

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA  
FACULDADE DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Lucca Ribeiro Franklin

**Supressão de correntes circulantes em conversores multiníveis modulares:**  
comparação entre os controladores direto em coordenadas  $dq$  e indireto baseado em  
energia

Juiz de Fora  
2023

**Lucca Ribeiro Franklin**

**Supressão de correntes circulantes em conversores multiníveis modulares:**  
comparação entre os controladores direto em coordenadas  $dq$  e indireto baseado em  
energia

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área: Sistemas Eletrônicos.

Orientador: Prof. Dr. Pedro Gomes Barbosa

Juiz de Fora

2023

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF  
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Franklin, Lucca Ribeiro.

Supressão de correntes circulantes em conversores multiníveis modulares: comparação entre os controladores direto em coordenadas  $dq$  e indireto baseado em energia / Lucca Ribeiro Franklin. – 2023.

107 p. : il.

Orientador: Pedro Gomes Barbosa

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2023.

1. Conversor Multinível Modular. 2. Controlador de Supressão de Corrente Circulante. 3. Controle Baseado em Energia. I. Barbosa, Pedro Gomes, orient. II. Título.

**Lucca Ribeiro Franklin**

**Supressão de correntes circulantes em conversores multiníveis modulares:** comparação entre os controladores direto em coordenadas dq e indireto baseado em energia

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos

Aprovada em 14 de dezembro de 2023.

**BANCA EXAMINADORA**

**Prof. Dr. Pedro Gomes Barbosa** - Orientador

Universidade Federal de Juiz de Fora

**Prof. Dr. Pedro Machado de Almeida**

Universidade Federal de Juiz de Fora

**Prof. Dr. Allan Fagner Cupertino**

Universidade Federal de Juiz de Fora

**Prof. Dr. Andrei de Oliveira Almeida**

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais

Juiz de Fora, 05/12/2023.

---



Documento assinado eletronicamente por **Pedro Machado de Almeida, Professor(a)**, em 14/12/2023, às 11:10, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



Documento assinado eletronicamente por **Andrei de Oliveira Almeida, Usuário Externo**, em 14/12/2023, às 11:13, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



Documento assinado eletronicamente por **Pedro Gomes Barbosa, Coordenador(a)**, em 14/12/2023, às 11:13, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



Documento assinado eletronicamente por **Allan Fagner Cupertino, Professor(a)**, em 15/12/2023, às 14:02, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



A autenticidade deste documento pode ser conferida no Portal do SEI-Uff (www2.ufjf.br/SEI) através do ícone Conferência de Documentos, informando o código verificador **1610123** e o código CRC **5A7BD0D0**.

---

*À minha família*

## AGRADECIMENTOS

A Deus, pelo dom da vida e pela oportunidade. Sou grato a Ele por colocar pessoas que torceram e torcem por mim, e que foram importantíssimas para a conclusão deste trabalho.

Aos meus pais, Andreia e Mauro Sérgio, por todo suporte necessário. Isso inclui meu padrasto, Willian, que não mede esforços para me ver bem e que vibra, junto aos meus pais, pelas minhas conquistas.

Aos meus avós. Em especial, à minha avó, Sônia, por toda sabedoria passada e pelas orações. Aos meus irmãos, Ingryd, Isabelly, Isadora e João Gabriel, pelo apoio, irmandade e compreensão da ausência durante o mestrado.

À minha namorada Laura, presente desde o início deste trabalho, que sempre está me apoiando e que me acalmou nos momentos de sobrecarga. Agradeço pela sua amizade, companheirismo, compreensão pelos momentos em que estive ausente e por sempre acreditar em mim. Agradeço também à sua família.

Ao meu orientador, Prof. Pedro Gomes Barbosa, pela oportunidade, paciência, confiança e conselhos durante a elaboração deste trabalho.

Aos amigos do NAEP e NIMO. Em especial, a Josué, Pedro Henrique e Dalmo. A convivência na república  $\alpha\beta\theta$  tornou essa jornada um pouco mais leve.

Aos membros da banca avaliadora, pela disponibilidade de participar e pelas contribuições dadas neste texto.

É importante mencionar aqui o suporte educacional e a infraestrutura laboratorial disponibilizados pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e pela Universidade Federal de Juiz de Fora, sem os quais não seria possível o desenvolvimento deste trabalho.

Por último, o autor também gostaria de agradecer o apoio financeiro em parte da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) – Código de Financiamento 001, do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), do Instituto Nacional de Energia Elétrica (INERGE), da Fundação de Amparo à Pesquisa no Estado de Minas Gerais (FAPEMIG) e da Universidade Federal de Juiz de Fora pela bolsa de estudos concedida.

## RESUMO

Esta dissertação apresenta um estudo comparativo entre métodos de controle direto, nas coordenadas  $dq$ , e indireto, baseado em energia, para compensar correntes circulantes de conversores multiníveis modulares (MMC). Apesar de possuírem uma implementação simples, os controladores de supressão direta apresentam limitações tais como a ausência do controle das tensões dos braços superior e inferior do conversor. Atrelado à questão anterior, a corrente do barramento CC do MMC pode apresentar oscilações mal amortecidas ou instabilidades quando as componentes de segunda ordem das correntes pelos braços são mitigadas através do método direto. Por outro lado, o controlador baseado em energia permite um controle completo da dinâmica interna do conversor, atenuando as oscilações da corrente CC durante os transitórios. O estudo desse tipo de controle também apresenta relevância por possibilitar ampliar o campo de aplicação do MMC. Inicialmente são apresentados os fundamentos do conversor, sua estrutura modular, fluxo de corrente pelo conversor e estratégias de modulação e de equalização das tensões dos capacitores dos diversos submódulos. Em sequência, a modelagem do conversor conectado à rede é realizada. Em posse das equações do modelo, as malhas de controle das correntes da rede e da corrente circulante são delineadas. Dentre os métodos diretos, o controlador de supressão das correntes circulantes no sistema de coordenadas síncrono é empregado. Para o método indireto, o controle baseado em energia no sistema de coordenadas naturais é adotado. A estrutura escolhida, nesse caso, é fundamentada na revisão de literatura realizada. Detalhes quanto ao projeto dos controladores são discutidos para ambos os métodos. Modificações na estrutura do Controle Baseado em Energia (do inglês, *Energy-based Control*) (EBC) também são apresentadas a fim de possibilitar sua aplicação em uma condição de rede desequilibrada. Resultados de simulação digital obtidos com um conversor multinível modular com 50 submódulos por braço do conversor, modelado no programa PSCAD/EMTDC, são usados para validar as análises teóricas e comparar o desempenho das duas técnicas de controle.

Palavras-chave: Conversor Multinível Modular. Controlador de Supressão de Corrente Circulante. Controle Baseado em Energia.



## ABSTRACT

This work presents a comparative study between two control methods to compensate the circulating currents in modular multilevel converters (MMC): a direct method, in  $dq$  coordinates, and an indirect method, also known as energy based control (EBC). Despite their simple implementation, direct suppression controllers have limitations, such as the absence of control over the upper and lower arm voltages of the converter. Related to this issue, the dynamics of the DC side of the MMC are prone to poorly damped oscillations or stability problems when the second harmonic components of the arm currents are mitigated using the direct method. On the other hand, the energy-based controller allows complete control of the internal dynamics of the converter, attenuating direct current oscillations during transients. The study of this type of control is also relevant for expanding the application field of MMC. Initially, the fundamentals of the converter are presented, including its modular structure, current flow through the converter, and modulation and equalization strategies used to regulate submodule capacitor voltages. Subsequently, the modeling of the converter connected to the grid is performed. With the model equations in hand, the control loops for grid currents and circulating current are outlined. Among the direct methods, the circulating current suppression controller (CCSC) in the synchronous reference frame is employed. For the indirect method, energy-based control in the natural coordinates system is adopted. The chosen structure, in this case, is based on the literature review. Details regarding the design of the controllers are provided for both methods. Modifications to the EBC structure are also presented to enable its application in an unbalanced grid condition. Digital simulation results obtained with a modular multilevel converter with 50 submodules per converter arm, modeled in the PSCAD/EMTDC program, are used to validate the theoretical analyses and compare the performance of the two control techniques.

Keywords: Modular Multilevel Converter. Circulating Current Suppression Controller. Energy-based Control.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	– Diagrama esquemático de um sistema de transmissão HVDC baseado em conversores MMC. . . . .	20
Figura 2	– Diagrama esquemático do MMC em dupla estrela. . . . .	23
Figura 3	– Topologias de SM. . . . .	24
Figura 4	– Fluxo de corrente nos elementos semicondutores do SM em operação normal. . . . .	25
Figura 5	– Diagrama esquemático simplificado de uma fase $k$ do MMC. . . . .	27
Figura 6	– Circuito equivalente do MMC para análise das correntes internas. . . . .	28
Figura 7	– Circuito equivalente do MMC para análise da parcela CC das correntes internas. . . . .	29
Figura 8	– Circuito equivalente do MMC para análise da parcela fundamental das correntes internas. . . . .	30
Figura 9	– Circuito equivalente monofásico do MMC para análise da parcela fundamental das correntes internas. . . . .	31
Figura 10	– Circuito equivalente do MMC para análise das parcelas harmônicas das correntes internas. . . . .	34
Figura 11	– Princípio de funcionamento da modulação PD-PWM para a síntese de tensão terminal em um dos braços considerando 5 submódulos. . . . .	36
Figura 12	– Topologia de um MMC trifásico conectado à rede. . . . .	40
Figura 13	– Circuito equivalente médio monofásico do MMC conectado à rede. . . . .	42
Figura 14	– Diagrama de blocos da malha de controle das correntes terminais do conversor em coordenadas $dq$ . . . . .	48
Figura 15	– Diagrama de blocos simplificado do controle de corrente do conversor. . . . .	49
Figura 16	– Esquema de controle de supressão das correntes circulantes em coordenadas $dq$ . . . . .	53
Figura 17	– Diagrama de blocos simplificado do controle de corrente circulante. . . . .	54
Figura 18	– Diagrama de blocos do controle do conversor utilizando o método direto. . . . .	55
Figura 19	– Esquema de controle da energia em malha fechada. . . . .	62
Figura 20	– Esquema de controle da energia em malha aberta. . . . .	64
Figura 21	– Diagrama de blocos para as relações dinâmicas de energia na perna do MMC. . . . .	69

Figura 22	– Esquema de controle da energia da perna do conversor. . . . .	70
Figura 23	– Malha de controle da corrente circulante. . . . .	70
Figura 24	– Diagrama simplificado da malha de controle da energia da perna. . . . .	71
Figura 25	– Diagrama parcial da malha de controle da diferença de energia. . . . .	74
Figura 26	– Diagrama de blocos para geração de $i_{circ}^{ca*}$ . . . . .	75
Figura 27	– Malha de controle da corrente circulante após balanceamento horizontal e vertical de energia. . . . .	75
Figura 28	– Diagrama de blocos do controle do conversor utilizando o método indireto. . . . .	76
Figura 29	– Diagramas de blocos para detecção de seqüências positiva e negativa. . . . .	78
Figura 30	– Diagrama de blocos da malha de controle das correntes terminais do conversor modificado. . . . .	79
Figura 31	– Diagrama de blocos para geração de $i_{circ}^{ca*}$ . . . . .	79
Figura 32	– Diagrama de blocos do SOGI. . . . .	80
Figura 33	– Resultados de simulação considerando o conversor controlado pelo esquema CCSC. . . . .	84
Figura 34	– Resultados de simulação considerando o conversor controlado pelo esquema EBC. . . . .	85
Figura 35	– Curvas das tensões sobre os capacitores equivalentes do braço superior e inferior da fase <i>a</i> sobrepostas. . . . .	86
Figura 36	– Correntes nos braços superior e inferior do conversor. . . . .	87
Figura 37	– Controle da energia média na perna <i>a</i> . . . . .	88
Figura 38	– Formas de onda com o aumento de 5% na referência de energia da perna. . . . .	89
Figura 39	– Análises do impacto da linearização na etapa de modulação. . . . .	90
Figura 40	– Tensões e correntes da rede resultantes da simulação do caso 3. . . . .	91
Figura 41	– Formas de onda de tensão e energia resultantes da simulação do caso 3. . . . .	92
Figura 42	– Correntes internas e do barramento corrente contínua (CC) resultantes da simulação do caso 3. . . . .	93
Figura 43	– Modelo digital da perna do MMC utilizado o modelo ALA. . . . .	103
Figura 44	– Transformada <i>abc</i> para <i>dq</i> . . . . .	106

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do sistema. . . . .	81
Tabela 2 – Tempos de assentamento para as malhas de controle. . . . .	82
Tabela 3 – Parâmetros das estratégias de controle utilizadas. . . . .	83

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<b>ALA</b>	médio por braço (do inglês, <i>Arm-Level Averaged</i> )
<b>CA</b>	corrente alternada
<b>CC</b>	corrente contínua
<b>CCSC</b>	controlador de supressão de corrente circulante (do inglês, <i>Circulating Current Suppression Controller</i> )
<b>CM</b>	modulação compensada (do inglês, <i>Compensated Modulation</i> )
<b>DDSRF-PLL</b>	circuito PLL no sistema de coordenadas síncrono duplo e desacoplado (do inglês, <i>Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL</i> )
<b>DSOGI</b>	integrador generalizado de segunda ordem duplo (do inglês, <i>Dual Second Order Generalized Integrator</i> )
<b>EBC</b>	controle baseado em energia (do inglês, <i>Energy-based Control</i> )
<b>EMR</b>	representação macroscópica energética (do inglês, <i>Energetic Macroscopic Representation</i> )
<b>FACTS</b>	sistemas flexíveis de transmissão em corrente alternada (do inglês, <i>Flexible AC Transmission Systems</i> )
<b>FB</b>	ponte completa (do inglês, <i>Full-Bridge</i> )
<b>FPB</b>	filtro passa-baixas
<b>HB</b>	meia ponte (do inglês, <i>Half-Bridge</i> )
<b>HVAC</b>	corrente alternada e alta tensão (do inglês, <i>High-Voltage Alternate Current</i> )
<b>HVDC</b>	corrente contínua e alta tensão (do inglês, <i>High-Voltage Direct Current</i> )
<b>IGBT</b>	transistor bipolar de porta isolada (do inglês, <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> )
<b>LCC</b>	conversor comutado pela linha (do inglês, <i>Line Commutated Converter</i> )
<b>LKC</b>	lei de Kirchhoff das correntes
<b>LKT</b>	lei de Kirchhoff das tensões
<b>MMC</b>	conversor multinível modular (do inglês, <i>Modular Multilevel Converter</i> )
<b>NAEP</b>	Núcleo de Pesquisa em Automação e Eletrônica de Potência
<b>PAC</b>	ponto de acoplamento comum
<b>PD-PWM</b>	modulação PWM com portadoras deslocadas em níveis (do inglês, <i>Phase Disposition</i> )
<b>PI</b>	proporcional-integral

<b>PLL</b>	circuito de sincronismo (do inglês, <i>Phase-Locked Loop</i> )
<b>P-RES</b>	proporcional-ressonante
<b>PS-PWM</b>	modulação PWM com portadoras deslocadas em fase (do inglês, <i>Phase-Shifted</i> )
<b>PWM</b>	modulação por largura de pulso (do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i> )
<b>SM</b>	submódulo
<b>SOGI</b>	integrador generalizado de segunda ordem (do inglês, <i>Second Order Generalized Integrator</i> )
<b>SRF</b>	sistema de coordenadas síncrono (do inglês, <i>Synchronous Reference Frame</i> )
<b>SRF-PLL</b>	circuito PLL baseado no sistema de coordenadas síncrono (do inglês, <i>Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop</i> )
<b>SVM</b>	modulação por vetores espaciais (do inglês, <i>Space Vector Modulation</i> )
<b>UCC</b>	constante de capacitância unitária (do inglês, <i>Unit Capacitance Constant</i> )
<b>UCM</b>	modulação não compensada (do inglês, <i>Uncompensated Modulation</i> )
<b>VSC</b>	conversor fonte de tensão (do inglês, <i>Voltage Source Converter</i> )

## LISTA DE SÍMBOLOS

$C$	Capacitância do submódulo
$C_{eq}$	Capacitância equivalente do braço
$f$	Frequência fundamental da rede
$f_{tri}$	Frequência da portadora triangular
$I_{cc}$	Corrente do barramento CC
$i_{circd}$	Corrente circulante no eixo direto
$i_{circk}$	Corrente circulante da fase $k$ , onde $k \in a,b,c$
$i_{circk}^{ca}$	Componente fundamental da corrente circulante da fase $k$
$I_{circk}^{ca}$	Valor eficaz da componente fundamental da corrente circulante da fase $k$
$i_{circk}^{cc}$	Componente média da corrente circulante da fase $k$
$i_{circq}$	Corrente circulante no eixo em quadratura
$i_d$	Corrente terminal do conversor no eixo direto
$i_k$	Corrente terminal do conversor na fase $k$
$i_{lk}$	Corrente do braço inferior da fase $k$
$i_q$	Corrente terminal do conversor no eixo em quadratura
$i_{sm}$	Corrente em um submódulo
$i_{uk}$	Corrente do braço superior da fase $k$
$\hat{I}_{2\omega}$	Valor de pico da corrente harmônica de segunda ordem de sequência negativa
$k_{i_{ccsc}}$	Ganho integral do controlador de supressão de corrente circulante (do inglês, <i>Circulating Current Supression Controller</i> ) (CCSC) no sistema de coordenadas síncrono (do inglês, <i>Synchronous Reference Frame</i> ) (SRF)
$k_{i_{\Delta}}$	Ganho integral da malha de controle da diferença de energia entre os braços do conversor
$k_{i_{ebc}}$	Ganho integral da malha interna de corrente no controle baseado em energia (do inglês, <i>Energy-based Control</i> ) (EBC)
$k_i$	Ganho integral do controlador da corrente de saída do conversor
$k_{i_{\Sigma}}$	Ganho integral da malha de controle da energia da perna do conversor
$k_{p_{ccsc}}$	Ganho proporcional do CCSC no SRF
$k_{p_{\Delta}}$	Ganho proporcional da malha de controle da diferença de energia entre os braços do conversor
$k_{p_{ebc}}$	Ganho proporcional da malha interna de corrente no EBC
$k_p$	Ganho proporcional do controlador da corrente de saída do conversor
$k_{p_{\Sigma}}$	Ganho proporcional da malha de controle da energia da perna do conversor
$L$	Indutância do braço do conversor
$L_{eq}$	Indutância do conjunto conversor multinível modular (do inglês, <i>Modular Multilevel Converter</i> ) (MMC)/filtro de interface

$L_s$	Indutância do filtro de interface
$m_d$	Fator de modulação no eixo direto
$m_q$	Fator de modulação no eixo em quadratura
$n^{(i)}$	Índice de inserção do submódulo $i$
$N$	Número de submódulos por braço do conversor
$n_{\ell k}$	Índice de inserção contínuo dos submódulos (SM) associados no braço inferior
$n_{uk}$	Índice de inserção contínuo dos SM associados no braço superior
$\omega$	Frequência angular fundamental da rede
$\omega_{n_{ccsc}}$	Frequência natural não amortecida da malha do CCSC
$\omega_{n_{\Delta}}$	Frequência natural não amortecida da malha de controle da diferença de energia entre os braços do conversor
$\omega_{n_{ebc}}$	Frequência natural não amortecida da malha interna de corrente do EBC
$\omega_{n_i}$	Frequência natural não amortecida da malha de controle das correntes de saída do conversor
$\omega_{n_{\Sigma}}$	Frequência natural não amortecida da malha de controle da energia da perna do conversor
$P_{ca}$	Potência ativa corrente alternada (CA)
$p_{ca_k}$	Potência ativa CA de uma fase $k$
$P_{cc}$	Potência CC
$p_{cc_k}$	Potência CC de uma fase $k$
$\varphi_{2\omega}$	Ângulo de fase referente à componente de segunda harmônica da corrente circulante
$p_k^{\Delta}$	Diferença das potências instantâneas entre os braços de uma perna $k$
$p_k^{\Sigma}$	Potência instantânea de uma fase $k$
$p_{uk}$	Potência instantânea do polo negativo
$p_{uk}$	Potência instantânea do polo positivo
$Q_{ca}$	Potência reativa
$R$	Resistência do braço do conversor
$R_{eq}$	Resistência do conjunto MMC/filtro de interface
$R_s$	Resistência do filtro de interface
$S_{MMC}$	Potência nominal trifásica do conversor
$\tau$	Constante de tempo da malha de controle das correntes de saída do conversor
$\theta$	Posição angular da rede rastreada pelo circuito de sincronismo (do inglês, <i>Phase-Locked Loop</i> ) (PLL)
$u_d$	Ação de controle do controlador proporcional-integral (PI) no eixo direto
$u_q$	Ação de controle do controlador PI no eixo em quadratura
$V_{cc}$	Tensão do barramento CC
$v_{circd}$	Tensão circulante no eixo direto



$v_{circk}$	Tensão circulante na fase $k$
$v_{cired}$	Tensão circulante no eixo em quadratura
$v_{C_{\ell k}}$	Tensão sobre o capacitor do submódulo do braço inferior da fase $k$
$v_{C_{\ell k}}^{\Sigma}$	Somatório das tensões dos capacitores do braço inferior da fase $k$
$\bar{v}_{C_{\ell k}}^{\Sigma}$	Parcela contínua de $v_{C_{\ell k}}^{\Sigma}$
$\tilde{v}_{C_{\ell k}}^{\Sigma}$	Parcela oscilante de $v_{C_{\ell k}}^{\Sigma}$
$v_{C_k}^{\Delta}$	Tensão resultante da diferença entre o somatório das tensões dos capacitores do polo positivo e negativo
$v_{C_k}^{\Sigma}$	Tensão resultante do somatório das tensões dos capacitores do polo positivo e negativo
$v_{C_{uk}}$	Tensão sobre o capacitor do submódulo do braço superior da fase $k$
$v_{C_{uk}}^{\Sigma}$	Somatório das tensões dos capacitores do braço superior da fase $k$
$\bar{v}_{C_{uk}}^{\Sigma}$	Parcela contínua de $v_{C_{uk}}^{\Sigma}$
$\tilde{v}_{C_{uk}}^{\Sigma}$	Parcela oscilante de $v_{C_{uk}}^{\Sigma}$
$v_{\ell k}$	Tensão do braço inferior da fase $k$
$v_{uk}$	Tensão do braço superior da fase $k$
$v_{sk}$	Tensão da rede CA
$V_{sk}$	Valor eficaz da tensão da rede
$v_{sm}$	Tensão de saída de um submódulo
$v_{td}$	Tensão terminal sintetizada pelo conversor no eixo direto
$v_{tk}$	Tensão terminal sintetizada pelo conversor no fase $k$
$v_{tq}$	Tensão terminal sintetizada pelo conversor no eixo em quadratura
$w_{C_{uk}}$	Energia total armazenada no braço superior de uma fase $k$
$w_{C_{\ell k}}$	Energia total armazenada no braço inferior de uma fase $k$
$w_{C_k}^{\Delta}$	Diferença de energia entre os braços de uma fase $k$
$\bar{w}_{C_k}^{\Delta}$	Média da diferença de energia entre os braços
$W_{C_k}^{\Delta*}$	Referência da diferença de energia entre os braços de uma perna $k$
$w_{C_k}^{\Sigma}$	Energia armazenada em uma perna
$\bar{w}_{C_k}^{\Sigma}$	Valor médio de energia da perna $k$
$W_{C_k}^{\Sigma*}$	Referência de energia para a perna $k$
$\zeta_{n_{ccsc}}$	Coefficiente de amortecimento da malha do CCSC
$\zeta_{n_{\Delta}}$	Coefficiente de amortecimento da malha de controle da diferença de energia entre os braços do conversor
$\zeta_{n_{ebc}}$	Coefficiente de amortecimento da malha interna de corrente do EBC
$\zeta_{n_i}$	Coefficiente de amortecimento da malha de controle das correntes de saída do conversor
$\zeta_{n_{\Sigma}}$	Coefficiente de amortecimento da malha de controle da energia da perna do conversor

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>18</b>
1.1	MOTIVAÇÃO . . . . .	19
1.2	OBJETIVOS . . . . .	21
1.3	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO . . . . .	22
1.4	PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESSA PESQUISA . . . . .	22
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTOS DO CONVERSOR MULTINÍVEL MODU- LAR . . . . .</b>	<b>23</b>
2.1	PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO DO MMC . . . . .	24
2.1.1	<b>Análise do submódulo . . . . .</b>	24
2.2	MODELO MATEMÁTICO DO MMC . . . . .	26
2.3	FLUXO DE CORRENTE PELO CONVERSOR . . . . .	27
2.3.1	<b>Componente contínua das correntes dos polos . . . . .</b>	29
2.3.2	<b>Componente fundamental das correntes dos polos . . . . .</b>	30
2.3.3	<b>Componente alternada harmônica das correntes dos polos . . . . .</b>	32
2.3.4	<b>Conclusões acerca das correntes do MMC . . . . .</b>	34
2.4	ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO MULTIPORTADORAS . . . . .	35
2.5	BALANCEAMENTO DAS TENSÕES CC DOS SUBMÓDULOS . . . . .	36
2.6	RESUMO DO CAPÍTULO . . . . .	39
<b>3</b>	<b>MODELAGEM E CONTROLE DO MMC CONECTADO À REDE . . . . .</b>	<b>40</b>
3.1	DETERMINAÇÃO DOS ÍNDICES DE INSERÇÃO . . . . .	44
3.2	CLASSIFICAÇÃO DOS MÉTODOS DE MODULAÇÃO . . . . .	45
3.3	CONTROLE DAS CORRENTES TRIFÁSICAS DO CONVERSOR . . . . .	46
3.3.1	<b>Projeto baseado no cancelamento de polos e zeros . . . . .</b>	49
3.3.2	<b>Projeto baseado na alocação de polos da função de transferência de malha fechada . . . . .</b>	50
3.4	CONTROLE DAS CORRENTES CIRCULANTES DO CONVERSOR . . . . .	50
3.4.1	<b>Controlador de supressão de correntes circulantes no SRF . . . . .</b>	52
3.4.1.1	<i>Comentários acerca dos métodos não baseados em energia . . . . .</i>	55
3.5	RESUMO DO CAPÍTULO . . . . .	56
<b>4</b>	<b>CONTROLE BASEADO EM ENERGIA PARA A SUPRES- SÃO DAS CORRENTES CIRCULANTES . . . . .</b>	<b>57</b>
4.1	DINÂMICAS DE ENERGIA DO MMC . . . . .	57
4.2	REPRESENTAÇÃO DO MMC BASEADA EM ENERGIA . . . . .	59
4.3	CONSIDERAÇÕES ACERCA DO CONTROLE BASEADO EM ENER- GIA . . . . .	60

4.4	ESTADO DA ARTE DOS ESQUEMAS DE CONTROLE BASEADO EM ENERGIA . . . . .	61
4.5	CONTROLE BASEADO EM ENERGIA EMPREGADO . . . . .	67
4.5.1	<b>Controle da energia da perna</b> . . . . .	68
4.5.2	<b>Controle da diferença de energia entre os braços</b> . . . . .	72
4.5.3	<b>Esquema completo do EBC</b> . . . . .	76
4.5.3.1	<i>Aplicação do método em condição de rede desequilibrada</i> . . . . .	76
4.6	RESUMO DO CAPÍTULO . . . . .	80
<b>5</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO</b> . . . . .	<b>81</b>
5.1	CASO 1: COMPARAÇÃO ENTRE CCSC E EBC PARA A CONDIÇÃO DE REDE BALANCEADA . . . . .	82
5.2	CASO 2: VARIAÇÃO DA REFERÊNCIA DE ENERGIA DA PERNA E IMPACTOS DA ETAPA DE LINEARIZAÇÃO NO EBC . . . . .	87
5.2.1	<b>Resultados do primeiro teste</b> . . . . .	88
5.2.2	<b>Resultados do segundo teste</b> . . . . .	88
5.3	CASO 3: APLICAÇÃO DO EBC NA CONDIÇÃO DE REDE DESEQUILIBRADA . . . . .	90
5.4	RESUMO DO CAPÍTULO . . . . .	94
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES FINAIS</b> . . . . .	<b>95</b>
6.1	TRABALHOS FUTUROS . . . . .	96
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	<b>97</b>
	<b>APÊNDICE A – MODELO ALA</b> . . . . .	<b>103</b>
	<b>APÊNDICE B – TRANSFORMADA DE COORDENADAS</b>	<b>105</b>
	<b>APÊNDICE C – DIMENSIONAMENTO DOS PARÂMETROS DO MMC</b> . . . . .	<b>107</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Desde o final do Século XIX a transmissão de energia elétrica em corrente alternada (CA) é a tecnologia mais utilizada comercialmente para transportar eletricidade dos centros de geração até as regiões consumidoras (KALAIR; ABAS; KHAN, 2016). No entanto, devido aos avanços tecnológicos, especialmente na área de eletrônica de potência, os sistemas de transmissão em corrente contínua e alta tensão (do inglês, *High-Voltage Direct Current*) (HVDC) têm se consolidado como uma alternativa eficiente para a transmissão de eletricidade através de longas distâncias, especialmente em países de dimensões continentais como o Brasil (LIMA, 2016).

Entretanto, os sistemas de transmissão em HVDC empregam conversores estáticos para transformar corrente alternada (CA) em corrente contínua (CC) e vice-versa, nas estações retificadoras e inversoras, cujos custos são maiores do que das subestações CA. Contudo, os custos das linhas de transmissão em CC são significativamente inferiores (VASCONCELOS, 2014). Desse modo, o custo total dos sistemas de transmissão em corrente alternada e alta tensão (do inglês, *High-Voltage Alternate Current*) (HVAC) (*e.g.* linhas, subestações, compensação série e paralelo, etc.) ultrapassa o custo dos sistemas HVDC para linhas aéreas com distâncias maiores que 600 km ou cabos submarinos com comprimentos superiores a 80 km (MOGLESTUE *et al.*, 2014).

Adicionalmente, quando comparados com os sistemas HVAC, os sistemas HVDC apresentam vantagens tais como (VASCONCELOS, 2014; KALAIR; ABAS; KHAN, 2016): interligação de sistemas CA de frequências diferentes, menores perdas de transmissão, melhor regulação de tensão ao longo da transmissão e maior confiabilidade do sistema na ocorrência de faltas. A transmissão HVDC é também uma opção atrativa para integração de fontes de energia renovável, principalmente parques eólicos *offshore*. A combinação de todos esses fatores, associados com a redução dos custos de dispositivos semicondutores e os avanços dos sistemas de medição, comunicação e controle, têm sido responsáveis pelo crescente interesse nesse tipo de tecnologia (LIMA, 2016).

Duas tecnologias de conversores podem ser utilizadas nos sistemas HVDC: os conversores comutados pela linha (do inglês, *Line Commutated Converters*) (LCC), baseados em tiristores, e os conversores fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converters*) (VSC), baseados em transistores bipolares de porta isolada (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistors*) (IGBT) ou outro interruptor autocomutado. Apesar de uma menor capacidade de processamento, os VSC-HVDC apresentam vantagens como: controle independente de potências ativa e reativa nos terminais CA das estações conversoras, menor probabilidade de ocorrência de falhas de comutação, capacidade de fornecer energia à redes fracas, entre outras (SAAD *et al.*, 2014).

Contudo, os VSC-HVDC baseados em conversores com tensões de saída com dois

ou três níveis requerem transformadores para ajustar o nível de tensão de saída à tensão do ponto de acoplamento comum (PAC) e filtros passivos para atenuar os harmônicos de comutação. Esses equipamentos adicionais aumentam as perdas e custos da instalação. Por outro lado, topologias VSC multiníveis, como o conversor multinível modular (do inglês, *Modular Multilevel Converter*) (MMC), dispensam o uso de transformadores complexos e os filtros passivos são menores em volume ou até mesmo desnecessários (GHETTI, 2019).

Desde sua introdução, o MMC tem recebido considerável atenção e desenvolvimento devido às suas vantagens em comparação com conversores convencionais de dois níveis e três níveis, bem como outros conversores multiníveis, como excelente desempenho, com alto nível de tensão de saída e baixo conteúdo harmônico, modularidade, escalabilidade, alta confiabilidade e menores perdas (RAJU *et al.*, 2019; WANG *et al.*, 2020).

O MMC foi proposto no início do século XXI por Lesnicar e Marquardt (2003) para aplicação em sistemas HVDC. Em 2010, este conversor foi utilizado comercialmente pela Siemens, no projeto Trans Bay Cable em São Francisco, EUA (FRIEDRICH, 2010). A Figura 1 mostra o diagrama esquemático de um sistema de transmissão HVDC baseado em conversores MMC, um na estação retificadora e outro na estação inversora. Conforme observado nesta figura, cada fase ou perna do MMC é formada pela associação série de vários submódulos (SM), porém conectados a um barramento CC comum.

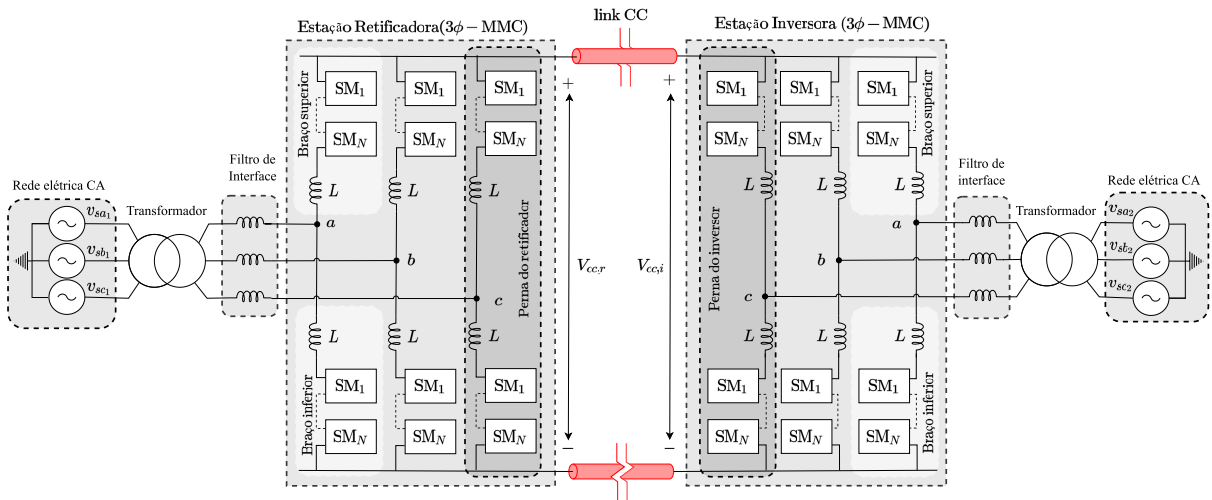
Apesar do MMC ter sido proposto originalmente para sistemas de transmissão HVDC, suas características o tornam interessantes para um grande número de aplicações adicionais que incluem o acionamento de motores em média tensão (DU *et al.*, 2018), sistemas de energia renovável (SHARIFABADI *et al.*, 2016), filtragem ativa de harmônicos (GHETTI *et al.*, 2012), condicionamento de energia (DUARTE *et al.*, 2019) e sistemas flexíveis de transmissão em corrente alternada (do inglês, *Flexible AC Transmission Systems*) (FACTS) (WATANABE *et al.*, 2018). Maiores detalhes sobre a estrutura e princípios de funcionamento do MMC serão apresentados no Capítulo 2.

## 1.1 MOTIVAÇÃO

Apesar das vantagens mencionadas anteriormente, a interação entre os capacitores dos submódulos e os indutores dos braços do MMC pode resultar em dinâmicas internas que afetam o desempenho e a eficiência do conversor (ZHANG *et al.*, 2021). Como o número de submódulos varia consideravelmente com a potência e o nível de tensão do conversor, a quantidade de variáveis monitoradas no MMC pode representar um desafio para implementar um sistema de controle eficaz. A título de exemplo, o projeto Transbay em São Francisco utiliza mais de 1200 submódulos em cada estação conversora (TEEUWSEN, 2011).

Diferentes abordagens têm sido propostas para superar os desafios associados à operação e controle dos MMC. Uma revisão de pesquisas relacionadas à esses temas foi

Figura 1 – Diagrama esquemático de um sistema de transmissão HVDC baseado em conversores MMC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

apresentada em (RAJU *et al.*, 2019). Algumas das técnicas de controle propostas são muito simples, como por exemplo a “modulação direta”. Como as dinâmicas internas não são controladas, erros são gerados no cálculo dos índices de inserção, uma vez que o estágio de modulação não compensa as oscilações de tensão devido a carga e descarga dos capacitores dos braços (ANTONOPOULOS; ANGQUIST; NEE, 2009). Uma consequência dessa estratégia é o surgimento de componentes harmônicas de segunda ordem, e sequência negativa, que circulam nos braços do conversor, reduzindo a eficiência com o aumento das perdas (GHETTI, 2019).

Assim, a fim de aprimorar o funcionamento do conversor é importante regular ou suprimir essas componentes harmônicas indesejadas. Shi *et al.* (2023) classificaram essas técnicas em estratégias de controle que não se baseiam em energia (ou métodos diretos de supressão das correntes circulantes) e estratégias de controle que são baseadas no balanço de energia nos braços do conversor (ou métodos indiretos de supressão das correntes circulantes).

