



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

SAMUEL SOARES QUEIROZ

**CONVERSOR *FULL-BRIDGE* CASCATA BASEADO NA TÉCNICA DE
ENTRELAÇAMENTO PARA APLICAÇÕES DE ALTA TENSÃO E ALTA
CORRENTE**

FORTALEZA

2022

SAMUEL SOARES QUEIROZ

CONVERTOR *FULL-BRIDGE* CASCATA BASEADO NA TÉCNICA DE
ENTRELAÇAMENTO PARA APLICAÇÕES DE ALTA TENSÃO E ALTA CORRENTE

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.

FORTALEZA

2022

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária

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

- Q47c Queiroz, Samuel Soares.
Conversor Full-Bridge Cascata Baseado na Técnica de Entrelaçamento para Aplicações de Alta Tensão e Alta Corrente / Samuel Soares Queiroz. – 2022.
204 f. : il. color.
- Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2022.
Orientação: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.
1. Aplicações em Alta Potência. 2. Conversores Multiníveis. 3. Conversores em Paralelo. 4. Equilíbrio de Potência. 5. STATCOM. I. Título.

CDD 621.3

SAMUEL SOARES QUEIROZ

CONVERTOR *FULL-BRIDGE* CASCATA BASEADO NA TÉCNICA DE
ENTRELAÇAMENTO PARA APLICAÇÕES DE ALTA TENSÃO E ALTA CORRENTE

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Aprovada em: 27/01/2022.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior. (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Domenico Sgrò
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Cassiano Rech
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)

Prof. Dr. Marcelo Lobo Heldwein
Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC)

A Deus.

À minha Mãe, Regina.

Ao meu pai, Otacílio.

Ao meu grande amor, Livia.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por todas as bênçãos em minha vida.

Agradeço à minha família por todo o suporte e amor. Vocês são fundamentais em minha vida. Ao meu pai, à minha mãe e ao meu irmão, muito obrigado por tudo.

Agradeço ao prof. Demercil pela grande e excelente orientação. Durante todo o curso de doutorado, o sr. esteve sempre presente para dúvidas, discussões, ideias e soluções. Prof. Demercil, muito obrigado pela confiança em meu potencial e trabalho. O sr. é um grande exemplo de pesquisador e professor. Agradeço também aos demais professores do programa de pós-graduação que me ajudaram de alguma forma. Também mando meu agradecimento ao Pedro, técnico do laboratório que foi tão importante na montagem do protótipo de bancada. Agradeço também à CAPES pelo suporte financeiro e aos membros da banca.

Um agradecimento especial também vai para os meus amigos do laboratório que de uma forma ou de outra me ajudaram. Juliano, Samantha, Willamy, Dalton, Janaina e vários outros, muito obrigado pela parceria. Um agradecimento especial ao Juliano e Willamy, por

Aos meus grandes e verdadeiros amigos, Regis, Fernanda, Gabriel e Raissa. Todos foram importantes nessa caminhada e me ajudaram diretamente

Por fim, agradeço ao meu grande amor, Livia Melo Cavalcanti, por todo o apoio ao longo do doutorado. Você sempre me deu forças para buscar meus sonhos. Mais uma vez, agradeço por todo amor, carinho, paciência e companheirismo. Sou eternamente grato por ter você ao meu lado.

RESUMO

Os desafios da indústria da energia em aplicações de alta potência exigem o uso de conversores com característica de fonte de tensão (*voltage source converters* – VSCs) capazes de operar com altos níveis de potência. Nesse âmbito, barreiras técnicas e tecnológicas podem limitar a utilização das tradicionais soluções em aplicações de alta tensão e alta corrente. As tradicionais soluções geralmente apoiam-se em duas abordagens: *i*) topologias multiníveis para aumentar a capacidade de tensão; e *ii*) conexão em paralelo de semicondutores discretos e submódulos (SMs) de potência para aumentar a capacidade de corrente. Visando desenvolver uma solução mais flexível, este trabalho propõe e analisa o conceito do conversor *full-bridge* cascata generalizado (FBCG), o qual permite aumentar os níveis de potência das topologias derivadas fornecendo divisão da tensão e corrente. O princípio de síntese do conversor FBCG emprega o conversor *full-bridge* (FB) monofásico como SM básico. Além disso, utiliza-se da técnica de cascadeamento de conversores para incorporar a configuração de conversores intercalados para construir uma estrutura multiramificada e de multicamadas com tensão e corrente reduzidas nos SM-FBs e semicondutores. O trabalho é focado em topologias que utilizam SM-FBs com tensões de barramentos CC assimétricas, os quais processam potências iguais. Além disso, o estudo fornece uma análise detalhada sobre a modelagem e projeto do sistema, correntes circulantes e estratégia de modulação. Apesar das vantagens técnicas, o conversor multinível FBCG requer um sistema de controle complexo. Assim, propõe-se o estudo do modelo matemático do conversor FBCG, sendo que uma abordagem matemática generalizada é derivada para obter as principais equações diferenciais que governam as dinâmicas das correntes de modo comum (MC) e modo diferencial (MD), bem como as formas de onda das tensões sintetizadas pelo conversor. Uma nova estratégia de controle generalizada baseada na transformada de similaridade de Lunze é analisada em detalhes. O principal conceito associado ao método de balanceamento de tensão do sistema de controle baseia-se no uso das correntes de MD. A troca de energia armazenada nos capacitores dos SM-FBs ocorre por meio das correntes de MD, ao passo que garante a divisão equilibrada de corrente. Em comparação com outras topologias e soluções convencionais, o conversor proposto neste trabalho tem um desempenho competitivo em termos de perdas nos semicondutores e menor número de elementos. Um protótipo de laboratório em pequena escala de um compensador síncrono estático (*static synchronous compensator* – STATCOM) para um sistema elétrico monofásico de 2,2 kVA/311 V é implementado para validar as considerações teóricas do conversor FBCG, verificando o comportamento da estrutura nos regimes permanente e transitório.

Palavras-chave: Aplicações em alta potência, conversores multiníveis, conversores em paralelo, equilíbrio de potência, STATCOM.

ABSTRACT

The energy challenges in high-power applications require the use of voltage source converters (VSCs) capable of handling high power levels. Technical barriers may limit the utilization of traditional solutions in high-voltage, high-current applications. Traditional solutions often rely on two approaches: i) multilevel topologies to enhance voltage capability; and ii) parallel connection of discrete semiconductors and power sub-modules (SM) to enhance the current capability. In order to obtain a flexible solution, this work proposes and analyses the generalized cascaded full-bridge (GCFB) converter, which allows increasing the power levels of the derived topologies while providing voltage and current sharing. The synthesis principle of the GCFB converter uses the single-phase full-bridge (FB) converter as a basic SM. Moreover, it takes advantage of cascading techniques and incorporates the interleaved configuration to build a multi-branched, multilayer structure with reduced current and voltage stresses on the FB-SMs and semiconductors. This work focuses on topologies that use asymmetrical dc-link voltages with balanced power processing among the FB-SMs. The study also provides an in-depth analysis regarding the system modeling and design, circulating currents, and modulation strategy. Despite the aforementioned advantages, the multilevel GCFB converter requires a complex control system. In this sense, this work proposes the study of the overall circuit model of the GCFB converter. A generalized mathematical approach is derived to obtain the main differential equations that define the dynamics of common-mode (CM) and differential-mode (DM) currents, as well as the voltage waveforms synthesized by the converter. A novel and generalized control strategy based on the Lunze's similarity transformation is also analyzed in detail. The main concept associated with the voltage balancing method of the control system relies on using the DM currents. The exchange of energy stored in the dc-link capacitors occurs through the DM currents, whereas proper current sharing is ensured. Compared with conventional topologies and solutions, the proposed solution is quite competitive in terms of power losses in the semiconductors and lower component count. A small-scale laboratory prototype of a static synchronous compensator (STATCOM) rated at 2.2 kVA/311 V is implemented to validate the theoretical assumptions about the GCFB converter, considering the behavior of the structure in steady-state and transient conditions.

Keywords: High-power applications, multilevel systems, parallel-interleaved converters, power balance, STATCOM.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1. Conversor com semicondutores em série para aumento da capacidade de tensão...	6
Figura 1.2. Conversor multinível: (a) FBC - Estrutura simétrica; (b) FBC - Estrutura assimétrica; (c) MMC.....	8
Figura 1.3. Diagrama esquemático simplificado do sistema de controle utilizado em conversores multiníveis com SMs em cascata.	10
Figura 1.4. Semicondutores de SiC disponíveis para diferentes tensões de bloqueio.....	12
Figura 1.5. Técnica do paralelismo: (a) dispositivos semicondutores; (b) braços de conversor meia ponte; (c) conversor em ponte completa trifásico; (d) SMs com barramento CC compartilhado.....	14
Figura 1.6. Diagrama esquemático simplificado de técnicas de controle ativo para sistemas com SMs em paralelo: (a) controle centralizado mestre-escravo; (b) controle distribuído; (c) controle distribuído baseado na decomposição das correntes.	18
Figura 1.7. Estrutura generalizada do conversor C3L proposto em (FABRICIO et al., 2016).	20
Figura 1.8. Estrutura generalizada do conversor derivado do conceito série/paralelo proposto em (QUEIROZ et al., 2017).	21
Figura 1.9. Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle para a topologia série/paralelo com quatro SMs.	22
Figura 1.10. Estrutura generalizada do conversor MMC proposto em (MILOVANOVIĆ; DUJIĆ, 2019).....	23
Figura 1.11. Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle proposto em (MILOVANOVIĆ; DUJIC, 2020).	24
Figura 1.12. Estrutura generalizada do conversor FBCG.....	26
Figura 2.1. Estrutura monofásica, generalizada e simétrica do conversor FBCG.....	31
Figura 2.2. Topologias derivadas do conversor FBCG: (a) 2I-2C; (b) 2I-3C; (c) 3I-2C.	33
Figura 2.3. Conversor FB: (a) circuito básico; (b) tensão de saída V_o ; (c) fonte de tensão controlada do circuito equivalente do conversor FB.	35
Figura 2.4. Circuito equivalente da topologia 3I-2C.	36
Figura 2.5. Circuito equivalente da topologia 3I-2C para a modelagem orientada à corrente circulante.	39
Figura 2.6. Topologia 3I-2C: (a) circuito equivalente com as correntes circulantes $i_{c1,1}$, $i_{c1,2}$ e $i_{c1,3}$; (b) circuito equivalente simplificado.	41

Figura 2.7. Topologia 3I-2C: (a) circuito equivalente com as correntes circulantes i_{c1} , i_{c2} e i_{c3} ; (b) circuito equivalente com as tensões resultantes; (c) circuito equivalente simplificado.....	43
Figura 2.8. Diagrama dos estados de comutação da topologia 2I-2C: (a) $v_{mult} \times v_{md,c1,1}$; (b) $v_{mult} \times v_{md,c1}$	46
Figura 2.9. Diagrama dos estados de comutação da topologia 3I-2C: (a) $v_{mult} \times v_{md,c1,1}$; (b) $v_{mult} \times v_{md,c1}$	47
Figura 2.10. Definição dos ângulos da estratégia de modulação: (a) ângulo $\alpha_{tr,r}$ na topologia 2I-2C; (b) ângulo $\alpha_{tr,c}$ na topologia 2I-2C; (c) topologia 3I-2C.	49
Figura 2.11. Formas de onda da topologia 2I-2C: (a) tensões de saída dos SM-FBs e tensões de MC; (b) tensões de MD; (c) tensão multinível.	51
Figura 2.12. Formas de onda da topologia 2I-2C: (a) ondulação da corrente circulante $i_{c1,1}$; (b) ondulação da corrente circulante i_{c1} ; (c) ondulação da corrente de entrada i_S	52
Figura 2.13. Formas de onda da topologia 3I-2C: (a) tensões de MC; (b) tensões de MD; (c) tensão multinível.....	52
Figura 2.14. Formas de onda da topologia 3I-2C: (a) ondulação da corrente circulante $i_{c1,1}$; (b) ondulação da corrente circulante i_{c1} ; (c) ondulação da corrente de entrada i_S	53
Figura 2.15. Formas de onda da topologia 3I-2C: (a) pulso de comando do interruptor $S_{1,r1}$; (b) tensão $v_{o,r1}$; (c) tensão $v_{mc,r1,1}$; (d) tensão $v_{mc,r1}$; (e) tensão v_{mult}	57
Figura 2.16. Formas de onda da topologia 3I-2C: (a) tensão $v_{mc,r1}$; (b) tensão $v_{mc,r2}$; (c) tensão $v_{mc,re}$; (d) tensão v_{mult}	59
Figura 2.17. Valores de índices de modulação para assegurar os níveis em v_{mult}	60
Figura 2.18. Formas de onda da topologia 3I-2C: (a) tensões v_{mult} e v_S ; (b) tensão v_{Lf}	61
Figura 2.19. Formas de onda da topologia 3I-2C para o intervalo de tempo do setor 1: (a) tensões v_{mult} e v_S ; (b) tensão v_{Lf} ; (c) ondulação de corrente Δi_S	62
Figura 2.20. Ondulação de corrente normalizada $\Delta i_{S,norm}$ da topologia 3I-2C.	63
Figura 2.21. Formas de onda da topologia 3I-2C para o intervalo de tempo dos setores de 1 a 3: (a) tensões v_{mult} e v_S ; (b) tensão $v_{md,c1}$; (c) ondulação de corrente Δi_{c1}	66
Figura 2.22. Ondulações de corrente normalizadas $\Delta i_{c1,norm}$ e $\Delta i_{S,norm}$ da topologia 3I-2C.....	68
Figura 2.23. Formas de onda da topologia 3I-2C par ao intervalo dos setores de 1 a 6: (a) tensões v_{mult} e v_S ; (b) tensão $v_{md,c1,1}$; (c) ondulação de corrente $\Delta i_{c1,1}$	69
Figura 2.24. Ondulações de corrente normalizadas $\Delta i_{c1,1,norm}$, $\Delta i_{c1,norm}$ e $\Delta i_{S,norm}$ da topologia 3I-2C.....	71
Figura 3.1. Circuito equivalente da estrutura generalizada do conversor FBCG.	77
Figura 3.2. Circuitos equivalentes: (a) componentes de MC; (b) componentes de MD.	80

Figura 3.3. Circuito equivalente da topologia 2I-2C.....	82
Figura 3.4. Validação do modelo dinâmico $I_S(s)/D_{mc}(s)$ para topologia 2I-2C.....	83
Figura 3.5. Validação do modelo dinâmico $I_{c1}(s)/D_{md,c1}(s)$ para topologia 2I-2C.....	83
Figura 3.6. Validação do modelo dinâmico $I_{c1,1}(s)/D_{md,c1,1}(s)$ para topologia 2I-2C.....	84
Figura 3.7. Circuito equivalente dos modelos de tensão: (a) SM-FB equivalente da estrutura generalizada; (b) circuito para o estudo de $v_{dr1,1}$; (c) circuito para o estudo de v_{dl1}	86
Figura 3.8. Circuito da topologia 2I-2C.....	87
Figura 3.9. Modelo dinâmico para o controle da diferença de tensões $v_{dl,j}$: (a) circuito do SM-FB isolado; (b) diagrama de blocos representando o modelo de pequenos sinais.....	90
Figura 3.10. Validação do modelo dinâmico $V_{b,T}(s)/I_{p,s}(s)$ para topologia 2I-2C.....	93
Figura 3.11. Validação do modelo dinâmico $V_{dl,c1}(s)/I_{c1}(s)$ para topologia 2I-2C.....	93
Figura 3.12. Validação do modelo dinâmico $V_{dl,c1,1}(s)/I_{c1,1}(s)$ para topologia 2I-2C.....	94
Figura 3.13. Validação do modelo dinâmico $V_{dl,1}(s)/D_{dl,1}(s)$ para topologia 2I-2C.....	94
Figura 3.14. Diagrama de blocos generalizado do sistema de controle proposto para o conversor FBCG.....	99
Figura 3.15. Esquemático de implementação da malha para o equilíbrio da diferença de tensões $v_{dr,j}$ em função do sinal modulante: (a) topologia 2I-2C; (b) topologia 3I-2C.....	100
Figura 3.16. Esquemático de implementação dos moduladores dos SM-FBs da topologia 2I-2C.....	101
Figura 4.1. Topologias selecionadas para o estudo comparativo: (a) topologia 4-FBC; (b) topologia 6-FBC; (c) topologia P2-C3; (d) topologia P3-C2; (e) topologia 2I-2C.....	104
Figura 4.2. Gráficos do estudo comparativo: (a) perdas totais; (b) custos dos semicondutores.....	112
Figura 4.3. Diagrama esquemático simplificado para a simulação da topologia 2I-2C.....	116
Figura 4.4. Diagrama de blocos do sistema de controle da topologia 2I-2C.....	118
Figura 4.5. Diagrama esquemático de implementação dos moduladores dos SM-FBs da topologia 2I-2C.....	119
Figura 4.6. Resultados de simulação da topologia 2I-2C: tensão da rede elétrica v_S e corrente da rede elétrica i_S	121
Figura 4.7. Resultados de simulação da topologia 2I-2C: (a) corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f e correntes dos ramos i_{r1} e i_{r2} ; (b) correntes dos ramos i_{r1} , i_{r2} , $i_{r1,1}$, $i_{r1,2}$, $i_{r2,1}$ e $i_{r2,2}$	121
Figura 4.8. Resultados de simulação da topologia 2I-2C: espectros harmônicos das correntes i_f , i_{r1} e $i_{r1,1}$	122

Figura 4.9. Resultados de simulação da topologia 2I-2C: correntes circulantes i_{c1} e i_{c1}	122
Figura 4.10. Resultados de simulação da topologia 2I-2C: tensões dos barramentos CC $v_{b,r1}$, $v_{b,r2}$, $v_{b,r1,1}$, $v_{b,r1,2}$, $v_{b,r2,1}$ e $v_{b,r2,2}$	123
Figura 4.11. Resultados de simulação da topologia 2I-2C: tensão multinível v_{mult}	123
Figura 4.12. Resultados de simulação da topologia 2I-2C: (a) corrente circulante i_{c1} e $i_{c1,1}$; (b) tensões dos barramentos CC $v_{b,r1}$, $v_{b,r2}$, $v_{b,r1,1}$ e $v_{b,r1,2}$; (c) correntes dos ramos i_{r1} , i_{r2} , $i_{r1,1}$ e $i_{r1,2}$	125
Figura 4.13. Diagrama esquemático simplificado para a simulação da topologia P3-C2.	127
Figura 4.14. Diagrama de blocos do sistema de controle da topologia P3-C2.....	128
Figura 4.15. Diagrama esquemático de implementação dos moduladores dos SM-FBs da topologia P3-C2.....	129
Figura 4.16. Resultados de simulação da topologia P3-C2: tensão da rede elétrica v_S e corrente da rede elétrica i_S	130
Figura 4.17. Resultados de simulação da topologia P3-C2: (A) corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f ; (b) correntes dos ramos i_{r1} , i_{r2} e i_{r3}	130
Figura 4.18. Resultados de simulação da topologia P3-C2: espectro harmônico da corrente i_{r1}	131
Figura 4.19. Resultados de simulação da topologia P3-C2: corrente circulante i_{c1}	131
Figura 4.20. Resultados de simulação da topologia P3-C2: tensões dos barramentos CC $v_{b,r1}$, $v_{b,r1,1}$, $v_{b,r2}$, $v_{b,r2,1}$, $v_{b,r3}$ e $v_{b,r3,1}$	132
Figura 4.21. Resultados de simulação da topologia P3-C2: tensão multinível v_{mult}	132
Figura 4.22. Resultados de simulação da topologia P3-C2: (a) corrente circulante i_{c1} ; (b) tensões dos barramentos CC $v_{b,r1}$, $v_{b,r2}$ e $v_{b,r3}$; (c) correntes dos ramos i_{r1} , i_{r2} e i_{r3}	133
Figura 4.23. Diagrama esquemático simplificado para a simulação da topologia P2-C3.	134
Figura 4.24. Diagrama de blocos do sistema de controle da topologia P2-C3.....	135
Figura 4.25. Diagrama esquemático de implementação dos moduladores dos SM-FBs da topologia P2-C3.....	136
Figura 4.26. Resultados de simulação da topologia P2-C3: tensão da rede elétrica v_S e corrente da rede elétrica i_S	138
Figura 4.27. Resultados de simulação da topologia P2-C3: (a) corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f e correntes dos ramos i_{r1} e i_{r2} ; (b) espectro harmônico da corrente i_{r1} ; (c) corrente circulante i_{c1}	138
Figura 4.28. Resultados de simulação da topologia P2-C3: tensões dos barramentos CC v_{br1} , $v_{br1,1}$, $v_{br1,1,1}$, v_{br2} , $v_{br2,1}$ e $v_{br2,1,1}$	139

Figura 4.29. Resultados de simulação da topologia P2-C3: tensão multinível v_{mult}	139
Figura 4.30. Resultados de simulação da topologia P2-C3: (a) corrente circulante i_{c1} ; (b) tensões dos barramentos CC $v_{b,r1}$ e $v_{b,r2}$; (c) correntes dos ramos i_{r1} e i_{r2}	140
Figura 5.1. Diagrama esquemático simplificado do circuito elétrico do protótipo construído e implementado para a obtenção dos resultados experimentais.	143
Figura 5.2. Foto do protótipo experimental.	144
Figura 5.3. Foto do SM-FB que compõe o protótipo experimental do conversor FBCG.	145
Figura 5.4. Resultados experimentais da topologia 2I-2C: (a) tensão da rede elétrica v_S , corrente drenada da rede elétrica i_S , tensão do barramento CC $V_{b,r1}$ e corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f ; (b) tensão da rede elétrica v_S e corrente drenada da rede elétrica i_S	148
Figura 5.5. Resultados experimentais da topologia 2I-2C: (a) corrente da rede elétrica i_S , corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f e correntes dos ramos i_{r1} e i_{r2} ; (b) corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f e correntes dos ramos i_{r1} , $i_{r1,1}$ e $i_{r1,2}$; (c) correntes dos ramos $i_{r1,1}$, $i_{r1,2}$, $i_{r2,1}$, $i_{r2,2}$	150
Figura 5.6. Resultados experimentais da topologia 2I-2C: (a) espectro harmônico da corrente $i_{r1,1}$; (b) espectro harmônico da corrente i_{r1}	151
Figura 5.7. Resultados experimentais da topologia 2I-2C: (a) corrente circulante i_{c1} ; (b) corrente circulante $i_{c1,1}$	151
Figura 5.8. Resultados experimentais da topologia 2I-2C: (a) tensões dos barramentos CC $V_{b,r1}$ e $V_{b,r2}$; (b) tensões dos barramentos CC $V_{b,r1,1}$, $V_{b,r1,2}$, $V_{b,r2,1}$ e $V_{b,r2,2}$	152
Figura 5.9. Resultados experimentais da topologia 2I-2C: (a) tensões de saída dos SM-FBs associados ao ramo 1, $v_{o,r1}$, $v_{o,r1,1}$ e $v_{o,r1,2}$; (b) tensões de saída dos SM-FBs associados ao ramo 2, $v_{o,r2}$, $v_{o,r2,1}$ e $v_{o,r2,2}$; (c) tensão multinível v_{mult} sintetizada.	153
Figura 5.10. Resultados experimentais da topologia P3-C2: tensão da rede elétrica v_S , corrente drenada da rede elétrica i_S , tensão do barramento CC $V_{b,r1}$ e corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f	154
Figura 5.11. Resultados experimentais da topologia P3-C2: (a) corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f e correntes dos ramos i_{r1} , i_{r2} e i_{r3} ; (b) espectro harmônico da corrente i_{r1}	155
Figura 5.12. Resultados experimentais da topologia P3-C2: (a) tensões dos barramentos CC $V_{b,r1}$, $V_{b,r2}$, e $V_{b,r3}$; (b) tensões resultantes dos ramos $v_{mc,r1}$, $v_{mc,r2}$ e $v_{mc,r3}$; (c) tensão multinível v_{mult} sintetizada.....	155

Figura 5.13. Resultados experimentais da topologia P2-C3: tensão da rede elétrica v_s , corrente drenada da rede elétrica i_s e correntes dos ramos i_{r1} e i_{r2}	157
Figura 5.14. Resultados experimentais da topologia P2-C3: (a) tensão da rede elétrica v_s , corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f e correntes dos ramos i_{r1} e i_{r2} ; (b) espectro harmônico da corrente i_{r1}	158
Figura 5.15. Resultados experimentais da topologia P2-C3: (a) tensões dos barramentos CC $V_{b,r1}$, $V_{b,r1,1}$, e $V_{b,r1,1,1}$; (b) tensões resultantes dos ramos $v_{mc,r1}$ e $v_{mc,r2}$; (c) tensão multinível v_{mult} sintetizada.....	158

LISTA DE TABELAS

Tabela 2-1. Estados de comutação do SM-FB.	45
Tabela 3-1. Parâmetros de simulação da topologia 2I-2C para validação dos modelos de corrente.	82
Tabela 3-2. Parâmetros de simulação da topologia 2I-2C para validação dos modelos de tensão.	92
Tabela 4-1. Parâmetros dos semicondutores de SiC.	103
Tabela 4-2. Parâmetros das topologias no estudo comparativo.	106
Tabela 4-3. Principais parâmetros das topologias em estudo.	108
Tabela 4-4. Estudo comparativo: topologias 4-FBC e 6-FBC.	109
Tabela 4-5. Estudo comparativo: topologia 2I-2C.	110
Tabela 4-6. Estudo comparativo: topologias P2-C3 e P3-C2.	111
Tabela 4-7. Parâmetros de simulação da topologia 2I-2C.	116
Tabela 4-8. Controladores projetados para o sistema de controle da topologia 2I-2C.	120
Tabela 4-9 – Parâmetros de simulação da topologia P3-C2.	126
Tabela 4-10. Controladores projetados para o sistema de controle da topologia P3-C2.	129
Tabela 4-11. Parâmetros de simulação da topologia P2-C3.	134
Tabela 4-12. Controladores projetados para o sistema de controle da topologia P2-C3.	137
Tabela 5-1. Características do interruptor escolhido.	145
Tabela 5-2. Parâmetros do protótipo experimental para a topologia 2I-2C.	146
Tabela 5-3. Parâmetros da indutância L_f da topologia 2I-2C.	146
Tabela 5-4. Parâmetros das indutâncias $L_{g,0}$ e $L_{g,1}$ da topologia 2I-2C.	147
Tabela 5-5. Parâmetros do protótipo experimental para a topologia P3-C2.	152
Tabela 5-6. Parâmetros da indutância $L_{g,0}$ da topologia P3-C2.	154
Tabela 5-7. Parâmetros do protótipo experimental para a topologia P2-C3.	156
Tabela 5-8. Parâmetros da indutância $L_{g,0}$ da topologia P2-C3.	157

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

SEP	Sistema elétrico de potência
IGBT	<i>Insulated gate bipolar transistor</i>
Si	Silício
WBG	<i>Wide bandgap</i>
MOSFET	<i>Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor</i>
SiC	<i>Silicon carbide</i>
CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
SM	Submódulo
NPC	<i>Neutral point clamped</i>
FC	<i>Flying capacitor</i>
FB	<i>Full bridge</i>
HB	<i>Half bridge</i>
FBC	<i>Full-bridge cascata</i>
MMC	<i>Modular multilevel converter</i>
STATCOM	<i>Static synchronous compensator</i>
FAP	Filtro ativo de potência
HVDC	<i>High-voltage, direct-current</i>
MVDC	<i>Medium-voltage, direct-current</i>
SV	<i>Space vector</i>
SHEPWM	<i>Selective harmonic elimination pulse width modulation</i>
SPWM	<i>Sinusoidal pulse width modulation</i>
MC	Modo comum
MD	Modo diferencial
FBCG	<i>Full-Bridge cascata generalizado</i>
LKT	Lei de Kirchhoff das tensões
THD	<i>Total harmonic distortion</i>
SEP	Sistema elétrico de potência
IGBT	<i>Insulated gate bipolar transistor</i>
Si	Silício
WBG	<i>Wide bandgap</i>
MOSFET	<i>Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor</i>

CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
FAP	Filtro ativo de potência
FB	<i>Full-bridge</i>
FBC	<i>Full-bridge</i> cascata
FBCG	<i>Full-bridge</i> cascata generalizado
FC	<i>Flying capacitor</i>
HVDC	<i>High-voltage, direct-current</i>
MC	Modo comum
MD	Modo diferencial
MMC	<i>Modular multilevel converter</i>
MVDC	<i>Medium-voltage, direct-current</i>
NPC	<i>Neutral point clamped</i>
SHEPWM	<i>Selective harmonic elimination pulse width modulation</i>
SiC	<i>Silicon carbide</i>
SM	Submódulo
STATCOM	<i>Static synchronous compensator</i>
SV	<i>Space vector</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$C_{b,eq,j}$	Capacitância equivalente do arranjo de SM-FBs que compõe o ramo
$C_{b,rj}$	Capacitância do SM-FB
$C_{b,T}$	Capacitância equivalente do SM-FB equivalente
$D_{1,rj}$	Diodo antiparalelo arbitrário do SM-FB
d_{mc}	Sinal modulante referente à componente de MC
$d_{md,cj}$	Sinal modulante referente à componente de MD
D_o	Razão cíclica efetiva na tensão de saída do SM-FB
$d_{S,j}$	Razão cíclica efetiva do interruptor do SM-FB
f_r	Frequência da rede elétrica
f_{sw}	Frequência de comutação
$i_{b,T}$	Corrente média instantâneas do circuito do SM-FB equivalente
$i_{c,j}$	Corrente circulante
$I_{D1,rj,avg}$	Corrente média através do diodo $D_{1,rj}$ para o período da rede elétrica
$i_{D1,rj,avg,inst}$	Corrente média instântânea através do diodo $D_{1,rj}$
$I_{D1,rj,ef}$	Corrente eficaz através do diodo $D_{1,rj}$ para o período da rede elétrica
$i_{D1,rj,ef,inst}$	Corrente eficaz instântânea através do diodo $D_{1,rj}$
$i_{Dd,j}$	Corrente direta do diodo
$i_{Ds,j}$	Corrente direta do transistor
i_{mc}	Componente de modo comum da corrente
$i_{md,j}$	Componente de modo diferencial da corrente
$I_{p,S}$	Amplitude da corrente CA de entrada do conversor FBCG
$I_{p,S}$	Amplitude da corrente CA de entrada do conversor FBCG
$i_{r,j}$	Corrente dos ramos
$I_{r,j}$	Valor de pico da corrente do ramo
i_S	Corrente CA de entrada do conversor FBCG
i_S	Corrente CA de entrada do conversor FBCG
$I_{S1,rj,avg}$	Corrente média através do transistor $S_{1,rj}$ para o período da rede elétrica
$i_{S1,rj,avg,inst}$	Corrente média instântânea através do transistor $S_{1,rj}$
$I_{S1,rj,ef}$	Corrente eficaz através do transistor $S_{1,rj}$ para o período da rede elétrica
$i_{S1,rj,ef,inst}$	Corrente eficaz instântânea através do transistor $S_{1,rj}$
k_{FB}	Número total de SM-FBs da topologia derivada do conversor FBCG
L_f	Indutor de acoplamento da entrada do conversor FBCG

$L_{g,eq}$	Undutância equivalente do modelo médio do conversor FBCG
$L_{g,j}$	Indutor dos ramos
l_m	Número de níveis da topologia derivada do conversor FBCG
m	Número de camadas no conversor FBCG
M_a	Índice de modulação em amplitude
n	Número de ramos criados por um nó no conversor FBCG
$P_{com,j}$	Perdas por comutação
$P_{cond,j}$	Perdas por condução
Q_S	Potência reativa do sistema elétrico
$R_{b,eq,j}$	Resistência equivalente do arranjo de SM-FB que compõe o ramo
$R_{b,rj}$	Resistência do SM-FB
$R_{b,T}$	Resistência equivalente do SM-FB equivalente
R_d	Resistências do diodo
$R_{DS,on}$	Resistências do transistor
r_{Lf}	Resistência série do indutor de acoplamento
$r_{Lg,eq}$	Resistência série equivalente do modelo médio do conversor FBCG
$r_{Lg,j}$	Resistência série do indutor dos ramos
$S_{1,rj}$	Transistor arbitrário do SM-FB
<i>Setor</i>	Setor da tensão multinível sintetizada pelo conversor FBCG
t_{fs}	Variável de integração relacionada ao período T_{sw} (alta frequência)
$t_{h,mult}$	Tempo no estado alto da tensão multinível
$t_{h,vmc}$	Tempo no estado alto da tensão de MC
$t_{h,vo}$	Tempo no estado alto da tensão de saída $v_{o,rj}$ do SM-FB
$t_{l,mult}$	Tempo no estado baixo da tensão multinível
$t_{l,vmc}$	Tempo no estado baixo da tensão de MC
$t_{l,vo}$	Tempo no estado baixo da tensão de saída $v_{o,rj}$ do SM-FB
T_{mult}	Período completo da tensão multinível
T_r	Período da rede elétrica
T_r	Período da rede elétrica
T_{sw}	Período de comutação
$T_{v,mc}$	Período completo da tensão de MC
v_{an}	Tensão média instantânea no braço a do SM-FB
$V_{b,eq,j}$	Valor máximo da tensão CC equivalente do arranjo de SM-FBs em paralelo

$V_{b,rj}$	Tensões dos barramentos CC dos SM-FBs
$v_{b,T}$	Tensão CC média instantâneas do circuito do SM-FB equivalente
v_{bn}	Tensão média instantânea no braço b do SM-FB
$V_{CE,sat}$	Tensão de limiar para alcançar a região de condução do transistor
$V_{d,cond}$	Queda de tensão no diodo
$v_{d,j}$	Tensão resultante das diferenças entre as tensões $v_{o,rj}$ dos SM-FBs de dois ramos em paralelo
$v_{dl,j}$	Diferença entre as tensões instantâneas dos barramentos CC de SM-FBs de camadas consecutivas
$v_{dr,j}$	Diferença entre as tensões instantâneas dos barramentos CC de SM-FBs de ramos em paralelo
$v_{Lf,Sj}$	Tensão resultante sobre o indutor L_f para um setor arbitrário j
$v_{Lg0,Sj}$	Tensão resultante sobre o indutor $L_{g,0}$ para um setor arbitrário j
$v_{m,h}$	Amplitude do nível alto de tensão no setor da multinível
$v_{m,l}$	Amplitude do nível baixo de tensão no setor da multinível
$v_{m,rj}$	Sinal modulante do SM-FB
$v_{mc,rj}$	Tensões equivalentes de MC dos ramos do conversor FBCG
$V_{mc,rj}$	Valor de pico da componente fundamental da tensão de MC resultante
$v_{md,cj}$	Tensão de MD responsável por gerar a corrente circulante
v_{mult}	Tensão multinível do conversor FBCG
$V_{mult,m}$	Nível máximo da tensão multinível
$v_{o,rj}$	Tensão de saída do SM-FB
$V_{p,S}$	Amplitude da tensão CA de entrada do conversor FBCG
$v_{r,eq}$	Tensão resultante dos ramos do conversor FBCG
v_S	Tensão CA de entrada do conversor FBCG
v_S	Tensão CA de entrada do conversor FBCG
$v_{Td,j}$	Queda de tensão instantânea do diodo em antiparalelo
$v_{tr,rj}$	Portadora triangular do SM-FB
$v_{Ts,j}$	Queda de tensão instantânea do transistor
Z_f	Impedância de acoplamento da entrada do conversor FBCG
$Z_{g,j}$	Impedância dos ramos
$\alpha_{tr,c}$	Ângulo de defasagem entre as portadoras triangulares de referência de cada ramo

$\alpha_{tr,r}$	Ângulo de defasagem entre as portadoras triangulares dos SM-FBs que compõem o ramo derivado do nó de origem
$\Delta i_{c1,Sj}$	Ondulação de alta frequência sobre o indutor $L_{g,0}$ para um setor arbitrário j
$\Delta i_{c1,Sj,norm}$	Ondulação de alta frequência normalizada sobre o indutor $L_{g,0}$ para um setor arbitrário j
Δi_{cj}	Ondulação de alta frequência da corrente circulante
Δi_S	Ondulação de alta frequência da corrente de entrada
$\Delta i_{S,Sj}$	Ondulação de alta frequência sobre o indutor L_f para um setor arbitrário j
$\Delta i_{S,Sj,norm}$	Ondulação de alta frequência normalizada sobre o indutor L_f para um setor arbitrário j
Δv_{mult}	Passos de tensão entre setores na tensão multinível sintetizada pelo conversor FBCG
$\theta_{T,sector}$	Ângulo de transição entre os setores da tensão multinível
ω_r	Frequência angular da rede elétrica

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	4
1.1	Contextualização	4
1.2	Soluções para o Aumento da Capacidade de Tensão	5
1.3	Soluções para o Aumento da Capacidade de Corrente.....	11
1.4	Proposta da Tese.....	19
1.5	Contribuições e Objetivos da Tese.....	27
1.6	Organização da Tese	28
1.7	Produção Científica Resultante.....	29
2	ANÁLISE DO CONVERSOR MULTINÍVEL PROPOSTO	30
2.1	Considerações Iniciais sobre O Conversor Multinível FBCG.....	30
2.2	Modelo Médio Equivalente do Conversor FBCG	36
2.3	Modelo Médio Orientado à Corrente Circulante	39
2.4	Estratégia de Modulação do Conversor FBCG	44
2.5	Análise Teórica do Conversor FBCG	55
2.5.1	<i>Considerações sobre A Operação do Conversor FBCG e O Índice de Modulação M_a.....</i>	<i>55</i>
2.5.2	<i>Ondulação de Corrente Δi_s e Cálculo do Indutor de Acoplamento L_f.....</i>	<i>60</i>
2.5.3	<i>Ondulação da Corrente dos Ramos e Cálculo dos Indutores dos Ramos</i>	<i>64</i>
2.5.4	<i>Esforços de Tensão e Corrente nos Semicondutores</i>	<i>71</i>
2.6	Conclusões Parciais	73
3	SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR FBCG	75
3.1	Considerações Iniciais sobre o Sistema de Controle do Conversor FBCG	75
3.2	Modelagem do Conversor FBCG.....	76
3.2.1	<i>Modelo do Conversor Orientado ao Controle e Equilíbrio de Corrente</i>	<i>76</i>
3.2.2	<i>Modelo do Conversor Orientado ao Controle e Equilíbrio das Tensões dos Barramentos CC</i>	<i>84</i>
3.3	Sistema de Controle Generalizado para o Conversor FBCG.....	95
3.4	Conclusões Parciais	98
4	ESTUDO COMPARATIVO E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR FBCG.....	102
4.1	Estudo Comparativo	102
4.1.1	<i>Resultado em Termos da Distorção Harmônica</i>	<i>107</i>

4.1.2	<i>Resultado em Termos das Perdas</i>	108
4.2	Resultados de Simulação	113
4.2.1	<i>Análise e Resultados de Simulação da Topologia 2I-2C</i>	114
4.2.2	<i>Análise e Resultados de Simulação da Topologia P3-C2</i>	124
4.2.3	<i>Análise e Resultados de Simulação da Topologia P2-C3</i>	132
4.3	Conclusões Parciais	140
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	142
5.1	Implementação Prática	142
5.1.1	<i>Resultados Experimentais – Topologia 2I-2C</i>	145
5.1.2	<i>Resultados Experimentais – Topologia P3-C2</i>	150
5.1.3	<i>Resultados Experimentais – Topologia P2-C3</i>	156
5.2	Conclusões Parciais	159
6	CONCLUSÃO GERAL E TRABALHOS FUTUROS	161
6.1	Conclusão Geral	161
6.2	Trabalhos Futuros	165
	REFERÊNCIAS	166
	APÊNDICE A	176

1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização

Nas últimas décadas, os progressos na área da eletrônica de potência auxiliaram a expansão e modernização do sistema elétrico de potência (SEP). A busca por um SEP moderno impôs novos desafios ao analisar a qualidade de energia, a confiabilidade e a regulação de tensão. Nesse cenário, os conversores estáticos de potência assumiram um papel fundamental. Estruturas compostas por conversores estáticos são poderosas ferramentas capazes de integrar funcionalidades para promover o processamento de energia de forma controlada e eficiente.

Inseridos no contexto da modernização do SEP, os conversores multiníveis surgiram como uma notável alternativa para inúmeras aplicações, principalmente em sistemas de médias e altas potências (ABU-RUB et al., 2010; FRANQUELO et al., 2008; LAI; PENG, 1996; LEON; VAZQUEZ; FRANQUELO, 2017). Os conversores multiníveis são bastante conhecidos pela modularidade e escalabilidade para suportar diferentes níveis de tensão e potência. Dispositivos semicondutores comercialmente disponíveis apresentam limitações técnicas que restringem sua capacidade de processar elevados níveis de tensão e corrente. Nesse âmbito, os conversores multiníveis têm sua posição definida e são reconhecidos como uma importante solução que possibilita operar com elevados níveis de tensão ou corrente utilizando dispositivos semicondutores com capacidade de processamento de potência reduzida.

Apesar dos efetivos e notáveis benefícios, ainda há evidentes limitações nos conversores multiníveis. Em sua grande maioria, as topologias de conversores multiníveis oferecem recursos para o aumento da capacidade de tensão ou corrente. Assim, existe uma evidente lacuna relacionada ao estudo de conversores multiníveis com recursos para a expansão da capacidade de potência processada por meio da divisão de tensão e corrente. A limitação se concentra tanto no âmbito da construção e proposição de novas topologias, como no âmbito do sistema de controle.

Em meio a esse cenário e visando preencher a lacuna supracitada, esta tese de doutorado propõe e apresenta o estudo de um novo conversor multinível no intuito de obter uma alternativa capaz de suprir a demanda de sistemas de médias e altas tensões, com médias e altas correntes. O conversor multinível introduzido é derivado a partir de um novo conceito que oferece maior flexibilidade para a criação de novas topologias, possibilitando a expansão da capacidade de potência por meio do aumento da capacidade de tensão e corrente. Além

disso, o sistema proposto possui recursos avançados de controle para assegurar a estabilidade e o bom desempenho do sistema. Uma importante revisão bibliográfica é apresentada na sequência para destacar os aspectos mais importantes citados brevemente nesta contextualização inicial.

1.2 Soluções para o Aumento da Capacidade de Tensão

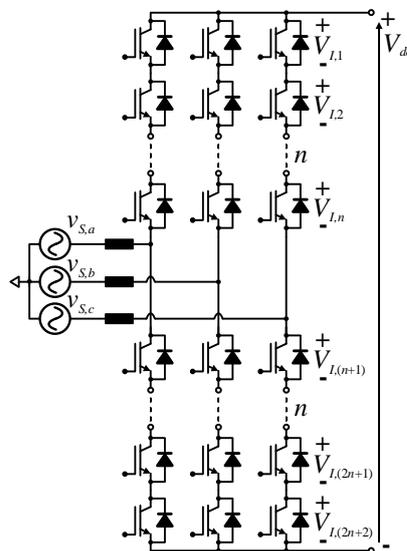
Em sistemas de média e alta tensão, as principais soluções para o aumento da capacidade de tensão são baseadas em duas abordagens: *i*) associação em série de dispositivos semicondutores em topologias convencionais de dois níveis (CHEN; LIN; AI, 1996; HONG; CHITTA; TORREY, 1999; WITHANAGE; SHAMMAS, 2012); e *ii*) conversores multiníveis com estruturas modulares para o aumento da capacidade de tensão (LEON; VAZQUEZ; FRANQUELO, 2017; VIJEH et al., 2019). Além disso, é importante destacar que a faixa de média tensão normalmente é estabelecida entre 1 kV e 35 kV.

Os transistores bipolares de gatilho isolado (*insulated gate bipolar transistors* – IGBTs) de silício (Si) dominam, há um longo período, o campo de aplicações em média e alta tensão. Atualmente, os IGBTs de Si comercialmente disponíveis com níveis de tensão mais altos são de 6,5 kV. Devido às características intrínsecas da estrutura física do dispositivo, suas perdas por comutação são elevadas, o que limita sua frequência de comutação para valores máximos em torno de 1 kHz (MILLÁN et al., 2014). Tais complicações impactam fortemente no rendimento de conversores e no projeto dos elementos passivos, uma vez que isso exige dispositivos de filtragem de maior volume.

Os dispositivos semicondutores baseados em matérias de banda larga (*wide bandgap* – WBG), com notável destaque para os transistores de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (*metal-oxide-semiconductor field-effect transistors* – MOSFETs) de potência à base de carboneto de silício (*silicon carbide* – SiC), apresentam melhores características em termos de tensão de bloqueio, temperatura máxima de operação e frequência de comutação quando comparados aos dispositivos de Si (MILLÁN et al., 2014). Atualmente, os MOSFETs de SiC comercialmente disponíveis têm sua tensão de bloqueio máxima limitada entre 3,3 kV e 6,5 kV (ELECTRIC, 2018a, 2018b; SOLTAU et al., 2018). Dispositivos com tensões de bloqueio na faixa de 10 kV a 15 kV são estudados a nível laboratorial em alguns centros de pesquisa (KADAVELUGU et al., 2013; PALA et al., 2014). No entanto, o nível de maturação de semicondutores de SiC de mais alta tensão ainda é incipiente para consolidação da tecnologia e ampla fabricação.

Para suportar o esforço de tensão exigido em sistemas de média e alta tensão, a associação em série de semicondutores em topologias convencionais de dois níveis é uma alternativa. De acordo com a Figura 1.1, a tensão total do barramento em corrente contínua (CC) V_{dc} é dividida entre n dispositivos conectados em série. No entanto, a associação em série de múltiplos interruptores para aumentar a capacidade de tensão introduz algumas complicações. Inevitáveis desequilíbrios de tensão entre os semicondutores precisam ser compensados por meio da conexão em paralelo de componentes passivos a cada interruptor e o circuito de acionamento necessário é mais complexo (WITHANAGE; SHAMMAS, 2012).

Figura 1.1. Conversor com semicondutores em série para aumento da capacidade de tensão.



Fonte: Próprio autor.

Outra alternativa, amplamente aceita na indústria e explorada na comunidade científica, é baseada nos conversores multiníveis que utilizam submódulos (SMs) de potência para construir estruturas modulares capazes de reduzir a tensão sobre os interruptores e elevar a capacidade de tensão (VIJEH et al., 2019). Esses conversores possibilitam utilizar semicondutores de menor tensão de bloqueio para operar com maiores frequências de comutação e obter um maior rendimento.

Os conversores com ponto neutro grampeado (*neutral point clamped – NPC*) (LEON; VAZQUEZ; FRANQUELO, 2017; NABAE; TAKAHASHI; AKAGI, 1981; VIJEH et al., 2019) e com capacitor flutuante de grampeamento (*flying capacitor – FC*) (LEON; VAZQUEZ; FRANQUELO, 2017; MEYNARD; FOCH, 1992; VIJEH et al., 2019) surgiram como importantes soluções multiníveis, sendo amplamente aplicados em sistemas de média e

alta tensão. Apesar das vantagens, os conversores NPC e FC apresentam limitações em relação ao elevado número de componentes, à medida que o número de níveis de tensão aumenta, além do eventual desequilíbrio de tensão sobre os capacitores que compõem o barramento CC.

Uma solução com melhores características em relação ao NPC e FC é o conversor multinível baseado na conexão em série ou o cascadeamento de SMs proposto em (BAKER; BANNISTER, 1975). O conversor monofásico em ponte completa (*full-bridge* – FB) é utilizado comumente como o SM básico. Em um cenário ideal, o conversor *full-bridge* cascata (FBC), ilustrado na Figura 1.2(a), pode ser expandido indefinidamente ao se conectar um número n de SMs para suportar qualquer tensão do SEP. Em comparação com as topologias NPC e FC, o conversor FBC necessita de um menor número de componentes para sintetizar o mesmo número de níveis de tensão, considerando condições similares de operação (LEON; VAZQUEZ; FRANQUELO, 2017; VIJEH et al., 2019).

O conversor FBC apresenta inúmeros benefícios, tais como modularidade, elevado número de estados de condução redundantes para produção dos níveis de tensão, excelente desempenho harmônico e reduzidas taxas dv/dt . A necessidade por fontes de alimentação isoladas para regulação dos barramentos CC dos SMs é considerada a principal desvantagem desse conversor. A tensão multinível v_m sintetizada pelo conversor FBC é definida pela soma da tensão de saída de cada SM dada por $v_{o,n}$, isto é:

$$v_m(t) = v_{o,1}(t) + v_{o,2}(t) + \dots + v_{o,n}(t). \quad (1.1)$$

O número de níveis m_l da tensão multinível é proporcional ao número de SMs, sendo determinado de acordo com a seguinte equação:

$$m_l(n) = 2 \cdot n + 1. \quad (1.2)$$

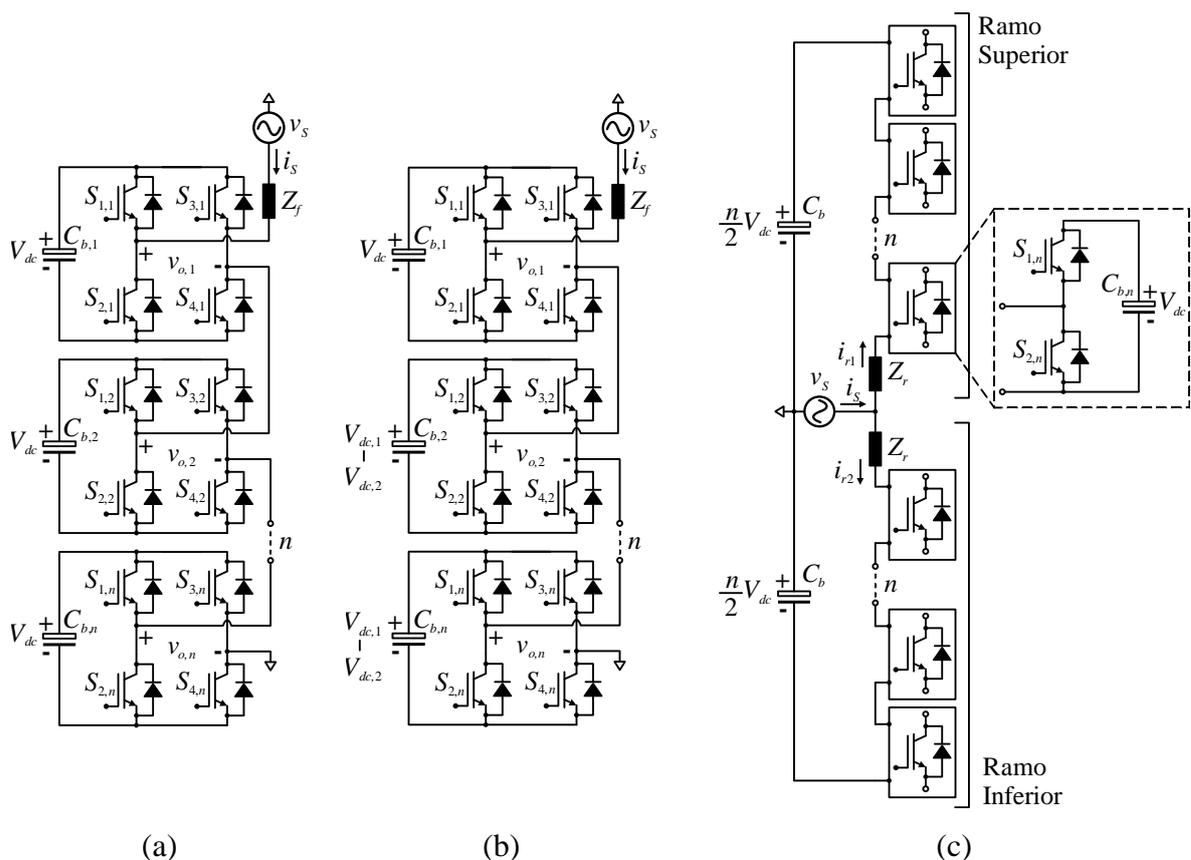
O conversor FBC possibilita obter estruturas simétricas e assimétricas a partir da determinação da amplitude da tensão do barramento CC de cada SM. As estruturas simétricas utilizam valores de amplitudes iguais em todos os SMs, enquanto as assimétricas adotam valores de amplitudes diferentes. Na literatura, topologias assimétricas são analisadas com diferentes relações entre as tensões, cujas amplitudes são determinadas por uma progressão geométrica de razão igual a 2 ou 3 e relações como $\{1, 2, 6\dots\}$ (BUSARELLO et al., 2018, 2019). A Figura 1.2 ilustra as duas estruturas, considerando n SMs e evidenciando a relação genérica entre as amplitudes das tensões dos barramentos.

As estruturas assimétricas possibilitam sintetizar um maior número de níveis, obtendo um desempenho harmônico ainda melhor. Ao mesmo tempo, a expansão dessa

estrutura é comprometida, uma vez que o número de SMs em cascata é limitado pelo valor de tensão mais alto a ser aplicado no barramento CC. Em (BUSARELLO et al., 2018), os autores estudam aspectos relacionados ao sistema de controle e modulação de estruturas assimétricas do FBC, utilizando apenas três SMs na composição da topologia.

O estudo do conceito de cascadeamento de SMs viabilizou o desenvolvimento do conversor multinível modular (*modular multilevel converter – MMC*), introduzido em (LESNICAR; MARQUARDT, 2003; MARQUARDT, 2010). A Figura 1.2(c) ilustra a topologia do conversor MMC, destacando a criação dos dois ramos constituídos por n SMs conectados em série. O conversor em meia ponte (*half bridge – HB*) é a estrutura mais utilizada como SM básico, apesar da possibilidade da construção dos ramos com base em outras topologias (NAMI et al., 2015).

Figura 1.2. Conversor multinível: (a) FBC - Estrutura simétrica; (b) FBC - Estrutura assimétrica; (c) MMC.



Fonte: Próprio autor.

De forma similar ao FBC, o conversor MMC se destaca por sua modularidade e escalabilidade para suportar diferentes níveis de tensão do SEP, bem como excelente

desempenho harmônico, ponto esse que impacta na redução dos elementos de filtragem. Além disso, é importante destacar a sua maior flexibilidade, o que possibilita alcançar maior capacidade de corrente em relação ao FBC, uma vez que os SMs processam metade da corrente nominal do sistema, além de haver a possibilidade de se dispensar o uso de fontes de alimentação isoladas nos SMs.

Os conversores MMC e FBC, em sua estrutura simétrica, integram as principais soluções multiníveis para aplicações de média e alta potência em média e alta tensão. Na literatura, o conversor FBC é amplamente aplicado em sistemas de compensação de reativos, como o compensador síncrono estático (*static synchronous compensator* – STATCOM) e o filtro ativo de potência (FAP) (LEON; VAZQUEZ; FRANQUELO, 2017; LIANG; NWANKPA, 1999). Já o MMC destaca-se como uma notável solução em sistemas de transmissão e processamento de energia em aplicações em altas tensões CC (*high-voltage, direct-current* – HVDC) e médias tensões CC (*medium-voltage, direct-current* – MVDC), bem como acionamento de máquinas elétricas (LEON; VAZQUEZ; FRANQUELO, 2017; NAMI et al., 2015; PEREZ et al., 2021; SIEMENS, 2019).

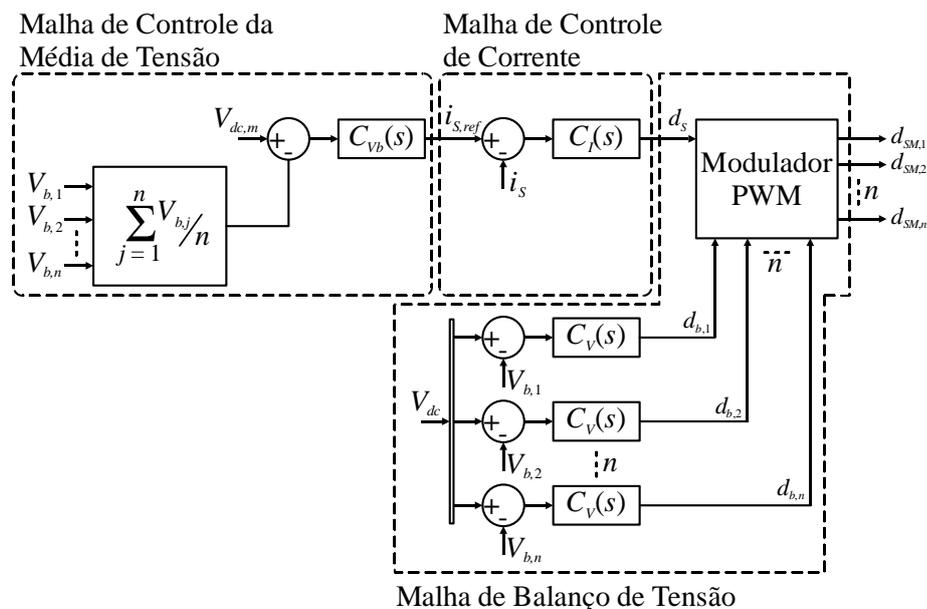
Outro importante aspecto nesta revisão bibliográfica é relacionado ao sistema de controle. Vale ressaltar que o estudo foca na arquitetura do sistema de controle, investigando a estrutura do diagrama de blocos e a função que cada malha desempenha na operação do conversor. Em conversores multiníveis com SMs em cascata, a complexidade do sistema de controle aumenta consideravelmente devido à necessidade de incluir variáveis adicionais na sua operação. Para aplicações em que o conversor opera conectado ao SEP e capacitores são usados no barramento CC, o sistema de controle deve garantir o controle das variáveis de corrente e tensão, e a regulação do fluxo de energia. Não idealidades intrínsecas ao conversor podem causar o desbalanceamento das tensões dos capacitores dos SMs. Diante disso, o sistema de controle deve agregar recursos adicionais para assegurar a regulação da tensão do capacitor de cada SM e o balanço de energia entre os capacitores (DELL'AQUILA et al., 2008; KO; TCAI; LISERRE, 2021; VALDEZ-FERNÁNDEZ et al., 2013).

Tipicamente, o sistema de controle de estruturas multiníveis com SMs em cascata, com destaque para o FBC, é constituído por três malhas: *i*) malha de controle para regulação da média das tensões instantâneas sobre os capacitores dos SMs; *ii*) malha de controle da corrente drenada da rede elétrica; e *iii*) malha de controle para o balanço das tensões instantâneas sobre os capacitores dos SMs (DELL'AQUILA et al., 2008; FARIVAR; HREDZAK; AGELIDIS, 2016; KO; TCAI; LISERRE, 2021; VALDEZ-FERNÁNDEZ et al.,

2013). De forma simplificada, o esquemático básico do sistema de controle é ilustrado na Figura 1.3.

No conversor FBC, o sistema de controle é responsável pela regulação das n tensões CC $V_{b,1}, V_{b,2}, \dots, V_{b,n}$ e pelo controle da amplitude da corrente drenada da rede elétrica i_s , resultando em $n+1$ variáveis de controle, com n sinais modulantes $d_{SM,1}, d_{SM,2}, \dots, d_{SM,n}$. A malha de controle de corrente atua na construção do sinal modulante e na regulação da média das tensões. A malha de balanço de tensão atua diretamente no sinal modulante, a partir do erro gerado entre a tensão instantânea do barramento CC e o valor de referência V_{dc} . O sistema de controle é adaptado e expandido de acordo com o número de SMs do conversor FBC (DELL'AQUILA et al., 2008; KO; TCAI; LISERRE, 2021).

Figura 1.3. Diagrama esquemático simplificado do sistema de controle utilizado em conversores multiníveis com SMs em cascata.



Fonte: Próprio autor.

Na literatura, inúmeros trabalhos dedicam-se ao estudo do sistema de controle do conversor FBC, buscando analisar novas arquiteturas de controle para garantir a regulação e balanço das tensões CC, bem como o controle da corrente (DELL'AQUILA et al., 2008; FARIVAR; HREDZAK; AGELIDIS, 2016; GORLA et al., 2019; KO; TCAI; LISERRE, 2021; MORTEZAEI et al., 2018; VALDEZ-FERNÁNDEZ et al., 2013; YANG et al., 2017). Considerando a tradicional estratégia de controle recém descrita, modificações são propostas para alcançar novos benefícios. Em (VALDEZ-FERNÁNDEZ et al., 2013), os autores

apresentam uma nova estratégia de controle que se baseia no valor quadrático das tensões instantâneas dos barramentos CC. Com isso, é possível garantir o desacoplamento entre a malha de balanço de tensão e as demais malhas, o que flexibiliza e facilita o projeto do sistema de controle. Em (FARIVAR; HREDZAK; AGELIDIS, 2016; YANG et al., 2017), os autores também propõem uma nova estratégia de controle em termos do valor quadrático das tensões instantâneas dos barramentos CC para obter o desacoplamento entre as malhas. A diferença reside no fato de usar as correntes nos eixos dq , sendo as potências ativa e reativa controladas pelas componentes de eixo direto d e eixo em quadratura q , respectivamente.

Independentemente da arquitetura proposta e da estratégia desenvolvida, o sistema de controle sempre busca manipular o sinal modulante e considerar as interações entre os SMs para garantir o controle das variáveis de tensão e corrente. A complexidade de implementação e maior flexibilidade para o projeto de controle são os aspectos mais importantes que diferenciam as estratégias estudadas.

1.3 Soluções para o Aumento da Capacidade de Corrente

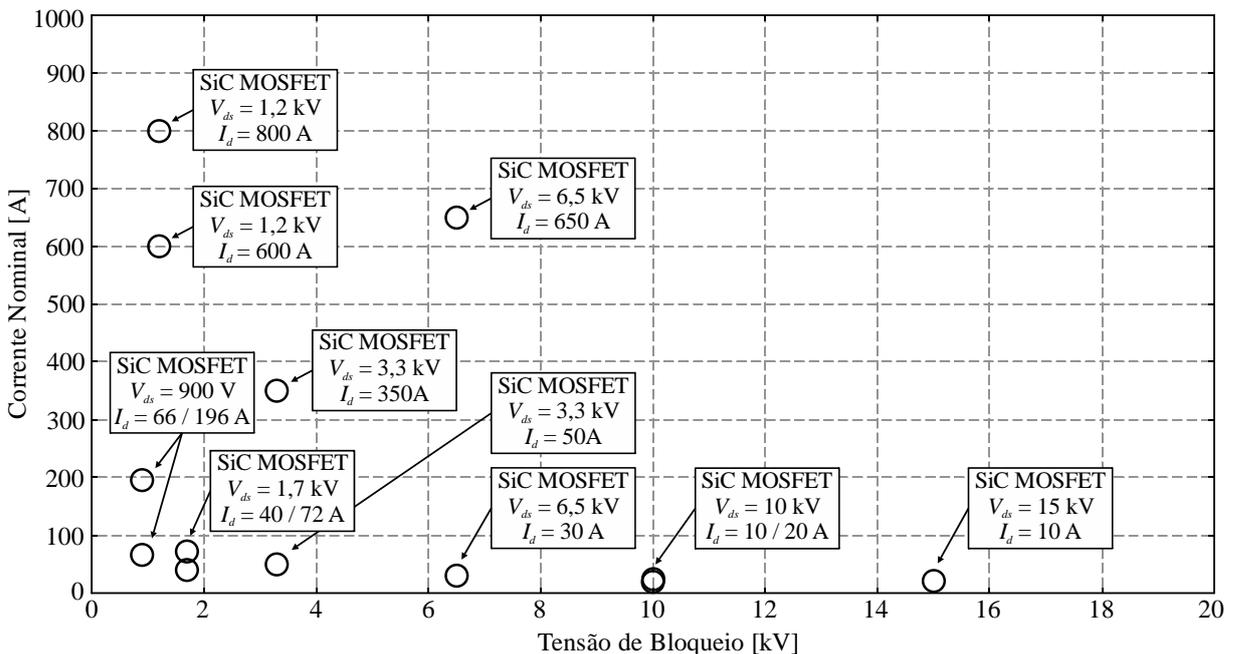
Em aplicações específicas de média e alta potência, com níveis de tensão pré-definidos, a corrente pode alcançar centenas de amperes. Com isso, é necessária a implementação de soluções para aumentar a capacidade de corrente e atingir as especificações requeridas (CAPELLA et al., 2015; MILOVANOVIC; DUJIC, 2020; MILOVANOVIC; DUJIC, 2019). Além disso, as correntes nominais dos dispositivos semicondutores disponíveis de Si e SiC não são suficientes para atender e processar o nível de potência requerido em certas aplicações (ALVAREZ; FINK; BERNET, 2010; LI et al., 2016; MARZOUGH; BAHEI-ELDIN, 2020). Assim, as principais soluções para o aumento da capacidade de corrente são: *i*) associação em paralelo de dispositivos semicondutores em conversores (ALVAREZ; FINK; BERNET, 2010; LI et al., 2016; MARZOUGH; BAHEI-ELDIN, 2020); e *ii*) conversores modulares constituídos por SMs conectados em paralelo (KELLER; TADROS, 1993; SEKI; UCHINO, 1994).

