular Multilevel Converter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 2, pp. 716–727, Feb 2016. ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2015.2480748.
- [36] LI, Y., SHI, X., LIU, B., et al. “Maximum modulation index for modular multilevel converter with circulating current control”. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*, pp. 491–498, Sept 2014. doi: 10.1109/ECCE.2014.6953434.
- [37] ILVES, K., NORRGA, S., HARNEFORS, L., et al. “On Energy Storage Requirements in Modular Multilevel Converters”, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 29, n. 1, pp. 77–88, Jan 2014. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2013.2254129.
- [38] YAZDANI, A., IRAVANI, R. *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. USA, John Wiley & Sons, 2010.
- [39] TEODORESCU, R., LISERRE, M., RODRIGUEZ, P. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, v. 29. United Kingdom, John Wiley & Sons, 2011.
- [40] MOON, J. W., KIM, C. S., PARK, J. W., et al. “Circulating Current Control in MMC Under the Unbalanced Voltage”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 28, n. 3, pp. 1952–1959, July 2013. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2013.2264496.
- [41] XU, J., GOLE, A. M., ZHAO, C. “The Use of Averaged-Value Model of Modular Multilevel Converter in DC Grid”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 30, n. 2, pp. 519–528, April 2015. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2014.2332557.

- [42] ANTONOPOULOS, A., ANGQUIST, L., NEE, H.-P. “On dynamics and voltage control of the Modular Multilevel Converter”. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, pp. 1–10, Sept 2009.
- [43] TU, Q., XU, Z., XU, L. “Reduced Switching-Frequency Modulation and Circulating Current Suppression for Modular Multilevel Converters”, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 26, n. 3, pp. 2009–2017, July 2011. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2011.2115258.
- [44] ILVES, K., ANTONOPOULOS, A., HARNEFORS, L., et al. “Circulating current control in modular multilevel converters with fundamental switching frequency”. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*, v. 1, pp. 249–256, June 2012. doi: 10.1109/IPEMC.2012.6258844.
- [45] XIAOQIAN, L., QIANG, S., JIANGUO, L., et al. “Capacitor voltage balancing control based on CPS-PWM of Modular Multilevel Converter”. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, pp. 4029–4034, Sept 2011. doi: 10.1109/ECCE.2011.6064317.
- [46] DENG, F., CHEN, Z. “Elimination of DC-Link Current Ripple for Modular Multilevel Converters With Capacitor Voltage-Balancing Pulse-Shifted Carrier PWM”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, pp. 284–296, Jan 2015. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2014.2322913.
- [47] SAEEDIFARD, M., IRAVANI, R. “Dynamic performance of a modular multi-level back-to-back HVDC system”. In: *Power and Energy Society General Meeting, 2011 IEEE*, pp. 1–1, July 2011. doi: 10.1109/PES.2011.6038879.
- [48] LEBRE, J. R., DIAS, R. F., WATANABE, E. H. “POD-PWM applied to circulating current control in HVDC-MMC based system”. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1–5, Nov 2015. doi: 10.1109/COBEP.2015.7420060.
- [49] ROHNER, S., BERNET, S., HILLER, M., et al. “Pulse width modulation scheme for the Modular Multilevel Converter”. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, pp. 1–10, Sept 2009.

- [50] WANG, J., BURGOS, R., BOROYEVICH, D. “A survey on the modular multilevel converters - Modeling, modulation and controls”. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, pp. 3984–3991, Sept 2013. doi: 10.1109/ECCE.2013.6647229.
- [51] KONSTANTINOOU, G., CIOBOTARU, M., AGELIDIS, V. “Selective harmonic elimination pulse-width modulation of modular multilevel converters”, *IET Power Electronics*, v. 6, n. 1, pp. 96–107, Jan 2013. ISSN: 1755-4535. doi: 10.1049/iet-pel.2012.0228.
- [52] CHUCO, B., WATANABE, E. “Back-to-back HVDC based on Modular Multilevel Converter”. In: *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, pp. 970–976, Sept 2011. doi: 10.1109/COBEP.2011.6085335.
- [53] ILVES, K., ANTONOPOULOS, A., NORRGA, S., et al. “A new modulation method for the modular multilevel converter allowing fundamental switching frequency”. In: *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, pp. 991–998, May 2011. doi: 10.1109/ICPE.2011.5944672.
- [54] DENG, F., CHEN, Z. “A Control Method for Voltage Balancing in Modular Multilevel Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 1, pp. 66–76, Jan 2014. ISSN: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2013.2251426.
- [55] PERALTA, J., SAAD, H., DENNETIERE, S., et al. “Detailed and Averaged Models for a 401-Level MMC-HVDC System”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 27, n. 3, pp. 1501–1508, July 2012. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2012.2188911.
- [56] GNANARATHNA, U. N., GOLE, A. M., JAYASINGHE, R. P. “Efficient Modeling of Modular Multilevel HVDC Converters (MMC) on Electromagnetic Transient Simulation Programs”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 26, n. 1, pp. 316–324, Jan 2011. ISSN: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2010.2060737.
- [57] AHMED, N., ÄNGQUIST, L., NORRGA, S., et al. “A Computationally Efficient Continuous Model for the Modular Multilevel Converter”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 2, n. 4, pp. 1139–1148, Dec 2014. ISSN: 2168-6777. doi: 10.1109/JESTPE.2014.2332041.

- [58] GUÉRARD, E. *Deterministic and Probabilistic Models to Address Real Applicative Aspects of the Modular Multi-Level Converter*. Tese de Mestrado, Technische Universität München, Munique, Alemanha, 2014.
- [59] KAURA, V., BLASKO, V. “Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions”. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual*, v. 2, pp. 703–708 vol.2, Mar 1996. doi: 10.1109/APEC.1996.500517.
- [60] BRASIL, L., ROSS, R. P., DE SOUZA, L. F. W. “Power quality investigation in a distribution utility in the south of Brazil”. In: *Harmonics and Quality of Power, 2000. Proceedings. Ninth International Conference on*, v. 3, pp. 905–910 vol.3, 2000. doi: 10.1109/ICHQP.2000.896849.