Dentre os métodos não baseados em energia, o controlador de supressão de corrente circulante (do inglês, *Circulating Current Suppression Controller*) (CCSC) no sistema de coordenadas síncrono (do inglês, *Synchronous Reference Frame*) (SRF) proposto por Tu, Xu e Xu (2011) se destaca como uma técnica amplamente citada na literatura. Nesta estratégia, as correntes circulantes de segunda ordem, e sequência negativa, são diretamente atenuadas por meio de controladores proporcional-integral (PI). Dependendo da abordagem, outras estratégias de controle com o mesmo objetivo, como o CCSC baseado em controladores proporcional-ressonante (P-RES) (GHETTI, 2019) ou CCSC baseado em controladores repetitivos (HE *et al.*, 2015) podem ser aplicadas.

Apesar da facilidade de implementação, as técnicas CCSC não regulam as tensões dos braços superior e inferior do conversor. Adicionalmente, a dinâmica da corrente CC do MMC pode apresentar oscilações mal amortecidas ou instabilidades. Neste contexto, o controle baseado em energia (do inglês, *Energy-based Control*) (EBC) surge como uma alternativa para contornar as limitações anteriores, pois pode monitorar e regular todas as variáveis de estado independentes do conversor (LU *et al.*, 2021; FREYTES *et al.*, 2017; SHI *et al.*, 2023). Além disso, o estudo desse tipo de controle se mostra extremamente relevante, possibilitando ampliar o campo de aplicação do MMC, sobretudo em situações em que os capacitores dos submódulos são substituídos por outros componentes, como baterias (QURAAN; YEO; TRICOLI, 2016) ou painéis solares (ELSANABARY *et al.*, 2021).

## 1.2 OBJETIVOS

O objetivo principal deste trabalho é realizar um estudo comparativo entre os métodos direto e indireto de supressão das correntes circulantes aplicados ao conversor multinível modular. Para o método direto, será implementado o CCSC no SRF. Para o método indireto será utilizado o EBC no sistema de coordenadas naturais. O desempenho de ambas as estratégias será avaliado através da simulação digital de um MMC modelado no software PSCAD/EMTDC.

Desse modo, almejando alcançar o objetivo proposto, os seguintes objetivos específicos foram definidos:

1. Modelar matematicamente o conversor multinível modular e investigar o comportamento dinâmico de suas variáveis internas;
2. Realizar a revisão sistemática dos métodos direto e indireto de supressão das correntes circulantes;
3. Detalhar as malhas de controle e projetar os controladores para garantir a operação correta do conversor através da aplicação do método direto de supressão das correntes circulantes;
4. Detalhar as malhas de controle e projetar os controladores para garantir a operação correta do conversor através da aplicação do método indireto de supressão das correntes circulantes;
5. Simular a topologia do sistema estudado no programa de transitórios eletromagnéticos PSCAD/EMTDC a fim de validar as análises e comparar o desempenho das técnicas aplicadas.

### 1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Além da Introdução, este documento está dividido em mais cinco capítulos, organizados da seguinte forma:

- No Capítulo 2 são apresentados os princípios de funcionamento do MMC. Análises do fluxo de corrente dentro do conversor são realizadas. Adicionalmente, estratégias de modulação multiportadoras e balanceamento das tensões CC dos submódulos são discutidas.
- No Capítulo 3 são obtidos os modelos matemáticos do MMC necessários ao projeto dos controladores das correntes de saída do conversor e das correntes circulantes. Nesse último tópico, o enfoque é dado ao método direto de supressão das correntes circulantes empregado.
- No Capítulo 4 é discutido o controle baseado em energia. Relações dinâmicas de energia e os fundamentos dessa abordagem de controle são investigados. Em sequência, um estado da arte das técnicas existentes é apresentado. Com base na revisão da literatura, as malhas de controle são detalhadas.
- No Capítulo 5 são apresentados os resultados de simulação utilizados para avaliar e comparar as estratégias desenvolvidas e implementadas no software PS-CAD/EMTDC.
- Finalmente, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões finais e as propostas de trabalhos futuros.

### 1.4 PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESSA PESQUISA

- [ 1 ] **FRANKLIN, L. R.**; SILVA, J. L.; JÚNIOR, D. C. S.; PERALTA, J. A.; ALMEIDA, P. M.; BARBOSA, P. G. Comparative Performance of Direct and Energy-based Controllers to Compensate Internal Currents of Modular Multilevel Converters. *17th Brazilian Power Electronics Conference/8th Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, Florianópolis, 2023.

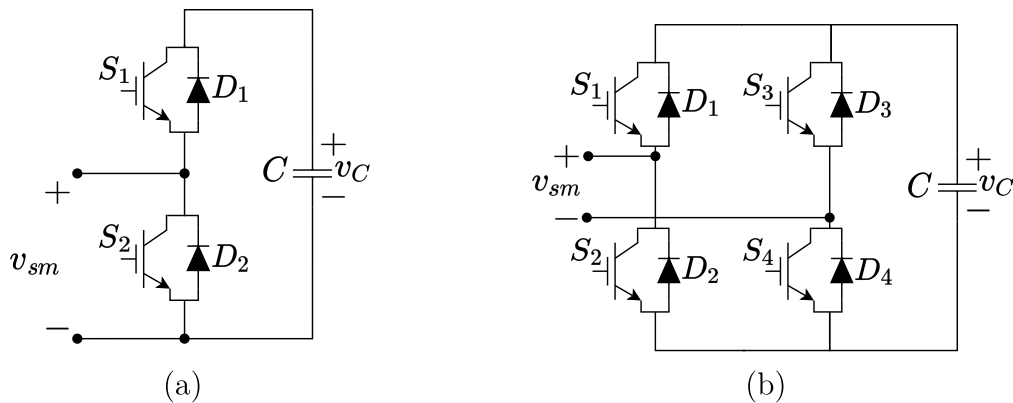




## 2.1 PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO DO MMC

Wang *et al.* (2020) apresentaram diferentes topologias de conversores que podem ser utilizadas para sintetizar os SM do MMC. Normalmente, um SM individual é formado através de um capacitor e transistores com diodos em antiparalelo. Nesse contexto, as duas configurações mais comuns encontradas na literatura são o submódulo em meia ponte (do inglês, *Half-Bridge*) (HB) e o submódulo em ponte completa (do inglês, *Full-Bridge*) (FB), conforme ilustrados na Figura 3 (a) e Figura 3 (b), respectivamente. A versão do SM em FB apresenta vantagens sobre o SM em meia ponte, como a capacidade de interrupção de correntes de falha CC. Entretanto, a topologia em FB tem o dobro de dispositivos semicondutores em relação ao SM em HB, o que implica em maiores perdas e maior custo (JONES; DAVIDSON, 2013). Por esse motivo, neste trabalho, submódulos em meia ponte serão utilizados.

Figura 3 – Topologias de SM.



Legenda: (a) Submódulo em meia ponte; (b) Submódulo em ponte completa.

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

### 2.1.1 Análise do submódulo

Para a operação normal do conversor, dois estados do submódulo em HB são possíveis (SHARIFABADI *et al.*, 2016):

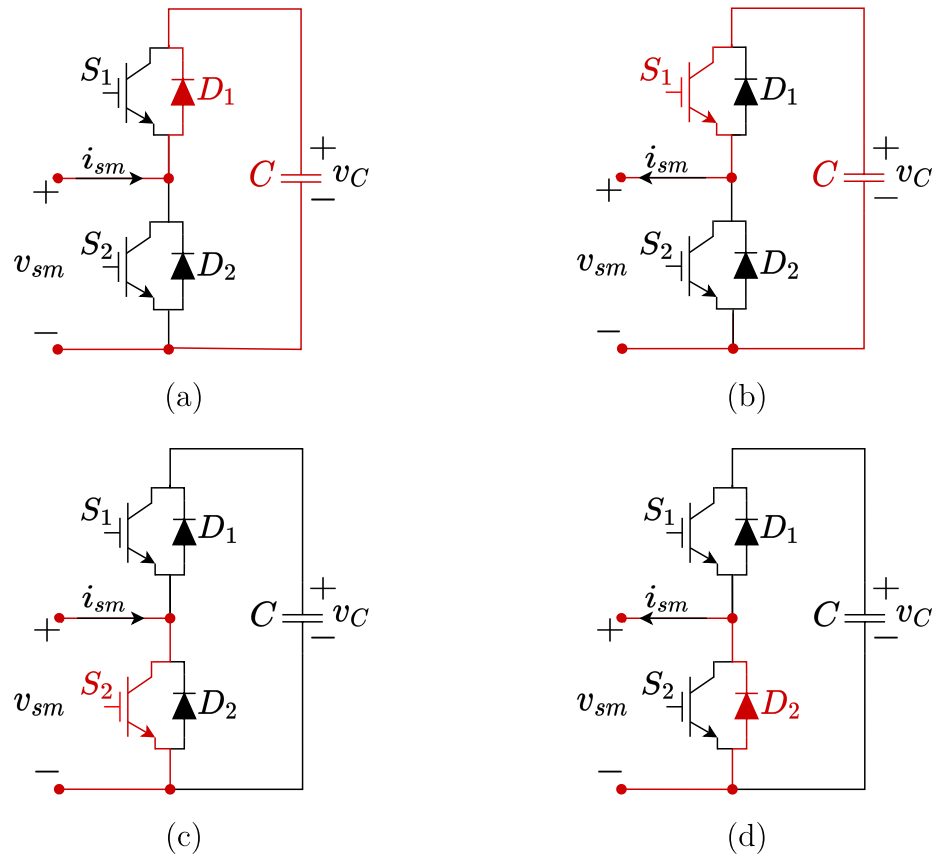
- Inserido ou Estado Ativo: nesse caso,  $S_1$  é ligado, enquanto, de modo complementar,  $S_2$  permanece desligado. Com isso, a tensão de saída do submódulo ( $v_{sm}$ ) será igual à tensão sobre o capacitor ( $v_C$ ). Nessa configuração, o capacitor é inserido no circuito.
- Desviado (*Bypassed*): nesse estado,  $S_2$  é ligado, enquanto, de modo complementar,  $S_1$  permanece desligado. Com isso, assumindo elementos ideais no circuito, a tensão de saída do submódulo será nula. Nessa configuração, o módulo permanece inativo e o capacitor é retirado do circuito.

Ambos estados independem do sentido da corrente do submódulo. Para ilustrar essa afirmação, a Figura 4 mostra os possíveis caminhos elétricos dessa corrente.

Para o estado ativo, se a corrente é positiva ( $i_{sm} > 0$ ), ou seja, sentido de entrada da corrente no SM, o capacitor irá se carregar através do diodo  $D_1$ , conforme apresentado na Figura 4 (a). Por outro lado, se a corrente é negativa ( $i_{sm} < 0$ ), ou seja, sentido de saída do SM, o capacitor irá se descarregar através de  $S_1$ , situação ilustrada na Figura 4 (b). Logo, em ambos os casos, o capacitor está inserido no circuito.

Analogamente, para o segundo estado, se  $i_{sm} > 0$ , o IGBT  $S_2$  irá permitir a passagem da corrente, conforme ilustrado na Figura 4 (c). Caso contrário, para  $i_{sm} < 0$ , a corrente fluirá através do caminho oferecido pelo diodo  $D_2$ , conforme mostra a Figura 4 (d). Em ambos os casos, o capacitor está em *bypass*.

Figura 4 – Fluxo de corrente nos elementos semicondutores do SM em operação normal.



Legenda: (a) SM inserido e  $i_{sm} > 0$ ; (b) SM inserido e  $i_{sm} < 0$ ; (c) SM em *bypass* e  $i_{sm} > 0$ ; (d) SM em *bypass* e  $i_{sm} < 0$ .

Fonte: Adaptado de (DIAZ, 2015).

Como não há a dependência da direção da corrente do submódulo, pode-se modelar os IGBT e os diodos em antiparalelo correspondentes como interruptores ideais bidirecionais em corrente. Com isso, a tensão de saída  $v_{sm}$  do submódulo pode ser reescrita como se

segue:

$$v_{sm}^{(i)} = n^{(i)} v_C^{(i)} \quad (2.1)$$

onde o sobrescrito  $(i)$  indica a posição do SM no braço do conversor e  $n$  é o índice de inserção do SM, podendo assumir os seguintes valores:

- $n = 1$ , quando  $S_1$  está ligado e  $S_2$  desligado, o que resulta em  $v_{sm} = v_C$ ;
- $n = 0$ , quando  $S_1$  está desligado e  $S_2$  ligado, o que resulta em  $v_{sm} = 0$ .

Desprezando as perdas ôhmicas nos componentes que constituem o módulo e a queda de tensão na impedância do filtro dos polos positivo e negativo, pode-se escrever a seguinte relação para a tensão terminal do SM:

$$v_C = \frac{V_{cc}}{N} \quad (2.2)$$

Além disso, a dinâmica da tensão do capacitor do submódulo  $i$  é dada por:

$$C \frac{d}{dt} v_C^{(i)} = n^{(i)} i_{sm} \quad (2.3)$$

## 2.2 MODELO MATEMÁTICO DO MMC

A partir de (2.1) e da inspeção visual da Figura 2, constata-se que as tensões  $v_{uk}$  e  $v_{\ell k}$  de uma perna do MMC, para  $k \in \{a, b, c\}$ , são dadas pelo somatório das tensões dos  $N$  submódulos do respectivo braço e são expressas por:

$$v_{uk} = \sum_{i=1}^N v_{sm_{uk}}^{(i)} = \sum_{i=1}^N n_{uk}^{(i)} v_{C_{uk}}^{(i)} , \quad (2.4)$$

e,

$$v_{\ell k} = \sum_{i=1}^N v_{sm_{\ell k}}^{(i)} = \sum_{i=1}^N n_{\ell k}^{(i)} v_{C_{\ell k}}^{(i)} . \quad (2.5)$$

A análise de (2.4) e (2.5) sugere que os módulos atuam, idealmente, como fontes de tensão controladas. Dessa maneira, é possível modelar cada perna do MMC segundo o diagrama esquemático simplificado apresentado na Figura 5.

Ao aplicar a lei de Kirchhoff das tensões (LKT) no circuito da Figura 5, obtêm-se as seguintes relações matemáticas para as tensões dos polos positivo e negativo do MMC em cada fase:

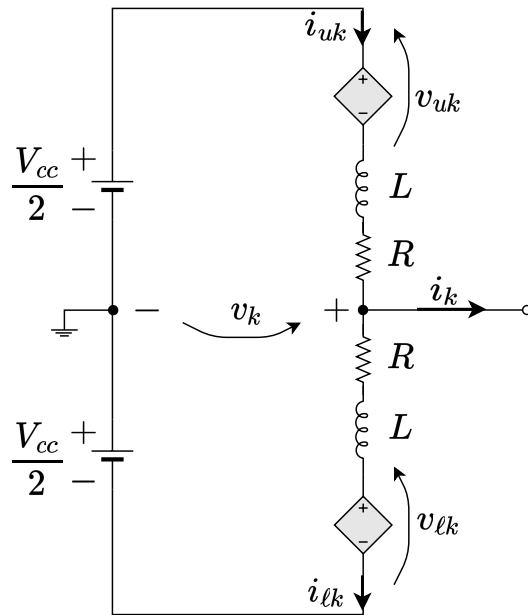
$$\frac{V_{cc}}{2} = v_{uk} + v_k + L \frac{di_{uk}}{dt} + Ri_{uk} , \quad (2.6)$$

e,

$$\frac{V_{cc}}{2} = v_{\ell k} - v_k + L \frac{di_{\ell k}}{dt} + Ri_{\ell k} , \quad (2.7)$$

onde  $v_k$  é a tensão CA terminal do MMC, calculada em relação ao ponto médio fictício do barramento CC.

Figura 5 – Diagrama esquemático simplificado de uma fase  $k$  do MMC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Devido aos sentidos adotados para as correntes, ao aplicar a lei de Kirchhoff das correntes (LKC) no circuito da Figura 5, encontra-se a seguinte relação para a corrente terminal do conversor na fase  $k$ :

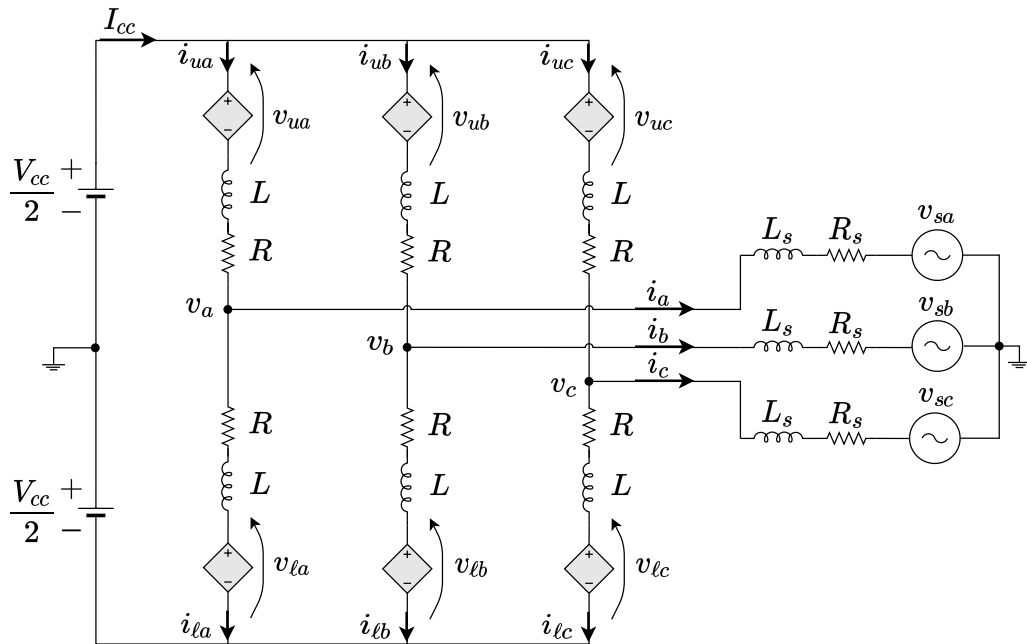
$$i_k = i_{uk} - i_{lk} \quad (2.8)$$

### 2.3 FLUXO DE CORRENTE PELO CONVERSOR

Em se tratando das correntes, é relevante analisar seus possíveis fluxos dentro do conversor. Neste contexto, Ghetti (2019) discutiu qualitativamente a influência que as tensões dos capacitores dos módulos têm sobre as correntes internas do conversor. A fim de apresentar essa discussão, a Figura 6 mostra o diagrama esquemático do MMC que é utilizado como base para as análises. Nos terminais CA do conversor é conectada uma fonte trifásica equilibrada e simétrica, identificada por  $v_{sk}$ . A impedância da rede é representada por uma indutância ( $L_s$ ) e uma resistência série ( $R_s$ ). No lado CC do MMC, duas fontes de tensão com valor de  $V_{cc}/2$  são utilizadas para representar o barramento CC, cuja corrente é indicada por  $I_{cc}$ . Além desses elementos, têm-se as fontes de tensão controladas em série com o filtro de primeira ordem formado por  $L$  e  $R$  do respectivo braço.

A discussão se inicia com o fato de que, apesar das análises teóricas partirem do pressuposto de que as tensões de todos os capacitores estão equalizadas e que a impedância do braço é idêntica em todos os polos, na prática há uma variação das tensões instantâneas dos capacitores. Ou seja, existe uma troca de energia entre os capacitores dos polos

Figura 6 – Circuito equivalente do MMC para análise das correntes internas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

positivo e negativo nas três fases. Esse efeito resulta em correntes circulantes<sup>1</sup> que fluem internamente nas pernas do conversor e distorcem a corrente do braço através da inserção de componentes harmônicas. Essas correntes podem, dentre outros efeitos, diminuir a eficiência do conversor (GHETTI, 2019; KADANDANI; DAHIDAH; ETHNI, 2021).

Nesse sentido, como as tensões sintetizadas pelas fontes de tensão controladas podem ser aproximadas por uma Série de Fourier, é possível avaliar, através do princípio da superposição, o impacto de cada componente de tensão sobre as correntes internas do conversor (PAUCAR, 2014). De acordo com Ghetti (2019), três situações podem ser examinadas separadamente:

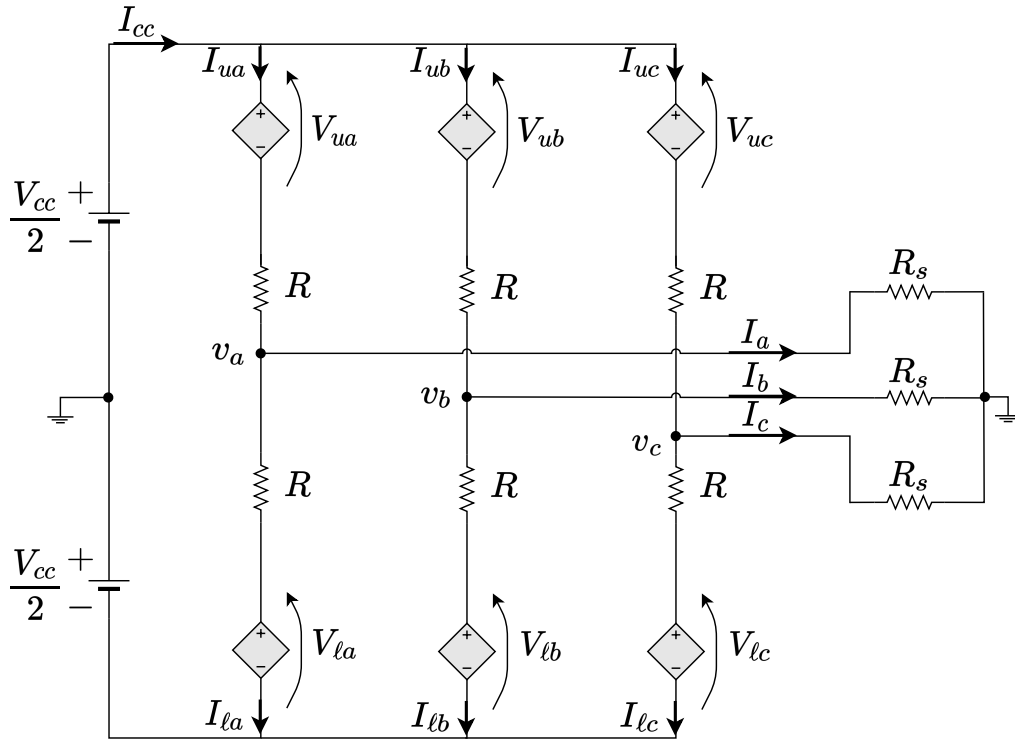
- Influência das tensões de saída dos módulos associados sobre a componente contínua das correntes dos polos;
- Influência das tensões de saída dos módulos associados sobre a componente fundamental das correntes dos polos;
- Influência das tensões de saída dos módulos associados sobre as componentes harmônicas das correntes dos polos.

<sup>1</sup> Embora “correntes circulantes” seja o termo mais utilizado na literatura, é possível identificá-la por outras designações como por exemplo correntes internas, diferenciais ou de modo comum.

### 2.3.1 Componente contínua das correntes dos polos

Para a análise da componente contínua, a fonte CA e as componentes alternadas das tensões dos braços são consideradas nulas. Portanto, consideram-se apenas as parcelas CC das correntes e das tensões do sistema, sendo estas variáveis representadas com a primeira letra maiúscula no diagrama equivalente da Figura 7.

Figura 7 – Circuito equivalente do MMC para análise da parcela CC das correntes internas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Aplicando a LKT no circuito da Figura 7, obtêm-se as seguintes relações para cada fase do conversor:

$$\frac{V_{cc}}{2} = V_{uk} + RI_{uk} - R_s I_k, \quad (2.9)$$

$$\frac{V_{cc}}{2} = V_{lk} + RI_{lk} + R_s I_k. \quad (2.10)$$

Da mesma forma, aplicando a LKC em cada braço do MMC, tem-se:

$$I_k = I_{uk} - I_{lk} \quad (2.11)$$

Igualando (2.9) e (2.10), e substituindo (2.11) na equação resultante, chega-se a:

$$V_{lk} - V_{uk} + (R + 2R_s)I_k = 0. \quad (2.12)$$

A análise de (2.12) mostra que uma corrente CC  $I_k$  diferente de zero irá surgir pelos braços do MMC sempre que as tensões  $V_{lk}$  e  $V_{uk}$  forem diferentes. Na situação de

$V_{\ell k} = V_{uk}$ , analisando (2.9) e (2.10), chega-se à conclusão de que a tensão contínua de referência para cada braço é igual à metade da tensão do barramento CC subtraída da queda de tensão em  $R$ .

Além disso, ao assumir impedâncias idênticas em todos os polos e a existência de um controle que garanta a equalização das tensões, conclui-se que as componentes contínuas das correntes dos braços serão iguais entre si com valor de um terço da corrente do barramento CC, isto é:

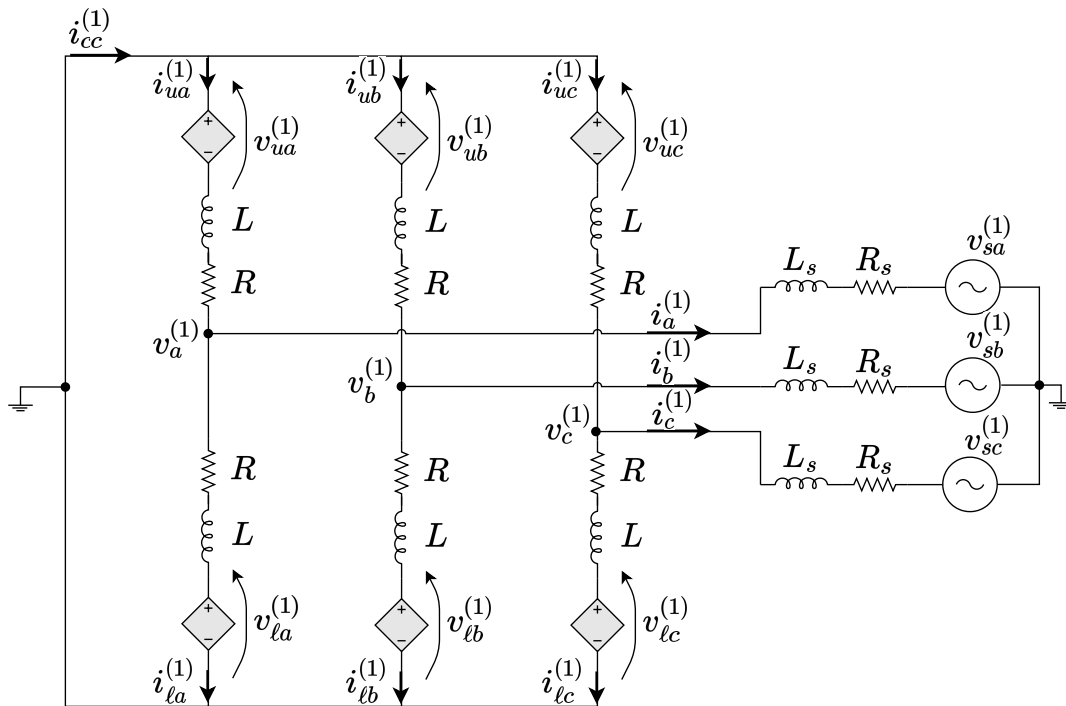
$$I_{uk} = I_{\ell k} = \frac{I_{cc}}{3} . \quad (2.13)$$

Esse efeito é vantajoso, pois garante uma distribuição homogênea das perdas no conversor, e evita, teoricamente, que interruptores de braços diferentes possuam desgastes distintos (LIMA, 2016).

### 2.3.2 Componente fundamental das correntes dos polos

A fim de analisar a componente fundamental das correntes dos braços, a fonte do lado CA é realocada no circuito, enquanto a do lado CC possui valor nulo. A Figura 8 ilustra essa configuração, na qual a parcela fundamental das variáveis envolvidas é representada pelo sobrescrito (1).

Figura 8 – Circuito equivalente do MMC para análise da parcela fundamental das correntes internas.

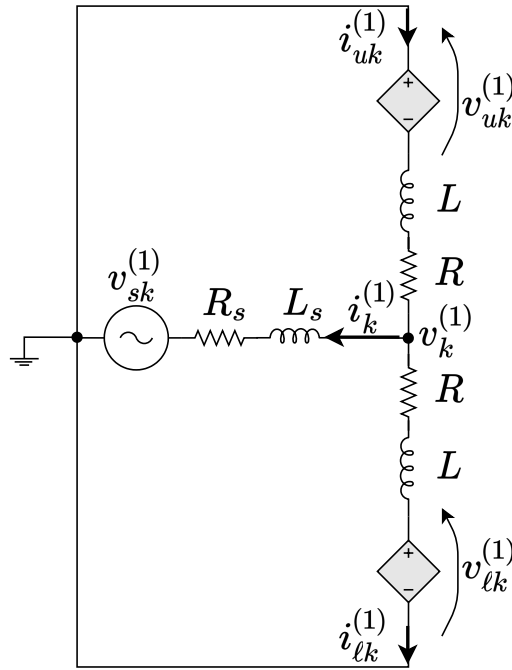


Fonte: Elaborado pelo autor (2023).



Para as discussões que se seguem, são adotadas tensões trifásicas, simétricas e equilibradas, tanto as relacionadas à rede quanto as referentes às fontes de tensão controladas. Assume-se, também, um defasamento de  $180^\circ$  da fonte do braço inferior em relação à fonte do braço superior. Além disso, como o sistema é equilibrado e simétrico, a Figura 8 pode ser simplificada, resultando no circuito equivalente monofásico apresentado na Figura 9.

Figura 9 – Circuito equivalente monofásico do MMC para análise da parcela fundamental das correntes internas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Portanto, a partir das premissas expostas, têm-se as seguintes relações:

$$\sum_{k=a,b,c} v_{uk}^{(1)} = 0 , \quad (2.14)$$

$$\sum_{k=a,b,c} v_{lk}^{(1)} = 0 , \quad (2.15)$$

$$v_{uk}^{(1)} = -v_{lk}^{(1)} . \quad (2.16)$$

Desse modo, considerando o circuito monofásico simplificado e assumindo que  $R \ll \omega L$  e  $R_s \ll \omega L_s$ , onde  $\omega$  é a frequência angular fundamental, dada por  $2\pi f$ , sendo  $f$  a frequência fundamental, obtêm-se:

$$v_k^{(1)} = v_{sk}^{(1)} + L_s \frac{di_k^{(1)}}{dt} , \quad (2.17)$$

$$i_k^{(1)} = i_{uk}^{(1)} - i_{lk}^{(1)} . \quad (2.18)$$

As tensões fundamentais nos terminais CA ( $v_k^{(1)}$ ) também podem ser obtidas em função das tensões e correntes dos braços, conforme:

$$v_k^{(1)} = -v_{uk}^{(1)} - L \frac{di_{uk}^{(1)}}{dt}, \quad (2.19)$$

$$v_k^{(1)} = v_{\ell k}^{(1)} + L \frac{di_{\ell k}^{(1)}}{dt}. \quad (2.20)$$

Ao assumir impedâncias idênticas nos polos, subtraindo (2.20) de (2.19) e substituindo por (2.16), encontra-se a seguinte relação entre as parcelas fundamentais das correntes dos braços superior e inferior:

$$\frac{di_{uk}^{(1)}}{dt} = -\frac{di_{\ell k}^{(1)}}{dt} \quad (2.21)$$

Integrando ambos os lados de (2.21) e substituindo por (2.18), chega-se a conclusão de que a corrente de fase da componente fundamental se divide igualmente entre os polos positivo e negativo de cada fase, sendo descritos por:

$$i_{uk}^{(1)} = \frac{i_k^{(1)}}{2}, \quad (2.22)$$

$$i_{\ell k}^{(1)} = -\frac{i_k^{(1)}}{2}. \quad (2.23)$$

Portanto, ao avaliar a contribuição das fontes de tensão para a obtenção da componente CA na frequência fundamental das correntes dos polos, chegam-se às seguintes conclusões (LIMA, 2016):

- De (2.19) e (2.20), verifica-se que a tensão de referência em frequência fundamental do braço superior tem diferença de fase de  $180^\circ$  em relação ao braço inferior. Em módulo,  $v_{u,\ell k}^{(1)}$  é igual à tensão que se deseja atingir no terminal CA, compreendendo ainda um termo de compensação da queda de tensão interna no polo;
- Com essas tensões de referência em cada braço, a corrente de saída do conversor na frequência fundamental se divide igualmente entre os braços da fase correspondente. Além disso, não existe componente fundamental fluindo no lado CC.

### 2.3.3 Componente alternada harmônica das correntes dos polos

A análise das componentes harmônicas das correntes internas consideram apenas as parcelas harmônicas da tensão. Estas componentes surgem devido às comutações dos submódulos e às oscilações presentes nas tensões dos capacitores, que dão origem às correntes harmônicas, previamente citadas. Além disso, o estudo pode ser simplificado ao considerar as componentes preponderantes das variáveis envolvidas (LIMA, 2016). Nesse

sentido, Tu, Xu e Xu (2011) e Xiao *et al.* (2013) constataram o predomínio da parcela de 120 Hz de sequência negativa.

Desse modo, considerando as fontes de tensão CA, na frequência fundamental, e CC da Figura 10 estão em repouso e, assumindo que as tensões harmônicas são equilibradas e simétricas entre as pernas do conversor, pelo princípio da superposição, pode-se escrever:

$$v_{ua}^{(h)} = V_{ua}^{(h)} \text{sen}(h\omega t + \phi_{ua}^{(h)}) , \quad (2.24)$$

$$v_{ub}^{(h)} = V_{ub}^{(h)} \text{sen}\left(h\omega t + \phi_{ub}^{(h)} - \frac{2\pi h}{3}\right) , \quad (2.25)$$

$$v_{uc}^{(h)} = V_{uc}^{(h)} \text{sen}\left(h\omega t + \phi_{uc}^{(h)} + \frac{2\pi h}{3}\right) , \quad (2.26)$$

$$V_{ua}^{(h)} = V_{ub}^{(h)} = V_{uc}^{(h)} , \quad (2.27)$$

e,

$$v_{\ell a}^{(h)} = V_{\ell a}^{(h)} \text{sen}(h\omega t + \phi_{\ell a}^{(h)}) , \quad (2.28)$$

$$v_{\ell b}^{(h)} = V_{\ell b}^{(h)} \text{sen}\left(h\omega t + \phi_{\ell b}^{(h)} - \frac{2\pi h}{3}\right) , \quad (2.29)$$

$$v_{\ell c}^{(h)} = V_{\ell c}^{(h)} \text{sen}\left(h\omega t + \phi_{\ell c}^{(h)} + \frac{2\pi h}{3}\right) , \quad (2.30)$$

$$V_{\ell a}^{(h)} = V_{\ell b}^{(h)} = V_{\ell c}^{(h)} . \quad (2.31)$$

onde o sobrescrito  $(h)$  representa a ordem do harmônico em relação a frequência fundamental,  $V_{uk}^{(h)}$  e  $V_{\ell k}^{(h)}$  denotam, respectivamente, as amplitudes das tensões harmônicas nos braços superior e inferior da fase  $k$ , e  $\phi_{uk}^{(h)}$  e  $\phi_{\ell k}^{(h)}$  são seus ângulos de fase correspondentes.

Considerando uma fase  $k$  do circuito da Figura 10 e assumindo que  $R \ll h\omega L$  e  $R_s \ll h\omega L_s$ , obtêm-se:

$$v_k^{(h)} = L_s \frac{di_k^{(h)}}{dt} , \quad (2.32)$$

$$i_k^{(h)} = i_{uk}^{(h)} - i_{\ell k}^{(h)} . \quad (2.33)$$

Logo, analisando (2.32) e (2.33), constata-se que harmônicas podem fluir nos terminais CA se as correntes dos braços de uma perna diferirem entre si, seja em módulo ou em fase.