A capacidade de corrente dos semicondutores à base de SiC é um aspecto largamente explorado na literatura. A área do *chip* de Si da estrutura física do dispositivo de SiC é consideravelmente pequena quando comparada àquela do dispositivo de Si. Por um lado, isso é vantajoso, pois reduz as capacitâncias parasitas de entrada e saída entre os terminais do semicondutor, o que possibilita comutações mais rápidas e menores perdas,

minimizando as indutâncias parasitas. Por outro lado, uma pequena área de Si limita a capacidade de corrente (LI et al., 2016).

No âmbito industrial, a empresa *Wolfspeed*, associada a *Cree Company*, e *Mitsubishi Electric* apresenta um extenso histórico de desenvolvimento e aprimoramento de semicondutores de SiC. Na Figura 1.4, tem-se um gráfico que resume os dispositivos comercialmente disponíveis (faixa de tensão de bloqueio até 3,3 kV) e não disponíveis (faixa de tensão de bloqueio superior a 3,3 kV), especificando-se as tensões de bloqueio e as correntes nominais de operação (COMPANY, 2020; ELECTRIC, 2020). Nos semicondutores de mais alta tensão, isto é, com tensão de bloqueio $V_{ds} = 3,3$ kV, a máxima corrente é $I_d = 350$ A. Já os dispositivos de mais alta corrente possuem especificações de $I_d = 800$ A e $V_{ds} = 1,2$ kV. A barreira tecnológica relativa à capacidade de corrente também é notável nos semicondutores de Si, com destaque para os IGBTs de Si, como abordado em (ALVAREZ; FINK; BERNET, 2010; WANG; ZHAO; YUAN, 2010).

Figura 1.4. Semicondutores de SiC disponíveis para diferentes tensões de bloqueio.



Fonte: Próprio autor.

Trabalhos que abordam e discutem esse mesmo contexto propõem a simples solução do paralelismo de semicondutores. Em (DU et al., 2014; MAO, 2017; SADIK et al., 2013; WANG et al., 2014), os autores deixam claras a limitação de corrente dos dispositivos de SiC e a necessidade do paralelismo. No entanto, o foco dos trabalhos é evidenciar os principais problemas que essa técnica traz consigo. O paralelismo de dispositivos

semicondutores, como ilustrado na Figura 1.5(a), traduz-se como uma solução extremamente simples para aumentar a capacidade de corrente de um dado sistema. A corrente total i_S é dividida entre n dispositivos conectados (LI et al., 2016; MARZOUGH; BAHEI-ELDIN, 2020). No entanto, devido às assimetrias entre os semicondutores e no circuito externo, desequilíbrios nas distribuições estática e dinâmica de corrente são inevitáveis (LI et al., 2016; LOBSIGER, 2014; MARZOUGH; BAHEI-ELDIN, 2020). Desequilíbrios entre as correntes dos semicondutores podem causar distribuições desiguais de perdas e variações de temperatura distintas, resultando em sobrecorrentes que podem levar o dispositivo a operar fora da sua área de operação segura e provocar danos ao sistema (LI et al., 2016; XUE et al., 2013). Devido a esse fato, os desequilíbrios de correntes precisam ser compensados por meio de soluções passivas ou com a utilização de circuitos de acionamento mais complexos com controle ativo (LOBSIGER, 2014; MARZOUGH; BAHEI-ELDIN, 2020).

O paralelismo de SMs de potência constitui uma efetiva solução para o aumento da capacidade de corrente em sistemas de energia (KELLER; TADROS, 1993; SEKI; UCHINO, 1994). Essa solução consiste na conexão em paralelo de múltiplos SMs, de modo que a potência total é compartilhada e a corrente é dividida entre os SMs. Além de possibilitar o aumento da capacidade de corrente da estrutura, essa técnica adiciona ao sistema graus de liberdade que permitem alcançar importantes benefícios. Tipicamente, as estruturas com SMs em paralelo são constituídas por braços de conversor meia ponte conectados em paralelo com um único barramento CC compartilhado e por estruturas de conversores, sendo possível utilizar topologias de dois níveis e três níveis, topologias multiníveis e células de comutação com um único barramento CC compartilhado (ASIMINOAEI et al., 2008; CAPELLA et al., 2015; CORTEZ; MARTINEZ; BARBI, 2013; FENG et al., 2006; GE et al., 2014; JOVANOVIĆ et al., 2020; MATSUI; KAWATA; UEDA, 2000; PARK et al., 2020; ZHANG et al., 2010, 2017).

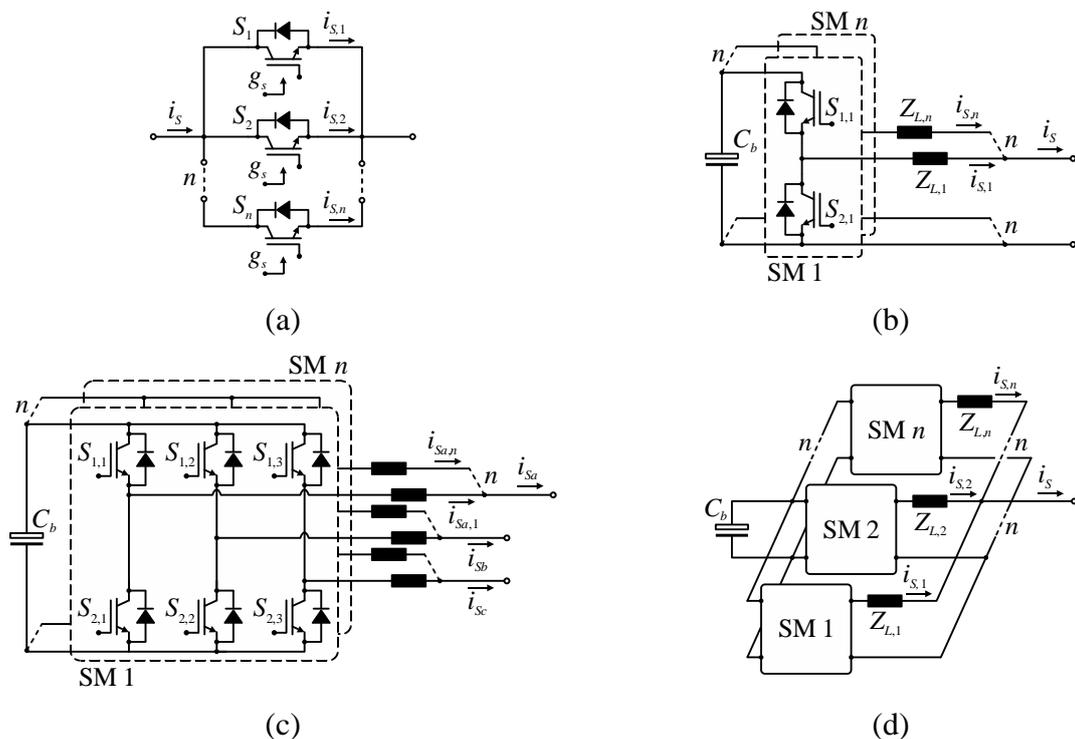
A estrutura construída por meio da conexão em paralelo de braços de conversores meia ponte é ilustrada na Figura 1.5(b). A corrente total i_S é dividida entre n SMs conectados em paralelo. As impedâncias Z_{L1}, \dots, Z_{Lj} , as quais são compostas pela indutância L_n e resistência série r_{Ln} , são usadas para interligar os SMs à rede elétrica. É importante destacar que o uso dos indutores permite a conexão em paralelo de SMs com caísa em tensão, assegurando o desacoplamento entre as tensões instantâneas de saída de cada SM e a rede elétrica (CAPELLA et al., 2015; GE et al., 2014; JOVANOVIĆ et al., 2020). Na Figura 1.5(c), é ilustrada a estrutura constituída por múltiplas topologias em ponte completa trifásicas em paralelo. Essa estrutura é amplamente explorada na literatura, sendo aplicada em sistemas

de acionamento de máquinas e fontes de energia renovável (ASIMINOAEI et al., 2008; PARK et al., 2020; ZHANG et al., 2010, 2017).

A estrutura generalizada de um conversor com n SMs conectados em paralelo é ilustrada na Figura 1.5(d), na qual cada bloco que representa o SM pode utilizar qualquer das topologias citadas anteriormente. Esse conversor se destaca por sua modularidade e flexibilidade, o que facilita a expansão e reduz custos de manutenção. Além disso, possibilita a redução das perdas e o aumento da confiabilidade do sistema, uma vez que, se um SM falhar, o sistema continua operando ao ajustar a potência processada dos demais SMs (JUNG; SUL, 2019; YU; KHAMBADKONE, 2012; ZHANG et al., 2010).

Ao se comparar as técnicas descritas, o paralelismo de SMs apresenta uma maior complexidade de implementação, pois exige um maior número de sensores e circuitos de acionamento dos interruptores. Além disso, assimetrias e não idealidades no circuito de potência podem causar problemas de desequilíbrios de correntes entre os SMs. Por fim, a necessidade de indutores interligados ao terminal de saída de cada SM pode ser considerada uma desvantagem, uma vez que isso pode aumentar o custo e as perdas do sistema.

Figura 1.5. Técnica do paralelismo: (a) dispositivos semicondutores; (b) braços de conversor meia ponte; (c) conversor em ponte completa trifásico; (d) SMs com barramento CC compartilhado.



Fonte: Próprio autor.

Tipicamente, conversores modulares com SMs em paralelo utilizam modulação por largura de pulso (*pulse width modulation* – PWM) associada ao conceito de conversores intercalados ou entrelaçados, referenciados na literatura como *parallel interleaving technique*. Assim, é possível aproveitar os graus de liberdade adicionados pelo paralelismo de SMs e, de fato, integrar ao sistema os benefícios possíveis. O conceito de conversores intercalados propõe conectar n SMs em paralelo que operam de forma independente e sincronizada. São utilizadas n portadoras triangulares de frequências iguais para a implementação da modulação PWM e geração dos pulsos de comando dos interruptores. As n portadoras PWM são defasadas entre si por um ângulo igual a $2\pi/n$ rad. A corrente total do sistema i_S é igualmente dividida entre os estágios de potência, sendo que a corrente através de cada SM é igual a $i_{S,1} = i_{S,2} = \dots = i_{S,n} = i_S/n$. Os conversores intercalados podem empregar indutores desacoplados ou acoplados no estágio de saída. A primeira citação aos conversores intercalados, também referenciados na literatura como conversores multifásicos, encontra-se em (GARTH et al., 1971). Desde então, inúmeros trabalhos têm empregado tal técnica e explorado suas vantagens e desvantagens (CAPELLA et al., 2015; PRASAD; NARAYANAN, 2014; ZHANG et al., 2010).

O intercalamento de conversores possibilita reduzir a ondulação da corrente total processada, bem como aumentar a frequência efetiva no sinal em n vezes. A redução da amplitude da ondulação conduz a uma diminuição do valor eficaz da corrente e de filtros passivos. Verifica-se também a possibilidade de obter uma tensão multinível na saída, assegurando um melhor desempenho harmônico, assim como uma melhoria na resposta dinâmica do sistema ao se reduzir os tempos de reposta em regime transitório. As principais desvantagens atribuídas às estruturas com SMs intercalados concentram-se na elevada amplitude da ondulação da corrente que circula por cada SM e na geração da corrente circulante.

A corrente circulante é um problema bastante estudado na literatura (CAI; ZHAO; YANG, 2008; PAN; LIAO, 2007; YE; BOROYEVICH; LEE, 2000), uma vez que pode causar distorções nas formas de onda de corrente, acentuar desbalanços de corrente, aumentar as perdas nos semicondutores e elementos magnéticos, bem como degradar o desempenho do conversor. Em (CAI; ZHAO; YANG, 2008), é realizada uma análise detalhada sobre a corrente circulante de um conversor com SMs em paralelo, destacando-se a dependência da corrente circulante com os parâmetros dos sinais modulantes (frequência, fase e amplitude), portadoras triangulares e tensões de saída. Para se obter uma corrente circulante nula, é

preciso que as tensões instantâneas de saída dos SMs em paralelo estejam superpostas, o que é completamente inviável na operação de conversores intercalados.

Para assegurar a divisão equilibrada de corrente entre os SMs associados em paralelo, estratégias adicionais de equilíbrio de corrente são necessárias (BASIC; BAËRD; SIALA, 2021). Basicamente, essas soluções são baseadas em técnicas passivas e ativas, visando atenuar o máximo possível a corrente circulante e evitar seus impactos na operação do sistema (BURKARD; PFISTER; BIELA, 2018; CHEN, 2009; SHIN et al., 2015; ZHANG et al., 2017). A utilização de fontes CC isoladas ou de transformadores isoladores com múltiplos enrolamentos no lado da rede elétrica integram as técnicas passivas mais simples para atenuação da corrente circulante (DIXON; OOI, 1989; KAWABATA; HIGASHINO, 1988). Outras alternativas consistem em utilizar reatores entrefases e indutores de modo comum (MC) (JASSIM; ATKINSON; ZAHAWI, 2015; KAWABATA; HIGASHINO, 1988; UEDA et al., 1995; ZHANG et al., 2011). No entanto, o uso de componentes passivos pode impactar na confiabilidade do sistema, flexibilidade para expansão e rendimento. Além disso, o custo e volume do sistema aumentarão como consequência (JASSIM; ATKINSON; ZAHAWI, 2015).

As técnicas ativas são comumente utilizadas para atenuar a corrente circulante e garantir a redução de componentes passivos sem impactar no desempenho do sistema (JASSIM; ATKINSON; ZAHAWI, 2015; ZHANG et al., 2017). Existe na literatura uma grande variedade de técnicas ativas para conversores com SMs em paralelo, fundamentadas na implementação de estratégias de modulação e sistemas de controle em malha fechada. Como destacado anteriormente, o foco principal do estudo bibliográfico realizado nesse trabalho concentra-se na arquitetura do sistema de controle. No entanto, para o contexto analisado, as técnicas ativas baseadas na implementação de estratégias de modulação têm um grande destaque na literatura, sendo importante analisá-las brevemente.

Estratégias de modulação para atenuação da corrente circulante e seus impactos são amplamente estudadas em diversos trabalhos (BASIC; BAËRD; SIALA, 2021; CHEN, 2009; JOVANOVIĆ et al., 2017; SHIN et al., 2015; YE et al., 2002; ZHANG et al., 2017). Em (YE et al., 2002), os autores apresentam uma análise detalhada sobre o mecanismo de geração da corrente circulante em uma estrutura com SMs em paralelo operando com a modulação *space vector* (SV). Esse estudo destaca que diferenças entre os vetores de estado nulo aplicados a cada SM nos períodos de comutação geram distúrbios que originam as correntes circulantes. Assim, propõe-se um sistema de controle associado à modulação SV, em que o controlador ajusta o tempo de aplicação dos vetores de estado nulo durante a

operação do sistema. Soluções alternativas foram propostas para mitigar tais diferenças ou evitar o uso dos vetores de estado nulo na modulação SV (CHEN, 2009; SHIN et al., 2015). Ainda, soluções baseadas em estratégias de modulação com eliminação seletiva de harmônicos (*selective harmonic elimination pulse width modulation* – SHEPWM) também foram apresentadas e analisadas (NARIMANI; MOSCHOPOULOS, 2014; SHIN et al., 2015; ZHANG et al., 2017).

As técnicas ativas baseadas em sistemas de controle utilizam técnicas de controle centralizado ou distribuído. De forma geral, o sistema de controle é responsável pela regulação da tensão do barramento CC ou da tensão alternada (CA, corrente alternada) e pelo controle das correntes para assegurar o equilíbrio de corrente entre as fases ou ramos da estrutura. Os controladores atuam diretamente na construção de n sinais modulantes $d_{SM,1}$, $d_{SM,2}$, ..., $d_{SM,n}$ a serem aplicados aos n SMs em paralelo.

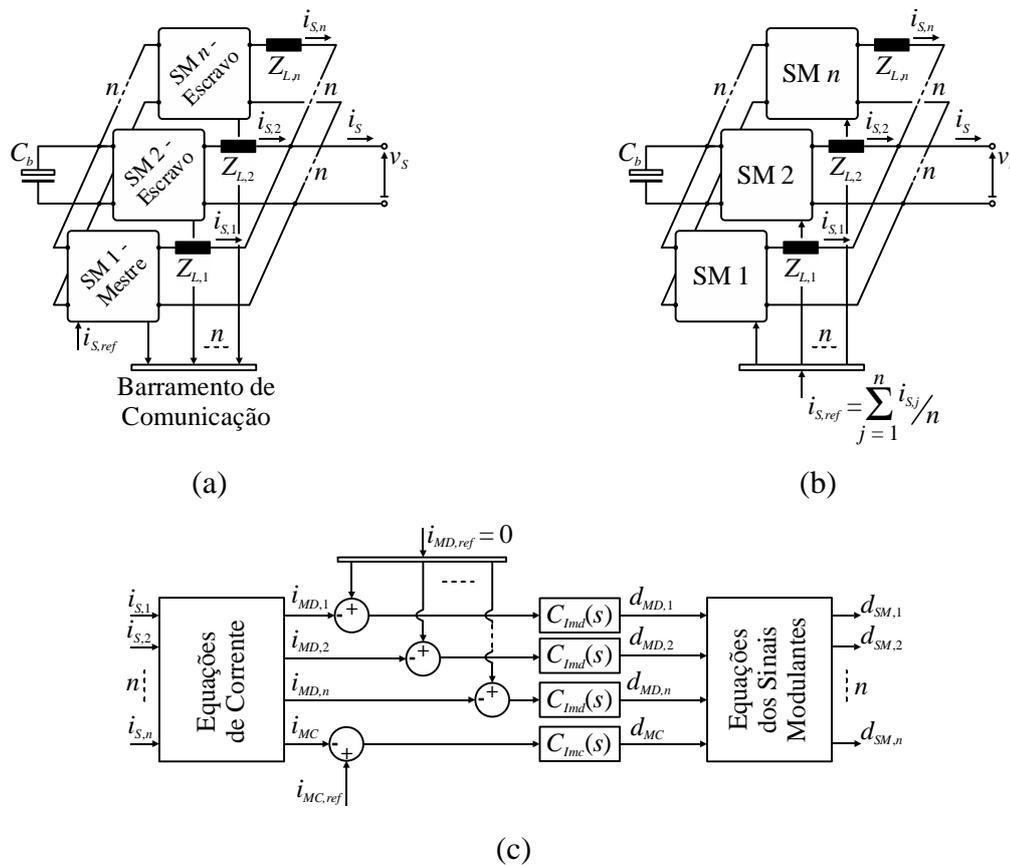
A técnica de controle centralizado mestre-escravo é uma importante alternativa dentro do cenário em estudo (CHEN; CHU, 1995; LAZZARIN; BAUER; BARBI, 2013; LEE et al., 2004). O diagrama esquemático simplificado da técnica de controle mestre-escravo é ilustrado na Figura 1.6(a), na qual há um conversor ou SM mestre e $n-1$ conversores escravos, todos interligados ao barramento de comunicação. O SM mestre é responsável por impor a tensão CA de saída v_S , enquanto os SMs escravos controlam as respectivas correntes $i_{S,1}$, $i_{S,2}$, ..., $i_{S,n}$. O barramento de comunicação monitora a potência total processada pela estrutura e determina a corrente de referência a ser distribuída entre os SMs. Outras alternativas de controle centralizado que se baseiam em um sistema similar ao esquema mestre-escravo são discutidas em (LAZZARIN; BAUER; BARBI, 2013; SUN; LEE; XU, 2003).

A técnica de controle distribuído é uma importante solução para estruturas com SMs em paralelo devido ao aspecto da modularidade (CHENG; SNG, 2006; HUA et al., 2011; JOVANOVIĆ; CROW; FANG-YI, 1996; LAZZARIN; BAUER; BARBI, 2013). Com o controle distribuído, cada SM possui uma malha de controle de corrente, na qual o valor de referência é compartilhado a partir de um barramento comum. O diagrama esquemático simplificado da técnica de controle distribuído é ilustrado na Figura 1.6(b), destacando-se os n SMs e o barramento comum com a referência de corrente $i_{S,ref}$.

As técnicas de controle ativo podem ser implementadas a partir da decomposição das correntes das fases ou ramos do sistema em componentes de MC e modo diferencial (MD) (BASIC; BAËRD; SIALA, 2021; BRITO; HELDWEIN; BASCOPÉ, 2015; CAPELLA et al., 2015). Na literatura, também são utilizadas as denominações componentes transversais e longitudinais (BOILLAT; KOLAR, 2012). Em (BRITO; HELDWEIN; BASCOPÉ, 2015), os

autores propõem uma estratégia de controle distribuído que utiliza a transformada de similaridade de Lunze (GARG; PERREAULT; VERGHESE, 1999) para obter as componentes de MC e MD das correntes, indicadas por i_{MC} e $i_{MD,n}$, respectivamente. Assim, as componentes i_{MC} e $i_{MD,n}$ são controladas individualmente por malhas dedicadas. Os n sinais modulantes $d_{SM,1}$, $d_{SM,2}$, ..., $d_{SM,n}$ são obtidos a partir da combinação dos sinais de MC e MD gerados pelos controladores das malhas. Na Figura 1.6(c), é apresentado o diagrama de blocos da estratégia de controle em questão. Os blocos de equações de corrente e equações dos sinais modulantes integram a transformada de similaridade de Lunze. Por fim, diversas outras estratégias de controle ativo foram propostas e estudadas na literatura para atenuar a corrente circulante e garantir o equilíbrio de corrente (ABU-QAHOUQ, 2010; CHEN et al., 2009; FOLEY; KAVANAGH; EGAN, 2012; RENAUDINEAU et al., 2014).

Figura 1.6. Diagrama esquemático simplificado de técnicas de controle ativo para sistemas com SMs em paralelo: (a) controle centralizado mestre-escravo; (b) controle distribuído; (c) controle distribuído baseado na decomposição das correntes.



Fonte: Próprio autor.

O fator relativo à modularidade das técnicas de controle ativo distribuído é fundamental para os conversores com SMs em paralelo, uma vez que permite uma maior flexibilidade e confiabilidade ao sistema. Tais aspectos sustentam sua aplicação, apesar da maior complexidade de implementação.

1.4 Proposta da Tese

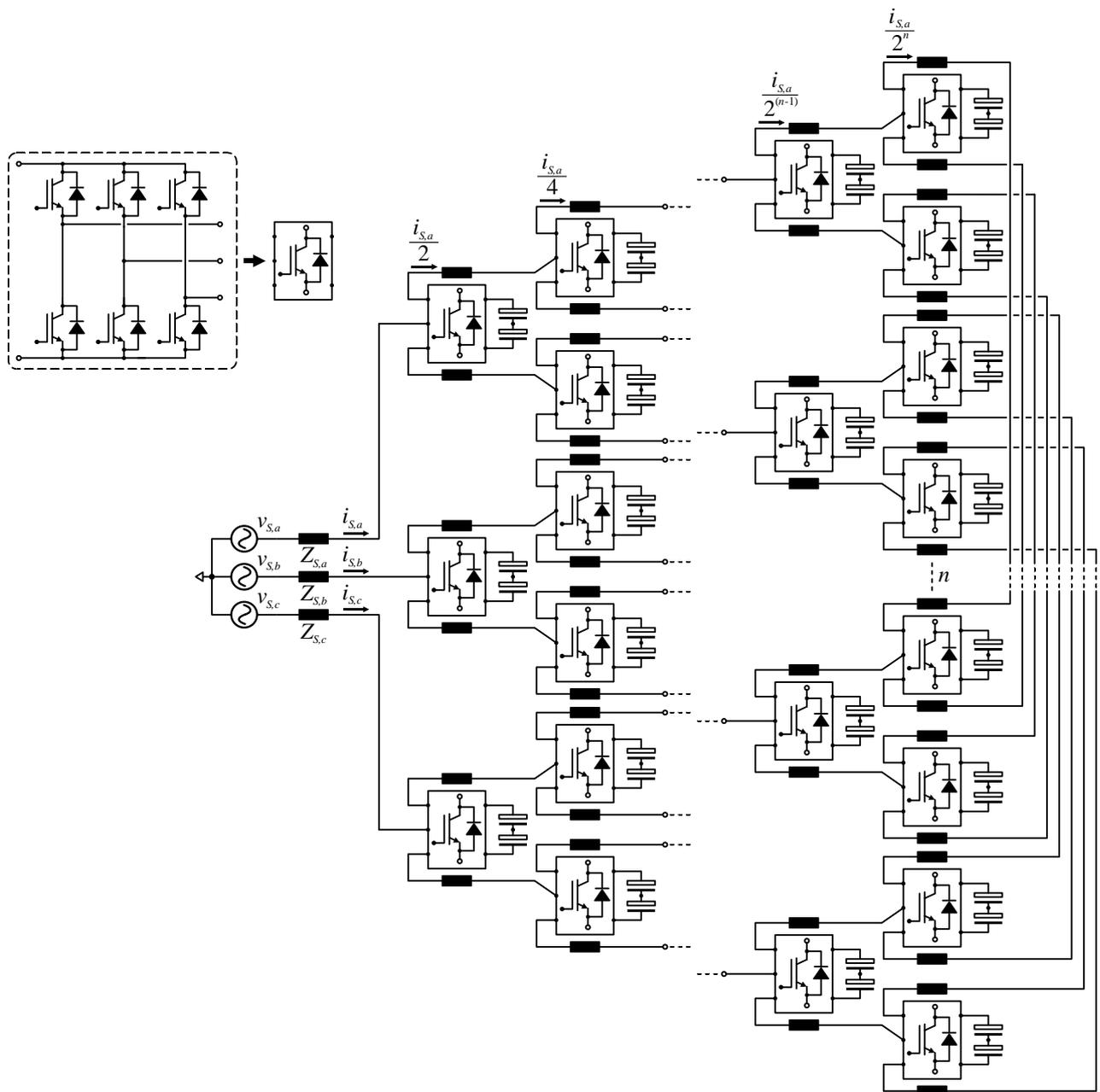
Na literatura, há uma evidente lacuna que envolve o estudo de soluções para o aumento da capacidade de potência de conversores estáticos, considerando as especificações de tensão e corrente. Com base na revisão bibliográfica apresentada, observa-se o notório esforço realizado para o desenvolvimento de soluções dentro de dois cenários: *i*) sistemas de média e alta potência em média e alta tensão; e *ii*) sistemas de média e alta potência em média e alta corrente. As topologias multiníveis com SMs conectados em série e topologias convencionais com semicondutores conectados em série integram as soluções básicas para o aumento da capacidade de tensão. Por sua vez, as estruturas construídas a partir do paralelismo e intercalamento de SMs e topologias convencionais com semicondutores conectados em paralelo constituem as soluções básicas para o aumento da capacidade de corrente.

Nesse contexto, há a necessidade do estudo de topologias capazes de unir as características e benefícios das principais soluções citadas. Com isso, soluções com uma maior flexibilidade de projeto são desenvolvidas para assegurar o aumento da capacidade de potência através da divisão da tensão e corrente entre os SMs. Como exemplo, tem-se o fato de que o conversor FBC possui uma estrutura topológica desfavorável à divisão de corrente, precisando recorrer unicamente à solução relativa ao paralelismo de semicondutores para o aumento da capacidade de corrente. Já o conversor com SMs em paralelo, por possuir um único barramento CC que interliga todos os SMs, impede modificações na sua configuração para se obter uma estrutura favorável à redução da tensão sobre os semicondutores.

Dentro do cenário em estudo, uma nova solução multinível é desenvolvida e apresentada em (FABRICIO et al., 2016, 2017), a qual é denominada conversor C3L. A estrutura generalizada do conversor C3L é ilustrada na Figura 1.7. Em (FABRICIO et al., 2016), os autores utilizam o conceito do intercalamento de conversores e buscam associar os SMs em ponte completa trifásicos de tal maneira que permite criar uma estrutura modular, multiramificada e com múltiplas camadas que dividem a corrente total processada em cada fase. Na Figura 1.7, é apresentada a expressão da corrente em função do número de camadas

n . Observa-se que a magnitude da corrente é determinada em função de n . Com isso, à medida que mais camadas são criadas, menor é a corrente através dos SMs que constituem as camadas mais profundas e, conseqüentemente, dos semicondutores. Verifica-se também que esse conversor permite reduzir a tensão aplicada no semicondutor, pois são utilizados múltiplos SMs com barramentos CC individuais de tensões intermediárias que contribuem com a tensão de saída multinível. Ademais, do ponto de vista dos ramos, os SMs estão conectados em série.

Figura 1.7. Estrutura generalizada do conversor C3L proposto em (FABRICIO et al., 2016).

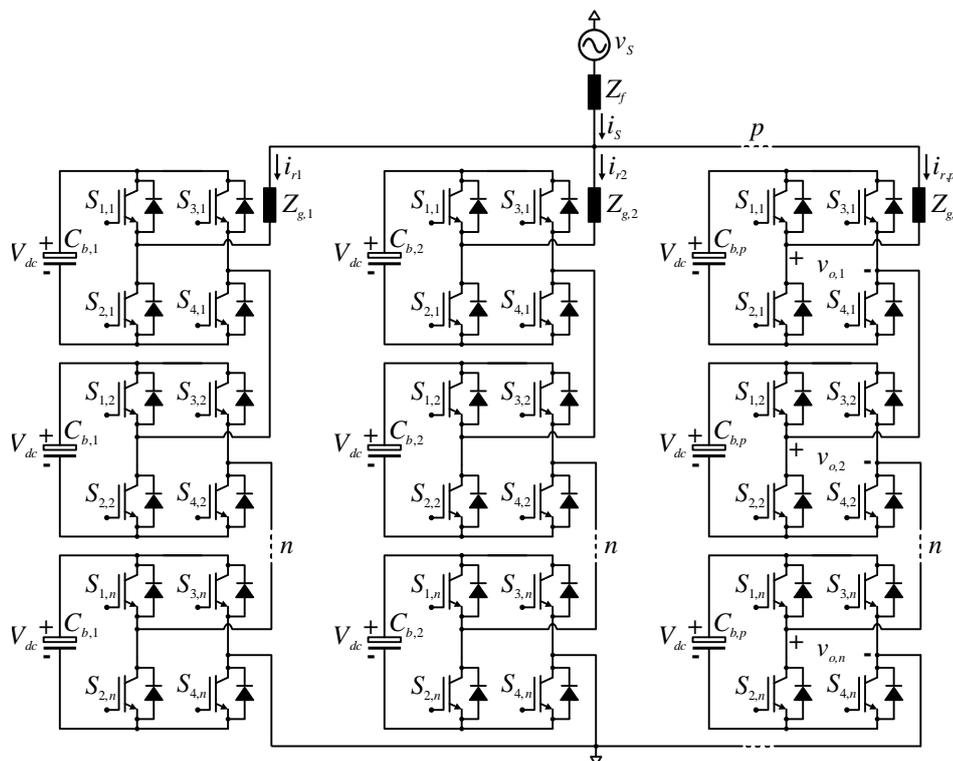


Fonte: Adaptado de (FABRICIO et al., 2016).

Em (FABRICIO et al., 2017), destaca-se que o conversor C3L é uma excelente opção em relação às topologias FBC e ponte completa trifásica para aplicações que demandam altas correntes e altas tensões. Também se observa o melhor desempenho do conversor C3L em termos de perdas nos semicondutores e sua capacidade de redução dos esforços de corrente nos capacitores que compõem os barramentos e da distorção de alta frequência da corrente total. Por fim, o conversor C3L é testado e analisado como um retificador operando em malha aberta, não sendo explorado o sistema de controle para regulação das variáveis de tensão e corrente.

Em (QUEIROZ et al., 2017, 2018) é proposto um conversor multinível constituído por SMs em ponte-completa conectados em série e paralelo. A metodologia de síntese do conversor propõe a criação de múltiplos ramos constituídos por SMs em ponte completa conectados em série, os quais podem ser conectados em paralelo. A partir dessa metodologia, é criada uma estrutura modular com múltiplos ramos e múltiplas camadas. A estrutura generalizada do conversor proposto é ilustrada na Figura 1.8. A corrente total i_S é dividida através dos p ramos, resultando em $i_{r1} = i_{r2} = \dots = i_{r,p} = i_S/p$. A tensão total é dividida entre os n SMs em cascata.

Figura 1.8. Estrutura generalizada do conversor derivado do conceito série/paralelo proposto em (QUEIROZ et al., 2017).

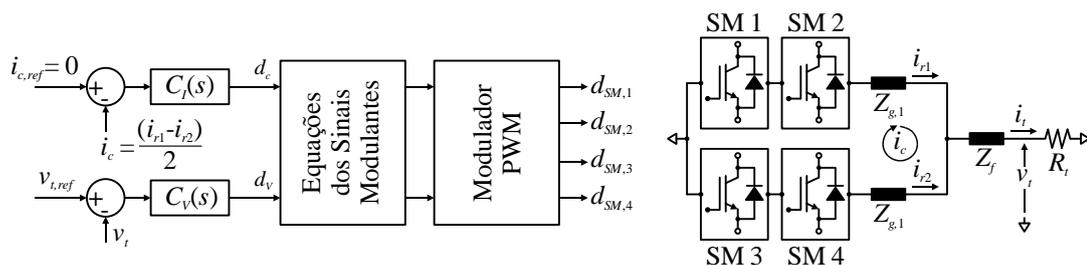


Fonte: Adaptado de (QUEIROZ et al., 2017).

O conversor multinível apresentado em (QUEIROZ et al., 2017) pode ser visto como uma extensão do FBC. Como consequência da criação de múltiplos ramos e múltiplas camadas, os esforços de tensão e corrente nos SMs e semicondutores são reduzidos simultaneamente. Em (QUEIROZ et al., 2017, 2018), o conversor proposto é desenvolvido visando aplicações que buscam utilizar semicondutores com baixas capacidades de corrente e tensão. Em (QUEIROZ et al., 2018), os autores realizam um estudo comparativo considerando as topologias com SMs em série, paralelo e série/paralelo. O melhor desempenho do conversor série/paralelo em termos de perdas nos semicondutores foi verificado para faixas de média potência. Outro aspecto importante relativo ao conversor série/paralelo é a corrente circulante, gerada naturalmente devido ao mecanismo de paralelismo dos ramos de SMs.

Em (QUEIROZ et al., 2018), o conversor série/paralelo é testado no modo inversor e operando em malha fechada. A Figura 1.9 ilustra o diagrama de blocos do sistema de controle para topologia série/paralelo. O sistema de controle desenvolvido em (QUEIROZ et al., 2018) tem como objetivos o controle da componente de baixa frequência da corrente circulante i_c , mantendo-a o mais próximo possível de zero, bem como o controle da tensão CA de saída v_t , de acordo com o valor de referência $v_{t,ref}$. A topologia considerada para o projeto do sistema de controle possui quatro SMs, associados em dois ramos e duas camadas.

Figura 1.9. Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle para a topologia série/paralelo com quatro SMs.

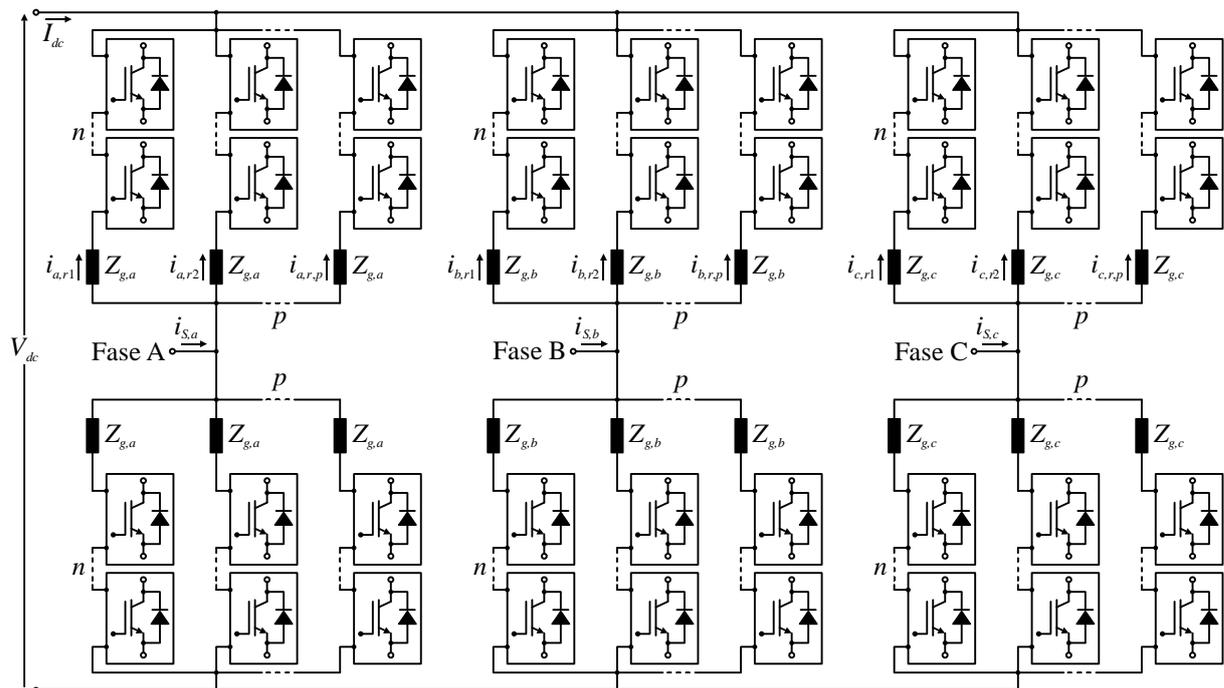


Fonte: Próprio autor.

Em (MILOVANOVIC; DUJIC, 2020; MILOVANOVIC; DUJIC, 2019), o conceito do conversor MMC com múltiplos ramos em paralelo é estudado. Para a composição dos ramos, são utilizados SMs em ponte completa. Os autores combinam o conceito do paralelismo de ramos ao conversor MMC para o aumento da capacidade de corrente do sistema. Em (MILOVANOVIC; DUJIC, 2020), destaca-se o cenário em que o conversor MMC é utilizado em aplicações com valores de tensão pré-definidos (cujos valores variam de

3,3 kV a 11 kV), havendo a necessidade de aumentar o nível de potência processada. Assim, a solução consiste em aumentar a capacidade de corrente do conversor. Na Figura 1.10, tem-se a estrutura generalizada do conversor MMC com ramos em paralelo. Ao criar p ramos, a corrente total de cada fase $i_{S,a}$, $i_{S,b}$ e $i_{S,c}$ é dividida, obtendo-se $i_{a,r1} = i_{a,r2} = \dots = i_{a,r,p} = i_{S,a}/p$ e, assim, assegurando a redução da corrente através dos SMs e semicondutores.

Figura 1.10. Estrutura generalizada do conversor MMC proposto em (MILOVANOVIĆ; DUJIĆ, 2019).



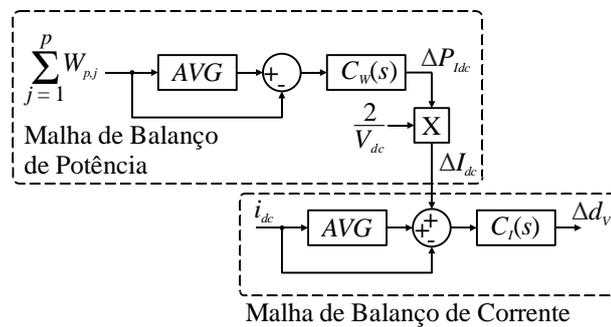
Fonte: Adaptado de (MILOVANOVIĆ; DUJIĆ, 2019).

Com a modificação topológica do conversor MMC, os autores propõem em (MILOVANOVIĆ; DUJIC, 2020) uma nova estratégia de controle para o balanço de potência entre os SMs. Destaca-se que, na estrutura caracterizada por ramos em paralelo, o balanço de potência entre os SMs é prioridade em relação ao balanço de corrente. Para isso, o sistema de controle proposto gera intencionalmente um desbalanço de corrente CC através dos ramos. O diagrama de blocos simplificado do sistema de controle proposto é ilustrado na Figura 1.11.

O sistema de controle desenvolvido possui uma malha de balanço de potência, a qual utiliza as tensões dos barramentos CC dos SMs para calcular a potência média W_p em cada ramo. A variação de potência é processada pelo controlador $C_W(s)$ para determinar o sinal ΔP_{Idc} , utilizado para calcular o sinal de referência da malha de balanço de corrente. Assim, o sinal de desbalanço de corrente ΔI_{dc} é estabelecido e aplicado à malha de balanço de

corrente. O sinal de saída do controlador $C_f(s)$ é aplicado ao modulador para geração dos pulsos de comando. Ainda é importante destacar que se a malha de balanço de potência for excluída, a atuação isolada da malha de balanço de corrente garante o equilíbrio das correntes através dos ramos e SMs. Por fim, o balanço de potência é assegurado, enquanto as correntes são parcialmente balanceadas durante a operação do conversor (MILOVANOVIC; DUJIC, 2020).

Figura 1.11. Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle proposto em (MILOVANOVIC; DUJIC, 2020).



Fonte: Adaptado de (MILOVANOVIC; DUJIC, 2020).

Os conceitos estudados em (QUEIROZ et al., 2017, 2018) e (MILOVANOVIC; DUJIC, 2020; MILOVANOVIĆ; DUJIĆ, 2019) integram soluções para o aumento da capacidade de corrente de conversores com estruturas topológicas favoráveis à divisão da tensão, abordando-se os conversores FBC e MMC, respectivamente. Como base na revisão bibliográfica apresentada nesta seção e de acordo com a análise de (FABRICIO et al., 2016, 2017; MILOVANOVIC; DUJIC, 2020; MILOVANOVIĆ; DUJIĆ, 2019; QUEIROZ et al., 2017, 2018), observa-se que são propostas e analisadas topologias modulares com maior flexibilidade para se adequar aos níveis de corrente e tensão de aplicações de média e alta potência.

Diante do exposto, esta tese de doutorado propõe um conceito visando à obtenção de um novo conversor multinível para aplicações em média e alta potência, denominado conversor *full-bridge* cascata generalizado (FBCG). O conceito relacionado ao conversor FBCG foi introduzido em (QUEIROZ et al., 2019). A metodologia de síntese utiliza o conversor em ponte completa monofásico como SM básico. Os conceitos do cascadeamento e intercalamento de conversores são combinados para agregar as principais vantagens de ambas as técnicas, criando-se uma estrutura multiramificada e de multicamadas.

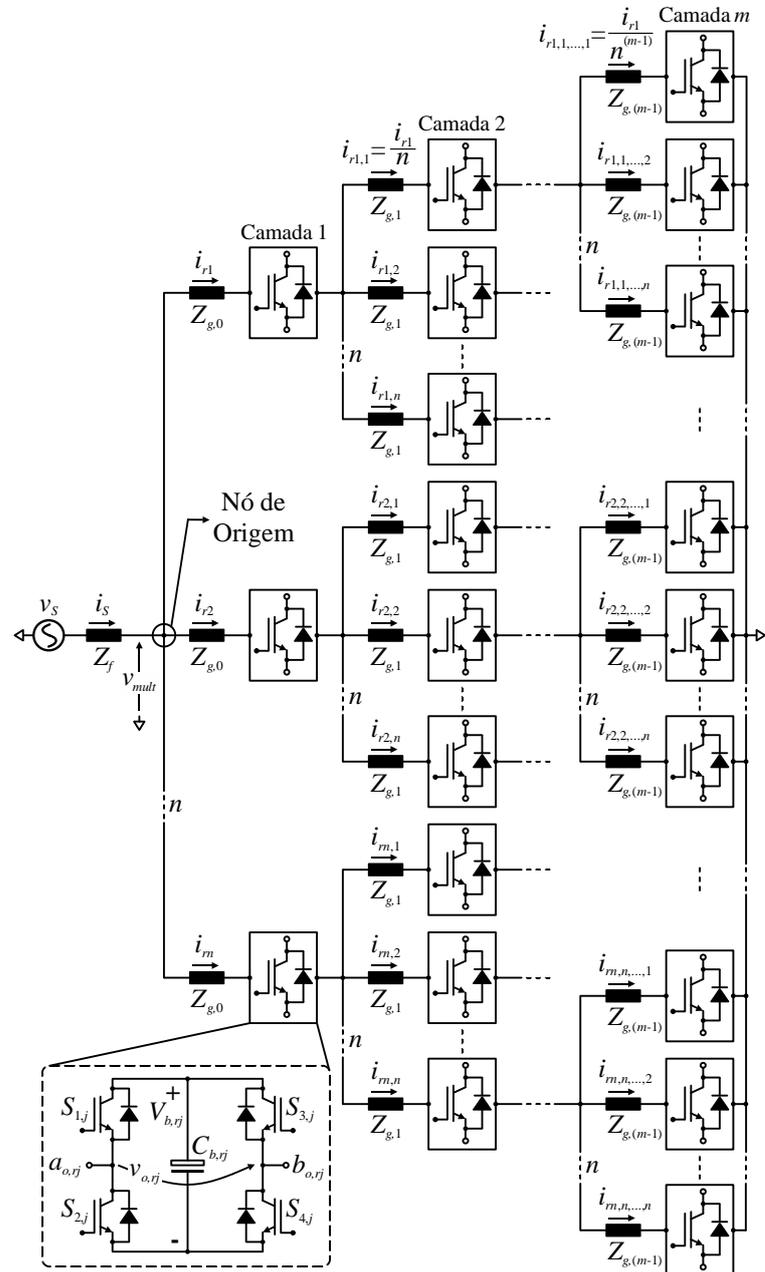
O novo conceito possibilita expandir o conversor FBC e o conceito série/paralelo abordado em (QUEIROZ et al., 2017, 2018) ao criar uma estrutura mais flexível e versátil. A estrutura generalizada do conversor FBCG é ilustrada na Figura 1.12. A nova abordagem do conversor FBCG possibilita a criação de uma família de topologias multiníveis e modulares ainda não estudadas na literatura. A estrutura do conversor FBCG é baseada em três partes principais: nó ou ponto de ramificação, ramo e camada. O nó ou ponto de ramificação é o ponto de derivação para criação dos arranjos de SMs. Os arranjos de SMs conectados em série e/ou paralelo associados ao indutor $L_{g,j}$ são denominados ramos. Além disso, o nó é responsável pela criação de múltiplos ramos que dividem as correntes. Os SMs interligados por meio de dois nós consecutivos compõem as camadas. Na estrutura da Figura 1.12, destaca-se o nó de origem. A variável n representa o número de ramos criados a partir de um nó, ou seja, o fator de divisão da corrente. À medida que novos nós são estabelecidos, as correntes dos ramos são divididas por n , como indica a Figura 1.12. A variável m representa o número de camadas. Ao estabelecer as camadas, a tensão total a ser sintetizada pelo conversor passa a ser dividida em um número maior de SMs.

O conversor FBCG possibilita a redução dos esforços de corrente e tensão de forma simultânea, uma vez que os SMs são conectados em série, do ponto de vista dos ramos, e em paralelo, do ponto de vista das camadas. A modularidade e escalabilidade são recursos destacáveis do conversor, uma vez que sua configuração pode ser ajustada para melhor se adequar as especificações do SEP. As variáveis n e m podem assumir qualquer valor inteiro, positivo e diferente de zero ($n, m \in \mathbb{Z}_+^*$). Com isso, topologias alternativas podem ser construídas para alcançar diferentes capacidades de tensão e corrente, consistindo em uma solução adequada para superar as limitações relacionadas às diferentes tecnologias de semicondutores. As topologias derivadas do conversor FBCG podem utilizar SMs com barramentos CC assimétricos, processando potências iguais. Independentemente do número de níveis da tensão multinível sintetizada, os semicondutores de cada SM são submetidos à tensão do barramento CC.

A corrente circulante é uma importante variável na operação do conversor FBCG, sendo uma consequência natural da aplicação da técnica de intercalamento. A cada ramo derivado de um nó, há um indutor de filtro $L_{g,j}$ conectado ao SM, destinado a limitar a componente de alta frequência da corrente circulante. Esses indutores podem estar desacoplados e distribuídos ao longo das camadas, desacoplados e concentrados na última camada, e acoplados e concentrados na última camada. A estrutura multiramificada cria

inúmeras malhas internas de circuitos com SMs em paralelo. Assim, inúmeras correntes circulantes são geradas.

Figura 1.12. Estrutura generalizada do conversor FBCG.



Fonte: Próprio autor.

A estrutura topológica do conversor FBCG apresenta um elevado nível de complexidade, o que impacta diretamente no sistema de controle. De forma simplificada, o sistema de controle deve compreender múltiplos objetivos para garantir a correta operação do conversor: *i*) controle da corrente drenada da rede elétrica; *ii*) controle das múltiplas correntes

circulantes geradas nas malhas internas; *iii*) manutenção do equilíbrio das correntes através dos ramos; e *iv*) regulação das tensões nos barramentos CC dos SMs, mantendo-as balanceadas. Para essa finalidade, esta tese de doutorado também propõe o desenvolvimento de uma estratégia de controle para conversores multiníveis constituídos por estruturas com ramos ou SMs em paralelos e múltiplos SMs em cascata. O sistema de controle possui uma abordagem generalizada, podendo ser adaptado a qualquer topologia derivada do conversor FBCG e do conversor série/paralelo. A estratégia de controle proposta utiliza as correntes circulantes para alcançar a regulação e equilíbrio das tensões dos barramentos CC, enquanto assegura o equilíbrio das correntes entre os ramos. Com isso, é possível obter o equilíbrio de potência entre os SMs.

1.5 Contribuições e Objetivos da Tese

Esta tese de doutorado tem como finalidade propor um novo conversor para aplicações de média e alta potência, que necessitam operar com média e alta corrente, e média e alta tensão, denominado de conversor *full-bridge* cascata generalizado (FBCG). O conversor FBCG utiliza a topologia em ponte-completa como SM básico e integra os conceitos do cascadeamento e intercalamento de conversores. Os SMs são conectados de tal forma que é construída uma estrutura com maior flexibilidade, caracterizada por múltiplos ramos e camadas. Além disso, o conversor FBCG possibilita o aumento da sua capacidade de potência por meio da divisão da tensão e corrente, resultando na redução simultânea dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores.

O trabalho propõe o estudo do conversor FBCG para demonstrar os seus principais recursos e benefícios. Assim, defini-lo como uma alternativa as soluções convencionais do conversor FBC e série/paralelo, por oferecer um melhor desempenho em aspectos fundamentais na análise de conversores. Além disso, esse estudo busca demonstrar que o conceito desenvolvido para concepção do conversor FBCG permite superar as limitações relacionadas à capacidade de corrente da nova geração de semicondutores de SiC, evitando soluções como o paralelismo de semicondutores.

O presente trabalho também contribui com desenvolvimento de uma estratégia de controle capaz de assegurar a estabilidade do conversor FBCG, atuando no equilíbrio de potência dos SMs e controle da corrente circulante. Para validação do estudo do conversor FBCG é proposta sua aplicação como um STATCOM. Além disso, observa-se que há um grande número de possibilidades para conexão dos SMs, o que resulta em inúmeras

topologias diferentes. Com isso, o presente trabalho foca em analisar estruturas com o mínimo de seis SMs e o máximo de doze SMs.

Como objetivos específicos do trabalho, podem-se destacar os seguintes pontos:

- proposição e estudo generalizado do novo conversor multinível FBCG, incluindo a análise matemática da estrutura visando à obtenção das expressões matemáticas que definem sua dinâmica;
- estudo teórico dos aspectos relacionados à estratégia de modulação do conversor FBCG;
- estudo teórico da nova estratégia de controle para o conversor FBCG, incluindo a análise matemática orientada à modelagem do conversor e o estudo do mecanismo utilizado para o balanço de energia entre os SM-FBs por meio da corrente circulante;
- aplicação da estratégia de controle desenvolvida em topologias com SM-FBs em cascata e multirramificadas;
- elaboração do estudo comparativo entre o conversor FBCG e as soluções propostas na literatura, com o objetivo de comprovar seu melhor desempenho;
- metodologia de projeto e validação da operação do conversor FBCG via simulação;
- projeto e construção do protótipo para obtenção dos resultados experimentais a fim de validar o estudo teórico realizado.

1.6 Organização da Tese

Esta tese de doutorado está organizada em seis capítulos, incluindo introdução e conclusão. O Apêndice A apresenta análises e informações adicionais para total compreensão de tópicos discutidos ao longo do documento.

O capítulo 2 dedica-se ao estudo e caracterização do conversor proposto. Os aspectos teóricos que fundamentam a síntese do conversor são analisados. Os pontos relacionados ao modelo médio, corrente circulante, estratégia de modulação e ondulação de corrente para o projeto dos indutores são investigados.

O capítulo 3 descreve o sistema de controle proposto para o conversor. A modelagem matemática é realizada para a obtenção das equações diferenciais das correntes e tensões sintetizadas pelo conversor. As funções de transferência são determinadas. O estudo matemático é desenvolvido como uma abordagem generalizada. O método desenvolvido para o balanço de tensão é descrito, assim como o princípio de controle e equilíbrio das correntes.

O capítulo 4 apresenta o estudo comparativo do conversor proposto em relação às soluções propostas na literatura. Diversos aspectos são considerados, abordando-se aspectos como a distorção harmônica, número de dispositivos e perdas. Resultados de simulação também são discutidos no capítulo 4, com o intuito de comprovar o desempenho da topologia proposta e a eficácia da estratégia de modulação e sistema de controle. Além disso, pretende-se validar as principais suposições teóricas associadas ao novo conceito.

O capítulo 5 dedica-se ao estudo experimental do conversor proposto. Detalhes sobre o protótipo confeccionado em laboratório são explicados. As topologias selecionadas, incluindo a configuração proposta no trabalho, são testadas operando como um STATCOM conectado a um sistema elétrico monofásico. Os resultados experimentais obtidos são ilustrados e comentados, com o intuito de verificar a operação nos regimes permanente e transitório.

1.7 Produção Científica Resultante

O estudo realizado ao longo desta tese de doutorado resultou nos seguintes trabalhos divulgados em eventos científicos:

1. QUEIROZ, S. S. et al. A New Multinivel Converter Based on the Use of Interleaving Technique and Cascade Association. 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2019.
2. QUEIROZ, S. S. et al. Interleaving Technique Applied in an Active Filter Based on the Full-Bridge Cascaded Converter. 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2020.

O desenvolvimento do trabalho também resultou na publicação dos seguintes artigos em periódicos:

1. QUEIROZ, S. S. et al. A Generalized Interleaved Approach Feasible to STATCOM Applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, p. 1, 2021a, Early Access.
2. QUEIROZ, S. S. et al. Investigation of a Circuit Model and a Control Strategy for the Generalized Cascaded Full-Bridge Converter. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, p. 1, 2021b, Early Access.

2 ANÁLISE DO CONVERSOR MULTINÍVEL PROPOSTO

Neste capítulo, apresenta-se o estudo analítico do conversor multinível proposto. O estudo fornece uma análise generalizada para a obtenção do modelo médio do conversor, modelo orientado à corrente circulante, estratégia de modulação e análise da ondulação de corrente para o projeto dos indutores. De forma geral, obtém-se todas as expressões associadas às correntes e tensões que regem o comportamento da estrutura.

2.1 Considerações Iniciais sobre O Conversor Multinível FBCG

A versão monofásica da estrutura generalizada do conversor FBCG é ilustrada na Figura 2.1. A fonte de tensão CA de entrada v_S possui amplitude $V_{p,S}$ e frequência angular $\omega_r = 2\pi f_r$, em que f_r é a frequência da rede elétrica e igual a 60 Hz, conforme a equação (2.1). A corrente CA de entrada i_S é definida em (2.2), considerando um cenário ideal. O presente estudo é focado especificamente na análise das topologias caracterizadas pelo equilíbrio de potência entre os SM-FBs. Assim, com a finalidade de torna o estudo mais objetivo e claro, define-se que a família de topologias, na qual é descrita pela propriedade que os níveis de potência processada pelos SMs são iguais, será chamada de estruturas simétricas. A condição de simetria declarada para o estudo das topologias do conversor FBCG viabiliza o equilíbrio de perdas entre os SM-FBs que compõem as estruturas, sendo esse um importante aspecto que justifica o cenário proposto.

$$v_S(t) = V_{p,S} \sin(\omega_r t) \quad (2.1)$$

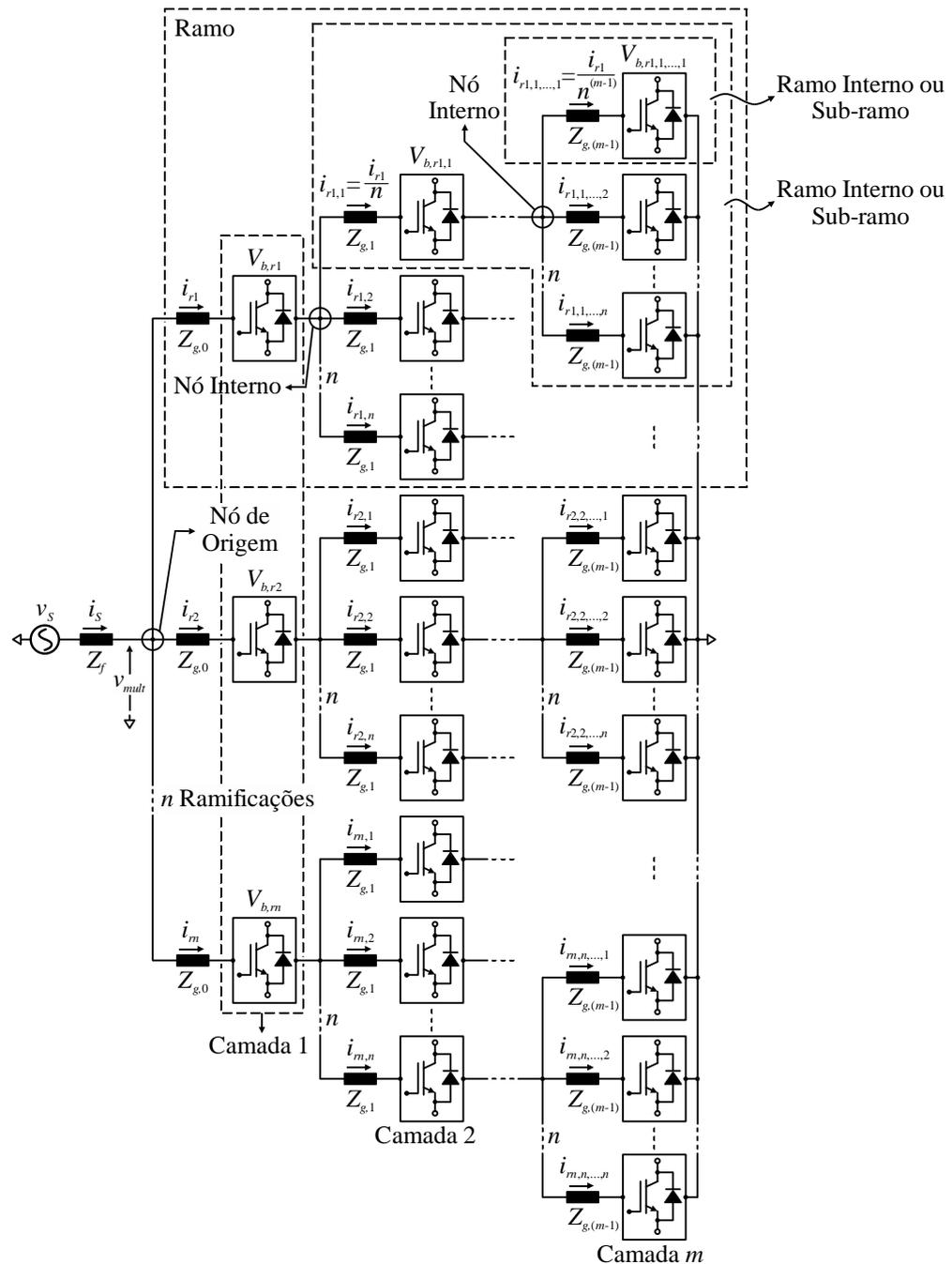
$$i_S(t) = I_{p,S} \sin(\omega_r t) \quad (2.2)$$

Visando ao melhor entendimento e facilitar o estudo, alguns aspectos do conversor FBCG são citados mais uma vez e suas definições são enfatizadas. O ramo é definido como um conjunto ou arranjo de SMs derivado a partir do nó ou ponto de ramificação e conectado em série ao indutor. Um ramo pode conter ramos internos, estabelecidos a partir dos nós internos. Na Figura 2.1, são destacados os nós internos, ramos internos (também denominados de sub-ramos) e as impedâncias $Z_{g,j}$, compostas pelo indutor $L_{g,j}$ e pela resistência série $r_{Lg,j}$.

O número de ramos criados por cada nó é definido pela variável n , o qual representa o fator de divisão da corrente. As correntes através dos ramos são representadas por $i_{r,j}$. Considerando os ramos derivados do nó de origem, as correntes dos ramos são representadas por $i_{r1}, i_{r2}, \dots, i_{rn}$. A cada nó estabelecido, é adicionado um novo subíndice j

para representar as correntes. Assim, as correntes dos ramos internos determinadas com base em i_{r1} são representadas por $i_{r1,1}$, $i_{r1,2}$, ..., $i_{r1,n}$. O nó também está associado à camada, pois ao criar um novo nó, uma nova camada é estabelecida. O número de camadas é representado por m . Na Figura 2.1, as correntes dos ramos i_{rj} são determinadas em função das variáveis n e m .

Figura 2.1. Estrutura monofásica, generalizada e simétrica do conversor FBCG.



Fonte: Próprio autor.

A maior flexibilidade e versatilidade do conversor FBCG reside nas definições de n e m , pois esses parâmetros são determinantes na construção das topologias. Como $n, m \in \mathbb{Z}_+^*$, há um grande número possível de topologias, com diferentes capacidades de tensão e corrente. Obviamente, na prática os valores de n e m são limitados. Por fim, o conversor FBCG é caracterizado por um número constante de derivações em todos os nós e apenas um SM entre dois nós consecutivos.

Os SMs de uma mesma camada apresentam especificações iguais, isto é, processam tensões e correntes iguais. Ao ser criado um nó, a corrente é reduzida por um fator igual a n . Para manter a condição de equilíbrio de potência entre os SMs, as amplitudes dos barramentos CC, indicadas por $V_{b,rj}$, devem aumentar em um fator igual a n . A amplitude da tensão CC $V_{b,r1}$ é considerada a tensão base. Com isso, as tensões CC dos SMs das camadas dois, três e m são calculados por $V_{b,r1,1} = n \cdot V_{b,r1}$, $V_{b,r1,1,1} = n^2 \cdot V_{b,r1}$ e $V_{b,r1,1,\dots,1} = [n^{(m-1)}] \cdot V_{b,r1}$, respectivamente.

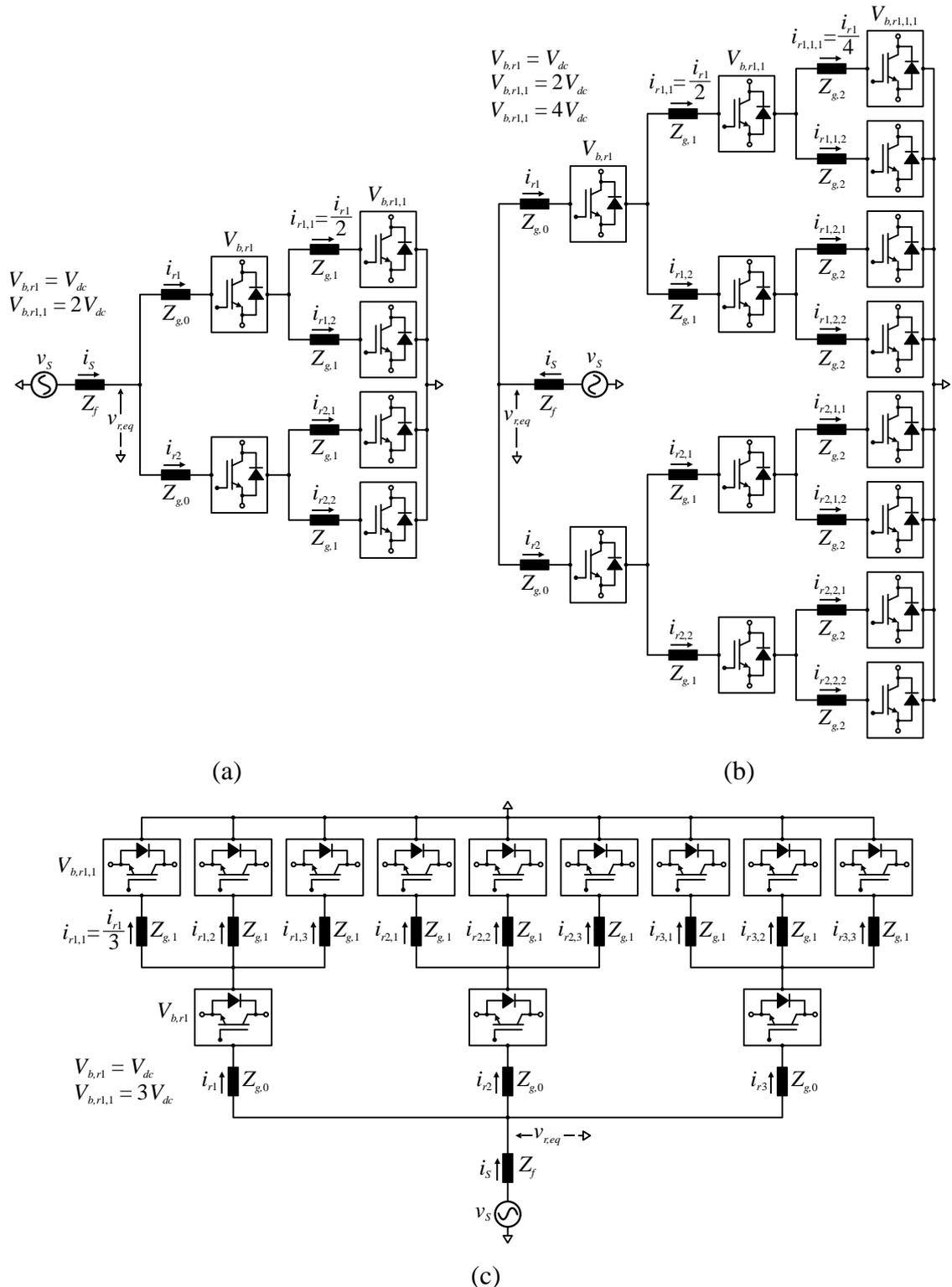
Três novas topologias derivadas da estrutura generalizada do conversor FBCG são apresentadas na Figura 2.2, sendo designadas de 2I-2C, 2I-3C e 3I-2C. A topologia 2I-2C é definida com $n = 2$ e $m = 2$; 2I-3C é estabelecida por $n = 2$ e $m = 3$; e 3I-2C consiste de $n = 3$ e $m = 2$. A nomenclatura para referenciar as topologias é definida em função de n e m , sendo as letras “I” e “C” referentes à intercalamento e camada, respectivamente. Assim, de forma generalizada, as topologias são designadas por $nI-mC$. Como citado anteriormente, os valores de n e m são limitados na prática.

As topologias 2I-2C, 2I-3C e 3I-2C exemplificam a utilização das variáveis e definições relacionadas ao conversor FBCG. Os valores das tensões CC dos barramentos são determinados de acordo com o valor base $V_{b,r1} = V_{dc}$. As topologias utilizam barramentos CC assimétricos, mantendo o equilíbrio de potência entre os SMs. O mecanismo de criação dos ramos aumenta a capacidade de divisão de corrente da estrutura, sendo esse recurso traduzido pelas equações das correntes.

O conversor monofásico em ponte completa é considerado como única opção de SM do conversor FBCG. Buscando simplificar e padronizar o texto, deste ponto em diante será utilizado o acrônimo SM-FB para submódulo *full-bridge*. O conversor FB é composto por dois braços com semicondutores bidirecionais em corrente conectados a um capacitor de barramento, como ilustra a Figura 2.3(a). Com a técnica de modulação por largura de pulso senoidal (*sinusoidal pulse width modulation* – SPWM) unipolar (MOHAN; UNDELAND, 2007), esse conversor é capaz de sintetizar quatro estados de condução para gerar em sua

saída uma tensão alternada de três níveis. Considerando que a tensão do barramento é igual a V_{dc} , a tensão alternada de saída v_o medida entre os terminais a e b possui os níveis $[-V_{dc}; 0; +V_{dc}]$.

Figura 2.2. Topologias derivadas do conversor FBCG: (a) 2I-2C; (b) 2I-3C; (c) 3I-2C.



Fonte: Próprio autor.

Para a geração dos pulsos de comando dos interruptores, a técnica SPWM unipolar utiliza duas moduladoras senoidais em 60 Hz defasadas entre si de 180°, sendo uma para cada braço. Ambas são comparadas com uma portadora triangular que opera na frequência de comutação f_{sw} . Além disso, essa técnica garante estados de condução redundantes para a síntese do nível zero, o que possibilita manter os esforços de corrente equilibrados entre os interruptores, uma distribuição simétrica de perdas e aumenta a frequência efetiva na tensão de saída v_o em duas vezes f_{sw} . Com a modulação SPWM unipolar e considerando um caso ideal em que o barramento se mantém regulado em V_{dc} e livre de ondulações, a tensão de saída v_o de um SM-FB apresenta o formato ilustrado na Figura 2.3(b) para um período da rede elétrica T_r (inverso da frequência da rede elétrica). Por meio dessa forma de onda, é obtida a tensão média instantânea de saída $V_{o,avg}$, definida na equação (2.3). O símbolo $\langle x \rangle$ não é utilizado por simplificação. A variável T_{sw} refere-se ao período de comutação (inverso da frequência de comutação) e $D_o \in [0,1]$ representa a razão cíclica efetiva da tensão v_o . O comportamento da razão cíclica D_o em função da frequência da rede pode ser obtido considerando apenas a componente fundamental de v_o para a relação dada em (2.3). Define-se, então, a razão cíclica em função de ω_r na equação (2.4). Considerando que a relação entre a tensão de pico da componente fundamental de v_o e a tensão do barramento CC V_{dc} é igual a M_a , que representa o índice de modulação em amplitude, é obtida a equação simplificada em (2.5).

$$\langle V_{o,avg}(t) \rangle_{\frac{T_{sw}}{2}} = \frac{1}{\frac{T_{sw}}{2}} \cdot \left(\int_0^{D_o(t) \cdot \frac{T_{sw}}{2}} v_o(t) dt \right)$$

$$\langle V_{o,avg}(t) \rangle_{\frac{T_{sw}}{2}} = \langle D_o(t) \rangle_{\frac{T_{sw}}{2}} \cdot V_{dc} \quad (2.3)$$

$$D_o(t) = \frac{V_{p,S} \cdot \text{sen}(\omega_r t)}{V_{dc}} \quad (2.4)$$

$$D_o(t) = M_a \cdot \text{sen}(\omega_r t) \quad (2.5)$$

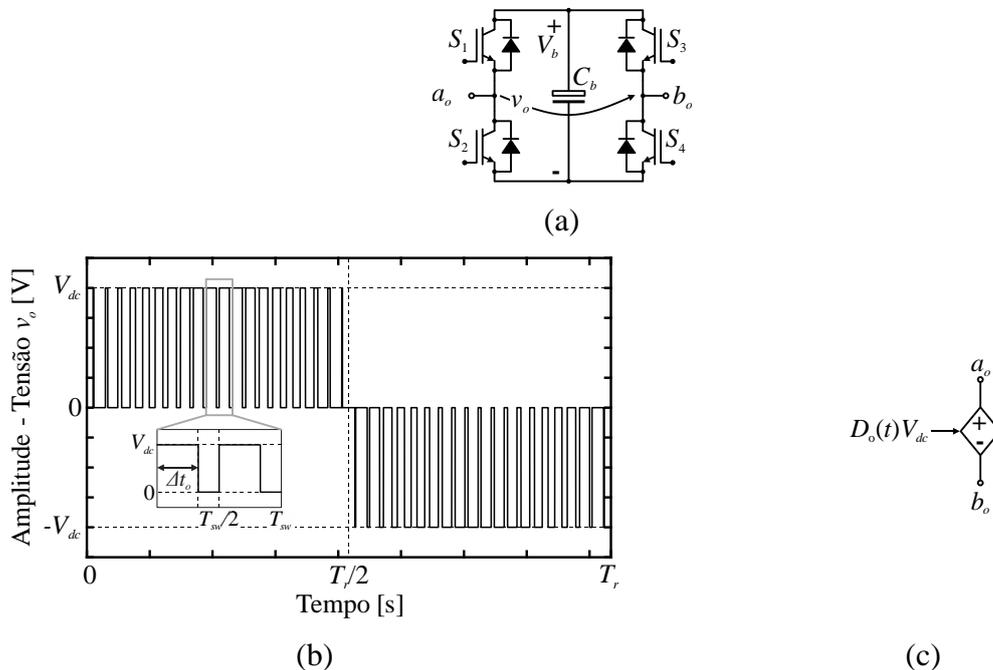
De posse da equação (2.3), é possível considerar que em uma análise por valores médios instantâneos o SM-FB se comporta como uma fonte de tensão controlada por D_o . Dessa forma, o SM-FB pode ser representado por um circuito médio equivalente, conforme ilustrado na Figura 2.3(c), composto por uma fonte de tensão controlada de amplitude igual a $D_o(t) \cdot V_{dc}$. O símbolo $\langle x \rangle$ não é utilizado por simplificação. Define-se D_o na equação (2.5) como a função de modulação do inversor. Tem-se que a magnitude e fase da componente

fundamental da tensão gerada (tensão média instantânea de saída) seguem a função de modulação imposta multiplicada por um ganho definido pela magnitude da tensão do barramento. Na operação do conversor FB, a razão cíclica efetiva da tensão multinível gerada varia de acordo com o sinal modulante d_C , que é gerado pelo sistema de controle e usado para geração dos pulsos de comando dos interruptores. Para evitar complicações em relação às variáveis utilizadas, determina-se que neste trabalho a função de modulação D_o é equivalente ao sinal modulante d_C . Portanto, tem-se:

$$\left\langle V_{o,avg}(t) \right\rangle_{\frac{T_{sw}}{2}} = \left\langle d_c(t) \right\rangle_{\frac{T_{sw}}{2}} \cdot V_{dc} \cdot \quad (2.6)$$

Para as análises subseqüentes, a tensão de saída gerada por cada SM-FB é representada por uma fonte de tensão controlada $v_{o,rj}$, a qual corresponde à tensão média instantânea em um intervalo T_{sw} . Visando à simplificação das figuras e equações, será utilizado somente o termo $v_{o,rj}$ para descrever as fontes de tensão equivalentes.

Figura 2.3. Conversor FB: (a) circuito básico; (b) tensão de saída V_o ; (c) fonte de tensão controlada do circuito equivalente do conversor FB.



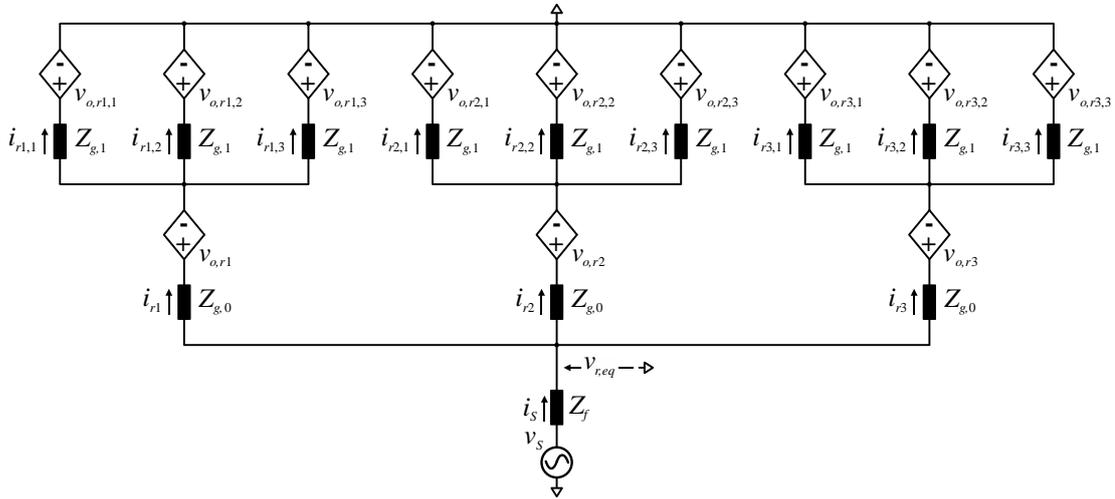
Fonte: Próprio autor.

2.2 Modelo Médio Equivalente do Conversor FBCG

O estudo do modelo médio do conversor FBCG é realizado considerando um cenário ideal e a existência de um sistema de controle em malha fechada que garante o controle e regulação das variáveis de tensão e corrente. Tais considerações são adotadas para reduzir a complexidade do estudo. Assim, as impedâncias equivalentes em uma camada são iguais, além de que as tensões de saída dos SMs e as correntes através dos ramos são controladas. O equilíbrio de tensão entre os SMs e o equilíbrio de corrente entre os ramos são assegurados.

A topologia proposta 3I-2C é selecionada para o estudo, o qual pode ser generalizado para qualquer outra estrutura simétrica derivada do conversor FBCG. O circuito equivalente da topologia 3I-2C é ilustrado na Figura 2.4, em que os SM-FBs são substituídos por fontes de tensões equivalentes que representam as tensões de saída $v_{o,rj}$. Os parâmetros $Z_{g,j}$ e Z_f representam as impedâncias relativas aos indutores internos e ao indutor de acoplamento de entrada do conversor. A impedância Z_f é composta pelo indutor L_f e pela resistência série r_{L_f} .

Figura 2.4. Circuito equivalente da topologia 3I-2C.



Fonte: Próprio autor.

As equações das tensões resultantes dos ramos $v_{r,eq}$ do circuito equivalente da topologia 3I-2C são obtidas ao se aplicar a lei de Kirchhoff das tensões (LKT), resultando em:

$$v_{r,eq}(t) = v_s(t) - r_{L_f} \cdot i_s(t) - L_f \cdot \frac{di_s(t)}{dt}, \quad (2.7)$$

$$v_{r,eq}(t) = i_{r1}(t) \cdot r_{Lg,0} + L_{g,0} \cdot \frac{di_{r1}(t)}{dt} + v_{o,r1}(t) + i_{r1,1}(t) \cdot r_{Lg,1} + L_{g,1} \cdot \frac{di_{r1,1}(t)}{dt} + v_{o,r1,1}(t), \quad (2.8)$$

$$v_{r,eq}(t) = i_{r1}(t) \cdot r_{Lg,0} + L_{g,0} \cdot \frac{di_{r1}(t)}{dt} + v_{o,r1}(t) + i_{r1,2}(t) \cdot r_{Lg,1} + L_{g,1} \cdot \frac{di_{r1,2}(t)}{dt} + v_{o,r1,2}(t), \quad (2.9)$$

$$v_{r,eq}(t) = i_{r1}(t) \cdot r_{Lg,0} + L_{g,0} \cdot \frac{di_{r1}(t)}{dt} + v_{o,r1}(t) + i_{r1,3}(t) \cdot r_{Lg,1} + L_{g,1} \cdot \frac{di_{r1,3}(t)}{dt} + v_{o,r1,3}(t), \quad (2.10)$$

$$v_{r,eq}(t) = i_{r2}(t) \cdot r_{Lg,0} + L_{g,0} \cdot \frac{di_{r2}(t)}{dt} + v_{o,r2}(t) + i_{r2,1}(t) \cdot r_{Lg,1} + L_{g,1} \cdot \frac{di_{r2,1}(t)}{dt} + v_{o,r2,1}(t), \quad (2.11)$$

$$v_{r,eq}(t) = i_{r2}(t) \cdot r_{Lg,0} + L_{g,0} \cdot \frac{di_{r2}(t)}{dt} + v_{o,r2}(t) + i_{r2,2}(t) \cdot r_{Lg,1} + L_{g,1} \cdot \frac{di_{r2,2}(t)}{dt} + v_{o,r2,2}(t), \quad (2.12)$$

$$v_{r,eq}(t) = i_{r2}(t) \cdot r_{Lg,0} + L_{g,0} \cdot \frac{di_{r2}(t)}{dt} + v_{o,r2}(t) + i_{r2,3}(t) \cdot r_{Lg,1} + L_{g,1} \cdot \frac{di_{r2,3}(t)}{dt} + v_{o,r2,3}(t), \quad (2.13)$$

$$v_{r,eq}(t) = i_{r3}(t) \cdot r_{Lg,0} + L_{g,0} \cdot \frac{di_{r3}(t)}{dt} + v_{o,r3}(t) + i_{r3,1}(t) \cdot r_{Lg,1} + L_{g,1} \cdot \frac{di_{r3,1}(t)}{dt} + v_{o,r3,1}(t), \quad (2.14)$$

$$v_{r,eq}(t) = i_{r3}(t) \cdot r_{Lg,0} + L_{g,0} \cdot \frac{di_{r3}(t)}{dt} + v_{o,r3}(t) + i_{r3,2}(t) \cdot r_{Lg,1} + L_{g,1} \cdot \frac{di_{r3,2}(t)}{dt} + v_{o,r3,2}(t), \quad (2.15)$$

$$v_{r,eq}(t) = i_{r3}(t) \cdot r_{Lg,0} + L_{g,0} \cdot \frac{di_{r3}(t)}{dt} + v_{o,r3}(t) + i_{r3,3}(t) \cdot r_{Lg,1} + L_{g,1} \cdot \frac{di_{r3,3}(t)}{dt} + v_{o,r3,3}(t). \quad (2.16)$$

As variáveis i_{r1} , i_{r2} , i_{r3} , $i_{r1,1}$, $i_{r1,2}$, $i_{r1,3}$, $i_{r2,1}$, $i_{r2,2}$, $i_{r2,3}$, $i_{r3,1}$, $i_{r3,2}$ e $i_{r3,3}$ representam as correntes através dos ramos. As variáveis v_S e i_S correspondem à tensão CA e à corrente CA de entrada, respectivamente, enquanto $v_{o,r1}$, $v_{o,r2}$, $v_{o,r3}$, $v_{o,r1,1}$, $v_{o,r1,2}$, $v_{o,r1,3}$, $v_{o,r2,1}$, $v_{o,r2,2}$, $v_{o,r2,3}$, $v_{o,r3,1}$, $v_{o,r3,2}$ e $v_{o,r3,3}$ são as tensões de saída dos SMs. Realizando a soma das equações (2.8) a (2.16), obtém-se:

$$\begin{aligned} 9 \cdot v_{r,eq}(t) &= [3i_{r1}(t) + 3i_{r2}(t) + 3i_{r3}(t)] \cdot r_{Lg,0} + L_{g,0} \cdot \frac{d[3i_{r1}(t) + 3i_{r2}(t) + 3i_{r3}(t)]}{dt} + \\ &+ [i_{r1,1}(t) + i_{r1,2}(t) + i_{r1,3}(t) + i_{r2,1}(t) + i_{r2,2}(t) + i_{r2,3}(t) + i_{r3,1}(t) + i_{r3,2}(t) + i_{r3,3}(t)] \cdot r_{Lg,1} + \\ &+ L_{g,1} \cdot \frac{d[i_{r1,1}(t) + i_{r1,2}(t) + i_{r1,3}(t) + i_{r2,1}(t) + i_{r2,2}(t) + i_{r2,3}(t) + i_{r3,1}(t) + i_{r3,2}(t) + i_{r3,3}(t)]}{dt} + \\ &+ [3 \cdot v_{o,r1}(t) + v_{o,r1,1}(t) + v_{o,r1,2}(t) + v_{o,r1,3}(t)] + [3 \cdot v_{o,r2}(t) + v_{o,r2,1}(t) + v_{o,r2,2}(t) + v_{o,r2,3}(t)] + \\ &+ [3 \cdot v_{o,r3}(t) + v_{o,r3,1}(t) + v_{o,r3,2}(t) + v_{o,r3,3}(t)]. \end{aligned} \quad (2.17)$$

Considerando a condição de simetria e equilíbrio de corrente, as correntes dos ramos são definidas em função de i_S de acordo com as seguintes equações:

$$i_{r1}(t) = i_{r2}(t) = i_{r3}(t) = \frac{i_S(t)}{n} = \frac{i_S(t)}{3}, \quad (2.18)$$

$$i_{r1,1}(t) = i_{r1,2}(t) = i_{r1,3}(t) = \frac{i_S(t)}{n^2} = \frac{i_S(t)}{9}, \quad (2.19)$$

$$i_{r2,1}(t) = i_{r2,2}(t) = i_{r2,3}(t) = \frac{i_S(t)}{n^2} = \frac{i_S(t)}{9}, \quad (2.20)$$

$$i_{r3,1}(t) = i_{r3,2}(t) = i_{r3,3}(t) = \frac{i_S(t)}{n^2} = \frac{i_S(t)}{9}. \quad (2.21)$$

Substituindo as equações (2.18) a (2.21) em (2.17), obtém-se:

$$\begin{aligned} 9 \cdot v_{r,eq}(t) &= 3 \cdot i_S(t) \cdot r_{Lg,0} + L_{g,0} \cdot \frac{d[3 \cdot i_S(t)]}{dt} + i_S(t) \cdot r_{Lg,1} + L_{g,1} \cdot \frac{di_S(t)}{dt} + \\ &+ [3 \cdot v_{o,r1}(t) + v_{o,r1,1}(t) + v_{o,r1,2}(t) + v_{o,r1,3}(t)] + [3 \cdot v_{o,r2}(t) + v_{o,r2,1}(t) + v_{o,r2,2}(t) + v_{o,r2,3}(t)] + \\ &+ [3 \cdot v_{o,r3}(t) + v_{o,r3,1}(t) + v_{o,r3,2}(t) + v_{o,r3,3}(t)]. \end{aligned} \quad (2.22)$$

Com base em (2.7) e (2.22), chega-se à equação do modelo médio do sistema dada por:

$$v_S(t) = i_S(t) \cdot \left(r_{Lf} + \frac{r_{Lg,0}}{3} + \frac{r_{Lg,1}}{9} \right) + \left(L_f + \frac{L_{g,0}}{3} + \frac{L_{g,1}}{9} \right) \cdot \frac{di_S(t)}{dt} + v_{mult}(t), \quad (2.23)$$

em que v_{mult} é definido como a tensão multinível equivalente sintetizada pela topologia, determinada por (2.24).

$$v_{mult}(t) = \frac{v_{mc,r1}(t) + v_{mc,r2}(t) + v_{mc,r3}(t)}{3}, \quad (2.24)$$

Sendo:

$$v_{mc,r1}(t) = v_{o,r1}(t) + \frac{v_{o,r1,1}(t) + v_{o,r1,2}(t) + v_{o,r1,3}(t)}{3}, \quad (2.25)$$

$$v_{mc,r2}(t) = v_{o,r2}(t) + \frac{v_{o,r2,1}(t) + v_{o,r2,2}(t) + v_{o,r2,3}(t)}{3}, \quad (2.26)$$

$$v_{mc,r3}(t) = v_{o,r3}(t) + \frac{v_{o,r3,1}(t) + v_{o,r3,2}(t) + v_{o,r3,3}(t)}{3}. \quad (2.27)$$

As variáveis $v_{mc,r1}$, $v_{mc,r2}$ e $v_{mc,r3}$ são definidas como as tensões equivalentes de MC dos ramos da topologia 3I-2C, responsáveis pela composição da tensão multinível. Na equação (2.23), observa-se que os indutores e as resistências série integram o modelo matemático de acordo com a associação série e/ou paralelo realizada. Do ponto de vista das camadas, os indutores estão associados em paralelo, enquanto do ponto de vista dos ramos encontram-se conectados em série. Assim, têm-se:

$$L_{g,eq} = \frac{L_{g,0}}{3} + \frac{L_{g,1}}{9}, \quad (2.28)$$

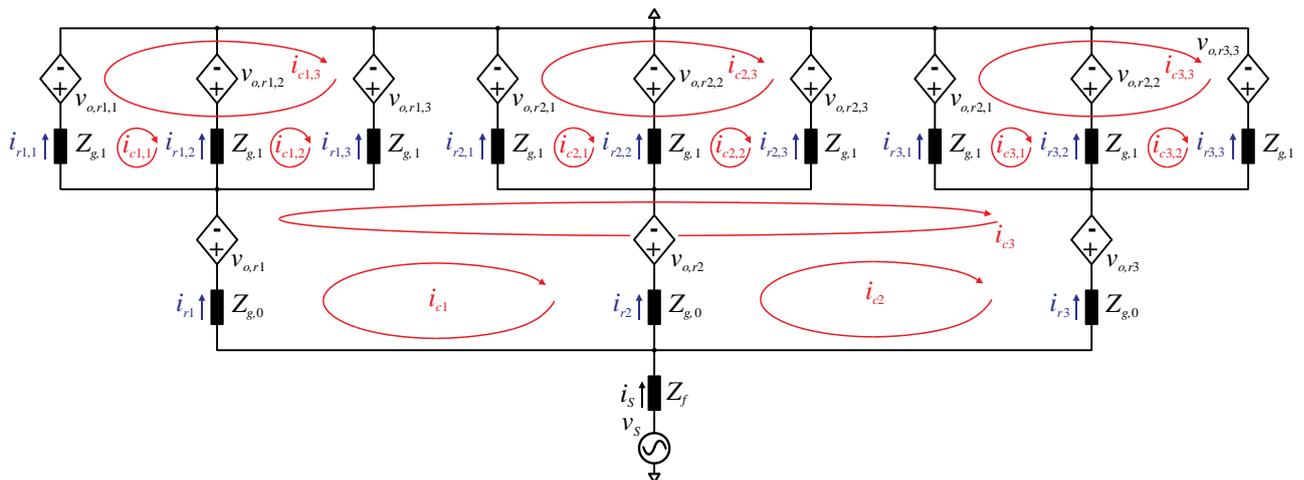
$$r_{Lg,eq} = \frac{r_{Lg,0}}{3} + \frac{r_{Lg,1}}{9}, \quad (2.29)$$

em que $L_{g,eq}$ e $r_{Lg,eq}$ representam a indutância e resistência série equivalentes do modelo do sistema, respectivamente. A metodologia desenvolvida pode ser adaptada e aplicada ao estudo de qualquer topologia simétrica do conversor FBCG, como já foi citado anteriormente. A generalização do modelo médio equivalente, considerando os parâmetros n e m de forma arbitrária e respeitando a condição imposta para simetria de potência, é apresentada no Apêndice A.

2.3 Modelo Médio Orientado à Corrente Circulante

O estudo anterior foi realizado para um cenário ideal, no qual toda a análise matemática foi desenvolvida considerando o equilíbrio de tensão entre os SMs e o equilíbrio de corrente entre os ramos. A corrente circulante foi completamente desconsiderada. No entanto, a corrente circulante é uma variável chave na operação do conversor FBCG. Com isso, é necessário o desenvolvimento do modelo médio orientado à corrente circulante, para compreender o mecanismo responsável pela sua geração. A topologia 3I-2C é adotada para o estudo do modelo dinâmico da corrente circulante. Mais uma vez, o estudo é realizado de tal forma que possibilita a sua extensão a qualquer outra topologia simétrica. Na Figura 2.5, é apresentado o circuito equivalente da topologia 3I-C2, considerando a existência das correntes circulantes i_{c1} , i_{c2} , i_{c3} , $i_{c1,1}$, $i_{c1,2}$, $i_{c1,3}$, $i_{c2,1}$, $i_{c2,2}$, $i_{c2,3}$, $i_{c3,1}$, $i_{c3,2}$ e $i_{c1,3}$.

Figura 2.5. Circuito equivalente da topologia 3I-2C para a modelagem orientada à corrente circulante.



Fonte: Próprio autor.

Os arranjos com três ramos em paralelo geram três correntes circulantes (PAN; LIAO, 2007, 2008). A análise do circuito da Figura 2.5 é complexa, devido ao elevado número de variáveis e ao acoplamento existente entre as variáveis. Assim, propõe-se a aplicação da transformada de similaridade de Lunze (GARG; PERREAULT; VERGHESE, 1999). A transformada de Lunze possibilita realizar a transformação das variáveis originais x_k de um sistema linear simetricamente acoplado em $(N-1)$ variáveis de MD e uma variável de MC. A matriz de transformada de Lunze para um sistema de dimensão N é definida por

$$T_L = \frac{1}{N} \cdot \begin{bmatrix} (N-1) & -1 & \dots & -1 & -1 \\ -1 & (N-1) & \dots & -1 & -1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -1 & -1 & \dots & (N-1) & -1 \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{bmatrix}_{N \times N}. \quad (2.30)$$

Por meio da utilização de T_L , as correntes originais $i_{r,j}$ são divididas em componentes de MC e MD dadas por i_{mc} e i_{md} , respectivamente, de acordo com

$$\vec{i}_{mc,md} = \mathbf{T}_L \cdot \vec{i}_{r,j}, \quad (2.31)$$

em que a componente de MC representa a corrente direta de transferência de potência entre a rede elétrica e o conversor e a componente de MD descreve a corrente que circula entre os ramos, isto é, a corrente circulante.

O estudo da corrente circulante é feito inicialmente considerando o circuito relacionado à $i_{r1,1}$, $i_{r1,2}$ e $i_{r1,3}$, ilustrado na Figura 2.6(a). Aplicando a transformação de Lunze às variáveis do circuito em análise, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} i_{md,1}(t) \\ i_{md,2}(t) \\ i_{mc}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r1,1}(t) \\ i_{r1,2}(t) \\ i_{r1,3}(t) \end{bmatrix}, \quad (2.32)$$

em que $i_{md,1}$ e $i_{md,2}$ correspondem à $i_{c1,1}$ e $i_{c1,2}$, respectivamente. A partir de (2.32), têm-se:

$$i_{c1,1}(t) = \frac{2 \cdot i_{r1,1}(t) - i_{r1,2}(t) - i_{r1,3}(t)}{3}, \quad (2.33)$$

$$i_{c1,2}(t) = \frac{-i_{r1,1}(t) + 2 \cdot i_{r1,2}(t) - i_{r1,3}(t)}{3}. \quad (2.34)$$

A corrente circulante $i_{c1,3}$ é, então, determinada por:

$$i_{c1,3}(t) = \frac{-i_{r1,1}(t) - i_{r1,2}(t) + 2 \cdot i_{r1,3}(t)}{3}. \quad (2.35)$$

As variáveis $v_{d1,1}$, $v_{d1,2}$ e $v_{d1,3}$ definidas no circuito da Figura 2.6(a) são as tensões resultantes das diferenças entre as tensões $v_{o,rj}$ dos SM-FBs de dois ramos em paralelo, determinadas por:

$$v_{d1,1}(t) = v_{o,r1,1}(t) - v_{o,r1,2}(t), \quad (2.36)$$

$$v_{d1,2}(t) = v_{o,r1,2}(t) - v_{o,r1,3}(t), \quad (2.37)$$

$$v_{d1,3}(t) = v_{o,r1,1}(t) - v_{o,r1,3}(t). \quad (2.38)$$

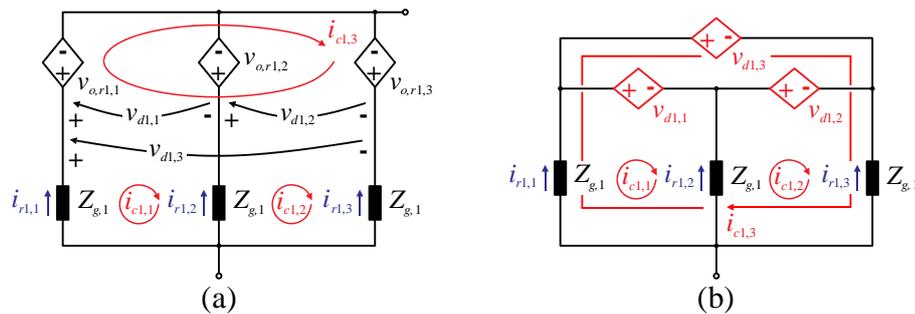
Com base nessas equações, determina-se o circuito equivalente simplificado ilustrado na Figura 2.6(b). Aplicando a LKT para analisar as malhas do circuito simplificado, são obtidas as equações que relacionam às tensões e correntes, conforme apresentadas na sequência.

$$i_{r1,1}(t) \cdot r_{Lg,1} + L_{g,1} \cdot \frac{di_{r1,1}(t)}{dt} + v_{d1,1}(t) - i_{r1,2}(t) \cdot r_{Lg,1} - L_{g,1} \cdot \frac{di_{r1,2}(t)}{dt} = 0, \quad (2.39)$$

$$i_{r1,2}(t) \cdot r_{Lg,1} + L_{g,1} \cdot \frac{di_{r1,2}(t)}{dt} + v_{d1,2}(t) - i_{r1,3}(t) \cdot r_{Lg,1} - L_{g,1} \cdot \frac{di_{r1,3}(t)}{dt} = 0, \quad (2.40)$$

$$i_{r1,1}(t) \cdot r_{Lg,1} + L_{g,1} \cdot \frac{di_{r1,1}(t)}{dt} + v_{d1,3}(t) - i_{r1,3}(t) \cdot r_{Lg,1} - L_{g,1} \cdot \frac{di_{r1,3}(t)}{dt} = 0. \quad (2.41)$$

Figura 2.6. Topologia 3I-2C: (a) circuito equivalente com as correntes circulantes $i_{c1,1}$, $i_{c1,2}$ e $i_{c1,3}$; (b) circuito equivalente simplificado.



Fonte: Próprio autor.

Ao subtrair (2.39) e (2.41), obtém-se:

$$\left[2 \cdot i_{r1,1}(t) - i_{r1,2}(t) - i_{r1,3}(t) \right] \cdot r_{Lg,1} + L_{g,1} \cdot \frac{d \left[2 \cdot i_{r1,1}(t) - i_{r1,2}(t) - i_{r1,3}(t) \right]}{dt} = -v_{d1,1}(t) + v_{d1,3}(t). \quad (2.42)$$

Substituindo (2.33), (2.36) e (2.38) em (2.42), chega-se à equação (2.43), que representa a tensão de MD $v_{md,c1,1}$ responsável por gerar a corrente circulante $i_{c1,1}$.

$$i_{c1,1}(t) \cdot r_{Lg,1} + L_{g,1} \cdot \frac{di_{c1,1}(t)}{dt} = \frac{-2 \cdot v_{o,r1,1}(t) + v_{o,r1,2}(t) + v_{o,r1,3}(t)}{3} = \frac{v_{md,c1,1}(t)}{3}. \quad (2.43)$$

De forma similar, realiza-se a subtração de (2.39) e (2.40) para obter a seguinte equação:

$$\left[i_{r1,1}(t) - 2 \cdot i_{r1,2}(t) + i_{r1,3}(t) \right] \cdot r_{Lg,1} + L_{g,1} \cdot \frac{d \left[i_{r1,1}(t) - 2 \cdot i_{r1,2}(t) + i_{r1,3}(t) \right]}{dt} = -v_{d1,1}(t) + v_{d1,2}(t). \quad (2.44)$$

Substituindo (2.34), (2.36) e (2.37) em (2.44), chega-se à equação (2.45) da tensão de MD $v_{md,c1,2}$, responsável por gerar a corrente circulante $i_{c1,2}$.

$$i_{c1,2}(t) \cdot r_{Lg,1} + L_{g,1} \cdot \frac{di_{c1,2}(t)}{dt} = \frac{v_{o,r1,1}(t) - 2 \cdot v_{o,r1,2}(t) + v_{o,r1,3}(t)}{3} = \frac{v_{md,c1,2}(t)}{3}. \quad (2.45)$$

Por fim, a equação da tensão de MD $v_{md,c1,3}$, que sintetiza a corrente circulante $i_{c1,3}$, é escrita como (2.46).

$$i_{c1,3}(t) \cdot r_{Lg,1} + L_{g,1} \cdot \frac{di_{c1,3}(t)}{dt} = \frac{v_{o,r1,1}(t) + v_{o,r1,2}(t) - 2 \cdot v_{o,r1,3}(t)}{3} = \frac{v_{md,c1,3}(t)}{3}. \quad (2.46)$$

Os demais arranjos derivados dos nós internos e associados às correntes i_{r2} e i_{r3} podem ser analisados de forma idêntica para obter os modelos das respectivas correntes circulantes.

Agora, visando estudar as correntes circulantes descritas por i_{c1} , i_{c2} e i_{c3} , é obtido o circuito equivalente mostrado na Figura 2.7(a). As tensões $v_{mc,r1,1}$, $v_{mc,r2,1}$ e $v_{mc,r3,1}$ correspondem às tensões equivalentes de MC dos arranjos derivados por meio dos nós internos, sendo definidas pelas equações (2.47), (2.48) e (2.49), respectivamente. A variável $Z_{g,eq,1}$ representa a impedância equivalente do arranjo, a qual é determinada por (2.50).

$$v_{mc,r1,1}(t) = \frac{v_{o,r1,1}(t) + v_{o,r1,2}(t) + v_{o,r1,3}(t)}{3}, \quad (2.47)$$

$$v_{mc,r2,1}(t) = \frac{v_{o,r2,1}(t) + v_{o,r2,2}(t) + v_{o,r2,3}(t)}{3}, \quad (2.48)$$

$$v_{mc,r3,1}(t) = \frac{v_{o,r3,1}(t) + v_{o,r3,2}(t) + v_{o,r3,3}(t)}{3}, \quad (2.49)$$

$$Z_{g,eq,1} = \frac{Z_{g,1}}{3}. \quad (2.50)$$

O circuito da Figura 2.7(a) é simplificado, resultando no circuito equivalente da Figura 2.7(b), sendo que $v_{mc,r1}$, $v_{mc,r2}$ e $v_{mc,r3}$ são definidas em (2.25), (2.26) e (2.27), respectivamente, enquanto a impedância equivalente $Z_{g,eq,0}$ é dada por:

$$Z_{g,eq,0} = Z_{g,0} + \frac{Z_{g,1}}{3}. \quad (2.51)$$

Com base no circuito equivalente da Figura 2.7(b), a transformação de Lunze é aplicada as correntes, obtendo-se:

$$\begin{bmatrix} i_{md,1}(t) \\ i_{md,2}(t) \\ i_{mc}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r1}(t) \\ i_{r2}(t) \\ i_{r3}(t) \end{bmatrix}, \quad (2.52)$$

em que $i_{md,1}$ e $i_{md,2}$ são equivalentes a i_{c1} e i_{c2} , respectivamente. Assim, têm-se:

$$i_{c1}(t) = \frac{2 \cdot i_{r1}(t) - i_{r2}(t) - i_{r3}(t)}{3}, \quad (2.53)$$

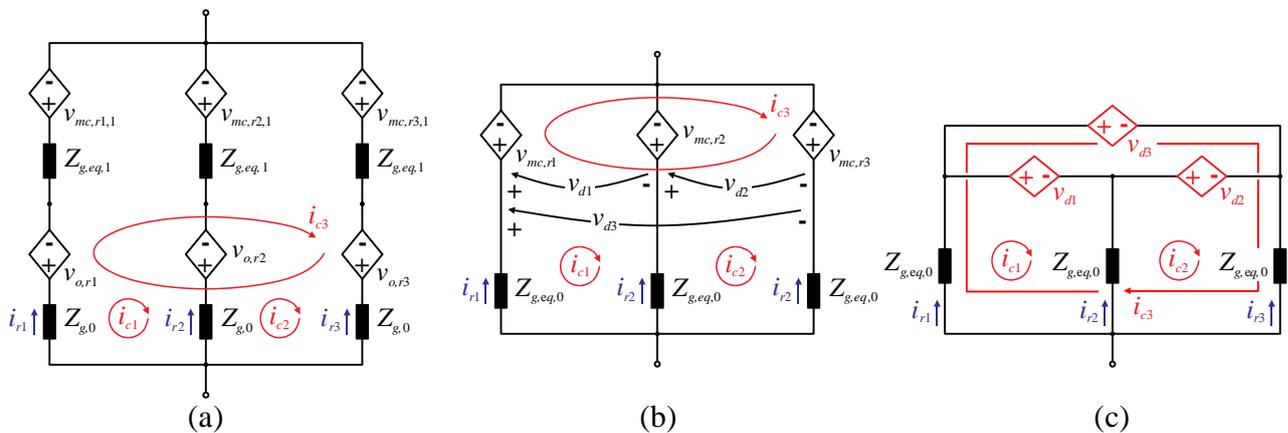
$$i_{c2}(t) = \frac{-i_{r1}(t) + 2 \cdot i_{r2}(t) - i_{r3}(t)}{3}. \quad (2.54)$$

A corrente circulante i_{c3} é, então, determinada por:

$$i_{c3}(t) = \frac{-i_{r1}(t) - i_{r2}(t) + 2 \cdot i_{r3}(t)}{3}. \quad (2.55)$$

Ainda no circuito da Figura 2.7(b), as tensões de diferenças v_{d1} , v_{d2} e v_{d3} são descritas conforme (2.56), (2.57) e (2.58), respectivamente. Assim, é determinado o circuito equivalente simplificado da Figura 2.7(c).

Figura 2.7. Topologia 3I-2C: (a) circuito equivalente com as correntes circulantes i_{c1} , i_{c2} e i_{c3} ; (b) circuito equivalente com as tensões resultantes; (c) circuito equivalente simplificado.



Fonte: Próprio autor.

$$v_{d1}(t) = v_{mc,r1}(t) - v_{mc,r2}(t), \quad (2.56)$$

$$v_{d2}(t) = v_{mc,r2}(t) - v_{mc,r3}(t), \quad (2.57)$$

$$v_{d3}(t) = v_{mc,r1}(t) - v_{mc,r3}(t). \quad (2.58)$$

As equações das tensões de diferenças em função das correntes são obtidas aplicando a LKT às malhas do circuito simplificado, de acordo com:

$$i_{r1}(t) \cdot r_{Lg,eq,0} + L_{g,eq,0} \cdot \frac{di_{r1}(t)}{dt} + v_{d1}(t) - i_{r2}(t) \cdot r_{Lg,eq,0} - L_{g,eq,0} \cdot \frac{di_{r2}(t)}{dt} = 0, \quad (2.59)$$

$$i_{r2}(t) \cdot r_{Lg,eq,0} + L_{g,eq,0} \cdot \frac{di_{r2}(t)}{dt} + v_{d2}(t) - i_{r3}(t) \cdot r_{Lg,eq,0} - L_{g,eq,0} \cdot \frac{di_{r3}(t)}{dt} = 0, \quad (2.60)$$

$$i_{r1}(t) \cdot r_{Lg,eq,0} + L_{g,eq,0} \cdot \frac{di_{r1}(t)}{dt} + v_{d3}(t) - i_{r3}(t) \cdot r_{Lg,eq,0} - L_{g,eq,0} \cdot \frac{di_{r3}(t)}{dt} = 0. \quad (2.61)$$

Repetindo a manipulação matemática descrita na análise de $i_{c1,1}$ e $v_{md,c1,1}$, chegamos às equações das tensões de MD em função das correntes circulantes i_{c1} , i_{c2} e i_{c3} , conforme apresentado em (2.62), (2.63) e (2.64), respectivamente.

$$i_{c1}(t) \cdot r_{Lg,eq,0} + L_{g,eq,0} \cdot \frac{di_{c1}(t)}{dt} = \frac{2 \cdot v_{mc,r1}(t) - v_{mc,r2}(t) - v_{mc,r3}(t)}{3} = \frac{v_{md,c1}(t)}{3}, \quad (2.62)$$

$$i_{c2}(t) \cdot r_{Lg,eq,0} + L_{g,eq,0} \cdot \frac{di_{c2}(t)}{dt} = \frac{-v_{mc,r1}(t) + 2 \cdot v_{mc,r2}(t) - v_{mc,r3}(t)}{3} = \frac{v_{md,c2}(t)}{3}, \quad (2.63)$$

$$i_{c3}(t) \cdot r_{Lg,eq,0} + L_{g,eq,0} \cdot \frac{di_{c3}(t)}{dt} = \frac{-v_{mc,r1}(t) - v_{mc,r2}(t) + 2 \cdot v_{mc,r3}(t)}{3} = \frac{v_{md,c3}(t)}{3}. \quad (2.64)$$

É importante ressaltar que por meio desse estudo também são determinadas as correntes de MC a partir da soma das correntes através dos ramos do circuito. Essa relação matemática para a corrente de MC fica explícita da transformada de Lunze. O estudo do modelo médio orientado à corrente circulante pode ser realizado em qualquer topologia simétrica do conversor FBCG. A transformação de Lunze simplifica a análise da corrente circulante e a torna facilmente adaptável a um sistema de ordem superior.

2.4 Estratégia de Modulação do Conversor FBCG

A correta operação do conversor FBCG é dependente da estratégia de modulação. Para os SM-FBs, é adotada a modulação SPWM unipolar, assegurando uma tensão de três níveis na saída. Com isso, tem-se que a cada SM-FB é destinado um sinal modulante $v_{m,rj}$, o qual é comparado com as respectivas portadoras triangulares $v_{tr,rj}$ para gerar os pulsos de comando dos interruptores. Logo, a estratégia de modulação para o conversor FBCG é

desenvolvida com base nos seguintes objetivos: *i*) obter o número máximo de níveis nas tensões de MC e multiníveis sintetizadas; *ii*) minimizar a corrente circulante quando $v_{md,cj} \neq 0$; e *iii*) manter as correntes através dos ramos equilibradas.

Para o estudo da estratégia de modulação, são analisados os diagramas dos estados de comutação das topologias 2I-2C e 3I-2C. Os diagramas dos estados de comutação são construídos considerando $v_{mult} \times v_{md,c1,1}$ e $v_{mult} \times v_{md,c1}$, conforme apresenta a Figura 2.8 e a Figura 2.9. Cada ponto do diagrama representa um vetor que determina o estado de comutação do SM-FB. Os estados de comutação do SM-FB, bem como a tensão de saída $v_{o,rj}$, são definidos na Tabela 2-1. Para a topologia 3I-2C, os vetores dos estados de tensão de saída são formados por doze elementos. Por exemplo, o vetor $[1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1]$ corresponde aos seguintes estados: $FB_{r1} \rightarrow 1$, $FB_{r1,1} \rightarrow 1$, $FB_{r1,2} \rightarrow 1$, $FB_{r1,3} \rightarrow 1$, $FB_{r2} \rightarrow 1$, $FB_{r2,1} \rightarrow 1$, $FB_{r2,2} \rightarrow 1$, $FB_{r2,3} \rightarrow 1$, $FB_{r3} \rightarrow 1$, $FB_{r3,1} \rightarrow 1$, $FB_{r3,2} \rightarrow 1$ e $FB_{r3,3} \rightarrow 1$. Assim, com base em (2.24)-(2.27), (2.43) e (2.62), esse vetor produz $v_{mult} = 4 \cdot V_{dc}$, $v_{md,c1,1} = 0$ e $v_{md,c1} = 0$.

Tabela 2-1. Estados de comutação do SM-FB.

$S_{1,j}$	$S_{3,j}$	$v_{o,rj}$	Estado do SM-FB	Estado do Indutor	Ondulação de Corrente
0	0	0	0	0	Constante
1	0	$+V_{dc}$	1	Magnetização	Aumento
0	1	$-V_{dc}$	2	Desmagnetização	Redução
1	1	0	0	0	Constante

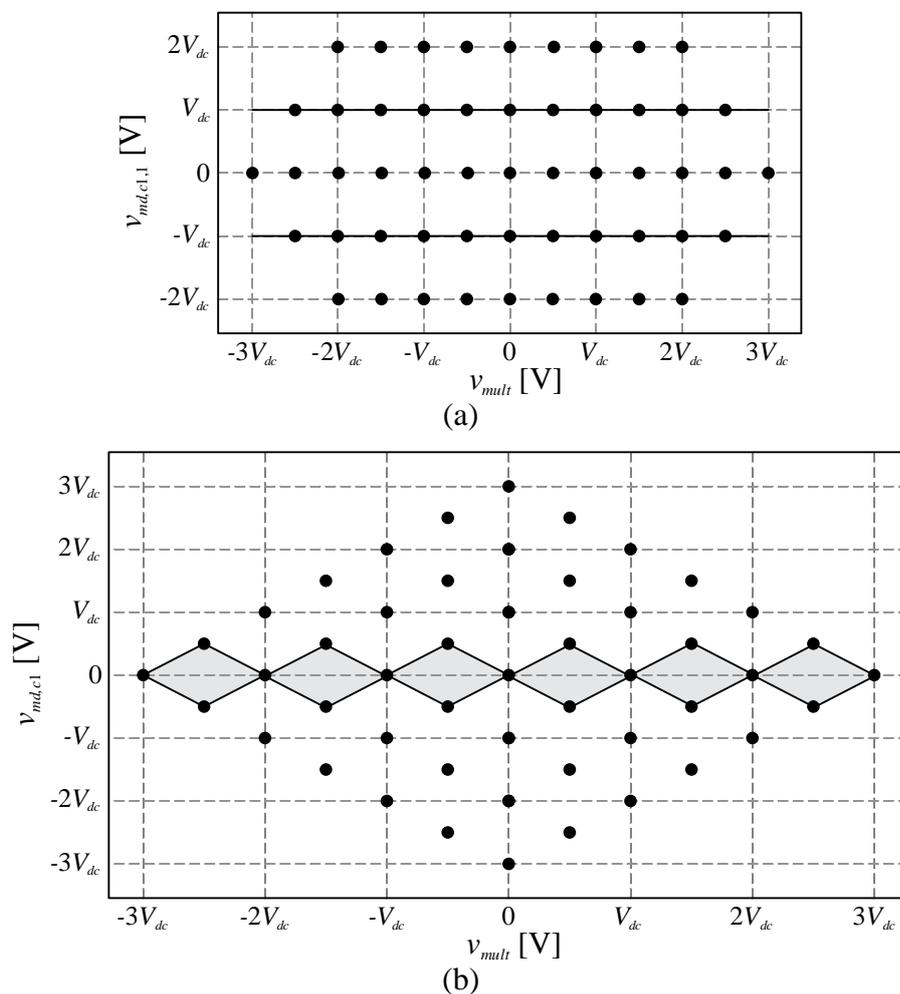
Fonte: Próprio autor.

Os vetores individuais podem ser sintetizados por estados redundantes, resultando em 3^6 e 3^{12} vetores para 2I-2C e 3I-2C, respectivamente. Por meio das figuras 2.8 e 2.9, observa-se que as topologias 2I-2C e 3I-2C podem sintetizar até 13 e 25 níveis em v_{mult} , respectivamente. Os conjuntos de níveis são $\{-3 \cdot V_{dc}; -2,5 \cdot V_{dc}; -2 \cdot V_{dc}; -1,5 \cdot V_{dc}; -V_{dc}; -0,5 \cdot V_{dc}; 0; +0,5 \cdot V_{dc}; +V_{dc}; +1,5 \cdot V_{dc}; +2 \cdot V_{dc}; +2,5 \cdot V_{dc}; +3 \cdot V_{dc}\}$ e $\{-4 \cdot V_{dc}; -3,6667 \cdot V_{dc}; -3,333 \cdot V_{dc}; -3 \cdot V_{dc}; -2,6667 \cdot V_{dc}; -2,333 \cdot V_{dc}; -2 \cdot V_{dc}; -1,6667 \cdot V_{dc}; -1,333 \cdot V_{dc}; -V_{dc}; -0,6667 \cdot V_{dc}; -0,333 \cdot V_{dc}; 0; +0,333 \cdot V_{dc}; +0,6667 \cdot V_{dc}; +V_{dc}; +1,333 \cdot V_{dc}; +1,6667 \cdot V_{dc}; 2 \cdot V_{dc}; +2,333 \cdot V_{dc}; +2,6667 \cdot V_{dc}; +3 \cdot V_{dc}; +3,333 \cdot V_{dc}; +3,6667 \cdot V_{dc}; +4 \cdot V_{dc}\}$, sendo que V_{dc} é o valor base da tensão do barramento CC $V_{b,r1}$.

A sequência dos vetores deve ser selecionada para assegurar a operação do SM-FB com vetores não redundantes para obter o número mínimo de mudanças nos estados de comutação nas transições entre níveis. Os SM-FBs operam com modulação SPWM, de modo

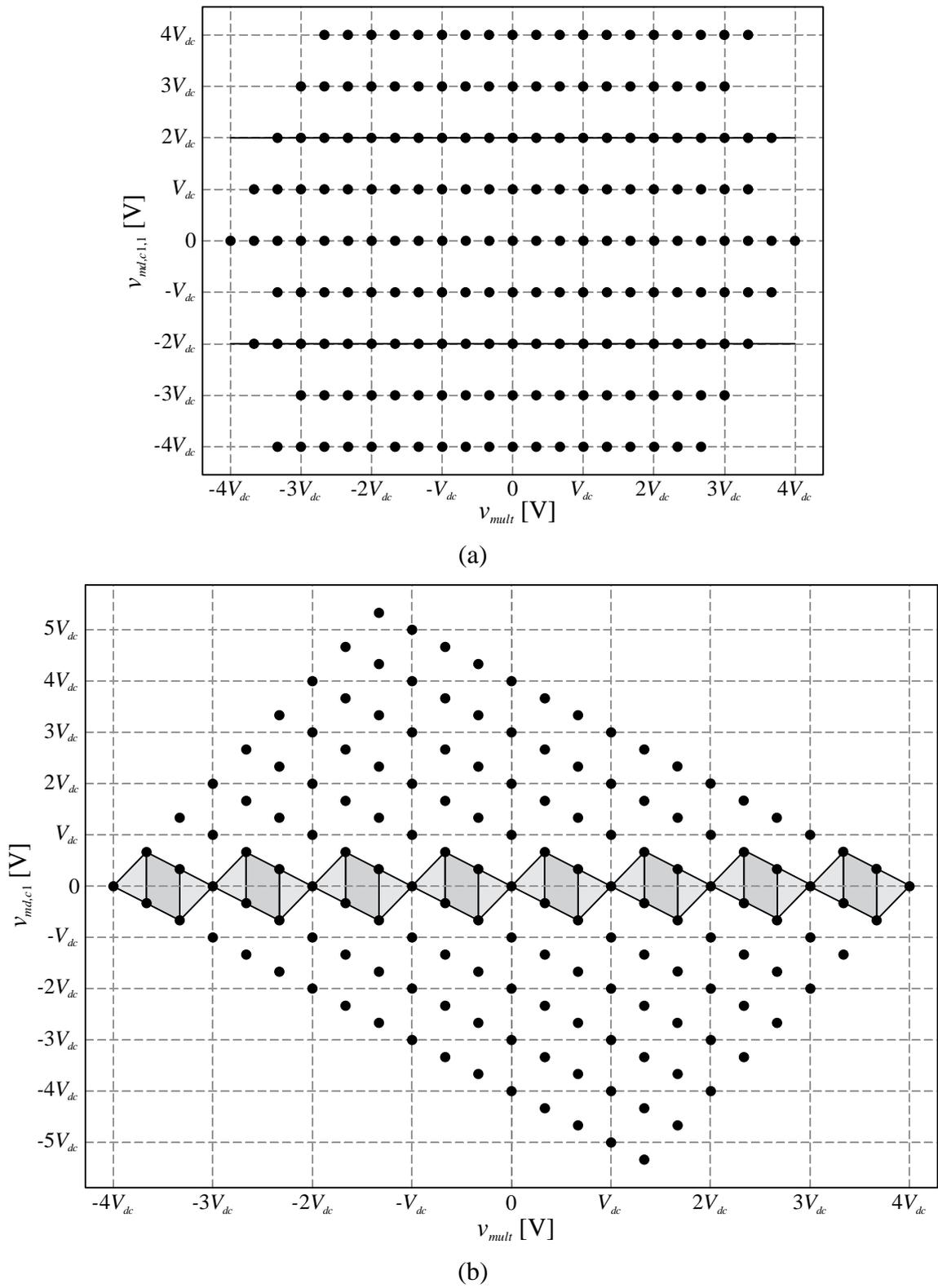
que os estados dos interruptores são gerados pela comparação do sinal modulante $v_{m,rj}$ com as portadoras triangulares $v_{tr,rj}$ em alta frequência. É importante estabelecer que todos os SM-FBs operam com frequências de comutação iguais. Então, a estratégia de modulação desenvolvida para o conversor FBCG é baseada na defasagem das múltiplas portadoras triangulares entre si, sendo fundamentada na combinação da tradicional modulação *phase-shift* (PS) (MCGRATH; HOLMES, 2000) e na técnica do intercalamento de conversores.

Figura 2.8. Diagrama dos estados de comutação da topologia 2I-2C: (a) $v_{mult} \times v_{md,c1,1}$; (b) $v_{mult} \times v_{md,c1}$.



Fonte: Próprio autor.

Figura 2.9. Diagrama dos estados de comutação da topologia 3I-2C: (a) $v_{mult} \times v_{md,c1,1}$; (b) $v_{mult} \times v_{md,c1}$.



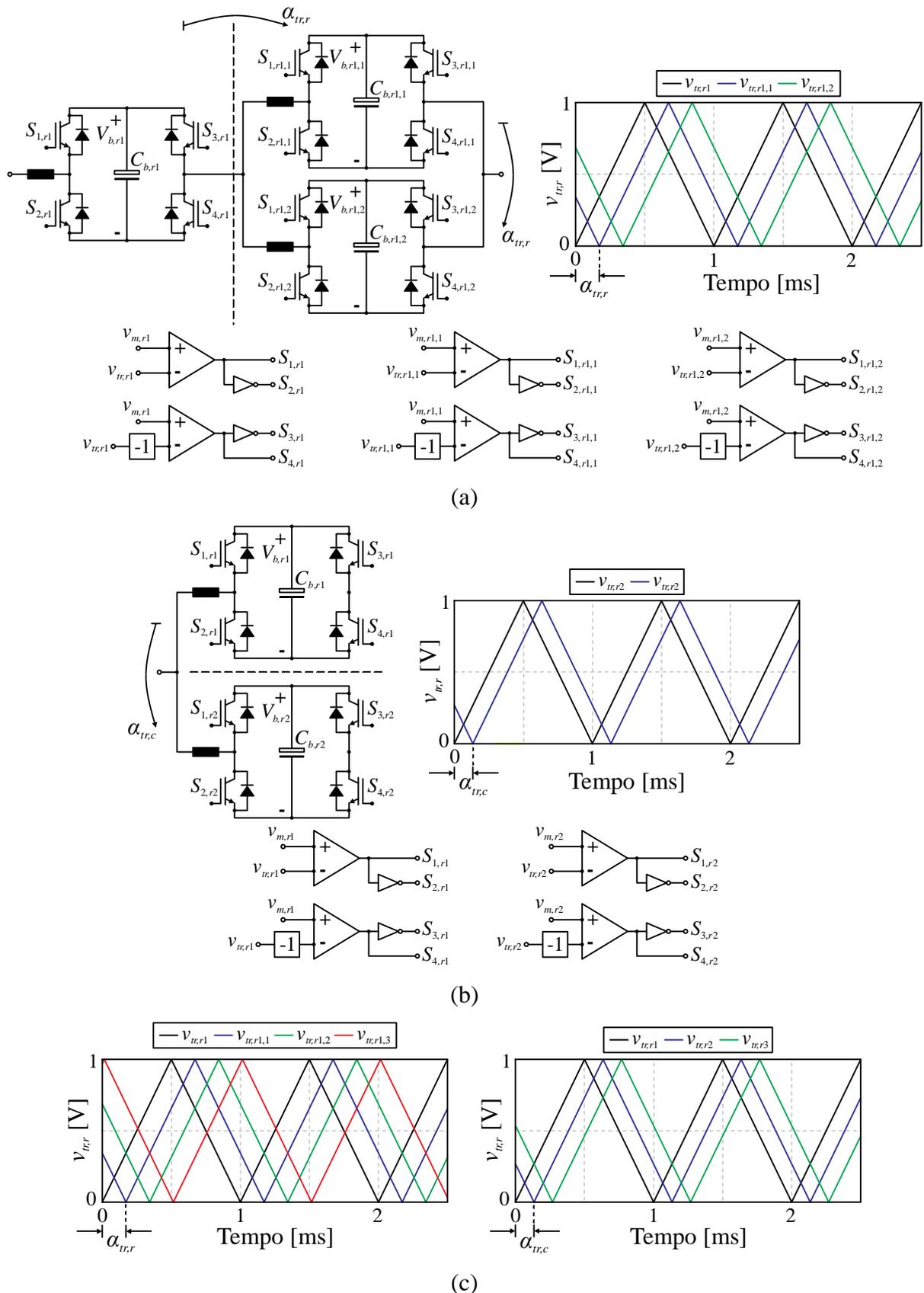
Fonte: Próprio autor.

Com isso, são definidos os ângulos $\alpha_{tr,r}$ e $\alpha_{tr,c}$, que impactam diretamente na operação do conversor. O ângulo $\alpha_{tr,r}$ corresponde à defasagem entre as portadoras triangulares dos SM-FBs que compõem o ramo derivado a partir do nó de origem. Para facilitar o entendimento, na Figura 2.10(a) define-se o ângulo $\alpha_{tr,r}$ com base nas portadoras triangulares da topologia 2I-2C. As portadoras triangulares $v_{tr,r1}$ e $v_{tr,r2}$ dos SM-FBs da camada 1 são os sinais de referência. Assim, as outras portadoras dos respectivos ramos são defasadas em relação a esses sinais, conforme indicado na Figura 2.10(a). O ângulo $\alpha_{tr,c}$ consiste na defasagem entre as portadoras triangulares de referência de cada ramo. A Figura 2.10(b) ilustra os sinais de referência e o ângulo $\alpha_{tr,c}$ da topologia 2I-2C. Para a topologia 3I-2C, as portadoras triangulares e os ângulos $\alpha_{tr,r}$ e $\alpha_{tr,c}$ são exemplificados na Figura 2.10(c).