As tensões harmônicas nos terminais CA ( $v_k^{(h)}$ ) também podem ser obtidas em função das tensões e correntes dos braços, conforme:

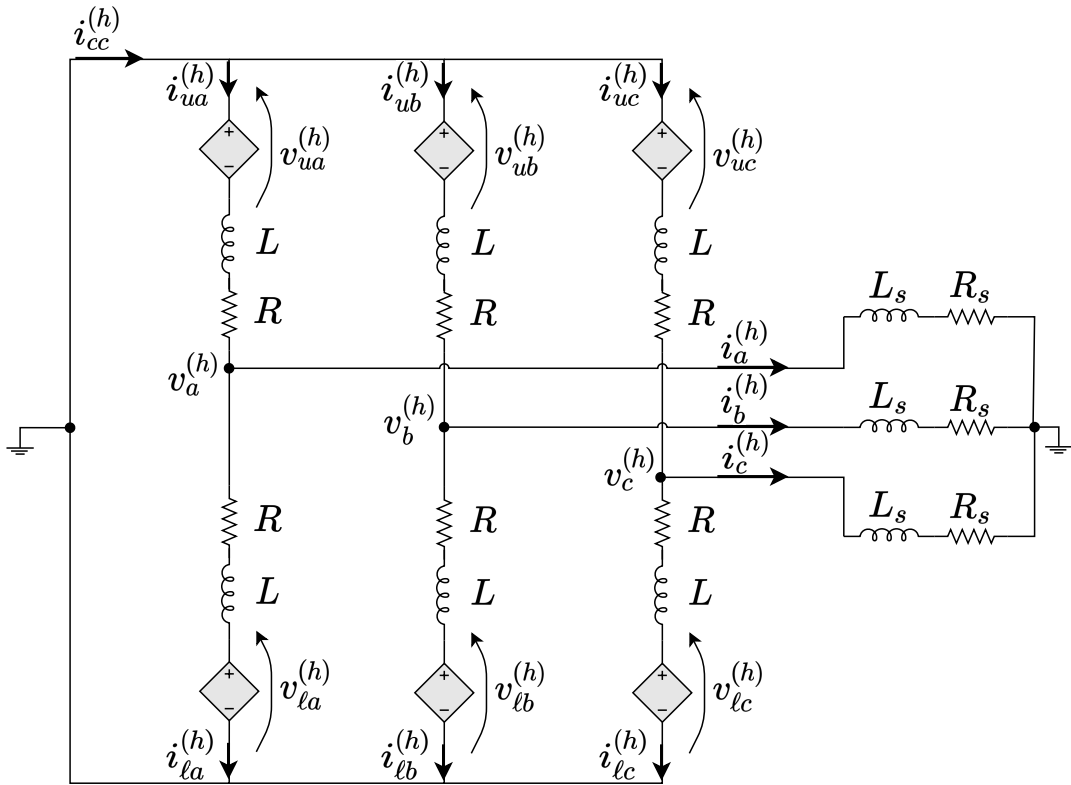
$$v_k^{(h)} = -v_{uk}^{(h)} - L \frac{di_{uk}^{(h)}}{dt} , \quad (2.34)$$

$$v_k^{(h)} = v_{\ell k}^{(h)} + L \frac{di_{\ell k}^{(h)}}{dt} . \quad (2.35)$$

Somando (2.34) e (2.35), tem-se:

$$v_k^{(h)} = \left( \frac{v_{\ell k}^{(h)} - v_{uk}^{(h)}}{2} \right) + \frac{L}{2} \left( \frac{di_{\ell k}^{(h)}}{dt} - \frac{di_{uk}^{(h)}}{dt} \right) . \quad (2.36)$$

Figura 10 – Circuito equivalente do MMC para análise das parcelas harmônicas das correntes internas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Analisando (2.36) e considerando  $v_{uk}^{(h)} = v_{lk}^{(h)}$ , o que, conseqüentemente, assegura a igualdade entre  $i_{uk}^{(h)}$  e  $i_{lk}^{(h)}$ , conclui-se que não há corrente harmônica fluindo nos terminais CA do conversor. Deste modo, essas correntes circulam exclusivamente entre as pernas do conversor. Entretanto, se  $v_{uk}^{(h)} \neq v_{lk}^{(h)}$ , este comportamento também é observado nas correntes. Com isso, a tensão  $v_k^{(h)}$  assumirá valor diferente de zero e componentes harmônicas ( $i_k^{(h)}$ ) irão compor as correntes terminais ( $i_k$ ) do MMC. Ou seja, haverá propagação de harmônicos do conversor para a rede elétrica (GHETTI, 2019).

### 2.3.4 Conclusões acerca das correntes do MMC

De modo geral, as correntes dos braços superior e inferior do conversor podem ser definidas, respectivamente, como:

$$i_{uk} = \frac{i_k}{2} + i_{circk}, \quad (2.37)$$

$$i_{lk} = -\frac{i_k}{2} + i_{circk}, \quad (2.38)$$

onde  $i_{circk}$  representa a corrente circulante da fase  $k$ . Essas correntes são compostas por uma parcela CC, que no caso de um sistema trifásico a três fios equivale a um terço da corrente do barramento, isto é,  $I_{cc}/3$ , somada às parcelas harmônicas, originadas, conforme

supracitado, a partir da variação da tensão (ou energia) dos capacitores de uma perna e do processo de comutação dos semicondutores dos submódulos (DELARUE; GRUSON; GUILLAUD, 2013; HARNEFORS *et al.*, 2013).

## 2.4 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO MULTIPORTADORAS

As várias técnicas de modulação abordadas na literatura visam controlar os disparos dos interruptores estáticos dos submódulos para alcançar objetivos específicos de controle, como a geração da tensão de saída multinível CA desejada e a equalização das tensões nos capacitores dos SM (WANG *et al.*, 2020).

Geralmente, baseando-se na frequência de comutação, as estratégias podem ser divididas em dois grupos: comutação em baixa frequência (frequência de comutação entre a frequência fundamental e 500 Hz) e comutação em alta frequência. Nesse cenário, quando o conversor é controlado para sintetizar tensões e/ou correntes com a componente fundamental em conjunto com harmônicas, as técnicas do segundo grupo são mais indicadas. As estratégias de comutação em alta frequência, por sua vez, dividem-se em modulação por vetores espaciais (do inglês, *Space Vector Modulation*) (SVM) e modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*) (PWM) com múltiplas portadoras (GHETTI, 2019). Comparando estes dois subgrupos e considerando a complexidade de implementação, sobretudo com o aumento do número de níveis, as estratégias PWM multiportadoras são mais aplicadas ao MMC (MARTINEZ-RODRIGO *et al.*, 2017).

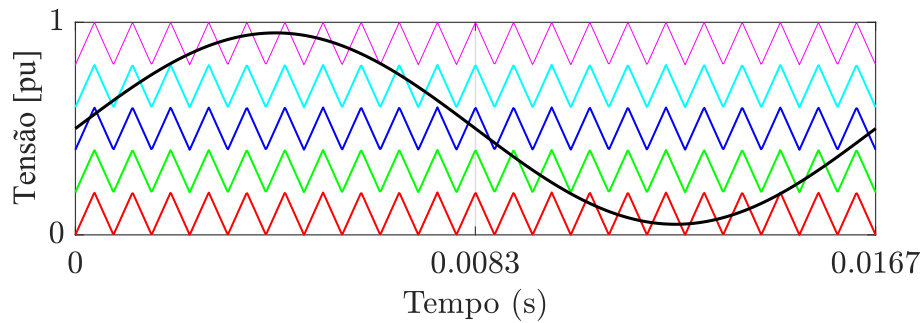
O princípio de funcionamento da estratégia PWM consiste em comparar um sinal de referência na frequência fundamental ( $f$ ), chamado de sinal modulante, com uma forma de onda triangular de alta frequência ( $f_{tri}$ ), chamada de portadora. Esta comparação resulta em um sinal binário de saída que é usado para comandar o disparo dos interruptores estáticos dos submódulos do conversor. Para a técnica PWM multiportadora, o princípio é o mesmo, diferindo-se pelo fato de que várias portadoras são utilizadas na comparação, resultando em diferentes sinais binários de disparo, que, combinados, determinam o número de SM ativos em cada instante de tempo. No geral, o número de portadoras usado é igual a  $N$ .

Nesse contexto, Debnath *et al.* (2015) apresentaram uma revisão entre as principais técnicas de modulação multiportadoras, que são divididas em dois grupos: modulação PWM com portadoras deslocadas em fase (do inglês, *Phase-Shifted*) (PS-PWM) e modulação PWM com portadoras deslocadas em níveis (do inglês, *Phase Disposition*) (PD-PWM) e suas variantes.

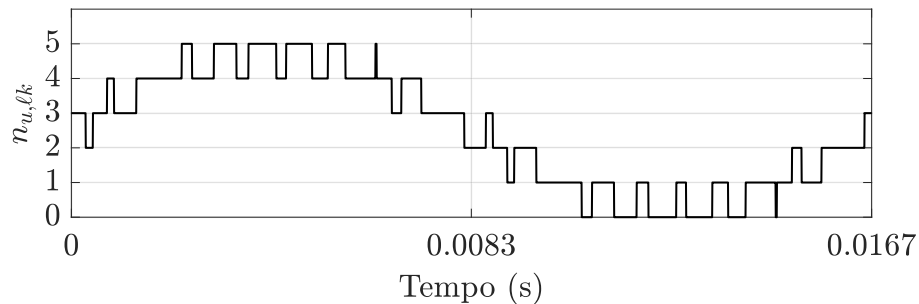
Basicamente, o esquema PD-PWM consiste em empregar, em cada braço, as  $N$  portadoras com amplitudes e frequências idênticas, mas deslocadas entre si por um nível CC. A Figura 11 (a) ilustra essa configuração. Os sinais binários resultantes da comparação da referência senoidal com as várias portadoras, quando combinados, determinam o número

de submódulos ativos em cada instante de tempo, conforme ilustra a Figura 11 (b). Além disso, dependendo da defasagem entre as portadoras associadas ao polo positivo em relação às do polo negativo, o MMC é capaz de sintetizar tensão de fase contendo  $(2N + 1)$  ou  $(N + 1)$  níveis, conforme didaticamente exposto em Ghetti (2019). Para este trabalho, o MMC será controlado pela estratégia PD-PWM com síntese de tensão de fase com  $(N + 1)$  níveis.

Figura 11 – Princípio de funcionamento da modulação PD-PWM para a síntese de tensão terminal em um dos braços considerando 5 submódulos.



(a)



(b)

Legenda: (a) Comparação entre a referência senoidal e as portadoras triangulares; (b) Número de submódulos ativos no respectivo braço.

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

## 2.5 BALANCEAMENTO DAS TENSÕES CC DOS SUBMÓDULOS

Semelhante a qualquer outra topologia multinível, o MMC necessita de uma estratégia a fim de balancear e manter as tensões dos capacitores dos submódulos próximas do valor de  $V_{cc}/N$  (DEBNATH *et al.*, 2015), conforme previamente exposto em (2.2). O porquê deste valor pode ser explicado a partir das relações dinâmicas das correntes.

Portanto, considerando (2.6) e (2.7) para a fase  $k$ , têm-se:

$$v_k = \frac{V_{cc}}{2} - v_{uk} - L \frac{di_{uk}}{dt} - Ri_{uk} , \quad (2.39)$$

$$v_k = \frac{-V_{cc}}{2} + v_{\ell k} + L \frac{di_{\ell k}}{dt} + Ri_{\ell k} . \quad (2.40)$$

Adicionando (2.39) e (2.40), e desconsiderando as quedas de tensão nas impedâncias, define-se:

$$v_{tk} \stackrel{\text{def}}{=} \left( \frac{v_{\ell k} - v_{uk}}{2} \right) \quad (2.41)$$

onde  $v_{tk}$  é a tensão de saída do conversor e consiste na tensão interna responsável pelo controle da corrente de saída  $i_k$ . Maiores detalhes acerca dessa relação serão apresentados adiante, na Seção 3.3.

Portanto, desprezando as quedas de tensão no conversor, a tensão  $v_k$  é igual a tensão  $v_{tk}$ . Adicionalmente, de (2.41), tem-se que o valor máximo de  $v_{tk}$  ( $v_{tk_{m\acute{a}x}}$ ) ocorre quando todos os SM do braço superior estiverem no modo de *bypass* enquanto todos SM do braço inferior estiverem inseridos, logo:

$$v_{uk} = 0 , \quad (2.42)$$

$$v_{\ell k} = \sum_{i=1}^N v_{C_{\ell k}}^{(i)} . \quad (2.43)$$

Com isso:

$$v_{tk_{m\acute{a}x}} = \frac{\sum_{i=1}^N v_{C_{\ell k}}^{(i)}}{2} . \quad (2.44)$$

Por outro lado, o valor mínimo de  $v_{tk}$  ( $v_{tk_{m\acute{i}n}}$ ) é resultante da operação contrária, isto é:

$$v_{uk} = \sum_{i=1}^N v_{C_{uk}}^{(i)} , \quad (2.45)$$

$$v_{\ell k} = 0 . \quad (2.46)$$

Neste caso:

$$v_{tk_{m\acute{i}n}} = -\frac{\sum_{i=1}^N v_{C_{uk}}^{(i)}}{2} . \quad (2.47)$$

Logo, para obter  $v_{tk_{m\acute{a}x}} = -v_{tk_{m\acute{i}n}}$ , é requerido que  $\sum_{i=1}^N v_{C_{uk}}^{(i)} = \sum_{i=1}^N v_{C_{\ell k}}^{(i)}$ . Esse fato indica a necessidade de equilibrar a carga entre os polos positivo e negativo. Isso garante a manutenção da igualdade, fazendo com que a soma das tensões em um braço fique em torno de um determinado valor.

Nesse contexto, Sharifabadi *et al.* (2016) definem que a tensão do barramento ( $V_{cc}$ ) é o valor ideal resultante do somatório das tensões dos submódulos para manter a corrente circulante em um valor constante. De fato, esse valor é tido como ideal, pois a presença

de ondulações na tensão de cada capacitor é inevitável. Por essa razão, somente o valor médio da soma das tensões dos capacitores em um braço deve corresponder a  $V_{cc}$ , isto é:

$$\overline{\sum_{i=1}^N v_{C_{u,\ell k}}^{(i)}} = V_{cc} . \quad (2.48)$$

Com isso, desprezando as ondulações presentes na soma das tensões dos capacitores, têm-se:

$$v_{tk_{m\acute{a}x}} = -v_{tk_{m\acute{i}n}} = \frac{V_{cc}}{2} . \quad (2.49)$$

Portanto, é desejável uma distribuição balanceada do somatório, de modo que o valor médio da tensão de cada capacitor de um braço seja o valor médio da soma das tensões dividido pelo número de módulos, isto é:

$$\overline{v_{C_{u,\ell k}}^{(i)}} = \frac{\overline{\sum_{i=1}^N v_{C_{u,\ell k}}^{(i)}}}{N} = \frac{V_{cc}}{N} . \quad (2.50)$$

Nesse cenário, algumas técnicas de balanceamento das tensões CC dos submódulos são discutidas na literatura. Deng e Chen (2014) propuseram uma estratégia que utiliza o esquema PS-PWM para controlar as componentes de alta frequência das correntes dos braços do MMC. Nesse caso, o balanceamento é alcançado através da atribuição apropriada de cada pulso gerado pela modulação em cada submódulo. Qin e Saeedifard (2012) desenvolveram uma estratégia preditiva para o controle do conversor, na qual as tensões dos capacitores são equalizadas com base em uma função custo predefinida.

Além dessas técnicas, duas são comumente discutidas e utilizadas. A primeira estratégia é a concebida em (HAGIWARA; AKAGI, 2009), onde controladores individuais são projetados para regular as tensões de cada módulo. A segunda estratégia, amplamente empregada, utiliza um algoritmo de classificação que ordena, de modo hierárquico, os módulos em função das tensões dos capacitores e posteriormente determina quais submódulos devem ficar ativos e/ou inativos (ROHNER *et al.*, 2010; SAEEDIFARD; IRAVANI, 2010).

Quanto ao algoritmo de ordenação, Ghetti *et al.* (2017) apresentaram um estudo comparativo de métodos usados para ordenar e selecionar os submódulos de um conversor multinível modular em função das tensões CC dos seus capacitores. No geral, nessa estratégia, o número de submódulos que devem estar ativos em cada polo do conversor em um determinado instante é gerado a partir da comparação do sinal de referência com as múltiplas portadoras triangulares. Em posse desse número, e considerando as tensões ordenadas, os SM que devem estar inseridos ao circuito são selecionados, a depender do sentido da corrente no braço e do valor da tensão dos capacitores. No caso da corrente fluir em direção à carga dos capacitores do braço (vide Figura 4 (a)), selecionam-se os SM cujos capacitores estão menos carregados para que estes se carreguem. Caso a corrente flua no sentido de descarga dos capacitores (vide Figura 4 (b)), o algoritmo seleciona os



SM cujos capacitores estão mais carregados, para que os mesmos se descarreguem. Nesse cenário, uma maneira inteligente de selecionar a combinação apropriada é fazer com que todas as tensões do capacitor  $v_C^{(i)}$  de um mesmo braço tenham aproximadamente a mesma forma de onda (DIAZ, 2015).

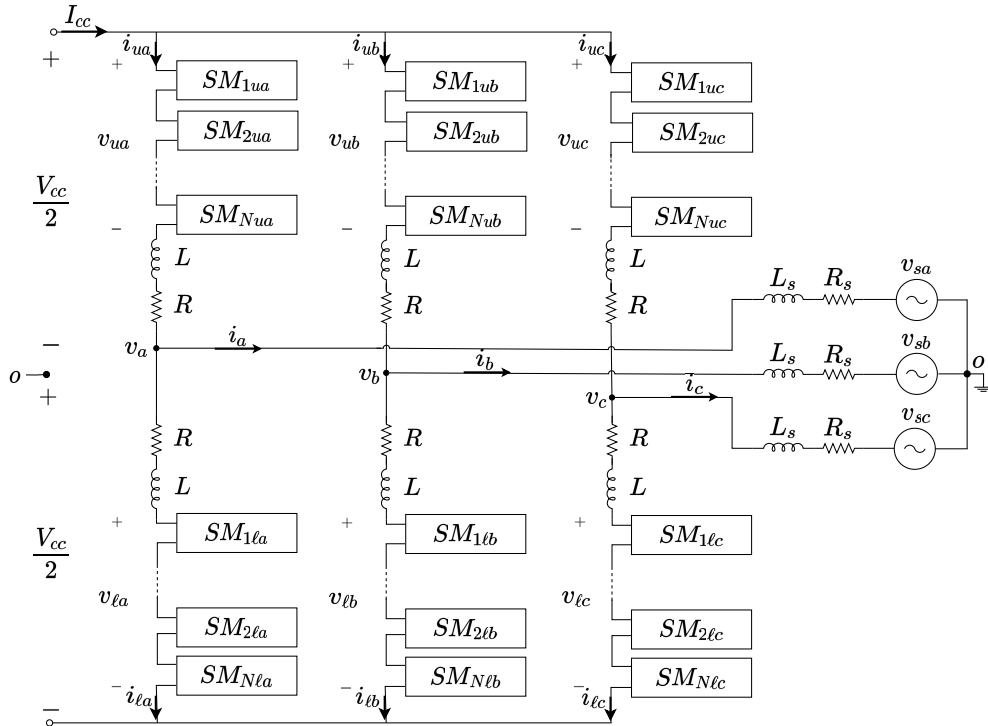
## 2.6 RESUMO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram abordados os fundamentos do conversor multinível modular. O capítulo começou com a explicação dos princípios de funcionamento dos submódulos do MMC. Em seguida, o fluxo das correntes dentro do conversor foi analisado com o auxílio de um modelo matemático simples. Por fim, foram discutidas as estratégias de acionamento dos IGBT e de equalização das tensões CC dos submódulos.

### 3 MODELAGEM E CONTROLE DO MMC CONECTADO À REDE

Nesse capítulo serão abordadas as estratégias de controle aplicadas ao conversor multinível modular conectado a uma rede trifásica, simétrica e equilibrada. A Figura 12 ilustra a topologia do MMC trifásico a três fios.

Figura 12 – Topologia de um MMC trifásico conectado à rede.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

As variáveis de tensão e corrente desse modelo incluem componentes de alta frequência resultantes do processo de comutação dos interruptores semicondutores. No entanto, para fins de modelagem e controle, os efeitos dessas componentes de alta frequência podem ser desprezados, sem perda de generalidade, quando projetam-se os sistemas controle do MMC com uma banda de passagem menor (GHETTI, 2019).

Tendo em vista as hipóteses anteriores, um modelo matemático baseado nos valores médios instantâneos das variáveis permite simplificar a modelagem e descrever o conversor em função dos sinais modulantes (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Para tal, uma das formas é utilizar o modelo contínuo visto na Seção 2.2, onde os módulos são tratados como fontes de tensão controladas cujos valores dependem do índice de inserção<sup>1</sup>. Nesse contexto, pode-se representar a fonte de tensão controlada por meio de uma capacitância variável e substituir a associação de submódulos por um capacitor equivalente conforme mostrado em (ANTONOPOULOS; ANGQUIST; NEE, 2009).

<sup>1</sup> Os índices de inserção  $n_{u,lk}^{(i)}$  podem ser usados para modelar matematicamente a associação série dos SM em regime transitório ou permanente.

Esta simplificação permite também desassociar os controles da potência absorvida/injetada e das correntes sintetizadas pelo conversor do problema de equalização das tensões dos capacitores dentro de cada braço (ANTONOPOULOS; ANGQUIST; NEE, 2009).

Desse modo, assumindo que o algoritmo de equalização regule com precisão as tensões CC dos SM, pode-se considerar que os capacitores de um mesmo braço apresentam o mesmo comportamento dinâmico. Assim, fazendo  $v_{C_{u,\ell k}}^{(1)} = v_{C_{u,\ell k}}^{(2)} = \dots = v_{C_{u,\ell k}}^{(N)} = v_{C_{u,\ell k}}$ , pode-se reescrever (2.4) e (2.5) como se segue:

$$v_{uk} = \sum_{i=1}^N n_{uk}^{(i)} v_{C_{uk}} = N n_{uk} v_{C_{uk}} = n_{uk} v_{C_{uk}}^{\Sigma}, \quad (3.1)$$

$$v_{\ell k} = \sum_{i=1}^N n_{\ell k}^{(i)} v_{C_{\ell k}} = N n_{\ell k} v_{C_{\ell k}} = n_{\ell k} v_{C_{\ell k}}^{\Sigma}, \quad (3.2)$$

onde  $v_{C_{u,\ell k}}^{\Sigma}$  é o somatório das tensões dos capacitores do braço superior ( $u$ ) ou inferior ( $\ell$ ) da fase  $k$  sendo,

$$n_{uk} = \frac{\sum_{i=1}^N n_{uk}^{(i)}}{N} \quad \text{e}, \quad n_{\ell k} = \frac{\sum_{i=1}^N n_{\ell k}^{(i)}}{N} \quad (3.3)$$

onde  $n_{u,\ell k}$  é o índice de inserção dos SM associados no polo  $u, \ell$ , resultante da comparação do sinal de referência com as  $N$  portadoras triangulares, conforme ilustrado na Figura 11 (b).

O índice de inserção expressa a razão entre o número de SM inseridos em um braço em relação ao número total de módulos do polo. Obviamente, os índices podem assumir  $N + 1$  valores discretos:  $0, 1/N, 2/N, \dots, 1$ . O valor  $n_{u,\ell} = 0$  indica que todos os SM do braço estão no modo *bypassed* enquanto que  $n_{u,\ell} = 1$  representa que todos estão inseridos. No entanto, nessa etapa, assume-se que  $N$  é grande o suficiente, o que permite admitir os índices de inserção como contínuos, com limites de variação entre 0 e 1. Esta consideração é a hipótese básica que permite escrever o modelo médio a partir de (3.1) e (3.2).

O princípio médio implica, portanto, que o modo de operação chaveado do conversor é desconsiderado. Além disso, os capacitores dos submódulos adicionam  $2N$  variáveis de estado por fase. Como podem haver centenas de SM por braço, a depender da aplicação, a complexidade de um modelo dinâmico onde as tensões dos capacitores são explícitas iria ser imensa. Entretanto, essa complexidade pode ser reduzida para um nível gerenciável, ao estender o princípio médio para as dinâmicas das tensões dos capacitores. Isso pode ser feito ao considerar os índices de inserção contínuos (SHARIFABADI *et al.*, 2016).

Cada capacitor é governado através de (2.3). Ao considerar a associação dos módulos, têm-se:

$$C \frac{d}{dt} \sum_{i=1}^N v_{C_{uk}}^{(i)} = \sum_{i=1}^N n_{uk}^{(i)} i_{uk}, \quad (3.4)$$

$$C \frac{d}{dt} \sum_{i=1}^N v_{C_{\ell k}}^{(i)} = \sum_{i=1}^N n_{\ell k}^{(i)} i_{\ell k}. \quad (3.5)$$

Substituindo (3.4) e (3.5) pelos índices de inserção contínuos de (3.3), obtêm-se:

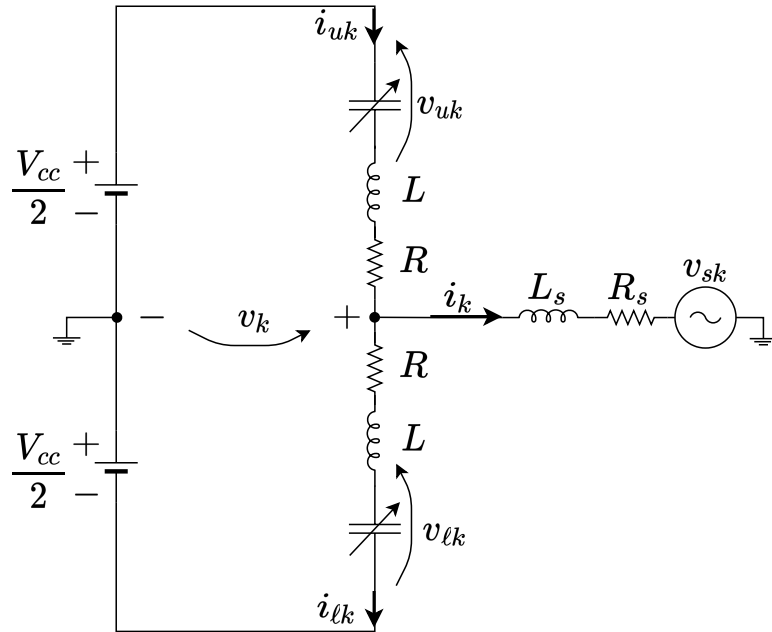
$$C_{eq} \frac{d}{dt} v_{C_{uk}}^{\Sigma} = n_{uk} i_{uk} , \quad (3.6)$$

$$C_{eq} \frac{d}{dt} v_{C_{lk}}^{\Sigma} = n_{lk} i_{lk} , \quad (3.7)$$

onde  $C_{eq} = (C/N)$  é a capacitância equivalente resultante da associação dos capacitores em série dos  $N$  submódulos.

Portanto, considerando essas definições, é possível realizar os devidos desenvolvimentos se baseando no circuito equivalente contínuo monofásico do conversor conectado à rede ilustrado na Figura 13. Esses conceitos também são importantes para a simplificação da etapa de simulação digital, possibilitando a utilização do modelo médio por braço (do inglês, *Arm-Level Averaged*) (ALA) (SHARIFABADI *et al.*, 2016), cujos detalhes são dados no Apêndice A.

Figura 13 – Circuito equivalente médio monofásico do MMC conectado à rede.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Aplicando a LKT em cada fase  $k$  do circuito da Figura 13 pode-se escrever:

$$\frac{V_{cc}}{2} = v_{uk} + L \frac{di_{uk}}{dt} + R i_{uk} + L_s \frac{di_k}{dt} + R_s i_k + v_{sk} \quad (3.8)$$

e,

$$\frac{V_{cc}}{2} = v_{lk} + L \frac{di_{lk}}{dt} + R i_{lk} - L_s \frac{di_k}{dt} - R_s i_k - v_{sk} \quad (3.9)$$

Somando (3.8) e (3.9) obtêm-se a relação da parte CC para o modelo equivalente do conversor, dado por:

$$V_{cc} - (v_{uk} + v_{lk}) = L \frac{d}{dt} (i_{uk} + i_{lk}) + R (i_{uk} + i_{lk}) . \quad (3.10)$$

De (2.37) e (2.38) tem-se:

$$i_{circk} = \frac{i_{uk} + i_{lk}}{2} . \quad (3.11)$$

Definindo,

$$v_{circk} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{V_{cc}}{2} - \left( \frac{v_{uk} + v_{lk}}{2} \right) \quad (3.12)$$

Agora, substituindo (3.11) e (3.12) em (3.10) chega-se a seguinte relação:

$$v_{circk} = L \frac{di_{circk}}{dt} + Ri_{circk} . \quad (3.13)$$

onde  $v_{circk}$  é chamada de tensão circulante ou “tensão de desbalanço”. Esta é a tensão interna do braço do MMC que controla a corrente  $i_{circk}$ .

Embora alguns autores, como Sharifabadi *et al.* (2016), considerem essa tensão sendo a média entre  $v_{uk}$  e  $v_{lk}$ , outros adicionam a componente  $V_{cc}/2$ . Neste estudo, utilizou-se a mesma definição de (TU *et al.*, 2010).

Como um dos objetivos do controle é mitigar as componentes harmônicas da corrente circulante, pode-se concluir de (3.13) que, para a corrente interna ser composta apenas pela parcela CC, o conversor tem que ser controlado de modo que  $v_{circk}$  seja igual ao produto de  $R$  pela parcela média de  $i_{circk}$ , que, conforme visto, consiste, por fase, em um terço da corrente do barramento CC. No entanto, como  $R$  é geralmente pequeno (ordem de mΩ) comparado aos níveis de tensão envolvidos (ordem de kV), isso é o mesmo que dizer que a soma de  $v_{uk}$  e  $v_{lk}$  deve ser, idealmente, aproximadamente igual à tensão do barramento.

De maneira semelhante, a diferença de (3.8) e (3.9) resulta na relação da parte CA para o modelo equivalente do conversor, dada por:

$$(v_{lk} - v_{uk}) - 2v_{sk} = L \left( \frac{di_{uk}}{dt} - \frac{di_{lk}}{dt} \right) + R(i_{uk} + i_{lk}) + 2L_s \frac{di_k}{dt} + 2R_s i_k . \quad (3.14)$$

Substituindo (2.8) e (2.41) em (3.14), encontra-se:

$$v_{tk} - v_{sk} = L_{eq} \frac{di_k}{dt} + R_{eq} i_k \quad (3.15)$$

onde  $L_{eq} = (L_s + L/2)$  e  $R_{eq} = (R_s + R/2)$  são, respectivamente, a indutância e resistência equivalente do conjunto MMC/filtro de interface.

Rearranjando (3.13) e (3.15) em função dos índices de inserção contínuos, obtêm-se o modelo dinâmico médio do MMC:

$$L \frac{di_{circk}}{dt} = \frac{V_{cc}}{2} - \left( \frac{n_{uk} v_{C_{uk}}^\Sigma + n_{lk} v_{C_{lk}}^\Sigma}{2} \right) - Ri_{circk} , \quad (3.16)$$

$$L_{eq} \frac{di_k}{dt} = \frac{n_{lk} v_{C_{lk}}^\Sigma - n_{uk} v_{C_{uk}}^\Sigma}{2} - v_{sk} - R_{eq} i_k . \quad (3.17)$$

A análise de (3.6), (3.7), (3.16) e (3.17) permite concluir que o sistema é de ordem quatro por fase  $k$ , com variáveis de estado  $v_{C_{uk}}^\Sigma$ ,  $v_{C_{\ell k}}^\Sigma$ ,  $i_{circk}$  e  $i_k$ , independentemente do número de submódulos. Portanto, considerando as três fases do conversor, o sistema é então caracterizado através de onze variáveis de estado independentes: as seis tensões sobre os seis capacitores equivalentes e cinco correntes (por exemplo, as três correntes circulantes e duas correntes da rede, cuja terceira tem dependência linear com as outras duas) (DELARUE; GRUSON; GUILLAUD, 2013).

Além disso, de (3.16) e (3.17), ao assumir impedâncias idênticas nos braços, observa-se que o controle da corrente circulante e o controle da corrente da rede são desacoplados entre si. Portanto, qualquer técnica de regulação da corrente da rede pode ser aplicada sem nenhum impacto na corrente circulante.

### 3.1 DETERMINAÇÃO DOS ÍNDICES DE INSERÇÃO

Um passo fundamental no projeto do sistema de controle do MMC é selecionar, apropriadamente, os índices de inserção  $n_{uk}$  e  $n_{\ell k}$ . Considerando o modelo médio, sabe-se que:

$$v_{tk} = \frac{-n_{uk}v_{C_{uk}}^\Sigma + n_{\ell k}v_{C_{\ell k}}^\Sigma}{2} \quad (3.18)$$

e,

$$v_{circk} = \frac{V_{cc}}{2} - \frac{n_{uk}v_{C_{uk}}^\Sigma + n_{\ell k}v_{C_{\ell k}}^\Sigma}{2}. \quad (3.19)$$

Adicionando e subtraindo (3.18) e (3.19) chega-se:

$$n_{uk} = \frac{\frac{V_{cc}}{2} - v_{tk} - v_{circk}}{v_{C_{uk}}^\Sigma} \quad (3.20)$$

e,

$$n_{\ell k} = \frac{\frac{V_{cc}}{2} + v_{tk} - v_{circk}}{v_{C_{\ell k}}^\Sigma}. \quad (3.21)$$

Nesse cenário, suponha que as tensões  $v_{tk}^*$  e  $v_{circk}^*$  estejam disponíveis. Essas tensões, cujo sobrescrito “\*” denota uma variável de referência, são advindas do controle da corrente da rede e do controle das correntes circulantes, respectivamente. Logo, em posse dessas referências, determinam-se os índices de inserção de referência:

$$n_{uk}^* = \frac{\frac{V_{cc}}{2} - v_{tk}^* - v_{circk}^*}{v_{C_{uk}}^\Sigma}, \quad (3.22)$$

$$n_{\ell k}^* = \frac{\frac{V_{cc}}{2} + v_{tk}^* - v_{circk}^*}{v_{C_{\ell k}}^\Sigma}. \quad (3.23)$$

Com isso, as tensões de referência de cada braço são obtidas:

$$v_{uk}^* = \frac{V_{cc}}{2} - v_{tk}^* - v_{circk}^* \quad (3.24)$$

$$v_{lk}^* = \frac{V_{cc}}{2} + v_{tk}^* - v_{circk}^* \quad (3.25)$$

De um modo geral, essas relações formam a base de como os índices de inserção devem ser selecionados. Ressalta-se também que as expressões (3.22) e (3.23) podem ser suavemente modificadas. Essa modificação terá relação com a classificação do método de modulação, tópico este que será tratado a seguir.

### 3.2 CLASSIFICAÇÃO DOS MÉTODOS DE MODULAÇÃO

As diferentes classificações dos métodos de modulação têm relação direta com as estratégias de geração dos índices de inserção contínuos. A depender da compensação das não linearidades associadas ao somatório das tensões dos capacitores, essas técnicas são classificadas em dois grupos:

1. modulação compensada (do inglês, *Compensated Modulation*) (CM);
2. modulação não compensada (do inglês, *Uncompensated Modulation*) (UCM).

Nesse sentido, a classificação tem ligação com o tipo da forma de onda dos denominadores de (3.22) e (3.23), isto é,  $v_{C_{uk}}^\Sigma$  e  $v_{C_{lk}}^\Sigma$ . De modo geral, se essas variáveis incluírem as parcelas oscilantes ( $\tilde{v}_{C_{u, lk}}^\Sigma$ ), além do valor médio ( $\bar{v}_{C_{u, lk}}^\Sigma$ ), como indicam as expressões (3.26) e (3.27), então a estratégia será classificada como CM. Por outro lado, se as componentes oscilantes forem desprezadas e somente a parcela constante for usada na divisão, tem-se a UCM. Portanto, a diferença entre ambas está na presença ou ausência da compensação da dinâmica não linear causada pelo produto bilinear entre o índice de inserção e a soma das tensões dos capacitores do braço (DIAZ, 2015).

$$n_{uk} = \frac{\frac{V_{cc}}{2} - v_{tk}^* - v_{circk}^*}{\tilde{v}_{C_{uk}}^\Sigma + \bar{v}_{C_{uk}}^\Sigma}, \quad (3.26)$$

$$n_{lk} = \frac{\frac{V_{cc}}{2} + v_{tk}^* - v_{circk}^*}{\tilde{v}_{C_{lk}}^\Sigma + \bar{v}_{C_{lk}}^\Sigma}. \quad (3.27)$$

Ao se utilizar a UCM, o valor médio adotado é a tensão do barramento CC, conforme previamente exposto em (2.48).

Nesta dissertação, tanto a modulação compensada quanto a modulação não compensada serão utilizadas nas análises. Além disso, os efeitos da presença ou ausência da compensação da dinâmica não linear serão mostrados nos resultados de simulação.

### 3.3 CONTROLE DAS CORRENTES TRIFÁSICAS DO CONVERSOR

Tendo em mente a configuração do sistema formada pelo conversor conectado à rede, tem-se a regulação das correntes terminais do conversor como um dos objetivos. Neste estudo, o controle clássico da corrente da rede no SRF, ou coordenadas  $dq\theta$ , realizado em (YAZDANI; IRAVANI, 2010), foi adotado. Com esse propósito, considere (3.15), agora explícito nas fases  $a$ ,  $b$  e  $c$ :

$$\begin{cases} v_{ta} - v_{sa} &= L_{eq} \frac{di_a}{dt} + R_{eq} i_a \\ v_{tb} - v_{sb} &= L_{eq} \frac{di_b}{dt} + R_{eq} i_b \\ v_{tc} - v_{sc} &= L_{eq} \frac{di_c}{dt} + R_{eq} i_c \end{cases} \quad (3.28)$$

Aplicando a Transformada de Park (vide Apêndice B) em (3.28), onde o circuito de sincronismo (do inglês, *Phase-Locked Loop*) (PLL) é responsável pelo rastreamento do ângulo  $\theta$  utilizado nas transformações de coordenadas, têm-se as seguintes relações no SRF:

$$\begin{cases} L_{eq} \frac{di_d}{dt} &= v_{td} - v_{sd} + \omega L_{eq} i_q - R_{eq} i_d \\ L_{eq} \frac{di_q}{dt} &= v_{tq} - v_{sq} - \omega L_{eq} i_d - R_{eq} i_q \end{cases} \quad (3.29)$$

onde  $i_d$  e  $i_q$  são as correntes terminais nos eixos direto e de quadratura do MMC, respectivamente;  $v_{td} = m_d (V_{cc}/2)$  e  $v_{tq} = m_q (V_{cc}/2)$  são as tensões terminais do conversor no novo sistema de coordenadas;  $m_d$  e  $m_q$  são os fatores de modulação nas coordenadas  $d$  e  $q$ .