O conceito da modulação PS é utilizado para determinar o ângulo $\alpha_{tr,r}$ e obter o número máximo de níveis nas tensões de MC de cada ramo. O conceito do intercalamento de conversores é usado para calcular o valor do ângulo $\alpha_{tr,c}$, indicando que os ramos derivados do nó de origem são intercalados. Então, a topologia 2I-2C é simulada utilizando $\alpha_{tr,r} = 60^\circ$ e $\alpha_{tr,c} = 30^\circ$, enquanto para 3I-2C são aplicados $\alpha_{tr,r} = 45^\circ$ e $\alpha_{tr,c} = 15^\circ$. As equações para os ângulos $\alpha_{tr,r}$ e $\alpha_{tr,c}$ serão determinadas posteriormente.

As principais formas de onda obtidas para topologia 2I-2C são ilustradas na Figura 2.11. Para a simulação, considerou-se um cenário ideal, com $f_{sw} = 1$ kHz e um índice de modulação $M_a = 0,95$. Há um sinal modulante único para todos os SM-FBs. Além disso, todas as formas de onda foram normalizadas em função de V_{dc} para a determinação das amplitudes. Observa-se na Figura 2.11(a) que as tensões de MC $v_{mc,rj}$ equivalentes alcançam o número máximo de níveis, sendo construídas a partir das tensões de saída $v_{o,rj}$ dos SM-FBs. Na Figura 2.11(b), são apresentadas as tensões de MD $v_{md,cj}$, sendo que os valores médios para o período de baixa frequência T_r e alta frequência T_{sw} são nulos. Assim, a estratégia de modulação permite minimizar a componente de baixa frequência da corrente circulante. Nas tensões de MD, são sintetizados três níveis: em $v_{md,c1,1}$, tem-se $\{-V_{dc}; 0; +V_{dc}\}$, ao passo que $v_{md,c1}$ apresenta os valores $\{-0,5 \cdot V_{dc}; 0; +0,5 \cdot V_{dc}\}$. As primeiras componentes significativas de alta frequência em $v_{md,c1,1}$ e $v_{md,c1}$ encontram-se em duas vezes f_{sw} e seis vezes f_{sw} , respectivamente. Dessa forma, as respectivas componentes de alta frequência das correntes circulantes são fixadas nas mesmas faixas de frequência, o que possibilita ter uma melhor distribuição harmônica e reduzir os indutores internos.

Figura 2.10. Definição dos ângulos da estratégia de modulação: (a) ângulo $\alpha_{tr,r}$ na topologia 2I-2C; (b) ângulo $\alpha_{tr,c}$ na topologia 2I-2C; (c) topologia 3I-2C.



Fonte: Próprio autor.

A tensão multinível ilustrada na Figura 2.11(c) possui 13 níveis, comprovando que a estratégia de modulação possibilita alcançar o sincronismo ótimo entre as portadoras triangulares para gerar v_{mult} com o máximo número de níveis. Observa-se que a tensão v_{mult} é sintetizada ao longo de seis setores, indicados por S1, S2, S3, S4, S5 e S6 na Figura 2.11(c). Os setores são formados sempre por dois níveis de tensão consecutivos e são igualmente espaçados. Por fim, as ondulações de corrente resultantes são ilustradas na Figura 2.12, sendo a ondulação da corrente de entrada Δi_s obtida a partir da tensão sobre o indutor L_f determinada pela diferença entre v_s e v_{mult} . Com base nas formas de onda, observa-se que a estratégia de modulação também contribui reduzindo as amplitudes das componentes de alta frequência das correntes circulantes $\Delta i_{c1,1}$ e Δi_{c1} tanto quanto possível. A estratégia de modulação desenvolvida fornece os estados de comutação para obter as sequências de vetores indicadas nos diagramas que representam v_{mult} em função de $v_{md,c1,1}$ e $v_{md,c1}$.

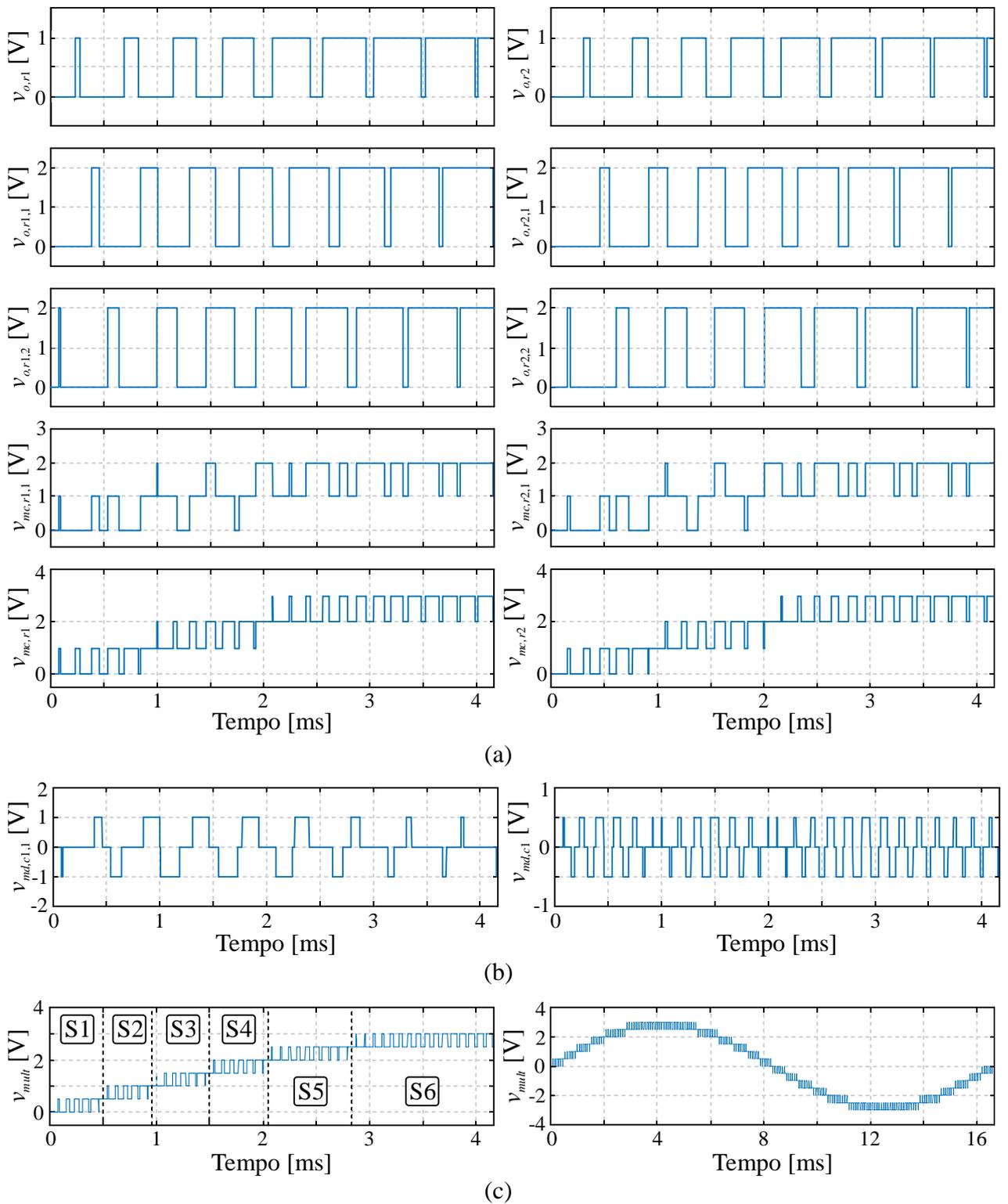
As principais formas de onda obtidas para topologia 3I-2C são ilustradas na Figura 2.13, destacando-se as tensões de MC, MD e multinível. As tensões de MC apresentam o número máximo de níveis. É importante ressaltar que as tensões de MD possuem cinco níveis, isto é, $\{-2 \cdot V_{dc}; -V_{dc}; 0; +V_{dc}; +2 \cdot V_{dc}\}$ em $v_{md,c1,1}$ e $\{-0,666 \cdot V_{dc}; -0,333 \cdot V_{dc}; 0; +0,333 \cdot V_{dc}; +0,666 \cdot V_{dc}\}$ em $v_{md,c1}$, além de que os valores médios são nulos para T_r e T_{sw} . As primeiras componentes de alta frequência em $v_{md,c1,1}$ e $v_{md,c1}$ estão em duas vezes f_{sw} e oito vezes f_{sw} , respectivamente. A tensão multinível ilustrada na Figura 2.13(c) possui 25 níveis, com 12 setores. As ondulações de corrente são apresentadas na Figura 2.14, destacando-se as amplitudes resultantes. Por meio das formas de onda obtidas, verifica-se que a estratégia de modulação fornece os estados de comutação para se obter as sequências de vetores indicadas nos diagramas da Figura 2.9 para a topologia 3I-2C, representando v_{mult} em função de $v_{md,c1,1}$ e $v_{md,c1}$.

A estratégia de modulação desenvolvida para o conversor FBCG possibilita obter uma distribuição simétrica das tensões dos SM-FBs entre dois setores para alcançar o máximo número de níveis em v_{mult} . Em outras palavras, os estados de comutação aplicados nos SM-FBs permitem construir uma tensão v_{mult} resultante com o máximo número de níveis. Para uma topologia genérica derivada do conversor FBCG, o número de níveis l_m da tensão multinível é determinado por:

$$l_m(k_{FB}) = (2 \cdot k_{FB}) + 1, \quad (2.65)$$

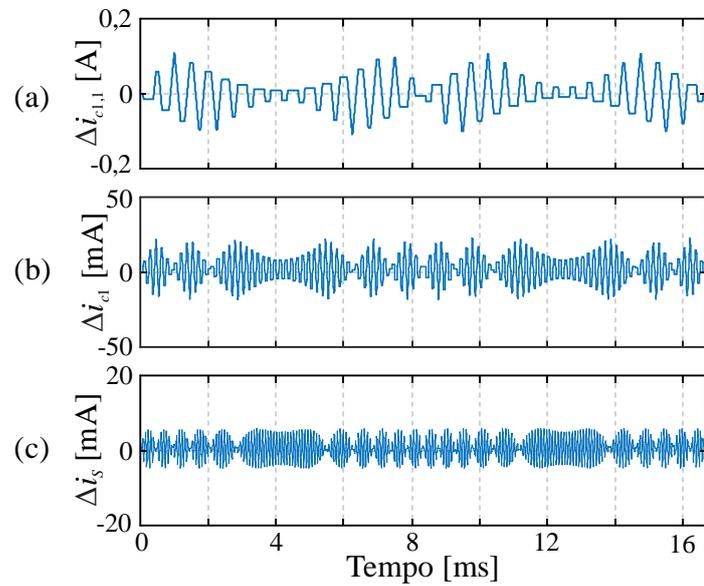
em que k_{FB} é o número total de SM-FBs da topologia.

Figura 2.11. Formas de onda da topologia 2I-2C: (a) tensões de saída dos SM-FBs e tensões de MC; (b) tensões de MD; (c) tensão multinível.



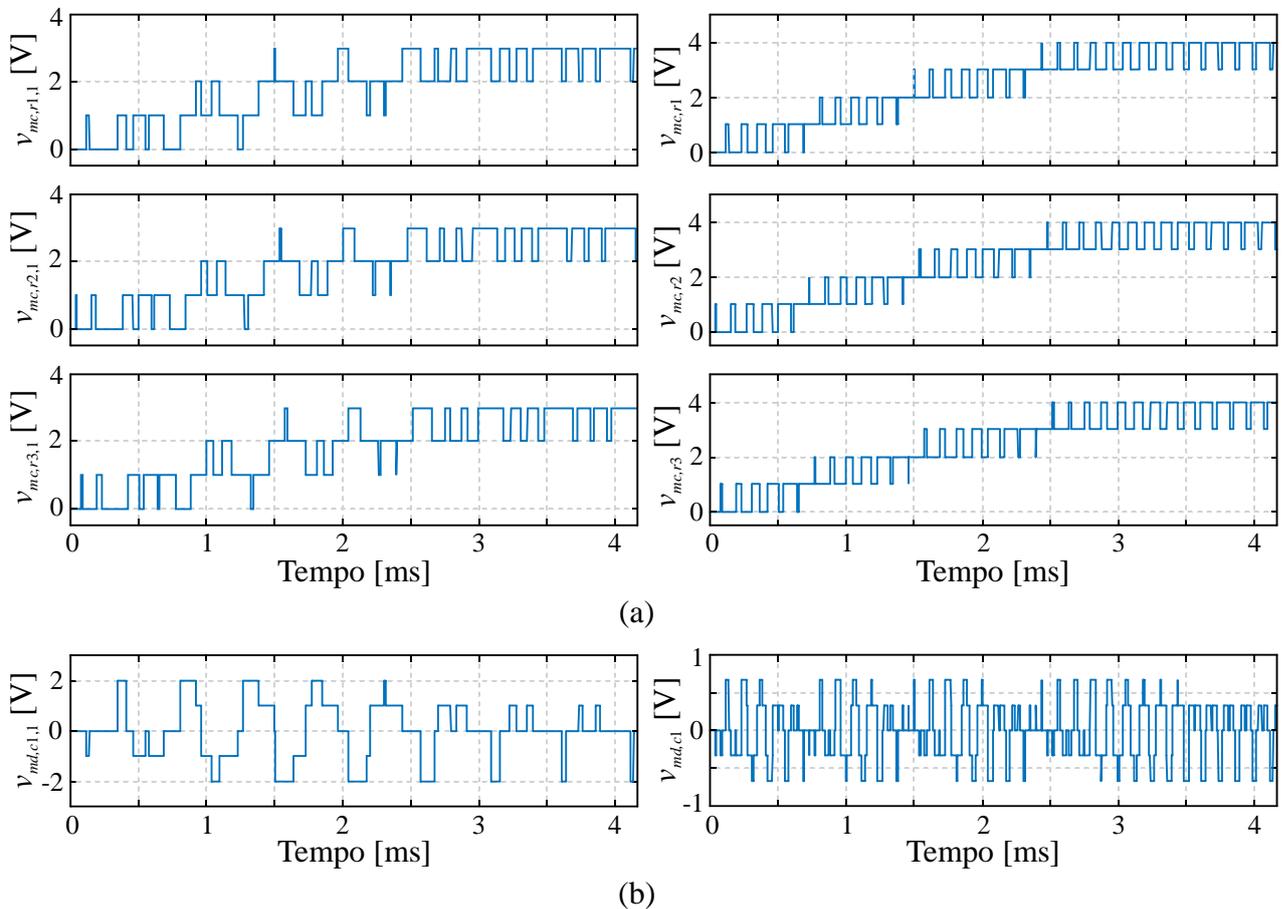
Fonte: Próprio autor.

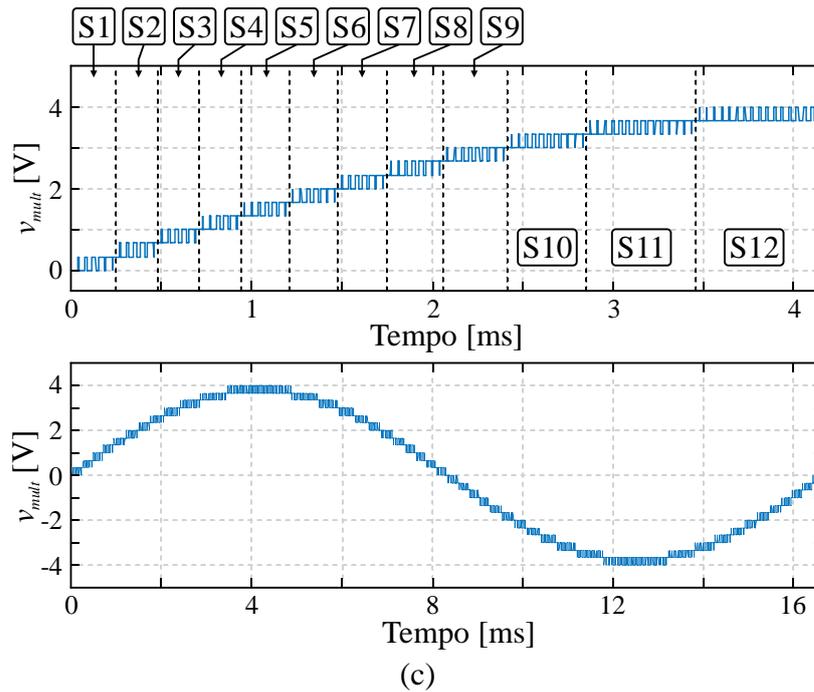
Figura 2.12. Formas de onda da topologia 2I-2C: (a) ondulação da corrente circulante $i_{c1,1}$; (b) ondulação da corrente circulante i_{c1} ; (c) ondulação da corrente de entrada i_s .



Fonte: Próprio autor.

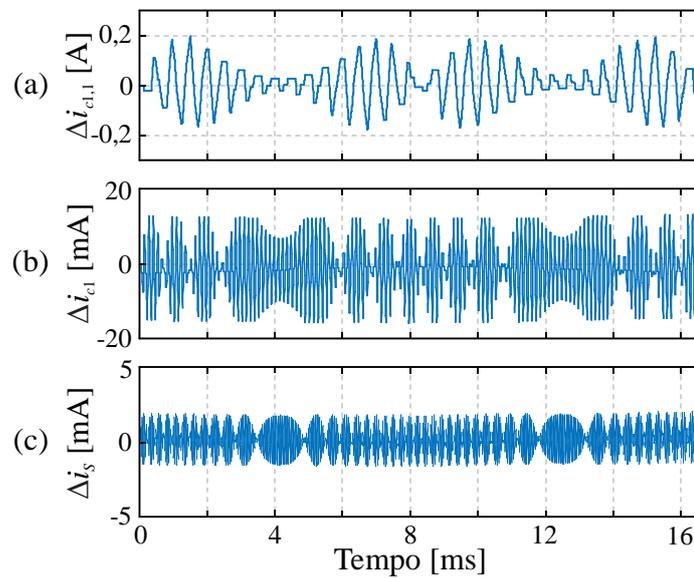
Figura 2.13. Formas de onda da topologia 3I-2C: (a) tensões de MC; (b) tensões de MD; (c) tensão multinível.





Fonte: Próprio autor.

Figura 2.14. Formas de onda da topologia 3I-2C: (a) ondulação da corrente circulante $i_{c1,1}$; (b) ondulação da corrente circulante i_{c1} ; (c) ondulação da corrente de entrada i_s .



Fonte: Próprio autor.

Os setores da tensão multinível são definidos por passos de tensão Δv_{mult} iguais, resultando na homogeneidade entre os níveis. Os passos homogêneos de tensão são iguais a:

$$\Delta v_{mult} = \frac{V_{dc}}{n}, \quad (2.66)$$

sendo delimitados dentro do intervalo que define os níveis máximo e mínimo de v_{mult} , conforme (2.67).

$$-V_{dc} \cdot \frac{k_{FB}}{n} \leq v_{mult} \leq +V_{dc} \cdot \frac{k_{FB}}{n}. \quad (2.67)$$

Com isso, os níveis baixo e alto de tensão de cada setor representados por $v_{m,l}$ e $v_{m,h}$, respectivamente, podem ser calculados por:

$$v_{m,h} = (Setor - 1) \cdot \frac{V_{dc}}{n}, \quad (2.68)$$

$$v_{m,l} = Setor \cdot \frac{V_{dc}}{n}, \quad (2.69)$$

sendo a variável *Setor* determinada de acordo com (ARAÚJO, 2018).

$$Setor = \text{ceil} \left[M_a \left| \text{sen}(\omega, t) \right| \right] \text{sign} \left[\text{sen}(\omega, t) \right]. \quad (2.70)$$

Ao se utilizar a estratégia de modulação, os estados de comutação aplicados possibilitam alcançar o máximo número de níveis em v_{mult} , sem sobreposição de níveis e com o menor valor de distorção harmônica total (*total harmonic distortion* – THD). Além disso, a primeira componente de alta frequência de v_{mult} ocorre em $2 \cdot k_{FB} \cdot f_{sw}$. Assim, a ondulação da corrente de entrada Δi_S também é definida na mesma ordem harmônica, por ser obtida com base na tensão resultante sobre L_f , que é igual a $(v_S - v_{mult})$. Além disso, a amplitude da ondulação Δi_S é reduzida ao seu valor mínimo (resultado do intercalamento dos ramos). Esses aspectos demonstram que a estratégia de modulação alcança uma melhor distribuição harmônica e contribui diretamente para redução do indutor de acoplamento L_f .

As amplitudes das tensões de MD resultantes são minimizadas, implicando que as ondulações das correntes circulantes $\Delta i_{c,j}$ são atenuadas ao valor mínimo possível. Também destaca-se que os valores médios de $v_{md,cj}$ para um período completo da rede elétrica são nulos. Dessa forma, as componentes de alta frequência e baixa frequência das correntes circulantes são mitigadas. As correntes de MC através dos ramos e MD têm uma distribuição harmônica com as primeiras componentes em frequências múltiplas de f_{sw} . Em uma abordagem generalizada, as correntes de MC e MD da camada 1 têm a primeira componente de alta frequência em $2 \cdot \frac{k_{FB}}{n} \cdot f_{sw}$, enquanto as correntes das demais camadas têm a primeira componente de alta frequência em $2 \cdot f_{sw}$. Assim, é obtido um melhor desempenho harmônico, que possibilita a redução dos indutores internos $L_{g,j}$. Ao analisar as tensões de MD, observa-se que os níveis e intervalos de magnetização e desmagnetização dos indutores internos são equivalentes, o que favorece o equilíbrio das correntes de MC através dos ramos.

Por fim, a estratégia de modulação assegura a operação da topologia com vetores não redundantes para ter o menor número de alterações nos estados de comutações nas transições entre níveis. Nos diagramas que representam v_{mult} em função de $v_{md,c1,1}$ e $v_{md,c1}$, é possível verificar a seleção da sequência de estados de tensão dos SM-FBs com o menor número de alterações nos estados de comutação dos interruptores. Consequentemente, há uma redução nas perdas por comutação da topologia.

O estudo da estratégia de modulação pode ser generalizado para qualquer topologia simétrica do conversor FBCG. De posse das variáveis k_{FB} , l_m e n relativas a uma topologia genérica, os valores dos ângulos $\alpha_{tr,r}$ e $\alpha_{tr,c}$ podem ser calculados por meio de (2.71) e (2.72), respectivamente.

$$\alpha_{tr,r} = \frac{360^\circ}{\left(\frac{l_m - 1}{n}\right)}, \quad (2.71)$$

$$\alpha_{tr,c} = \frac{180^\circ}{k_{FB}}. \quad (2.72)$$

2.5 Análise Teórica do Conversor FBCG

A análise teórica do conversor FBCG busca explorar aspectos relacionados à operação da estrutura, ondulação de corrente nos indutores de acoplamento e internos, bem como esforços de tensão e corrente nos semicondutores. Para a análise conduzida nessa seção, a topologia 3I-2C é mais uma vez adotada como base. Além disso, é considerado um cenário ideal e $f_{sw} = 1$ kHz. Modificações nos parâmetros são necessárias em alguns pontos do estudo, as quais são destacadas ao longo do texto.

2.5.1 Considerações sobre A Operação do Conversor FBCG e O Índice de Modulação M_a

A tensão multinível v_{multi} sintetizada pelo conversor FBCG é obtida com base na combinação das tensões de saída $v_{o,rj}$ dos SM-FBs conectados ao longo dos ramos e camadas. Nas figuras 2.15(a) e 2.15(b), são ilustrados o pulso de comando do interruptor S_j e a tensão de saída do SM-FB associado à corrente i_{r1} . Em (2.3) e (2.6), a tensão de saída do SM-FB é determinada em função da razão cíclica efetiva D_o . Para facilitar o entendimento, D_o é representado na Figura 2.15(b). Define-se ainda a variável $d_{s,j}$, que corresponde à razão cíclica efetiva do interruptor, como mostra a Figura 2.15(a). A tensão média instantânea de saída do SM-FB pode ser definida por:

$$\langle v_{o,r1}(t) \rangle = \langle v_{an}(t) \rangle - \langle v_{bn}(t) \rangle, \quad (2.73)$$

em que v_{an} e v_{bn} correspondem as tensões média instantâneas dos braços do SM. Assim, a partir da razão cíclica $d_{S1,r1}$, a tensão média instantânea de $v_{o,r1}$ pode ser expressa por:

$$\langle v_{o,r1}(t) \rangle = d_{S1,r1}(t) \cdot V_{dc} - \left[(1 - d_{S1,r1}(t)) \cdot V_{dc} \right] = (2 \cdot d_{S1,r1}(t) - 1) \cdot V_{dc}. \quad (2.74)$$

Com base nas figuras 2.15(a) e 2.15(b), a razão cíclica $d_{S1,r1}$ é determinada em função de D_o , de acordo com:

$$d_{S1,r1}(t) = \frac{D_o(t) \cdot \frac{T_{sw}}{2} + (1 - D_o(t)) \cdot \frac{T_{sw}}{2} + D_o(t) \cdot \frac{T_{sw}}{2}}{T_{sw}} = \frac{(1 + D_o(t))}{2}. \quad (2.75)$$

Ao substituir (2.5) em (2.75), obtém-se:

$$d_{S1,r1}(t) = \frac{[1 + M_a \text{sen}(\omega_r t)]}{2}. \quad (2.76)$$

Outro aspecto importante a ser analisado na operação da topologia é referente aos tempos em nível baixo e alto das tensões resultantes. Os tempos nos estados baixo e alto da tensão multinível são detalhados na Figura 2.15(e), simbolizados por $t_{l,mult}$ e $t_{h,mult}$, respectivamente. Um período completo de v_{mult} é definido por T_{mult} . O tempo no estado alto da tensão $v_{o,r1}$ é definido como $t_{h,vo}$ e determinado na Figura 2.15(b), o que possibilita facilmente calcular o tempo no estado baixo $t_{l,vo}$ conforme a seguinte equação:

$$t_{l,vo} = \frac{T_{sw}}{2} - (2 \cdot d_{S1,r1}(t) - 1) \cdot \frac{T_{sw}}{2} = T_{sw} \cdot [1 - d_{S1,r1}(t)]. \quad (2.77)$$

A partir das formas de onda obtidas, tem-se que para a topologia 3I-2C o período completo da tensão multinível é dado por:

$$T_{mult} = \frac{T_{sw}}{24}, \quad (2.78)$$

sendo de forma generalizada expresso por (2.79).

$$T_{mult} = t_{l,mult} + t_{h,mult} = \frac{T_{sw}}{2 \cdot k_{FB}}. \quad (2.79)$$

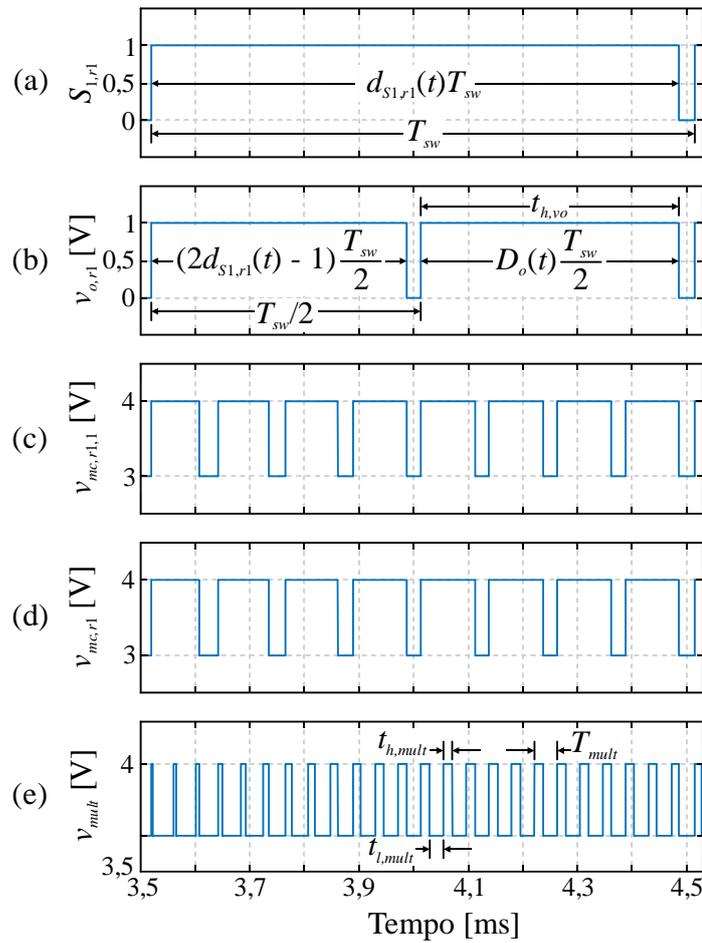
Os tempos $t_{l,mult}$ e $t_{h,mult}$ são determinados com base na variável *Setor*. A partir das formas de onda de $v_{o,r1}$ e v_{mult} , é obtida a seguinte relação:

$$\text{Setor} \cdot t_{h,mult} + (\text{Setor} - 1) \cdot t_{l,mult} = \left[(2 \cdot d_{S1,r1}(t) - 1) \right] \cdot \frac{T_{sw}}{2}. \quad (2.80)$$

Manipulando (2.80), tem-se:

$$\text{Setor} \cdot (t_{h,mult} + t_{l,mult}) - t_{l,mult} = \left[(2 \cdot d_{S1,r1}(t) - 1) \right] \cdot \frac{T_{sw}}{2}. \quad (2.81)$$

Figura 2.15. Formas de onda da topologia 3I-2C: (a) pulso de comando do interruptor $S_{1,r1}$; (b) tensão $v_{o,r1}$; (c) tensão $v_{mc,r1,1}$; (d) tensão $v_{mc,r1}$; (e) tensão v_{mult} .



Fonte: Próprio autor.

Logo, substituindo (2.79) em (2.81), obtém-se:

$$Setor \cdot \left(\frac{T_{sw}}{2 \cdot k_{FB}} \right) - t_{l,mult} = \left[(2 \cdot d_{S1,r1}(t) - 1) \right] \cdot \frac{T_{sw}}{2}. \quad (2.82)$$

Portanto, substituindo (2.76) em (2.82) e manipulando a equação, tem-se $t_{l,mult}$, dado por (2.83).

$$t_{l,mult} = T_{sw} \cdot \left[\frac{Setor}{2 \cdot k_{FB}} + \frac{1}{2} - \left(\frac{[1 + M_a \sin(\omega_r t)]}{2} \right) \right]. \quad (2.83)$$

Assim, de posse de (2.79) e (2.83), a equação final de $t_{h,mult}$ é facilmente determinada, sendo dada por (2.84).

$$t_{h,mult} = \frac{T_{sw}}{2 \cdot k_{FB}} - T_{sw} \cdot \left[\frac{Setor}{2 \cdot k_{FB}} + \frac{1}{2} - \left(\frac{[1 + M_a \sin(\omega_r t)]}{2} \right) \right]. \quad (2.84)$$

A variável *Setor* é essencial para o estudo da operação das topologias derivadas do conversor FBCG, pois possibilita facilmente generalizar o equacionamento desenvolvido. Ainda, o índice de modulação M_a pode ser expresso por:

$$M_a = \frac{V_{p,S}}{V_{mult,m}} = \frac{V_{p,S}}{\frac{V_{dc}}{n} \cdot k_{FB}}, \quad (2.85)$$

sendo que $V_{mult,m}$ corresponde ao nível máximo da tensão multinível, definido em (2.67). Para a topologia 3I-2C, a tensão multinível possui 12 setores com passos $\Delta v_{mult} = 0,33$ V. As transições entre os setores ocorrem diante da seguinte condição:

$$v_S(t) = V_{p,S} \cdot \text{sen}(\omega_r t) = \frac{V_{dc}}{3} \cdot \text{Setor}. \quad (2.86)$$

Como resultado, os ângulos $\theta_{T,sector}$ de transição entre os setores são calculados de acordo com os respectivos valores da variável *Setor* por meio de (2.87).

$$\theta_{T,sector} = \arcsen \left(\frac{\frac{V_{dc}}{3} \cdot \text{Setor}}{V_{p,S}} \right). \quad (2.87)$$

As equações em (2.86) e (2.87) são naturalmente generalizadas ao utilizar (2.70). O índice de modulação é um parâmetro essencial para o número de níveis das tensões multiníveis sintetizada na topologia. A forma de onda da tensão v_{mult} é construída a partir das tensões de MC resultantes dos ramos. Na estrutura 3I-2C, v_{mult} é expressa em função de $v_{mc,r1}$, $v_{mc,r2}$ e $v_{mc,r3}$, conforme (2.24). A Figura 2.13 mostra que as tensões de MC possuem quatro níveis. Para que os níveis mais elevados de v_{mult} sejam sintetizados, a inequação (2.88) deve ser satisfeita, na qual $T_{v,mc}$ é o período completo da tensão de MC e $t_{h,vmc}$ é o tempo da tensão de MC no estado alto.

$$t_{h,vmc} - \frac{2}{3} \cdot T_{v,mc} > 0. \quad (2.88)$$

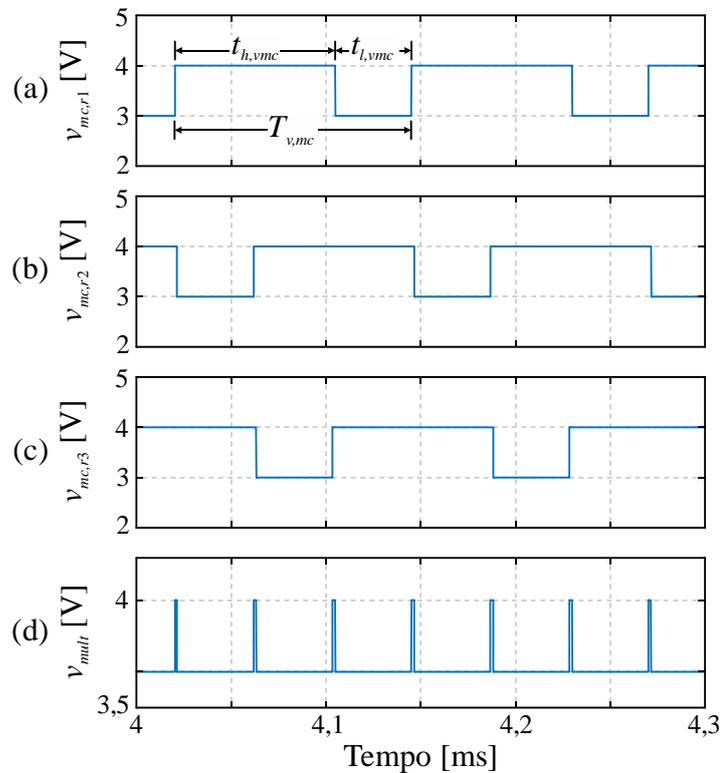
Na Figura 2.16, são ilustradas as tensões de MC e multinível da topologia 3I-2C, considerando um valor limite de índice de modulação para se obter o último nível de v_{mult} . Os parâmetros $T_{v,mc}$, $t_{h,vmc}$ e $t_{l,vmc}$, sendo este último correspondente ao tempo da tensão de MC no estado baixo, são representados na Figura 2.16(a).

A partir da Figura 2.15, obtém-se:

$$t_{h,vmc} = 3 \cdot t_{h,mult} + 2 \cdot t_{l,mult}. \quad (2.89)$$

Substituindo (2.83) e (2.84) em (2.89), define-se:

Figura 2.16. Formas de onda da topologia 3I-2C: (a) tensão $v_{mc,r1}$; (b) tensão $v_{mc,r2}$; (c) tensão $v_{mc,re}$; (d) tensão v_{mult} .



Fonte: Próprio autor.

$$t_{h,vmc} = \frac{T_{sw}}{2 \cdot k_{FB}} \cdot (M_a \cdot k_{FB} \cdot \text{sen}(\omega_r t) - \text{Setor} + 3). \quad (2.90)$$

Sabendo que

$$T_{v,mc} = t_{l,vmc} + t_{h,vmc} \quad (2.91)$$

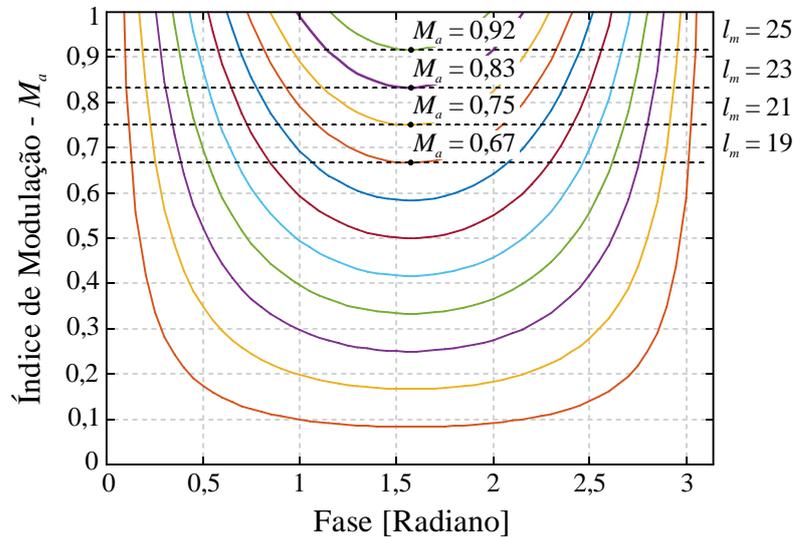
e conhecendo a equação final de $t_{h,vmc}$, a inequação em (2.88) pode ser reescrita da forma mostrada em (2.92).

$$\frac{T_{sw}}{2 \cdot k_{FB}} \cdot (M_a \cdot k_{FB} \cdot \text{sen}(\omega_r t) - \text{Setor} + 1) > 0. \quad (2.92)$$

A inequação pode ser desenvolvida para obter o índice de modulação em termos de Setor e k_{FB} , conforme (2.93). A partir de (2.93), é possível definir a faixa de valores de M_a para assegurar a formação do número máximo de níveis em v_{mult} . A Figura 2.17 detalha as faixas de valores de M_a para assegurar os números de níveis desejados em v_{mult} , destacando o valor mínimo para sintetizar cada setor. Por exemplo, para a topologia 3I-2C alcançar $l_m = 25$, o valor mínimo de M_a é 0,92. As curvas da Figura 2.17 foram obtidas a partir de (2.93), considerando a variação do ângulo da rede elétrica.

$$M_a > \left(\frac{\text{Setor}}{k_{FB}} - \frac{1}{k_{FB}} \right) \cdot \frac{1}{\text{sen}(\omega_r t)} \quad (2.93)$$

Figura 2.17. Valores de índices de modulação para assegurar os níveis em v_{mult} .



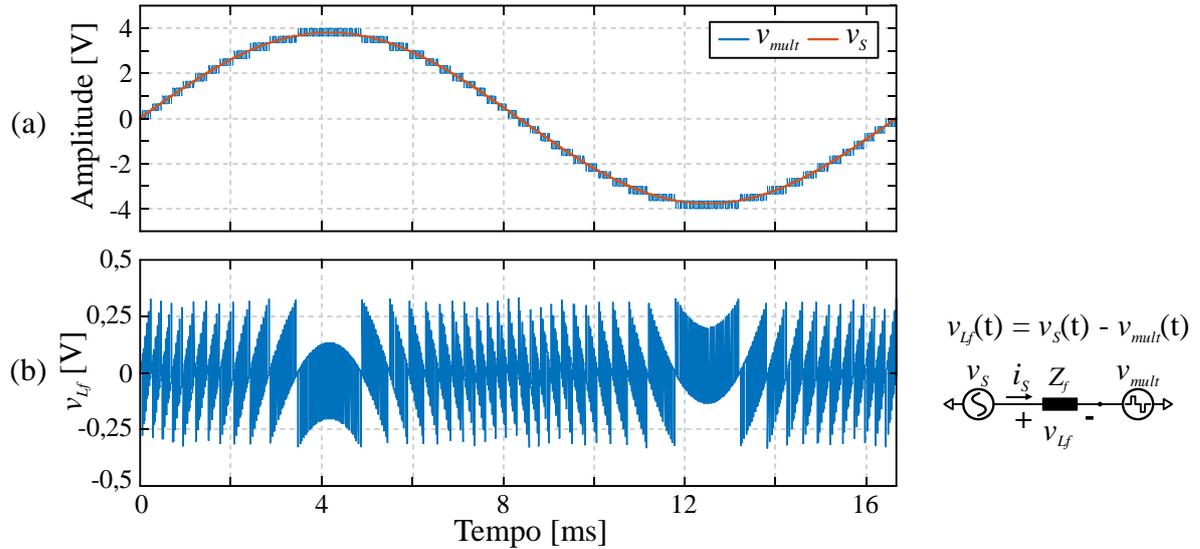
Fonte: Próprio autor.

O estudo realizado conduziu a equações generalizadas e definidas em função dos parâmetros do conversor. Com isso, o conjunto de equações obtidas é válido para qualquer topologia, bastando utilizar os parâmetros que definem a estrutura e operação de cada topologia. As equações dos tempos $t_{l,mult}$ e $t_{h,mult}$, índice de modulação e ângulo de transição são fundamentais para as análises das seções seguintes e até dos capítulos subsequentes desta tese.

2.5.2 Ondulação de Corrente Δi_S e Cálculo do Indutor de Acoplamento L_f

O indutor de acoplamento L_f é projetado para atenuar a ondulação de alta frequência Δi_S resultante da operação de comutação, a qual está presente nas correntes de entrada e que circulam através dos ramos. A ondulação de corrente Δi_S é calculada em função da tensão sobre o indutor de acoplamento durante o período de magnetização ou desmagnetização. Considerando a topologia 3I-2C, a forma de onda da tensão resultante sobre L_f representada por v_{L_f} é obtida e ilustrada na Figura 2.18, juntamente com v_S e v_{mult} . As considerações feitas para o estudo da modulação permanecem válidas, considerando ainda $M_a = 0,95$ e que a resistência série r_{L_f} é desprezada.

Figura 2.18. Formas de onda da topologia 3I-2C: (a) tensões v_{mult} e v_S ; (b) tensão v_{Lf} .



Fonte: Próprio autor.

O cálculo da ondulação de corrente exige o conhecimento dos intervalos de tempo da magnetização ou desmagnetização do indutor. A topologia 3I-2C apresenta níveis de tensões diferentes em cada setor de v_{mult} . Sendo assim, o comportamento de Δi_S em cada setor deverá ser diferente. Uma análise individual por setor deve ser realizada para a definição dos intervalos de tempo e equações de tensão. Primeiramente, o setor 1 de v_{mult} é analisado. Na Figura 2.19(a), o setor 1 de v_{mult} é destacado, juntamente com v_{Lf} e Δi_S . Observa-se que a magnetização do indutor ocorre quando v_{mult} está em nível baixo, ou seja,

$$v_{mult}(t) = \frac{V_{dc}}{3} \cdot (Setor - 1), \quad (2.94)$$

enquanto a desmagnetização ocorre quando a multinível está em nível alto, isto é,

$$v_{mult}(t) = \frac{V_{dc}}{3} \cdot Setor. \quad (2.95)$$

Essas equações são determinadas com base em (2.68) e (2.69), respectivamente. Os tempos $t_{l,mult}$ e $t_{h,mult}$ correspondem aos intervalos de magnetização e desmagnetização do elemento indutivo, respectivamente, sendo associados à polaridade da tensão v_{Lf} como indicada na Figura 2.19(b). Analisando o estágio de magnetização de L_f para $Setor = 1$, tem-se que a tensão resultante sobre o indutor $v_{Lf,S1}$ é definida conforme (2.96). A variável $\Delta i_{S,S1}$ corresponde à ondulação de corrente do setor 1. Ao se substituir (2.94) e (2.83) em (2.96), encontra-se (2.97).

$$v_{Lf,S1}(t) = v_S(t) - v_{mult}(t) = L_f \cdot \frac{\Delta i_{S,S1}(t)}{t_{l,mult}}, \quad (2.96)$$

$$\frac{L_f \cdot \Delta i_{S,S1}(t)}{v_s(t) - \frac{V_{dc}}{3}(Setor-1)} = T_{sw} \cdot \left[\frac{Setor}{2 \cdot k_{FB}} + \frac{1}{2} - \left(\frac{1}{2} + \frac{M_a}{2} \sin(\omega_r t) \right) \right]. \quad (2.97)$$

De posse de (2.1), a equação (2.97) é reescrita para obter a nova relação em (2.98). Considerando $Setor = 1$ em (2.98), a equação é simplificada para dar origem a (2.99). Dessa análise, define-se a ondulação de corrente normalizada $\Delta i_{S,S1, norm}$, conforme (2.100).

$$\frac{L_f \cdot \Delta i_{S,S1}(t)}{T_{sw}} = \left[\frac{Setor}{2 \cdot k_{FB}} + \frac{1}{2} - \left(\frac{1}{2} + \frac{M_a}{2} \sin(\omega_r t) \right) \right] \cdot \left[V_{p,S} \sin(\omega_r t) - \frac{V_{dc}}{3}(Setor-1) \right] \quad (2.98)$$

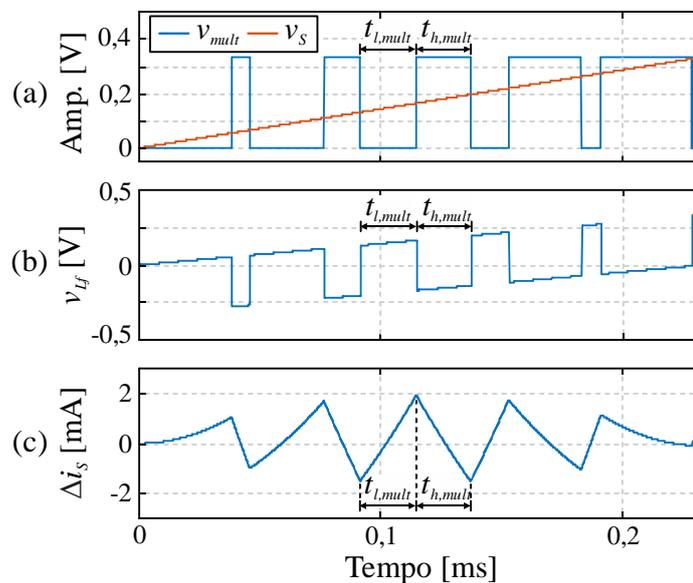
$$\frac{L_f \cdot \Delta i_{S,S1}(t)}{T_{sw}} = V_{p,S} \sin(\omega_r t) \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot k_{FB}} - \frac{M_a}{2} \sin(\omega_r t) \right] \quad (2.99)$$

$$\Delta i_{S,S1, norm}(t) = \frac{L_f \cdot \Delta i_{S,S1}(t)}{T_{sw} \cdot V_{dc}} = \frac{V_{p,S}}{V_{dc}} \sin(\omega_r t) \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot k_{FB}} - \frac{M_a}{2} \sin(\omega_r t) \right] \quad (2.100)$$

Ao se substituir o índice de modulação dado por (2.85) em (2.100), encontra-se a equação final da ondulação de corrente normalizada através de L_f para o setor 1:

$$\Delta i_{S,S1, norm}(t) = \frac{V_{p,S} \sin(\omega_r t) \cdot \left[V_{dc} - 3 \cdot V_{p,S} \sin(\omega_r t) \right]}{2 \cdot V_{dc}^2 \cdot k_{FB}}. \quad (2.101)$$

Figura 2.19. Formas de onda da topologia 3I-2C para o intervalo de tempo do setor 1: (a) tensões v_{mult} e v_s ; (b) tensão v_{L_f} ; (c) ondulação de corrente Δi_s .



Fonte: Próprio autor.

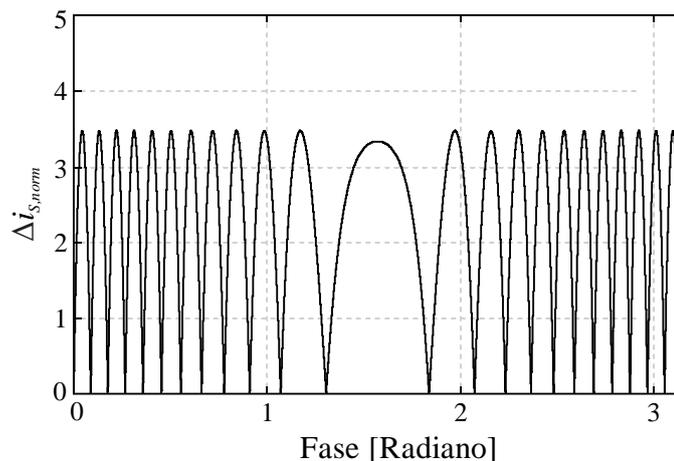
O intervalo de tempo do setor 1, utilizado para a plotagem das formas de onda da Figura 2.19, é determinado por meio da equação (2.87). Para $Setor = 1$ e considerando $V_{dc} = 1$ V, $V_{p,S} = 3,8$ V e $M_a = 0,95$, tem-se o ângulo de transição $\theta_{T,S1} = 0,088$ rad. De forma análoga,

é realizada a análise do estágio de magnetização de L_f para todos os demais valores de *Setor* ($Setor = 2,3, \dots, 12$) e os respectivos intervalos de tempo. Repetindo-se novamente o equacionamento para todos os valores de *Setor*, são encontradas as equações das ondulações de corrente normalizadas $\Delta i_{S,norm}$ através de L_f apresentadas em (2.102). Na Figura 2.20, é ilustrada a envoltória de $\Delta i_{S,norm}$ para metade do período da rede elétrica. Percebe-se que a envoltória é definida para cada setor. É importante citar que a ondulação de corrente é nula nos instantes de transições entre os setores.

O valor da indutância de L_f é calculado para assegurar uma ondulação de corrente igual ou inferior a um valor específico de projeto. Assim, é considerado o pior cenário, que consiste no ponto de máxima ondulação de corrente. Derivando a equação de $\Delta i_{S,norm}$ e igualando o resultado à zero, é possível descobrir que o ponto de máxima ondulação de corrente acontece para $\theta = 0,044$ rad. Substituindo esse valor em (2.101), o máximo valor da ondulação de corrente normalizada é 0,0034. Assim, o valor da indutância de L_f pode ser calculado pela equação (2.103).

O estudo desenvolvido sobre Δi_S e L_f pode ser expandido e aplicado a qualquer outra topologia do conversor FBCG. As equações de *Setor*, M_a , $t_{h,mult}$ e $t_{l,mult}$ são definidas de forma generalizada, sendo adaptadas para outras configurações. Assim, para uma topologia genérica e caracterizada por um valor arbitrário de n , a equação da indutância L_f pode ser determinada como vista em (2.104).

Figura 2.20. Ondulação de corrente normalizada $\Delta i_{S,norm}$ da topologia 3I-2C.



Fonte: Próprio autor.

$$\Delta i_{S,norm}(t) = \left\{ \begin{array}{l}
\frac{V_{p,S} \text{sen}(\theta) [V_{dc} - 3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta)]}{2 \cdot V_{dc}^2 \cdot k_{FB}} \therefore 0 \leq \theta < \theta_{T,S1} \rightarrow \text{Setor} = 1 \\
\frac{[3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - V_{dc}] [3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 2V_{dc}]}{6 \cdot V_{dc}^2 \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S1} \leq \theta < \theta_{T,S2} \rightarrow \text{Setor} = 2 \\
\frac{[3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 2 \cdot V_{dc}] [3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 3 \cdot V_{dc}]}{6 \cdot V_{dc}^2 \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S2} \leq \theta < \theta_{T,S3} \rightarrow \text{Setor} = 3 \\
\frac{[V_{p,S} \text{sen}(\theta) - V_{dc}] [3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 4 \cdot V_{dc}]}{2 \cdot V_{dc}^2 \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S3} \leq \theta < \theta_{T,S4} \rightarrow \text{Setor} = 4 \\
\frac{[3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 4 \cdot V_{dc}] [3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 5 \cdot V_{dc}]}{6 \cdot V_{dc}^2 \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S4} \leq \theta < \theta_{T,S5} \rightarrow \text{Setor} = 5 \\
\frac{[3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 5 \cdot V_{dc}] [3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 6 \cdot V_{dc}]}{6 \cdot V_{dc}^2 \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S5} \leq \theta < \theta_{T,S6} \rightarrow \text{Setor} = 6 \\
\frac{[V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 2 \cdot V_{dc}] [3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - V_{dc}]}{2 \cdot V_{dc}^2 \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S6} \leq \theta < \theta_{T,S7} \rightarrow \text{Setor} = 7 \\
\frac{[3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 7 \cdot V_{dc}] [3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 8 \cdot V_{dc}]}{6 \cdot V_{dc}^2 \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S7} \leq \theta < \theta_{T,S8} \rightarrow \text{Setor} = 8 \\
\frac{[3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 8 \cdot V_{dc}] [3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 9 \cdot V_{dc}]}{6 \cdot V_{dc}^2 \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S8} \leq \theta < \theta_{T,S9} \rightarrow \text{Setor} = 9 \\
\frac{[V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 3 \cdot V_{dc}] [3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 10 \cdot V_{dc}]}{2 \cdot V_{dc}^2 \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S9} \leq \theta < \theta_{T,S10} \rightarrow \text{Setor} = 10 \\
\frac{[3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 10 \cdot V_{dc}] [3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 11 \cdot V_{dc}]}{6 \cdot V_{dc}^2 \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S10} \leq \theta < \theta_{T,S11} \rightarrow \text{Setor} = 11 \\
\frac{[3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 11 \cdot V_{dc}] [3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\theta) - 12 \cdot V_{dc}]}{6 \cdot V_{dc}^2 \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S11} \leq \theta < \theta_{T,S12} \rightarrow \text{Setor} = 12
\end{array} \right. , \tag{2.102}$$

$$L_f = \frac{V_{dc}}{287 \cdot f_{sw} \cdot \Delta i_S}, \tag{2.103}$$

$$L_f = \frac{V_{dc}}{8 \cdot n \cdot k_{FB} \cdot f_{sw} \cdot \Delta i_S} \tag{2.104}$$

2.5.3 Ondulação da Corrente dos Ramos e Cálculo dos Indutores dos Ramos

As componentes de alta frequência das correntes circulantes $i_{c,j}$ são atenuadas pelos indutores internos $L_{g,j}$ distribuídos nas camadas. As correntes circulantes dependem da

tensão de MD instantânea $v_{md,cj}$ sobre o indutor interno $L_{g,j}$ e o intervalo de tempo relacionado à magnetização ou desmagnetização. Desprezando a resistência série $r_{L_{g,j}}$ do elemento indutivo, a ondulação da corrente circulante $\Delta i_{c,j}$ pode ser expressa de forma simplificada de acordo com (2.105).

$$v_{md,cj}(t) = L_{g,j} \frac{\Delta i_{c,j}(t)}{\Delta t}. \quad (2.105)$$

Assim como no estudo de Δi_S , é necessário realizar uma análise individual por setor para o cálculo de $\Delta i_{c,j}$, uma vez que as tensões diferenciais resultantes sobre os indutores $L_{g,j}$ são diferentes em cada setor. Inicialmente, deve-se analisar o indutor $L_{g,0}$ da topologia 3I-2C. Na Figura 2.21, são ilustradas as formas de onda de v_{mult} , $v_{md,c1}$ e Δi_{c1} considerando os setores 1, 2 e 3. Observa-se que os intervalos de magnetização e desmagnetização de $L_{g,0}$ são associados a $t_{l,mult}$ e $t_{h,mult}$ com o intuito de facilitar o estudo. Na sequência, cada setor é analisado individualmente.

- *Setor = 1*: O estágio de magnetização de $L_{g,0}$ para *Setor = 1* acontece quando a tensão resultante sobre o indutor $v_{L_{g,0},S1}$ é dada por (2.106). A variável $\Delta i_{c1,S1}$ representa a ondulação de corrente relativa ao setor 1.

$$v_{L_{g,0},S1}(t) = L_{g,0} \frac{\Delta i_{c1,S1}(t)}{t_{h,mult}} = v_{md,c1}(t) = \frac{2 \cdot V_{dc}}{3}. \quad (2.106)$$

Substituindo (2.84) em (2.106), chega-se a (2.107). A simplificação de (2.107) define a equação da ondulação de corrente normalizada $\Delta i_{c1,S1, norm}$, que é dada em (2.108).

$$\frac{L_{g,0} \cdot \Delta i_{c1,S1}(t)}{\frac{2V_{dc}}{3}} = T_{sw} \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot k_{FB}} - \left[\frac{Setor}{2 \cdot k_{FB}} + \frac{1}{2} - \left(\frac{1}{2} + \frac{M_a}{2} \text{sen}(\omega_r t) \right) \right] \right], \quad (2.107)$$

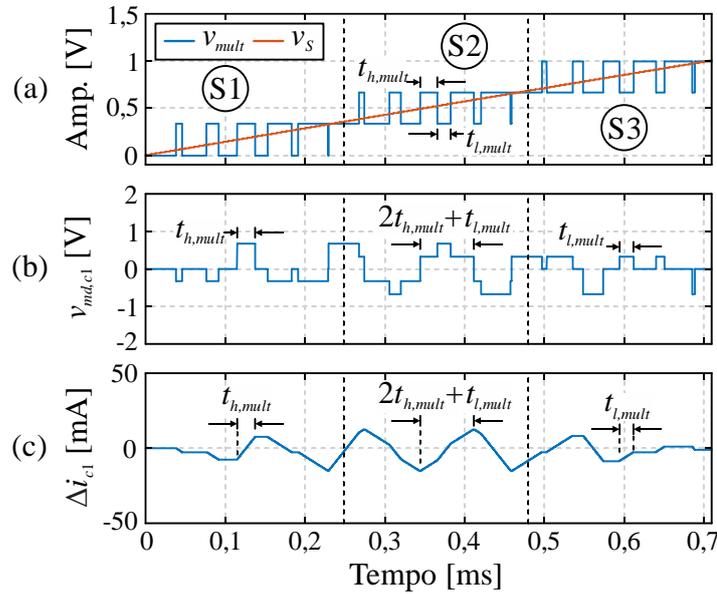
$$\Delta i_{c1,S1, norm}(t) = \frac{L_{g,0} \cdot \Delta i_{c1,S1}(t)}{V_{dc} \cdot T_{sw}} = \frac{M_a \cdot V_{dc} \text{sen}(\omega_r t)}{3 \cdot V_{dc}}. \quad (2.108)$$

Assim, de posse da equação de M_a em (2.85), a equação final da ondulação de corrente normalizada através de $L_{g,0}$ para o setor 1 é dada por:

$$\Delta i_{c1,S1, norm}(t) = \frac{V_{p,S} \text{sen}(\omega_r t)}{k_{FB} \cdot V_{dc}}. \quad (2.109)$$

- *Setor 2*: Com base nas formas de onda da Figura 2.21, no setor 2 o estágio de magnetização de $L_{g,0}$ é subdividido em três subperíodos com diferentes tensões resultantes. Investigando os subperíodos de forma individual, são obtidas as seguintes equações de tensão resultante $v_{L_{g,0},S2}$:

Figura 2.21. Formas de onda da topologia 3I-2C para o intervalo de tempo dos setores de 1 a 3: (a) tensões v_{mult} e v_s ; (b) tensão $v_{md,c1}$; (c) ondulação de corrente Δi_{c1} .



Fonte: Próprio autor.

$$v_{Lg0,S2,I}(t) = L_{g,0} \frac{\Delta i_{c1,S2,I}(t)}{t_{h,mult}} = v_{md,c1}(t) = \frac{V_{dc}}{3}, \quad (2.110)$$

$$v_{Lg0,S2,II}(t) = L_{g,0} \frac{\Delta i_{c1,S2,II}(t)}{t_{l,mult}} = v_{md,c1}(t) = \frac{2 \cdot V_{dc}}{3}, \quad (2.111)$$

$$v_{Lg0,S2,III}(t) = L_{g,0} \frac{\Delta i_{c1,S2,III}(t)}{t_{h,mult}} = v_{md,c1}(t) = \frac{V_{dc}}{3}. \quad (2.112)$$

Tem-se que $\Delta i_{c1,S2,I}$, $\Delta i_{c1,S2,II}$ e $\Delta i_{c1,S2,III}$ correspondem à ondulação resultante dos respectivos subperíodos do setor 2. A manipulação das equações (2.110) a (2.112), já considerando as expressões de $t_{h,mult}$, $t_{l,mult}$ e M_a , possibilita obter as ondulações de corrente normalizadas para cada subperíodo definido da seguinte forma:

$$\Delta i_{c1,S2,I,norm}(t) = \frac{L_{g,0} \cdot \Delta i_{c1,S2,I}(t)}{V_{dc} \cdot T_{sw}} = \frac{3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\omega_r t) - V_{dc}}{6 \cdot V_{dc} \cdot k_{FB}}, \quad (2.113)$$

$$\Delta i_{c1,S2,II,norm}(t) = \frac{L_{g,0} \cdot \Delta i_{c1,S2,II}(t)}{V_{dc} \cdot T_{sw}} = \frac{-3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\omega_r t) + 2 \cdot V_{dc}}{3 \cdot V_{dc} \cdot k_{FB}}, \quad (2.114)$$

$$\Delta i_{c1,S2,III,norm}(t) = \frac{L_{g,0} \cdot \Delta i_{c1,S2,III}(t)}{V_{dc} \cdot T_{sw}} = \frac{3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\omega_r t) - V_{dc}}{6 \cdot V_{dc} \cdot k_{FB}}. \quad (2.115)$$

Assim, a equação final da ondulação de corrente normalizada através de $L_{g,0}$ para o setor 2 é obtida a partir da soma de (2.113), (2.114) e (2.115), o que resulta em (2.116).

$$\Delta i_{c1,S2,norm}(t) = \frac{1}{3 \cdot k_{FB}}. \quad (2.116)$$

• *Setor* = 3: O estágio de magnetização de $L_{g,0}$ para *Setor* = 3 é definido com tensão resultante sobre o indutor $v_{Lg0,S3}$ dada por (2.117). A variável $\Delta i_{c1,S3}$ representa a ondulação de corrente relativa ao setor 3.

$$v_{Lg0,S3}(t) = L_{g,0} \frac{\Delta i_{c1,S3}(t)}{t_{l,mult}} = v_{md,c1}(t) = \frac{2 \cdot V_{dc}}{3}. \quad (2.117)$$

Logo, manipulando (2.117) com as equações de $t_{l,mult}$ e M_a , obtém-se (2.118) como sendo a equação final da ondulação de corrente normalizada através de $L_{g,0}$ para o setor 3.

$$\Delta i_{c1,S3,norm}(t) = \frac{L_{g,0} \cdot \Delta i_{c1,S3}(t)}{V_{dc} \cdot T_{sw}} = \frac{-V_{p,S} \text{sen}(\omega_r t) + V_{dc}}{V_{dc} \cdot k_{FB}} \quad (2.118)$$

Os intervalos de tempo dos setores de v_{mult} são novamente determinados com base em (2.87). De forma análoga, o estudo é estendido para os demais valores de *Setor* (*Setor* = 4, 5, ..., 12) e calculadas as ondulações de corrente resultantes. Assim, são encontradas as equações de ondulações de corrente normalizadas através de $L_{g,0}$ dadas por $\Delta i_{c1,norm}$ em (2.119). Na Figura 2.22, é ilustrada a envoltória de $\Delta i_{c1,norm}$ para metade do período da rede elétrica, assim como $\Delta i_{S,norm}$. Observa-se que a ondulação de corrente devido a $v_{md,c1}$ é consideravelmente maior. Além disso, a ondulação $\Delta i_{c1,norm}$ é nula nos instantes de transição entre os setores 3-4, 6-7 e 9-10. Mais uma vez, derivando a equação de $\Delta i_{c1,norm}$ e igualando o resultado à zero, tem-se que o ponto de máxima ondulação de corrente ocorre para $\theta = 0,044$ rad. Assim, pode-se calcular $L_{g,0}$ de acordo com (2.120).