Ao introduzir novas variáveis de controle  $u_d$  e  $u_q$  em (3.29), as tensões de saída do MMC podem ser reescritas como (YAZDANI; IRAVANI, 2010):

$$\begin{cases} v_{td} &= -\omega L_{eq} i_q + v_{sd} + u_d \\ v_{tq} &= +\omega L_{eq} i_d + v_{sq} + u_q \end{cases} \quad (3.30)$$

Substituindo (3.30) em (3.29), encontram-se os seguintes sistemas dinâmicos de primeira ordem:

$$\begin{cases} L_{eq} \frac{di_d}{dt} &= -R_{eq} i_d + u_d \\ L_{eq} \frac{di_q}{dt} &= -R_{eq} i_q + u_q \end{cases} \quad (3.31)$$

Dessa maneira, não somente a influência das tensões das redes sobre as correntes sintetizadas pelo conversor são mitigadas, como também o acoplamento cruzado entre as



correntes de eixo direto e quadratura é eliminado (DUARTE *et al.*, 2021). Além disso, como o comportamento dinâmico do sistema de equações de (3.31) é desacoplado, as correntes  $i_d$  e  $i_q$ , por serem variáveis contínuas nas coordenadas  $dq0$ , podem ser reguladas através de controladores PI aplicados em cada eixo, como mostrado a seguir:

$$u_d = k_p \varepsilon_d + k_i \int_{-\infty}^t \varepsilon_d dt , \quad (3.32)$$

$$u_q = k_p \varepsilon_q + k_i \int_{-\infty}^t \varepsilon_q dt , \quad (3.33)$$

onde  $\varepsilon_d = (i_d^* - i_d)$  e  $\varepsilon_q = (i_q^* - i_q)$  são os erros entre as correntes de referência ( $i_d^*$ ,  $i_q^*$ ) e as correntes do MMC ( $i_d$ ,  $i_q$ ), respectivamente;  $k_p$  e  $k_i$  são os ganhos proporcional e integral do controlador PI.

Nesse contexto, as correntes de referência ( $i_d^*$ ,  $i_q^*$ ) podem ser determinadas de acordo com a potência ativa ( $p_{ca}^*$ ) e reativa ( $q_{ca}^*$ ) de interesse. Como o controle é realizado no SRF, é conveniente relacionar as variáveis de corrente, tensão e potência neste sistema de coordenadas. Segundo Yazdani e Iravani (2010), essas relações são dadas genericamente por:

$$p_{ca} = \frac{3}{2} [v_d i_d + v_q i_q] , \quad (3.34)$$

$$q_{ca} = \frac{3}{2} [-v_d i_q + v_q i_d] , \quad (3.35)$$

onde  $v_d$  e  $v_q$  são as tensões do PAC nos eixos direto e de quadratura, respectivamente.

Para a configuração do sistema em estudo, as tensões do PAC são as próprias tensões da rede, ou seja,  $v_d(t) = v_{sd}(t)$  e  $v_q(t) = v_{sq}(t)$ . Além disso, as equações (3.34) e (3.35) sugerem que, se  $v_q = 0$ , a potência ativa é proporcional à corrente de eixo direto e a potência reativa é proporcional à corrente de eixo de quadratura. Deste modo:

$$p_{ca} = \frac{3}{2} [v_{sd} i_d] , \quad (3.36)$$

$$q_{ca} = \frac{3}{2} [-v_{sd} i_q] , \quad (3.37)$$

onde a dependência do tempo foi suprimida.

Assumindo tensões balanceadas da rede, em estado estacionário,  $v_{sq} = 0$  e  $v_{sd}$  é igual ao valor de pico da tensão de fase da rede ( $\hat{V}_{sk}$ ). Com isso, as correntes de referência podem ser determinadas da seguinte forma:

$$i_d^* = \frac{2 p_{ca}^*}{3 v_{sd}} \quad (3.38)$$

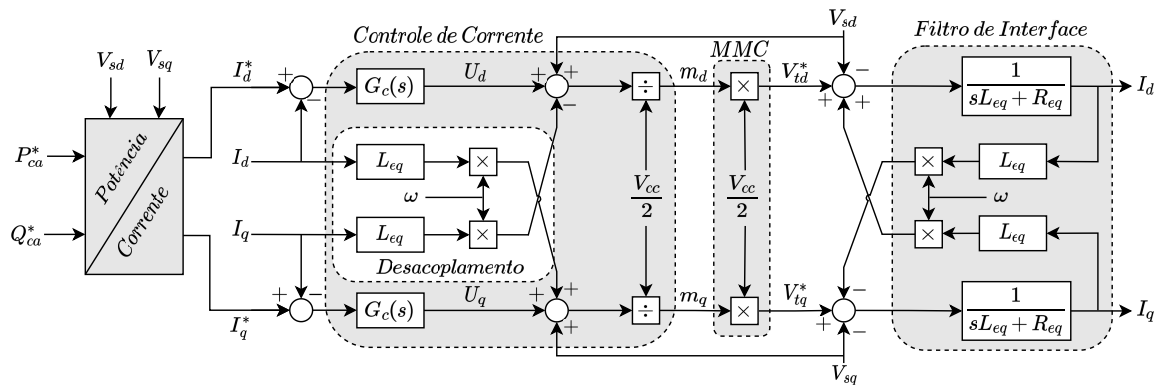
$$i_q^* = -\frac{2}{3} \frac{q_{ca}^*}{v_{sd}} \quad (3.39)$$

Considerando essas referências e a atuação do controle, obtêm-se, a partir de (3.30), as tensões  $v_{td,q}^*$ . Como os índices de inserção estão em coordenadas  $abc$  em (3.22) e (3.23), para a obtenção de  $v_{tk}^*$ , basta aplicar a transformada inversa de Park.

A Figura 14 mostra o diagrama de blocos da malha de controle das correntes terminais do conversor esquematizado a partir da aplicação da transformada de Laplace sobre (3.30) e (3.31). Os controladores PI nos eixos  $d$  e  $q$  são representados por  $G_c(s) = k_p + k_i/s$ . Estes processam os erros entre as correntes de referência e as correntes medidas. Em seguida, os sinais da malha de desacoplamento e de *feed-forward*, responsável por compensar os distúrbios provenientes de variações nas tensões do PAC, são adicionados às ações de controle. Esses sinais somados, em cada eixo, são normalizados pela tensão do barramento CC, resultando nos índices de modulação  $m_d$  e  $m_q$ , que são as variáveis de controle relacionadas às tensões  $v_{td,q}^*$  (indicadas por  $V_{td,q}^*$  na Figura 14).

Quanto ao controlador PI, seus ganhos proporcional ( $k_p$ ) e integral ( $k_i$ ) podem ser determinados a partir de uma escolha de projeto. Dentre as metodologias, podem-se citar duas: projeto baseado no cancelamento de polos e zeros e projeto baseado na alocação de polos da função de transferência de malha fechada.

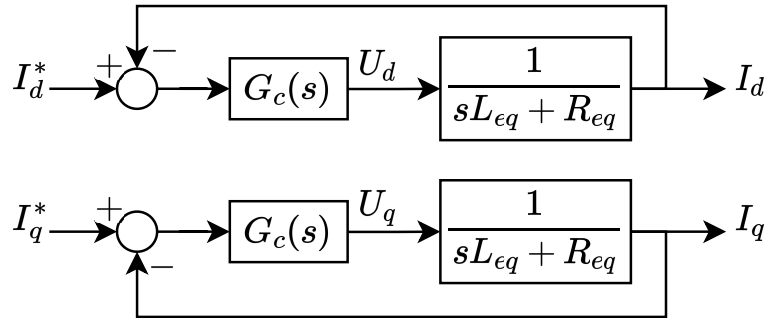
Figura 14 – Diagrama de blocos da malha de controle das correntes terminais do conversor em coordenadas  $dq$ .



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Ambos métodos partem do diagrama de blocos do controle de corrente desacoplado e compensado do conversor apresentado na Figura 15, que pode ser obtido a partir de (3.31) após sua transformação para o domínio da frequência complexa  $s$ . Como as malhas são idênticas, os ganhos do eixo direto serão iguais aos do eixo em quadratura.

Figura 15 – Diagrama de blocos simplificado do controle de corrente do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

### 3.3.1 Projeto baseado no cancelamento de polos e zeros

O projeto baseado no cancelamento de polos e zeros consiste em alocar o zero do controlador para cancelar o polo da planta em malha aberta. Considerando a Figura 15, a função de transferência em malha aberta é:

$$OL_i(s) = \left( \frac{k_p}{sL_{eq}} \right) \left( \frac{s + k_i/k_p}{s + R_{eq}/L_{eq}} \right) \quad (3.40)$$

Deste modo, ao fazer  $k_i/k_p = R_{eq}/L_{eq}$ ,  $OL_i(s)$  passa a ser dada por  $k_p/sL_{eq}$ . Com isso, fechando-se a malha, é possível obter a seguinte função de primeira ordem:

$$CL_i(s) = \frac{I_{d,q}}{I_{d,q}^*}(s) = \frac{1}{s \frac{L_{eq}}{k_p} + 1} \quad (3.41)$$

onde a constante de tempo  $\tau = L_{eq}/k_p$ .

Por conseguinte, definindo-se a velocidade que o sistema responderá à entrada degrau como critério de projeto, por exemplo, os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  podem ser obtidos conforme:

$$k_p = \frac{L_{eq}}{\tau}, \quad (3.42)$$

$$k_i = \frac{R_{eq}}{\tau}. \quad (3.43)$$

Nesse contexto, a constante de tempo deve ser pequena o suficiente para garantir uma resposta rápida da planta. Considerando uma frequência de comutação de vinte e uma vezes a frequência fundamental (isto é, 1260 Hz), pode-se escolher  $\tau$  entre 0,5 e 5 ms (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

### 3.3.2 Projeto baseado na alocação de polos da função de transferência de malha fechada

O projeto baseado na alocação de polos se inicia com a obtenção da função de transferência em malha fechada do sistema. Posteriormente, os ganhos do controlador são calculados a partir da comparação do denominador da função obtida com o denominador da forma canônica do sistema de segunda ordem.

Desse modo, para o diagrama de blocos da Figura 15, tem-se a seguinte função de transferência em malha fechada:

$$CL_i(s) = \frac{I_{d,q}}{I_{d,q}^*}(s) = \frac{(sk_p + k_i)/L_{eq}}{s^2 + s \left( \frac{R_{eq} + k_p}{L_{eq}} \right) + \frac{k_i}{L_{eq}}} \quad (3.44)$$

Comparando, portanto, o denominador de (3.44) com o denominador da forma canônica do sistema de segunda ordem, obtêm-se os ganhos  $k_p$  e  $k_i$ :

$$k_p = 2\zeta_i\omega_{n_i}L_{eq} - R_{eq} , \quad (3.45)$$

$$k_i = \omega_{n_i}^2 L_{eq} , \quad (3.46)$$

onde  $\omega_{n_i}$  e  $\zeta_i$  são a frequência natural não amortecida e o coeficiente de amortecimento do sistema em malha fechada  $CL_i(s)$ , respectivamente.

## 3.4 CONTROLE DAS CORRENTES CIRCULANTES DO CONVERSOR

No Capítulo 2, quando foram feitas as análises do fluxo de corrente, relatou-se, brevemente, alguns dos efeitos causados pela presença de componentes harmônicas nas correntes circulantes. Segundo Diaz (2015), na época que o MMC foi proposto, a corrente circulante era considerada uma das principais desvantagens do conversor e prejudicial ao seu funcionamento.

De fato, não existe vantagem em ter uma corrente circulando internamente, podendo provocar uma operação instável e aumentar perdas do conversor. Entretanto, não se demorou a perceber os benefícios que poderiam ser alcançados com o controle dessa corrente, tornando-se um grau de liberdade extra, possibilitando novos recursos não observados em um VSC convencional. Dentre algumas vantagens do controle das correntes circulantes, podem-se citar (DIAZ, 2015; ILVES *et al.*, 2012):

- Redução de perdas: como as componentes harmônicas da corrente circulante não contribuem com a transferência de potência entre os lado CA ou CC, ocorrem perdas ôhmicas desnecessárias que devem ser evitadas. Isso pode ser solucionado através da

inserção do controle, que, por meio da mitigação dessas componentes, aumenta a eficiência do conversor.

- Prevenção de ressonâncias: se as correntes circulantes não são controladas, existe um alto risco de ressonância, pois um circuito ressonante é formado pelas indutâncias dos braços e as “capacitâncias variáveis” dos SM inseridos. Embora seja possível evitar ressonâncias através do projeto adequado dos elementos passivos do conversor, a depender dos requisitos de potência, isto pode resultar em indutores e/ou capacitores mais volumosos. Por outro lado, com o controle das correntes circulantes, é possível regular e limitar essas correntes, amortecendo oscilações e permitindo uma redução dos componentes do conversor.
- Regulação da energia média dos braços do MMC de modo independente: a corrente circulante pode ser controlada para regular, de modo independente, a energia média armazenada em cada um dos braços do conversor. Será mostrado no Capítulo 4 que a introdução de uma componente CC na corrente circulante de referência possibilita regular o valor médio da soma das energias armazenadas no braço superior e inferior de uma perna do conversor, sendo esta parcela responsável pela transferência de energia de um lado para o outro. Também será visto que a introdução de uma componente CA na frequência fundamental permite controlar o valor médio da diferença de energia armazenada entre os braços de uma fase.

Pelo exposto, verifica-se a importância do controle das correntes internas para uma operação adequada do MMC. Deste modo, diversificadas estratégias de controle de alto nível para o conversor foram propostas. Nesse contexto, conforme relatado no Capítulo 1, a depender dos objetivos do controle, essas técnicas podem ser divididas, basicamente, em dois grupos (WEI *et al.*, 2018; SHI *et al.*, 2023):

- Estratégias de controle não baseadas em energia ou métodos diretos de supressão das correntes circulantes;
- Estratégias de controle baseadas em energia ou métodos indiretos de supressão das correntes circulantes.

Dentre os métodos não baseados em energia, o mais comumente citado é o CCSC em coordenadas  $dq$ , proposto em (TU; XU; XU, 2011). Nessa estratégia, a corrente circulante de segunda ordem de sequência negativa é suprimida de forma direta por meio de controladores PI e as três fases do conversor são tratadas como um todo. Ao considerar a mitigação de outras componentes harmônicas, obtêm-se variações desta técnica, tais como: CCSC baseado em controlador P-RES (LI *et al.*, 2013), CCSC baseado em controlador repetitivo (HE *et al.*, 2015), CCSC por histerese (CHEN *et al.*, 2017) e CCSC com controle

preditivo (QIN; SAEEDIFARD, 2012). Demais estratégias podem ser encontradas em (KADANDANI; DAHIDAH; ETHNI, 2021).

Como este trabalho tem por objetivo o estudo comparativo entre o método direto e o método indireto de supressão das correntes circulantes, adotou-se a técnica CCSC no SRF como estratégia não baseada em energia. Nesse sentido, a seguir, serão apresentados os fundamentos acerca do esquema de controle do método indireto escolhido, enquanto que o próximo capítulo será dedicado, de modo exclusivo, ao controle baseado em energia.

### 3.4.1 Controlador de supressão de correntes circulantes no SRF

Conforme visto, a corrente circulante flui através das três fases do conversor sem afetar as correntes e tensões do lado CA. Relatou-se, também, que essas correntes são compostas por uma parcela CC somada às parcelas harmônicas, das quais se destaca a componente de segunda ordem de sequência negativa.

Desse modo, considerando apenas o valor médio e a harmônica preponderante, as expressões para as correntes internas trifásicas são as que seguem (TU *et al.*, 2010):

$$i_{circa}(t) = \frac{I_{cc}}{3} + \hat{I}_{2\omega} \text{sen}(2\omega t + \varphi_{2\omega}) , \quad (3.47)$$

$$i_{circb}(t) = \frac{I_{cc}}{3} + \hat{I}_{2\omega} \text{sen}\left(2\omega t + \varphi_{2\omega} + \frac{2\pi}{3}\right) , \quad (3.48)$$

$$i_{circc}(t) = \frac{I_{cc}}{3} + \hat{I}_{2\omega} \text{sen}\left(2\omega t + \varphi_{2\omega} - \frac{2\pi}{3}\right) , \quad (3.49)$$

onde  $\hat{I}_{2\omega}$  é o valor de pico da corrente harmônica de segunda ordem e  $\varphi_{2\omega}$  é o ângulo de fase.

Nesse cenário, as correntes circulantes trifásicas podem ser transformadas em duas componentes CC no sistema síncrono que gira, no sentido inverso, com o dobro da velocidade angular fundamental. Para esse objetivo, basta aplicar a transformada de Park com o ângulo de transformação igual ao dobro daquele rastreado pelo algoritmo do PLL.

Reescrevendo (3.13) na sequência inversa (*acb*), têm-se:

$$\begin{bmatrix} v_{circa} \\ v_{circc} \\ v_{circb} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{circa} \\ i_{circc} \\ i_{circb} \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_{circa} \\ i_{circc} \\ i_{circb} \end{bmatrix} . \quad (3.50)$$

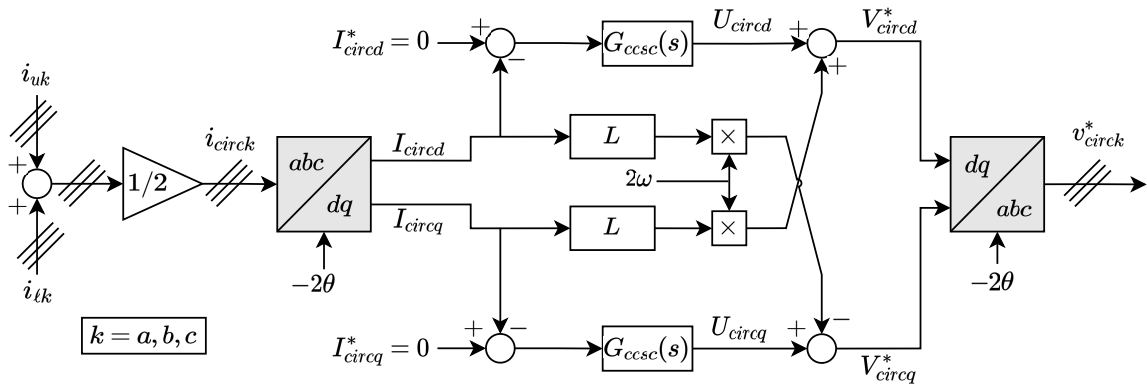
Substituindo (3.47) – (3.49) em (3.50) e aplicando a transformada de Park com  $\theta = 2\omega t$ , obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} v_{circd} \\ v_{circq} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{circd} \\ i_{circq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -2\omega L \\ 2\omega L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{circd} \\ i_{circq} \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_{circd} \\ i_{circq} \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

onde  $v_{circd}$  e  $v_{circq}$  denotam as tensões  $v_{circk}$  em coordenadas  $dq$ ;  $i_{circd}$  e  $i_{circq}$  são as componentes  $dq$  da corrente circulante.

Com base no modelo matemático da corrente circulante em (3.51) e levando em consideração que as variáveis são contínuas no novo sistema de coordenadas, é possível realizar o controle das correntes internas por meio de controladores PI aplicados a cada um dos eixos. A Figura 16 ilustra, portanto, a estrutura do CCSC após a aplicação da transformada de Laplace com condições iniciais nulas sobre (3.51), onde o bloco  $G_{ccsc}(s) = k_{pccsc} + k_{icccsc}/s$  e  $k_{pccsc}$  e  $k_{icccsc}$  são, respectivamente, os ganhos proporcional e integral do controlador.

Figura 16 – Esquema de controle de supressão das correntes circulantes em coordenadas  $dq$ .



Fonte: Adaptado de Tu *et al.* (2010).

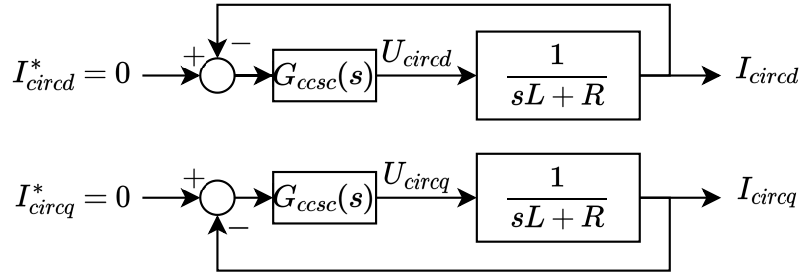
A análise do esquemático da Figura 16 segue as equações desenvolvidas até esta etapa. Inicialmente, de acordo com (3.11), calcula-se a corrente interna em cada fase através da média entre as correntes do braço superior e inferior. Posteriormente, há a transformação das correntes circulantes para o sistema de coordenadas síncrono em  $2\omega$  que gira no sentido inverso com o dobro da frequência angular fundamental. Com isso,  $I_{circd}$  e  $I_{circq}$  realimentam, negativamente, os sistemas de controle. Como o objetivo é suprimir essas componentes da corrente, os valores de referência nos dois eixos são iguais a zero, de modo que  $i_{circk}$ , em (3.47) – (3.49), seja composta apenas pelo valor médio de  $I_{cc}/3$ . Conseqüentemente, as tensões  $v_{circd}^*$  e  $v_{circq}^*$  são dadas pela soma das ações de controle do controlador PI com a compensação do acoplamento cruzado. Finalmente, os valores de referência das tensões circulantes em coordenadas  $a, b, c$  são calculados a partir da aplicação da transformada inversa de Park.

Logo, em posse de  $v_{circk}^*$ , e considerando a obtenção de forma paralela de  $v_{lk}^*$ , é possível encontrar as tensões de referência  $v_{uk}^*$  e  $v_{lk}^*$  de cada braço, conforme previamente desenvolvido em (3.24) e (3.25).

Em se tratando do projeto dos controladores, os ganhos proporcional e integral

podem ser obtidos por meio de um procedimento análogo ao que foi realizado no controle das correntes da rede. Para este fim, considere o diagrama de blocos desacoplado do controle de corrente circulante apresentado na Figura 17. Esse diagrama é derivado de (3.51) no domínio da frequência complexa  $s$ , seguida da introdução das variáveis de controle  $U_{circd}$  e  $U_{circq}$ .

Figura 17 – Diagrama de blocos simplificado do controle de corrente circulante.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Como as malhas são idênticas, os ganhos proporcional e integral do eixo direto serão iguais aos do eixo em quadratura. Por opção, neste trabalho, o projeto baseado na alocação de polos da função de transferência de malha fechada foi adotado. Portanto, fechando-se as malhas, obtém-se:

$$CL_{ccsc}(s) = \frac{I_{d,q}}{I_{d,q}^*}(s) = \frac{(sk_{pccsc} + k_{icccsc})/L}{s^2 + s\left(\frac{R + k_{pccsc}}{L}\right) + \frac{k_{icccsc}}{L}} \quad (3.52)$$

Ao comparar, portanto, os denominadores de (3.52) com os denominadores da função de transferência padrão de segunda ordem, os ganhos  $k_{pccsc}$  e  $k_{icccsc}$  podem ser calculados:

$$k_{pccsc} = 2\zeta_{ccsc}\omega_{nccsc}L - R, \quad (3.53)$$

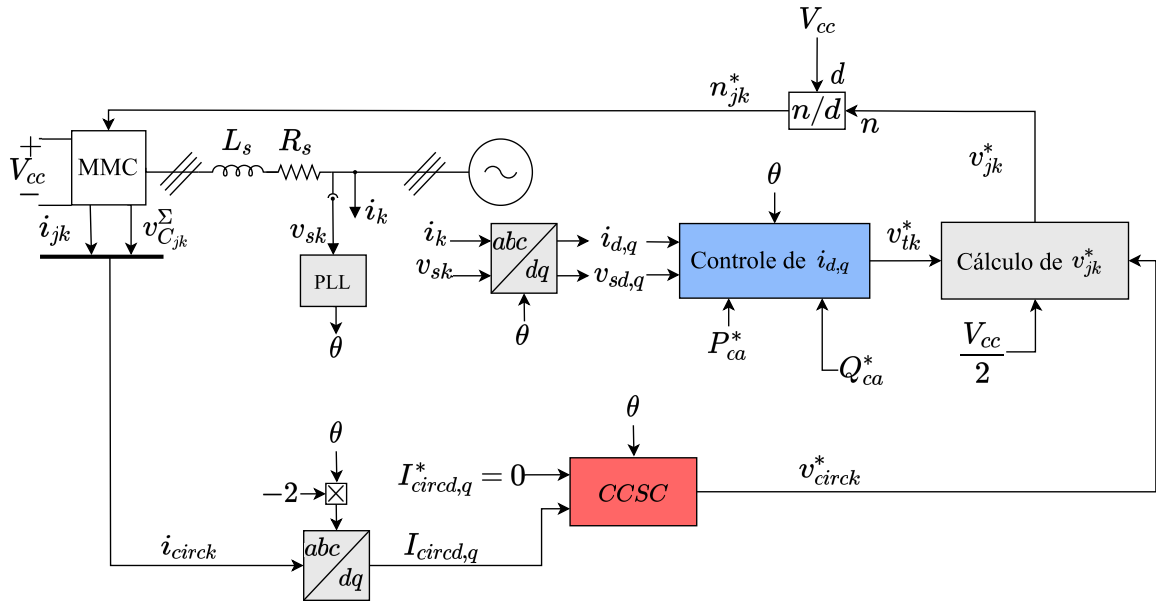
$$k_{icccsc} = \omega_{nccsc}^2 L, \quad (3.54)$$

onde  $\omega_{nccsc}$  e  $\zeta_{ccsc}$  são a frequência natural não amortecida e o coeficiente de amortecimento do sistema em malha fechada  $CL_{ccsc}(s)$ , respectivamente.

Dessa forma, com o projeto das malhas de controle das correntes terminais e das correntes internas, encontram-se as tensões de referência  $v_{uk}^*$  e  $v_{\ell k}^*$  em cada fase e, conseqüentemente, calculam-se os índices de inserção contínuos que são comparados com as múltiplas portadoras triangulares na modulação PD-PWM. A Figura 18 apresenta o diagrama de blocos resumido do controle do conversor usando o método direto. A modulação não compensada é utilizada neste caso, onde as tensões de referência são divididas por  $V_{cc}$ .



Figura 18 – Diagrama de blocos do controle do conversor utilizando o método direto.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

### 3.4.1.1 Comentários acerca dos métodos não baseados em energia

Em se tratando das vantagens do CCSC no SRF, Diaz (2015) afirma que esta estratégia garante robustez e bom desempenho dinâmico. Por outro lado, pelo fato do controle ser realizado no referencial rotativo, tem-se a ausência do controle independente por fase como desvantagem particular. Entretanto, isso não é crítico, pois o interesse é manter nula a componente de segunda ordem de sequência negativa.

Outras parcelas, conforme relatado, também poderiam ser compensadas ao se adotar outro tipo de estratégia CCSC, como, por exemplo, a técnica baseada em controlador P-RES (LI *et al.*, 2013). No entanto, independentemente das variações dos métodos diretos, devido ao fato dos esquemas de controle possuírem malha de realimentação apenas para a corrente circulante, tem-se, como desvantagem geral, a ausência do controle das tensões dos braços superior e inferior (DIAZ, 2015).

Outra questão associada é que as correntes do lado CC não são diretamente reguladas através da utilização dos métodos não baseados em energia (HARNEFORS *et al.*, 2013; CUI *et al.*, 2014). Como resultado, sobrecorrentes e oscilações mal amortecidas podem ocorrer no regime transitório. Conseqüentemente, os variados esquemas do CCSC podem levar à instabilidade do sistema (BERGNA-DIAZ; SUUL; D'ARCO, 2018; FREYTES *et al.*, 2018). Por outro lado, os métodos indiretos ou baseados em energia se apresentam como uma alternativa para solucionar essas questões (LU *et al.*, 2021; SHI *et al.*, 2023).

### 3.5 RESUMO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram abordadas a modelagem e o controle do conversor multinível modular quando conectado a uma rede trifásica simétrica e equilibrada. Após a estruturação do modelo médio, o capítulo trouxe a discussão de aspectos relacionados aos índices de modulação e suas classificações. Em seguida, o controle das correntes terminais trifásicas do conversor foi detalhado, assim como o controle das correntes circulantes. Dentro deste último tópico, diferentes estratégias de supressão das correntes circulantes foram apresentadas, onde o enfoque foi dado à técnica escolhida. O capítulo se encerrou com a exposição das desvantagens dos métodos indiretos.

## 4 CONTROLE BASEADO EM ENERGIA PARA A SUPRESSÃO DAS CORRENTES CIRCULANTES

Os desenvolvimentos realizados no Capítulo 3 partiram do modelo médio, e, de forma gradativa, foram obtidas equações fundamentais para este estudo. Da análise de (3.6), (3.7), (3.16) e (3.17), pode-se concluir que o modelo médio, cujas variáveis de estado por fase são  $v_{C_{uk}}^\Sigma$ ,  $v_{C_{lk}}^\Sigma$ ,  $i_{circk}$  e  $i_k$ , possui 11 variáveis de estado independentes. Com isso, a partir de (3.17), desenvolveu-se o esquemático de controle das correntes de saída do conversor, enquanto que de (3.16), foi descrito o sistema de regulação das correntes circulantes de forma direta. Logo, das quatro variáveis de estado citadas por fase, duas foram explicitamente reguladas, ao passo que as tensões  $v_{C_{uk}}^\Sigma$  e  $v_{C_{lk}}^\Sigma$  não foram contempladas.

Esse fato foi atentado em (DELARUE; GRUSON; GUILLAUD, 2013), um dos estudos precursores do EBC. Na ocasião, os autores propuseram representar e controlar o MMC através do uso da representação macroscópica energética (do inglês, *Energetic Macroscopic Representation*) (EMR), que consiste, basicamente, em uma descrição gráfica baseada nas causalidades físicas do sistema. Através dessa representação, é possível destacar propriedades de energia dos componentes de potência, tais como armazenamento, transferência e distribuição (DELARUE; GRUSON; GUILLAUD, 2013). Com o uso desta técnica, uma estrutura de controle foi concebida, de modo que todas as variáveis de estado foram mantidas sob controle.

Entretanto, embora os autores tenham explicitado, graficamente, as dinâmicas de energia envolvidas e destacado a necessidade de todas as variáveis independentes do sistema serem reguladas, os fundamentos matemáticos apresentados para a construção do raciocínio da EMR aplicada partiram do trabalho de Antonopoulos, Angquist e Nee (2009). Sendo considerado o pioneiro das técnicas de controle baseadas em energia e referenciado, na literatura, como “esquema de controle em malha fechada” (HARNEFORS *et al.*, 2013; SHARIFABADI *et al.*, 2016), esse estudo se propôs a realizar o controle indireto das correntes circulantes  $i_{circk}$  a partir da regulação das tensões sobre as capacitâncias equivalentes do braço superior ( $v_{C_{uk}}^\Sigma$ ) e inferior ( $v_{C_{lk}}^\Sigma$ ).

### 4.1 DINÂMICAS DE ENERGIA DO MMC

Nesse contexto, com o propósito de embasar as análises referentes ao controle indireto da supressão das correntes circulantes, os vínculos matemáticos delineados por Antonopoulos, Angquist e Nee (2009) serão apresentados, os quais descrevem as dinâmicas energéticas inerentes ao MMC. Mais uma vez, a dependência do tempo  $t$  será omitida. Assim, partindo-se da premissa de que as tensões nos capacitores estão perfeitamente equilibradas, a energia total armazenada nos braços superior e inferior de uma perna do conversor é dada, respectivamente, por:

$$w_{C_{uk}} = \frac{1}{2}C_{eq}(v_{C_{uk}}^\Sigma)^2, \quad (4.1)$$

$$w_{C_{\ell k}} = \frac{1}{2}C_{eq}(v_{C_{\ell k}}^\Sigma)^2. \quad (4.2)$$

Considerando os sentidos dos sinais indicados na Figura 13, também é conveniente definir:

$$v_{C_k}^\Sigma = v_{C_{uk}}^\Sigma + v_{C_{\ell k}}^\Sigma, \quad (4.3)$$

$$v_{C_k}^\Delta = v_{C_{uk}}^\Sigma - v_{C_{\ell k}}^\Sigma, \quad (4.4)$$

onde  $v_{C_k}^\Sigma$  e  $v_{C_k}^\Delta$  são as tensões resultantes da soma e da diferença entre o somatório das tensões dos capacitores do polo positivo e negativo, respectivamente.

Similarmente, o mesmo raciocínio pode ser aplicado para as energias:

$$w_{C_k}^\Sigma = w_{C_{uk}} + w_{C_{\ell k}} = \frac{1}{2}C_{eq} [(v_{C_{uk}}^\Sigma)^2 + (v_{C_{\ell k}}^\Sigma)^2] \quad (4.5)$$

$$w_{C_k}^\Delta = w_{C_{uk}} - w_{C_{\ell k}} = \frac{1}{2}C_{eq} [(v_{C_{uk}}^\Sigma)^2 - (v_{C_{\ell k}}^\Sigma)^2] \quad (4.6)$$

onde  $w_{C_k}^\Sigma$  é a energia armazenada em uma perna  $k$  e  $w_{C_k}^\Delta$  é a diferença de energia entre os braços de uma fase  $k$ .

Quanto a essas variáveis, Sharifabadi *et al.* (2016) mostraram que  $w_{C_k}^\Sigma$  possui uma oscilação com o dobro da frequência fundamental ( $2\omega$ ), enquanto que  $w_{C_k}^\Delta$  oscila na frequência fundamental  $\omega$ .

Com base nessas definições, como a potência é a taxa de variação da quantidade de energia cedida ou fornecida por um sistema durante um intervalo de tempo, as dinâmicas energéticas de um braço da fase  $k$  podem ser avaliadas através do produto entre a corrente e a tensão de saída da associação dos SM do respectivo braço. Desse modo, encontram-se:

$$p_{uk} = \frac{dw_{C_{uk}}}{dt} = v_{uk}i_{uk}, \quad (4.7)$$

$$p_{\ell k} = \frac{dw_{C_{\ell k}}}{dt} = v_{\ell k}i_{\ell k}, \quad (4.8)$$

onde  $p_{uk}$  é a potência instantânea do polo positivo e  $p_{\ell k}$  é a potência instantânea do polo negativo.

Analogamente, a soma e a diferença dessas equações podem ser efetuadas:

$$p_k^\Sigma = \frac{dw_{C_k}^\Sigma}{dt} = p_{uk} + p_{\ell k} = v_{uk}i_{uk} + v_{\ell k}i_{\ell k}, \quad (4.9)$$

$$p_k^\Delta = \frac{dw_{C_k}^\Delta}{dt} = p_{uk} - p_{\ell k} = v_{uk}i_{uk} - v_{\ell k}i_{\ell k}, \quad (4.10)$$

onde  $p_k^\Sigma$  e  $p_k^\Delta$  representam, respectivamente, a potência instantânea em uma perna  $k$  e a diferença entre as potências do braço superior e inferior de uma fase  $k$ .

Ao realizar as substituições de (2.37), (2.38), (3.24) e (3.25) em (4.9) e (4.10), as potências  $p_{uk}$  e  $p_{lk}$  podem ser reescritas como:

$$p_{uk} = \left( \frac{V_{cc}}{2} - v_{tk} - v_{circk} \right) \left( \frac{i_k}{2} + i_{circk} \right), \quad (4.11)$$

$$p_{lk} = \left( \frac{V_{cc}}{2} + v_{tk} - v_{circk} \right) \left( -\frac{i_k}{2} + i_{circk} \right). \quad (4.12)$$

Dessa maneira, as equações dinâmicas de energia do MMC são obtidas através do cálculo das potências  $p_k^\Sigma$  e  $p_k^\Delta$  transcritas em função das correntes circulantes e da rede, além da tensão do barramento, tensão circulante e tensão terminal. Isto é:

$$p_k^\Sigma = \frac{dw_{Ck}^\Sigma}{dt} = (V_{cc} - 2v_{circk}) i_{circk} - v_{tk} i_k, \quad (4.13)$$

$$p_k^\Delta = \frac{dw_{Ck}^\Delta}{dt} = -2v_{tk} i_{circk} + \left( \frac{V_{cc}}{2} - v_{circk} \right) i_k. \quad (4.14)$$

## 4.2 REPRESENTAÇÃO DO MMC BASEADA EM ENERGIA

A representação do MMC baseada em energia é dividida em dois subsistemas: um para as correntes circulantes e da rede ( $i_{circk}, i_k$ ) e outro para a energia armazenada nos capacitores em sua representação de modo comum e modo diferencial ( $w_{Ck}^\Sigma, w_{Ck}^\Delta$ ). Esse modelo, segundo Diaz (2015), é baseado na premissa geral de que as dinâmicas bilineares entre os índices de inserção ( $n_{uk}, n_{lk}$ ) e o somatório das tensões dos capacitores do braço superior e inferior ( $v_{C_{uk}}^\Sigma, v_{C_{lk}}^\Sigma$ ) não são consideradas. Isso implica em assumir que a ação de controle é gerada diretamente por  $v_{circk}$  e  $v_{tk}$ , ignorando, assim, seu comportamento não linear. Consequentemente, um sistema simplificado é derivado, conforme proposto em Antonopoulos, Angquist e Nee (2009) e anteriormente relatado durante o desenvolvimento do modelo médio.

Com isso, tendo em mente (3.13) e (3.15), as correntes internas e terminais do conversor podem ser representadas matricialmente da seguinte forma:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{circk} \\ i_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{circk} \\ i_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{circk}}{L} \\ \frac{v_{tk} - v_{sk}}{L_{eq}} \end{bmatrix}. \quad (4.15)$$

Devido ao fato das dinâmicas não lineares contidas nas variáveis de controle  $v_{circk}$  e  $v_{tk}$  terem sido negligenciadas, este primeiro subsistema se apresenta como linear e pode ser controlado independentemente da energia armazenada nos braços do MMC.

O segundo subsistema caracteriza as energias armazenadas nos capacitores do conversor. Sua representação matricial, indicada em (4.16), é encontrada rearranjando (4.13) e (4.14).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} w_{Ck}^{\Sigma} \\ w_{Ck}^{\Delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{cc} - 2v_{circk} & -v_{tk} \\ -2v_{tk} & \frac{V_{cc}}{2} - v_{circk} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{circk} \\ i_k \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

De (4.16), é possível verificar que a regulação da energia armazenada nos diversos capacitores que compõem o MMC, sob as aproximações mencionadas, pode ser realizada por meio do controle das correntes. Além disso, levando em consideração que essas correntes podem ser controladas de maneira independente das energias, conforme sugere (4.15), a ideia de se implementar uma estratégia de controle em cascata se mostra interessante (DIAZ, 2015). Seguindo essa lógica, deve haver uma malha de controle de corrente interna que irá regular as correntes circulantes para os respectivos valores de referência desejados. Tais parâmetros de referência devem ser gerados por uma malha externa, incumbida do controle da energia armazenada no conversor.

#### 4.3 CONSIDERAÇÕES ACERCA DO CONTROLE BASEADO EM ENERGIA

A representação do MMC baseada na energia armazenada nos capacitores dos SM é fundamental para o entendimento e análise das relações que existem entre as componentes de frequência da corrente circulante e as tensões dos capacitores. Nesse sentido, destacam-se os seguintes pontos (ANTONOPOULOS; ANGQUIST; NEE, 2009; HARNEFORS *et al.*, 2013):

- De (4.13) pode ser visto que a componente CC da corrente circulante multiplicada pela tensão  $V_{cc}$  balanceia a potência média entregue ao lado CA, dada pelo produto  $v_{tk}i_k$ . Nesta equação também são adicionadas as perdas na impedância do braço (note que, em concordância com (3.13),  $i_{circk}$  e  $v_{circk}$  têm as mesmas componentes de frequência);
- Ainda referente à (4.13), a componente contínua da corrente circulante não impacta no balanço de energia entre o braço superior e inferior, desde que não haja componentes médias em  $v_{tk}$  ou  $i_k$ . Deste modo, a parcela CC da corrente interna pode ser utilizada para controlar a média da energia total  $w_{Ck}^{\Sigma}$  (ou nível de tensão) armazenada nos capacitores em cada perna  $k$  do conversor;
- De (4.14), pode-se verificar que a componente de frequência fundamental da corrente circulante, que tem a mesma frequência da força eletromotriz  $v_{tk}$  criada no MMC, impacta na diferença das energias dos capacitores entre os braços superior e inferior em uma perna do conversor ( $w_{Ck}^{\Delta}$ ). Isso se deve ao fato de que o produto entre duas

componentes na frequência fundamental resulta em uma componente contínua e uma componente oscilando com o dobro da frequência. Essa parcela contínua resultante faz com que a média da diferença de energia possa ser alterada. Portanto, a parcela fundamental da corrente circulante pode ser usada para regular a média da diferença entre os polos positivo e negativo;

- Em se tratando do segundo produto presente em (4.14), como geralmente as amplitudes da tensão de saída  $v_{tk}$  são altas e os valores de indutância e resistência do braço são razoavelmente pequenos, o resultado desta multiplicação é menor do que o discutido no item anterior. Deste modo, nesta abordagem, este produto tem um efeito sobre  $w_{Ck}^{\Delta}$  que pode ser ignorado, permitindo a conclusão de que  $p_k^{\Delta} \approx -2v_{tk}i_{circk}$ .

A partir dessas considerações, estratégias voltadas ao controle da tensão circulante (e, indiretamente, da corrente interna) podem ser concebidas com base no controle da média de energia da perna (soma das energias armazenadas nos braços) e no controle da média da diferença de energia entre os braços, também denominados balanceamento horizontal e vertical de energia, respectivamente (MÜNCH *et al.*, 2010).

#### 4.4 ESTADO DA ARTE DOS ESQUEMAS DE CONTROLE BASEADO EM ENERGIA

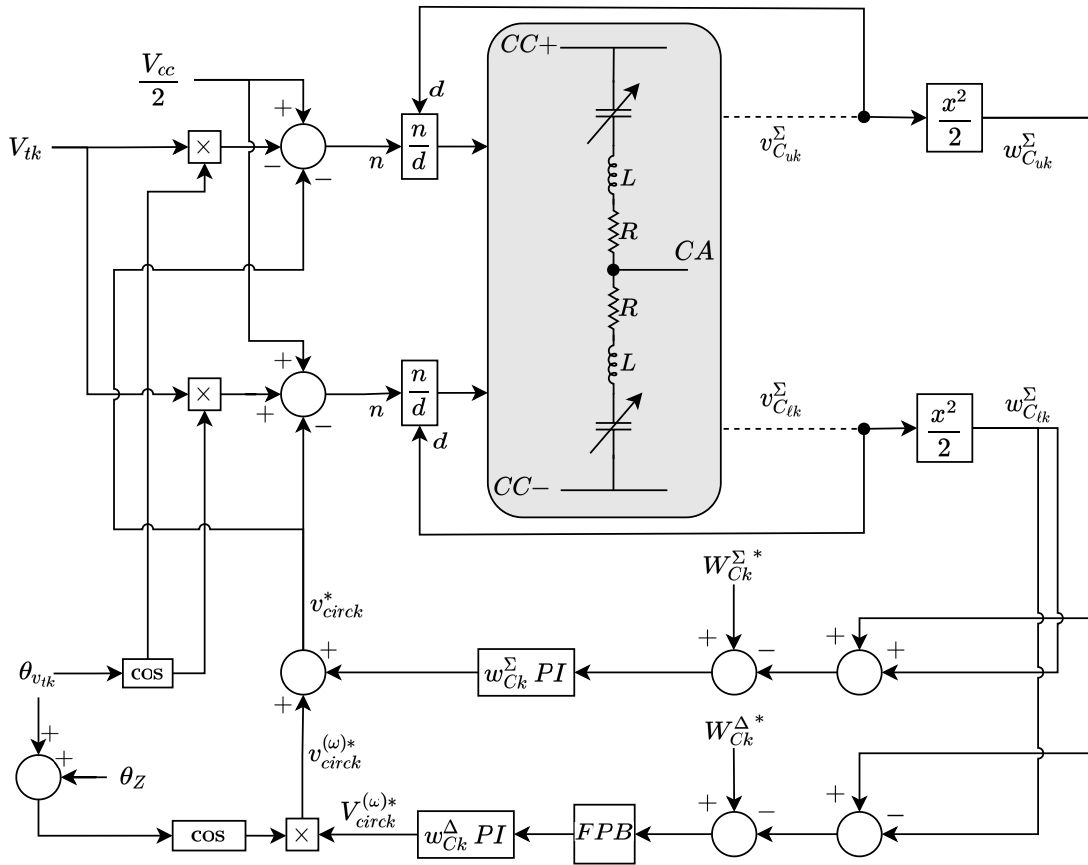
O estudo desenvolvido em (ANTONOPOULOS; ANGQUIST; NEE, 2009) foi o pioneiro acerca do EBC, conforme mencionado anteriormente. Na ocasião, os autores propuseram um esquema de controle em malha fechada para o MMC capaz de regular, de maneira independente, a energia armazenada em cada braço. A Figura 19 mostra o esquemático desenvolvido pelos autores.

Nessa estratégia, a energia armazenada em uma perna  $k$  ( $w_{Ck}^{\Sigma}$ ) pode ser regulada por meio do controle indireto da componente contínua da corrente interna. Nesse sentido, uma vez que a corrente circulante têm relação com a tensão de desbalanceo e com a impedância do braço, uma parcela CC de  $v_{circk}$  será suficiente para manter a energia da perna no valor desejado. Portanto, a regulação da soma da energia dos braços pode ser baseada em um simples controlador PI, que irá processar o erro proveniente da diferença entre o sinal de referência e a energia calculada através da medição das tensões dos capacitores.

O cálculo da energia armazenada em uma perna é expresso por (4.5), sendo reescrito em (4.17) por conveniência. Geralmente, o valor de referência é especificado para ser igual à soma da energia nos braços superior e inferior quando ambos estão carregados com uma tensão igual à do barramento CC, conforme indica (4.18).

$$w_{Ck}^{\Sigma} = \frac{1}{2}C_{eq}(v_{C_{uk}}^{\Sigma})^2 + \frac{1}{2}C_{eq}(v_{C_{lk}}^{\Sigma})^2 \quad (4.17)$$

Figura 19 – Esquema de controle da energia em malha fechada.



Fonte: Adaptado de Antonopoulos, Angquist e Nee (2009).

$$W_{Ck}^{\Sigma *} = C_{eq} V_{cc}^2 \quad (4.18)$$

Em se tratando da diferença de energia entre os braços, como o objetivo é manter o equilíbrio energético entre os polos, o valor de referência  $W_{Ck}^{\Delta *}$  deve ser nulo. No entanto,  $w_{Ck}^{\Delta}$ , calculada a partir das tensões medidas, apresenta uma componente fundamental significativa. Nesse sentido, a diferença de energia deve ser filtrada, seja por meio de um filtro passa-baixas (FPB) com grande constante de tempo, ou através de um filtro *notch*, ou qualquer outro tipo de filtro com janela deslizante, a fim de que sua parcela CC seja extraída e utilizada no balanço médio de energia entre os braços de uma perna.

Como a componente de frequência fundamental na corrente interna é necessária para a correção do desbalanço de energia entre os braços, é crucial que a tensão  $v_{circ}$  também tenha uma componente na mesma frequência e esteja sincronizada com a tensão de saída. Nesta configuração, se um único circuito de retroalimentação é utilizado para gerar a tensão circulante, o controlador também deverá compensar o ângulo de impedância do filtro do braço indicado em (4.19). Com isso, o controle da diferença de energia pode ser definido em duas etapas, onde, primeiramente, a amplitude da tensão de desbalanço na



frequência fundamental  $\omega$  ( $V_{circ}^{(\omega)}$ ) é obtida como saída do controlador PI e, posteriormente, essa variável é modulada em função da frequência da rede somada ao ângulo da impedância do braço, conforme (4.20).

$$\theta_Z = \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right) \quad (4.19)$$

$$v_{circ}^{(\omega)*}(t) = V_{circ}^{(\omega)*}(t) \cos(\theta_{v_{tk}} + \theta_Z) \quad (4.20)$$

A análise da Figura 19 também permite concluir que este esquema não realiza um controle com realimentação de correntes circulantes como faz para as energias, o que o classifica como um método indireto de supressão das correntes internas. Além disso, verifica-se que a modulação compensada é a utilizada neste caso, devido a divisão das tensões de referência dos braços por  $v_{C_{uk}}^\Sigma$  e  $v_{C_{lk}}^\Sigma$ .

Outra técnica de controle baseada em energia é a proposta por Angquist *et al.* (2011), onde suas primeiras definições foram apresentadas em (ÄNGQUIST *et al.*, 2010). Esta estratégia é conhecida na literatura como “controle em malha aberta”. Em sua concepção, o MMC pode ser controlado com base na estimação, em malha aberta, da energia do braço, ao invés de utilizar o somatório das tensões medidas nos capacitores. A Figura 20 ilustra o diagrama esquemático dessa técnica. Ressalta-se que, embora seja dispensável a medição das tensões sobre todos os capacitores, tais medições ainda são necessárias para o balanceamento das tensões CC dos submódulos.

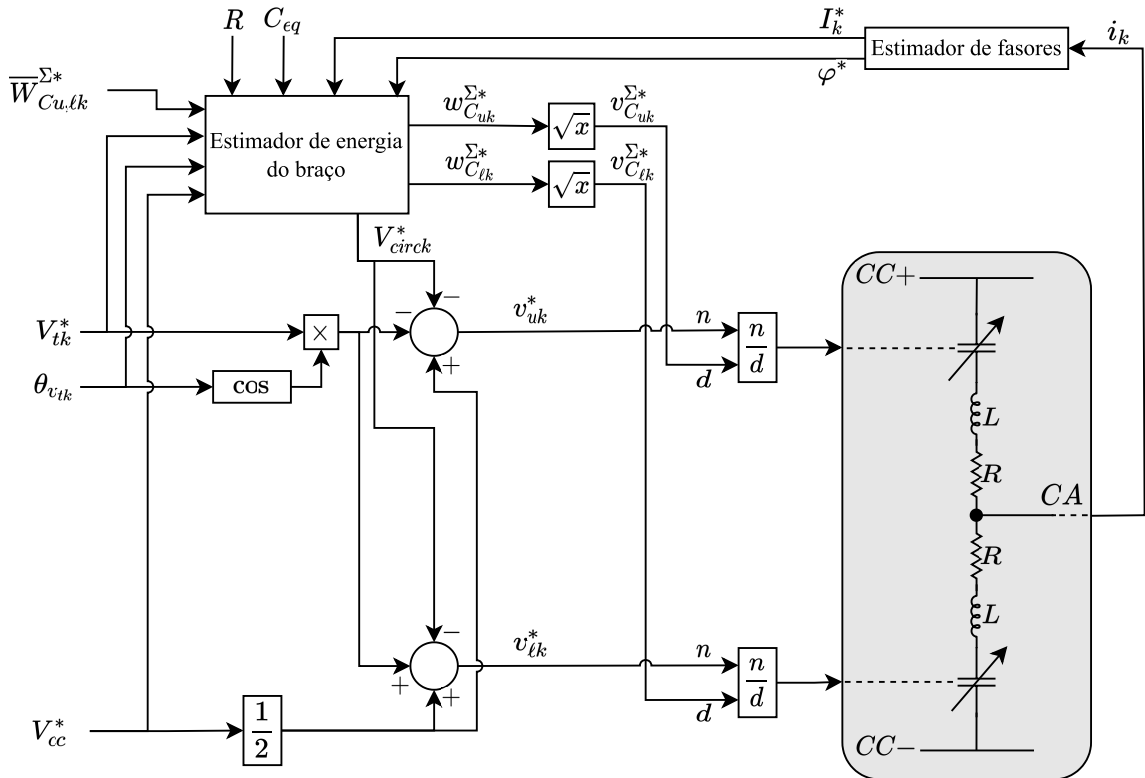
Essa estratégia de controle também realiza a compensação das não linearidades na etapa de geração dos índices de modulação. Entretanto, ao invés de usar os valores de tensão advindos da medição, esses são estimados em estado estacionário, indicados na Figura 20 por  $v_{C_{uk}}^{\Sigma*}$  e  $v_{C_{lk}}^{\Sigma*}$ . Estes valores devem estar em conformidade com as correntes circulantes do MMC e as correntes da rede ( $i_{circ}^*$ ,  $i_k^*$ ), que também precisam ser estimadas. As informações, em regime estacionário, destas correntes são inseridas nas equações dos índices de inserção por meio de suas respectivas tensões  $v_{circ}^*$  e  $v_{tk}^*$ , bem como das estimativas do somatório das tensões dos capacitores dos braços superior e inferior, resultando em:

$$n_{uk}^* = \frac{V_{cc} - v_{tk}^* - v_{circ}^*}{v_{C_{uk}}^{\Sigma*}} \quad (4.21)$$

$$n_{lk}^* = \frac{V_{cc} + v_{tk}^* - v_{circ}^*}{v_{C_{lk}}^{\Sigma*}} \quad (4.22)$$

Com esses índices aplicados à estratégia de modulação do conversor, as variáveis de estado  $x = [i_k, i_{circ}, v_{C_{uk}}^\Sigma, v_{C_{lk}}^\Sigma]$  irão convergir para seu ponto de equilíbrio estimado ( $x \rightarrow \hat{x}^*$ ) sem a necessidade de qualquer malha de realimentação de tensão ou corrente,

Figura 20 – Esquema de controle da energia em malha aberta.



Fonte: Adaptado de Angquist *et al.* (2011).

o que fundamenta a designação “controle em malha aberta” (DIAZ, 2015). A razão dessa propriedade “autoestabilizadora”, isto é, de  $x$  convergir para  $\hat{x}^*$ , foi comprovada em (ANTONOPOULOS *et al.*, 2013), pela mesma equipe de pesquisa, por meio do critério de estabilidade de Lyapunov.

O cálculo das oscilações de energia nos capacitores em estado estacionário é o ponto de partida para o método de estimação. As entradas dessas equações são a corrente estimada da rede  $i_k^*$ , tensão  $v_{tk}^*$ , assim como a corrente interna estimada  $i_{circ}^*$  e a tensão de desbalanceamento  $v_{circ}^*$ . As variáveis referentes à rede podem ser facilmente obtidas a partir de valores desejados de potência ativa e potência reativa transferidas entre os lados CC e CA, conforme visto na Seção 3.3. As correntes circulantes podem ser computadas por meio da equação do balanço de potência do MMC. Além disso, essas serão constantemente controladas, pois a soma da potência ativa instantânea em cada fase resultará em um valor constante, conforme:

$$i_{circ}^* = \frac{P_{cc}^*}{3V_{cc}} \approx \frac{\sum_{k \in \{a,b,c\}} v_{tk}^* i_k^*}{3V_{cc}} \approx \frac{I_{cc}}{3}. \quad (4.23)$$

Note que, como  $i_{circ}^*$  é assumida constante, e tendo em mente (3.13),  $v_{circ}^*$  resulta no produto de duas variáveis contínuas ( $R$  e  $i_{circ}^*$ ). Com isso, por se tratar de um valor

CC, a tensão de desbalanço é representada na Figura 20 por  $V_{circ}^*$ .

Por fim, o somatório das tensões dos capacitores no braço superior e inferior são calculados através de (4.24) e (4.25), a partir das energias estimadas, cujos detalhes são omitidos neste presente trabalho.

$$w_{C_{uk}}^{\Sigma^*} = \frac{1}{2}C_{eq} \left(v_{C_{uk}}^{\Sigma^*}\right)^2 \rightarrow v_{C_{uk}}^{\Sigma^*} = \sqrt{2\frac{w_{C_{uk}}^{\Sigma^*}}{C_{eq}}} \quad (4.24)$$

$$w_{C_{lk}}^{\Sigma^*} = \frac{1}{2}C_{eq} \left(v_{C_{lk}}^{\Sigma^*}\right)^2 \rightarrow v_{C_{lk}}^{\Sigma^*} = \sqrt{2\frac{w_{C_{lk}}^{\Sigma^*}}{C_{eq}}} \quad (4.25)$$

No geral, esse método apresenta uma simplicidade de implementação e baixo custo computacional, uma vez que é baseado na estimação do ponto de equilíbrio e não requer medições das tensões durante a regulação. Além disso, como os cálculos são realizados em coordenadas naturais  $abc$ , cada variável pode ser controlada de maneira independente por fase e braço. No entanto, essa técnica é dependente do modelo, o que implica que qualquer mudança nos parâmetros do sistema resultará em erro e em um ponto de equilíbrio diferente em estado estacionário. Outra questão é que qualquer método equivalente ao feito em (4.23) para determinar a corrente interna recorre a certas aproximações, tal como ignorar as perdas e/ou flutuações dentro do conversor (DIAZ, 2015).

Em se tratando desses dois esquemas de EBC relatados, Siemaszko *et al.* (2010) realizaram um estudo comparativo entre ambos. Na ocasião, os autores sugeriram o controle em malha aberta como mais indicado, sobretudo em aplicações em alta tensão que necessitam de um maior número de submódulos. Outro trabalho comparativo é o proposto por Harnefors *et al.* (2013), onde análises dinâmicas do MMC são desenvolvidas. Nessa pesquisa, os autores afirmaram que, enquanto o esquema em malha fechada requer duas malhas de controle de tensão adicionais para garantir estabilidade assintótica, o esquema em malha aberta estabiliza, de modo inerente, as dinâmicas internas.

Segundo Diaz (2015), o controle em malha aberta continua sendo uma das estratégias mais atrativas para o controle baseado em energia, sobretudo devido à sua simplicidade. No entanto, a fim de garantir robustez em relação a quaisquer perturbações, erros no processo de estimação do ponto de equilíbrio e incertezas de parâmetros, ainda há um forte interesse em se fechar a malha (DEBNATH *et al.*, 2015). Logo, a retroalimentação para correntes e tensões pode ser uma característica bastante útil. Além disso, e não menos importante, o tempo de resposta em sistemas de malha aberta é determinado pelas constantes de tempo naturais do sistema. Por outro lado, com a realimentação, o desempenho dinâmico pode ser alterado por meio da ação do controle em malha fechada.

Um terceiro esquema de controle baseado em energia para o MMC trifásico, igualmente relevante e desenvolvido na mesma época que os outros dois, é o proposto por Bergna *et al.* (2013). Em resumo, os autores apresentaram a regulação da energia no

conversor através do controle das componentes de sequência positiva, negativa e zero da corrente interna em coordenadas  $dq0$ . Para isso, dois sistemas de referência rotativos são utilizados: um sincronizado com frequência fundamental da rede elétrica e outro girando com o dobro da frequência fundamental. Deste modo, as componentes  $d$  e  $q$  da corrente circulante de sequência negativa com o dobro da frequência são usadas para eliminar as oscilações da energia da perna, reduzindo, de modo significativo, as oscilações das tensões dos capacitores, enquanto que as componentes de sequência zero são empregadas para regular a energia total armazenada em uma determinada referência. Concomitantemente, as componentes  $d$  e  $q$  de sequência positiva na frequência fundamental da corrente interna são aplicadas para suprimir a diferença de energia média entre os braços superior e inferior do conversor. Nesse cenário, com o intuito de desacoplar as componentes de corrente, o circuito PLL no sistema de coordenadas síncrono duplo e desacoplado (do inglês, *Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL*) (DDSRF-PLL) é utilizado.

De acordo com os autores, uma vantagem desse método é que o controle de várias componentes de frequência da corrente interna pode ser implementado no SRF apropriado. Entretanto, apoiando-se no estudo de Diaz (2015), a principal desvantagem é a sua complexidade. Uma vez que a técnica é realizada nas coordenadas síncronas, várias transformações de referencial são necessárias nas diferentes frequências do conversor, as quais, por sua vez, estão naturalmente acopladas. Um segundo inconveniente ao se utilizar o sistema síncrono é a incapacidade de controlar, de maneira independente, os valores médios da energia da perna e da diferença de energia dos braços por fase. Em vez disso, somente as componentes de sequência zero podem ser reguladas, isto é, apenas a combinação dos valores de fase pode ser controlada e não os valores individualmente. Ressalta-se que este problema não é significativo em conversores VSC trifásicos clássicos, pois, geralmente, as correntes em cada fase não possuem componentes CC. Todavia, as variáveis de energia e correntes circulantes no MMC apresentam componentes contínuas por perna que exercem um papel importante nos relacionamentos, conforme visto na Seção 4.3. Logo, é relevante regular essas componentes de forma independente.

Portanto, considerando os métodos mencionados e os comentários acerca de suas vantagens e desvantagens, um esquema de controle ideal pode ser pensado. Dentre as características desejáveis desse esquemático, podem-se citar a regulação das variáveis de maneira independente por fase e a contemplação de malhas realimentadas para cada variável de estado envolvida, com objetivo de assegurar a robustez do sistema. Somado a tudo isso, é relevante este esquema apresentar uma implementação simplificada.

Nesse contexto, algumas estratégias de controle baseadas em energia presentes na literatura incorporam partes dessas características. Em (SAMIMI *et al.*, 2015) é realizada uma visão geral das diferentes soluções para o controle do MMC. O esquema desenvolvido pelos autores se apoia nos conceitos fundamentados pelo método de controle em malha fechada. Com base nessa técnica, outras pesquisas foram conduzidas. Gruson *et al.* (2015)

investigam o impacto do algoritmo em termos das perdas elétricas e formas de ondas das variáveis envolvidas. Samimi *et al.* (2016) apresentam uma proposição que estabelece a ligação entre o nível da tensão do barramento CC e a energia armazenada no conversor, com o objetivo de aprimorar o comportamento dinâmico do sistema em transitórios.

No entanto, essas pesquisas, no geral, focam no controle da energia da perna e não enfatizam o desbalanço de energia entre os braços. Nesse sentido, autores em comum nestes artigos propuseram, em (SHINODA *et al.*, 2016), diferentes estruturas de controle que possibilitam regular as diferenças energéticas entre os polos, sem ter qualquer interação com a rede CC e CA. Com isso, em posse de um algoritmo desenvolvido para a regulação da energia modo comum ( $w_{Ck}^{\Sigma}$ ) e outro para a regulação do modo diferencial ( $w_{Ck}^{\Delta}$ ), um controle energético completo do conversor é obtido. A combinação desses algoritmos em um único esquema é realizada em (ZHANG *et al.*, 2021).

Outro trabalho com uma abordagem muito próxima ao de Zhang *et al.* (2021) é o elaborado por Utvic e Dujic (2020). Nesse artigo, os autores propuseram um método de controle da energia do conversor válido tanto para condições da rede equilibrada quanto para desequilibrada. No contexto de redes desequilibradas, outras pesquisas, como de Jung *et al.* (2015), Schroeder *et al.* (2017), Leon e Amodeo (2017), também apresentam o controle baseado em energia do MMC. No entanto, enquanto esses realizam a decomposição de variáveis de controle em componentes de sequência positiva, negativa e zero, a metodologia proposta em (UTVIC; DUJIC, 2020) é mais simples, com características mais próximas às desejadas.

Embora a aplicação em (ZHANG *et al.*, 2021) seja voltada para redes balanceadas, a estrutura de controle é semelhante à concebida em (UTVIC; DUJIC, 2020) na ausência de desbalanço da rede. Com isso, considerando o estado da arte realizado, esses dois estudos serão tomados como base para o delineamento do esquema de controle baseado em energia a ser empregado nas simulações. Para este fim, a seção subsequente detalhará o método de EBC utilizado.

#### 4.5 CONTROLE BASEADO EM ENERGIA EMPREGADO

Zhang *et al.* (2021) realizaram o controle das quatro variáveis de estado do conversor ( $v_{C_{uk}}^{\Sigma}$ ,  $v_{C_{\ell k}}^{\Sigma}$ ,  $i_{circ k}$  e  $i_k$ ) por fase. A estrutura final concebida é uma composição de partes desenvolvidas em estudos prévios, que, em sua maioria, têm como ponto de partida as relações das dinâmicas de energia detalhadas na Seção 4.1 e culminam nas considerações discutidas na Seção 4.3. Com base nessas discussões, a presente seção apresentará o balanceamento horizontal de energia, seguido do balanceamento vertical.

#### 4.5.1 Controle da energia da perna

Conforme visto, as relações energéticas resultam, matematicamente, em (4.13) e (4.14). A fim de analisar, neste ponto, apenas a potência instantânea da perna, (4.13) é reescrita a seguir por conveniência:

$$p_k^\Sigma = \frac{dw_{Ck}^\Sigma}{dt} = (V_{cc} - 2v_{circk}) i_{circk} - v_{tk} i_k \quad (4.26)$$

Negligenciando as perdas no filtro indutivo do braço em (4.26), a derivada temporal da energia na perna e as potências das redes CC e CA têm o seguinte relacionamento em qualquer instante de tempo (SAMIMI *et al.*, 2016):

$$p_k^\Sigma = \frac{dw_{Ck}^\Sigma}{dt} \approx p_{cc_k} - p_{ca_k} = V_{cc} i_{circk} - p_{ca_k} , \quad (4.27)$$

onde  $p_{cc_k}$  e  $p_{ca_k}$  são, respectivamente, a potência nos lados CC e CA de uma fase  $k$ .

Consoante com as considerações, durante um período da rede, a variação da energia média da perna é determinada apenas pela componente contínua da corrente circulante. Deste modo, tem-se:

$$\frac{d\bar{w}_{Ck}^\Sigma}{dt} \approx V_{cc} i_{circk}^{cc} - \frac{1}{3} p_{ca} , \quad (4.28)$$

onde  $i_{circk}^{cc}$  denota, deste ponto em diante, a componente CC da corrente interna da fase  $k$  e  $p_{ca}$  é a potência CA total das três fases.

Nesse cenário, faz-se valer a aproximação  $p_{ca} \approx p_{ca}^*$ . Com isso, a potência ativa de referência, empregada na regulação das correntes terminais do conversor, é estabelecida como distúrbio neste caso. Com isso:

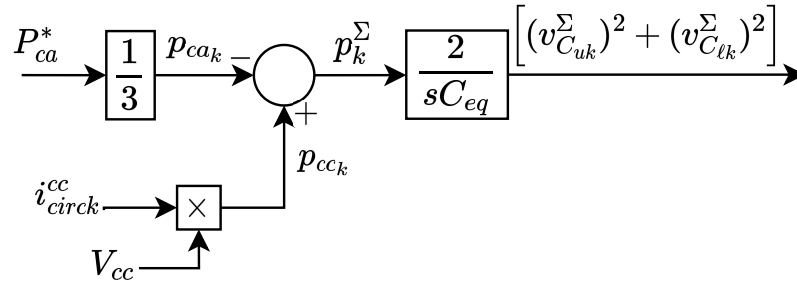
$$\frac{d\bar{w}_{Ck}^\Sigma}{dt} \approx V_{cc} i_{circk}^{cc} - \frac{1}{3} p_{ca}^* . \quad (4.29)$$

Em razão de (4.5), a expressão (4.29) pode ser representada pelo diagrama de blocos ilustrado na Figura 21.

Em se tratando do controle, Samimi *et al.* (2015) destacam que a energia pode ser regulada por meio da parcela média da corrente circulante ou através da corrente da rede. Para o presente estudo, a energia da perna será controlada por meio de  $i_{circk}^{cc}$ . Essa escolha é respaldada pela predominância da adoção desse enfoque na maioria das pesquisas relacionadas. Deste modo, como o conversor é trifásico a três fios, três malhas distintas são aplicadas com o propósito de determinar três referências correspondentes a cada parcela contínua das correntes circulantes.

A Figura 22 mostra a estrutura de controle da energia da perna empregada. Ela é baseada em (4.29). Como a  $w_{Ck}^\Sigma$  oscila com o dobro da frequência, um filtro *notch* de

Figura 21 – Diagrama de blocos para as relações dinâmicas de energia na perna do MMC.



Fonte: Adaptado de Samimi *et al.* (2015).

segunda ordem, sintonizado para a frequência de  $2\omega$ , é utilizado para eliminar as parcelas oscilantes da energia calculada em cada fase do MMC. A função de transferência desse filtro é dada por:

$$F_{notch}(s) = \frac{s^2 + \omega_o^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_o}{Q}\right)s + \omega_o^2}, \quad (4.30)$$

onde  $\omega_o = 2\omega$  é a frequência de ressonância e  $Q$  é o fator de qualidade do filtro.

Após a extração da parcela oscilante, o erro entre o valor de referência da energia da perna  $W_{C_k}^{\Sigma*}$  e o valor médio da energia da perna  $\bar{w}_{C_k}^{\Sigma}$  é processado através de um controlador PI, indicado pelo bloco  $C_{\Sigma}(s)$ , cuja saída é a potência CC de referência  $P_{cc_k}^*$ . Em sequência, o valor de  $P_{ca}^*/3$  é adicionado ao sinal  $P_{cc_k}^*$  como uma malha de compensação *feed-forward*. O resultado da soma é normalizado por  $V_{cc}$ . Após a normalização, tem-se a componente contínua de referência da corrente circulante. Finalmente, o erro entre  $i_{circk}^{cc*}$  e a corrente circulante na perna  $k$  do MMC alimenta um segundo controlador PI, colocado dentro do retângulo com o escrito “Malha de controle da corrente circulante”, cuja saída  $v_{circk}^*$  regula  $i_{circk}^{cc}$ .

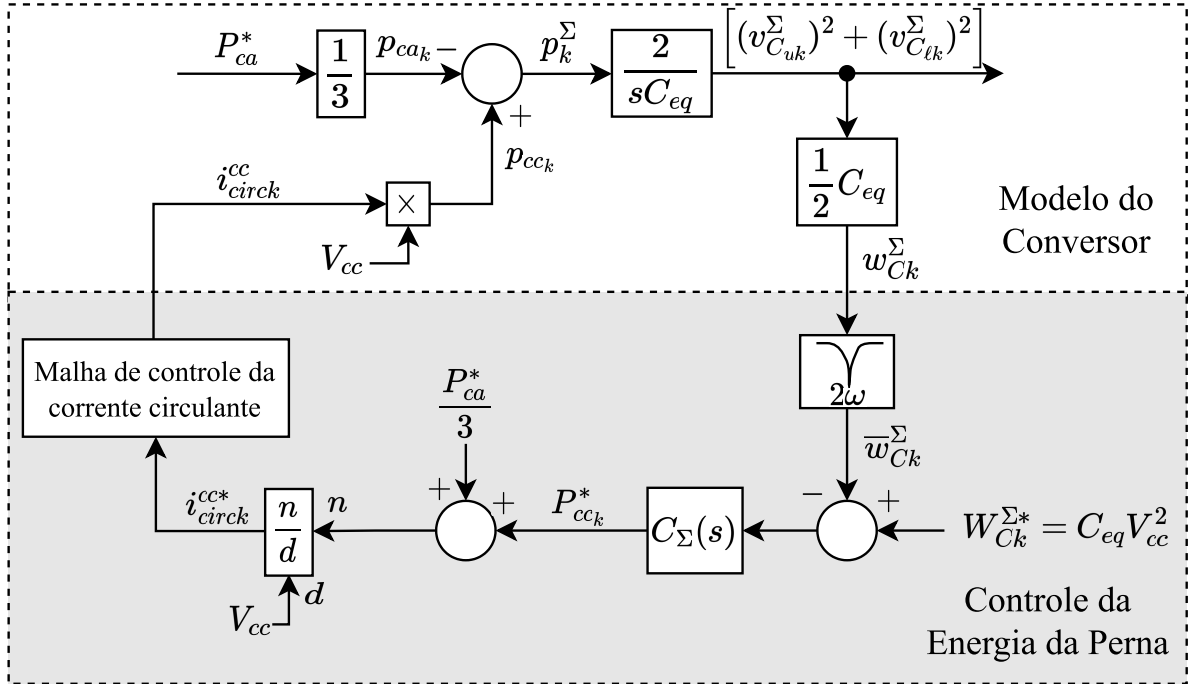
A Figura 23 apresenta o diagrama de blocos dessa malha interna, resultante de (3.13) no domínio da frequência  $s$ . O controlador PI é indicado pelo bloco  $C_{ebc}(s)$ .

A malha da Figura 23 é similar à obtida na estratégia CCSC no SRF e anteriormente ilustrada na Figura 17. Apesar das técnicas serem diferentes, ambas são baseadas na mesma equação. Deste modo, os ganhos do controlador  $C_{ebc}(s)$  podem ser calculados de forma análoga ao que foi realizado na Subseção 3.4.1.

Portanto, adotando o projeto baseado na alocação de polos da função de transferência de malha fechada, obtém-se, inicialmente:

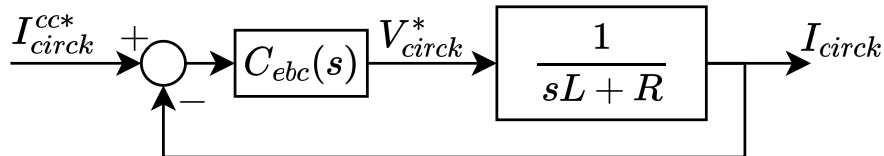
$$CL_{ebc}(s) = \frac{I_{circk}^{cc}}{I_{circk}^{cc*}}(s) = \frac{(sk_{p_{ebc}} + k_{ebc})/L}{s^2 + s\left(\frac{R + k_{p_{ebc}}}{L}\right) + \frac{k_{i_{ebc}}}{L}} \quad (4.31)$$

Figura 22 – Esquema de controle da energia da perna do conversor.



Fonte: Adaptado de Samimi *et al.* (2016).

Figura 23 – Malha de controle da corrente circulante.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

onde  $CL_{ebc}(s)$  é a função de transferência de malha fechada e  $k_{p_{ebc}}$  e  $k_{i_{ebc}}$  são os ganhos proporcional e integral do controlador  $C_{ebc}(s)$ , respectivamente.

Ao comparar os denominadores de (4.31) com os denominadores da função de transferência padrão de segunda ordem, os ganhos  $k_{p_{ebc}}$  e  $k_{i_{ebc}}$  podem ser encontrados:

$$k_{p_{ebc}} = 2\zeta_{ebc}\omega_{n_{ebc}}L - R, \quad (4.32)$$

$$k_{i_{ebc}} = \omega_{n_{ebc}}^2 L, \quad (4.33)$$

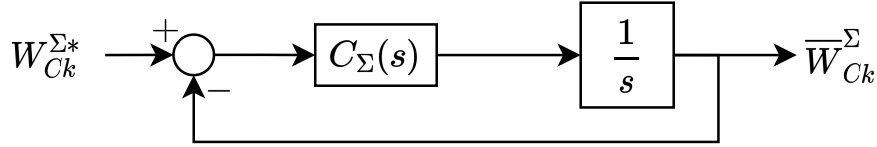
onde  $\omega_{n_{ebc}}$  e  $\zeta_{ebc}$  são a frequência natural não amortecida e o coeficiente de amortecimento do sistema em malha fechada  $CL_{ebc}(s)$ , respectivamente.

O projeto do controlador PI  $C_\Sigma(s)$  da malha externa pode ser realizado numa metodologia similar. Assumindo a existência do controle da corrente circulante que garanta



rastreamento assintótico de  $i_{circ}^{cc*}$  e considerando a compensação do distúrbio, o diagrama da Figura 22 pode ser simplificado. A Figura 24 mostra esse diagrama após a simplificação.

Figura 24 – Diagrama simplificado da malha de controle da energia da perna.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Ao adotar o projeto baseado na alocação de polos da função de transferência de malha fechada, fecha-se o laço da Figura 24 e se encontra:

$$CL_{\Sigma}(s) = \frac{\bar{W}_{Ck}^{\Sigma}}{W_{Ck}^{\Sigma*}}(s) = \frac{sk_{p\Sigma} + k_{i\Sigma}}{s^2 + sk_{p\Sigma} + k_{i\Sigma}} \quad (4.34)$$

onde  $CL_{\Sigma}(s)$  é a função de transferência de malha fechada e  $k_{p\Sigma}$  e  $k_{i\Sigma}$  são os ganhos proporcional e integral do controlador  $C_{\Sigma}(s)$ , respectivamente.