A análise do indutor $L_{g,1}$ e da ondulação de corrente $\Delta i_{c1,1}$ é realizada de forma análoga. Na Figura 2.23, são ilustradas as formas de onda de v_{mult} , $v_{md,c1,1}$ e $\Delta i_{c1,1}$ considerando os setores de 1 a 6. Observa-se que os períodos de magnetização ou desmagnetização do elemento indutivo podem ser determinados em função de $t_{h,mult}$ e $t_{l,mult}$. Com o intuito de simplificar o texto e torná-lo menos repetitivo, o desenvolvimento matemático para a obtenção das equações finais das ondulações de corrente normalizadas $\Delta i_{c1,1,norm}$ para *Setor* = 1, 2, ..., 12 é omitido. Assim, as equações finais de ondulações de corrente normalizadas $\Delta i_{c1,1,norm}$ através de $L_{g,1}$ obtidas são escritas em (2.121).

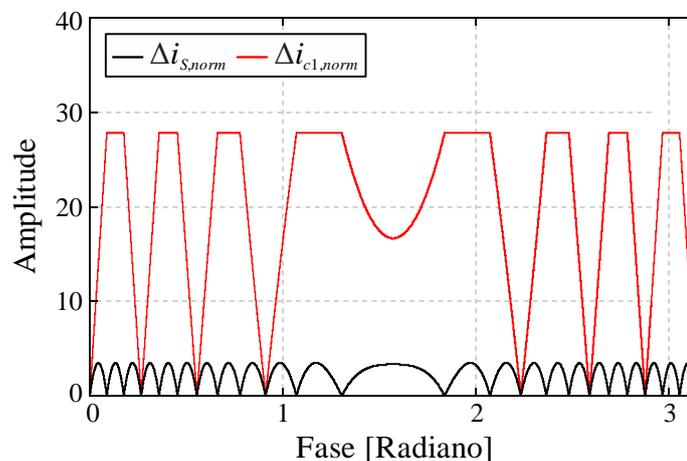
$$\Delta i_{c1, norm}(t) = \begin{cases} \frac{V_{p,S} \text{sen}(\theta)}{V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore 0 \leq \theta < \theta_{T,S1} \rightarrow \text{Setor} = 1 \\ \frac{1}{3 \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S1} \leq \theta < \theta_{T,S2} \rightarrow \text{Setor} = 2 \\ \frac{-V_{p,S} \text{sen}(\theta) + V_{dc}}{V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S2} \leq \theta < \theta_{T,S3} \rightarrow \text{Setor} = 3 \\ \frac{V_{p,S} \text{sen}(\theta)}{V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S3} \leq \theta < \theta_{T,S4} \rightarrow \text{Setor} = 4 \\ \frac{1}{3 \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S4} \leq \theta < \theta_{T,S5} \rightarrow \text{Setor} = 5 \\ \frac{-V_{p,S} \text{sen}(\theta) + V_{dc}}{V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S5} \leq \theta < \theta_{T,S6} \rightarrow \text{Setor} = 6 \\ \frac{V_{p,S} \text{sen}(\theta)}{V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S6} \leq \theta < \theta_{T,S7} \rightarrow \text{Setor} = 7 \\ \frac{1}{3 \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S7} \leq \theta < \theta_{T,S8} \rightarrow \text{Setor} = 8 \\ \frac{-V_{p,S} \text{sen}(\theta) + V_{dc}}{V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S8} \leq \theta < \theta_{T,S9} \rightarrow \text{Setor} = 9 \\ \frac{V_{p,S} \text{sen}(\theta)}{V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S9} \leq \theta < \theta_{T,S10} \rightarrow \text{Setor} = 10 \\ \frac{1}{3 \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S10} \leq \theta < \theta_{T,S11} \rightarrow \text{Setor} = 11 \\ \frac{-V_{p,S} \text{sen}(\theta) + V_{dc}}{V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S11} \leq \theta < \theta_{T,S12} \rightarrow \text{Setor} = 12 \end{cases},$$

(2.119)

$$L_{g,0} = \frac{V_{dc}}{36 \cdot f_{sw} \cdot \Delta i_{r1}}.$$

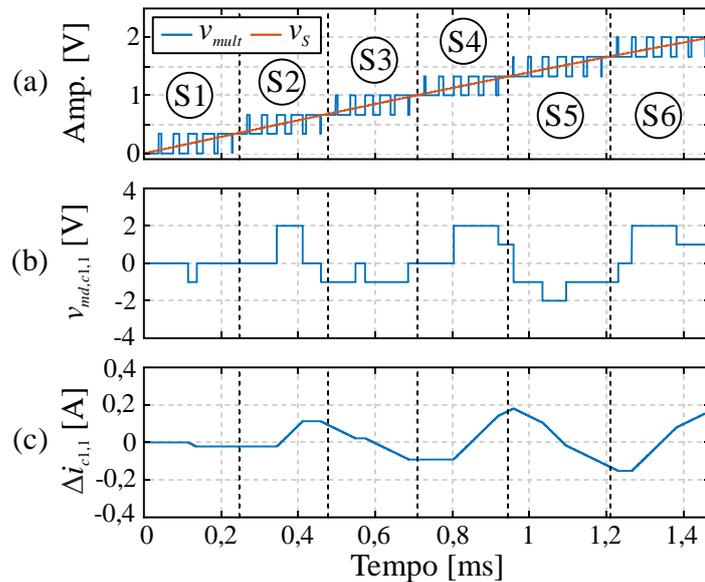
(2.120)

Figura 2.22. Ondulações de corrente normalizadas $\Delta i_{c1, norm}$ e $\Delta i_{S, norm}$ da topologia 3I-2C.



Fonte: Próprio autor.

Figura 2.23. Formas de onda da topologia 3I-2C par ao intervalo dos setores de 1 a 6: (a) tensões v_{mult} e v_s ; (b) tensão $v_{md,c1,1}$; (c) ondulação de corrente $\Delta i_{c1,1}$.



Fonte: Próprio autor.

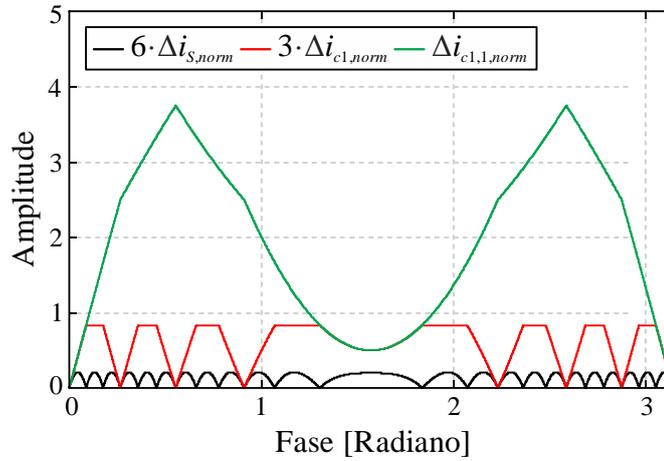
Na Figura 2.24, é ilustrada a envoltória de $\Delta i_{c1,1,norm}$ para metade do período da rede elétrica, juntamente com $\Delta i_{s,norm}$ e $\Delta i_{c1,norm}$. Nota-se que a ondulação gerada por $v_{md,c1,1}$ possui a maior amplitude normalizada. Isso ocorre devido ao formato e à maior amplitude da tensão de MD, bem como aos intervalos de tempo associados a $t_{h,mult}$ e $t_{l,mult}$ com maior duração. Por fim, derivando $\Delta i_{c1,1,norm}$ e igualando o resultado a zero, chega-se a $\theta = 0,554$ rad para o ponto de máxima ondulação. Com isso, pode-se calcular $L_{g,1}$ por meio de (2.122).

A abordagem generalizada para obter a ondulação de corrente dos indutores dos ramos é bastante complicada, pois o comportamento da tensão de MD é dependente do número de ramos e da estrutura topológica da configuração. Tanto os intervalos de magnetização e desmagnetização como as amplitudes são diferentes, não apresentando nenhum padrão matemático que possibilite uma abordagem expandida e geral. Conseqüentemente, as equações das ondulações de corrente são impactadas e sofrem com a problemática citada. Assim, essa análise deve ser restrita a cada topologia e ao padrão de tensão sintetizado.

$$\Delta i_{cl,1,norm}(t) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\omega_r t)}{V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore 0 \leq \theta < \theta_{T,S1} \rightarrow \text{Setor} = 1 \\ \frac{3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\omega_r t)}{V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S1} \leq \theta < \theta_{T,S2} \rightarrow \text{Setor} = 2 \\ \frac{3 \cdot V_{p,S} \text{sen}(\omega_r t)}{V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S2} \leq \theta < \theta_{T,S3} \rightarrow \text{Setor} = 3 \\ \frac{3 \cdot [V_{dc} + V_{p,S} \text{sen}(\omega_r t)]}{2 \cdot V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S3} \leq \theta < \theta_{T,S4} \rightarrow \text{Setor} = 4 \\ \frac{3 \cdot [V_{dc} + V_{p,S} \text{sen}(\omega_r t)]}{2 \cdot V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S4} \leq \theta < \theta_{T,S5} \rightarrow \text{Setor} = 5 \\ \frac{3 \cdot [V_{dc} + V_{p,S} \text{sen}(\omega_r t)]}{2 \cdot V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S5} \leq \theta < \theta_{T,S6} \rightarrow \text{Setor} = 6 \\ \frac{3 \cdot [5 \cdot V_{dc} - V_{p,S} \text{sen}(\omega_r t)]}{2 \cdot V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S6} \leq \theta < \theta_{T,S7} \rightarrow \text{Setor} = 7 \\ \frac{3 \cdot [5 \cdot V_{dc} - V_{p,S} \text{sen}(\omega_r t)]}{2 \cdot V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S7} \leq \theta < \theta_{T,S8} \rightarrow \text{Setor} = 8 \\ \frac{3 \cdot [5 \cdot V_{dc} - V_{p,S} \text{sen}(\omega_r t)]}{2 \cdot V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S8} \leq \theta < \theta_{T,S9} \rightarrow \text{Setor} = 9 \\ \frac{3 \cdot [4 \cdot V_{dc} - V_{p,S} \text{sen}(\omega_r t)]}{V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S9} \leq \theta < \theta_{T,S10} \rightarrow \text{Setor} = 10 , \\ \frac{3 \cdot [4 \cdot V_{dc} - V_{p,S} \text{sen}(\omega_r t)]}{V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S10} \leq \theta < \theta_{T,S11} \rightarrow \text{Setor} = 11 \\ \frac{3 \cdot [4 \cdot V_{dc} - V_{p,S} \text{sen}(\omega_r t)]}{V_{dc} \cdot k_{FB}} \therefore \theta_{T,S11} \leq \theta < \theta_{T,S12} \rightarrow \text{Setor} = 12 \end{array} \right. \quad (2.121)$$

$$L_{g,1} = \frac{V_{dc}}{2,667 \cdot f_{sw} \cdot \Delta i_{r1,1}} \quad (2.122)$$

Figura 2.24. Ondulações de corrente normalizadas $\Delta i_{c1,1, norm}$, $\Delta i_{c1, norm}$ e $\Delta i_{S, norm}$ da topologia 3I-2C.



Fonte: Próprio autor.

2.5.4 Esforços de Tensão e Corrente nos Semicondutores

Os esforços de tensão e corrente nos transistores e diodos dos SM-FBs de uma mesma camada são iguais. Além disso, os esforços de tensão e corrente em todos os interruptores de um mesmo SM-FB são iguais. Considerando a topologia 3I-2C, serão analisados apenas o transistor $S_{1,r1}$ e o diodo do $D_{1,r1}$ do SM-FB da primeira camada e associado à corrente i_{r1} . As tensões máximas às quais $S_{1,r1}$ e $D_{1,r1}$ são submetidos são iguais a $V_{b,r1}$. Assim, de forma generalizada, o transistor e o diodo devem suportar a tensão total do barramento do respectivo SM-FB. Logo, por essa relação ser verdadeira para ambos os elementos, serão calculados apenas os esforços de corrente.

- Esforços de corrente no transistor $S_{1,r1}$: A corrente média instantânea através de $S_{1,r1}$ $i_{S1,r1,avg,inst}$ pode ser calculada em função da razão cíclica do pulso de comando $d_{S1,r1}$, que é dada por (2.76). Assim, tem-se que $i_{S1,r1,avg,inst}$ é definido por:

$$i_{S1,r1,avg,inst}(t) = \frac{1}{T_{sw}} \cdot \left(\int_0^{d_{S1,r1}(t) \cdot T_{sw}} i_{r1}(t) dt_{fs} \right). \quad (2.123)$$

O parâmetro t_{fs} representa a variável de integração relacionada ao período T_{sw} (alta frequência). Logo, resolvendo (2.123), obtém-se (2.124), que define o valor médio instantâneo da corrente através de $S_{1,r1}$.

$$i_{S1,r1,avg,inst}(t) = i_{r1}(t) \cdot d_{S1,r1}(t). \quad (2.124)$$

Aplicando a definição de valor médio para o período da rede elétrica, obtém-se a equação do valor médio da corrente através de $S_{1,r1}$, como definido em (2.125). A variável t em (2.125) está relacionada à variável de integração no período T_r (baixa frequência).

$$I_{S_{1,r1},avg} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\pi}^{2\pi} i_{S_{1,r1},avg,inst}(t) dt = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\pi}^{2\pi} i_{r1}(t) \cdot d_{S_{1,r1}}(t) dt,$$

$$I_{S_{1,r1},avg} = \frac{1}{2\pi} \cdot \left[\int_{\pi}^{2\pi} \left(\frac{I_{p,S} \cdot \text{sen}(\omega_r t)}{3} \right) \cdot \left(\frac{1 + M_a \text{sen}(\omega_r t)}{2} \right) dt \right] = \frac{I_{p,S} \cdot (\pi \cdot M_a - 4)}{24 \cdot \pi}. \quad (2.125)$$

A corrente eficaz instantânea em $S_{1,r1}$ dada por $i_{S_{1,r1},ef,inst}$ é obtida de maneira similar. Portanto, utilizando a definição de valor eficaz para os períodos T_{sw} e T_r , chega-se à equação (2.127) para o valor eficaz da corrente através de $S_{1,r1}$.

$$i_{S_{1,r1},ef,inst}(t) = \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \cdot \left(\int_0^{d_{S_{1,r1}}(t) \cdot T_{sw}} (I_{r1}(t))^2 dt_{fs} \right)} = i_{r1}(t) \cdot \sqrt{d_{S_{1,r1}}(t)}, \quad (2.126)$$

$$I_{S_{1,r1},ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left(\int_{\pi}^{2\pi} (i_{S_{1,r1},ef,inst}(t))^2 dt \right)},$$

$$I_{S_{1,r1},ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\pi}^{2\pi} \left[\frac{I_{p,S} \cdot \text{sen}(\omega_r t)}{3} \cdot \sqrt{\frac{1 + M_a \text{sen}(\omega_r t)}{2}} \right]^2 dt} = \frac{\sqrt{6} \cdot \sqrt{-I_{p,S}^2 \cdot (8 \cdot M_a - 3 \cdot \pi)}}{36 \cdot \sqrt{\pi}}. \quad (2.127)$$

- Esforços de corrente no diodo $D_{S_{1,r1}}$: Os esforços de corrente no diodo $D_{S_{1,r1}}$ são calculados de maneira semelhante ao do transistor $S_{1,r1}$. A aplicação da definição de valor médio para os períodos T_{sw} e T_r possibilita encontrar a equação (2.129) para o valor da corrente média em $D_{S_{1,r1}}$.

$$i_{D_{1,r1},avg,inst}(t) = \frac{1}{T_{sw}} \cdot \left(\int_0^{d_{S_{1,r1}}(t) \cdot T_{sw}} i_{r1}(t) dt_{fs} \right) = i_{r1}(t) \cdot d_{S_{1,r1}}(t), \quad (2.128)$$

$$I_{D_{1,r1},avg} = \frac{1}{2\pi} \cdot \left(\int_0^{\pi} i_{D_{1,r1},avg,inst}(t) dt \right),$$

$$I_{D_{1,r1},avg} = \frac{1}{2\pi} \cdot \left[\int_0^{\pi} \left(\frac{I_{p,S} \cdot \text{sen}(\omega_r t)}{3} \right) \cdot \left(\frac{1 + M_a \text{sen}(\omega_r t)}{2} \right) dt \right] = \frac{I_{p,S} \cdot (\pi \cdot M_a + 4)}{24 \cdot \pi}. \quad (2.129)$$

Assim, o valor da corrente eficaz em $D_{S_{1,r1}}$ é calculado a partir de (2.131).

$$i_{D_{1,r1},ef,inst}(t) = \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \cdot \left(\int_0^{d_{S_{1,r1}}(t) \cdot T_{sw}} (i_{r1}(t))^2 dt_{fs} \right)} = i_{r1}(t) \cdot \sqrt{d_{S_{1,r1}}(t)}, \quad (2.130)$$

$$I_{D_{1,r1},ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left(\int_0^{\pi} (i_{D_{1,r1},ef,inst}(t))^2 dt \right)},$$

$$I_{D1,r1,ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{I_{p,S} \cdot \sin(\omega_r t)}{3} \cdot \sqrt{\frac{1 + M_a \sin(\omega_r t)}{2}} \right]^2 dt} = \frac{\sqrt{I_{p,S}^2 \cdot (18 \cdot \pi + 48 \cdot M_a)}}{36 \cdot \sqrt{\pi}}. \quad (2.131)$$

Por fim, destaca-se que os esforços de tensão e corrente dos semicondutores dos SM-FBs da segunda camada também serão dependentes das amplitudes das tensões dos barramentos e de $I_{p,S}$ e M_a . Além disso, a redução da corrente nos semicondutores torna-se evidente quando se calcula a corrente considerando o período da rede elétrica. Para os SM-FBs da primeira camada, existe o fator três que reduz a amplitude de $I_{p,S}$ nas expressões dos valores médio e eficaz. Para os semicondutores da segunda camada, os esforços de corrente serão menores, uma vez que o valor de corrente é reduzido por um fator de nove. Assim, a capacidade de redução da corrente do conversor proposto é reforçada. O equacionamento pode ser facilmente generalizado, bastando para tal considerar a variável n nas equações dos esforços de corrente de acordo com a topologia. Assim, os valores médio e eficaz através de um interruptor qualquer de um SM-FB na primeira camada são determinados por (2.132), (2.133), (2.133) e (2.134). Conforme é calculado o esforço de corrente para o interruptor do SM-FB de uma camada mais profunda, a equação é dividida por n^2, n^3, \dots, n^m .

$$I_{S1,rj,avg} = \frac{I_{p,S} \cdot (\pi \cdot M_a - 4)}{8 \cdot n \cdot \pi}, \quad (2.132)$$

$$I_{S1,rj,ef} = \frac{\sqrt{6} \cdot \sqrt{-I_{p,S}^2 \cdot (8 \cdot M_a - 3 \cdot \pi)}}{12 \cdot n \cdot \sqrt{\pi}}, \quad (2.133)$$

$$I_{D1,rj,avg} = \frac{I_{p,S} \cdot (\pi \cdot M_a + 4)}{8 \cdot n \cdot \pi}, \quad (2.134)$$

$$I_{D1,rj,ef} = \frac{\sqrt{I_{p,S}^2 \cdot (18 \cdot \pi + 48 \cdot M_a)}}{12 \cdot n \cdot \sqrt{\pi}}. \quad (2.135)$$

2.6 Conclusões Parciais

Neste capítulo, foi caracterizado o conceito para a síntese do conversor FBCG. O estudo analítico do conversor multinível proposto foi apresentado. Esse estudo abordou aspectos gerais do conversor e apresentou um extenso desenvolvimento matemático relacionado ao modelo médio do conversor e das correntes circulantes. A estratégia de modulação, formas de onda resultantes, análise da ondulação de corrente para o projeto dos indutores e esforços de tensão e corrente também foram analisados.

A metodologia de síntese do conversor FBCG demonstrou o ponto de maior flexibilidade para a criação de novas topologias. A criação dos nós e camadas possibilitou a construção de estruturas capazes de dividir tensão e corrente de forma simultânea. O conversor FBCG expande o conceito do tradicional FBC, oferecendo recursos adicionais para o aumento da capacidade de tensão e corrente. Com a estratégia de modulação desenvolvida, as topologias derivadas do conversor FBCG podem alcançar sempre o maior número de níveis nas tensões de MC sintetizadas e assegurar um nível médio nulo nas tensões de MD. Em suma, demonstrou-se que o conversor FBCG pode fornecer uma boa distribuição harmônica, com tensões resultantes com baixa distorção harmônica, bem como auxiliar no equilíbrio de corrente, uma vez que a estratégia de modulação permite a atenuação da componente de baixa frequência da corrente circulante.

3 SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR FBCG

Neste capítulo, é apresentado o estudo do sistema de controle proposto para o conversor FBCG. A modelagem matemática é realizada para obter as equações generalizadas de tensão e corrente no domínio do tempo. O sistema de controle é desenvolvido com base nos modelos matemáticos. As funções de transferência para a implementação das malhas de controle são obtidas e validadas por simulação.

3.1 Considerações Iniciais sobre o Sistema de Controle do Conversor FBCG

O estudo analítico realizado no capítulo anterior considerou um cenário totalmente ideal, com as correntes dos ramos equilibradas e as tensões dos barramentos CC balanceadas. No entanto, não idealidades e assimetrias no circuito de potência do conversor e até mesmo diferenças nos pulsos de comando dos interruptores podem causar desequilíbrios de corrente e tensão. Variações de corrente entre os SM-FBs podem causar o aumento das perdas do conversor e até danificar algum componente que não foi projetado para suportar tal valor. Além disso, isso pode ocasionar a saturação de elementos magnéticos. De forma similar, variações de tensão nos barramentos CC dos SM-FBs podem elevar as tensões sobre os interruptores a valores fora das especificações dos componentes, danificando-os permanentemente.

O conversor FBCG é composto por SM-FBs com potências nominais iguais. No entanto, as correntes e tensões processadas nos SM-FBs são distintas. As tensões dos barramentos CC de SM-FBs de camadas consecutivas são definidas a partir de uma progressão geométrica de razão igual a n , sendo as correntes determinadas proporcionalmente por $1/n$, ao passo que uma nova camada é estabelecida por um nó. A complexidade relativa à metodologia de síntese do circuito do conversor FBCG impacta diretamente no sistema de controle, o qual deve compreender múltiplos objetivos.

Com isso, é necessário desenvolver para o conversor FBCG um circuito de controle realimentado para assegurar: *i*) controle da corrente i_s drenada da rede elétrica; *ii*) controle e atenuação das correntes circulantes geradas nas malhas internas; *iii*) equilíbrio das correntes através dos ramos; *iv*) regulação da média das tensões instantâneas dos barramentos CC dos SM-FBs; *v*) assegurar o equilíbrio das tensões instantâneas dos barramentos CC de SM-FBs de uma mesma camada; e *vi*) assegurar o equilíbrio das tensões instantâneas dos barramentos CC de SM-FBs de camadas diferentes, considerando que em cada camada as tensões dos barramentos CC têm amplitudes diferentes.

Assim, é proposto um sistema de controle distribuído para o conversor FBCG, capaz de garantir a distribuição equilibrada de corrente e a regulação dos barramentos CC dos SM-FBs. O sistema desenvolvido é obtido com base na modelagem orientada às correntes e tensões de MC e MD, sendo utilizada a transformada de similaridade de Lunze para a decomposição das variáveis.

3.2 Modelagem do Conversor FBCG

Nesta seção, é apresentada a modelagem matemática do conversor FBCG. A abordagem voltada ao controle de corrente e tensão é detalhada. Com base nas equações dos modelos obtidos, são determinadas as funções de transferência para o projeto dos controladores.

3.2.1 Modelo do Conversor Orientado ao Controle e Equilíbrio de Corrente

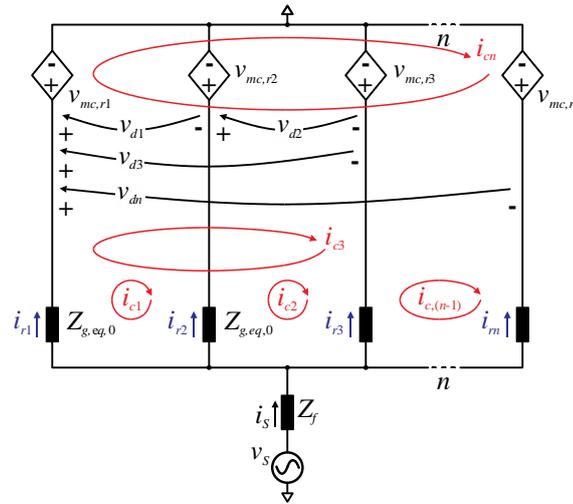
A modelagem matemática orientada ao controle e equilíbrio de corrente é desenvolvida com base na estrutura generalizada do conversor FBCG, apresentada na Figura 2.1. Para o estudo do modelo de corrente, considera-se que: *i*) os indutores dos ramos de camadas equivalentes são iguais, assim como as respectivas resistências séries; *ii*) os barramentos CC são conectados a fontes de tensão para assegurar que as tensões dos SM-FBs estão reguladas e equilibradas; e *iii*) as ondulações e harmônicas geradas pela operação de comutação são ignoradas.

Como detalhado no capítulo anterior, o circuito equivalente do conversor FBCG pode ser simplificado para obter as tensões e indutâncias equivalentes. Assim, a estrutura generalizada pode ser simplificada conforme a Figura 3.1. As tensões de MC $v_{mc,rj}$ e de diferenças $v_{d,j}$ são destacadas, assim como as correntes circulantes $i_{c,j}$ e dos ramos $i_{r,j}$. No Apêndice A, demonstra-se que a tensão de MC resultante e a indutância equivalente de um ramo arbitrário $j1$ são determinados por (3.1) e (3.2), respectivamente, sendo $j1 = 1, 2, \dots, m$. A equação da indutância também é válida para a resistência série equivalente.

$$v_{mc,rj1}(t) = v_{o,rj1}(t) + \sum_{j2=1}^n \frac{v_{o,rj1,j2}(t)}{n} + \sum_{j2=1}^n \sum_{j3=1}^n \frac{v_{o,rj1,j2,j3}(t)}{n^2} + \dots + \sum_{j2=1}^n \dots \sum_{jm} \frac{v_{o,rj1,j2,\dots,jm}(t)}{n^{(m-1)}}, \quad (3.1)$$

$$L_{g,eq,rj1} = L_{g,0} + \frac{L_{g,1}}{n} + \frac{L_{g,2}}{n^2} + \dots + \frac{L_{g,(m-1)}}{n^{(m-1)}}. \quad (3.2)$$

Figura 3.1. Circuito equivalente da estrutura generalizada do conversor FBCG.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se que todas as variáveis são definidas em função de n e m . Para exemplificar, considerando o primeiro ramo, a tensão de MC resultante é dada por:

$$v_{mc,r1}(t) = v_{o,r1}(t) + \sum_{j2=1}^n \frac{v_{o,r1,j2}(t)}{n} + \sum_{j2=1}^n \sum_{j3=1}^n \frac{v_{o,r1,j2,j3}(t)}{n^2} + \dots + \sum_{j2=1}^n \dots \sum_{jm}^n \frac{v_{o,r1,j2,\dots,jm}(t)}{n^{(m-1)}}. \quad (3.3)$$

A partir do circuito equivalente da Figura 3.1, são obtidas n equações diferenciais aplicando-se a LKT. As equações representam os comportamentos das correntes e tensões para o período de comutação, ou seja, simbolizam os valores médios instantâneos das variáveis. Mais uma vez, o símbolo $\langle x \rangle$ não é utilizado por simplificação. O conjunto de equações diferenciais é representado na forma matricial em (3.4).

$$L_{g,eq,0} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{r1}(t) \\ i_{r2}(t) \\ i_{r3}(t) \\ \vdots \\ i_m(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_S(t) \\ v_S(t) \\ v_S(t) \\ \vdots \\ v_S(t) \end{bmatrix} - r_{Lg,eq,0} \cdot \begin{bmatrix} i_{r1}(t) \\ i_{r2}(t) \\ i_{r3}(t) \\ \vdots \\ i_m(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_f \\ L_f \\ L_f \\ \vdots \\ L_f \end{bmatrix} \cdot \frac{di_S(t)}{dt} - \begin{bmatrix} r_{Lf} \\ r_{Lf} \\ r_{Lf} \\ \vdots \\ r_{Lf} \end{bmatrix} \cdot i_S(t) - \begin{bmatrix} v_{mc,r1}(t) \\ v_{mc,r2}(t) \\ v_{mc,r3}(t) \\ \vdots \\ v_{mc,m}(t) \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

Assim, é possível reescrever (3.4) da seguinte forma:

$$L_{g,eq,0} \cdot \frac{dI_{Rw}(t)}{dt} = V_{Sw}(t) - r_{Lg,eq,0} \cdot I_{Rw}(t) - L_{fw} \cdot \frac{di_S(t)}{dt} - r_{Lfw} \cdot i_S(t) - V_{mc,w}(t), \quad (3.5)$$

sendo

$$I_{Rw}(t) = [i_{r1}(t) \quad i_{r2}(t) \quad i_{r3}(t) \quad \dots \quad i_m(t)]^T, \quad (3.6)$$

$$V_{Sw}(t) = v_S(t) \cdot I_{n \times 1}, \quad (3.7)$$

$$L_{fw} = L_f \cdot I_{n \times 1}, \quad (3.8)$$

$$r_{Lfw} = r_{Lf} \cdot I_{n \times 1}, \quad (3.9)$$

$$V_{mc,w}(t) = \frac{V_{dc} \cdot k_{FB}}{n} \cdot d_{mc,w}(t) = \frac{V_{dc} \cdot k_{FB}}{n} \cdot [d_{mc,r1}(t) \quad d_{mc,r2}(t) \quad d_{mc,r3}(t) \quad \cdots \quad d_{mc,m}(t)]^T. \quad (3.10)$$

Tem-se que $I_{n \times 1}$ consiste em uma matriz unitária de n linhas e uma coluna. As variáveis $V_{mc,w}$ correspondem ao conjunto de tensões de MC, as quais podem ser definidas a partir dos sinais modulantes resultantes $d_{mc,rj}$ referentes às componentede de MC. A tensão de saída de cada SM-FB depende do respectivo sinal modulante. De forma similar, as tensões $v_{mc,rj}$ são sintetizadas de acordo com o sinal modulante resultante que é comum aos SM-FBs que constituem os ramos.

Na seqüência, a transformada inversa de Lunze T_L^{-1} é aplicada as correntes $i_{r,j}$, obtendo-se:

$$I_{Rw}(t) = T_L^{-1} \cdot i_{mc,md}(t), \quad (3.11)$$

em que

$$T_L^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 1 \\ -1 & -1 & \cdots & -1 & 1 \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (3.12)$$

e $i_{mc,md}$ corresponde às componentes de MC e MD das correntes. Assim, tem-se que (3.5) é reescrita da seguinte forma:

$$L_{g,eq,0} \cdot T_L^{-1} \cdot \frac{di_{mc,md}(t)}{dt} = V_{Sw}(t) - r_{Lg,eq} \cdot T_L^{-1} \cdot i_{mc,md}(t) - L_{fw} \cdot \frac{di_S(t)}{dt} - r_{Lfw} \cdot i_S(t) - V_{mc,w}(t). \quad (3.13)$$

Agora, aplicando a transformada de Lunze nos dois lados da equação (3.13), obtém-se:

$$T_L \cdot L_{g,eq,0} \cdot T_L^{-1} \cdot \frac{di_{mc,md}(t)}{dt} = T_L \cdot V_{Sw}(t) - T_L \cdot r_{Lg,eq} \cdot T_L^{-1} \cdot i_{mc,md}(t) - T_L \cdot L_{fw} \cdot \frac{di_S(t)}{dt} - T_L \cdot r_{Lfw} \cdot i_S(t) - T_L \cdot V_{mc,w}(t). \quad (3.14)$$

Assim, a equação (3.14) é simplificada, resultando em:

$$L_{g,eq,0} \cdot I_{n \times n} \cdot \frac{di_{mc,md}(t)}{dt} = v_{S,mc}(t) - r_{Lg,eq} \cdot I_{n \times n} \cdot i_{mc,md}(t) - L_{f,mc} \cdot \frac{di_S(t)}{dt} - r_{Lf,mc} \cdot i_S(t) - v_{mc,md}(t). \quad (3.15)$$

Ao expandir (3.15), é obtida a representação matricial em função das componentes de MC e MD das variáveis de corrente e tensão, conforme (3.16). Além disso, as tensões de MC e MD podem ser representadas por (3.17) em função dos sinais modulantes resultantes.

$$L_{g,eq,0} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{md,1}(t) \\ i_{md,2}(t) \\ \vdots \\ i_{md,(n-1)}(t) \\ i_{mc}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ v_S(t) \end{bmatrix} - r_{Lg,eq} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{md,1}(t) \\ i_{md,2}(t) \\ \vdots \\ i_{md,(n-1)}(t) \\ i_{mc}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ L_f \end{bmatrix} \cdot \frac{di_S(t)}{dt} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ r_{Lf} \end{bmatrix} \cdot i_S(t) - \begin{bmatrix} v_{md,c1}(t) \\ v_{md,c2}(t) \\ \vdots \\ i_{md,c(n-1)}(t) \\ v_{mc}(t) \end{bmatrix}. \quad (3.16)$$

$$\begin{bmatrix} v_{md,c1}(t) \\ v_{md,c2}(t) \\ \vdots \\ v_{md,c(n-1)}(t) \\ v_{mc}(t) \end{bmatrix} = \frac{V_{dc} \cdot k_{FB}}{n} \cdot \begin{bmatrix} d_{md,c1}(t) \\ d_{md,c2}(t) \\ \vdots \\ d_{md,c(n-1)}(t) \\ d_{mc}(t) \end{bmatrix} = \frac{V_{dc} \cdot k_{FB}}{n} \cdot \begin{bmatrix} \frac{(n-1) \cdot d_{mc,r1}(t) - d_{mc,r2}(t) - \dots - d_{mc,rn}(t)}{n} \\ -d_{mc,r1}(t) + (n-1) \cdot d_{mc,r2}(t) - \dots - d_{mc,rn}(t) \\ \vdots \\ -d_{mc,r1}(t) - \dots + (n-1) \cdot d_{mc,r(n-1)}(t) - d_{mc,rn}(t) \\ \frac{d_{mc,r1}(t) + d_{mc,r2}(t) + \dots + d_{mc,rn}(t)}{n} \end{bmatrix}. \quad (3.17)$$

A partir de (3.16) e (3.17), são obtidas as equações referentes às componentes de MC e MD, segundo (3.18) e (3.19), respectivamente. Com isso, os circuitos equivalentes para as representações das componentes de MC e MD são definidos na Figura 3.2.

$$L_{g,eq,0} \cdot \frac{di_{mc}(t)}{dt} = v_S(t) - r_{Lg,eq,0} \cdot i_{mc}(t) - L_f \cdot \frac{di_S(t)}{dt} - r_{Lf} \cdot i_S(t) - v_{mc}(t), \quad (3.18)$$

$$L_{g,eq,0} \cdot \frac{di_{md,j}(t)}{dt} = -r_{Lg,eq,0} \cdot i_{md,j}(t) - v_{md,cj}(t). \quad (3.19)$$

A componente i_{mc} corresponde às correntes direta através dos ramos, responsáveis por transferir potência ativa da rede elétrica aos SM-FBs. A partir da análise do sistema usando a transformada de Lunze, tem-se:

$$i_{mc}(t) = \frac{i_{r1}(t) + i_{r2}(t) + \dots + i_{rn}(t)}{n} = \frac{i_S(t)}{n}. \quad (3.20)$$

Figura 3.2. Circuitos equivalentes: (a) componentes de MC; (b) componentes de MD.



Fonte: Próprio autor.

Por sua vez, o parâmetro $i_{md,j}$ representa as correntes circulantes geradas entre os n ramos em paralelo. Considerando as equações obtidas, observa-se que os sinais modulantes d_{mc} e $d_{md,cj}$ estão relacionados com as correntes i_{mc} e $i_{md,cj}$, respectivamente, sendo essas variáveis a serem controladas. Portanto, os modelos para o controle da corrente drenada da rede elétrica e das correntes circulantes são obtidos a partir de (3.18) e (3.19), respectivamente. As correntes são funções não lineares dos sinais modulantes. Assim, as equações devem ser linearizadas em torno de um ponto quiescente de operação para obter os modelos de pequenos sinais.

Perturbando as variáveis de interesse, têm-se:

$$i_{mc}(t) = I_{mc} + \hat{i}_{mc}(t), \quad (3.21)$$

$$i_{md}(t) = I_{md} + \hat{i}_{md}(t), \quad (3.22)$$

$$d_{mc}(t) = D_{mc} + d_{mc}(t), \quad (3.23)$$

$$d_{md}(t) = D_{md} + d_{md}(t), \quad (3.24)$$

$$v_s(t) = V_s + \hat{v}_s(t). \quad (3.25)$$

Primeiramente, substituindo (3.21), (3.23) e (3.25) em (3.18), desprezando os termos de segunda ordem e CC, além de considerar $i_s = i_{mc} \cdot n$ segundo (3.20), obtém-se:

$$L_{g,eq,0} \cdot \frac{d\hat{i}_{mc}(t)}{dt} = \hat{v}_s(t) - r_{Lg,eq,0} \cdot \hat{i}_{mc}(t) - L_f \cdot \frac{d\hat{i}_{mc}(t) \cdot n}{dt} - r_{Lf} \cdot \hat{i}_{mc}(t) \cdot n - \frac{V_{dc} \cdot k_{FB}}{n} \cdot d_{mc}(t). \quad (3.26)$$

Aplicando a transformada direta de Laplace a (3.26), chega-se à equação que descreve o modelo dinâmico da corrente i_{mc} com o sinal modulante d_{mc} , conforme (3.27). Aqui, considerou-se que a perturbação em v_s é desprezível. Rearranjando (3.27), é determinada a equação final do modelo dinâmico segundo (3.28).

$$L_{g,eq,0} \cdot s \cdot I_{mc}(s) = -r_{Lg,eq,0} \cdot I_{mc}(s) - L_f \cdot s \cdot I_{mc}(s) \cdot n - r_{Lf} \cdot I_{mc}(s) \cdot n - \frac{V_{dc} \cdot k_{FB}}{n} \cdot D_{mc}(s), \quad (3.27)$$

$$\frac{I_S(s)}{D_{mc}(s)} = \frac{n \cdot I_{mc}(s)}{D_{mc}(s)} = \frac{-\frac{V_{dc} \cdot k_{FB}}{n}}{\left(\frac{L_{g,eq,0}}{n} + L_f\right) \cdot s + \left(\frac{r_{Lg,eq,0}}{n} + r_{Lf}\right)}. \quad (3.28)$$

Agora, analisa-se uma das componentes de MD, isto é, $i_{md,1}$, sendo $i_{md,1} = i_{c1}$. Substituindo (3.22) e (3.24) em (3.19) e desprezando os termos de segunda ordem e CC, chega-se a (3.29). Assim, aplicando a transformada direta de Laplace a (3.29), determina-se a equação que descreve o modelo dinâmico da corrente $i_{md,1}$ com o sinal modulante $d_{md,c1}$, conforme (3.30). A equação final do modelo dinâmico é apresentada em (3.31).

$$L_{g,eq,0} \cdot \frac{d\hat{i}_{md,1}(t)}{dt} = -r_{Lg,eq,0} \cdot \hat{i}_{md,1}(t) - \frac{V_{dc} \cdot k_{FB}}{n} \cdot d_{md,c1}(t), \quad (3.29)$$

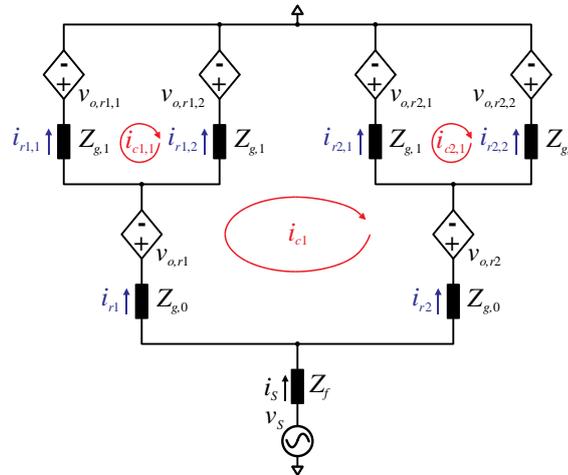
$$L_{g,eq,0} \cdot s \cdot I_{md,1}(s) = -r_{Lg,eq,0} \cdot I_{md,1}(s) - \frac{V_{dc} \cdot k_{FB}}{n} \cdot D_{md,c1}(s), \quad (3.30)$$

$$\frac{I_{md,1}(s)}{D_{md,c1}(s)} = \frac{-\frac{V_{dc} \cdot k_{FB}}{n}}{L_{g,eq,0} \cdot s + r_{Lg,eq,0}}. \quad (3.31)$$

A equação $I_S(s)/D_{mc}(s)$ corresponde à função de transferência (FT) para o controle da corrente drenada da rede elétrica, responsável pela compensação das perdas e regulação das tensões dos barramentos CC dos SM-FBs. Por sua vez, $I_{md,1}(s)/D_{md,c1}(s)$ refere-se à FT para o controle e a atenuação das correntes circulantes geradas nas malhas internas compostas por arranjos de SM-FBs em paralelo. A metodologia desenvolvida para a obtenção dos modelos utiliza o circuito simplificado do conversor FBCG. Por causa disso, são contempladas somente as correntes circulantes $i_{c1}, i_{c2}, \dots, i_{cn}$. O modelo $I_{md,1}(s)/D_{md,c1}(s)$ mostra que a dinâmica da corrente circulante depende da indutância equivalente do ramo e do valor máximo da tensão de MC resultante. Assim, esse modelo pode ser modificado para contemplar as correntes circulantes de qualquer arranjo das topologias derivadas do conversor FBCG.

Para exemplificar e validar os modelos obtidos, foram realizadas simulações da topologia 2I-2C, sendo que o circuito equivalente é ilustrado na Figura 3.3. Os parâmetros utilizados na simulação são apresentados na Tabela 3-1. As considerações pontuadas no início desta seção são válidas para o circuito da simulação. Para as resistências séries dos indutores são considerados valores iguais a 500 mH.

Figura 3.3. Circuito equivalente da topologia 2I-2C.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 3-1. Parâmetros de simulação da topologia 2I-2C para validação dos modelos de corrente.

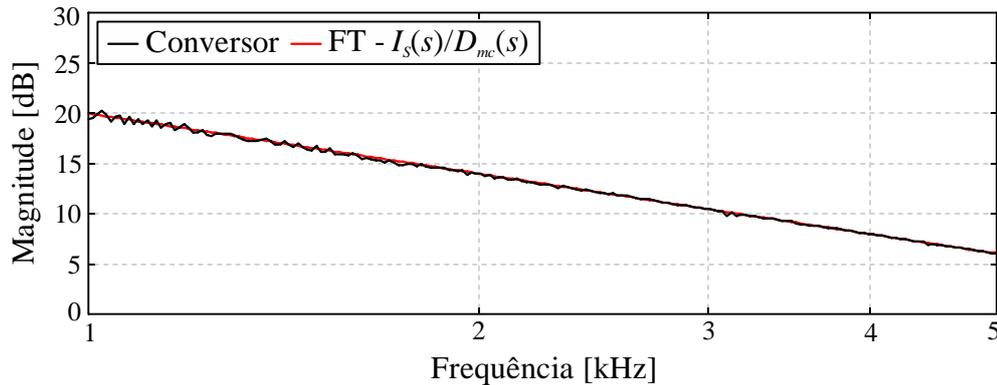
Parâmetros	Valor
Tensão de Pico de Entrada	$V_{p,s} = 311 \text{ V}$
Índice de Modulação	$M_a = 0,95$
Tensão do Barramento CC	$V_{b,r1} = 120 \text{ V} / V_{b,r1,1} = 240 \text{ V}$
Frequência de Comutação	$f_{sw} = 5 \text{ kHz}$
Indutor de Acoplamento e Interno	$L_f = 212 \mu\text{H} / L_{g,0} = 2,63 \text{ mH} /$ $L_{g,1} = 17 \text{ mH}$

Fonte: Próprio autor.

Para a comprovação dos modelos de corrente são utilizadas as respostas em frequência das funções de transferência. Primeiramente, a FT $I_S(s)/D_{mc}(s)$ da topologia 2I-2C é definida de acordo com (3.32). A Figura 3.4 apresenta as magnitudes das respostas em frequência do circuito da topologia simulado e do modelo matemático. Observa-se que o modelo tem uma resposta equivalente àquela da topologia.

$$\frac{I_S(s)}{D_{mc}(s)} = \frac{-3 \cdot V_{b,r1}}{\left(\frac{\frac{L_{g,0}}{2} + L_{g,1}}{2} + L_f \right) \cdot s + \frac{r_{Lg,0}}{2} + r_{Lg,1}} + r_{Lf} \quad (3.32)$$

Figura 3.4. Validação do modelo dinâmico $I_s(s)/D_{mc}(s)$ para topologia 2I-2C.



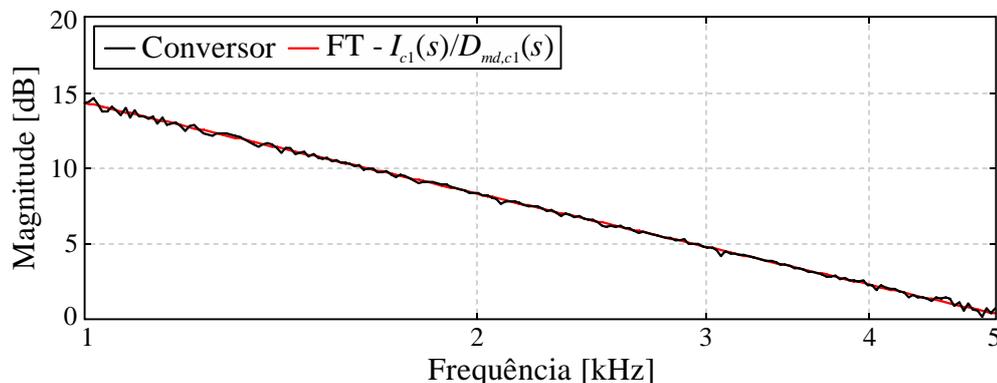
Fonte: Próprio autor.

Como citado anteriormente, o modelo das componentes de MD pode ser adaptado para descrever o comportamento da corrente circulante de qualquer arranjo com ramos em paralelo que compõem o conversor FBCG. Assim, as FTs relacionadas às correntes i_{c1} e $i_{c1,1}$ da topologia 2I-2C, indicadas na Figura 3.3, são dadas por (3.33) e (3.34), respectivamente. A Figura 3.5 mostra as magnitudes das respostas em frequência do circuito simulado e do modelo matemático $I_{c1}(s)/D_{md,c1}(s)$. Já na Figura 3.6 são apresentados os resultados para $I_{c1,1}(s)/D_{md,c1,1}(s)$. De forma similar, os modelos têm respostas equivalentes àquelas dos respectivos circuitos simulados.

$$\frac{I_{c1}(s)}{D_{md,c1}(s)} = \frac{-3 \cdot V_{b,r1}}{\left(\frac{L_{g,0}}{2} + L_{g,1}\right) \cdot s + \left(\frac{r_{Lg,0}}{2} + r_{Lg,1}\right)}, \quad (3.33)$$

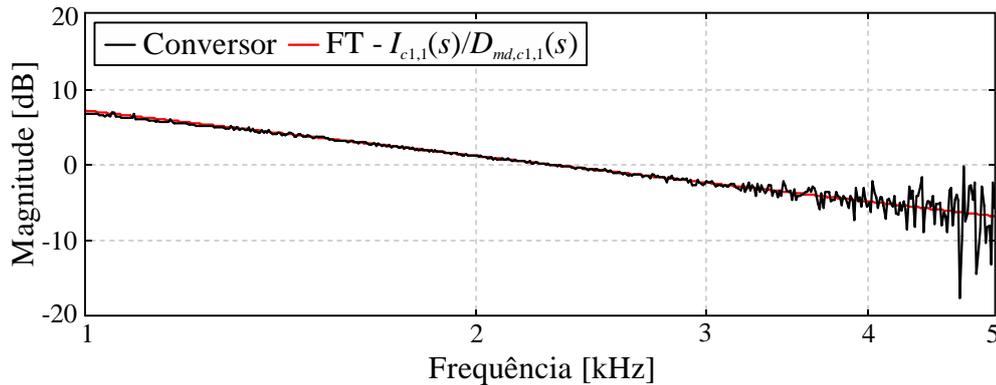
$$\frac{I_{c1,1}(s)}{D_{md,c1,1}(s)} = \frac{-V_{b,r1,1}}{L_{g,1} \cdot s + r_{Lg,1}}. \quad (3.34)$$

Figura 3.5. Validação do modelo dinâmico $I_{c1}(s)/D_{md,c1}(s)$ para topologia 2I-2C.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.6. Validação do modelo dinâmico $I_{c1,1}(s)/D_{md,c1,1}(s)$ para topologia 2I-2C.



Fonte: Próprio autor.

Diante dos resultados obtidos, é possível concluir que os modelos matemáticos e as FTs obtidas representam precisamente as dinâmicas das correntes de MC e MD da topologia 2I-2C. Além disso, é importante destacar que os modelos são definidos em função dos parâmetros da topologia, sendo assim uma abordagem generalizada e de fácil utilização. Deve-se ressaltar que as simulações foram realizadas no *software* PSIM[®], utilizando a ferramenta *AC Sweep*.

3.2.2 Modelo do Conversor Orientado ao Controle e Equilíbrio das Tensões dos Barramentos CC

O controle das tensões dos barramentos CC também afeta o balanço de potência dos SM-FBs. A operação do conversor exige o controle da média das tensões dos barramentos CC e a compensação da diferença entre as tensões de SM-FBs de ramos e camadas diferentes. Para isso, o método de controle desenvolvido define os modelos matemáticos em função das correntes de MC e MD. Assim, as correntes serão as ações de controle geradas pelas malhas. Para o estudo dos modelos de tensão, considera-se que: *i*) as capacitâncias dos SM-FBs de uma mesma camada são iguais; *ii*) os indutores são substituídos por fontes de corrente; e *iii*) ondulações e harmônicas geradas pela operação de comutação são ignoradas.

Inicialmente, é realizado o estudo do modelo para o controle da média das tensões dos barramentos CC. Analisa-se o SM-FB equivalente da estrutura generalizada do conversor FBCG. Na Figura 3.7(a), é apresentado o SM-FB equivalente, sendo que $v_{b,T}$ e $i_{b,T}$ representam a tensão CC média e a corrente média instantâneas do circuito. A impedância Z_T é definida por $Z_f + Z_{g,eq}$, enquanto $C_{b,T}$ e $R_{b,T}$ são a capacitância equivalente e a resistência

equivalente de toda a estrutura, respectivamente. Assim como na relação entre os indutores, os capacitores e resistências dos SM-FBs estão associadas em série, do ponto de vista dos ramos, e em paralelo, do ponto de vista das camadas. Ao longo do texto, essas variáveis serão exemplificadas para facilitar o entendimento. Considerando uma condição ideal, na qual a potência de entrada P_S é igual à potência de saída P_b , a relação (3.35) é verdadeira.

$$P_S(t) = P_b(t) \rightarrow \frac{v_{p,S}(t) \cdot i_{p,S}(t)}{2} = v_{b,T}(t) \cdot i_{b,T}(t). \quad (3.35)$$

É importante destacar que as tensões e correntes são dependentes do tempo, sendo grandezas que podem ter seus valores ajustados para o controle da potência. Ainda no circuito da Figura 3.7(a), segundo uma análise de valores instantâneos, tem-se a seguinte relação:

$$\begin{aligned} i_{b,T}(t) &= i_{Cb,T}(t) + i_{Rb,T}(t), \\ i_{b,T}(t) &= C_{b,T} \cdot \frac{dv_{b,T}(t)}{dt} + \frac{v_{b,T}(t)}{R_{b,T}}. \end{aligned} \quad (3.36)$$

Substituindo (3.36) em (3.35), obtém-se:

$$\frac{v_{p,S}(t) \cdot i_{p,S}(t)}{2} = v_{b,T}(t) \cdot \left(C_{b,T} \cdot \frac{dv_{b,T}(t)}{dt} + \frac{v_{b,T}(t)}{R_{b,T}} \right). \quad (3.37)$$

A partir da equação (3.37), determina-se o modelo que relaciona a corrente drenada da rede elétrica i_S e a tensão CC média $v_{b,T}$. Perturbando as variáveis de interesse, tem-se:

$$v_{p,S}(t) = V_{p,S} + \hat{v}_{p,S}(t), \quad (3.38)$$

$$i_{p,S}(t) = I_{p,S} + \hat{i}_{p,S}(t), \quad (3.39)$$

$$v_{b,T}(t) = V_{b,T} + \hat{v}_{b,T}(t). \quad (3.40)$$

Substituindo as variáveis perturbadas em (3.37) e desprezando os termos de segunda ordem, CC e as variações na tensão de entrada, a nova equação (3.41) é obtida. Aplicando a transformada direta de Laplace a (3.41), tem-se (3.42), que descreve o modelo dinâmico da tensão CC média com a corrente de entrada.

$$\frac{V_{p,S} \cdot \hat{i}_{p,S}(t)}{2} = V_{b,T} \cdot C_{b,T} \cdot \frac{d\hat{v}_{b,T}(t)}{dt} + V_{b,T} \cdot \frac{\hat{v}_{b,T}(t)}{R_{b,T}}, \quad (3.41)$$

$$\frac{V_{p,S} \cdot I_{p,S}(s)}{2} = V_{b,T} \cdot \left(C_{b,T} \cdot s \cdot V_{b,T}(s) + \frac{V_{b,T}(s)}{R_{b,T}} \right),$$

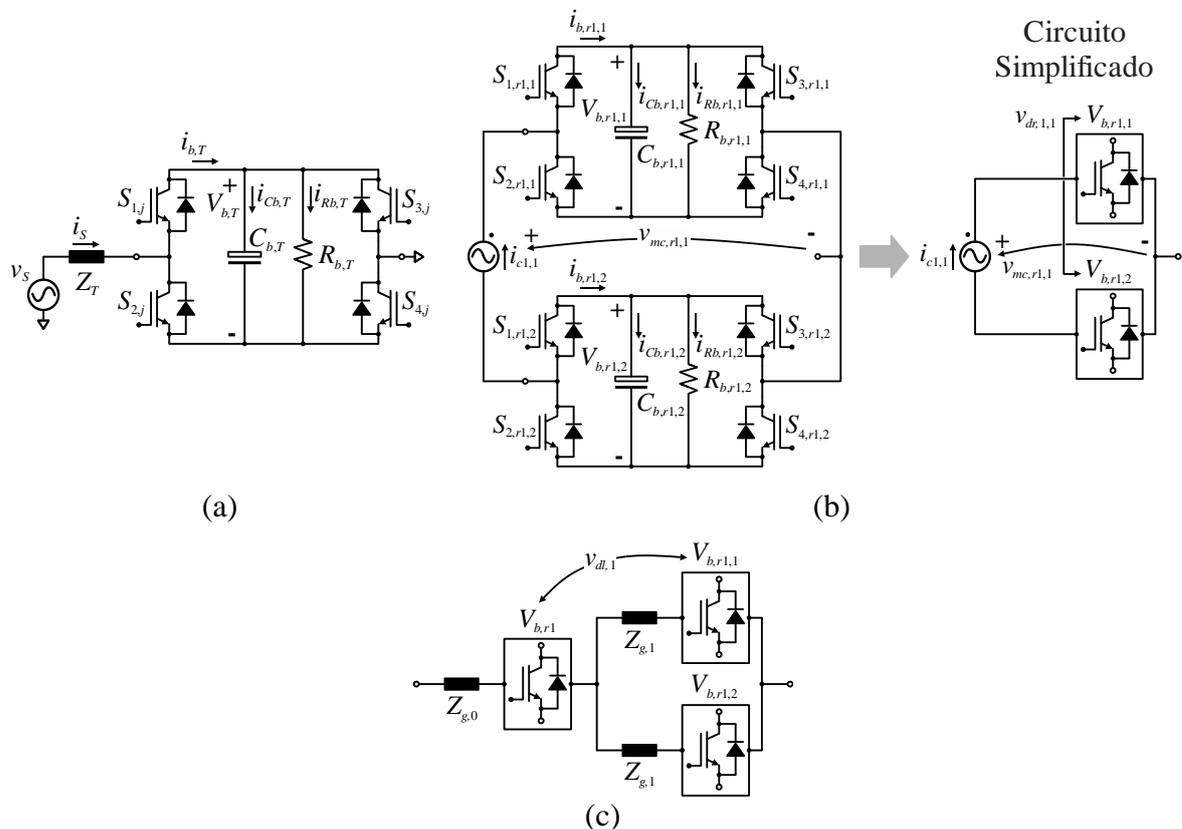
$$\frac{V_{b,T}(s)}{I_{p,S}(s)} = \frac{V_{p,S}}{2 \cdot V_{b,T}} \cdot \frac{R_{b,T}}{R_{b,T} \cdot C_{b,T} \cdot s + 1}. \quad (3.42)$$

A estrutura topológica do conversor FBCG requer mecanismos adicionais para assegurar o equilíbrio das tensões entre SM-FBs de ramos e camadas diferentes. Aqui, o estudo sobre os modelos de tensão será realizado a partir da topologia 2I-2C. Visando ao melhor entendimento, o circuito completo da topologia 2I-2C é ilustrado na Figura 3.8. A diferença entre as tensões instantâneas dos barramentos CC de SM-FBs de ramos em paralelo é analisada por meio do circuito da Figura 3.7(b), o qual corresponde ao arranjo da última camada da topologia 2I-2C. A corrente circulante $i_{c1,1}$ é representada por uma fonte de corrente, a qual está interligada aos dois SMs. A variável $v_{dr1,1}$ é definida a partir da diferença entre as tensões instantâneas dos barramentos CC de SM-FBs dos ramos em paralelo, sendo dada por:

$$v_{dr1,1} = \frac{V_{b,r1,1} - V_{b,r1,2}}{2} \quad (3.43)$$

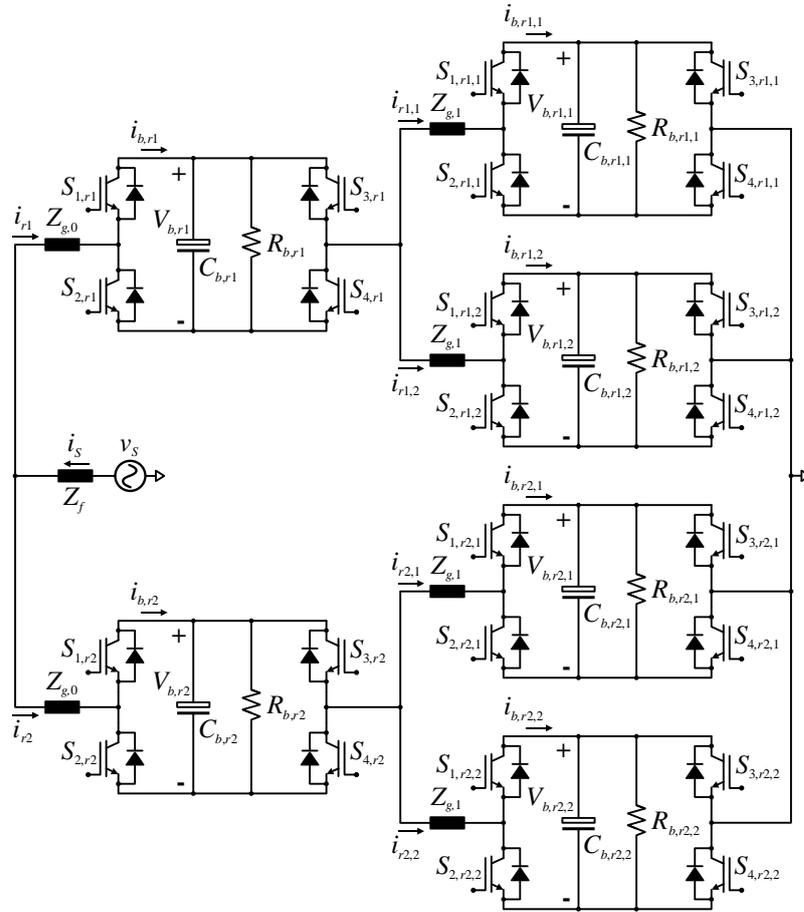
e indicada no circuito simplificado da Figura 3.7(b).

Figura 3.7. Circuito equivalente dos modelos de tensão: (a) SM-FB equivalente da estrutura generalizada; (b) circuito para o estudo de $v_{dr1,1}$; (c) circuito para o estudo de v_{dl1} .



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.8. Circuito da topologia 2I-2C.



Fonte: Próprio autor.