Em posse de  $CL_{\Sigma}(s)$ , os ganhos do controlador podem ser calculados a partir da comparação com a função canônica de segunda ordem, de modo que:

$$k_{p\Sigma} = 2\zeta_{\Sigma}\omega_{n\Sigma}, \quad (4.35)$$

$$k_{i\Sigma} = \omega_{n\Sigma}^2, \quad (4.36)$$

onde  $\omega_{n\Sigma}$  e  $\zeta_{\Sigma}$  são a frequência natural não amortecida e o coeficiente de amortecimento do sistema em malha fechada  $CL_{\Sigma}(s)$ , respectivamente.

Com isso, adotando a mesma referência  $W_{Ck}^{\Sigma*}$  nas três pernas, o balanceamento horizontal de energia é realizado após o projeto dos dois controladores ( $C_{\Sigma}(s)$  e  $C_{circ}(s)$ ). Quanto ao cálculo do valor de referência, segue-se o mesmo raciocínio feito no controle em malha fechada, onde esse valor é especificado para ser igual à soma da energia nos braços superior e inferior quando ambos estão carregados com uma tensão igual à do barramento CC, de modo que:

$$W_{Ck}^{\Sigma*} = C_{eq}V_{cc}^2. \quad (4.37)$$

Além disso, como a estrutura de controle da energia da perna realiza a regulação da parcela média da corrente circulante, com a implementação do balanceamento horizontal, os problemas de sobrecorrentes e oscilações mal amortecidas que podem ocorrer em regime transitórios através do uso do CCSC são solucionados.

No entanto, mesmo considerando um algoritmo de equalização que garanta o equilíbrio das tensões, toda vez que uma perturbação ocorre, como um degrau de potência

ativa, as tensões nos braços superiores apresentam desvio em relação às dos inferiores. Isso acontece porque o controlador de energia mencionado só pode regular a soma da energia nos polos positivo e negativo, mas não leva em consideração a distribuição de energia entre os braços de uma mesma perna. Sem um controle explícito, a energia dos braços superior e inferior pode atingir vários níveis e colocar em risco a operação segura do MMC (SHINODA *et al.*, 2016). Portanto, é necessário um controlador adicional que possibilite eliminar explicitamente a discrepância de energia entre os braços.

#### 4.5.2 Controle da diferença de energia entre os braços

De acordo com o que foi desenvolvido, a diferença entre as potências instantâneas do braço superior e inferior em uma fase  $k$  ( $p_k^\Delta$ ), é dada por (4.14). A fim de embasar as análises, essa expressão é reescrita a seguir por conveniência:

$$p_k^\Delta = \frac{dw_{Ck}^\Delta}{dt} = -2v_{tk}i_{circk} + \left(\frac{V_{cc}}{2} - v_{circk}\right)i_k \quad (4.38)$$

Substituindo  $v_{circk}$  em (4.38) pela sua definição dada em (3.12), tem-se:

$$p_k^\Delta = \frac{dw_{Ck}^\Delta}{dt} = -2v_{tk}i_{circk} + \left(\frac{v_{uk} + v_{lk}}{2}\right)i_k \quad (4.39)$$

Em operações normais,  $i_k$  e  $v_{tk}$  são senoidais com valor médio nulo, enquanto  $i_{circk}$  e  $(v_{uk} + v_{lk})/2$ , considerando a atuação do controle, são constantes, onde  $(v_{uk} + v_{lk}) \approx V_{cc}$ . Nessa condição, ambos os termos do lado direito de (4.39) são produtos de um valor constante e uma componente de frequência fundamental. Deste modo, a média de  $p_k^\Delta$  em um período da rede é zero. Isso significa que a diferença de energia é incontrolável.

Nesse contexto, uma possível solução é impor componentes de frequência fundamental na corrente interna, conforme anteriormente realizado em Antonopoulos, Angquist e Nee (2009). Essa decomposição permite gerar uma componente não nula sobre um período da rede em (4.39), que pode ser usada para regular a diferença de energia entre os polos. Com isso, a média da evolução da energia sobre um período é expressa por:

$$\frac{d\bar{w}_{Ck}^\Delta}{dt} \approx -2v_{tk}i_{circk}^{ca}, \quad (4.40)$$

onde  $i_{circk}^{ca}$  denota a componente fundamental da corrente interna da fase  $k$ .

Em posse de (4.40), estruturas de controle são propostas. Zhang *et al.* (2021) utilizam o mesmo esquema concebido em (SHINODA *et al.*, 2016), enquanto Utvic e Dujic (2020) aplicam outra estratégia. Entretanto, as duas resultam na mesma ideia no caso da rede ser balanceada. A primeira abordagem citada será detalhada a seguir.

Inicialmente, Zhang *et al.* (2021) assumem que  $v_{tk}$  pode ser aproximada à tensão da rede  $v_{sk}$ , pois, normalmente,  $L_{eq}$  é relativamente pequeno. Desta forma:

$$\begin{bmatrix} v_{ta} \\ v_{tb} \\ v_{tc} \end{bmatrix} \approx \sqrt{2} \begin{bmatrix} V_{sa} \cos(\omega t) \\ V_{sb} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}, \quad (4.41)$$

onde  $V_{sk}$  é o valor eficaz da tensão da rede.

Com isso, a componente de frequência fundamental da corrente circulante é definida por:

$$\begin{bmatrix} i_{circa}^{ca} \\ i_{circb}^{ca} \\ i_{circc}^{ca} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} I_{circa}^{ca} \cos(\omega t + \varphi_a) \\ I_{circb}^{ca} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_b\right) \\ I_{circc}^{ca} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_c\right) \end{bmatrix}, \quad (4.42)$$

onde  $I_{circk}^{ca}$  é o valor eficaz de  $i_{circk}^{ca}$  por fase e  $\varphi_k$  é seu respectivo ângulo de fase.

Substituindo (4.41) e (4.42) em (4.40), encontra-se a componente não nula que determina a variação da diferença de energia:

$$\frac{d\bar{w}_{Ck}^{\Delta}}{dt} \approx -2V_{sk} I_{circk}^{ca} \cos \varphi_k \quad (4.43)$$

De acordo com (4.43), a variação da diferença de energia pode ser influenciada por  $I_{circk}^{ca}$  e por  $\varphi_k$ . A seleção de  $\varphi_k$  tem uma grande flexibilidade. Nesse sentido, assume-se que esse ângulo permanece entre  $\left(-\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}\right)$ , isto é,  $\cos \varphi_k > 0$ . Além disso, por envolver, ao final, grandezas CC, um controlador PI pode ser usado em cada fase para gerar a referência para o valor eficaz da componente fundamental da corrente circulante  $I_{circk}^{ca*}$ . A Figura 25 ilustra parte desse esquema de controle.

O controlador PI  $C_{\Delta}(s)$  processa o erro resultante da comparação entre a referência da diferença de energia entre os braços ( $W_{Ck}^{\Delta*}$ ), definido como 0, e seu valor médio ( $\bar{w}_{Ck}^{\Delta}$ ), obtido por meio de um filtro *notch* sintonizado para a frequência  $\omega$ . A saída do controlador, por fase, consiste em uma potência  $P_{cc_k}^{\Delta*}$  que, ao ser dividida por  $-2V_{sk}$ , resulta em  $I_{circk}^{ca*}$ .

Em posse de  $I_{circk}^{ca*}$ , a referência da corrente circulante de frequência fundamental  $i_{circk}^{ca*}$  deve ser gerada de alguma forma. A maneira mais simples é alinhar  $\varphi_k$  com o ângulo de fase da rede, que é obtido pelo PLL. Dessa maneira:

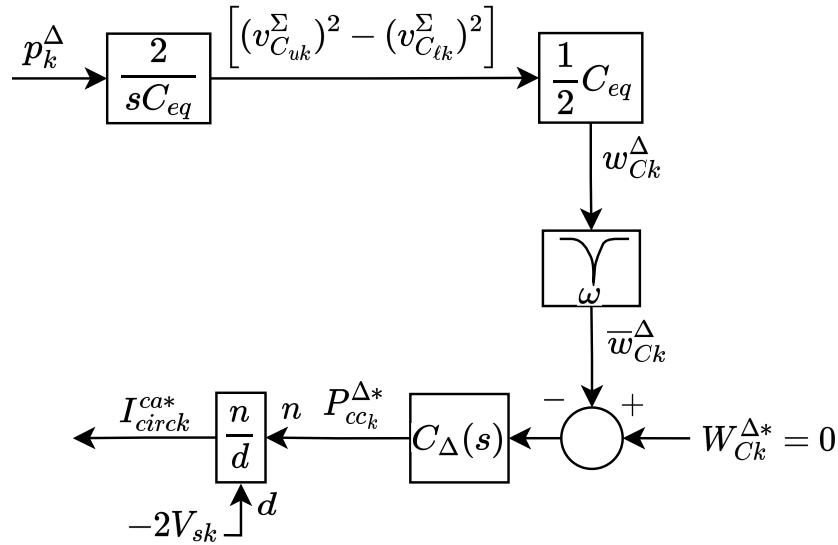
$$i_{circk}^{ca*} = \mathbf{A} I_{circk}^{ca*}, \quad (4.44)$$

onde

$$\mathbf{A} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & 0 \\ 0 & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ 0 & 0 & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}, \quad (4.45)$$

sendo  $\theta = (\omega t + \varphi_k)$ .

Figura 25 – Diagrama parcial da malha de controle da diferença de energia.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Note que o controle da diferença de energia atua de forma independente em cada perna. Uma vez que não há acoplamento entre as fases, o balanço entre elas não é garantido. Como consequência, a soma das correntes geradas ( $\sum i_{circk}^{ca*}$ ) pode ser diferente de zero, o que causa oscilações na corrente CC durante transitórios. Tais oscilações podem comprometer a estabilidade de todo o sistema. Portanto, isso deve ser evitado. Deste modo, uma matriz de transformação adicional  $\mathbf{K}$  pode ser usada para forçar o somatório ser zero (SHINODA *et al.*, 2016). Com isso:

$$i_{circk}^{ca*} = \mathbf{K} \mathbf{A} i_{circk}^{ca*}, \quad (4.46)$$

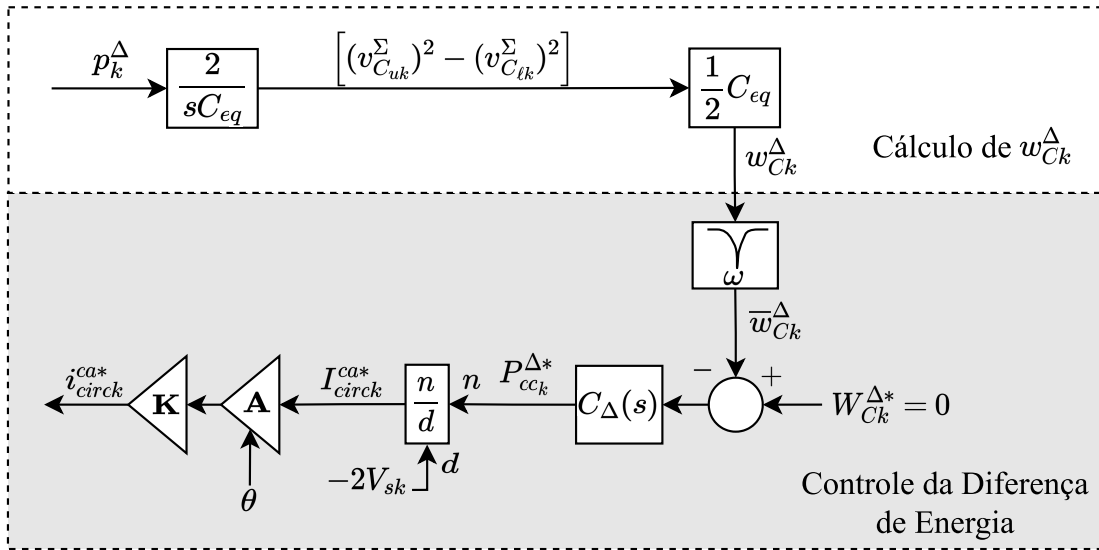
onde

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.47)$$

A Figura 26 mostra o diagrama de blocos de controle da diferença de energia entre os braços.

Essas correntes obtidas se somam às correntes circulantes CC de referência  $i_{circk}^{cc*}$ , de modo que uma nova referência é gerada para a malha ilustrada na Figura 23. A amplitude da parcela CA, em algumas aplicações, pode ser várias vezes menor quando comparada à  $I_{cc}/3$ , devido ao valor de  $L$ . Portanto, a corrente circulante consiste em uma componente contínua em regime. Assim, um controlador PI é adequado (FERREIRA; GOMIS-BELLMUNT; TEIXIDO, 2014). Logo, o restante da malha da Figura 23 é

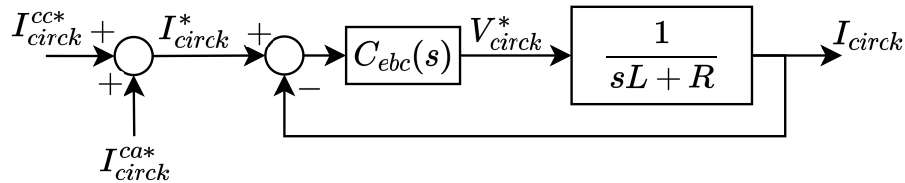
Figura 26 – Diagrama de blocos para geração de  $i_{circk}^{ca*}$ .



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

mantido, conforme mostrado na Figura 27. Dessa maneira, a parcela CA utilizada na referência atua transitoriamente regulando a diferença de energia entre os braços.

Figura 27 – Malha de controle da corrente circulante após balanceamento horizontal e vertical de energia.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Em se tratando do projeto do controlador PI  $C_{\Delta}(s)$  da Figura 26, segue-se a mesma ideia aplicada para a obtenção dos ganhos do controlador  $C_{\Sigma}(s)$  em (4.34), pois as malhas são análogas. Logo, os ganhos do controlador podem ser calculados da seguinte forma:

$$k_{p_{\Delta}} = 2\zeta_{\Delta}\omega_{n_{\Delta}}, \quad (4.48)$$

$$k_{i_{\Delta}} = \omega_{n_{\Delta}}^2, \quad (4.49)$$

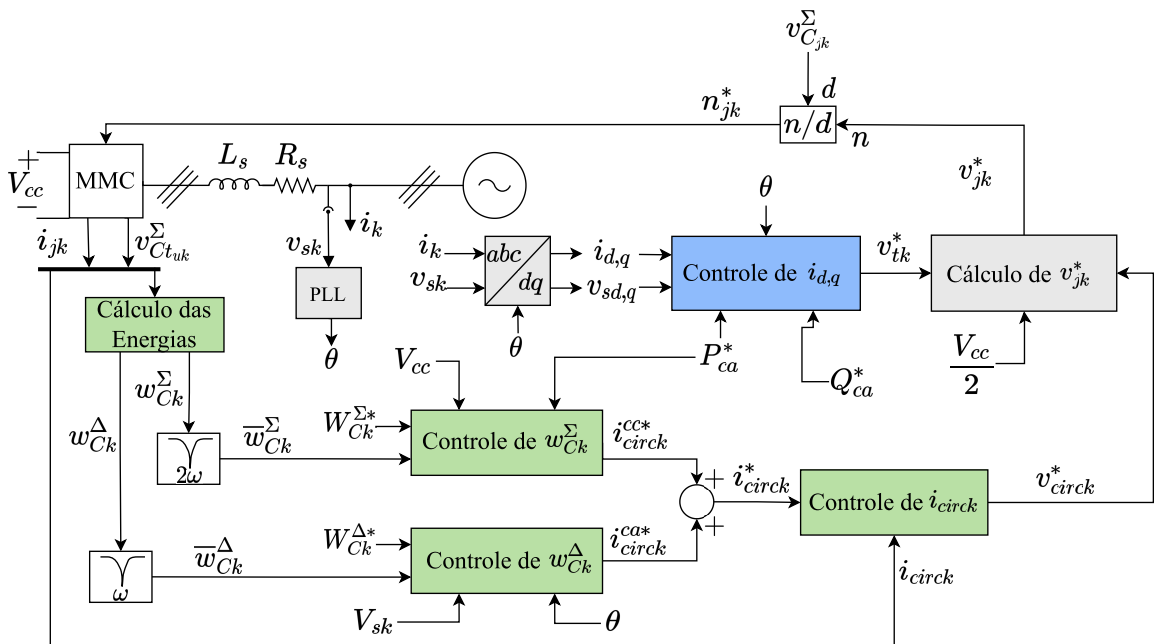
onde  $k_{p_{\Delta}}$  e  $k_{i_{\Delta}}$  são os ganhos proporcional e integral do controlador  $C_{\Delta}(s)$ ;  $\omega_{n_{\Delta}}$  e  $\zeta_{\Delta}$  são a frequência natural não amortecida e o coeficiente de amortecimento da malha de diferença de energia fechada, respectivamente.

### 4.5.3 Esquema completo do EBC

Com as malhas de energia projetadas e o controle das correntes da rede em paralelo, pode-se encontrar as tensões de referência  $v_{uk}^*$  e  $v_{lk}^*$  em cada fase e, conseqüentemente, calcular os índices de inserção contínuos que são comparados com as múltiplas portadoras triangulares na modulação PD-PWM.

A Figura 28 apresenta o diagrama de blocos resumido do EBC em conjunto com o controle das correntes terminais do conversor. A modulação compensada é utilizada, onde as tensões de referência são divididas pelo somatório das tensões dos capacitores medidas no respectivo braço e fase.

Figura 28 – Diagrama de blocos do controle do conversor utilizando o método indireto.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Apesar do diagrama da Figura 28 abstrair as malhas, ao recorrer aos detalhes dados à cada uma delas, é possível verificar a totalização de 11 controladores nas três pernas: 3 para a malha de  $w_{Ck}^{\Sigma}$ , 3 para a malha de  $w_{Ck}^{\Delta}$ , 3 para o controle das correntes circulantes e 2 para o controle das correntes terminais do conversor. Deste modo, diferentemente do CCSC, as 6 variáveis de estado independentes  $v_{C_{uk}}^{\Sigma}$  e  $v_{C_{lk}}^{\Sigma}$  são contempladas pelas 6 malhas relacionadas à energia.

#### 4.5.3.1 Aplicação do método em condição de rede desequilibrada

Vale destacar que o esquemático da Figura 28 considera a situação da rede estar balanceada. Como o objetivo deste trabalho é realizar um estudo comparativo entre os

métodos direto e indireto de supressão das correntes circulantes nessa condição, o esquema apresentado pode ser empregado. No entanto, pequenas modificações podem ser feitas para que o mesmo possa ser aplicado numa situação em que a rede esteja desequilibrada. Visando demonstrar a aplicabilidade do EBC em ambos os cenários, tais modificações necessárias serão brevemente relatadas a seguir.

Em se tratando de redes desequilibradas, o primeiro passo é extrair as tensões instantâneas de sequência positiva e negativa da rede. Nesse sentido, o integrador generalizado de segunda ordem duplo (do inglês, *Dual Second Order Generalized Integrator*) (DSOGI) é utilizado para gerar os sinais em quadratura que, combinados, determinam essas componentes da tensão. Com o intuito de manter a estrutura de controle das correntes da rede em  $dq$ , as variáveis resultantes do DSOGI podem ser transformadas para o sistema síncrono de coordenadas. Para isso, pode-se aplicar o circuito PLL baseado no sistema de coordenadas síncrono (do inglês, *Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop*) (SRF-PLL) para rastreamento da posição angular das tensões de sequência positiva. Esse ângulo é utilizado nas transformações para as coordenadas  $dq$ . Além disso, a partir de sua obtenção, as correntes de sequência positiva e negativa podem ser detectadas. A Figura 29 ilustra ambas malhas abstraídas, onde sequências positiva e negativa são representadas pelos subíndices 1 e 2, respectivamente, e o ângulo de fase indicado por  $\theta$ . Detalhes desses esquemas podem ser encontrados em Duarte *et al.* (2021).

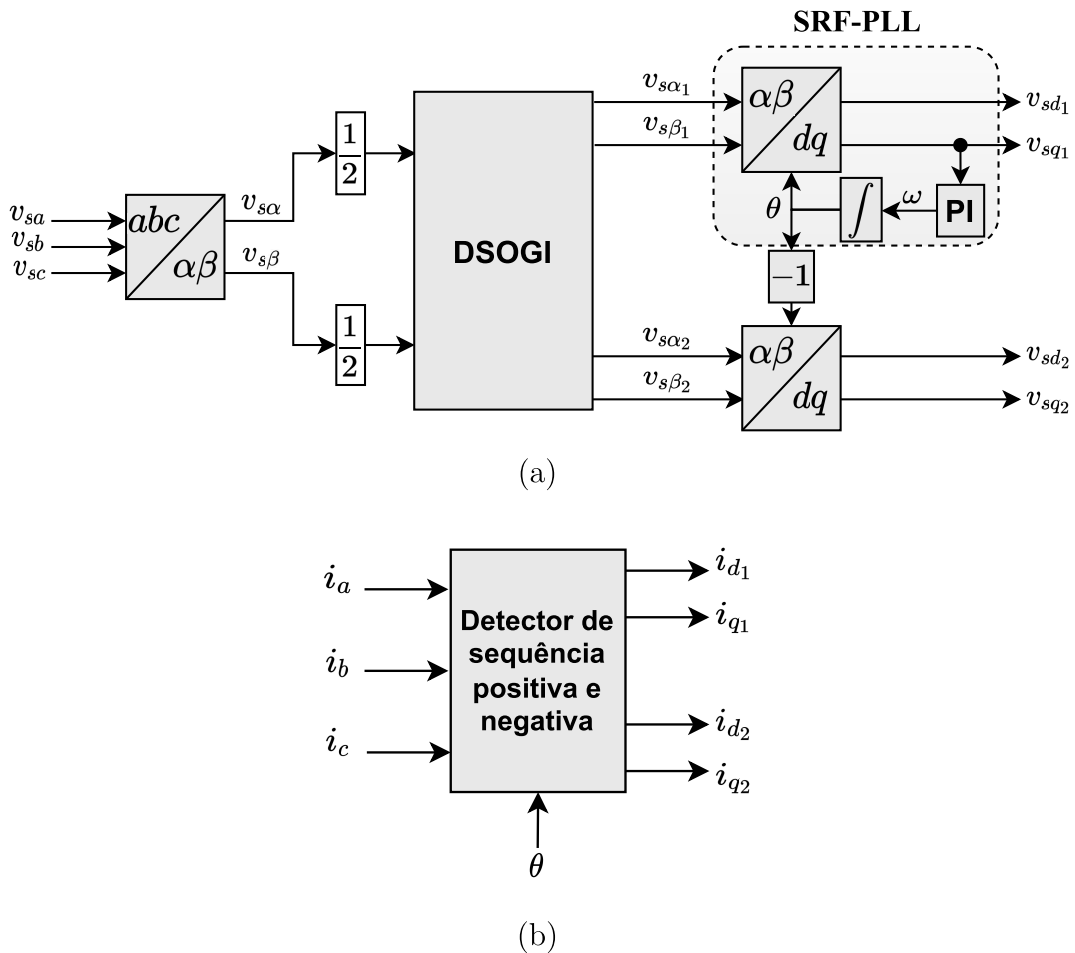
A partir dessas transformações e obtenções de novas variáveis, a primeira alteração do esquemático da Figura 28 é em relação ao controle das correntes terminais do conversor, no qual a diferença vai aparecer nas referências dos dois eixos. A Figura 30 mostra o diagrama de blocos da malha de controle das correntes terminais modificado, onde os termos alterados estão destacados com a cor vermelha. Nesse caso, as variáveis  $I_{d_1}^*$  e  $I_{q_1}^*$  representam as correntes da rede de referência de sequência positiva nos eixos  $d$  e  $q$ , respectivamente. Esses termos podem ser determinados de forma semelhante à (3.38) e (3.39), diferindo-se pelo fato de que a tensão de sequência positiva no eixo  $d$  ( $V_{sd_1}$ ) será o denominador das equações.

A segunda alteração necessária é em relação ao modo de obtenção da componente fundamental da corrente circulante. A Figura 31 mostra o esquema modificado para o controle da diferença de energia entre os braços. Essa malha é baseada em (4.40).

Sendo a rede desequilibrada, um desafio inicial é determinar a amplitude das tensões terminais em cada fase. Para essa proposta, o integrador generalizado de segunda ordem (do inglês, *Second Order Generalized Integrator*) (SOGI) é usado para gerar sinais em quadratura  $v'_k$  e  $qv'_k$ . A Figura 32 ilustra a estrutura do SOGI, onde  $\gamma$  é um ganho. Em posse dos sinais em quadratura, obtêm-se:

$$\hat{V}_{tk}^* = \sqrt{(v'_k)^2 + (qv'_k)^2}, \quad (4.50)$$

Figura 29 – Diagramas de blocos para detecção de seqüências positiva e negativa.



Legenda: (a) Diagrama de blocos do detector de tensão de seqüência positiva e negativa baseado em DSOGI; (b) Diagrama de blocos para o detector de corrente de seqüência positiva e negativa.

Fonte: Adaptado de Duarte *et al.* (2021).

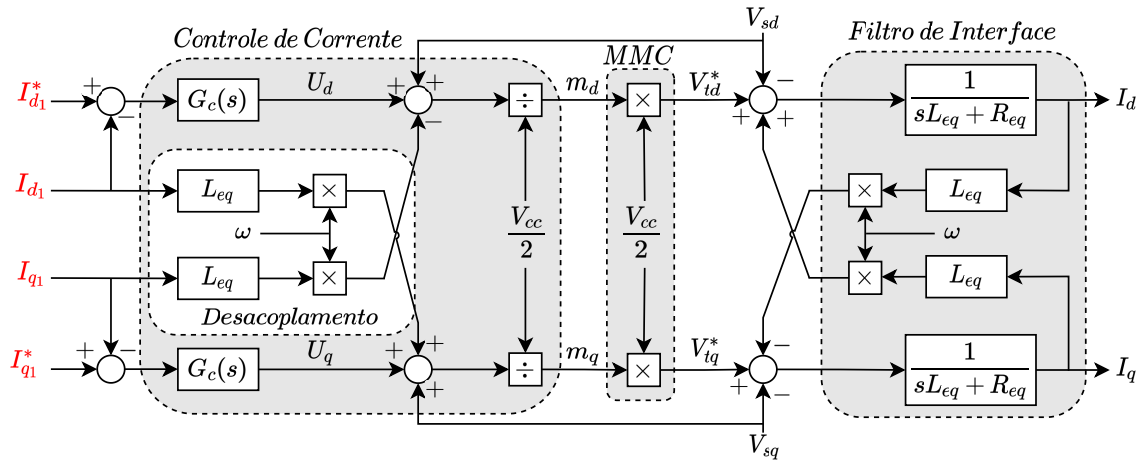
onde  $\hat{V}_{tk}^*$  é o valor de pico da tensão  $v_{tk}^*$ .

Após solucionar essa questão, é possível compreender a malha da Figura 31 com base nos mesmos fundamentos anteriormente citados. Inicialmente, a divisão do sinal de saída do controlador PI  $C_{\Delta}(s)$  pela amplitude da tensão calculada resulta na magnitude da componente fundamental da corrente circulante ( $\hat{I}_{circ}^{ca*}$ ). Para alinhar  $i_{circ}^{ca}$  com as tensões  $v_{tk}^*$ , faz-se a multiplicação de  $\hat{I}_{circ}^{ca*}$  com  $v_{tkrel}^*$ , advinda da divisão entre  $v_{tk}^*$  e  $\hat{V}_{tk}^*$ . Note que, se as amplitudes  $\hat{V}_{tk}^*$  forem determinadas de forma correta, o resultado dessa divisão, nas três fases, consiste em sinais cossenoidais, de magnitude unitária, defasados de  $2\pi/3$  rad entre si. Deste modo, a estratégia exemplificada pelas linhas do diagrama destacadas em vermelho desempenha o mesmo papel da matriz **A** no esquema anterior.

Após isso, a última etapa para obtenção das componentes fundamentais da corrente circulante ( $i_{circ}^{ca*}$ ) é fazer com que o somatório dessas parcelas, nas três fases, seja nulo.



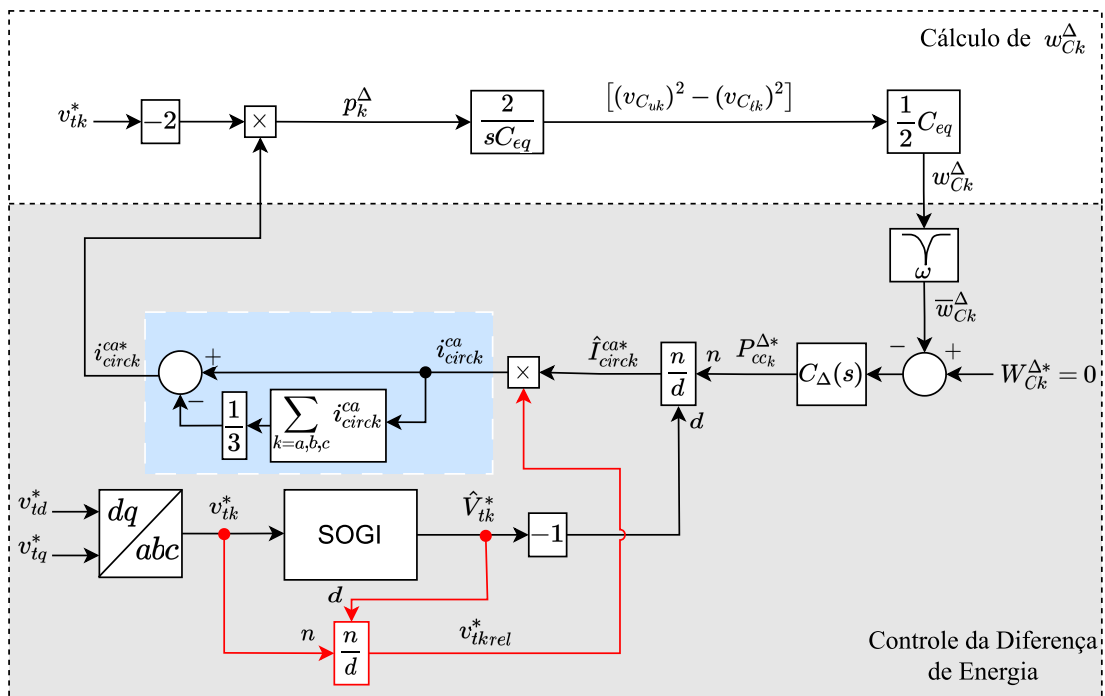
Figura 30 – Diagrama de blocos da malha de controle das correntes terminais do conversor modificado.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

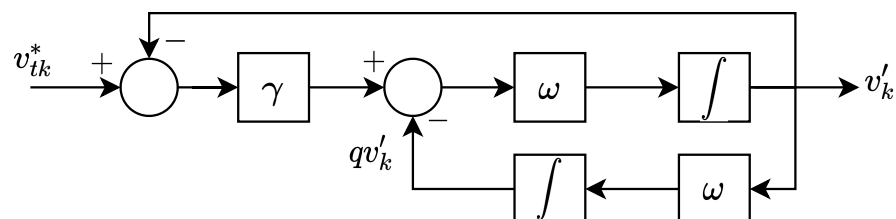
Para este fim, a extração do valor médio dessa componente em cada fase é adotada como estratégia. Esse passo é representado pelo retângulo de cor azul no diagrama. Perceba que esse artifício exerce a mesma função da matriz  $\mathbf{K}$  do esquema da Figura 26.

Figura 31 – Diagrama de blocos para geração de  $i_{circk}^{ca*}$ .



Fonte: Adaptado de Utvic e Dujic (2020).

Figura 32 – Diagrama de blocos do SOGI.



Fonte: Adaptado de Duarte *et al.* (2021).

#### 4.6 RESUMO DO CAPÍTULO

Neste capítulo, as relações entre energia, tensão e corrente no conversor foram exploradas. A análise das equações resultou em conclusões significativas sobre essas relações. Em seguida, foi apresentado um estado da arte dos esquemas de controle baseado em energia disponíveis na literatura. Com base na revisão bibliográfica, as malhas de controle empregadas na simulação foram definidas, e o projeto de cada controlador presente na estrutura foi detalhado. Ao final do capítulo, discutiu-se sobre as modificações necessárias na estrutura de controle para sua aplicação em condições de redes desequilibradas.

## 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulações digitais, obtidos através do software PSCAD/EMTDC, do MMC conectado à rede (configuração ilustrada na Figura 12). Para simplificar as simulações, utilizou-se o modelo ALA (para maiores detalhes, vide Apêndice A). Com seu uso, assume-se que as tensões nos capacitores estão equalizadas. Com isso, uma vez que os controladores são projetados com a premissa de que as tensões estão equilibradas, o emprego desse modelo não prejudica as análises das estratégias de controle aplicadas neste trabalho.

A Tabela 1 mostra os parâmetros utilizados para a configuração do conversor conectado à rede. Sabe-se que a tensão sobre cada submódulo (e conseqüentemente, sobre cada IGBT) é igual à tensão do barramento CC dividida pelo número de submódulos por braço. Nesse sentido, deve haver uma coerência acerca do nível de tensão aplicada sobre os componentes. Atualmente, empresas como a Hitachi Energy apresentam soluções de alta potência para interruptores do tipo IGBT, com tensões de bloqueio de até 6,5 kV. Em posse dessa informação, e assumindo que cada transistor seja submetido à 4 kV, empregaram-se 50 submódulos por braço. Para o determinar o número de SM inseridos em cada instante de tempo, a estratégia PD-PWM foi utilizada. Quanto aos valores de indutância e resistência do braço adotados, esses foram calculados com base na metodologia descrita no Apêndice C.

Tabela 1 – Parâmetros do sistema.

Parâmetro	Valor
Potência Nominal ( $S_{MMC}$ )	150 MVA
Tensão do barramento CC ( $V_{cc}$ )	200 kV
Tensão eficaz de linha ( $V_{sk}$ )	69 kV
Frequência fundamental ( $f$ )	60 Hz
Indutância do filtro de interface ( $L_s$ )	13,5 mH
Resistência do filtro de interface ( $R_s$ )	0,1 $\Omega$
Indutância do braço do MMC ( $L$ )	27 mH
Resistência do braço do MMC ( $R$ )	0,2 $\Omega$
Frequência das portadoras ( $f_{tri}$ )	1260 Hz
Capacitância do submódulo ( $C$ )	3,3 mF
Capacitância equivalente ( $C_{eq}$ )	66 $\mu$ F
Número de submódulos ( $N$ )	50
Fator de qualidade do filtro <i>notch</i> ( $Q$ )	0,5

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Para o atendimento dos objetivos propostos, três casos foram analisados:

- **Caso 1:** comparação entre as técnicas CCSC no SRF e EBC na condição de rede equilibrada;

- **Caso 2:** resultados adicionais ao primeiro caso. Enfoque dado ao EBC quanto à variação da referência de energia da perna e investigação dos impactos da linearização na etapa de modulação;
- **Caso 3:** análises para a aplicação do controle baseado em energia na condição de rede desequilibrada.

Para todos os casos, os mesmos critérios de projeto foram utilizados. A Tabela 2 apresenta os tempos de assentamento ( $T_s$ ) aplicados para cada malha de controle. Utilizou-se o critério de 2% nos cálculos. Os ganhos dos controladores presentes nas estratégias CCSC e EBC são apresentados na Tabela 3. O projeto baseado no cancelamento de polos e zeros foi empregado para o controle das correntes terminais do conversor. Como visto, essa malha é comum para ambos os métodos. Para as demais malhas, o projeto baseado na alocação de polos da função de transferência de malha fechada foi adotado.

Tabela 2 – Tempos de assentamento para as malhas de controle.

Parâmetro	Valor
$T_s$ da malha de controle das correntes terminais ( $T_{i_s}$ )	5 ms
$T_s$ da malha do CCSC no SRF ( $T_{ccsc}$ )	5 ms
$T_s$ da malha interna de corrente do EBC ( $T_{ebc}$ )	5 ms
$T_s$ da malha de controle da energia total da perna ( $T_{\Sigma}$ )	100 ms
$T_s$ da malha de controle da diferença de energia entre os braços ( $T_{\Delta}$ )	100 ms

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

## 5.1 CASO 1: COMPARAÇÃO ENTRE CCSC E EBC PARA A CONDIÇÃO DE REDE BALANCEADA

Os esquemas ilustrados na Figura 18 e na Figura 28 foram simulados sob as mesmas condições. Para este caso, uma variação em degrau de 0 a 90 MW é aplicada sobre a referência de potência ativa ( $P_{ca}^*$ ) sintetizada pelo conversor no instante de tempo  $t = 0,1$  s. De (3.38), essa variação resulta em um degrau de 1065 A em  $i_d^*$ . A malha de compensação do CCSC no SRF e as malhas de energia no EBC são habilitadas no início da simulação. As Figuras 33 e 34 mostram os resultados obtidos para esse primeiro caso através da aplicação dos métodos CCSC e EBC, respectivamente.

A análise da Figura 33 (a) e Figura 34 (a) permite concluir que ambas as estratégias realizam o controle das correntes terminais do conversor dentro do critério de projeto definido, não apresentando diferenças significativas entre os resultados.