Considerando o valor de pico da componente fundamental da tensão de MC resultante $v_{mc,r,1}$ e $i_{c1,1}$, define-se a relação

$$P_i(t) = \frac{v_{mc,r,1}(t) \cdot i_{c1,1}(t)}{2}, \quad (3.44)$$

que descreve matematicamente uma parcela de energia que circula no circuito. Em uma condição ideal e analisando o circuito da Figura 3.7(b) de forma isolada, pode-se considerar P_i como sendo a potência de entrada equivalente do SM, originando a relação (3.45).

$$P_i(t) = P_b(t) \rightarrow \frac{v_{mc,r,1}(t) \cdot i_{c1,1}(t)}{2} = v_{b,r,1}(t) \cdot i_{b,r,1}(t). \quad (3.45)$$

A equação (3.36) também é válida para esta análise, resultando em:

$$\frac{v_{mc,r,1}(t) \cdot i_{c1,1}(t)}{2} = v_{b,r,1}(t) \cdot \left(C_{b,r,1,1} \cdot \frac{dv_{b,r,1}(t)}{dt} + \frac{v_{b,r,1}(t)}{R_{b,r,1,1}} \right). \quad (3.46)$$

A partir das equações obtidas anteriormente, determina-se o modelo que relaciona a corrente circulante $i_{c1,1}$ e a tensão resultante do arranjo com ramos em paralelo. Perturbando as variáveis de interesse, têm-se:

$$v_{mc,r1,1}(t) = V_{mc,r1,1} + \hat{v}_{mc,r1,1}(t), \quad (3.47)$$

$$i_{c1,1}(t) = I_{c1,1} + \hat{i}_{c1,1}(t), \quad (3.48)$$

$$v_{b,r1,1}(t) = V_{b,r1,1} + \hat{v}_{b,r1,1}(t). \quad (3.49)$$

Substituindo as variáveis perturbadas em (3.46) e desprezando os termos de segunda ordem, CC e as variações na tensão de MC, chega-se a (3.50). Aplicando a transformada direta de Laplace a (3.50), obtém-se a equação (3.51), que descreve o modelo dinâmico da tensão CC equivalente do arranjo com SM-FBs em paralelo e a corrente circulante $i_{c1,1}$. É importante destacar que $V_{mc,r1,1}$ consiste no valor de pico da componente fundamental da tensão de MC resultante, dado por $M_a \cdot V_{b,r1,1}$.

$$\frac{V_{mc,r1,1} \cdot \hat{i}_{c1,1}(t)}{2} = V_{b,r1,1} \cdot C_{b,r1,1} \cdot \frac{d\hat{v}_{b,r1,1}(t)}{dt} + V_{b,r1,1} \cdot \frac{\hat{v}_{b,r1,1}(t)}{R_{b,r1,1}}, \quad (3.50)$$

$$\frac{V_{mc,r1,1} \cdot I_{c1,1}(s)}{2} = V_{b,r1,1} \cdot \left(C_{b,r1,1} \cdot s \cdot V_{b,r1,1}(s) + \frac{V_{b,r1,1}(s)}{R_{b,r1,1}} \right),$$

$$\frac{V_{b,r1,1}(s)}{I_{c1,1}(s)} = \frac{V_{mc,r1,1}}{2 \cdot V_{b,r1,1}} \cdot \frac{R_{b,r1,1}}{R_{b,r1,1} \cdot C_{b,r1,1} \cdot s + 1}. \quad (3.51)$$

O procedimento matemático pode ser estendido e aplicado ao circuito que relaciona i_{c1} e $v_{mc,r1}$. Nesse caso, a diferença v_{dr1} entre as tensões é definida da seguinte forma:

$$v_{dr1} = \frac{\left(V_{b,r1} + \frac{V_{b,r1,1} + V_{b,r1,2}}{2} \right) - \left(V_{b,r2} + \frac{V_{b,r2,1} + V_{b,r2,2}}{2} \right)}{2}. \quad (3.52)$$

O procedimento de simplificação do circuito para obter a tensão de MC resultante já foi explicado anteriormente. Assim, o modelo que descreve a dinâmica da tensão CC equivalente do arranjo com SM-FBs em paralelo com a corrente circulante i_{c1} é dada por

$$\frac{V_{b,eq,1}(s)}{I_{c1}(s)} = \frac{V_{mc,r1}}{2 \cdot V_{b,eq,1}} \cdot \frac{R_{b,eq,1}}{R_{b,eq,1} \cdot C_{b,eq,1} \cdot s + 1}, \quad (3.53)$$

sendo que $V_{mc,r1}$ é o valor de pico da componente fundamental da tensão de MC resultante, dado por $M_a \cdot (V_{b,r1,1} + V_{b,r1,1})$; $V_{b,eq,1}$ é o valor máximo da tensão CC equivalente, igual a $V_{b,r1} + V_{b,r1,1}$; $R_{b,eq,1}$ e $C_{b,eq,1}$ são a resistência e capacitância equivalentes do arranjo que compõe o ramo, respectivamente. Para a topologia 2I-2C, tem-se:

$$R_{b,eq,1} = R_{b,r1} + \left(\frac{R_{b,r1,1} \cdot R_{b,r1,2}}{R_{b,r1,1} + R_{b,r1,2}} \right), \quad (3.54)$$

$$C_{b,eq,1} = \frac{C_{b,r1} \cdot (C_{b,r1,1} + C_{b,r1,2})}{C_{b,r1} + (C_{b,r1,1} + C_{b,r1,2})}. \quad (3.55)$$

Os modelos matemáticos obtidos demonstram as relações entre as correntes de MC e MD e as tensões de interesse, como citado no início dessa seção. Os modelos das componentes de MD demonstram que as correntes circulantes $i_{c,j}$ podem ser utilizadas na compensação de desequilíbrios da tensão CC resultante dos arranjos com SM-FBs em paralelo. Assim, as tensões de diferenças entre os barramentos CC de SM-FBs de ramos em paralelo $v_{dr,j}$ serão relacionadas aos modelos das componentes de MD. A partir disso, será desenvolvido o método de balanceamento de tensão para SM-FBs em ramos diferentes.

Por fim, a diferença entre as tensões instantâneas dos barramentos CC de SM-FBs de camadas consecutivas é analisada a partir do circuito simplificado da Figura 3.7(c). Para controlar essa diferença de tensões, indicada aqui por $v_{dl,1}$, a solução é modificar diretamente o sinal modulante de cada SM-FB. Assim, é necessário determinar o modelo dinâmico entre a tensão do barramento CC e o sinal modulante. Analisando o SM-FB da Figura 3.9(a), têm-se que as correntes dos braços podem ser definidas por:

$$i_{S1,r1}(t) = d_{S1,r1}(t) \cdot i_{r1}(t), \quad (3.56)$$

$$i_{S3,r1}(t) = -[1 - d_{S1,r1}(t)] \cdot i_{r1}(t), \quad (3.57)$$

sendo que $d_{S1,r1}$ representa a razão cíclica do interruptor $S_{1,r1}$. A soma dessas duas correntes resulta em:

$$i_{S1,r1}(t) + i_{S3,r1}(t) = i_{b,r1}(t) = [2 \cdot d_{S1,r1}(t) - 1] \cdot i_{r1}(t). \quad (3.58)$$

A função de modulação do conversor foi definida como sendo equivalente ao sinal modulante d_c , dado por:

$$d_c(t) = M_a \cdot \text{sen}(\omega_r t). \quad (3.59)$$

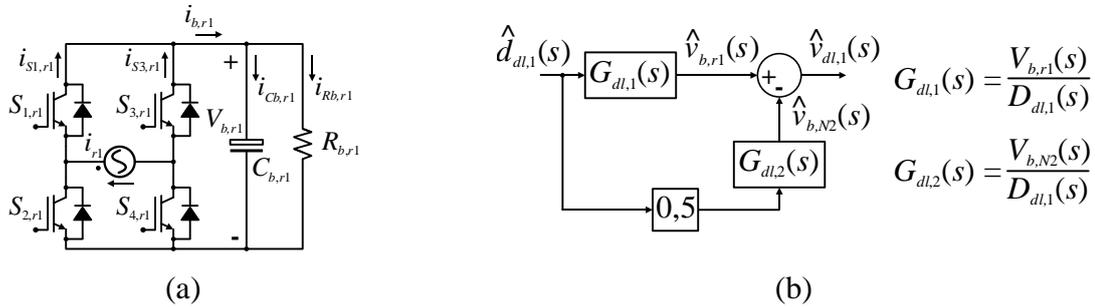
A razão cíclica $d_{S1,r1}$, definida primeiramente em (2.76), pode ser reescrita da seguinte forma:

$$d_{S1,r1}(t) = \frac{[1 + d_c(t)]}{2}. \quad (3.60)$$

Assim, é possível reescrever (3.58) em função do sinal modulante segundo (3.61).

$$i_{S1,r1}(t) + i_{S3,r1}(t) = i_{b,r1}(t) = d_c(t) \cdot i_{r1}(t). \quad (3.61)$$

Figura 3.9. Modelo dinâmico para o controle da diferença de tensões $v_{dl,j}$: (a) circuito do SM-FB isolado; (b) diagrama de blocos representando o modelo de pequenos sinais.



Fonte: Próprio autor.

Mais uma vez, a equação (3.36) é válida para o estudo do circuito em questão.

Logo, tem-se:

$$i_{b,r1}(t) = i_{Cb,r1}(t) + i_{Rb,r1}(t),$$

$$i_{b,r1}(t) = \left(C_{b,r1} \cdot \frac{dv_{b,r1}(t)}{dt} + \frac{v_{b,r1}(t)}{R_{b,r1}} \right),$$

$$d_c(t) \cdot i_{r1}(t) = \left(C_{b,r1} \cdot \frac{dv_{b,r1}(t)}{dt} + \frac{v_{b,r1}(t)}{R_{b,r1}} \right). \quad (3.62)$$

A partir de (3.62), o modelo que relaciona a tensão do barramento CC e o sinal modulante pode ser determinado. Perturbando as variáveis de interesse, têm-se:

$$d_c(t) = D_c + d_c(t), \quad (3.63)$$

$$V_{b,r1}(t) = V_{b,r1} + \hat{v}_{b,r1}(t). \quad (3.64)$$

As variações na corrente i_{r1} são desprezadas. Substituindo as variáveis perturbadas em (3.62) e desprezando os termos de segunda ordem e CC, obtém-se (3.65). Aplicando a transformada direta de Laplace a (3.65), chega-se ao modelo dinâmico da tensão do barramento CC com o sinal modulante do SM-FB, definido em (3.66). É importante destacar que I_{r1} representa o valor de pico da corrente do ramo.

$$d_c(t) \cdot I_{r1} = \left(V_{b,r1} \cdot C_{b,r1} \cdot \frac{d\hat{v}_{b,r1}(t)}{dt} + \frac{\hat{v}_{b,r1}(t)}{R_{b,r1}} \right), \quad (3.65)$$

$$D_c(s) \cdot I_{r1} = \left(C_{b,r1} \cdot s \cdot V_{b,r1}(s) + \frac{V_{b,r1}(s)}{R_{b,r1}} \right),$$

$$\frac{V_{b,r1}(s)}{D_c(s)} = I_{r1} \cdot \frac{R_{b,r1}}{R_{b,r1} \cdot C_{b,r1} \cdot s + 1}. \quad (3.66)$$

Retomando a análise do circuito simplificado da Figura 3.7(c), a diferença de tensões $v_{dl,1}$ é dada por:

$$v_{dl,1}(t) = 2 \cdot V_{b,r1} - \left(\frac{V_{b,r1,1} + V_{b,r1,2}}{2} \right). \quad (3.67)$$

Dessa forma, o modelo matemático deve considerar a assimetria dos barramentos CC e a razão entre as amplitudes dos SM-FBs em camadas consecutivas. Na topologia 2I-2C, tem-se que $V_{b,r1,1} = V_{b,r1,2} = 2 \cdot V_{b,r1}$. O diagrama de blocos da Figura 3.9(b) representa o modelo em função das perturbações ou pequenos sinais, sendo construído a partir de (3.67). A FT $G_{dl,2}(s)$ no diagrama de blocos é determinada por:

$$G_{dl,2}(s) = \frac{\left(\frac{V_{b,r1,1}(s)}{D_{dl,1}(s)} + \frac{V_{b,r1,2}(s)}{D_{dl,1}(s)} \right)}{2}, \quad (3.68)$$

correspondendo ao modelo da tensão CC média dos SM-FBs da última camada com o sinal modulante $d_{dl,1}$. Assim, a partir do diagrama de blocos é definido o modelo dinâmico da diferença entre as tensões instantâneas dos barramentos CC de SM-FBs de camadas consecutivas com o sinal modulante $d_{dl,j}$ como:

$$\frac{V_{dl,1}(s)}{D_{dl,1}(s)} = 2 \cdot \frac{V_{b,r1}(s)}{D_{dl,1}(s)} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{b,N2}(s)}{D_{dl,1}(s)}. \quad (3.69)$$

De forma generalizada, o método aplicado para o controle de $v_{dl,j}$ será relacionado à n , variável que define as relações entre as tensões. Como resultado, a FT pode ser dada por:

$$\frac{V_{dl,j}(s)}{D_{dl,j}(s)} = n \cdot \frac{V_{b,rj}(s)}{D_{dl,1}(s)} + \frac{1}{n} \cdot \frac{V_{b,Nj}(s)}{D_{dl,1}(s)}. \quad (3.70)$$

O sinal modulante gerado com base em $v_{dl,j}$ contribui para o sinal modulante de cada SM-FB com ganhos diferentes, o qual é estimado em função de n . Posteriormente, esse aspecto será detalhado, mostrando sua aplicação no sistema de controle.

A FT $V_{b,T}(s)/I_{p,S}(s)$ é utilizada na malha de controle da média das tensões instantâneas dos barramentos CC dos SM-FBs, atuando no valor da corrente a ser drenada da rede elétrica para a compensação das perdas e regulação dos barramentos CC. Já $V_{b,eq,j}(s)/I_{c,j}(s)$ e $V_{dl,j}(s)/D_{dl,j}(s)$ referem-se às FTs das diferenças das tensões instantâneas, as quais devem ser nulas para a operação correta do conversor. Esses modelos podem ser adaptados para qualquer topologia derivada do conversor FBCG. Foram realizadas simulações da topologia 2I-2C para a validação dos modelos. Os parâmetros utilizados na simulação são apresentados na Tabela 3-2.

Tabela 3-2. Parâmetros de simulação da topologia 2I-2C para validação dos modelos de tensão.

Parâmetros	Valor
Potência Nominal	$P_S = 1.2 \text{ kW}$
Tensão de Pico de Entrada	$V_{p,S} = 311 \text{ V}$
Índice de Modulação	$M_a = 0,95$
Tensão do Barramento CC	$V_{b,r1} = 120 \text{ V} / V_{b,r1,1} = 240 \text{ V}$
Frequência de Comutação	$f_{sw} = 5 \text{ kHz}$
Capacitor do Barramento CC	$C_b = 2200 \text{ } \mu\text{F} / 160 \text{ V}$

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 3.10, são ilustrados os resultados de simulação do conversor e a resposta do modelo matemático correspondente a $V_{b,T}(s)/I_{p,S}(s)$, o qual é definido por

$$\frac{V_{b,T}(s)}{I_{p,S}(s)} = \frac{V_{p,S}}{2 \cdot (V_{b,r1} + V_{b,r1,1})} \cdot \frac{R_{b,T}}{R_{b,T} \cdot C_{b,T} \cdot s + 1}, \quad (3.71)$$

sendo:

$$R_{b,T} = \frac{\left[R_{b,r1} + \left(\frac{R_{b,r1,1} \cdot R_{b,r1,2}}{R_{b,r1,1} + R_{b,r1,2}} \right) \right] \cdot \left[R_{b,r2} + \left(\frac{R_{b,r2,1} \cdot R_{b,r2,2}}{R_{b,r2,1} + R_{b,r2,2}} \right) \right]}{\left[R_{b,r1} + \left(\frac{R_{b,r1,1} \cdot R_{b,r1,2}}{R_{b,r1,1} + R_{b,r1,2}} \right) \right] + \left[R_{b,r2} + \left(\frac{R_{b,r2,1} \cdot R_{b,r2,2}}{R_{b,r2,1} + R_{b,r2,2}} \right) \right]}, \quad (3.72)$$

$$C_{b,T} = \left(\frac{C_{b,r1} \cdot (C_{b,r1,1} + C_{b,r1,2})}{C_{b,r1} + (C_{b,r1,1} + C_{b,r1,2})} \right) + \left(\frac{C_{b,r2} \cdot (C_{b,r2,1} + C_{b,r2,2})}{C_{b,r2} + (C_{b,r2,1} + C_{b,r2,2})} \right). \quad (3.73)$$

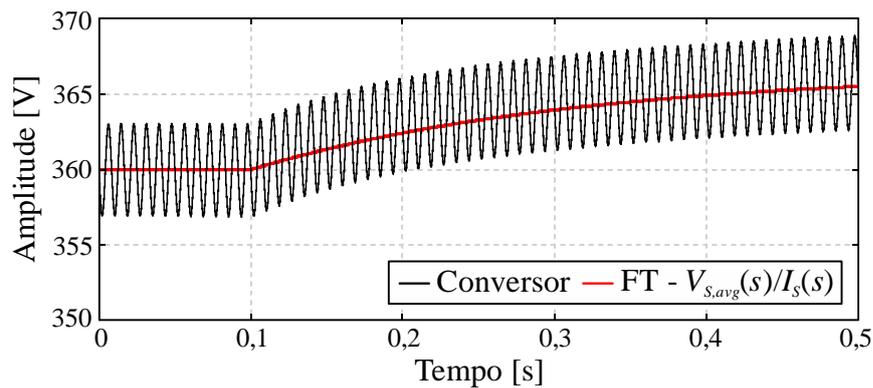
Foi utilizada uma fonte de corrente em substituição ao indutor de acoplamento. Assim, foi introduzido um degrau de corrente (perturbação) de 5% e observado o comportamento da média das tensões dos barramentos CC. Nota-se que o modelo linearizado representa com precisão o comportamento do conversor.

As FTs $V_{b,r1,1}(s)/I_{c1,1}(s)$ (3.51) e $V_{b,eq,1}(s)/I_{c1}(s)$ (3.53) relacionam as tensões CC equivalentes dos arranjos de SM-FBs de ramos em paralelo com as correntes circulantes $i_{c1,1}$ e i_{c1} . As correntes circulantes são as ações de controle para correções de erros ou desequilíbrios nas tensões CC equivalentes. Na topologia 2I-2C, os desequilíbrios de tensão entre os ramos em paralelo são identificados por meio das diferenças das tensões CC $v_{dr1,1}$ (3.43) e v_{dr1} (3.52). Assim, a resposta do modelo matemático é comparada ao comportamento de $v_{dr1,1}$ e v_{dr1} na ocorrência de perturbações de 5% na corrente circulante. A Figura 3.11 mostra o resultado de

simulação e a resposta do modelo $V_{b,r1,1}(s)/I_{c1,1}(s)$, enquanto a Figura 3.12 mostra os resultados referentes a $V_{b,eq,1}(s)/I_{c1}(s)$. Para esse caso, foi construído um diagrama esquemático similar da Figura 3.7(b), utilizando uma fonte de corrente para reproduzir as correntes circulantes e introduzir as perturbações de pequenos sinais.

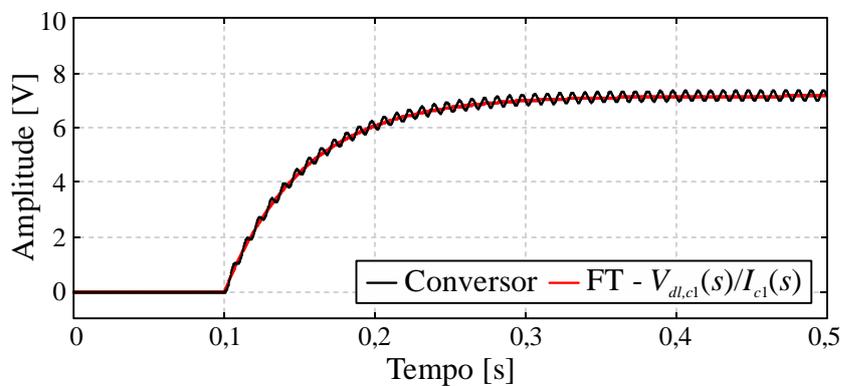
Em $t = 0,1$ é habilitada a perturbação. Observa-se que até esse instante, as diferenças de tensões $v_{dr1,1}$ e v_{dr1} são nulas, assim como a resposta do modelo, uma vez que não há sinal de entrada. Com os resultados obtidos, verifica-se que os modelos matemáticos obtidos representam precisamente as dinâmicas das tensões $v_{dr1,1}$ e v_{dr1} dos barramentos CC para as perturbações nas correntes. Assim, verifica-se que as correntes circulantes $i_{c,j}$ podem ser utilizadas na compensação da diferença de tensões CC $v_{dr,j}$ e, assim, atuar na compensação de desequilíbrios da tensão CC resultante dos arranjos com SM-FBs em paralelo.

Figura 3.10. Validação do modelo dinâmico $V_{b,T}(s)/I_{p,s}(s)$ para topologia 2I-2C.



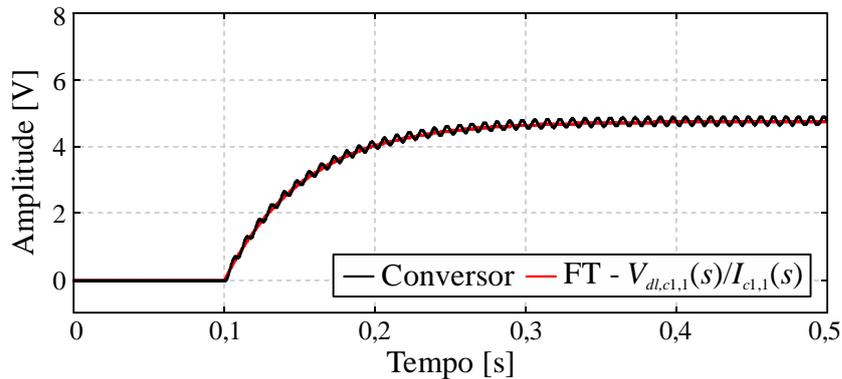
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.11. Validação do modelo dinâmico $V_{dl,c1}(s)/I_{c1}(s)$ para topologia 2I-2C.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.12. Validação do modelo dinâmico $V_{dl,c1,1}(s)/I_{c1,1}(s)$ para topologia 2I-2C.

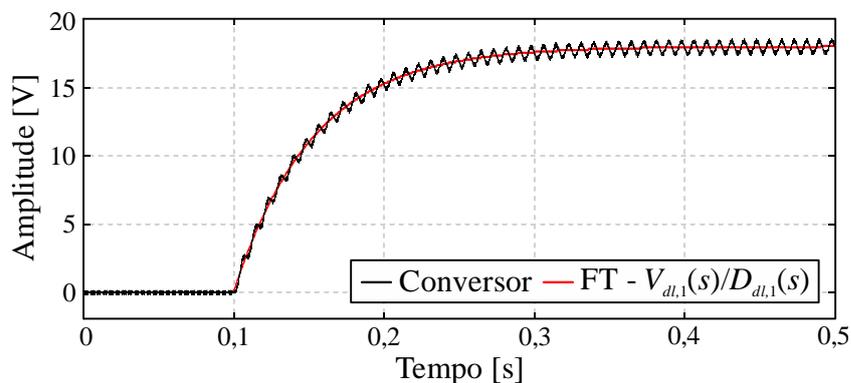


Fonte: Próprio autor.

A FT $V_{dl,1}(s)/D_{dl,1}(s)$ é definida em (3.69). A Figura 3.13 mostra o resultado de simulação do conversor e a resposta desse modelo matemático. No circuito de simulação, mais uma vez, foi utilizada uma fonte de corrente substituindo o indutor de acoplamento. Além disso, foi aplicada uma perturbação de 5% no sinal modulante, sendo este o atuador para corrigir uma possível diferença entre as tensões.

Verifica-se que os modelos matemáticos e as FTs obtidas representam precisamente as dinâmicas das tensões dos barramentos CC para as perturbações nas correntes e sinal modulante. Mais uma vez, o procedimento matemático realizado permitiu obter modelos generalizados e de fácil adaptação para outras topologias. As simulações foram realizadas novamente no *software* PSIM[®], utilizando a técnica de resposta ao degrau.

Figura 3.13. Validação do modelo dinâmico $V_{dl,1}(s)/D_{dl,1}(s)$ para topologia 2I-2C.



Fonte: Próprio autor.

3.3 Sistema de Controle Generalizado para o Conversor FBCG

A modelagem matemática proposta para o conversor FBCG permite desenvolver o sistema de controle generalizado, visando ao controle simultâneo das tensões e correntes das topologias simétricas. A estratégia é baseada em um controle distribuído que opera em malha fechada, comparando sinais de referência com os sinais de erro. O diagrama de blocos do sistema de controle generalizado é ilustrado na Figura 3.14. O sistema de controle é constituído por malhas de tensão e corrente, que atuam diretamente nos sinais modulantes dos SM-FBs para cumprir todas as tarefas necessárias e assegurar a correta operação do conversor. As malhas de corrente e tensão têm diferentes funções, que combinadas permitem obter o sistema de controle completo.

O diagrama de blocos das malhas de corrente é detalhado na Figura 3.14, sendo que dois níveis são observados. Para a implementação dessas malhas, somente as correntes através dos SM-FBs da última camada, indicadas por $i_{r,j}$ na Figura 3.14, são medidas e, então, manipuladas matematicamente. Com as correntes da última camada, é possível determinar as correntes das camadas inferiores e até a corrente de entrada que circula pelo indutor de acoplamento. Como exemplo, tem-se a topologia 2I-2C, na qual são medidas as correntes $i_{r1,1}$, $i_{r1,2}$, $i_{r2,1}$ e $i_{r2,2}$, resultando em $i_{r1} = i_{r1,1} + i_{r1,2}$, $i_{r2} = i_{r2,1} + i_{r2,2}$ e $i_S = i_{r1} + i_{r2}$. Por meio da transformada de Lunze, as correntes são decompostas em componentes de MC e MD.

A malha de tensão I é responsável pela regulação da média das tensões instantâneas dos barramentos CC dos SM-FBs dada por $v_{b,T}$ em um valor constante de referência V_{dc} . O sinal de erro gerado é aplicado ao controlador $C_{v_b,T}(s)$, que pode ser do tipo proporcional-integral (PI) com filtro *notch*. Essa tarefa é realizada por meio da corrente de MC, ou seja, a corrente i_S drenada da rede elétrica. O sinal de saída do controlador $C_{v_b,T}(s)$ é multiplicado por $v_{S,pll}$, que é um sinal senoidal, em fase com v_S e de amplitude unitária gerado pela malha de captura de fase (*phase-locked loop* – PLL), visando gerar a referência da malha de corrente de MC correspondente a $i_{mc,ref}$. A malha de corrente II atua forçando a corrente de MC ou i_S a rastrear o sinal de referência $i_{mc,ref}$. A manipulação das correntes medidas fornece o sinal de realimentação a ser comparado com $i_{mc,ref}$. Como resultado dessa comparação, tem-se a geração do sinal de erro aplicado ao controlador $C_{i_{mc}}(s)$, que pode ser do tipo proporcional-ressonante (P-Res). O sinal gerado pelo controlador $C_{i_{mc}}(s)$ corresponde ao sinal modulante d_{mc} , que é comum a todos os SM-FBs.

A malha de tensão I envolve o modelo $V_{b,T}(s)/I_{p,S}(s)$ dado por (3.42), enquanto a malha de corrente II é representada por $I_S(s)/D_{mc}(s)$ segundo (3.28). Assim, a componente de

MC das correntes é responsável por drenar da rede elétrica a potência ativa necessária para compensar as perdas geradas por não idealidades do circuito e a demanda das cargas conectadas aos SM-FBs na operação em regime permanente. A atuação das malhas I e II garante que a média das tensões instantâneas dos barramentos CC seja controlada por meio de i_s . No entanto, o equilíbrio entre os barramentos CC e a distribuição equilibrada de corrente entre os ramos não estão garantidos.

O conjunto de malhas de tensão III atua no equilíbrio das tensões instantâneas dos barramentos CC de SM-FBs ou arranjos em ramos em paralelo. A diferença entre essas tensões instantâneas $v_{dr,j}$ deve ser nula. No diagrama de blocos da Figura 3.14, o sinal de referência $V_{dr,ref}$ é comum a todas as malhas e igual a zero. O sinal de erro gerado a partir de $V_{dr,ref}$ e $v_{dr,j}$ é aplicado ao controlador $C_{Vmd}(s)$, que pode ser do tipo PI com filtro. Para essa tarefa, as correntes circulantes são utilizadas de forma intencional. Os sinais de saída dos controladores $C_{Vmd}(s)$ são multiplicados por $v_{s,pll}$, compondo as referências das respectivas malhas das correntes circulantes, $i_{c1,ref}$, $i_{c2,ref}$, ..., $i_{cj,ref}$. Assim, as malhas de corrente IV forçam as correntes circulantes ou de MD a rastrear as respectivas referências. De forma semelhante à malha de corrente II, a manipulação das correntes medidas fornece os sinais de realimentação. Os controladores $C_{Imd}(s)$, que podem ser o tipo PI com filtro, recebem os sinais de erro e geram os sinais modulantes $d_{md,cj}$.

De posse da diferença de tensões $v_{dr,j}$, é definida qual dos SM-FBs deve absorver energia para aumentar a amplitude da tensão do barramento CC. A troca de energia entre os SM-FBs que compõem o arranjo com ramos em paralelo ocorre por meio da corrente circulante. O processo de transferência de energia é controlado pelo sinal modulante $d_{md,cj}$. O diagrama esquemático da malha que envolve $v_{dr,j}$, $i_{c,j}$ e $d_{md,cj}$ é ilustrado na Figura 3.15, considerando os arranjos de SM-FBs da última camada das topologias 2I-2C e 3I-2C. Vale ressaltar que para a topologia 3I-2C, caracterizada pelo arranjo com três SM-FBs em paralelo, o controle é realizado apenas em duas correntes circulantes, a saber, $i_{c1,1}$ e $i_{c1,2}$. Ao controlar $i_{c1,1}$ e $i_{c1,2}$, a terceira corrente circulante $i_{c1,3}$, que é resultante de $i_{c1,1}$ e $i_{c1,2}$, será controlada. Dessa forma, o equilíbrio das tensões é alcançado aplicando perturbações $d_{md,cj}$ nos sinais modulantes d_{mc} dos SM-FBs. Os sinais modulantes d_{mc} e $d_{md,cj}$ são correspondentes às componentes de MC e MD das correntes. A transformada inversa de Lunze T_L^{-1} é utilizada para determinar os sinais modulantes de cada SM-FB.

Com a dinâmica imposta, as malhas de corrente IV controlam as correntes circulantes geradas entre os ramos em paralelo. A componente de baixa frequência da

corrente circulante é minimizada, sendo essa forma de onda senoidal com a frequência da rede elétrica por ter o seu formato definido por $i_{cj,ref}$ e $v_{S,pll}$. A amplitude da corrente circulante é mantida o mais próximo de zero possível, de modo que seu valor é determinado apenas para assegurar o equilíbrio de tensão entre os SM-FBs. Como consequência, a divisão de corrente através dos nós é balanceada, ou seja, o equilíbrio das correntes que circula pelos ramos é assegurado.

O processo para eliminar a diferença de tensões instantâneas $v_{dr,j}$ por meio da corrente circulante $i_{c,j}$, assegurando a troca de energia entre os barramentos CC e o controle da própria corrente circulante, corresponde o principal conceito do método de balanceamento de tensão proposto para o conversor FBCG. É importante destacar que não é utilizado o termo potência ativa para a energia transferida ou trocada entre os barramentos CC para alcançar o equilíbrio. A energia que é transferida entre os barramentos CC não participa do balanço de energia entre a entrada e a saída da estrutura e não contribui com a potência ativa para suprir a demanda da carga, apesar de ser gerada por tensão e corrente senoidais. As malhas de tensão III envolvem o modelo $V_{b,eq,j}(s)/I_{c,j}(s)$, o qual é modificado para cada arranjo de SM-FBs da topologia analisada e a corrente circulante relacionada. Já as malhas de corrente IV estão associadas à FT $I_{md,j}(s)/D_{md,cj}(s)$.

O conjunto de malhas de tensão V atua no equilíbrio das tensões instantâneas dos barramentos CC de SM-FBs em camadas consecutivas. A diferença entre essas tensões instantâneas $v_{dl,j}$ deve ser nula. No diagrama de blocos da Figura 3.14, o sinal de referência $V_{dl,ref}$ é comum a todas as malhas e igual a zero. O sinal de erro gerado pela comparação entre $V_{dl,ref}$ e $v_{dl,j}$ é aplicado ao controlador $C_{Vdl}(s)$, que pode ser do tipo PI com filtro. Esse conjunto de malhas baseia-se em adicionar um sinal CC nos sinais modulantes gerados a partir de d_{mc} e $d_{md,cj}$. Os sinais interferem nas razões cíclicas dos interruptores dos SM-FBs ao gerar pequenas diferenças nos sinais modulantes, implicando, assim, variações nas tensões instantâneas dos barramentos CC para eliminar desequilíbrios existentes. As ações de controle geradas nas malhas são multiplicadas pelo sinal do número que define i_s , de modo que o sinal modulante gerado tenha uma amplitude suficiente para realizar a correção dos desequilíbrios de tensão. Como citado anteriormente, ao estudar o modelo $V_{dl,j}(s)/D_{dl,j}(s)$ dado por (3.70), o sinal CC gerado com base em $v_{dl,j}$ contribui para o sinal modulante de cada SM-FB com ganhos diferentes. Para demonstrar esse aspecto, na Figura 3.16 ilustra-se o diagrama dos moduladores dos SM-FBs da topologia 2I-2C. A atuação de cada malha é demonstrada a partir da obtenção dos sinais modulantes $v_{m,r1}$, $v_{m,r2}$, $v_{m,r1,1}$, $v_{m,r1,2}$, $v_{m,r2,1}$ e $v_{m,r2,2}$.

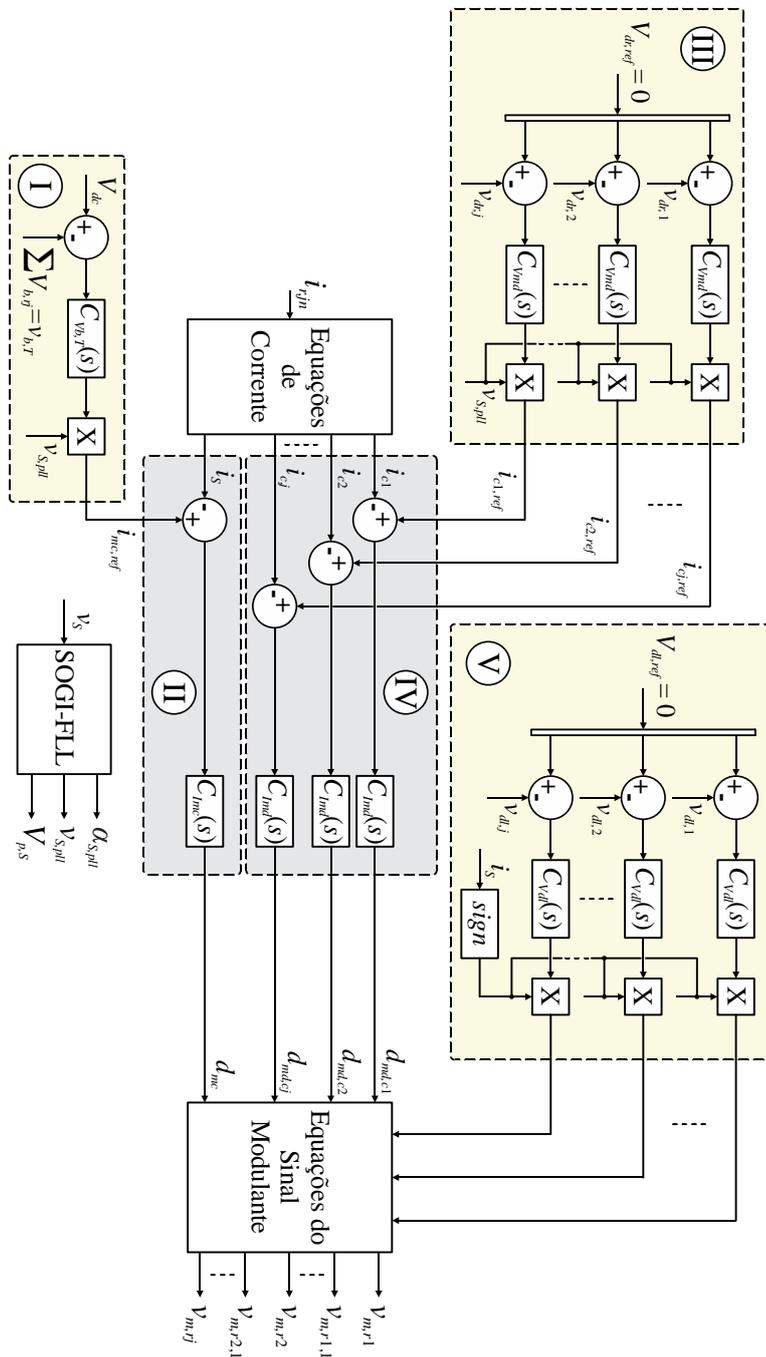
O sistema de controle apresentado pode ser adaptado para qualquer topologia simétrica derivada do conversor FBCG. Os números de malhas de corrente e tensão são determinados com base nos números de ramos e camadas da estrutura estabelecida. Assim como o conversor, o sistema de controle possui uma arquitetura modular e de fácil expansão. Além disso, o sistema de controle proposto pode ser empregado nas topologias série/paralelo, ampliando as possibilidades de aplicação do conversor proposto em (QUEIROZ et al., 2017, 2018).

3.4 Conclusões Parciais

Neste capítulo, apresentou-se o estudo do sistema de controle proposto para o conversor FBCG. A modelagem matemática para a obtenção das FTs foi descrita, considerando uma abordagem generalizada que possibilite a adaptação para qualquer topologia simétrica. As FTs foram validadas via simulação numérica no *software* PSIM[®]. O diagrama de blocos do sistema de controle foi definido com base nos modelos matemáticos, apresentando uma arquitetura que se adapta à estrutura do conversor. Isto é, os números de malhas de corrente e tensão são ajustáveis de acordo com a topologia construída.

A estratégia de controle realiza múltiplas tarefas, uma vez que a complexa estrutura do conversor FBCG exige o controle de múltiplas correntes e tensões. De forma concisa, o sistema de controle atua no controle e equilíbrio das correntes através dos ramos e nas tensões dos barramentos CC dos SM-FBs. O método de controle de corrente atua diretamente nos sinais modulantes dos SMs para controlar as componentes de MC e MD. Já o método de controle de tensão, utiliza as correntes de MD e os sinais modulantes para garantir o equilíbrio entre os barramentos CC. As correntes circulantes são utilizadas de forma intencional para realizar a troca de energia entre SM-FBs de ramos em paralelo, assegurando que a diferença de tensão seja nula. Dessa forma, as correntes circulantes são controladas e equilíbrio de corrente através dos ramos é garantido.

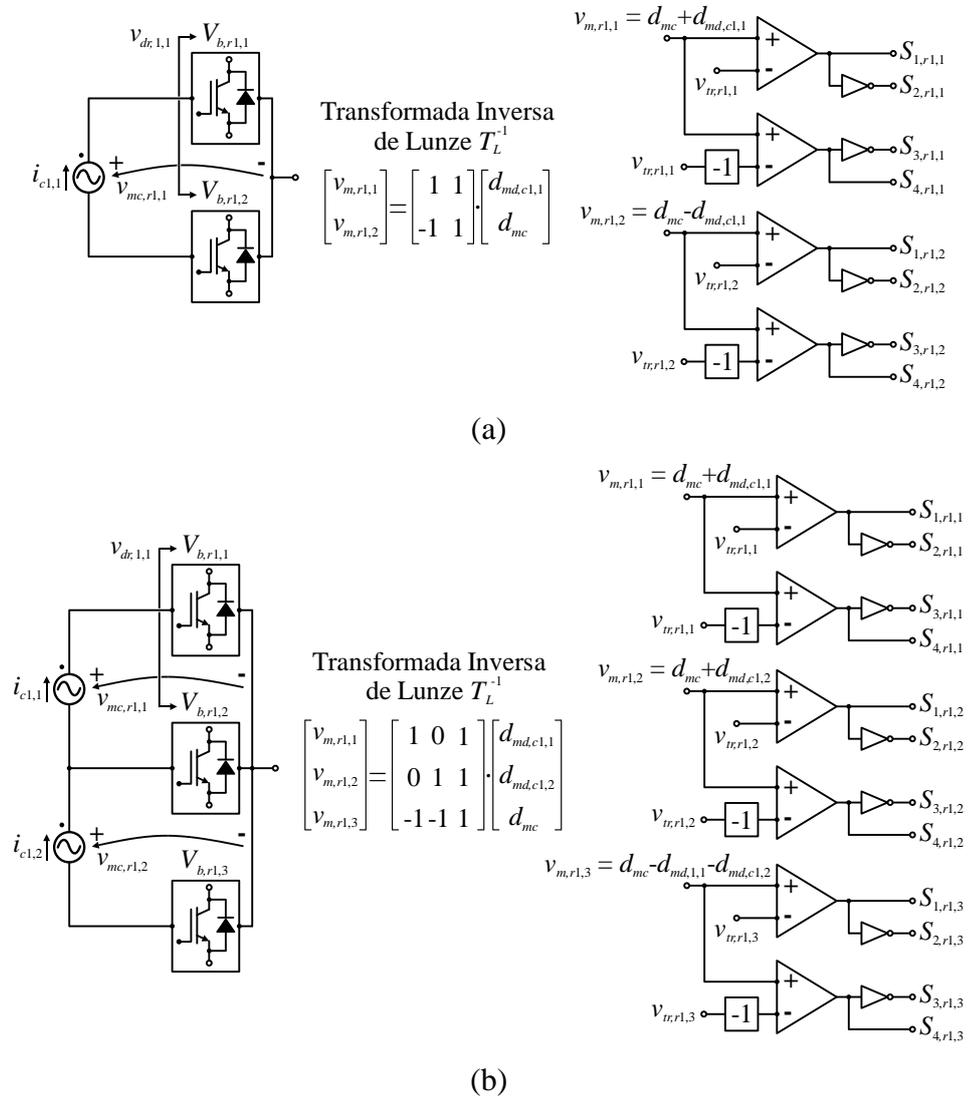
Figura 3.14. Diagrama de blocos generalizado do sistema de controle proposto para o conversor FBCG.



- Descrição das malhas de controle:
- (I) Malha de regulação da média das tensões instantâneas dos barramentos CC;
 - (II) Malha de controle da corrente drenada da rede elétrica (componente de MO);
 - (III) Malha de equilíbrio das tensões instantâneas dos barramentos CC de SM-FBs de ramos em paralelo;
 - (IV) Malha de controle das correntes circulantes;
 - (V) Malha de equilíbrio das tensões instantâneas dos barramentos CC de SM-FBs de camadas consecutivas.

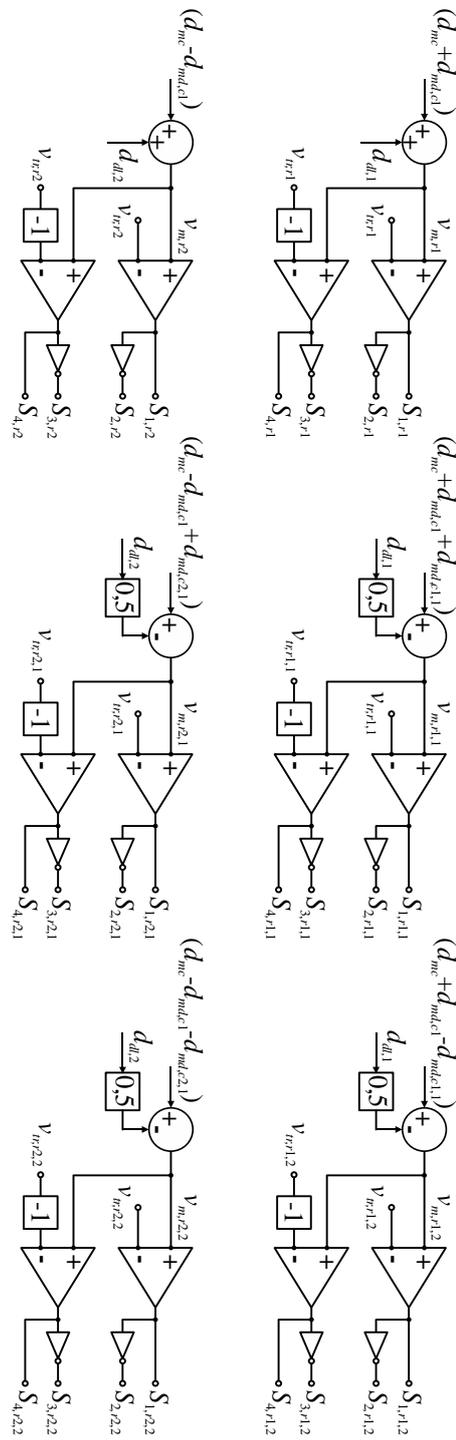
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.15. Esquemático de implementação da malha para o equilíbrio da diferença de tensões $v_{dr,j}$ em função do sinal modulante: (a) topologia 2I-2C; (b) topologia 3I-2C.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.16. Esquemático de implementação dos moduladores dos SM-FBs da topologia 2I-2C.



Fonte: Próprio autor.

4 ESTUDO COMPARATIVO E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR FBCG

Neste capítulo, apresenta-se um estudo comparativo entre topologias do conversor FBCG e outras propostas na literatura, incluindo aspectos como o número de semicondutores e perdas. Por fim, resultados de simulação de topologias simétricas são mostrados e discutidos, de modo que a estratégia de modulação e o sistema de controle são testados e devidamente validados.

4.1 Estudo Comparativo

Os conversores multiníveis compõem as principais soluções para aplicações de compensação e processamento de energia em sistemas de média e alta potência. Para facilitar o entendimento, destaca-se novamente que há uma evidente lacuna na literatura relacionada ao estudo de conversores multiníveis com recursos para a expansão da capacidade de potência processada através do aumento da capacidade de tensão e corrente. A revisão bibliográfica apresentada demonstrou que há trabalhos recentes que exploram esse cenário e buscam contribuir com eficientes e confiáveis soluções. Com isso, é possível afirmar que ainda existe espaço para avanços e melhorias no campo dos conversores multiníveis. O conceito do conversor FBCG apresenta uma nova metodologia baseada nas técnicas do cascadeamento e intercalamento de SMs de potência.

O primeiro artigo sobre o conversor FBCG foi publicado no evento *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* em março de 2019 (QUEIROZ et al., 2019). Em (PILAWA-PODGURSKI, 2020), apresenta-se uma importante discussão sobre o futuro da eletrônica de potência. O conceito de SMs de potência em série e intercalados/paralelo é destacado como uma abordagem fundamental que pode trazer melhorias significativas ao desempenho do conversor. Esse último trabalho torna-se uma importante referência, uma vez que sustenta o embasamento teórico do conceito desenvolvido no presente trabalho. Porém, é necessário caracterizar as melhorias que o conversor FBCG pode oferecer. Do ponto de vista teórico, o conversor proposto apresenta uma nova metodologia de síntese com recursos que trazem melhorias em dois pontos importantes: *i)* perdas nos semicondutores; e *ii)* número de componentes semicondutores. Com o intuito de validar as considerações teóricas e verificar a viabilidade do conversor FBCG, realiza-se o estudo comparativo do conversor em relação às soluções propostas na literatura.

O conceito proposto é uma generalização do conversor FBC e série/paralelo, como a própria denominação deixa claro. Logo, é fundamental realizar a comparação entre os conversores FBC, série/paralelo e FBCG. O estudo comparativo é realizado considerando os seguintes aspectos: número de níveis da tensão multinível; ordem da primeira harmônica mais significativa, THD e distorção harmônica total ponderada (*weighted total harmonic distortion* – WTHD) da tensão multinível; custo dos semicondutores; números de semicondutores em paralelo por SM-FB e total; perdas por condução, comutação e totais. Para o estudo das perdas, são adotados semicondutores de SiC. No caso dos semicondutores de SiC, este trabalho restringe-se aos dispositivos discretos fabricados por *Cree Company*, devido à facilidade na busca por materiais, como *datasheets* e artigos científicos, incluindo os principais parâmetros elétricos e curvas características. Na Tabela 4-1, são detalhados os parâmetros dos semicondutores de SiC selecionados para o estudo.

Tabela 4-1. Parâmetros dos semicondutores de SiC.

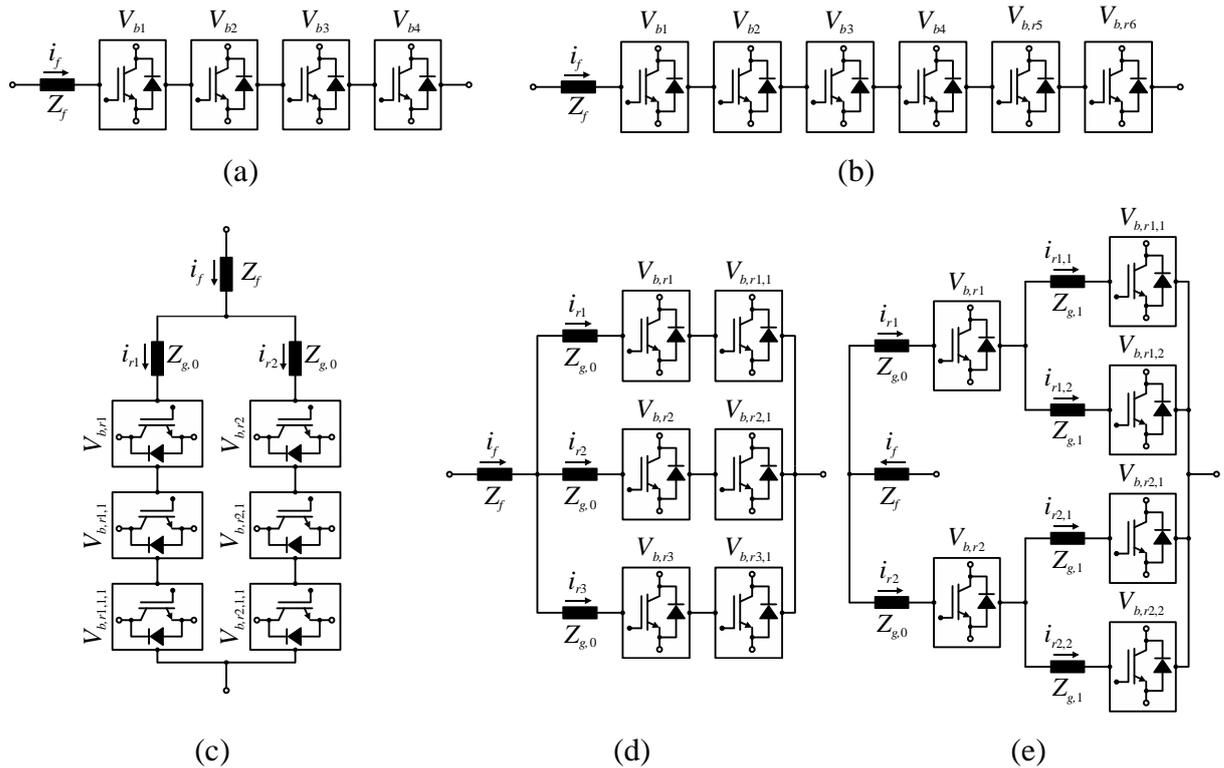
Semicondutor de SiC					
Semicondutor	Tensão de Bloqueio	Corrente Nominal	Resistência Dreno-Fonte	Custo	Referência
SiC I	$V_{DSS} = 650 \text{ V}$	$I_D = 97 \text{ A}$	$R_{DS(On)} = 25 \text{ m}\Omega$	\$ 18,52	C3M0025065K
SiC II	$V_{DSS} = 650 \text{ V}$	$I_D = 37 \text{ A}$	$R_{DS(On)} = 60 \text{ m}\Omega$	\$ 11,81	C3M0060065K
SiC III	$V_{DSS} = 1000 \text{ V}$	$I_D = 32 \text{ A}$	$R_{DS(On)} = 65 \text{ m}\Omega$	\$ 11,70	C3M0065100K
SiC IV	$V_{DSS} = 1200 \text{ V}$	$I_D = 115 \text{ A}$	$R_{DS(On)} = 16 \text{ m}\Omega$	\$ 67,88	C3M0016120D
SiC V	$V_{DSS} = 1200 \text{ V}$	$I_D = 36 \text{ A}$	$R_{DS(On)} = 80 \text{ m}\Omega$	\$ 16,02	C2M0080120D
SiC VI	$V_{DSS} = 1700 \text{ V}$	$I_D = 72 \text{ A}$	$R_{DS(On)} = 45 \text{ m}\Omega$	\$ 83,85	C2M0045170D
SiC VII	$V_{DSS} = 1700 \text{ V}$	$I_D = 40 \text{ A}$	$R_{DS(On)} = 80 \text{ m}\Omega$	\$ 36,58	C2M0080170P

Fonte: Próprio autor.

O estudo comparativo inclui a análise de topologias com quatro e seis SM-FBs. As topologias selecionadas são ilustradas na Figura 4.1. Para $k_{FB} = 4$, é selecionada unicamente a topologia constituída por SMs em cascata, denominada de 4-FBC. A topologia com seis SMs em cascata é denominada de 6-FBC. As topologias com ramos em paralelo de SM-FBs em cascata são derivadas do conceito série/paralelo. Com $k_{FB} = 6$, é possível construir duas topologias distintas, com capacidades de corrente e tensão diferentes. A topologia com dois ramos em paralelo e três camadas é denominada de P2-C3. Já a topologia com três ramos em paralelo e duas camadas é chamada de P3-C2. A nomenclatura criada para

a denominação dessas topologias usa as letras “P” e “C”, fazendo referência aos termos paralelo e camada, sendo determinadas com base no número de ramos e camadas. Por fim, tem-se a topologia proposta 2I-2C.

Figura 4.1. Topologias selecionadas para o estudo comparativo: (a) topologia 4-FBC; (b) topologia 6-FBC; (c) topologia P2-C3; (d) topologia P3-C2; (e) topologia 2I-2C.



Fonte: Próprio autor.

A estimativa das perdas dos semicondutores é obtida considerando a operação do conversor como um STATCOM, conectado à rede elétrica de um sistema monofásico. O conversor é responsável por compensar a potência reativa Q_S da carga alimentada pela rede elétrica. Para a análise das perdas, é necessário determinar somente a corrente através do SM-FB e do interruptor. Assim, é considerado um cenário ideal em que as correntes e tensões das topologias estão equilibradas, sendo qualquer não idealidade desprezada. As topologias são analisadas considerando um cenário com a tensão da rede elétrica $v_S = 1,2 \text{ kV}$ e $Q_S = 50 \text{ kvar} / 100 \text{ kvar} / 150 \text{ kvar} / 200 \text{ kvar} / 250 \text{ kvar}$.

A estimativa das perdas consiste em calcular as perdas por condução $P_{cond,j}$ e comutação $P_{com,j}$ dos semicondutores dos SM-FBs (DROFENIK; KOLAR, 2005). As características dos semicondutores são obtidas a partir dos *datasheets* dos fabricantes, os quais

forneem os parâmetros elétricos e curvas de desempenho. Assim, as curvas são interpoladas com o intuito de determinar os coeficientes das equações para o cálculo de $P_{cond,j}$ e $P_{com,j}$.

A partir das curvas da queda de tensão instantânea em função da corrente direta do transistor dadas por $v_{Ts,j} \times i_{Ds,j}$, bem como as curvas do diodo em antiparalelo $v_{Td,j} \times i_{Dd,j}$, é realizado o procedimento de interpolação polinomial, resultando em (4.1) e (4.2), respectivamente. A partir dessas equações, tem-se que $V_{CE,sat}$ representa a tensão de limiar para alcançar a região de condução do transistor (tensão de saturação), $V_{d,cond}$ é a queda de tensão no diodo, ao passo que $R_{DS,on}$ e R_d são as resistências do transistor e do diodo, respectivamente.

$$v_{Ts,j}(t) = V_{CE,sat} + R_{DS,on} \cdot i_{Ds,j}(t), \quad (4.1)$$

$$v_{Td,j}(t) = V_{d,cond} + R_d \cdot i_{Dd,j}(t). \quad (4.2)$$

É importante destacar que o processo de interpolação determina os valores de $V_{CE,sat}$, $V_{d,cond}$, $R_{DS,on}$ e R_d , que são os coeficientes das equações. O diodo em antiparalelo conduz a corrente negativa do conversor, correspondendo à operação no semiciclo negativo, mesmo que haja sinal de gatilho aplicado ao semiconductor. Com isso, é realizada a interpolação das curvas para a obtenção dos dados considerando a operação no primeiro e terceiro quadrantes.

A potência instantânea no semiconductor é calculada multiplicando as equações das tensões instantâneas pela corrente através do componente. Logo, a partir dos valores instantâneos, a potência média para um período completo da rede elétrica é calculada para obter as perdas por condução no transistor $P_{cond,s}$ e no diodo em antiparalelo $P_{cond,d}$. As equações (4.3) e (4.4) fornecem $P_{cond,s}$ e $P_{cond,d}$, respectivamente.

$$P_{cond,s} = \frac{1}{T_r} \cdot \int_0^{T_r} v_{Ts,j}(t) \cdot i_{Ds,j}(t) dt = \frac{1}{T_r} \cdot \int_0^{T_r} (V_{CE,sat} + R_{DS,on} \cdot i_{Ds,j}(t)) \cdot i_{Ds,j}(t) dt,$$

$$P_{cond,s} = V_{CE,sat} \cdot i_{Ds,avg,j}(t) + R_{DS,on} \cdot i_{Ds,ef,j}(t)^2, \quad (4.3)$$

$$P_{cond,d} = \frac{1}{T_r} \cdot \int_0^{T_r} v_{Td,j}(t) \cdot i_{Dd,j}(t) dt = \frac{1}{T_r} \cdot \int_0^{T_r} (V_{d,cond} + R_d \cdot i_{Dd,j}(t)) \cdot i_{Dd,j}(t) dt,$$

$$P_{cond,d} = V_{d,cond} \cdot i_{Dd,avg,j}(t) + R_d \cdot i_{Dd,ef,j}(t)^2. \quad (4.4)$$

As perdas por comutação são determinadas por meio das curvas das energias dissipadas na entrada em condução $E_{On,j}$ e bloqueio $E_{Off,j}$ do transistor. As energias $E_{On,j}$ e $E_{Off,j}$ podem ser calculadas por meio de (4.5) e (4.6), respectivamente. Os coeficientes $k_{On,j}$ e $k_{Off,j}$ são determinados ao realizar uma regressão polinomial de segundo grau.

$$E_{On,j}(t) = k_{On,0} + k_{On,1} \cdot i_{Ds,j}(t) + k_{On,2} \cdot (i_{Ds,j}(t))^2, \quad (4.5)$$

$$E_{Off,j}(t) = k_{Off,0} + k_{Off,1} \cdot i_{Ds,j}(t) + k_{Off,2} \cdot (i_{Ds,j}(t))^2. \quad (4.6)$$

Essas equações fornecem os valores instantâneos das energias para um dado valor de corrente no semicondutor. As perdas por comutação do semicondutor $P_{com,j}$ são calculadas obtendo a potência média, ao multiplicar as equações de $E_{On,j}$ e $E_{Off,j}$ pelo número de comutações e calcular o valor médio para um período completo da rede elétrica. A partir de (4.7) e (4.8), é possível calcular $P_{com,Eon}$ e $P_{com,Eoff}$, respectivamente. Os semicondutores selecionados para o estudo comparativo possuem diodos em antiparalelo também de SiC, sendo uma solução “full SiC”. A energia dissipada na recuperação reversa do diodo de SiC pode ser desprezada, como mostram os estudos apresentados em (AGARWAL, 2010; MILLÁN et al., 2014).

$$P_{com,Eon} = \frac{1}{T_r} \cdot \int_0^{T_r} E_{On,j}(t) \cdot f_{sw} dt, \quad (4.7)$$

$$P_{com,Eoff} = \frac{1}{T_r} \cdot \int_0^{T_r} E_{Off,j}(t) \cdot f_{sw} dt. \quad (4.8)$$

O cálculo das perdas depende dos valores médio e eficaz da corrente direta no semicondutor. Foram realizadas simulações das topologias selecionadas para obtenção desses valores e comparação com os valores calculados. O semicondutor de cada topologia foi escolhido com base na tensão do barramento CC do SM-FB e considerando uma margem de segurança de 60% (BACKLUND; CARROLL, 2006). A Tabela 4-2 descreve a tensão do barramento e o semicondutor de SiC utilizado em cada topologia.

Tabela 4-2. Parâmetros das topologias no estudo comparativo.

Topologia	Tensão do Barramento CC	Semicondutor de SiC	
4-CFB	$V_{dc} = 320 \text{ V}$	C3M0025065K - $V_{DSS} = 650 \text{ V}$	
6-CFB	$V_{dc} = 220 \text{ V}$	C3M0025065K - $V_{DSS} = 650 \text{ V}$	
P2-C3	$V_{dc} = 450 \text{ V}$	C3M0065100K - $V_{DSS} = 1000 \text{ V}$	
P3-C2	$V_{dc} = 650 \text{ V}$	C2M0080120D - $V_{DSS} = 1200 \text{ V}$	
2I-2C	$V_{dc} = 425 \text{ V}$	Camada 1	C3M0065100K - $V_{DSS} = 1000 \text{ V}$
		Camada 2	C2M0080170P - $V_{DSS} = 1700 \text{ V}$

Fonte: Próprio autor.

Outro ponto fundamental para o estudo das perdas é o número de semicondutores de cada topologia. A corrente no conversor aumenta com base na potência processada, cujo valor varia de 50 kvar a 250 kvar. As topologias em estudo possuem diferentes capacidades de corrente. Ao passo que a potência aumenta, a corrente que circula por cada semicondutor pode alcançar um valor superior ao que o dispositivo suporta. A corrente nominal I_D (corrente direta dreno-fonte) de cada semicondutor é especificada na Tabela 4-1. Aqui, considera-se que a corrente de pico no semicondutor $I_{S1,rj,p}$ seja no máximo 70% do valor de I_D . Para o ponto de operação em que a corrente $I_{S1,rj,p}$ ultrapassa $0,7 \cdot I_D$, um semicondutor é adicionado em paralelo para reduzir a corrente. Os esforços de corrente no diodo em antiparalelo são equivalentes aos esforços no transistor. Logo, a consideração de projeto também é aplicada em relação ao valor máximo da corrente através do diodo. Visando obter um cenário de comparação justo, os semicondutores selecionados para as topologias com ramos em paralelo possuem correntes nominais com valores próximos. Além disso, para as topologias 4-FBC e 6-FBC, o semicondutor escolhido possui a maior capacidade de corrente para tentar compensar a ausência de mecanismo de divisão de corrente.

4.1.1 Resultado em Termos da Distorção Harmônica

A Tabela 4-3 descreve a comparação entre as topologias 6-FBC, 2I-C2, P2-C3 e P3-C2 em termos dos aspectos relacionados ao número de níveis e distorção harmônica. As topologias sintetizam tensões multiníveis idênticas. Observa-se que os valores de THD e WTHD de v_{mult} são iguais, assim como a faixa de frequência em que é vista a primeira componente harmônica mais significativa. Portanto, o estudo em função da distorção harmônica não possibilita comparar as topologias e obter uma conclusão factível, já que os desempenhos são equivalentes.

A topologia 4-FBC sintetiza apenas 9 níveis, devido ao menor número de SM-FBs. Consequentemente, os valores de distorção harmônica serão diferentes. Especificamente, para v_{mult} com $l_m = 9$, tem-se um THD igual a 15,62%. Além disso, a primeira componente harmônica é vista em $2 \cdot f_{sw} \cdot k_{FB} = 40$ kHz. A comparação entre a estrutura 4-FBC e as topologias com $k_{FB} = 6$ resulta em uma condição não justa, devido à diferença entre as arquiteturas e número de SMs.

Tabela 4-3. Principais parâmetros das topologias em estudo.

Parâmetro	Topologia			
	6-FBC	2I-2C	P2-C3	P3-C2
Número de SM-FBs e Níveis	$k_{FB} = 6$ $l_m = 13$			
THD de v_{mult} e i_f	10,42% e 1,78%	10,42% e 1,78%	10,42% e 1,78%	10,42% e 1,78%
THD de i_{r1} e $i_{r1,1}$	--x--	1,78% e 5,68%	--x--	--x--
WTHD de v_{mult}	0,063%	0,063%	0,063%	0,063%
Primeira Componente Harmônica de v_{mult}	$2 \cdot f_{sw} \cdot k_{FB} = 60$ kHz	$2 \cdot f_{sw} \cdot k_{FB} = 60$ kHz	$2 \cdot f_{sw} \cdot k_{FB} = 60$ kHz	$2 \cdot f_{sw} \cdot k_{FB} = 60$ kHz

Fonte: Próprio autor.

4.1.2 Resultado em Termos das Perdas

A criação de um cenário justo para o estudo das perdas é algo complexo. A possibilidade de utilizar um mesmo semicondutor para todas as topologias é completamente descartada. As diferentes tensões dos barramentos tornam esse ponto impraticável. As topologias possuem arquiteturas diferentes, sendo que o número de semicondutores e os arranjos de semicondutores em série e/ou paralelo no caminho das correntes também são distintos.

Com as diretrizes de projetos descritas, foi determinado, primeiramente, o número de semicondutores em cada topologia. A corrente de entrada i_f em cada topologia (calculada com base em Q_S) tem como valor de pico em cada ponto de operação os valores 83,33 A, 166,66 A, 249,99 A, 333,33 A e 416,66 A. Os valores das correntes média e eficaz nos semicondutores, que incluem a corrente no transistor e diodo em antiparalelo, foram obtidos via simulação e cálculo teórico. O número de semicondutores em paralelo e o número total de semicondutores das topologias são apresentados nas tabelas 4-4, 4-5 e 4-6. Assim, conhecendo os valores das correntes e o número de semicondutores, é realizado o cálculo das perdas.

O grande desafio na análise das perdas é minimizar as discrepâncias entre as topologias e ter uma comparação teoricamente justa. O estudo das perdas buscou o cenário mais favorável para cada topologia, que inclui a seleção do semicondutor e o carregamento do mesmo. As tabelas 4-4, 4-5 e 4-6 mostram as perdas por condução, comutação e totais para as topologias 4-FBC, 6-FBC, 2I-C2, P2-C3 e P3-C2 em todos os pontos de operação.

Tabela 4-4. Estudo comparativo: topologias 4-FBC e 6-FBC.

Parâmetro	Topologia 4-FBC				
	50 kvar	100 kvar	150 kvar	200 kvar	250 kvar
Número de Semic. em Paralelo	1	2	2	3	4
Número de Semicondutores	16	32	32	48	64
Custo Total	US\$ 296,32	US\$ 592,64	US\$ 592,64	US\$ 888,96	US\$ 1185,28
Perdas por Condução	0,680 kW	1,361 kW	3,063 kW	3,631 kW	4,255 kW
Perdas por Comutação	11,78 W	23,56 W	3,18 W	48,05 W	59,372 W
Perdas Totais	0,692 kW	1,385 kW	3,12 kW	3,71 kW	4,31 kW
Parâmetro	Topologia 6-FBC				
	50 kvar	100 kvar	150 kvar	200 kvar	250 kvar
Número de Semic. em Paralelo	1	2	3	4	5
Número de Semicondutores	24	48	72	96	120
Custo Total	US\$ 444,48	US\$ 888,96	US\$ 1333,44	US\$ 1777,92	US\$ 2222,40
Perdas por Condução	1021,24 W	2,042 kW	3,063 kW	4,084 kW	5,106 kW
Perdas por Comutação	17,676 W	35,352 W	53,028 W	70,704 W	88,381 W
Perdas Totais	1,038 kW	2,077 kW	3,1167 kW	4,155 kW	5,194 kW

Fonte: Próprio autor.

Inicialmente, são discutidos os resultados das topologias 6-FBC, 2I-C2, P2-C3 e P3-C2. As configurações multirramificadas apresentam os melhores resultados, sendo a topologia proposta 2I-2C aquela com o melhor desempenho em termos de perdas por condução e totais. A Figura 4.2(a) ilustra os gráficos das perdas totais das topologias incluídas no estudo comparativo, o que facilita observar o melhor desempenho da topologia 2I-2C. Os nós internos de 2I-2C reduzem as amplitudes das correntes através dos SM-FBs. Como resultado, há a redução do número de semicondutores em paralelo. Com isso, outra vantagem de 2I-2C está no fato de usar um menor número de semicondutores em paralelo e total para processar a potência demandada.

Tabela 4-5. Estudo comparativo: topologia 2I-2C.

Parâmetro	Topologia 2I-2C									
	50 kvar		100 kvar		150 kvar		200 kvar		250 kvar	
Número de Semic. em Paralelo	Camada 1	1	Camada 1	2	Camada 1	3	Camada 1	4	Camada 1	5
	Camada 2	1	Camada 2	1	Camada 2	2	Camada 2	2	Camada 2	2
Número de Semicondutores	24		32		56		64		72	
Custo Total	US\$ 678,88		US\$ 772,48		US\$ 1451,36		US\$ 1544,96		US\$ 1638,56	
Perdas por Condução	339,12 W		918,88 W		1,071 kW		1,613 kW		2,249 kW	
Perdas por Comutação	23,685 W		28,835 W		52,427 W		57,67 W		63,099 W	
Perdas Totais	0,3628 kW		0,947 kW		1,123 kW		1,671 kW		2,312 kW	

Fonte: Próprio autor.

É importante destacar que a topologia 2I-2C permite utilizar semicondutores de tensão mais alta na última camada, o que pode proporcionar menores perdas por condução. Entre as topologias série/paralelo, P3-C2 possui o melhor desempenho em termos gerais. Destaca-se também que para os menores níveis de potência, 2I-2C e P3-C2 apresentaram desempenhos similares em relação às perdas e número de componentes. Já nos pontos de mais alta potência, 2I-2C obteve o melhor resultado.

A topologia 6-FBC apresenta o pior desempenho em termos de perdas totais. Isso pode ser explicado por meio das perdas por condução. O aumento significativo das perdas por condução ocorre devido ao termo $R_{DS,on} \cdot i_{D_{s,ef,j}}(t)^2$. A ausência de qualquer mecanismo de redução da corrente na arquitetura da topologia 6-FBC implica que a corrente total circula pelo SM-FB e semicondutor. O termo de corrente é uma potência com expoente dois, o que torna essa parcela mais significativa no cálculo. Assim, as perdas por condução tendem a ter um acréscimo expressivo, devido ao aumento do termo de corrente elevado ao quadrado.

Para melhor compreender os resultados obtidos e discutidos até aqui, os semicondutores podem ser vistos como resistências, oriundas do estágio de condução do dispositivo, enquanto os SM-FBs são considerados como um arranjo de resistências. Na topologia 6-FBC, as resistências estão sempre associadas em série para compor uma resistência equivalente. No estudo comparativo, a topologia 6-FBC utiliza os semicondutores de SiC de mais baixa resistência. Apesar disso, o alto número de semicondutores em série

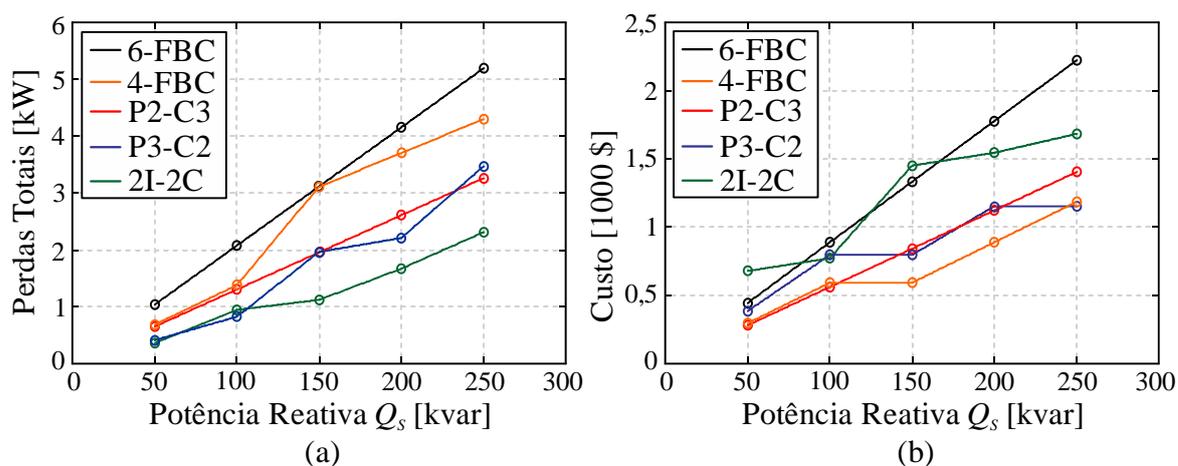
acarreta o aumento da resistência equivalente e impacta diretamente nas perdas por condução e totais. Esse aspecto se une ao fator relativo à corrente detalhado no parágrafo anterior. As topologias com ramos em paralelo possibilitam arranjar as resistências relacionadas aos semicondutores em associações série e/ou paralelo. Isso auxilia na redução do valor da resistência equivalente. Como citado anteriormente, o nó interno diminui a amplitude da corrente através do SM-FB, o que reduz o valor da corrente eficaz do termo $R_{DS,on} \cdot i_{D_s,ef,j}(t)^2$ no cálculo das perdas por condução.

Tabela 4-6. Estudo comparativo: topologias P2-C3 e P3-C2.

Parâmetro	Topologia P2-C3				
	50 kvar	100 kvar	150 kvar	200 kvar	250 kvar
Número de Semic. em Paralelo	1	2	3	4	5
Número de Semicondutores	24	48	72	96	120
Custo Total	US\$ 280,80	US\$ 561,60	US\$ 842,40	US\$ 1123,20	US\$ 1404,00
Perdas por Condução	646,55 W	1,293 kW	1,939 kW	2,586 kW	3,232 kW
Perdas por Comutação	6,1356 W	12,271 W	18,4068 W	24,5425 W	30,6781 W
Perdas Totais	0,653 kW	1,305 kW	1,958 kW	2,61 kW	3,263 kW
Parâmetro	Topologia P3-C2				
	50 kvar	100 kvar	150 kvar	200 kvar	250 kvar
Número de Semic. em Paralelo	1	2	2	3	3
Número de Semicondutores	24	48	48	72	72
Custo Total	US\$ 384,72	US\$ 796,44	US\$ 796,44	US\$ 1154,16	US\$ 1154,16
Perdas por Condução	393,36 W	786,72 W	1,809 kW	2,131 kW	3,365 kW
Perdas por Comutação	19,791 W	39,583 W	62,236 W	80,472 W	107,792 W
Perdas Totais	0,413 kW	0,826 kW	1,872 kW	2,21 kW	3,472 kW

Fonte: Próprio autor.

Figura 4.2. Gráficos do estudo comparativo: (a) perdas totais; (b) custos dos semicondutores.



Fonte: Próprio autor.

Essa interpretação é fundamental para explicar os melhores desempenhos de 2I-2C e P3-C2. Sabe-se que quanto maior for o número de resistores em paralelo, menor será a resistência equivalente. Em 2I-2C e P3-C2, o maior número de ramos criados impacta diretamente na redução da resistência equivalente. Além disso, o menor número de camadas evita associar resistências em série e também impacta na redução da resistência equivalente. A partir do conceito série/paralelo, observa-se que é mais vantajoso distribuir os SM-FBs em um maior número de ramos e reduzir o número de camadas. Já considerando o conceito proposto, os nós internos são fundamentais para ter uma distribuição equilibrada da corrente ao longo de arranjos de resistências equivalentes com valores menores.

Ao incluir a topologia 4-FBC no estudo comparativo, observa-se a amplitude do resultado do fator de divisão da corrente de 2I-2C e P3-C2. Apesar do menor número de SM-FBs, o que impacta diretamente no número de semicondutores, as perdas de 4-FBC são superiores quando comparadas aos resultados de 2I-2C e P3-C2. O melhor desempenho das topologias multirramificadas torna-se mais evidente nos pontos de mais alta potência. A topologia 4-FBC utiliza o menor número de semicondutores. No entanto, por associá-los em série, devido à conexão em cascata dos SMs, a resistência equivalente será maior. Incluindo a ausência de mecanismo para divisão da corrente, o termo $R_{DS,on} \cdot i_{D_s,ef,j}(t)^2$ das perdas por condução tende a alcançar valores elevados.

A conclusão sobre a topologia 4-FBC corrobora com a explanação apresentada sobre as topologias multirramificadas e a capacidade de obter melhor desempenho em relação às perdas. Reforçando, então, que o sistema com um maior número de semicondutores pode alcançar melhores desempenhos com o conceito proposto. Além disso, a topologia 2I-2C

possibilita manter uma diferença pequena de elementos semicondutores em relação a 4-FBC. O mecanismo de divisão da corrente e a metodologia de composição das topologias do conversor FBCG, com nós internos e camadas, explicam tal cenário.

Nas tabelas 4-4, 4-5 e 4-6, também são apresentados os custos relativos aos semicondutores das topologias, com base no número total de elementos e o valor unitário de cada elemento. O custo de cada dispositivo selecionado foi obtido na página da internet da empresa *Mouser Electronics* (acesso realizado no dia 01/11/2021). A Figura 4.2(b) mostra os gráficos dos custos das topologias, observando-se que as topologias 2I-2C e 6-FBC possuem os maiores custos. Os semicondutores de maior tensão de bloqueio têm os maiores valores individuais, algo comum por não ter uma aplicabilidade grande na indústria. Com isso, justifica-se o alto custo da topologia 2I-2C. Já no caso de 6-CFB, o maior número de semicondutores eleva o custo total. A análise de custo aqui apresentada mostra uma das desvantagens da topologia proposta. A assimetria entre os barramentos CC leva os SM-FBs da última camada a operar com as maiores tensões, considerando as configurações existentes. Por fim, observa-se que a topologia 4-FBC apresenta o menor custo, uma vez que o número de elementos semicondutores é menor.

No cenário considerado, as vantagens da topologia proposta 2I-2C são evidentes quando comparada com as topologias convencionais e propostas na literatura. A redução das perdas e do número de semicondutores são os dois principais benefícios. A topologia proposta também permite reduzir o número de semicondutores em paralelo, que é uma solução convencional aplicada na indústria da energia. Dependendo dos semicondutores de SiC disponíveis para uma aplicação de STATCOM, o conversor FBCG pode ser uma alternativa interessante. A topologia derivada do conceito proposto pode apresentar um melhor desempenho e ser uma solução factível. A partir do estudo comparativo, conclui-se também que o conversor FBCG é uma alternativa interessante quando há a disponibilidade de semicondutores de baixa/média capacidades de tensão e corrente para aplicações de média/alta potência.

4.2 Resultados de Simulação

Os resultados de simulações no *software* PSIM[®] para diferentes topologias são apresentados a seguir. Foram selecionadas topologias constituídas por seis SM-FBs. Visando comprovar a operação do conversor FBCG e validar sua operação, foi selecionada a topologia proposta 2I-2C. Além disso, a realização das simulações busca comprovar o desempenho do

sistema de controle proposto e validar a modelagem matemática apresentada, aplicando-o em topologias derivadas do conceito série/paralelo (QUEIROZ et al., 2017, 2018). Todas as topologias analisadas foram testadas como um STATCOM conectado a um sistema elétrico monofásico.

4.2.1 *Análise e Resultados de Simulação da Topologia 2I-2C*

Os esquemáticos de simulações no *software* PSIM[®] foram montados buscando obter um sistema similar ao de uma bancada experimental. São consideradas algumas não idealidades, como pequenas diferenças (entre 2% e 5%) entre as indutâncias e as resistências série dos indutores, bem como a simulação é realizada no domínio discreto. Os controladores das malhas de tensão e corrente são projetados com base no método da resposta em frequência, utilizando o diagrama de Bode e margem de fase (MF) e margem de ganho (MG) (OGATA, 1995). O método da resposta em frequência permite a inclusão da dinâmica do atraso de transporte inerente da implementação digital em microprocessadores. A implementação digital é realizada utilizando o *C Block* do *software* PSIM[®]. O controle do conversor conectado à rede elétrica depende do algoritmo de sincronização. Na análise do conversor, é utilizado o PLL do tipo SOGI-FLL (*second-order generalized integrator frequency-locked loop* – malha de captura de frequência com integrador generalizado de segunda ordem) monofásico (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011). A discretização do SOGI-FLL é detalhada em (CIOBOTARU; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006), sendo o algoritmo implementado também no *C Block*.

Ao conectar o conversor à rede elétrica, o objetivo principal é a compensação das parcelas de potência que não contribuem com a transferência de potência da fonte para a carga. A teoria *pq* é amplamente utilizada para essa finalidade, pois realiza o estudo instantâneo das potências que é válido para os regimes permanente e transitório e para formas de ondas genéricas de corrente e tensão (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017). Com isso, a teoria *pq* é utilizada para a obtenção da corrente de compensação $i_{comp,Q}$, a qual define a magnitude da referência da corrente de MC. A rede elétrica fornece energia para uma carga linear. Consequentemente, a parcela de potência instantânea imaginária é resultante de correntes e tensões de mesma frequência e sequência. Dessa forma, é conveniente utilizar a tradicional denominação potência reativa para a parcela de potência a ser compensada pelo conversor/STATCOM, a qual também é definida a partir da teoria *pq*.

A topologia 2I-2C possui seis indutores desacoplados e distribuídos ao longo das camadas. As análises matemáticas apresentadas até este ponto consideraram uma condição em que todos os indutores de uma mesma camada são iguais. No entanto, como mencionado no início dessa seção, são consideradas pequenas diferenças entre os indutores de uma mesma camada. Para a topologia 2I-2C, as indutâncias L_f , $L_{g,0}$ e $L_{g,1}$ podem ser calculadas a partir de (4.9), (4.10) e (4.11), respectivamente. As equações são obtidas utilizando a metodologia descrita no capítulo 2 na análise da topologia 3I-2C. Para as capacitâncias, são considerados valores iguais para todos os SM-FBs, sendo $C_{b,j} = 1100 \mu\text{F}$.

$$L_f = \frac{V_{dc}}{100 \cdot f_{sw} \cdot \Delta i_f}, \quad (4.9)$$

$$L_{g,0} = \frac{V_{dc}}{16 \cdot f_{sw} \cdot \Delta i_{r1}}, \quad (4.10)$$

$$L_{g,1} = \frac{V_{dc}}{6 \cdot f_{sw} \cdot \Delta i_{r1,1}}. \quad (4.11)$$

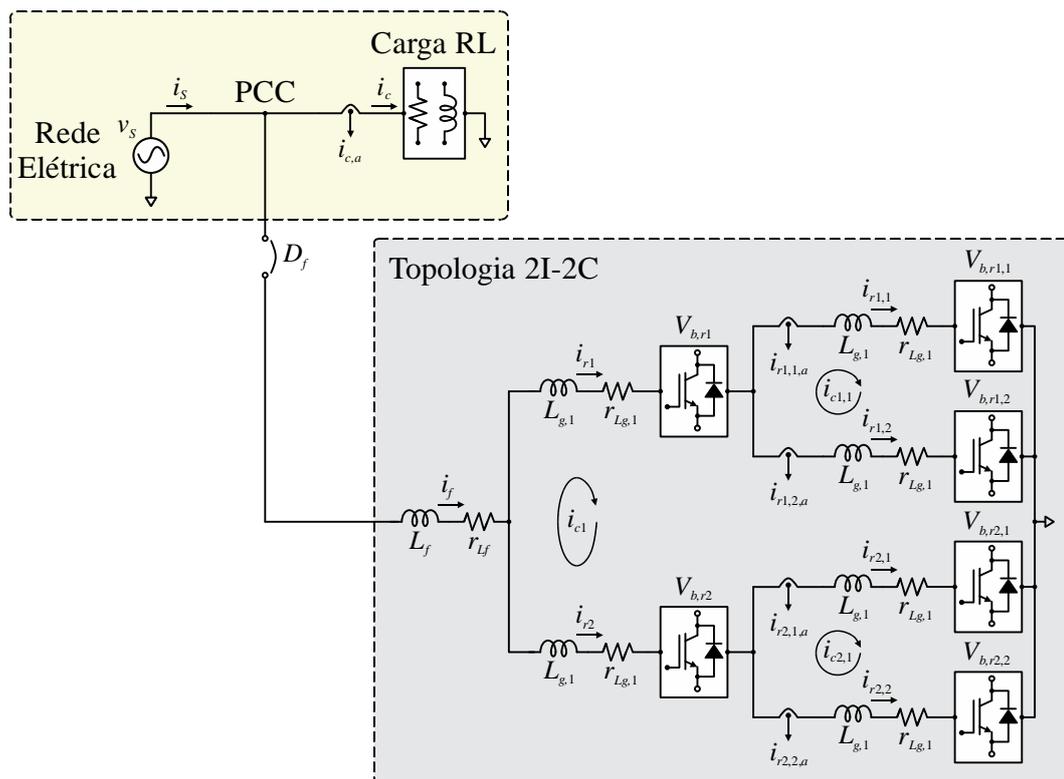
O conversor é simulado e testado em um sistema monofásico, atuando como um STATCOM, de acordo com o diagrama esquemático simplificado na Figura 4.3. O sistema elétrico fornece energia a uma carga RL. O conversor é conectado em paralelo à rede elétrica no ponto de conexão comum (PCC). A potência reativa indutiva deve ser compensada pelo conversor. Os principais parâmetros para a simulação da topologia 2I-2C são listados na Tabela 4-7. A topologia 2I-2C é constituída por seis SM-FBs ($k_{FB} = 6$), resultando em 13 níveis na tensão multinível sintetizada ($l_m = 13$). Com $n = 2$, essa topologia é formada por dois ramos derivados a partir do nó de origem e sub-ramos construídos a partir dos nós internos. Os arranjos formados com base no nó de origem possuem três SM-FBs. A partir dos parâmetros da topologia, as defasagens das portadoras triangulares assumem valores $\alpha_{tr,r} = 60^\circ$ e $\alpha_{tr,c} = 30^\circ$. Com a estratégia de controle definida, é preciso determinar as malhas de corrente e tensão considerando a estrutura da topologia 2I-2C. O diagrama de blocos do sistema de controle completo é detalhado na Figura 4.4. As principais malhas para o controle das correntes dos ramos e correntes circulantes e regulação e equilíbrio das tensões dos barramentos CC dos SM-FBs são mostradas, assim como os sinais e variáveis envolvidos são descritos. Por fim, na Figura 4.5 tem-se o diagrama de implementação dos sinais modulantes de cada SM-FB, evidenciando os pesos das contribuições dos sinais gerados pelas malhas de corrente d_{mc} e $d_{md,cj}$ e de equilíbrio de tensão instantânea $d_{dl,j}$.

Tabela 4-7. Parâmetros de simulação da topologia 2I-2C.

Parâmetros	Valor
Tensão de Pico da Rede Elétrica	$V_{p,S} = 311 \text{ V}$
Potência Nominal	$P_S = 2 \text{ kW} / Q_S = 1 \text{ kvar}$
Tensão do Barramento CC	$V_{b,r1} = 120 \text{ V} / V_{b,r1,1} = 240 \text{ V}$
Índice de Modulação	$M_a = 0,867$
Frequência de Comutação	$f_{sw} = 5 \text{ kHz}$
Frequência de Amostragem	$f_{sf} = 60 \text{ kHz}$
Capacitância do Barramento CC	$C_b = 1100 \text{ }\mu\text{F}$
Indutâncias de Entrada e dos Ramos / Ondulação de Corrente	$L_f = 212 \text{ }\mu\text{H} / L_{g,0} = 2,63 \text{ mH} / L_{g,1} = 16,962 \text{ mH}$ $\Delta i = 10\% \cdot i$

Fonte: Próprio autor.

Figura 4.3. Diagrama esquemático simplificado para a simulação da topologia 2I-2C.



Fonte: Próprio autor.

De posse das FTs, os controladores são projetados. Na análise da estratégia de controle apresentada no capítulo anterior, ao discutir cada malha, destacou-se o tipo de controlador a ser utilizado. No esquemático de simulação no *software* PSIM[®], são

considerados os circuitos equivalentes dos sensores de corrente e tensão e do conversor analógico/digital (AD). Os ganhos relacionados aos sensores e conversor AD, bem como o ganho do modulador PWM, são compensados para obter a função de transferência de laço aberto não compensada $F_{TLA_{sc}}(s)$. Com isso, a própria FT do conversor representa $F_{TLA_{sc}}(s)$. A partir dos parâmetros da topologia, as FTs são determinadas de acordo com as equações (4.12) a (4.16). A Tabela 4-8 descreve os controladores projetados, assim como os parâmetros de desempenho, frequência de cruzamento de ganho unitário f_{cruz} e MF.

$$\frac{V_{b,T}(s)}{I_{p,s}(s)} = \frac{0,4319}{0,001467 \cdot s}, \quad (4.12)$$

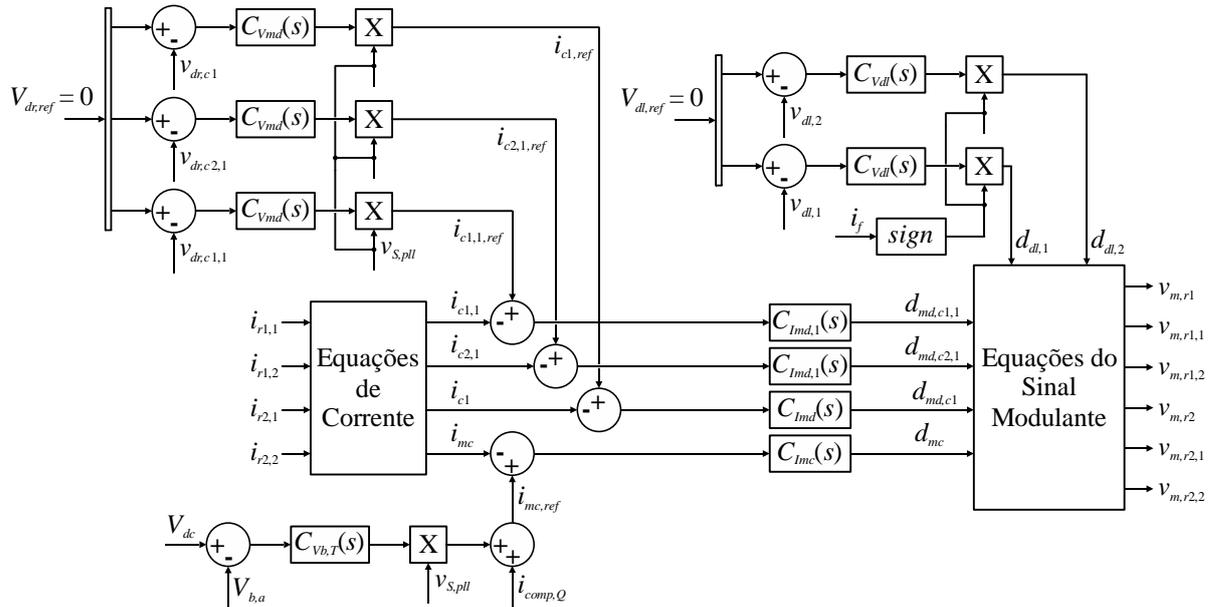
$$\frac{I_s(s)}{D_{mc}(s)} = \frac{-360}{0,005746 \cdot s + 2,719}, \quad (4.13)$$

$$\frac{V_{b,r1,1}(s)}{I_{c1,1}(s)} = \frac{0,4319}{0,0011 \cdot s} \therefore \frac{V_{b,eq,1}(s)}{I_{c1}(s)} = \frac{0,4319}{0,0007333 \cdot s}, \quad (4.14)$$

$$\frac{I_{c1,1}(s)}{D_{md,c1,1}(s)} = \frac{-240}{0,01665 \cdot s + 5,33} \therefore \frac{I_{c1}(s)}{D_{md,c1}(s)} = \frac{-360}{0,005534 \cdot s + 2,446}, \quad (4.15)$$

$$\frac{V_{dl}(s)}{D_{dl}(s)} = \frac{1,141 \cdot 10^{-4}}{2,662 \cdot 10^{-9} \cdot s}. \quad (4.16)$$

Figura 4.4. Diagrama de blocos do sistema de controle da topologia 2I-2C.



Definição das equações e sinais:

- Sinal da média das tensões dos barramentos CC: $V_{b,a} = \frac{V_{b,r1} + \frac{V_{b,r1,1} + V_{b,r1,2}}{2} + V_{b,r2} + \frac{V_{b,r2,1} + V_{b,r2,2}}{2}}{6}$;

- Sinal da diferença das tensões dos barramentos CC de SM-FBs de ramos em paralelo:

$$v_{dc,c1,1} = \frac{V_{b,r1,1} - V_{b,r1,2}}{2}; v_{dc,c2,1} = \frac{V_{b,r2,1} - V_{b,r2,2}}{2}; v_{dc,c1} = \frac{\left(V_{b,r1} + \frac{V_{b,r1,1} + V_{b,r1,2}}{2}\right) - \left(V_{b,r1} + \frac{V_{b,r1,1} + V_{b,r1,2}}{2}\right)}{2};$$

- Sinal da diferença das tensões dos barramentos CC de SM-FBs de camadas consecutivas:

$$v_{dl,1} = V_{b,r1} - \frac{V_{b,r1,1} + V_{b,r1,2}}{2}; v_{dl,2} = V_{b,r2} - \frac{V_{b,r2,1} + V_{b,r2,2}}{2};$$

- Equações das correntes: (Transformada de Lunze T_L)

$$\begin{bmatrix} i_{c1,1} \\ i_{mc1,1} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1,1} \\ i_{r1,2} \end{bmatrix} \quad \begin{cases} i_{r1} = i_{r1,1} + i_{r1,2} \\ i_{r2} = i_{r2,1} + i_{r2,2} \\ i_{mc} = i_{r1} + i_{r2} \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} i_{c2,1} \\ i_{mc2,1} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r2,1} \\ i_{r2,2} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{mc} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \end{bmatrix}$$

Fonte: Próprio autor.

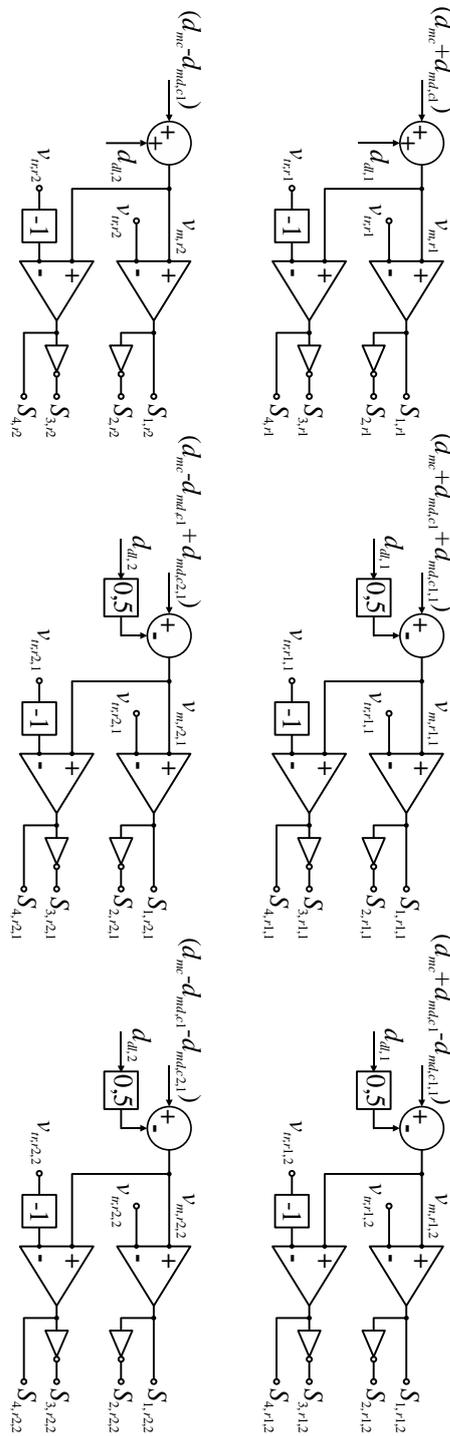
Figura 4.5. Diagrama esquemático de implementação dos moduladores dos SM-FBs da topologia 2I-2C.

Transformada Inversa de Lunze T_L^{-1}

$$\begin{bmatrix} v_{m,r1,1} \\ v_{m,r1,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{md,c1,1} \\ d_{mc} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{m,r2,1} \\ v_{m,r2,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{md,c2,1} \\ d_{mc} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{m,r1} \\ v_{m,r2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{md,c1} \\ d_{mc} \end{bmatrix}$$



Fonte: Próprio autor.

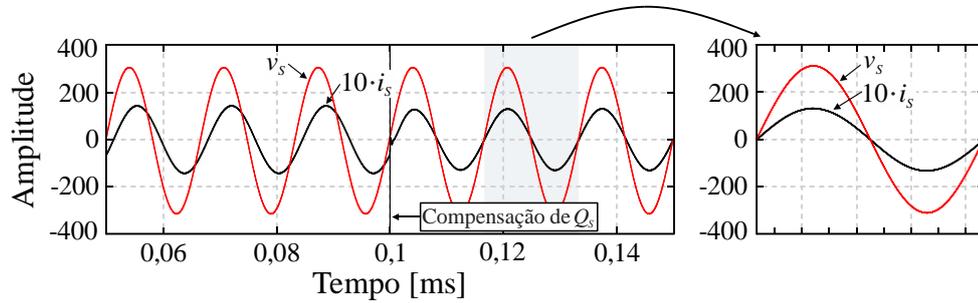
Tabela 4-8. Controladores projetados para o sistema de controle da topologia 2I-2C.

Malha de Controle	Controlador	Parâmetros de Projeto
(I) Regulação da Média das Tensões CC	$C_{vb,7}(s) - PI-Notch$	$f_{cruz} = 20 \text{ Hz} / MF = 90^\circ$ Filtro <i>Notch</i> : $f_N = 120 \text{ Hz}$
(II) Controle de Corrente i_{mc}	$C_{imc}(s) - P-Res$	$f_{cruz} = 2 \text{ kHz} / MF = 50^\circ$ Ressonante: $f_{Res} = 60 \text{ Hz}$
(III) Equilíbrio das Tensões CC de Ramos em Paralelo	$C_{vmd,1}(s)$ e $C_{vmd,2}(s) - PI$ com filtro	$f_{cruz} = 12 \text{ Hz} / MF = 90^\circ$ Polo Adicional: $f_N = 250 \text{ Hz}$
(IV) Controle das Correntes Circulantes	$C_{imd,1}(s)$ e $C_{imd,2}(s) - PI$ com filtro	$f_{cruz} = 500 \text{ Hz} / MF = 60^\circ$ Polo Adicional: $f_N = 50 \text{ Hz}$
(V) Equilíbrio das Tensões CC de Camadas Consecutivas	$C_{vdl}(s) - PI$ com filtro	$f_{cruz} = 12 \text{ Hz} / MF = 90^\circ$ Polo Adicional: $f_N = 250 \text{ Hz}$

Fonte: Próprio autor.

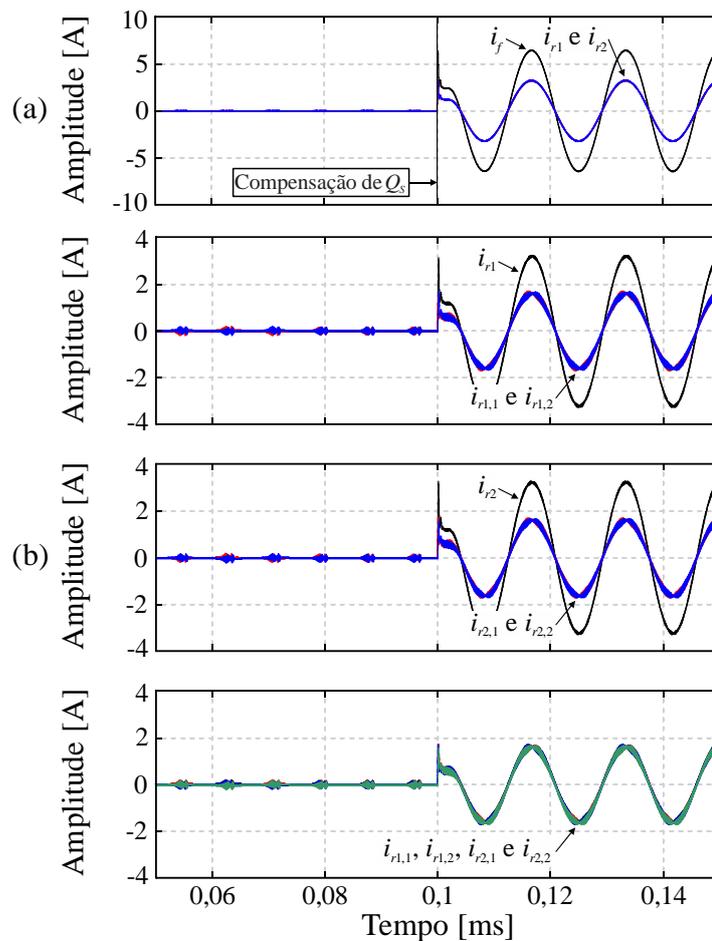
Os resultados de simulação referentes à tensão da rede elétrica v_S e à corrente da rede elétrica i_S , considerando o momento anterior e posterior à habilitação da compensação da potência Q_S , são ilustrados na Figura 4.6. Na simulação, a compensação de Q_S é configurada com a conexão do conversor/STATCOM à rede elétrica operando em sua capacidade máxima. A corrente de compensação $i_{comp,Q}$, calculada com base na teoria pq , assume sua magnitude máxima. Observa-se na Figura 4.6 que v_S e i_S estão em fase após a compensação de Q_S . Na Figura 4.7, são apresentados os resultados de simulação da corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f e as correntes dos ramos i_{r1} , i_{r2} , $i_{r1,1}$, $i_{r1,2}$, $i_{r2,1}$ e $i_{r2,2}$. Observa-se que todas as correntes são senoidais e estão plenamente equilibradas, o que comprova a divisão balanceada de corrente nos nós internos e através dos ramos e SM-FBs. Na Figura 4.8, são apresentados os espectros harmônicos das correntes i_f , i_{r1} e $i_{r1,1}$. Verifica-se que as primeiras componentes harmônicas de i_{r1} e $i_{r1,1}$ estão em $6 \cdot f_{sw}$ (em torno de 30 kHz) e $2 \cdot f_{sw}$ (em torno de 10 kHz), respectivamente. Por sua vez, a primeira componente harmônica de i_f encontra-se em $12 \cdot f_{sw}$ (em torno de 60 kHz). Com isso, é possível verificar a melhor distribuição harmônica alcançada pela estratégia de modulação. Os resultados de simulação das correntes circulantes i_{c1} e $i_{c1,1}$ são mostrados na Figura 4.9. Observa-se que as correntes circulantes são controladas e mantidas o mais próximo de zero possível. A componente de baixa frequência da corrente circulante, que se torna evidente com a envoltória senoidal do sinal, está centrada em 60 Hz e com amplitude diferente de zero. É fundamental reforçar que a corrente circulante atua no balanço de energia entre os SM-FBs de ramos em paralelo para assegurar o equilíbrio das tensões dos barramentos CC.

Figura 4.6. Resultados de simulação da topologia 2I-2C: tensão da rede elétrica v_s e corrente da rede elétrica i_s .



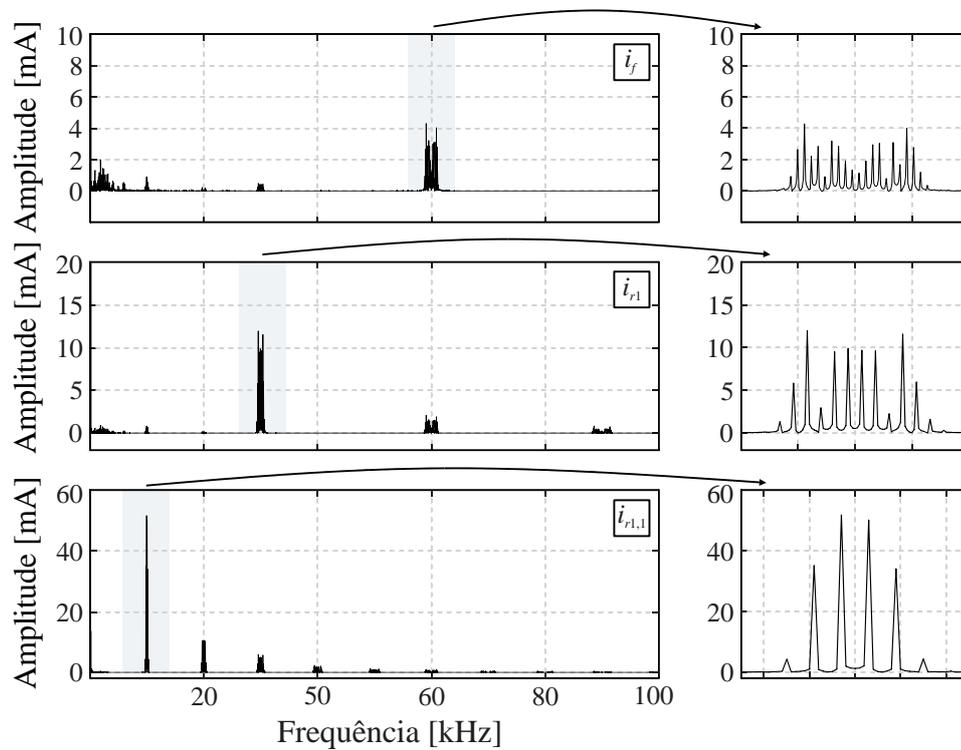
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.7. Resultados de simulação da topologia 2I-2C: (a) corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f e correntes dos ramos i_{r1} e i_{r2} ; (b) correntes dos ramos $i_{r1,1}$, $i_{r1,2}$, $i_{r2,1}$ e $i_{r2,2}$.



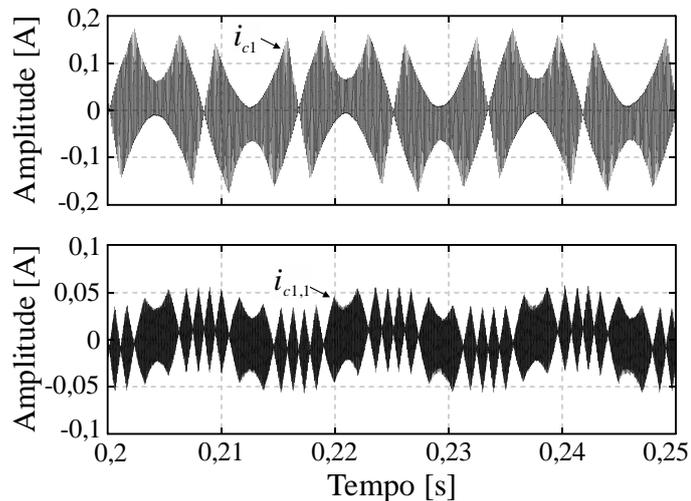
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.8. Resultados de simulação da topologia 2I-2C: espectros harmônicos das correntes i_f , i_{r1} e $i_{r1,1}$.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.9. Resultados de simulação da topologia 2I-2C: correntes circulantes $i_{c1,1}$ e i_{c1} .



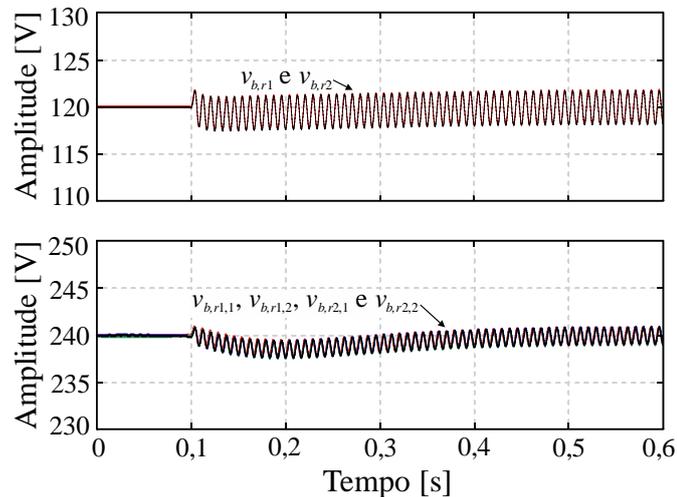
Fonte: Próprio autor.

Na Figura 4.10, são mostradas as tensões dos barramentos CC dos SM-FBs $v_{b,r1}$, $v_{b,r2}$, $v_{b,r1,1}$, $v_{b,r1,2}$, $v_{b,r2,1}$ e $v_{b,r2,2}$. Observa-se que as tensões estão equilibradas e reguladas de acordo com os valores de referência, isto é, 120 V e 240 V no caso. As tensões dos barramentos CC apresentam uma ondulação em 120 Hz, sendo essa característica existente

em sistemas monofásicos e em solução com conversores conectados à rede elétrica. As formas de onda apresentadas comprovam o equilíbrio de corrente e tensão na estrutura. Com isso, verifica-se a condição de equilíbrio de potência entre os SM-FBs, identificando o principal argumento das estruturas simétricas do conversor FBCG. Na Figura 4.11, é ilustrada a tensão multinível v_{mult} sintetizada. Observa-se que v_{mult} possui seis setores e 13 níveis, com setores definidos em passos iguais a 60 V. Os valores de THD e WTHD de v_{mult} são iguais a 10,42% e 0,063%, respectivamente. Por fim, a primeira componente harmônica de v_{mult} é vista em $12 \cdot f_{sw}$. Os resultados de simulação foram obtidos para a condição de regime permanente e com o STATCOM operando em sua capacidade máxima.

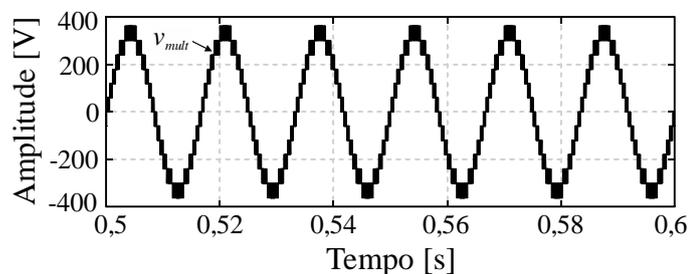
Figura 4.10. Resultados de simulação da topologia 2I-2C: tensões dos barramentos CC $v_{b,r1}$,

$v_{b,r2}$, $v_{b,r1,1}$, $v_{b,r1,2}$, $v_{b,r2,1}$ e $v_{b,r2,2}$.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.11. Resultados de simulação da topologia 2I-2C: tensão multinível v_{mult} .



Fonte: Próprio autor.

Por fim, as malhas de controle das correntes e tensões dos barramentos CC foram testadas com o intuito de comprovar o estudo e o conceito apresentados no desenvolvimento da estratégia de controle. O teste desabilita a malha de equilíbrio das tensões instantâneas dos barramentos CC de SM-FBs de ramos em paralelo, fazendo com que $d_{md,c1} = d_{md,c1,1} = d_{md,c2,1} = 0$. Na Figura 4.12, são ilustrados os resultados de simulação obtidos para a condição supracitada. No instante $t = 0,8$ s, a malha é desabilitada. Com isso, observa-se o aumento das correntes i_{c1} e $i_{c1,1}$, sendo que as amplitudes alcançam valores duas vezes maiores. Sem a atuação da malha, as tensões dos barramentos CC passam a apresentar desequilíbrios. É importante destacar que a média das tensões CC permanece controlada. Além disso, as correntes dos ramos também passam a apresentar desequilíbrios, configurando uma divisão desigual de corrente entre os ramos e SM-FBs. Obviamente, o equilíbrio de potência entre os SM-FBs é afetado. Os resultados apresentados demonstram o principal conceito incorporado no sistema de controle, que é a utilização das correntes circulantes para o equilíbrio das tensões dos barramentos CC e das correntes através dos ramos.

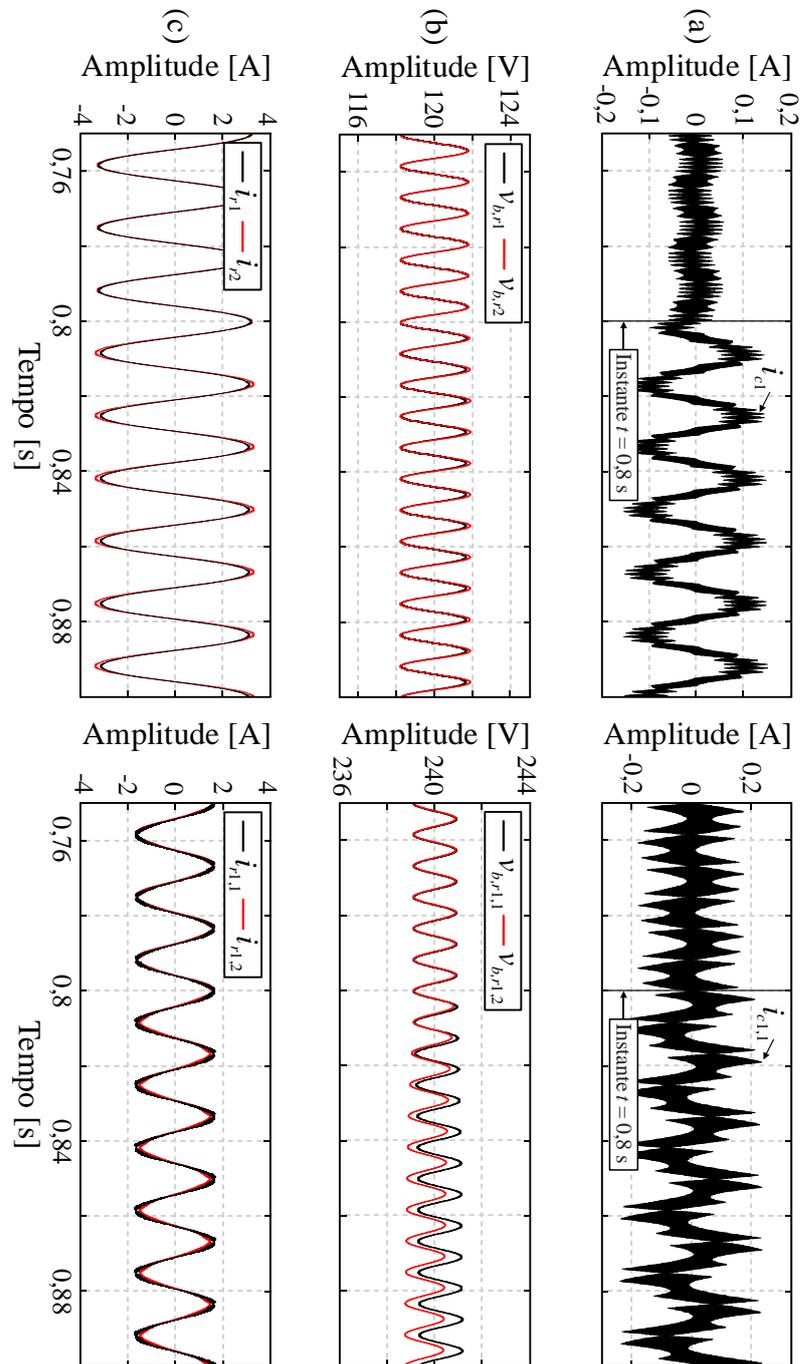
Com a simulação realizada, é possível demonstrar a operação da topologia proposta 2I-2C como um STATCOM. Os principais aspectos relacionados à estratégia de modulação e sistema de controle foram verificados. A solução proposta apresentou um desempenho satisfatório.

4.2.2 Análise e Resultados de Simulação da Topologia P3-C2

Como discutido na seção anterior, as topologias constituídas por ramos de SM-FBs em cascata podem ser uma alternativa para o cenário em estudo. Visando considerá-las em aplicações de STATCOM, é necessário expandir o estudo introduzido em (QUEIROZ et al., 2017, 2018). Assim, a estratégia de modulação e sistema de controle desenvolvidos neste trabalho são testados nas topologias série/paralelo.

A topologia P3-C2 possui três indutores desacoplados e distribuídos nos ramos, sendo que o valor da indutância pode ser calculado de acordo com (4.17). Com $k_{FB} = 6$, a tensão multinível sintetizada tem $l_m = 13$. Os três ramos são derivados do nó de origem, formando arranjos com dois SM-FBs em cascata. A partir dos parâmetros da topologia, as defasagens das portadoras triangulares assumem $\alpha_{tr,r} = 90^\circ$ e $\alpha_{tr,c} = 30^\circ$. Para os testes e simulação do conversor no *software* PSIM[®], são utilizados os parâmetros apresentados na Tabela 4-9.

Figura 4.12. Resultados de simulação da topologia 2I-2C: (a) corrente circulante i_{c1} e $i_{c1,1}$; (b) tensões dos barramentos CC $v_{b,r1}$, $v_{b,r2}$, $v_{b,r1,1}$ e $v_{b,r1,2}$; (c) correntes dos ramos i_{r1} , i_{r2} , $i_{r1,1}$ e $i_{r1,2}$.



Fonte: Próprio autor.

$$L_{g,0} = \frac{V_{dc}}{18,182 \cdot f_{sw} \cdot \Delta i_{r1}}. \quad (4.17)$$

O diagrama simplificado da topologia P3-C2 é apresentado na Figura 4.13. O diagrama de blocos do sistema de controle completo da topologia P3-C2 é ilustrado na Figura 4.14. Com a arquitetura da topologia P3-C2, surgem três correntes circulantes entre os ramos

em paralelo. O sistema de controle possui duas malhas de controle da corrente circulante e duas malhas de equilíbrio da tensão CC de ramos em paralelo. Com isso, o sistema de controle atua apenas em duas das correntes, indicadas aqui por i_{c1} e i_{c2} . A corrente circulante i_{c3} é uma grandeza resultante, sendo, então, controlada de forma indireta por i_{c1} e i_{c2} . É importante destacar que ao realizar o controle das três correntes de forma simultânea e direta, isso poderia gerar interferência de uma malha na outra, resultando em impactos na estabilidade e operação do sistema. Para a diferença de tensão dos barramentos CC entre SM-FBs de camadas consecutivas, há três malhas, sendo uma para cara ramo. As definições dos sinais de tensão e corrente também são apresentadas na Figura 4.14. O diagrama esquemático de implementação dos sinais modulantes de cada SM-FB é ilustrado na Figura 4.15. Os pesos das contribuições dos sinais gerados pelas malhas de corrente d_{mc} e $d_{md,cj}$ e de equilíbrio de tensão instantânea $d_{dl,j}$ são descritos. Aqui, destaca-se que $d_{dl,j}$ contribui igualmente aos SM-FBs em cascata, pois as tensões dos barramentos CC são iguais.

Tabela 4-9 – Parâmetros de simulação da topologia P3-C2.

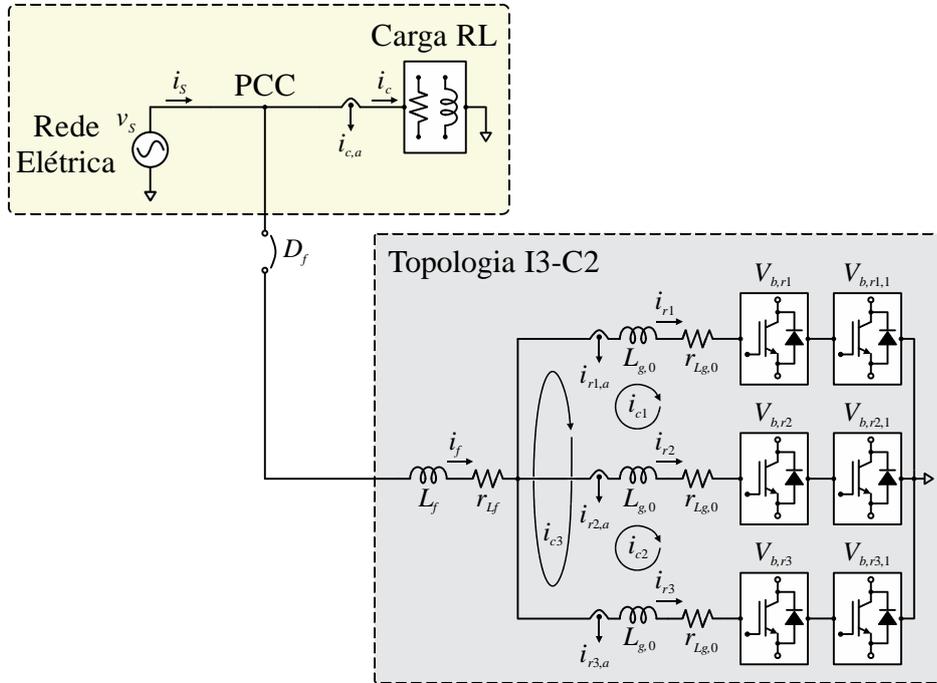
Parâmetros	Valor
Tensão de Pico da Rede Elétrica	$V_{p,S} = 311 \text{ V}$
Potência Nominal	$P_S = 2 \text{ kW} / Q_S = 1 \text{ kvar}$
Tensão do Barramento CC	$V_{b,r1} = 180 \text{ V}$
Índice de Modulação	$M_a = 0,867$
Frequência de Comutação	$f_{sw} = 5 \text{ kHz}$
Frequência de Amostragem	$f_{sf} = 60 \text{ kHz}$
Capacitância do Barramento CC	$C_b = 1100 \text{ }\mu\text{F}$
Indutâncias de Entrada e dos Ramos / Ondulação de Corrente	$L_f = 212 \text{ }\mu\text{H} / L_{g,0} = 4,722 \text{ mH}$ $\Delta i = 10\% \cdot i$

Fonte: Próprio autor.

Os controladores são novamente projetados utilizando a resposta em frequência. Com a compensação dos ganhos dos sensores e conversor AD, a $F_{TLA_{sc}}(s)$ corresponde à própria FT do conversor. As FTs da topologia P3-C2 são determinadas utilizando a metodologia desenvolvida no capítulo anterior. A abordagem generalizada permite adaptar os modelos de corrente e tensão para determinar as FTs, sendo necessário redefinir as equações das indutâncias e capacitâncias equivalentes. Por possuir uma estrutura mais simples, devido à ausência de nós internos, os modelos matemáticos da topologia P3-C2 são facilmente obtidos a partir da abordagem generalizada. As FTs para os projetos dos controladores são dadas pelas

equações (4.18) a (4.22). A Tabela 4-10 descreve os controladores projetados, assim como os parâmetros de desempenho.

Figura 4.13. Diagrama esquemático simplificado para a simulação da topologia P3-C2.



Fonte: Próprio autor.

$$\frac{V_{b,T}(s)}{I_{p,S}(s)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{p,S}}{2 \cdot (V_{b,r1} + V_{b,r1,1})} \cdot \frac{1}{C_{b,T} \cdot s} = \frac{0,225}{0,00165 \cdot s}, \quad (4.18)$$

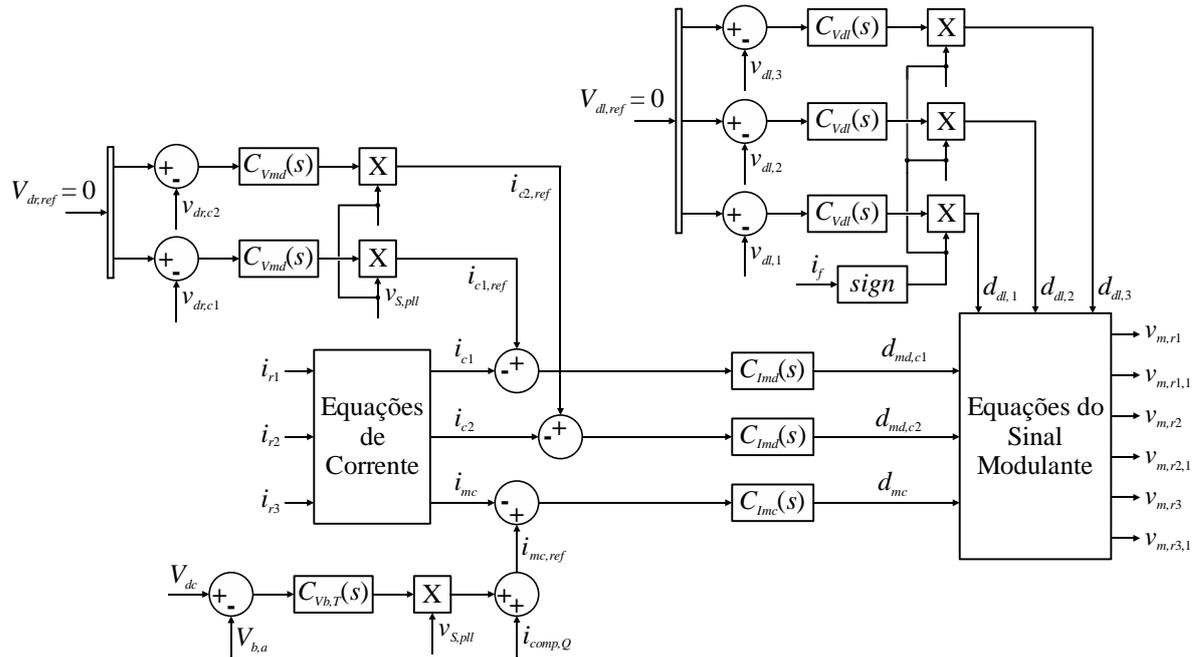
$$\frac{I_S(s)}{D_{mc}(s)} = \frac{-(V_{b,r1} + V_{b,r1,1})}{\left(\frac{L_{g,eq,0}}{3} + L_f\right) \cdot s + \left(\frac{r_{Lg,eq,0}}{3} + r_{Lf}\right)} = \frac{-360}{0,001788 \cdot s + 0,659}, \quad (4.19)$$

$$\frac{V_{dr,c1}(s)}{I_{c1}(s)} = \frac{V_{p,S}}{2 \cdot (V_{b,r1} + V_{b,r1,1})} \cdot \frac{1}{C_{b,r} \cdot s} = \frac{0,45}{0,00055 \cdot s}, \quad (4.20)$$

$$\frac{I_{c1}(s)}{D_{md,c1}(s)} = \frac{-(V_{b,r1} + V_{b,r1,1})}{L_{g,0} \cdot s + r_{Lg,0}} = \frac{-360}{0,004727 \cdot s + 1,158}, \quad (4.21)$$

$$\frac{V_{dl,1}(s)}{D_{dl,1}(s)} = \frac{V_{b,r1}(s)}{D_c(s)} + \frac{V_{b,r1,1}(s)}{D_c(s)} = \frac{0,002263}{1,21 \cdot 10^{-6} \cdot s}. \quad (4.22)$$

Figura 4.14. Diagrama de blocos do sistema de controle da topologia P3-C2.



Definição das equações e sinais:

- Sinal da média das tensões dos barramentos CC: $V_{b,a} = \frac{V_{b,r1} + V_{b,r1,1} + V_{b,r2} + V_{b,r2,1} + V_{b,r3} + V_{b,r3,1}}{6}$;

- Sinal da diferença das tensões dos barramentos CC de SM-FBs de ramos em paralelo:

$$v_{dc,c1} = \frac{2 \cdot (V_{b,r1} + V_{b,r1,1}) - (V_{b,r2} + V_{b,r2,1}) - (V_{b,r3} + V_{b,r3,1})}{3}; \quad v_{dc,c2} = \frac{-(V_{b,r1} + V_{b,r1,1}) + 2 \cdot (V_{b,r2} + V_{b,r2,1}) - (V_{b,r3} + V_{b,r3,1})}{3};$$

- Sinal da diferença das tensões dos barramentos CC de SM-FBs de camadas consecutivas:

$$v_{dl,1} = V_{b,r1} - V_{b,r1,1}; \quad v_{dl,2} = V_{b,r2} - V_{b,r2,1}; \quad v_{dl,3} = V_{b,r3} - V_{b,r3,1};$$

- Equações das correntes: (Transformada de Lunze T_L)

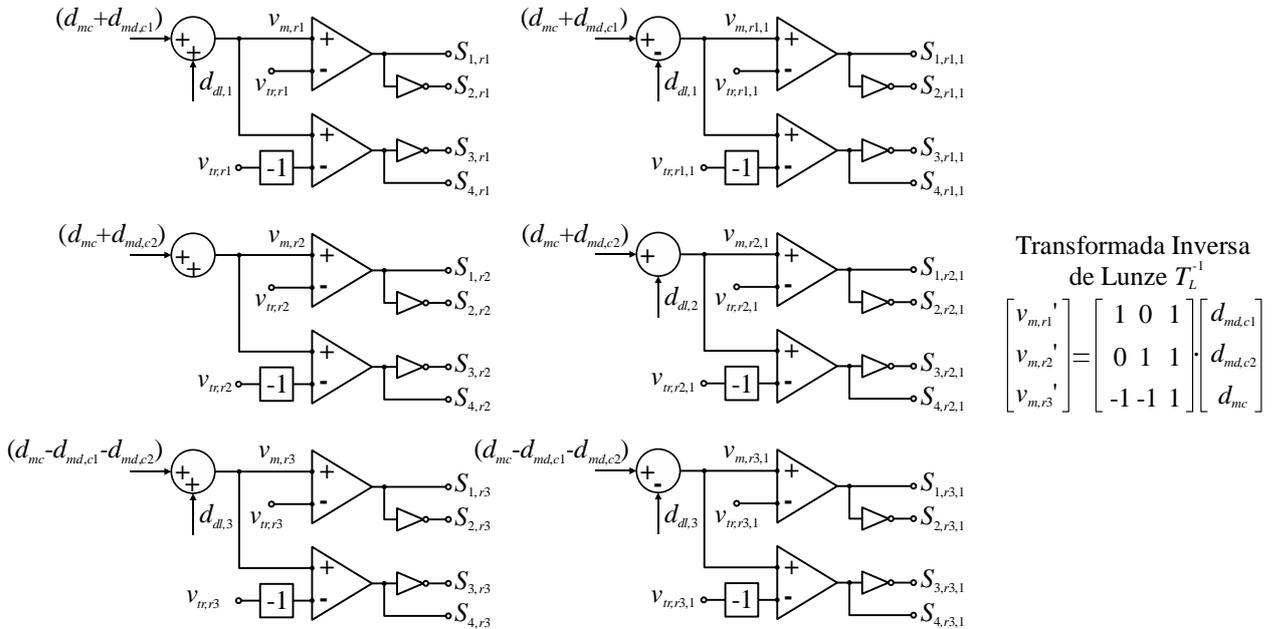
$$\begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{mc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix}$$

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 4.16, são ilustrados os resultados de simulação da tensão da rede elétrica v_S e da corrente da rede elétrica i_S , para o instante em que ocorre a habilitação da compensação de Q_S . Já na Figura 4.17(a), é apresentada a forma de onda de simulação da corrente i_f . O momento em que ocorre a habilitação da compensação de Q_S , o conversor é conectado à rede elétrica. O STACOM opera com sua capacidade máxima e a corrente $i_{comp,Q}$ assume a máxima magnitude. Após a compensação, observa-se nas formas de onda que v_S e i_S passam a estar em fase e que i_f alcança sua magnitude máxima imposta pelo ponto de operação. Ainda na Figura 4.17(b), são apresentadas as correntes dos ramos i_{r1} , i_{r2} e i_{r3} .