Ao comparar as formas de onda do somatório das tensões dos capacitores ilustradas na Figura 33 (b) e Figura 34 (b), é possível observar que, para os dois métodos, as tensões ficam comportadas em torno da tensão do barramento. Com o CCSC, a modulação não

Tabela 3 – Parâmetros das estratégias de controle utilizadas.

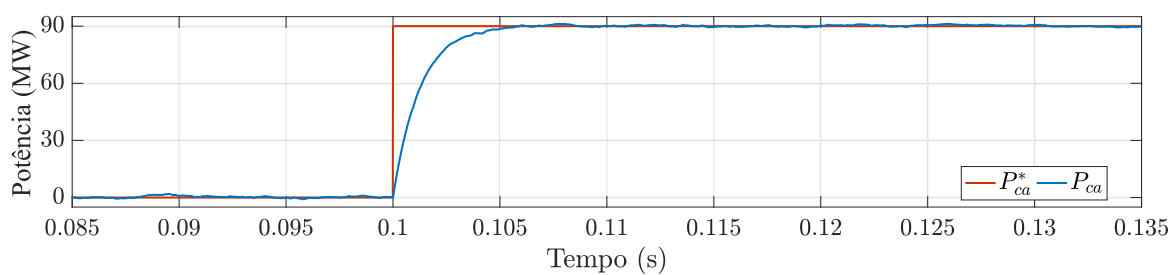
<b>Controle das correntes terminais</b>	
<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Constante de tempo ( $\tau$ )	1,25 ms
Ganho proporcional ( $k_p$ )	21,60 V/A
Ganho integral ( $k_i$ )	160 V/As
<b>CCSC no SRF</b>	
<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Ganho proporcional ( $k_{p_{ccsc}}$ )	43 V/A
Ganho integral ( $k_{i_{ccsc}}$ )	34560 V/As
<b>Malha interna de corrente no EBC</b>	
<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Ganho proporcional ( $k_{p_{ebc}}$ )	43 V/A
Ganho integral ( $k_{i_{ebc}}$ )	34560 V/As
<b>Controle da energia da perna</b>	
<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Ganho proporcional ( $k_{p_\Sigma}$ )	80 W/J
Ganho integral ( $k_{i_\Sigma}$ )	3201 W/Js
<b>Controle da diferença de energia entre os braços</b>	
<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Ganho proporcional ( $k_{p_\Delta}$ )	80 W/J
Ganho integral ( $k_{i_\Delta}$ )	3201 W/Js

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

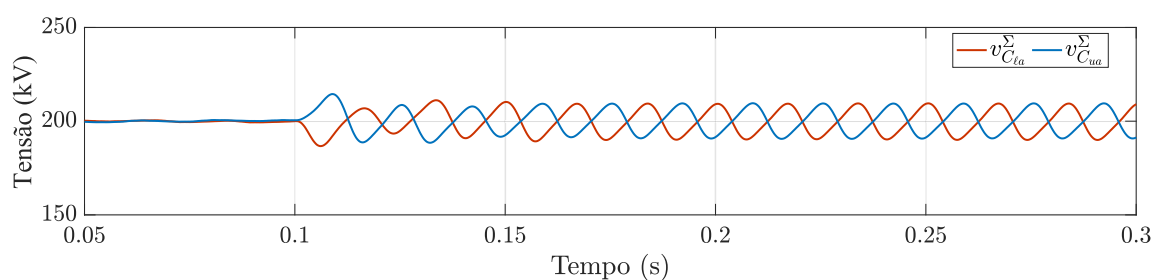
compensada permite que as tensões  $v_{C_{u,\ell k}}^\Sigma$  convirjam naturalmente para  $V_{cc}$ . Por outro lado, com o EBC, tem-se um controle explícito, onde a referência de energia, quando convertida em tensão, equivale à  $V_{cc}$ . Outra análise comparativa que pode ser feita é em relação ao valor médio da diferença entre  $v_{C_{uk}}^\Sigma$  e  $v_{C_{\ell k}}^\Sigma$ . Utilizando o software de simulação, nota-se que, com o conversor controlado pelo esquema CCSC, tem-se uma diferença média de aproximadamente 1 kV entre as tensões. No entanto, esse valor é nulo com o uso do EBC. Isso se deve ao controle da diferença de energia entre os braços. Para fins de visualização dessa questão, a Figura 35 ilustra as formas de onda de  $v_{C_{uk}}^\Sigma$  e  $v_{C_{\ell k}}^\Sigma$ , para cada técnica, sobrepostas. Perceba que, com o EBC, as tensões no braço superior e inferior exibem uma variação mais suave e regular em torno do valor médio.

Em se tratando das correntes circulantes apresentadas na Figura 33 (c) e Figura 34 (c), nota-se, em ambas, que, em regime estacionário,  $i_{circa} = i_{circb} = i_{circc} = I_{cc}/3$  (como a potência injetada foi de 90 MW, um terço da corrente do barramento equivale à 150 A). Logo, constata-se que os dois métodos realizam a compensação das componentes

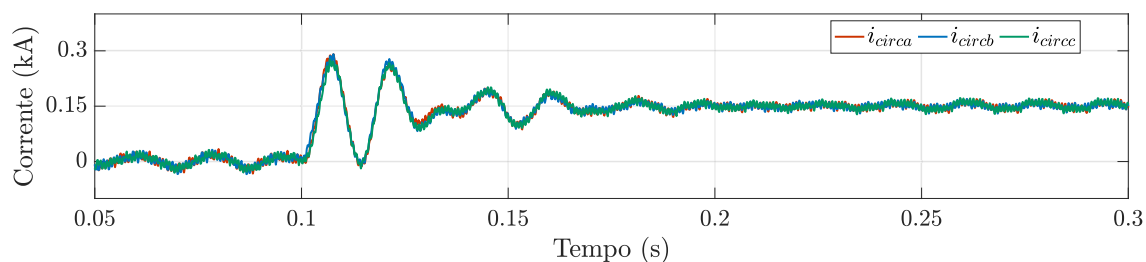
Figura 33 – Resultados de simulação considerando o conversor controlado pelo esquema CCSC.



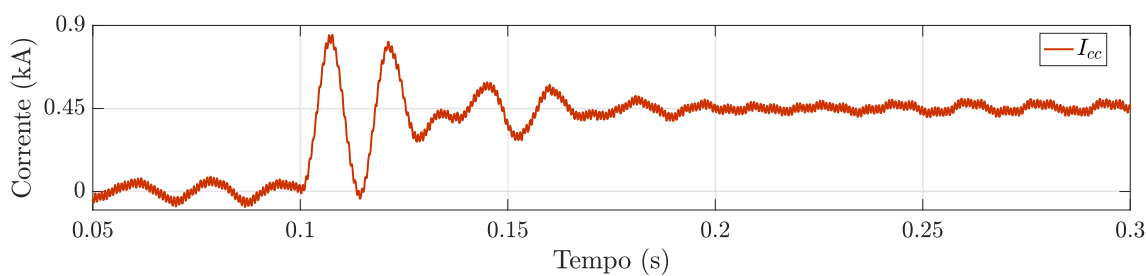
(a)



(b)



(c)



(d)

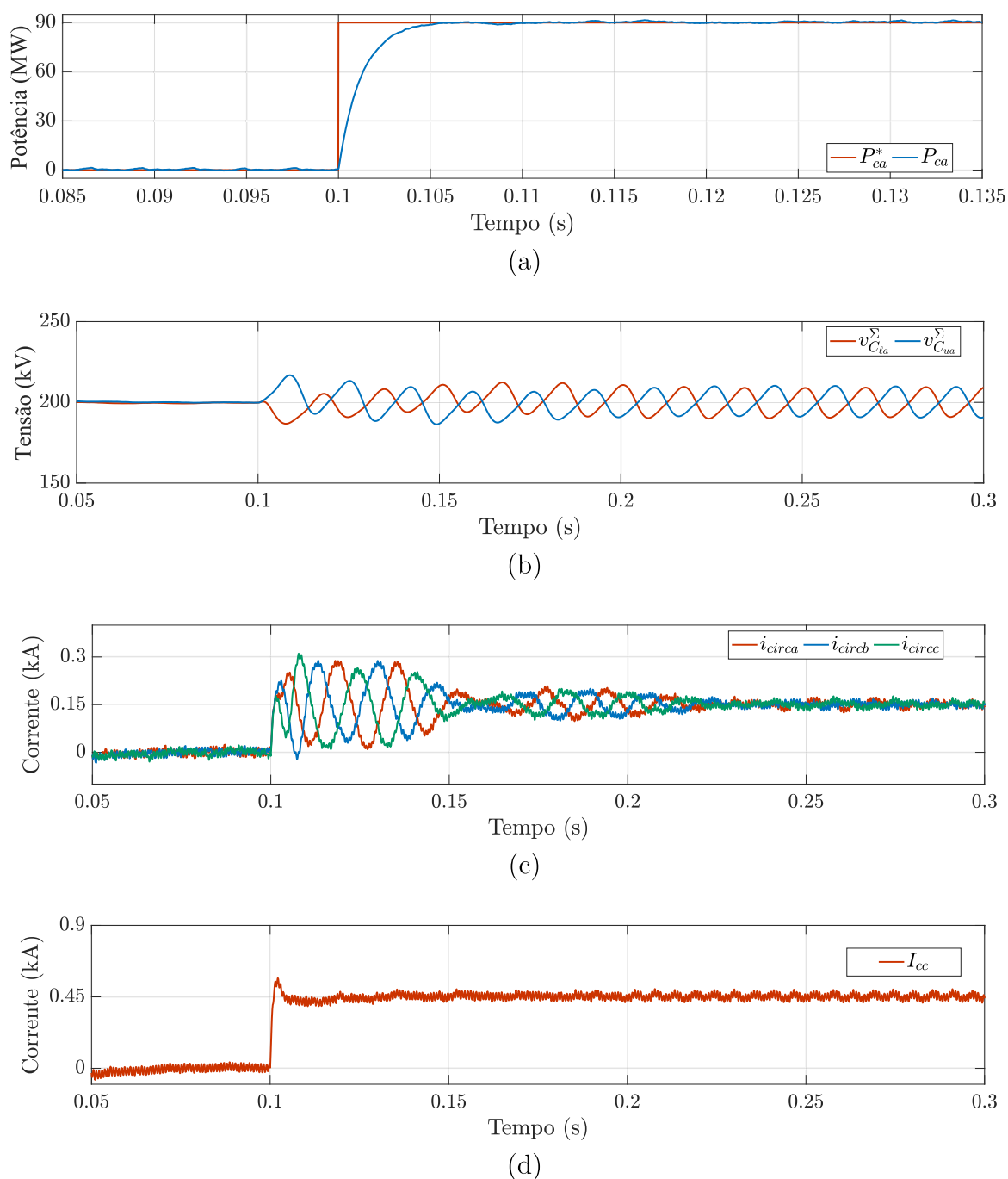
Legenda: (a) Potência injetada pelo conversor em conjunto com o CCSC no SRF e sua comparação com a referência; (b) Somatório das tensões dos capacitores do braço superior e inferior da fase  $a$ ; (c) Correntes circulantes; (d) Corrente do barramento CC.

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

harmônicas das correntes circulantes.

Analisando-se, agora, o regime transitório dessas formas de onda, diferenças notáveis

Figura 34 – Resultados de simulação considerando o conversor controlado pelo esquema EBC.

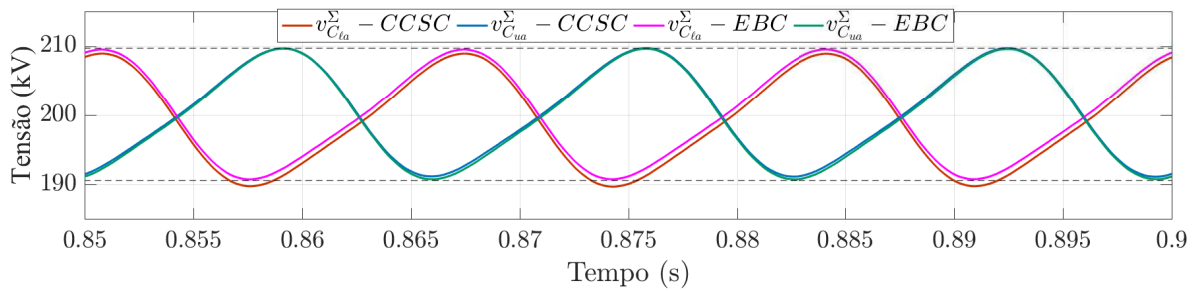


Legenda: (a) Potência injetada pelo conversor em conjunto com o EBC e sua comparação com a referência; (b) Somatório das tensões dos capacitores do braço superior e inferior da fase  $a$ ; (c) Correntes circulantes; (d) Corrente do barramento CC do conversor.

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

são observadas. Essas diferenças estão relacionadas com o modo no qual a estratégia de controle é delineada. Com o CCSC no SRF, como visto, a corrente circulante de segunda

Figura 35 – Curvas das tensões sobre os capacitores equivalentes do braço superior e inferior da fase *a* sobrepostas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

ordem de sequência negativa é suprimida de forma direta e as três fases do conversor são tratadas como um todo. Com isso, as correntes circulantes nas três fases têm um mesmo valor no regime transitório. Por outro lado, com o método indireto, o controle das correntes circulantes depende das referências geradas pelo controle de energia. Conforme visto, essas referências são compostas por uma parcela CC e uma parcela CA de 60 Hz, que atua na regulação da diferença de energia entre os braços. Por esse motivo, durante o transitório, as correntes da Figura 34 (c) apresentam uma oscilação de 60 Hz.

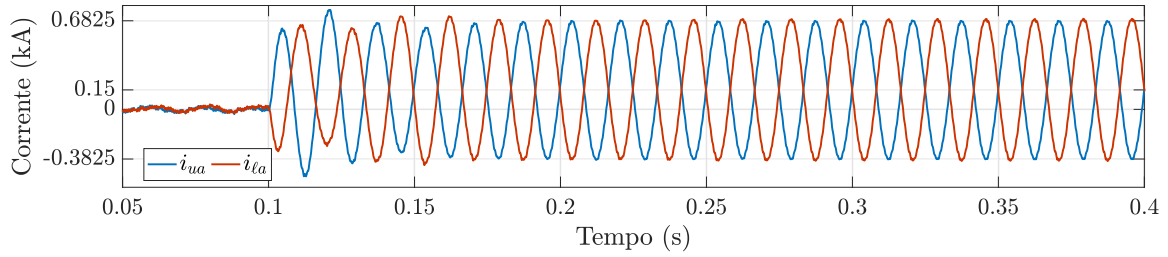
Como as componentes harmônicas das correntes circulantes são compensadas em ambos os casos, a soma das correntes circulantes nas três fases resultam na corrente do barramento CC. Essa relação pode ser vista através da análise da Figura 33 (d) e Figura 33 (d). Nesse cenário, como a estrutura de controle do CCSC não regula a corrente do barramento CC, sobressinais e oscilações mal amortecidas na resposta de  $I_{cc}$  são observadas. Essa questão pode ser resolvida através da regulação da energia entre as pernas. Por esse motivo, com o uso do EBC, a corrente do barramento CC ilustrada na Figura 34 (d) apresenta uma melhor resposta, com menor sobressinal e maior efeito de amortecimento. Note também que a soma das correntes nas três fases se mantém igual à  $I_{cc}$  (lembre-se que o somatório das componentes fundamentais é nulo devido à matriz  $\mathbf{K}$ ).

Portanto, tendo em mente as equações (2.37) e (2.38), para esse caso de injeção de 90 MW de potência ativa na rede e compensação das correntes harmônicas, espera-se que as correntes dos braços sejam compostas por um valor médio igual a 150 A e uma componente fundamental de amplitude igual à 532,5 A (metade da corrente da rede). Os resultados esperados podem ser confirmados, para os dois métodos, através da análise da Figura 36.

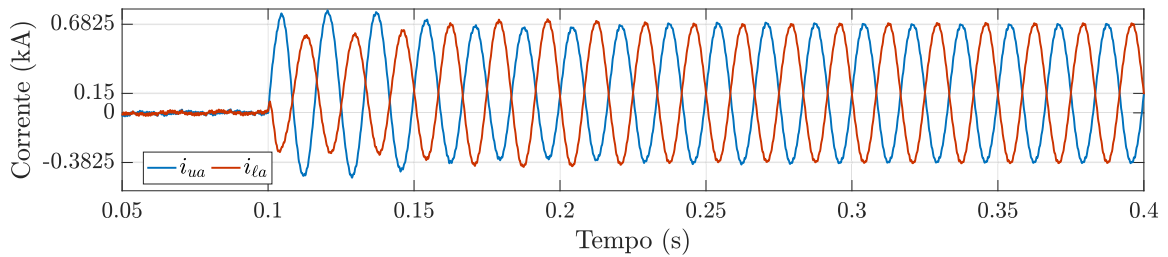
Os resultados apresentados até esta etapa consideraram apenas a variação em  $i_d^*$ . Entretanto, com a variação de  $i_q^*$  no software de simulação, as variáveis envolvidas se comportaram de maneira muito semelhante ao que foi analisado nessa Seção. Portanto, com o propósito de evitar redundância, os resultados com a aplicação do degrau na potência



Figura 36 – Correntes nos braços superior e inferior do conversor.



(a)



(b)

Legenda: (a) MMC controlado pelo esquema CCSC; (b) MMC controlado pelo esquema EBC.

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

reativa de referência  $Q_{ca}^*$  não serão expostos.

## 5.2 CASO 2: VARIAÇÃO DA REFERÊNCIA DE ENERGIA DA PERNA E IMPACTOS DA ETAPA DE LINEARIZAÇÃO NO EBC

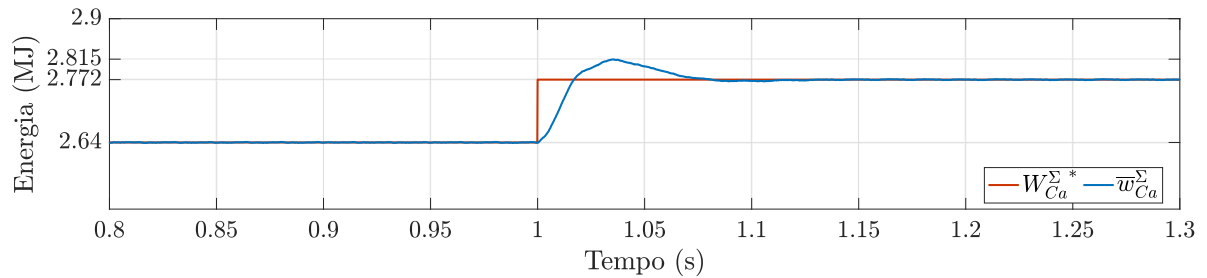
Neste caso, dois testes serão realizados com o conversor controlado através do esquema EBC. O primeiro teste avaliará o comportamento das variáveis do MMC sob a variação da referência da energia da perna, enquanto o segundo teste investigará os impactos resultantes da alteração do tipo de modulação. Desse modo, para cada teste, a seguinte sequência de eventos será aplicada:

- **Teste 1:** no início da simulação, as malhas externas, referente ao controle de  $w_{C_k}^\Sigma$  e  $w_{C_k}^\Delta$  e interna, referente ao controle das correntes circulantes, encontram-se habilitadas. De (4.37), a referência de energia  $W_{C_k}^{\Sigma,*}$ , neste caso, é igual 2,64 MJ. No instante  $t = 0,5$  s é aplicado o degrau de 90 MW. Em  $t = 1$  s, é acrescido um valor de 5% em  $W_{C_k}^{\Sigma,*}$ ;
- **Teste 2:** os eventos iniciais são análogos aos do primeiro teste. Entretanto, em  $t = 1$  s, em vez de aplicar um degrau sobre a referência de energia, alterou-se o tipo de modulação de CM para UCM.

### 5.2.1 Resultados do primeiro teste

A Figura 37 mostra a energia média armazenada na perna  $a$  e seu valor de referência. Observa-se que a energia é controlada dentro do tempo de assentamento  $T_{\Sigma}$  adotado como critério de projeto.

Figura 37 – Controle da energia média na perna  $a$ .



Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Esse degrau aplicado induz uma variação transitória na corrente do barramento CC, como mostra a Figura 38 (a). Isso é esperado, uma vez que a energia é regulada por meio da parcela média da corrente circulante. Além disso, como o sistema é desacoplado, as correntes do lado CA não são afetadas.

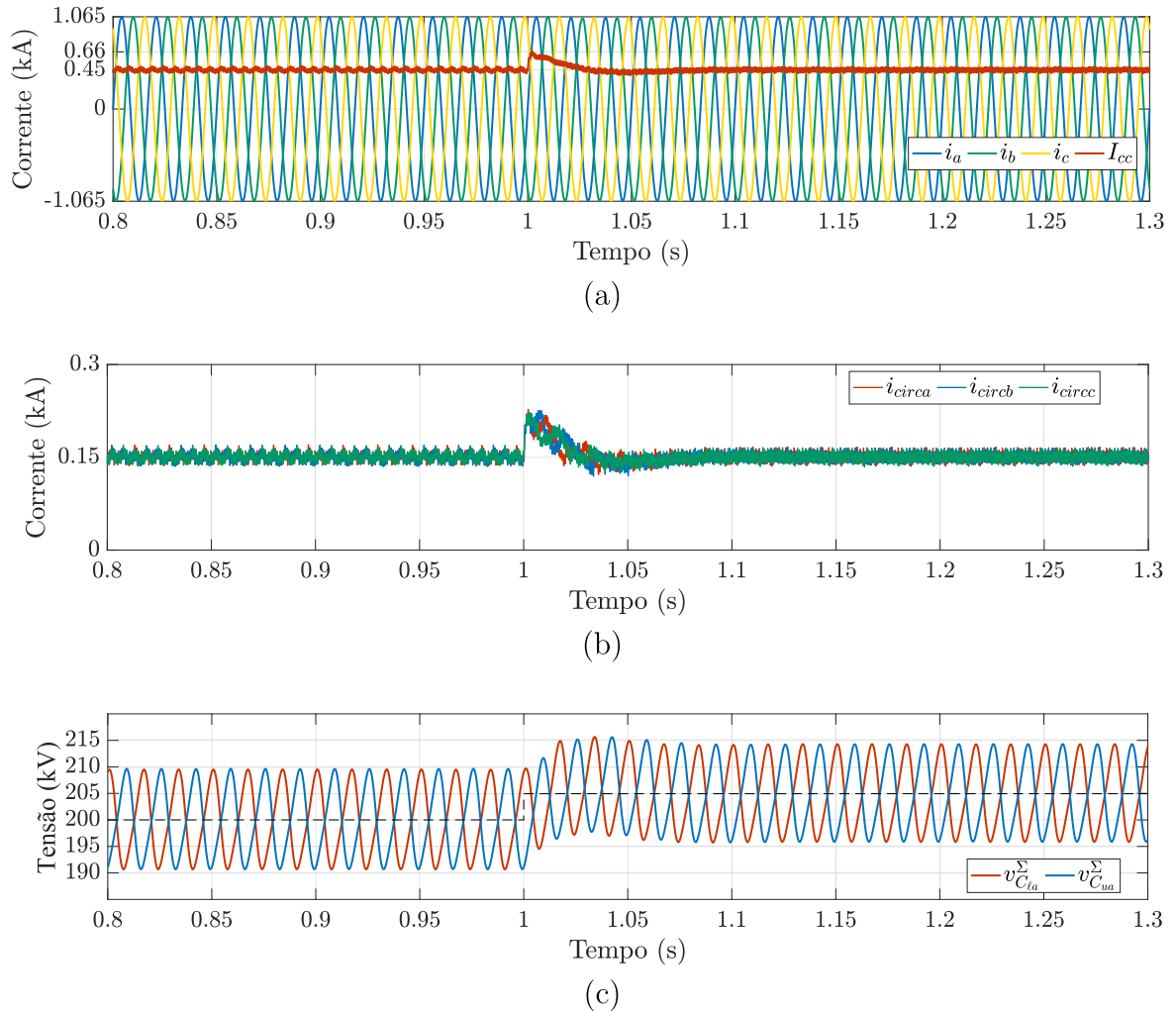
A Figura 38 (b) apresenta as correntes circulantes nas três fases. No instante em que o degrau é aplicado, as energias do braço superior e inferior tendem à se desviarem entre si. Com isso, durante o transitório, há o aparecimento de componentes fundamentais que atuam no balanceamento vertical. Além disso, tem-se a variação transitória de  $i_{circ}^{cc}$ , encarregada pelo balanceamento horizontal de energia, cuja soma nas três fases refletiu na corrente do barramento, conforme visto.

A Figura 38 (c) mostra a evolução das tensões sobre os capacitores equivalentes dos braços superior e inferior da fase  $a$  nesse cenário. Em virtude da relação entre tensão e energia, essas tensões também são acrescidas em aproximadamente 5 kV, valor correspondente aos 5% de aumento na energia. Vale ressaltar que os parâmetros da Tabela 1 foram estipulados para uma tensão do barramento CC fixada em 200 kV. Entretanto, esse teste foi realizado apenas para ilustrar o funcionamento do conversor controlado pelo EBC sob a condição de variação da referência de energia.

### 5.2.2 Resultados do segundo teste

Esse segundo teste foi proposto para verificar o impacto do tipo de modulação. Os resultados obtidos com a alteração de CM para UCM no tempo  $t = 1,0$  s são mostrados na Figura 39.

Figura 38 – Formas de onda com o aumento de 5% na referência de energia da perna.



Legenda: (a) Correntes de saída do conversor e do barramento CC; (b) Correntes circulantes; (c) Tensões sobre os capacitores equivalentes na fase  $a$ .

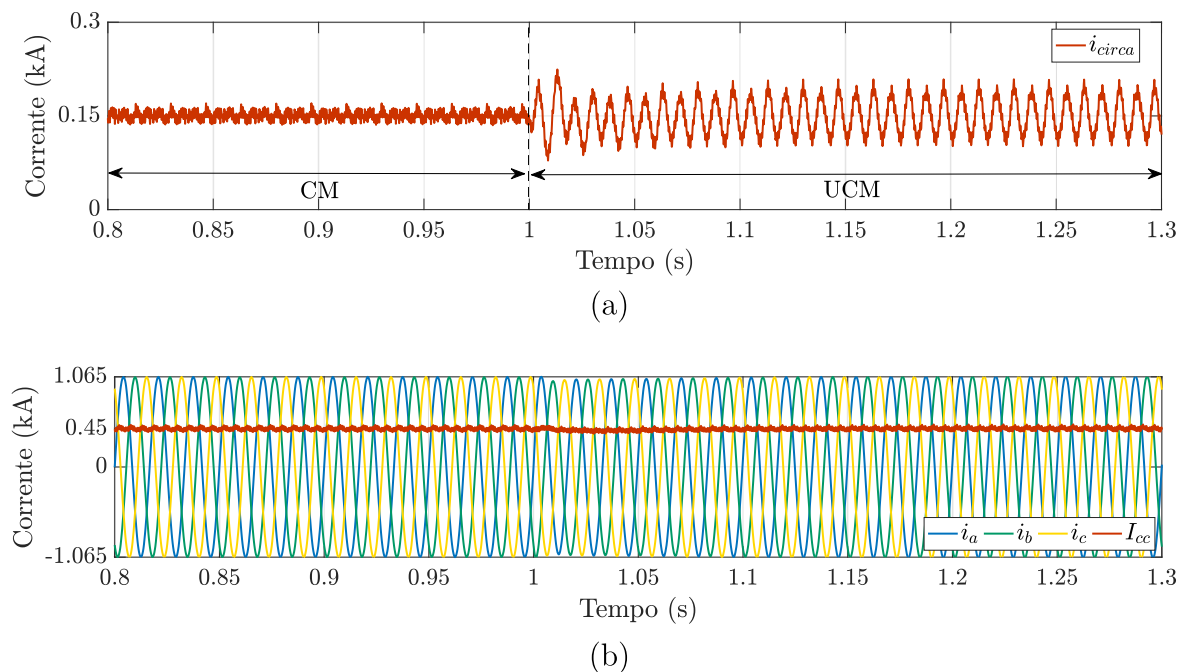
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

A Figura 39 (a) apresenta a corrente circulante na fase  $a$ . Observa-se que, com o uso da CM, a componente de segunda ordem de sequência negativa não compõe a corrente circulante. Com isso,  $i_{circk}$  é constante. No entanto, nesse caso, para que a estabilidade assintótica não fosse perdida, as malhas para regulação da soma e diferença de energia foram introduzidas no sistema de controle. Por outro lado, com o uso da UCM, há o aparecimento das componentes em  $-2\omega$ . Isso se deve a não inclusão das parcelas oscilantes de  $v_{C_{u,\ell k}}^{\Sigma}$  no cálculo em (3.20) e (3.21), que criam erros na geração dos índices de inserção. Apesar disso levar à estabilidade assintótica do sistema, esses erros geram essas parcelas harmônicas.

Note também, a partir da análise da Figura 39 (b), que a alteração do tipo de modulação não influencia a corrente contínua CC, uma vez que as componentes CA das

correntes internas circulam, de forma exclusiva, nas pernas do conversor.

Figura 39 – Análises do impacto da linearização na etapa de modulação.



Legenda: (a) Corrente circulante na fase  $a$ ; (b) Correntes de saída e corrente do barramento CC.

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

### 5.3 CASO 3: APLICAÇÃO DO EBC NA CONDIÇÃO DE REDE DESEQUILIBRADA

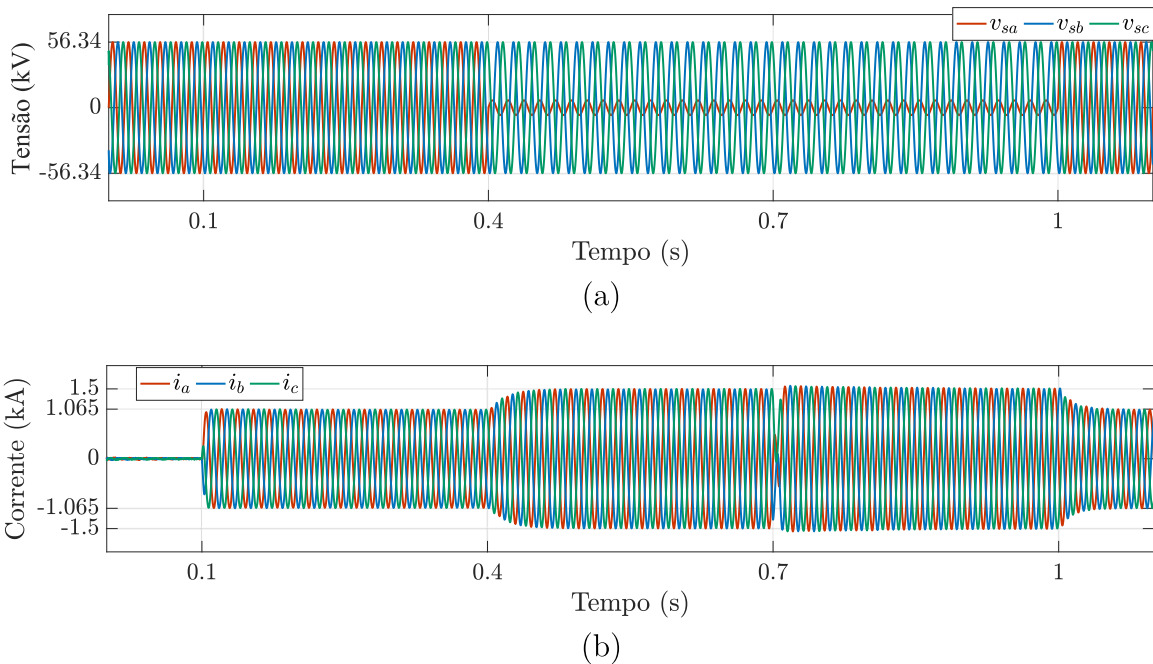
O principal objetivo do balanceamento de energia, como visto, é garantir que a energia armazenada em cada submódulo corresponda ao valor de referência. Na operação normal, o número de SM por braço é igual em todos os polos do conversor, e a soma de suas tensões é mantida próxima da tensão do barramento. No entanto, em caso de falha de um SM dentro de um braço, os SM restantes são sobrecarregados para que a soma de suas tensões permaneça em  $V_{cc}$ , como ocorre na operação normal. Nesse caso, o braço com o módulo defeituoso contém mais energia armazenada em comparação com os outros polos. Portanto, cada braço deve ser equipado com um controlador de energia dedicado para garantir o controle direto de seu conteúdo de energia.

Além dessa situação, os desbalanços de energia dentro do conversor multinível modular também podem ser resultantes de condições anormais da rede, como faltas e desequilíbrios de tensão. Deste modo, a fim de investigar essa condição, o MMC controlado pelo esquema EBC com as modificações citadas na Seção 4.5.3.1 foi simulado considerando um afundamento tipo B aplicado na fase  $a$  da rede (BOLLEN, 2000). Com isso, os seguintes eventos foram empregados durante a simulação:

- Em  $t = 0,1$  s: o conversor fornece 90 MW para rede. As malhas externas e interna no EBC se encontram habilitadas no início da simulação;
- Em  $t = 0,4$  s: diminui-se a magnitude da tensão  $v_{sa}$  para emular o desequilíbrio. Para isso, no software de simulação, uma fonte de tensão com amplitude de 50 V é associada em série com a fonte  $v_{sa}$ ;
- Em  $t = 0,7$  s: o fluxo de potência é revertido. Ou seja, o conversor absorve 90 MW;
- Em  $t = 1,0$  s: retira-se a fonte associada em série. Com isso, a rede retorna à condição de equilíbrio.

A Figura 40, Figura 41 e Figura 42 mostram os resultados obtidos para esse caso. Em relação à regulação das correntes terminais do conversor, a estratégia de controle aplicada neste estudo mantém a injeção de correntes simétricas, com o objetivo de preservar as referências de potência. Essa questão pode ser visualizada na Figura 40 (b).

Figura 40 – Tensões e correntes da rede resultantes da simulação do caso 3.

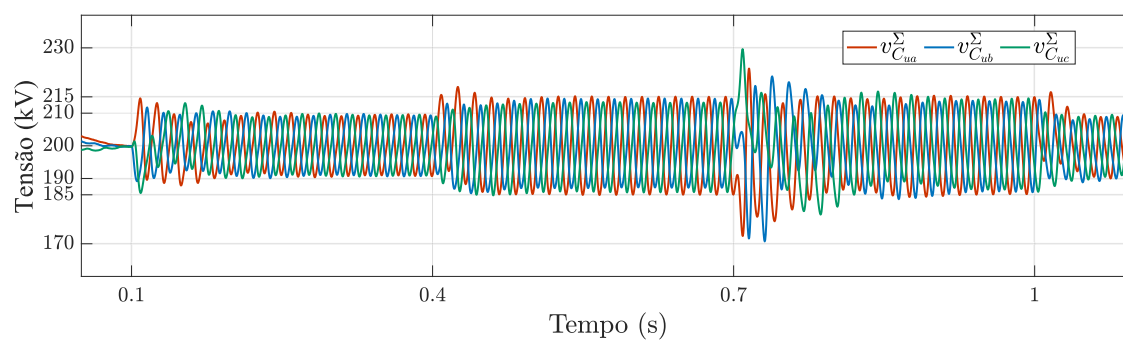


Legenda: (a) Tensões da rede; (b) Correntes de saída do conversor.

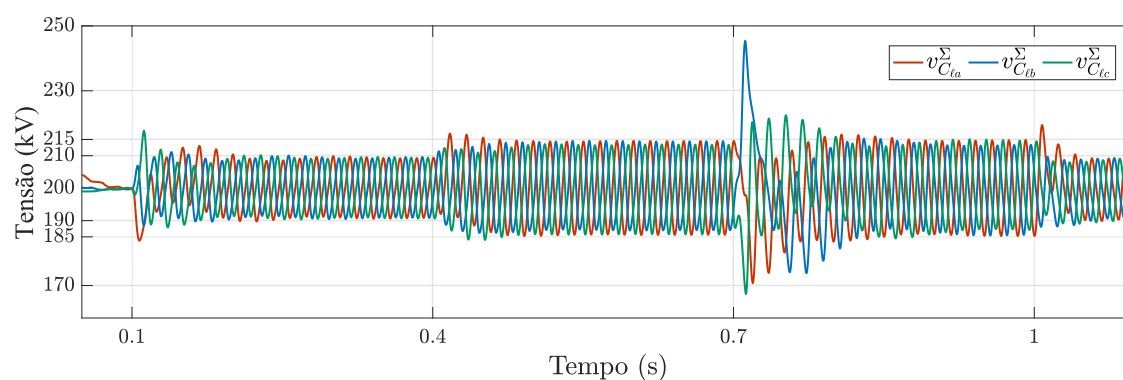
Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Quanto ao desempenho dos controladores de energia, a análise da Figura 41 (a) – (d) permite concluir que, mesmo com o desequilíbrio, as energias  $\bar{w}_{Ck}^{\Sigma}$  e  $\bar{w}_{Ck}^{\Delta}$  são reguladas em seus valores de referência. Conseqüentemente, as tensões  $v_{C_{uk}}^{\Sigma}$  e  $v_{C_{lk}}^{\Sigma}$  também são controladas.

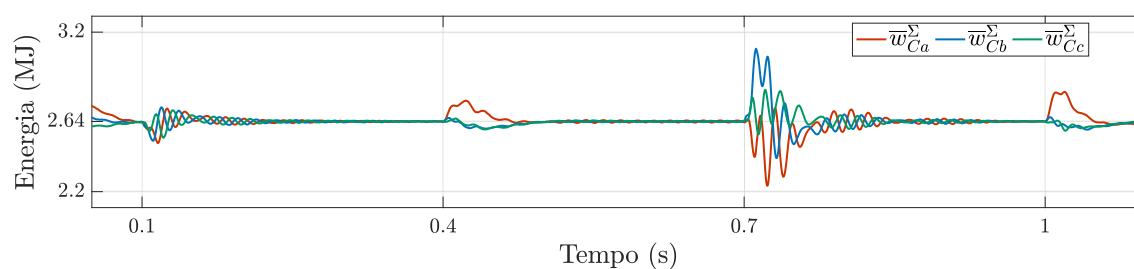
Figura 41 – Formas de onda de tensão e energia resultantes da simulação do caso 3.



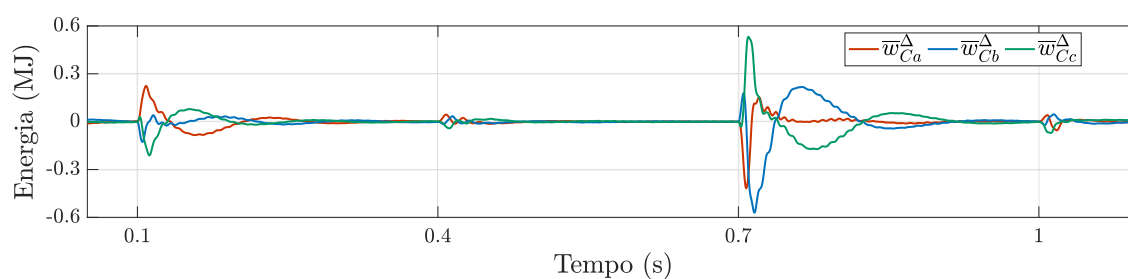
(a)



(b)



(c)

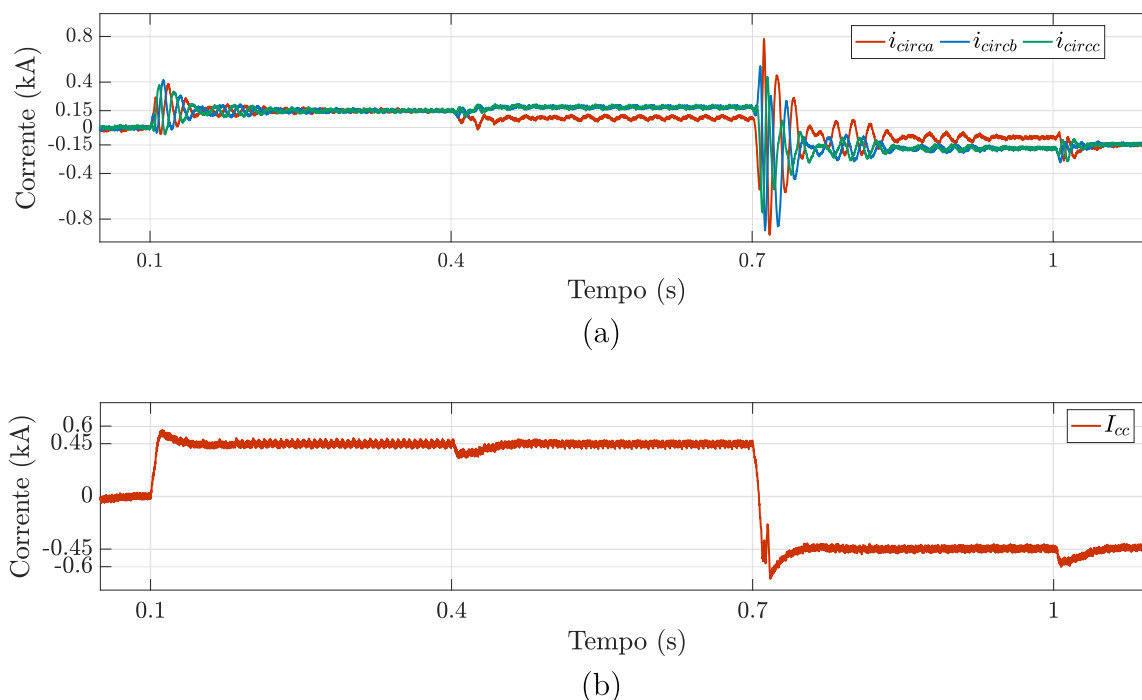


(d)

Legenda: (a) Somatório das tensões dos capacitores do braço superior; (b) Somatório das tensões dos capacitores do braço inferior; (c) Energia média nas pernas; (d) Diferença entre as energias médias dos braços.

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Figura 42 – Correntes internas e do barramento CC resultantes da simulação do caso 3.



Legenda: (a) Correntes circulantes; (b) Corrente do barramento CC.

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

Em se tratando das correntes circulantes plotadas na Figura 42 (a), pode-se notar uma componente CA fundamental, que é responsável pelo balanceamento vertical de energia, bem como diferentes valores de componente CC entre as fases, o que corresponde às considerações teóricas. Ou seja, devido ao fato de que as pernas do MMC são carregadas de maneira desigual durante o desequilíbrio, a corrente circulante deve corresponder às necessidades de potência da respectiva fase. Além disso, analisando a Figura 42 (b), constata-se que a componente fundamental da corrente circulante não tem impacto na corrente CC do barramento, uma vez que o somatório dessas parcelas nas três fases é nulo. Pode-se observar, também, no instante  $t = 0,4$  s, uma pequena variação em  $I_{cc}$ . Essa redução na corrente corresponde à reação do controlador de energia  $C_{\Sigma}(s)$  à queda instantânea da tensão da rede. No entanto, assim que as correntes CA são reguladas para o valor que gera a potência  $P_{ca}^*$ , a corrente CC retorna ao valor de 450 A.

Da Figura 40, Figura 41 e Figura 42 também é possível notar a validade do EBC para o fluxo bidirecional de potência. Além disso, após a remoção do desequilíbrio, as variáveis se mantêm reguladas. Desse modo, através desse terceiro caso, a aplicabilidade do método indireto de supressão das correntes circulantes sob condições de rede equilibrada e desequilibrada foi demonstrada.

#### 5.4 RESUMO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os resultados das simulações digitais realizadas no software PSCAD/EMTDC. Três casos distintos foram analisados. No primeiro caso, foi feita a comparação entre os métodos direto e indireto de controle do conversor, considerando a injeção de potência ativa na rede. No segundo caso, a análise se concentrou no controle baseado em energia. Primeiramente, o comportamento das variáveis sob a alteração da referência de energia foi examinado e, posteriormente, o impacto da mudança no tipo de modulação foi investigado. No terceiro caso, o conversor controlado através do EBC em uma condição de rede desequilibrada foi simulado. O objetivo foi validar a aplicabilidade do método indireto tanto na situação da rede estar equilibrada quanto da rede estar desequilibrada. Juntamente com os resultados, foram apresentados os principais parâmetros do sistema, bem como os ganhos e critérios de projeto de todos os controladores aplicados nos três casos.



## 6 CONCLUSÕES FINAIS

Este trabalho teve como objetivo principal a realização de um estudo comparativo entre os métodos direto e indireto de supressão das correntes circulantes aplicados ao conversor multinível modular. Para atingir esse objetivo, foram realizadas várias etapas de pesquisa e análise.

Em um primeiro momento, os fundamentos do conversor multinível modular foram investigados, incluindo o funcionamento dos submódulos de meia ponte e o entendimento a respeito do fluxo das correntes dentro do conversor. Também foram abordadas as estratégias para acionar os interruptores estáticos e equalizar as tensões dos submódulos. Em um segundo momento, a modelagem do conversor multinível modular conectado à rede foi realizada. Em sequência, os índices de inserção foram definidos e classificados em dois tipos. A partir de sua definição e linearização, um modelo médio do conversor foi concebido. Em posse desse modelo, as malhas de controle das correntes terminais do conversor foram detalhadas, bem como as estratégias de controle das correntes circulantes.

Dentro do contexto de controle das correntes circulantes, aprofundou-se a discussão sobre os métodos direto e indireto, que têm como foco a mitigação das parcelas harmônicas dessas correntes. Dentre as técnicas da família do método direto, utilizou-se o controlador de supressão de correntes circulantes (CCSC) no sistema síncrono de coordenadas, uma abordagem clássica amplamente empregada na área. Por outro lado, no método indireto, adotou-se o controle baseado em energia (EBC) no sistema de coordenadas naturais, seguindo uma estrutura delineada com base na revisão bibliográfica de estudos relacionados. Para a comparação, o desempenho de ambas as estratégias foi avaliado por meio de simulação digital de um MMC conectado à rede no software PSCAD/EMTDC. Os resultados de simulação confirmaram os conceitos teóricos expostos.

O EBC demonstrou a capacidade de oferecer um controle completo do conversor. Por outro lado, o CCSC, embora tenha compensado as componentes harmônicas de segunda ordem de sequência negativa das correntes circulantes, não contempla a regulação das tensões dos braços superior e inferior do conversor. Isso resultou em sobrecorrentes e oscilações mal amortecidas no regime transitório da resposta da corrente do barramento CC.

Adicionalmente, foram realizadas análises sob diferentes condições, como alterações das referências de energia e desequilíbrio nas tensões das redes, para compreender mais profundamente o comportamento do MMC com o uso do controle baseado em energia. Os resultados obtidos validaram a aplicabilidade desse método nessas distintas situações.

Este estudo também investigou os impactos da linearização na etapa de modulação. Observou-se que a compensação das parcelas oscilantes das tensões dos capacitores dos submódulos resultou na eliminação natural da componente de segunda harmônica de

sequência negativa da corrente circulante. No entanto, malhas externas de energia são necessárias para garantir a estabilidade assintótica do sistema.

Como contribuições relevantes desta pesquisa, destacam-se a revisão bibliográfica dos métodos diretos de supressão das correntes circulantes e o detalhamento das malhas de energia, juntamente com o projeto dos controladores. Os conceitos abordados fornecem uma base sólida para a aplicação desse tipo de controle em outras situações envolvendo o conversor multinível modular. Assim, a dissertação oferece *insights* para trabalhos futuros desse tipo de controle em sistemas de energia. Com poucas modificações na estrutura de controle, o método pode ser adaptado para aplicações que substituam os capacitores dos submódulos por baterias ou arranjos de painéis solares fotovoltaicos, por exemplo.

## 6.1 TRABALHOS FUTUROS

Como temas para futuros desdobramentos dessa pesquisa são sugeridos:

- a) Realizar uma comparação mais ampla do controle baseado em energia com outros métodos diretos de supressão das correntes circulantes;
- b) Investigar o desempenho do controle baseado em energia do MMC substituindo os capacitores dos submódulos por baterias;
- c) Investigar o desempenho do controle baseado em energia do MMC substituindo os capacitores por painéis solares fotovoltaicos;
- d) Verificação de todos os testes realizados neste trabalho no modelo experimental em pequena escala disponível no Laboratório do Núcleo de Pesquisa em Automação e Eletrônica de Potência (NAEP).

## REFERÊNCIAS

- AKAGI, H.; WATANABE, E.; AREDES, M. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**. Wiley, 2017. (IEEE Press Series on Power and Energy Systems). ISBN 9781118362105. Disponível em: [https://books.google.com.br/books?id=\\_51RLwEACAAJ](https://books.google.com.br/books?id=_51RLwEACAAJ).
- ANGQUIST, L.; ANTONOPOULOS, A.; SIEMASZKO, D.; ILVES, K.; VASILADIOTIS, M.; NEE, H.-P. Open-loop control of modular multilevel converters using estimation of stored energy. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 47, n. 6, p. 2516–2524, 2011.
- ANTONOPOULOS, A.; ANGQUIST, L.; NEE, H.-P. On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter. In: **2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10.
- ANTONOPOULOS, A.; ÅNGQUIST, L.; HARNEFORS, L.; ILVES, K.; NEE, H.-P. Stability analysis of modular multilevel converters with open-loop control. p. 6316–6321, 2013.
- BERGNA-DIAZ, G.; SUUL, J. A.; D'ARCO, S. Energy-based state-space representation of modular multilevel converters with a constant equilibrium point in steady-state operation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 6, p. 4832–4851, 2018.
- BERGNA, G.; BERNE, E.; EGROT, P.; LEFRANC, P.; ARZANDE, A.; VANNIER, J.-C.; MOLINAS, M. An energy-based controller for hvdc modular multilevel converter in decoupled double synchronous reference frame for voltage oscillation reduction. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 6, p. 2360–2371, 2013.
- BOLLEN, M. H. **Understanding power quality problems**. [S.l.]: IEEE press New York, 2000. v. 3.
- CHEN, X.; LIU, J.; OUYANG, S.; SONG, S.; WU, H. A modified circulating current suppressing strategy for nearest level control based modular multilevel converter. p. 1817–1822, 2017.
- COLE, S.; BELMANS, R. Transmission of bulk power. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 3, n. 3, p. 19–24, 2009.
- CUI, S.; KIM, S.; JUNG, J.-J.; SUL, S.-K. A comprehensive cell capacitor energy control strategy of a modular multilevel converter (mmc) without a stiff dc bus voltage source. p. 602–609, 2014.
- CUNICO, L. M.; LAMBERT, G.; DACOL, R. P.; OLIVEIRA, S. V. G.; NOVAES, Y. R. de. Parameters design for modular multilevel converter (mmc). In: **2013 Brazilian Power Electronics Conference**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 264–270.
- DEBNATH, S.; QIN, J.; BAHRANI, B.; SAEEDIFARD, M.; BARBOSA, P. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 37–53, 2015.
- DELARUE, P.; GRUSON, F.; GUILLAUD, X. Energetic macroscopic representation and inversion based control of a modular multilevel converter. p. 1–10, 2013.

DENG, F.; CHEN, Z. A control method for voltage balancing in modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 1, p. 66–76, 2014.

DIAZ, G. B. **Modular multilevel converter control for hvdc operation: Optimal shaping of the circulating current signal for internal energy regulation**. Tese (Doutorado) — CentraleSupélec; Norwegian University of Science and Technology, 2015.

DU, S.; DEKKA, A.; WU, B.; ZARGARI, N. **Modular multilevel converters: analysis, control, and applications**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2018.

DUARTE, S. N.; GHETTI, F. T.; ALMEIDA, P. M. de; BARBOSA, P. G. Zero-sequence voltage compensation of a distribution network through a four-wire modular multilevel static synchronous compensator. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, Elsevier, v. 109, p. 57–72, 2019.

DUARTE, S. N.; GHETTI, F. T.; de Almeida, P. M.; BARBOSA, P. G. Experimental evaluation of negative-sequence voltage compensation in distribution networks by a modular multilevel static synchronous compensator. **Electric Power Systems Research**, v. 194, p. 107020, 2021. ISSN 0378-7796. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S037877962030818X>.

ELSANABARY, A.; MEKHILEF, S.; SEYEDMAHMOUDIAN, M.; STOJCEVSKI, A. An energy balancing strategy for modular multilevel converter based grid-connected photovoltaic systems. **IET Power Electronics**, v. 14, n. 12, p. 2115–2126, 2021. Disponível em: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/pel2.12113>.

FERREIRA, A.; GOMIS-BELLMUNT, O.; TEIXIDO, M. Modular multilevel converter modeling and controllers design. p. 1–10, 2014.

FREYTES, J.; BERGNA, G.; SUUL, J. A.; D'ARCO, S.; SAAD, H.; GUILLAUD, X. State-space modelling with steady-state time invariant representation of energy based controllers for modular multilevel converters. In: **2017 IEEE Manchester PowerTech**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–7.

FREYTES, J.; BERGNA, G.; SUUL, J. A.; D'ARCO, S.; GRUSON, F.; COLAS, F.; SAAD, H.; GUILLAUD, X. Improving small-signal stability of an mmc with ccsc by control of the internally stored energy. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 33, n. 1, p. 429–439, 2018.

FRIEDRICH, K. Modern hvdc plus application of vsc in modular multilevel converter topology. p. 3807–3810, 2010.

GHETTI, F. T. **Aplicações de conversores modulares multiníveis no processamento e condicionamento da energia elétrica**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2019.

GHETTI, F. T.; ALMEIDA, A. d. O.; ALMEIDA, P. d.; BARBOSA, P. G. Simulação em tempo real de algoritmos de equalização das tensões cc de um conversor multinível modular. **Revista Eletrônica de Potência**, v. 2, n. 4, p. 362–371, 2017.

GHETTI, F. T.; FERREIRA, A. A.; BRAGA, H. A.; BARBOSA, P. G. A study of shunt active power filter based on modular multilevel converter (mmc). In: IEEE. **2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications**. [S.l.], 2012. p. 1–6.

- GRUSON, F.; FREYTES, J.; SAMIMI, S.; DELARUE, P.; GUILLAUD, X.; COLAS, F.; BELHAOUANE, M. Impact of control algorithm solutions on modular multilevel converters electrical waveforms and losses. p. 1–10, 2015.
- HAGIWARA, M.; AKAGI, H. Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 7, p. 1737–1746, 2009.
- HARNEFORS, L.; ANTONOPOULOS, A.; NORRGA, S.; ANGQUIST, L.; NEE, H.-P. Dynamic analysis of modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 7, p. 2526–2537, 2013.
- HE, L.; ZHANG, K.; XIONG, J.; FAN, S. A repetitive control scheme for harmonic suppression of circulating current in modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 471–481, 2015.
- HEATH, T.; BARNES, M.; JUDGE, P. D.; CHAFFEY, G.; CLEMOW, P.; GREEN, T. C.; GREEN, P. R.; WYLIE, J.; KONSTANTINOOU, G.; CEBALLOS, S.; POU, J.; BELHAOUANE, M. M.; ZHANG, H.; GUILLAUD, X.; ANDREWS, J. Cascaded- and modular-multilevel converter laboratory test system options: A review. **IEEE Access**, v. 9, p. 44718–44737, 2021.
- ILVES, K.; ANTONOPOULOS, A.; NORRGA, S.; NEE, H.-P. Steady-state analysis of interaction between harmonic components of arm and line quantities of modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 1, p. 57–68, 2012.
- JONES, P. S.; DAVIDSON, C. C. Calculation of power losses for mmc-based vsc hvdc stations. p. 1–10, 2013.
- JOVCIC, D.; AHMED, K. **High Voltage Direct Current Transmission: Converters, Systems and DC Grids**. Wiley, 2015. ISBN 9781118846681. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=2fl-CgAAQBAJ>.
- JUNG, J.-J.; CUI, S.; LEE, Y.; SUL, S.-K. A cell capacitor energy balancing control of mmc-hvdc under the ac grid faults. p. 1–8, 2015.
- KADANDANI, N. B.; DAHIDAH, M.; ETHNI, S. Review of circulating current control methods in modular multilevel converter. **Bayero Journal of Engineering and Technology**, Newcastle University, 2021.
- KALAIR, A.; ABAS, N.; KHAN, N. Comparative study of hvac and hvdc transmission systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 59, p. 1653–1675, 2016. ISSN 1364-0321. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032115016718>.
- LEON, A. E.; AMODEO, S. J. Energy balancing improvement of modular multilevel converters under unbalanced grid conditions. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 8, p. 6628–6637, 2017.
- LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. v. 3, p. 6 pp. Vol.3–, 2003.

LI, Z.; WANG, P.; CHU, Z.; ZHU, H.; LUO, Y.; LI, Y. An inner current suppressing method for modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 11, p. 4873–4879, 2013.

LIMA, L. A. M. **Conversor Multinível Modular: Modelo Analítico e Controle de Corrente Circulante**. Dissertação (Mestrado) — Tese de doutorado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2016.

LU, X.; XIAO, J.; YE, L.; LI, M.; CHEN, G. The energy-based control frame and its limitation for half-bridge mmc. In: **2021 IEEE 4th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–5.

MARTINEZ-RODRIGO, F.; RAMIREZ, D.; REY-BOUE, A. B.; PABLO, S. D.; LUCAS, L. C. Herrero-de. Modular multilevel converters: Control and applications. **Energies**, v. 10, n. 11, 2017. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/10/11/1709>.

MOGLESTUE, A. *et al.* **Abb review, special report 60 years of hvdc**. [S.l.]: July, 2014.

MÜNCH, P.; GÖRGES, D.; IZÁK, M.; LIU, S. Integrated current control, energy control and energy balancing of modular multilevel converters. p. 150–155, 2010.

PAUCAR, B. **Sistema HVDC baseado em conversores multinível modulares**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2014.

QIN, J.; SAEEDIFARD, M. Predictive control of a modular multilevel converter for a back-to-back hvdc system. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 27, n. 3, p. 1538–1547, 2012.

QURAAAN, M.; YEO, T.; TRICOLI, P. Design and control of modular multilevel converters for battery electric vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 1, p. 507–517, 2016.

RAJU, M. N.; SREEDEVI, J.; MANDI, R. P.; MEERA, K. Modular multilevel converters technology: a comprehensive study on its topologies, modelling, control and applications. **IET Power Electronics**, v. 12, n. 2, p. 149–169, 2019. Disponível em: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/iet-pel.2018.5734>.

ROHNER, S.; BERNET, S.; HILLER, M.; SOMMER, R. Modulation, losses, and semiconductor requirements of modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2633–2642, 2010.

SAAD, H.; DENNETIÈRE, S.; MAHSEREDJIAN, J.; DELARUE, P.; GUILLAUD, X.; PERALTA, J.; NGUEFEU, S. Modular multilevel converter models for electromagnetic transients. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 29, n. 3, p. 1481–1489, 2014.

SAEEDIFARD, M.; IRAVANI, R. Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back hvdc system. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 25, n. 4, p. 2903–2912, 2010.

SAMIMI, S.; GRUSON, F.; DELARUE, P.; GUILLAUD, X. Synthesis of different types of energy based controllers for a modular multilevel converter integrated in an hvdc link. p. 1–7, 2015.

- SAMIMI, S.; GRUSON, F.; DELARUE, P.; COLAS, F.; BELHAOUANE, M. M.; GUILLAUD, X. Mmc stored energy participation to the dc bus voltage control in an hvdc link. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 31, n. 4, p. 1710–1718, 2016.
- SCHROEDER, M.; MAHR, F.; JAEGER, J.; HAENSEL, S. Energy balancing in the modular multilevel converter under unbalanced grid conditions. p. P.1–P.10, 2017.
- SHARIFABADI, K.; HARNEFORS, L.; NEE, H.-P.; NORRGA, S.; TEODORESCU, R. **Design, control, and application of modular multilevel converters for HVDC transmission systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2016.
- SHI, X.; YANG, R.; CAI, X.; FANG, Z.; DONG, P.; RAO, F. Improved comprehensive energy-based control for mmc-hvdc system. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, Elsevier, v. 145, p. 108593, 2023.
- SHINODA, K.; FREYTES, J.; BENCHAIIB, A.; DAI, J.; SAAD, H.; GUILLAUD, X. Energy difference controllers for mmc without dc current perturbations. 2016.
- SIEMASZKO, D.; ANTONOPOULOS, A.; ILVES, K.; VASILADIOTIS, M.; ÄNGQUIST, L.; NEE, H.-P. Evaluation of control and modulation methods for modular multilevel converters. p. 746–753, 2010.
- SUZUKI, N. Y.; LACERDA, V. A.; OLIVEIRA, G. C. de; MONARO, R. M.; COURRY, D. V. Comparação de métodos para seleção de parâmetros de conversores modulares multiníveis. 2017.
- TEEUWSEN, S. P. Modeling the trans bay cable project as voltage-sourced converter with modular multilevel converter design. p. 1–8, 2011.
- TU, Q.; XU, Z.; HUANG, H.; ZHANG, J. Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based hvdc. p. 1–6, 2010.
- TU, Q.; XU, Z.; XU, L. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 26, n. 3, p. 2009–2017, 2011.
- UTVIC, M.; DUJIC, D. Direct arm energy control in modular multilevel converter under unbalanced grid conditions. p. 250–256, 2020.
- VASCONCELOS, L. A. **Metodologia para representação de sistemas de transmissão em corrente contínua multiterminais no problema de fluxo de potência**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2014.
- WANG, Y.; AKSOZ, A.; GEURY, T.; OZTURK, S. B.; KIVANC, O. C.; HEGAZY, O. A review of modular multilevel converters for stationary applications. **Applied Sciences**, v. 10, n. 21, 2020. ISSN 2076-3417. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2076-3417/10/21/7719>.
- WATANABE, E. H.; LIMA, F. K. d.; DIAS, R. F. daSilva; AREDES, M.; BARBOSA, P. G.; BARCELOS, S. L. L.; JR, G. S. Flexible ac transmission systems. In: **Power Electronics Handbook**. [S.l.]: Elsevier, 2018. p. 885–909.
- WEI, J.; ACHARYA, A. B.; NORUM, L.; BAUER, P. Comparison of current control strategies in modular multilevel converter. p. 2630–2637, 2018.

XIAO, H.; XU, Z.; XUE, Y.; TANG, G. Theoretical analysis of the harmonic characteristics of modular multilevel converters. **Science China Technological Sciences**, Springer, v. 56, p. 2762–2770, 2013.

XU, Z.; XIAO, H.; ZHANG, Z. Selection methods of main circuit parameters for modular multilevel converters. **IET Renewable Power Generation**, v. 10, n. 6, p. 788–797, 2016. Disponível em: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/iet-rpg.2015.0434>.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. **Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.

ZHANG, H.; BELHAOUANE, M. M.; COLAS, F.; KADRI, R.; GRUSON, F.; GUILLAUD, X. On comprehensive description and analysis of mmc control design: Simulation and experimental study. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 36, n. 1, p. 244–253, 2021.

ZYGMANOWSKI, M.; GRZESIK, B.; NALEPA, R. Capacitance and inductance selection of the modular multilevel converter. In: **2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–10.

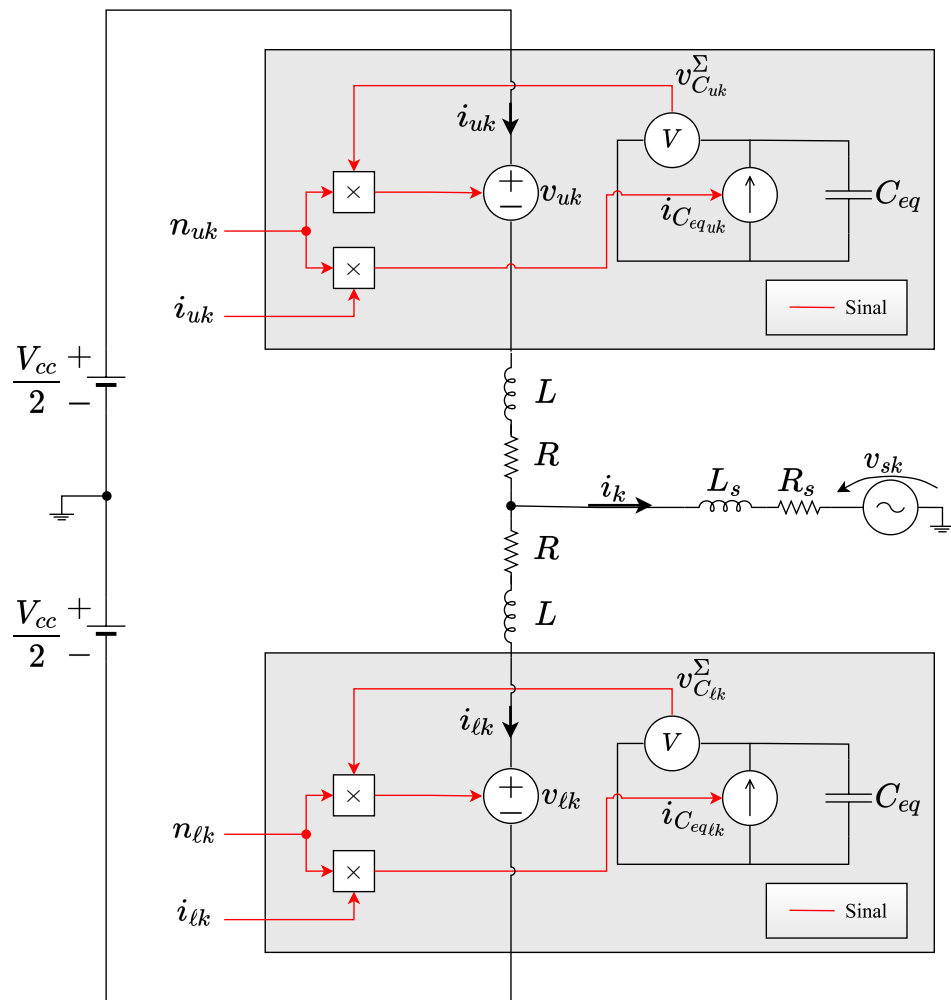
ÄNGQUIST, L.; ANTONOPOULOS, A.; SIEMASZKO, D.; ILVES, K.; VASILADIOTIS, M.; NEE, H.-P. Inner control of modular multilevel converters - an approach using open-loop estimation of stored energy. In: **The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1579–1585.



## APÊNDICE A – MODELO ALA

Nessa estratégia, cada braço do MMC é aproximado por uma fonte de tensão ideal agregada, ou um capacitor equivalente, ao longo do período de comutação (SHARIFABADI *et al.*, 2016). Os princípios do modelo ALA foram descritos no Capítulo 3 e seu controle é realizado por meio dos índices de inserção contínuos dos braços,  $n_{uk}$  e  $n_{lk}$ , definidos em (3.3). As expressões (3.1) e (3.2) para as tensões inseridas e (3.6) e (3.7) para as tensões do capacitor equivalente são traduzidas em um circuito elétrico simples, como mostrado na Figura 43, onde uma fonte de tensão controlada é usada para modelar a tensão inserida no braço e uma fonte de corrente controlada é usada para modelar a tensão sobre o capacitor equivalente.

Figura 43 – Modelo digital da perna do MMC utilizado o modelo ALA.



Fonte: Adaptado de Sharifabadi *et al.* (2016).

Conforme pode ser observado na Figura 43, esse modelo é capaz de representar a dinâmica da tensão do capacitor equivalente. O modelo ALA é contínuo e de ordem quatro, devido às variáveis de estado  $x = [i_k, i_{circ_k}, v_{C_{uk}}^\Sigma, v_{C_{lk}}^\Sigma]$ , e pode ser facilmente implementado na maioria dos programas de simulação de circuitos. Ele é adequado para

estudos de projeto de controle. Com sua utilização, aspectos como a dinâmica do PWM, a natureza discreta dos índices de inserção reais e desbalanceamento de tensão do capacitor (variações individuais) dentro do braço podem ser ignorados.

A maior vantagem do modelo ALA é a baixo esforço computacional, que independe do número de submódulos, e a boa adequação para o projeto de controle com boa representação da dinâmica de tensão do capacitor (SHARIFABADI *et al.*, 2016).

## APÊNDICE B – TRANSFORMADA DE COORDENADAS

A transformação das variáveis nas coordenadas  $abc$  para  $dq$  é dada por (TU; XU; XU, 2011):

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

onde  $f_a$ ,  $f_b$  e  $f_c$  são as grandezas instantâneas trifásicas nas coordenadas  $abc$ , respectivamente;  $f_d$  e  $f_q$  são as grandezas instantâneas nas coordenadas  $dq$ , respectivamente e  $\theta$  o ângulo elétrico obtido pelo PLL. O fator  $(2/3)$  em (B.1) garante a invariância da amplitude das grandezas entre os dois sistemas.

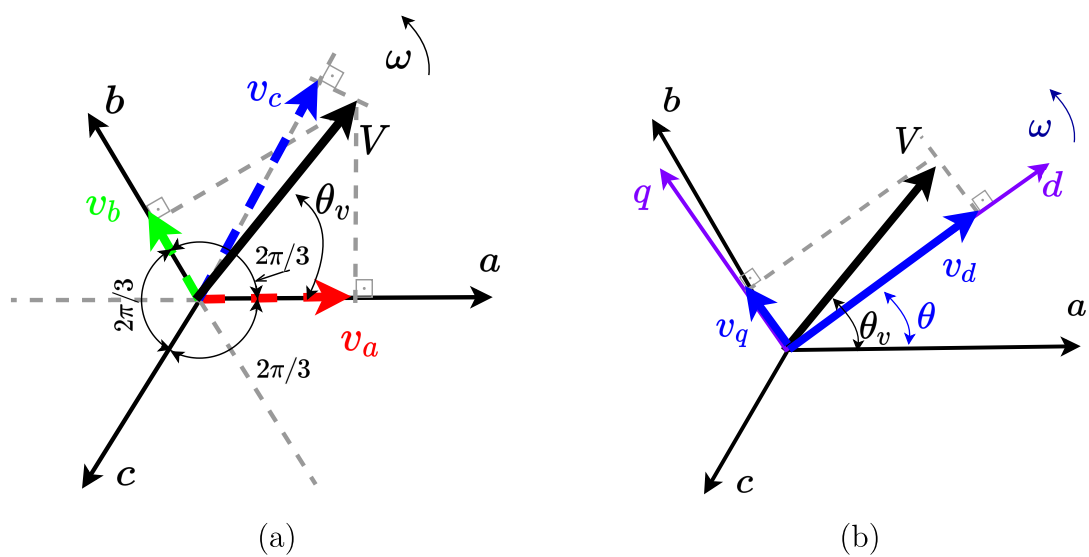
Considere  $f_a$ ,  $f_b$  e  $f_c$  como tensões trifásicas e defasadas  $2\pi/3$  rad entre si. A fim de ilustrar essa situação, na Figura 44(a) é exibida a representação do vetor  $V$ , com velocidade angular  $\omega$  e ângulo dado por  $\theta_v$ . A partir da projeção sobre os eixos  $a$ ,  $b$  e  $c$  são obtidas as tensões  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$ . Desta forma, o vetor girante  $V$  traz informações como a amplitude, fase e velocidade angular das tensões. Na Figura 44(b) é apresentada a representação do vetor  $V$  em um sistema de coordenadas  $(dq)$  sincronizado com a velocidade angular da rede,  $\omega$ . Assim como o vetor girante, as coordenadas  $dq$ , cujos eixos são ortogonais entre si, possuem a mesma velocidade angular da rede. A projeção de  $V$  sobre os eixos  $dq$  irá resultar em tensões  $V_d$  e  $V_q$  constantes, caso as tensões da rede não possuam harmônicos.

Aplicando a transformada, com  $\theta = \theta_v = \omega t$ , obtém-se um sistema de coordenadas  $dq$  síncrono com velocidade angular  $\omega$ , de forma que o eixo  $d$  está sempre alinhado com o vetor tensão  $V$ . Idealmente, tem-se como resultado dessa transformação um valor de  $V_q$  nulo, enquanto  $V_d$  assume o valor da tensão de pico do sistema trifásico, para a matriz de transformação adotada. Assim, as componentes na frequência fundamental se tornam constantes nesse novo sistema.

Por fim, a transformação inversa de Park é dada por:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

Figura 44 – Transformada  $abc$  para  $dq$ .



Legenda: (a) Vetor girante; (b) Decomposição em  $dq$ .

Fonte: Elaborado pelo autor (2023).

## APÊNDICE C – DIMENSIONAMENTO DOS PARÂMETROS DO MMC

Os valores projetados dos capacitores nos submódulos e dos indutores dos braços influenciam diretamente os custos de instalação e operação do MMC. Logo, além de contribuir com a redução de perdas, um projeto adequado permite otimizar esses custos.

Na literatura são encontradas diversificadas abordagens para a seleção desses parâmetros (ZYGMANOWSKI; GRZESIK; NALEPA, 2013; CUNICO *et al.*, 2013; JOVCIC; AHMED, 2015; XU; XIAO; ZHANG, 2016; HEATH *et al.*, 2021). Para a presente dissertação, a escolha da metodologia de projeto se baseou no estudo comparativo realizado por Suzuki *et al.* (2017). Nesse estudo, os autores fizeram a comparação de três métodos de dimensionamento: método A, proposto em (JOVCIC; AHMED, 2015), método B, realizado em (CUNICO *et al.*, 2013) e método C, concebido em (XU; XIAO; ZHANG, 2016). Os métodos foram comparados com relação às magnitudes das correntes circulantes, às oscilações de tensão nos capacitores dos submódulos e às respostas dos controles. As conclusões dessa análise apontaram o método B e C como boas opções de escolha de projeto. Portanto, a metodologia proposta por Xu, Xiao e Zhang (2016) foi adotada nesta dissertação.

Dessa forma, a capacitância  $C$  dos submódulos é selecionada de forma a garantir uma boa relação “custo-benefício” entre o sobressinal e velocidade de resposta dinâmica das tensões dos SM. Portanto:

$$C = H \frac{N}{3} \frac{S_{MMC}}{V_{cc}^2} \quad (\text{C.1})$$

onde  $H$  é a constante de tempo de descarregamento da capacidade equivalente<sup>1</sup>, definida como o período necessário para que a energia armazenada nos capacitores chegue a zero, considerando que o conversor esteja operando em condições nominais; e  $S_{MMC}$  é a potência trifásica nominal do conversor. Optou-se por adotar, nos cálculos,  $H \approx 0,53$  ms.

Para a determinação da indutância dos braços, Xu, Xiao e Zhang (2016) realizam o cálculo com base no critério da ressonância de segunda ordem da corrente circulante. Desse modo:

$$L = \frac{N}{C(2\omega_{res})^2} \quad (\text{C.2})$$

onde  $\omega_{res}$  é a frequência de ressonância. Xu, Xiao e Zhang (2016) recomendam que  $\omega_{res}$  seja igual a  $\omega$ , sendo  $\omega$  a frequência angular da rede.

---

<sup>1</sup> Akagi, Watanabe e Aredes (2017) definem o parâmetro  $H$  como um fator igual a constante de capacitância unitária (do inglês, *Unit Capacitance Constant*) (UCC)