Observa-se que todas as correntes são senoidais e estão plenamente equilibradas, resultado esse que comprova a divisão balanceada de corrente através dos ramos e SM-FBs.

Figura 4.15. Diagrama esquemático de implementação dos moduladores dos SM-FBs da topologia P3-C2.



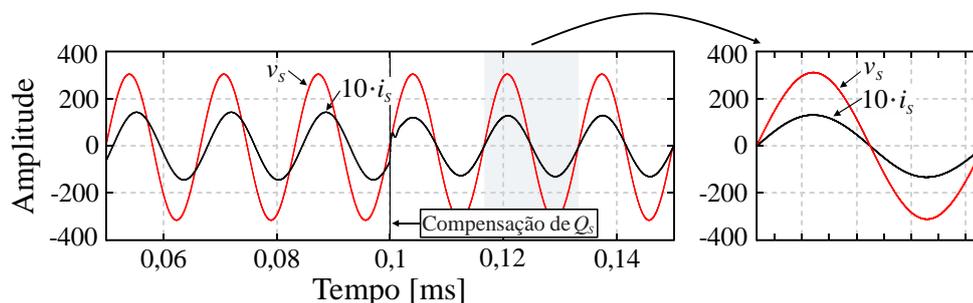
Fonte: Próprio autor.

Tabela 4-10. Controladores projetados para o sistema de controle da topologia P3-C2.

Malha de Controle	Controlador	Parâmetros de Projeto
(I) Regulação da Média das Tensões CC	$C_{Vb,T}(s) - \text{PI-Notch}$	$f_{cruz} = 20 \text{ Hz} / \text{MF} = 90^\circ$ Filtro <i>Notch</i> : $f_N = 120 \text{ Hz}$
(II) Controle de Corrente i_{mc}	$C_{Imc}(s) - \text{P-Res}$	$f_{cruz} = 2 \text{ kHz} / \text{MF} = 50^\circ$ Ressonante: $f_{Res} = 60 \text{ Hz}$
(III) Equilíbrio das Tensões CC de Ramos em Paralelo	$C_{Vmd}(s) - \text{PI com filtro}$	$f_{cruz} = 12 \text{ Hz} / \text{MF} = 90^\circ$ Polo Adicional: $f_N = 250 \text{ Hz}$
(IV) Controle das Correntes Circulantes	$C_{Imd}(s) - \text{PI com filtro}$	$f_{cruz} = 500 \text{ Hz} / \text{MF} = 60^\circ$ Polo Adicional: $f_N = 50 \text{ Hz}$
(V) Equilíbrio das Tensões CC de Camadas Consecutivas	$C_{Vdl}(s) - \text{PI com filtro}$	$f_{cruz} = 12 \text{ Hz} / \text{MF} = 90^\circ$ Polo Adicional: $f_N = 250 \text{ Hz}$

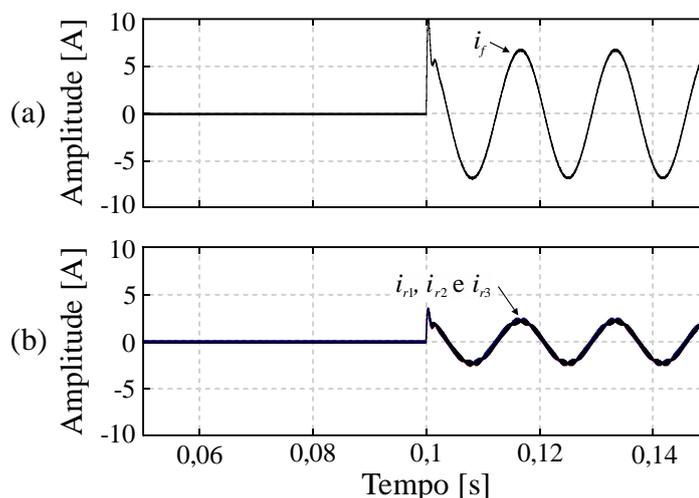
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.16. Resultados de simulação da topologia P3-C2: tensão da rede elétrica v_s e corrente da rede elétrica i_s .



Fonte: Próprio autor.

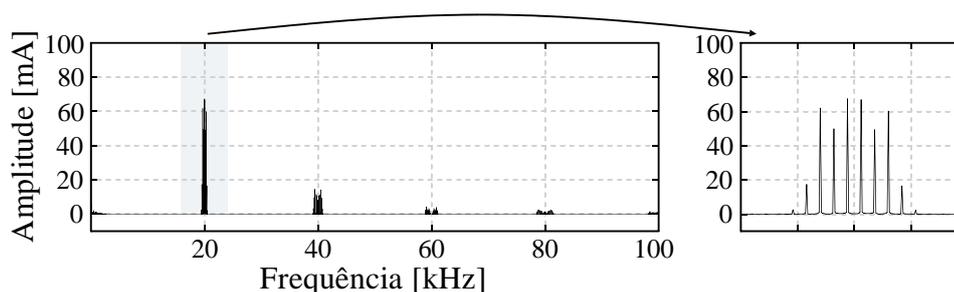
Figura 4.17. Resultados de simulação da topologia P3-C2: (A) corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f ; (b) correntes dos ramos i_{r1} , i_{r2} e i_{r3} .



Fonte: Próprio autor.

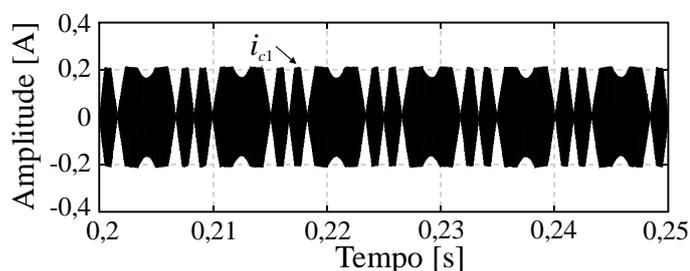
Na Figura 4.18, é ilustrado o espectro harmônico da corrente i_{r1} . A primeira componente harmônica é vista em $4 \cdot f_{sw}$ (em torno de 20 kHz), o que valida a distribuição harmônica alcançada a partir da utilização da estratégia de modulação. O resultado de simulação da corrente circulante i_{c1} é apresentado na Figura 4.19. Observa-se que a corrente i_{c1} está controlada e sua magnitude é consideravelmente reduzida. É evidente a envoltória senoidal da corrente circulante, o que caracteriza a componente de baixa frequência precisamente em 60 Hz, referente a sua participação no balanço de energia entre SM-FBs.

Figura 4.18. Resultados de simulação da topologia P3-C2: espectro harmônico da corrente i_{r1} .



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.19. Resultados de simulação da topologia P3-C2: corrente circulante i_{c1} .

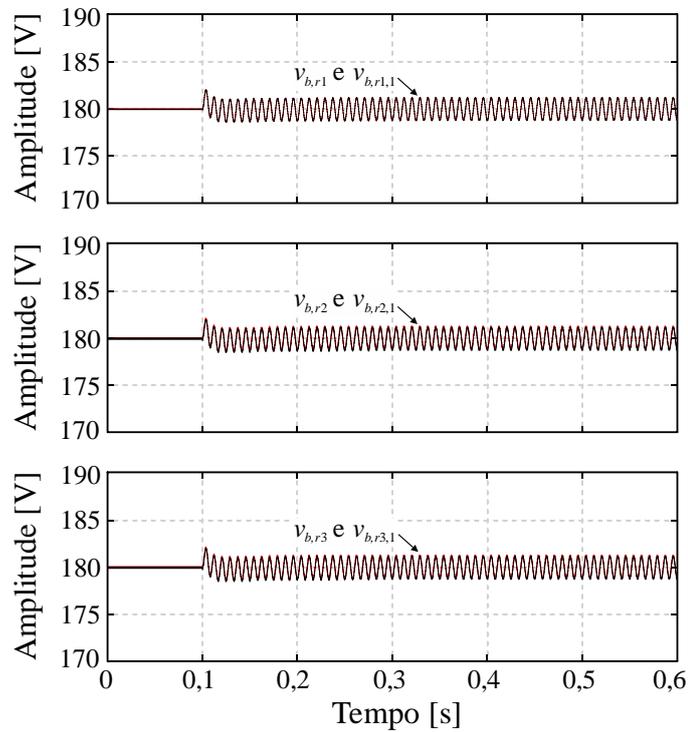


Fonte: Próprio autor.

Os resultados de simulação das tensões dos barramentos CC dos MS-FBs dadas por $v_{br,1}$, $v_{br,1,1}$, $v_{br,2}$, $v_{br,2,1}$, $v_{br,3}$ e $v_{br,3,1}$ são mostrados na Figura 4.20. Observa-se que as tensões estão reguladas de acordo com o valor de referência e estão corretamente equilibradas. Com isso, é verificado o equilíbrio de tensão entre os SM-FBs. A tensão multinível sintetizada pela topologia P3-C2 é ilustrada na Figura 4.21, constatando-se v_{mult} com 13 níveis e seis setores com passos de 60 V. O equilíbrio de corrente e tensão assegura a condição de equilíbrio de potência entre os SM-FBs que constituem a topologia P3-C2. Mais uma vez, é realizado o teste nas malhas de controle da corrente circulante e de equilíbrio de tensão. As malhas são desabilitadas, resultando em sinais modulantes $d_{md,c1}$ e $d_{md,c2}$ nulos. Como ilustrado na Figura 4.22, em $t = 0,8$ s as malhas são desabilitadas e, conseqüentemente, as tensões dos barramentos CC e as correntes dos ramos passam a apresentar desequilíbrios. A divisão desbalanceada de corrente nos nós e a diferença nas tensões dos barramentos CC configura uma condição de desequilíbrio de potência entre os SM-FBs.

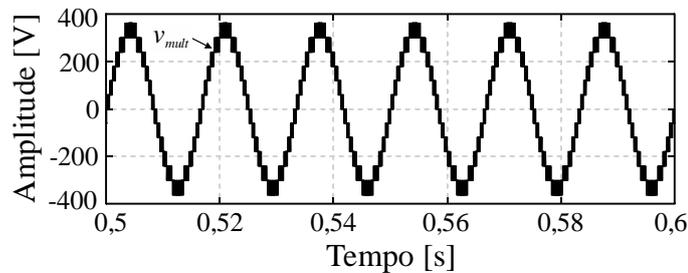
Os resultados de simulação comprovam o desempenho satisfatório da topologia P3-C2 como um STATCOM. Além disso, dois pontos importantes foram verificados: *i*) desempenho das malhas, visando assegurar o controle das correntes e tensões, e *ii*) eficácia da estratégia de modulação para operação da topologia com ramos em paralelo.

Figura 4.20. Resultados de simulação da topologia P3-C2: tensões dos barramentos CC $v_{b,r1}$, $v_{b,r1,1}$, $v_{b,r2}$, $v_{b,r2,1}$, $v_{b,r3}$ e $v_{b,r3,1}$.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.21. Resultados de simulação da topologia P3-C2: tensão multinível v_{mult} .

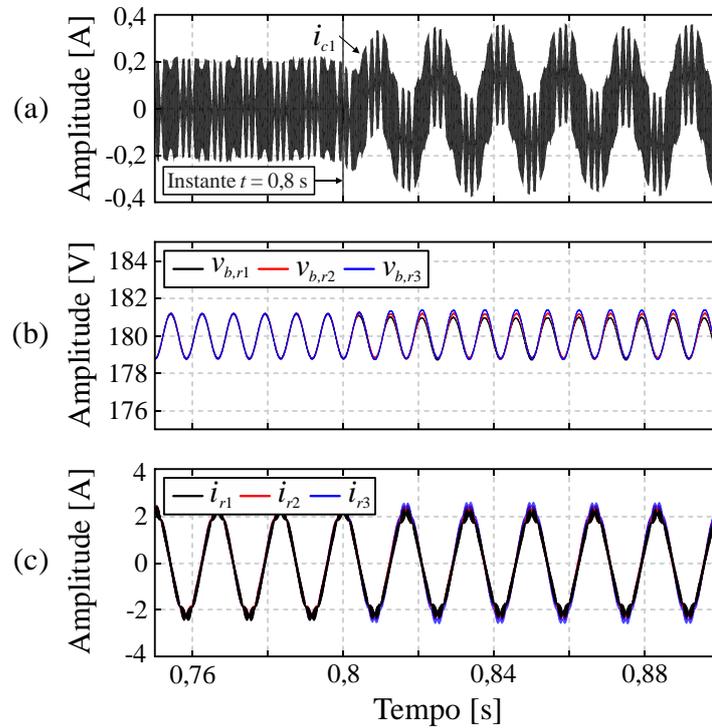


Fonte: Próprio autor.

4.2.3 Análise e Resultados de Simulação da Topologia P2-C3

A topologia P2-C3 surge como outra alternativa para a estrutura com $k_{FB} = 6$ e com ramos de SM-FBs em cascata. A estrutura da topologia possui dois indutores desacoplados nos ramos, com o valor da indutância determinado a partir de (4.23). Os dois ramos são derivados do nó de origem, formando arranjos com três SM-FBs em cascata. As defasagens das portadoras triangulares assumem $\alpha_{tr,r} = 60^\circ$ e $\alpha_{tr,c} = 30^\circ$. Na Tabela 4-11, são apresentados os parâmetros de simulação do conversor no *software* PSIM[®].

Figura 4.22. Resultados de simulação da topologia P3-C2: (a) corrente circulante i_{c1} ; (b) tensões dos barramentos CC $v_{b,r1}$, $v_{b,r2}$ e $v_{b,r3}$; (c) correntes dos ramos i_{r1} , i_{r2} e i_{r3} .



Fonte: Próprio autor.

$$L_{g,0} = \frac{V_{dc}}{16,129 \cdot f_{sw} \cdot \Delta i_{r1}} \quad (4.23)$$

O diagrama esquemático simplificado para a simulação da topologia P2-C3 é ilustrado na Figura 4.23. Já o diagrama de blocos do sistema de controle é detalhado na Figura 4.24. Dentre as estruturas analisadas até este ponto do trabalho, a topologia P2-C3 é a mais simples, tanto do ponto de vista do circuito de potência, como do sistema de controle. Ocorre a geração de apenas uma corrente circulante, por haver somente dois ramos em paralelo e nenhum nó interno. Um ponto importante sobre essa topologia refere-se às malhas de equilíbrio de tensão dos barramentos CC de SM-FBs de camadas consecutivas. As malhas são construídas para atuar na diferença de tensão determinadas a cada dois SM-FBs, conforme indicado nas equações de $v_{dl,j}$ descritas na Figura 4.24. De acordo com a tensão de diferenças $v_{dl,j}$ calculada, o sinal modulante $d_{dl,j}$ é somado ou subtraído no modulador do respectivo SM-FB. Na Figura 4.25, é apresentado o diagrama esquemático de implementação dos sinais modulantes de cada SM-FB da topologia P2-C3. Os controladores são projetados utilizando a resposta em frequência. As FTs são obtidas com base na abordagem generalizada dos

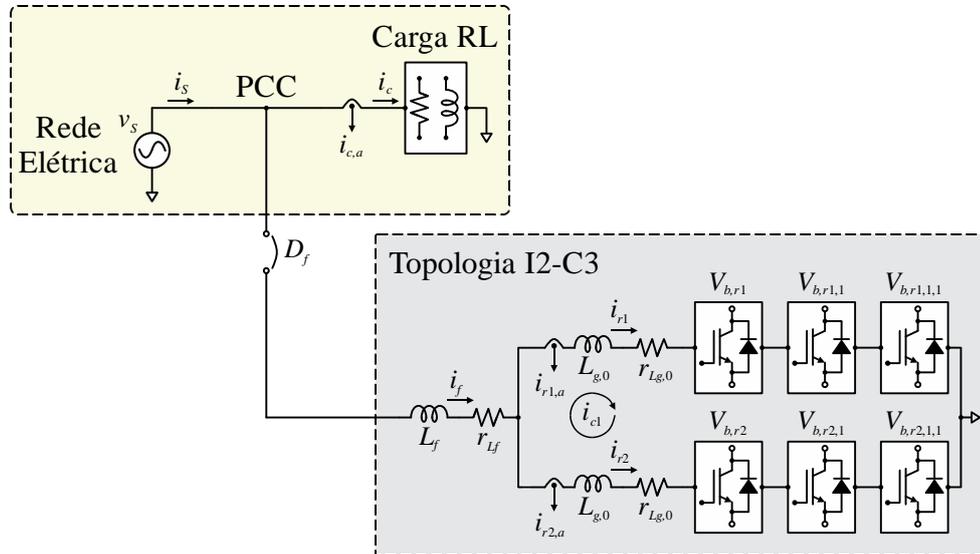
modelos matemáticos do conversor proposto, resultando nas equações (4.24) a (4.28). Na Tabela 4-12, são descritos os controladores projetados e os parâmetros de desempenho.

Tabela 4-11. Parâmetros de simulação da topologia P2-C3.

Parâmetros	Valor
Tensão de Pico da Rede Elétrica	$V_{p,S} = 311 \text{ V}$
Potência Nominal	$P_S = 2 \text{ kW} / Q_S = 1 \text{ kvar}$
Tensão do Barramento CC	$V_{b,r1} = 120 \text{ V}$
Índice de Modulação	$M_a = 0,867$
Frequência de Comutação	$f_{sw} = 5 \text{ kHz}$
Frequência de Amostragem	$f_{sf} = 60 \text{ kHz}$
Capacitância do Barramento CC	$C_b = 1100 \text{ }\mu\text{F}$
Indutâncias de Entrada e dos Ramos / Ondulação de corrente	$L_f = 212 \text{ }\mu\text{H} / L_{g,0} = 4,722 \text{ mH}$ $\Delta i = 10\% \cdot i$

Fonte: Próprio autor.

Figura 4.23. Diagrama esquemático simplificado para a simulação da topologia P2-C3.

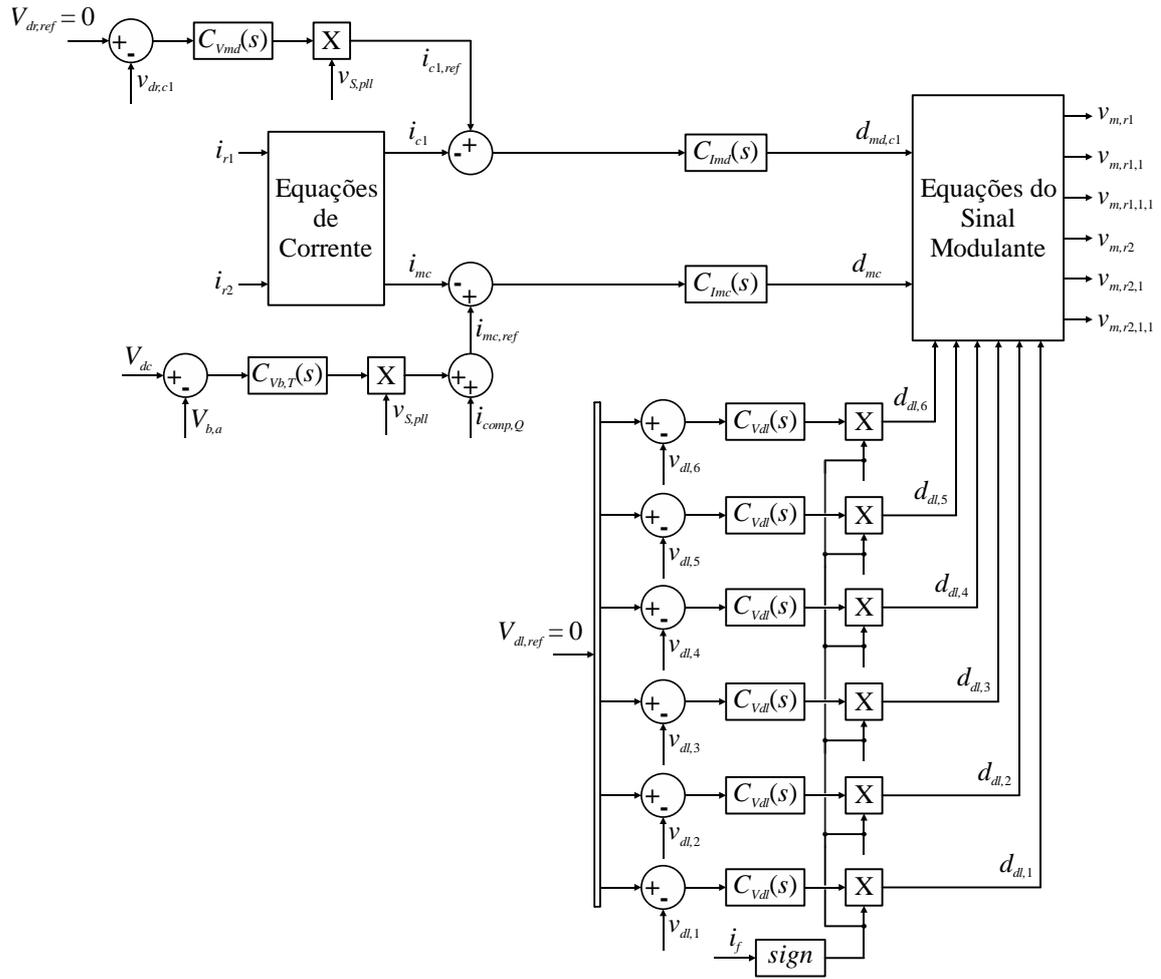


Fonte: Próprio autor.

$$\frac{V_{b,T}(s)}{I_{p,S}(s)} = \frac{1}{3} \cdot \frac{V_{p,S}}{2 \cdot (V_{b,r1} + V_{b,r1,1} + V_{b,r1,1,1})} \cdot \frac{1}{C_{b,T} \cdot s} = \frac{0,144}{0,0007333 \cdot s}, \quad (4.24)$$

$$\frac{I_S(s)}{D_{mc}(s)} = \frac{-(V_{b,r1} + V_{b,r1,1} + V_{b,r1,1,1})}{\left(\frac{L_{g,eq,0}}{2} + L_f\right) \cdot s + \left(\frac{r_{Lg,eq,0}}{2} + r_{Lf}\right)} = \frac{-360}{0,001523 \cdot s + 1,24}, \quad (4.25)$$

Figura 4.24. Diagrama de blocos do sistema de controle da topologia P2-C3.



Definição das equações e sinais:

- Sinal da média das tensões dos barramentos CC: $V_{b,a} = \frac{V_{b,r1} + V_{b,r1,1} + V_{b,r1,1,1} + V_{b,r2} + V_{b,r2,1} + V_{b,r2,1,1}}{6}$;

- Sinal da diferença das tensões dos barramentos CC de SM-FBs de ramos em paralelo:

$$v_{dc,c1} = \frac{(V_{b,r1} + V_{b,r1,1} + V_{b,r1,1,1}) - (V_{b,r2} + V_{b,r2,1} + V_{b,r2,1,1})}{2}$$

- Sinal da diferença das tensões dos barramentos CC de SM-FBs de camadas consecutivas:

$$v_{dl,1} = V_{b,r1} - V_{b,r1,1}; v_{dl,2} = V_{b,r1,1} - V_{b,r1,1,1}; v_{dl,3} = V_{b,r1,1,1} - V_{b,r1};$$

$$v_{dl,4} = V_{b,r2} - V_{b,r2,1}; v_{dl,5} = V_{b,r2,1} - V_{b,r2,1,1}; v_{dl,6} = V_{b,r2,1,1} - V_{b,r2};$$

- Equações das correntes: (Transformada de Lunze T_L)

$$\begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{mc} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r1} \end{bmatrix}$$

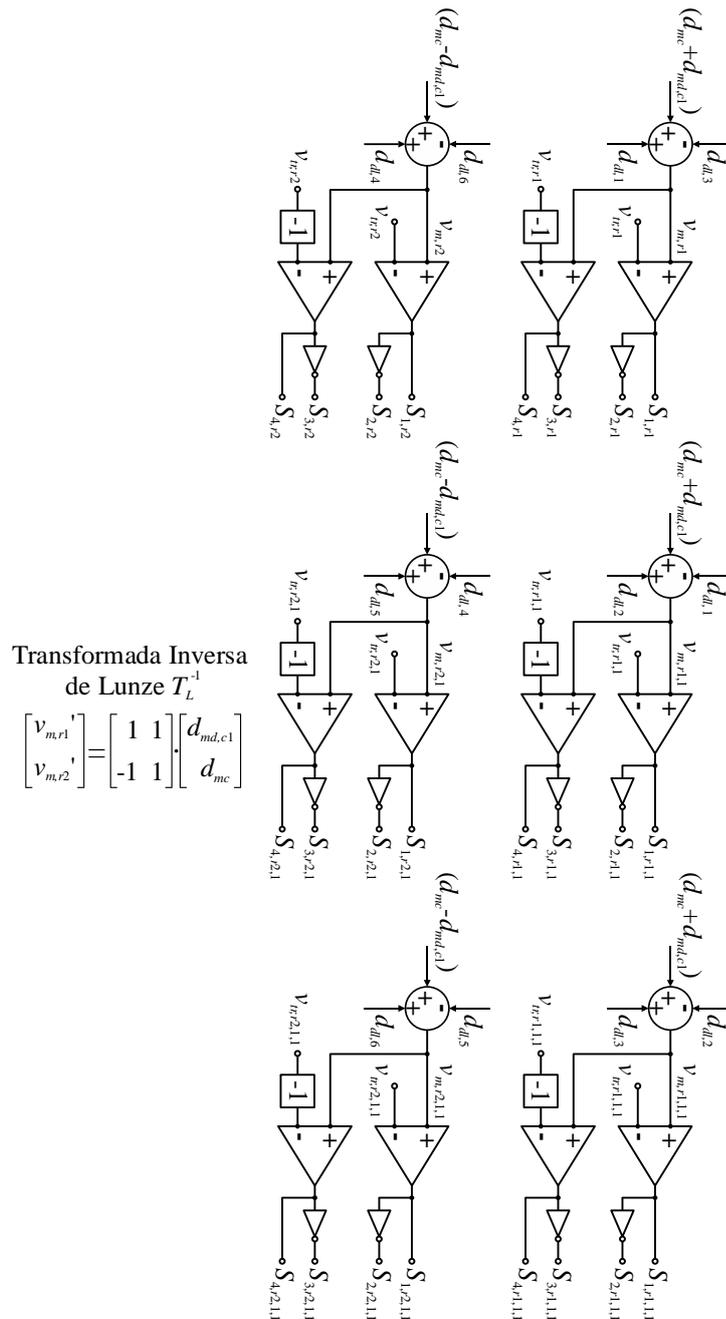
Fonte: Próprio autor.

$$\frac{V_{dr,c1}(s)}{I_{c1}(s)} = \frac{V_{p,s}}{2 \cdot (V_{b,r1} + V_{b,r1,1} + V_{b,r1,1,1})} \cdot \frac{1}{C_{b,r} \cdot s} = \frac{0,4319}{0,0003667 \cdot s}, \quad (4.26)$$

$$\frac{I_{c1}(s)}{D_{md,c1}(s)} = \frac{-(V_{b,r1} + V_{b,r1,1} + V_{b,r1,1,1})}{L_{g,0} \cdot s + r_{Lg,0}} = \frac{-360}{0,002636 \cdot s + 2,02}, \quad (4.27)$$

$$\frac{V_{dl,1}(s)}{D_{dl,1}(s)} = \frac{V_{b,r1}(s)}{D_c(s)} + \frac{V_{b,r1,1}(s)}{D_c(s)} = \frac{0,001768}{1,21 \cdot 10^{-6} \cdot s}. \quad (4.28)$$

Figura 4.25. Diagrama esquemático de implementação dos moduladores dos SM-FBs da topologia P2-C3.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 4-12. Controladores projetados para o sistema de controle da topologia P2-C3.

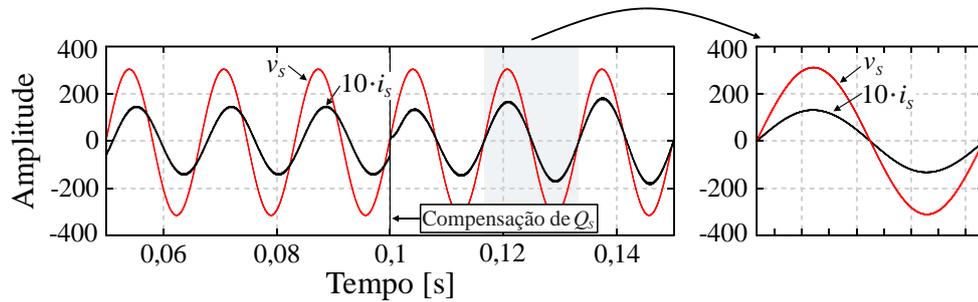
Malha de Controle	Controlador	Parâmetros de Projeto
(I) Regulação da Média das Tensões CC	$C_{vb,7}(s) - PI-Notch$	$f_{cruz} = 20 \text{ Hz} / MF = 90^\circ$ Filtro <i>Notch</i> : $f_N = 120 \text{ Hz}$
(II) Controle de Corrente i_{mc}	$C_{Imc}(s) - P-Res$	$f_{cruz} = 2 \text{ kHz} / MF = 50^\circ$ Ressonante: $f_{Res} = 60 \text{ Hz}$
(III) Equilíbrio das Tensões CC de Ramos em Paralelo	$C_{Vmd}(s) - PI \text{ com filtro}$	$f_{cruz} = 12 \text{ Hz} / MF = 90^\circ$ Polo Adicional: $f_N = 250 \text{ Hz}$
(IV) Controle das Correntes Circulantes	$C_{Imd}(s) - PI \text{ com filtro}$	$f_{cruz} = 500 \text{ Hz} / MF = 60^\circ$ Polo Adicional: $f_N = 50 \text{ Hz}$
(V) Equilíbrio das Tensões CC de Camadas Consecutivas	$C_{Vdl}(s) - PI \text{ com filtro}$	$f_{cruz} = 12 \text{ Hz} / MF = 90^\circ$ Polo Adicional: $f_N = 250 \text{ Hz}$

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 4.26, são apresentados os resultados de simulação da tensão da rede elétrica v_S e da corrente da rede elétrica i_S . Essas formas de onda comprovam a compensação de Q_S , uma vez que v_S e i_S estão em fase, além de que o STATCOM opera em sua capacidade máxima. Os resultados de simulação da corrente i_f e as correntes dos ramos i_{r1} e i_{r2} são mostrados na Figura 4.27(a). Observa-se que as correntes são senoidais e equilibradas. O espectro harmônico da corrente i_{r1} é ilustrado na Figura 4.27(b), sendo que a primeira componente harmônica ocorre em $6 \cdot f_{sw}$ (em torno de 30 kHz). A forma de onda da simulação para a corrente circulante i_{c1} é representada na Figura 4.27(c). Nota-se que a corrente i_{c1} está devidamente controlada e a amplitude da componente em baixa frequência é mantida no valor mínimo possível para garantir o equilíbrio das tensões dos barramentos CC.

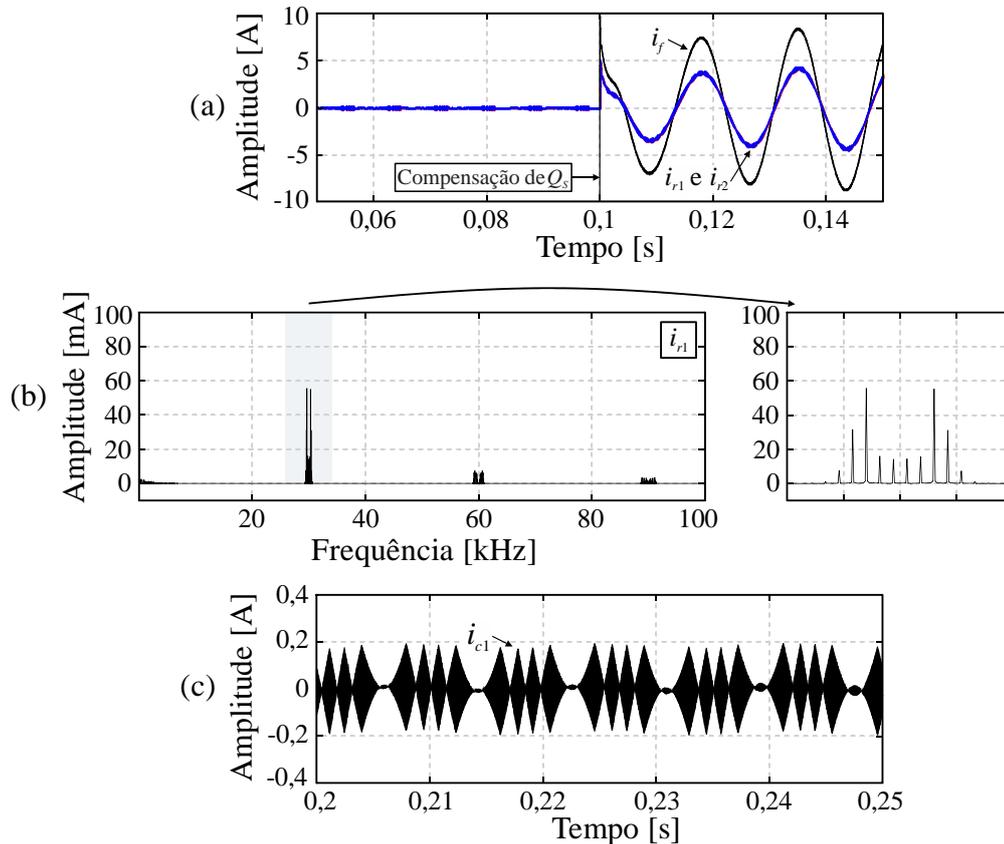
Os resultados de simulação das tensões dos barramentos CC v_{br1} , $v_{br1,1}$, $v_{br1,1,1}$, v_{br2} , $v_{br2,1}$ e $v_{br2,1,1}$ são apresentados na Figura 4.28. Observa-se que todas as tensões estão equilibradas e reguladas em 120 V. Logo, com o equilíbrio de corrente e tensão, é verificada a condição de equilíbrio de potência entre os SM-FBs da topologia P2-C3. A forma de onda da tensão multinível sintetizada é mostrada na Figura 4.29, constatando-se $l_m = 13$. Por fim, as dinâmicas das malhas de controle da corrente circulante e equilíbrio de tensão são verificadas. Na Figura 4.30, são apresentadas as formas de ondas resultantes quando as malhas são desabilitadas. O desequilíbrio de corrente e tensão são visíveis, o que comprova a eficácia do sistema de controle.

Figura 4.26. Resultados de simulação da topologia P2-C3: tensão da rede elétrica v_s e corrente da rede elétrica i_s .



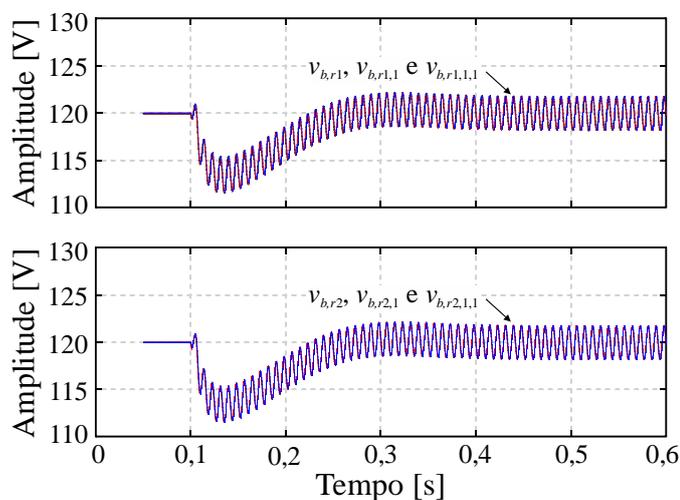
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.27. Resultados de simulação da topologia P2-C3: (a) corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f e correntes dos ramos i_{r1} e i_{r2} ; (b) espectro harmônico da corrente i_{r1} ; (c) corrente circulante i_{c1} .



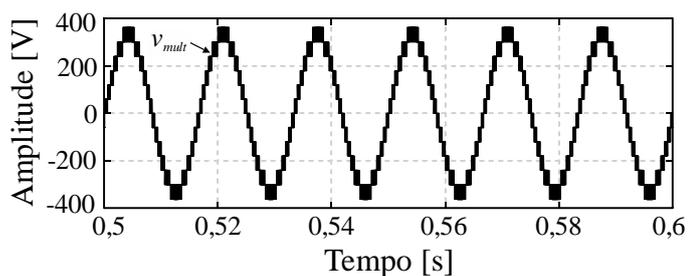
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.28. Resultados de simulação da topologia P2-C3: tensões dos barramentos CC v_{br1} , $v_{br1,1}$, $v_{br1,1,1}$, v_{br2} , $v_{br2,1}$ e $v_{br2,1,1}$.



Fonte: Próprio autor.

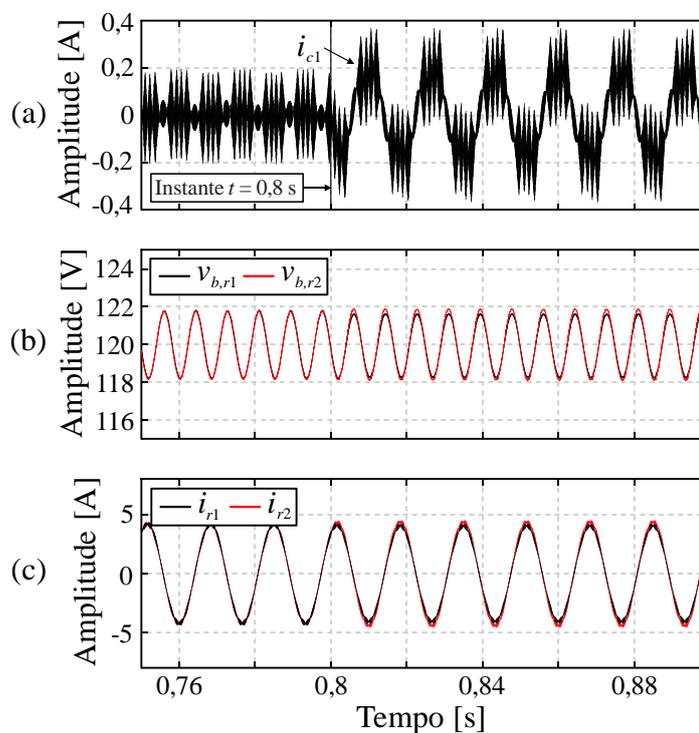
Figura 4.29. Resultados de simulação da topologia P2-C3: tensão multinível v_{mult} .



Fonte: Próprio autor.

Os resultados de simulação demonstram o bom desempenho da topologia P2-C3 operando como um STATCOM. As eficácias da estratégia de modulação e sistema de controle foram mais uma vez verificadas. A análise matemática e a modelagem matemática desenvolvidas para o conversor proposto podem ser estendidas para as topologias derivadas do conceito série/paralelo. Além disso, o estudo teórico realizado para o conversor proposto é válido para as demais topologias com SM-FBs em cascata e ramos em paralelo. Isso inclui a modelagem orientada ao modelo médio e corrente circulante, desempenho da estratégia de modulação e estudo da ondulação de corrente.

Figura 4.30. Resultados de simulação da topologia P2-C3: (a) corrente circulante i_{c1} ; (b) tensões dos barramentos CC $v_{b,r1}$ e $v_{b,r2}$; (c) correntes dos ramos i_{r1} e i_{r2} .



Fonte: Próprio autor.

4.3 Conclusões Parciais

Neste capítulo, foi apresentado um estudo comparativo baseado nas topologias multiramificadas e o FBC. Diversos aspectos foram considerados, dentre os quais se destacam THD, WTHD, números de semicondutores em paralelo e total, custo e perdas nos semicondutores. Os resultados de simulação das topologias em estudo também foram apresentados. Todas as estruturas foram testadas como um STATCOM, atuando na compensação de potência reativa. As formas de onda das principais tensões e correntes foram obtidas em regime permanente e dinâmico.

Ao se analisar as perdas, foi possível determinar o melhor desempenho das topologias multiramificadas, com destaque para 2I-2C e P3-C2. A configuração proposta 2I-2C apresentou os melhores resultados em termos de perdas e número de semicondutores, sobretudo para os pontos de mais alta potência. Destaca-se que 2I-2C e P3-C2 mostraram resultados similares para os pontos de potências mais baixas. O estudo comparativo demonstrou que a topologia derivada do conversor FBCG pode ser considerada uma solução alternativa, por apresentar um desempenho satisfatório em cenários de média e alta potência.

Por fim, pode-se inferir que os resultados de simulação foram importantes para comprovar a eficácia do sistema de controle desenvolvido quando adaptado às topologias série/paralelo. O método de balanceamento de tensão por meio da corrente circulante se mostrou eficaz, tanto para as topologias derivadas do conversor FBCG, como série/paralelo.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, são apresentados os resultados experimentais obtidos em laboratório, com o objetivo de validar o funcionamento do conversor proposto. Foi construído um protótipo de pequena escala de um STATCOM para implementação e testes de topologias com seis SM-FBs. Os resultados experimentais são obtidos em regime permanente e transitório.

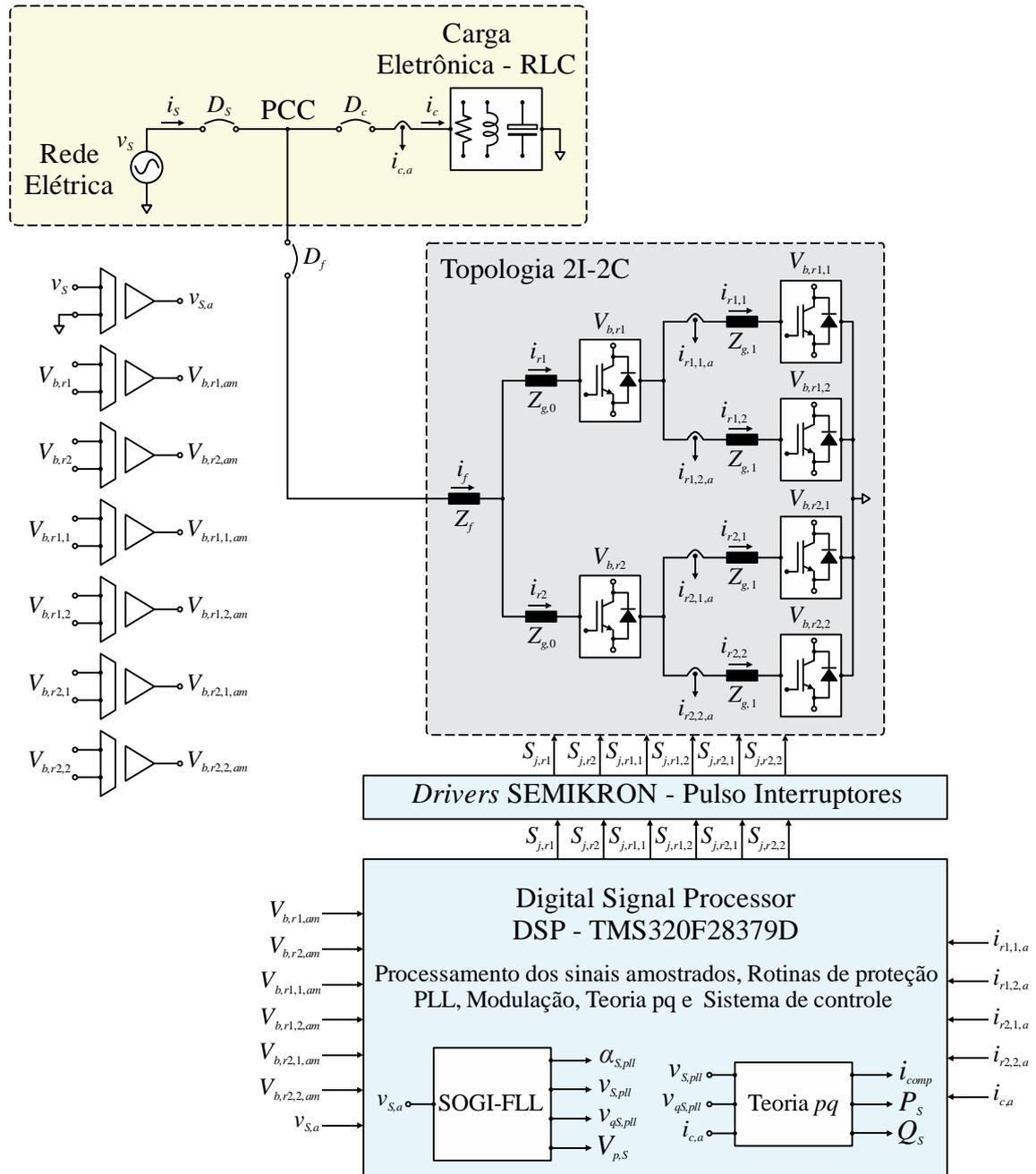
5.1 Implementação Prática

O protótipo experimental busca testar diferentes topologias, incluindo estruturas derivadas do conversor FBCG e série/paralelo. As topologias são compostas por seis SM-FBs, que são conectados de formas específicas para obter a arquitetura desejada. São selecionadas as topologias 2I-2C, P3-C2 e P2-C3, sendo estas testadas como um STATCOM em um sistema monofásico de pequena escala. Na Figura 5.1, é apresentado o diagrama esquemático simplificado do protótipo implementado, no qual é destacada a topologia 2I-2C.

Uma foto do protótipo construído é mostrada na Figura 5.2. A implementação física das topologias selecionadas é realizada com o SM-FB mostrado na Figura 5.3. São utilizados IGBTs de Si modelo IRGP4063DPbF fabricados por *International Rectifier* no SM-FB. As principais características elétricas desse dispositivo são detalhas na Tabela 5-1. Para o circuito de acionamento dos interruptores, são utilizados *drivers* modelo SKHI 22BR da *Semikron*, mostrados na Figura 5.3. Cada módulo desse *driver* aciona um braço constituído por dois semicondutores, equivalente a um braço do conversor meia ponte. Dessa forma, para o acionamento do SM-FB, são utilizados dois módulos do *driver*, um para cada braço. Na imagem da Figura 5.3, é possível observar a disposição física da montagem com os *drivers*. O dispositivo SKHI 22BR pode operar no acionamento de IGBTs de até 1200 V com frequência de comutação de 50 kHz. Esse dispositivo também possui um sistema de proteção contra sobretensão e falhas. Além disso, para compor o barramento CC do SM-FB são utilizados capacitores de 2200 $\mu\text{F}/160\text{ V}$ modelo B43501-A1228-M da *Epcos*, como mostra a Figura 5.3. São utilizados dois capacitores em série, resultado em uma capacitância equivalente de 1100 μF . Para auxiliar no equilíbrio das tensões entre os elementos em série, são adicionados resistores de 22 $\text{k}\Omega/3\text{ W}$ em paralelo com cada dispositivo. As medições das tensões dos barramentos CC são realizadas por meio de sensores de efeito Hall LV20-P, do fabricante *LEM*. A placa de cada SM-FB possui um sensor de tensão, como indica a Figura 5.3. As medições das correntes são realizadas por sensores de efeito Hall HO 8-NP/SP33, para

medição das correntes dos ramos, e HO 25-NP/SP33, para medição das correntes no sistema elétrico, do fabricante LEM. A placa de sensores de corrente encontra-se na parte inferior da placa de controle, como mostra a Figura 5.2.

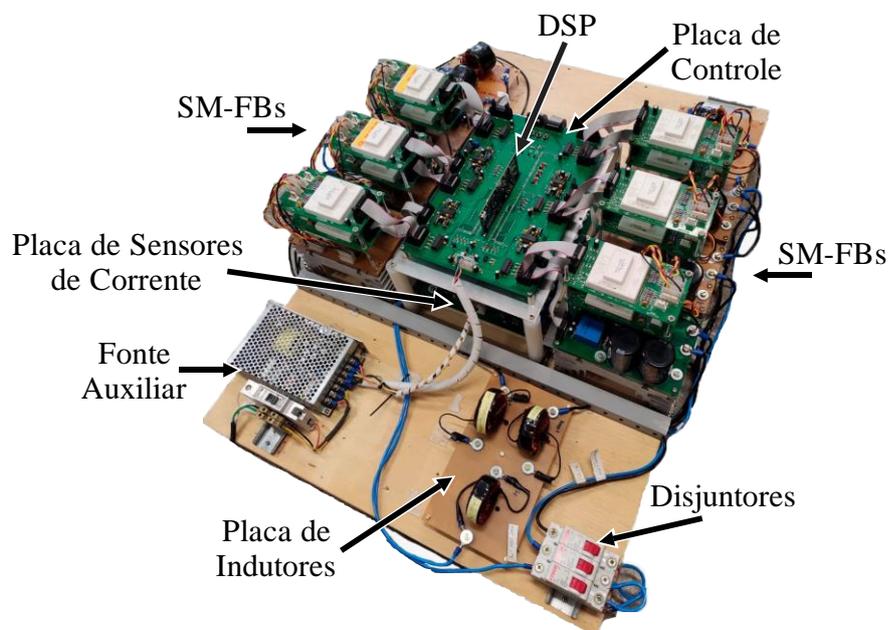
Figura 5.1. Diagrama esquemático simplificado do circuito elétrico do protótipo construído e implementado para a obtenção dos resultados experimentais.



Fonte: Próprio autor.

A placa de controle comporta a unidade do processador digitais de sinais (*Digital Signal Processor – DSP*), modelo TMS320F28379D, do fabricante *Texas Instruments*, conforme mostra a Figura 5.2. O DSP realiza as tarefas relacionadas ao processamento dos sinais amostrados e rotinas de proteção contra falhas, sobretensão e sobre corrente. O PLL é implementado digitalmente no DSP, sendo utilizada a estrutura SOGI-FLL monofásica (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011). Além disso, a estratégia de modulação, teoria *pq* e sistema de controle são implementados de forma digital no DSP. A placa de controle é interligada às placas de sensores, recebendo os sinais de tensão e corrente medidos para execução das diversas tarefas e rotinas. A placa de controle também é conectada aos *drivers* para o envio dos sinais de comando dos interruptores.

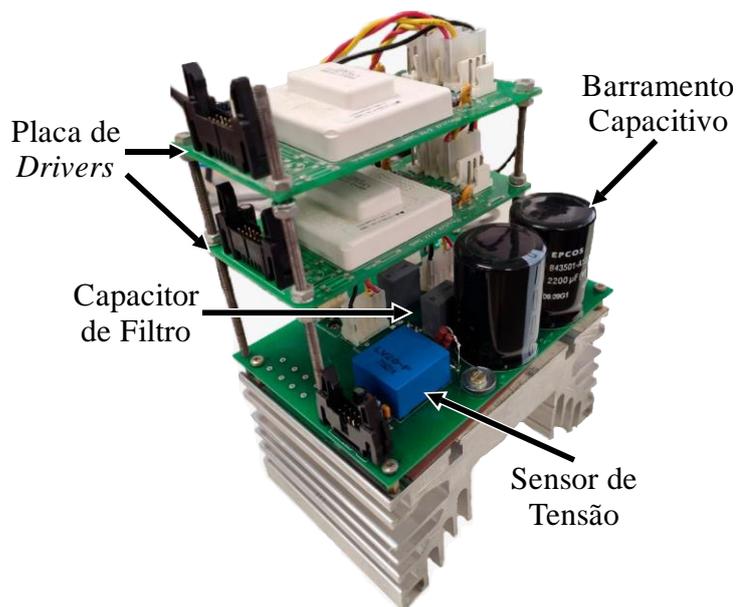
Figura 5.2. Foto do protótipo experimental.



Fonte: Próprio autor.

As topologias selecionadas foram projetadas para operação em um sistema elétrico monofásico com potência nominal $P_S = 2 \text{ kW}$ / $Q_S = 1 \text{ kvar}$, tensão nominal $v_S = 311 \text{ V}$ e frequência fundamental $f_r = 60 \text{ Hz}$. O conversor é conectado em paralelo à rede elétrica no PCC, conforme mostra a Figura 5.1. Com as limitações das fontes e disponibilidade de componentes no laboratório, os resultados foram obtidos para tensão e potência reduzidas. Cada topologia foi testada de forma individual, operando como um STATCOM para compensação da potência reativa Q_S .

Figura 5.3. Foto do SM-FB que compõe o protótipo experimental do conversor FBCG.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 5-1. Características do interruptor escolhido.

Parâmetro Elétrico	IGBT
	Valor
Tensão de Bloqueio	$V_{ce} = 600 \text{ V}$
Corrente Nominal de Coletor (100°C)	$I_C = 48 \text{ A}$
Tempos de Comutação	$t_r = 40 \text{ ns} / t_f = 35 \text{ ns}$
	Diodo Intrínseco
Queda de Tensão em Condução	$V_{FM} = 1,95 \text{ V}$
Corrente Nominal (100°C)	$I_F = 48 \text{ A}$

Fonte: Próprio autor.

5.1.1 Resultados Experimentais – Topologia 2I-2C

Primeiramente, foi realizada a implementação da topologia proposta 2I-2C. A análise prática da topologia 2I-2C foi realizada em malha fechada, empregando o sistema de controle e estratégia de modulação desenvolvidos. Com isso, o objetivo principal é validar o desempenho e operação da estrutura, comprovando que o conceito proposto é factível e pode ser uma alternativa para o aumento da capacidade de tensão e corrente.

A topologia 2I-2C possui seis magnéticos, que são seis indutores desacoplados e distribuídos ao longo das camadas. Os projetos e dimensionamentos dos magnéticos foram

realizados de acordo com (MCLYMAN, 2004). Foram utilizados núcleos toroidais de pó de ferro fabricados por Magmattec (MAGMATTEC TECNOLOGIA, 2015). A topologia 2I-2C possui seis SM-FBs com potências nominais iguais e com barramentos CC assimétricos. É importante destacar que, apesar de haver amplitudes de tensões CC diferentes entre as camadas, os SM-FBs utilizam capacitâncias iguais. A limitação de capacitores eletrolíticos disponíveis no laboratório para o nível de tensão de interesse impediu a realização de um projeto específico desse componente. Em concordância com o que foi citado na seção de resultados de simulação, os parâmetros básicos da topologia 2I-2C são listados na Tabela 5-2. Os parâmetros da implementação física dos indutores são rerepresentados nas tabelas 5-3 e 5-4.

Tabela 5-2. Parâmetros do protótipo experimental para a topologia 2I-2C.

Parâmetros	Valor
Potência Nominal	$Q_S = 1 \text{ kvar}$
Tensão do Barramento CC	$V_{b,r1} = 120 \text{ V} / V_{b,r1,1} = 240 \text{ V}$
Índice de Modulação	$M_a = 0,95$
Frequência de Comutação	$f_{sw} = 5 \text{ kHz}$
Frequência de Amostragem	$f_{sf} = 60 \text{ kHz}$
Capacitância do Barramento CC	$C_b = 2200 \mu\text{F} / 160 \text{ V}$ (dois capacitores conectados em série)

Fonte: Próprio autor.

Tabela 5-3. Parâmetros da indutância L_f da topologia 2I-2C.

Parâmetros	Topologia 2I-2C
	Indutância L_f
Indutância Teórica	$L_f = 212 \mu\text{H}$ (equação (4.9))
Núcleo Toroidal	Toroide – 1.01.0033
Corrente Nominal e Ondulação	$i_f = 6,28 \text{ A} / \Delta i_f = 10\% \cdot i_f$
Frequência Aparente	$f_{Lf} = 60 \text{ kHz}$
Número de Espiras	$N_t = 72$
Condutor, número de fios em paralelo e comprimento	9 fios AWG 26 em paralelo $l_{cond} = 4,464 \text{ m}$
Valores Práticos	$L_f = 214,28 \mu\text{H} / r_{Lf} = 274 \text{ m}\Omega$

Fonte: Próprio autor.

Tabela 5-4. Parâmetros das indutâncias $L_{g,0}$ e $L_{g,1}$ da topologia 2I-2C.

Parâmetros	Topologia 2I-2C	
	Indutância $L_{g,0}$	Indutância $L_{g,1}$
Indutância Teórica	$L_{g,0} = 2,63 \text{ mH}$ (equação (4.10))	$L_{g,1} = 16,962 \text{ mH}$ (equação (4.11))
Núcleo Toroidal	Toroide – 1.01.0033	Toroide – 1.01.0033 (2 núcleos em paralelo)
Corrente Nominal e Ondulação	$i_{r1} = 3,14 \text{ A} / \Delta i_f = 10\% \cdot i_{r1}$	$i_{r1} = 3,14 \text{ A} / \Delta i_f = 10\% \cdot i_{r1}$
Frequência Aparente	$f_{L_{g,0}} = 30 \text{ kHz}$	$f_{L_{g,0}} = 10 \text{ kHz}$
Número de Espiras	$N_i = 284$	$N_i = 490$
Condutor, núm. de fios em paralelo e comprimento	5 fios AWG 26 em paralelo $l_{cond} = 17,6 \text{ m}$	3 fios AWG 26 em paralelo $l_{cond} = 43 \text{ m}$
Valores Práticos	Ind. 1: $L_{g,0} = 2,636 \text{ mH}/r_{L_{g,0}} = 2,02 \Omega$ Ind. 2: $L_{g,0} = 2,599 \text{ mH}/r_{L_{g,0}} = 1,9 \Omega$	Ind. 1: $L_{g,1} = 16,9 \text{ mH}/r_{L_{g,0}} = 5,33 \Omega$ Ind. 2: $L_{g,1} = 16,8 \text{ mH}/r_{L_{g,0}} = 5,9 \Omega$ Ind. 3: $L_{g,1} = 16,8 \text{ mH}/r_{L_{g,0}} = 6,06 \Omega$ Ind. 4: $L_{g,1} = 16,9 \text{ mH}/r_{L_{g,0}} = 6,24 \Omega$

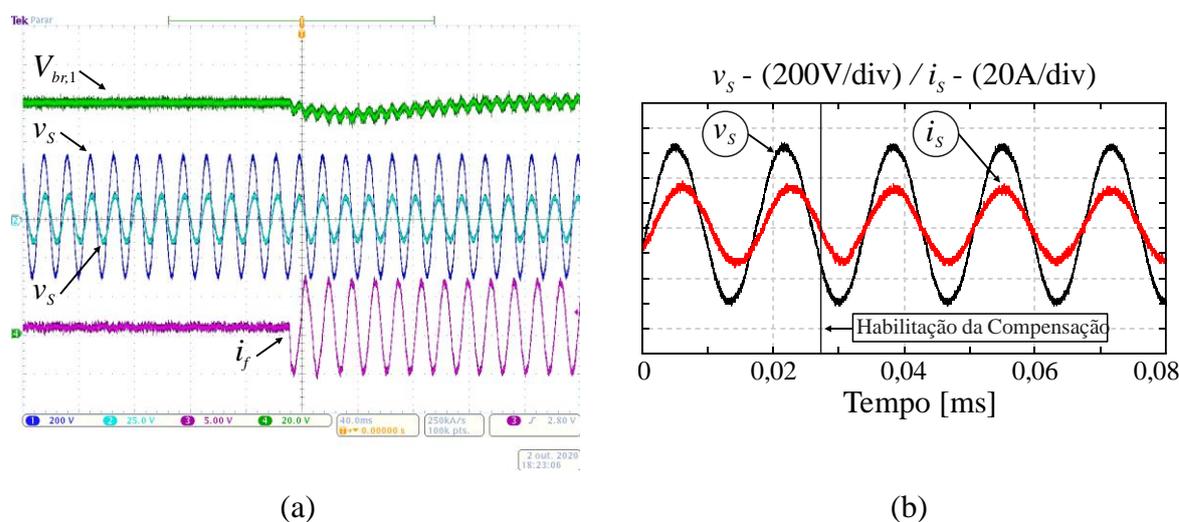
Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.4(a), são ilustradas a tensão da rede elétrica v_S , a corrente drenada da rede elétrica i_S , a tensão do barramento CC $V_{b,r1}$ e a corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f (corrente de entrada do conversor) no momento em que a compensação de potência reativa é habilitada. A referência de corrente calculada por meio da teoria pq varia de de zero ao valor máximo, caracterizando a operação do STACOM em sua capacidade

máxima. Buscando uma melhor visualização, na Figura 5.4(b) as formas de onda experimentais de v_S e i_S são destacadas. Observa-se que, após a atuação do conversor, a corrente i_S passa a estar em fase com v_S . As formas de onda da Figura 5.4(b) foram plotadas no *software* MATLAB[®] com os arquivos de pontos em CSV (*comma-separated values* – valores separados por vírgulas) obtidos a partir dos dados exportados do osciloscópio.

Na Figura 5.5(a), são ilustradas a corrente da rede elétrica i_S , a corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f e as correntes dos ramos i_{r1} e i_{r2} . Além disso, as figuras 5.5(b) e 5.5(c) apresentam as formas de onda complementares das correntes dos ramos $i_{r1,1}$, $i_{r1,2}$, $i_{r2,1}$ e $i_{r2,2}$. Observa-se que as correntes através dos ramos são senoidais e permanecem equilibradas, fato este que assegura a divisão balanceada de corrente nos nós internos e através dos ramos. Os espectros harmônicos das correntes i_{r1} e $i_{r1,1}$ são mostrados na Figura 5.6. Observa-se que as primeiras componentes harmônicas de i_{r1} e $i_{r1,1}$ encontram-se em $6 \cdot f_{sw}$ (em torno de 30 kHz) e $2 \cdot f_{sw}$ (em torno de 10 kHz), respectivamente. Esses resultados confirmam a análise teórica sobre a frequência aparente das correntes, resultante da estratégia de modulação. O espectro harmônico da corrente foi plotado por meio de uma rotina desenvolvida no *software* MATLAB[®], que utiliza os dados exportados do osciloscópio.

Figura 5.4. Resultados experimentais da topologia 2I-2C: (a) tensão da rede elétrica v_S , corrente drenada da rede elétrica i_S , tensão do barramento CC $V_{b,r1}$ e corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f ; (b) tensão da rede elétrica v_S e corrente drenada da rede elétrica i_S .



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.7, têm-se as correntes circulantes i_{c1} e $i_{c1,1}$. Nota-se que as correntes circulantes estão controladas e mantidas o mais próximo de zero possível. A envoltória

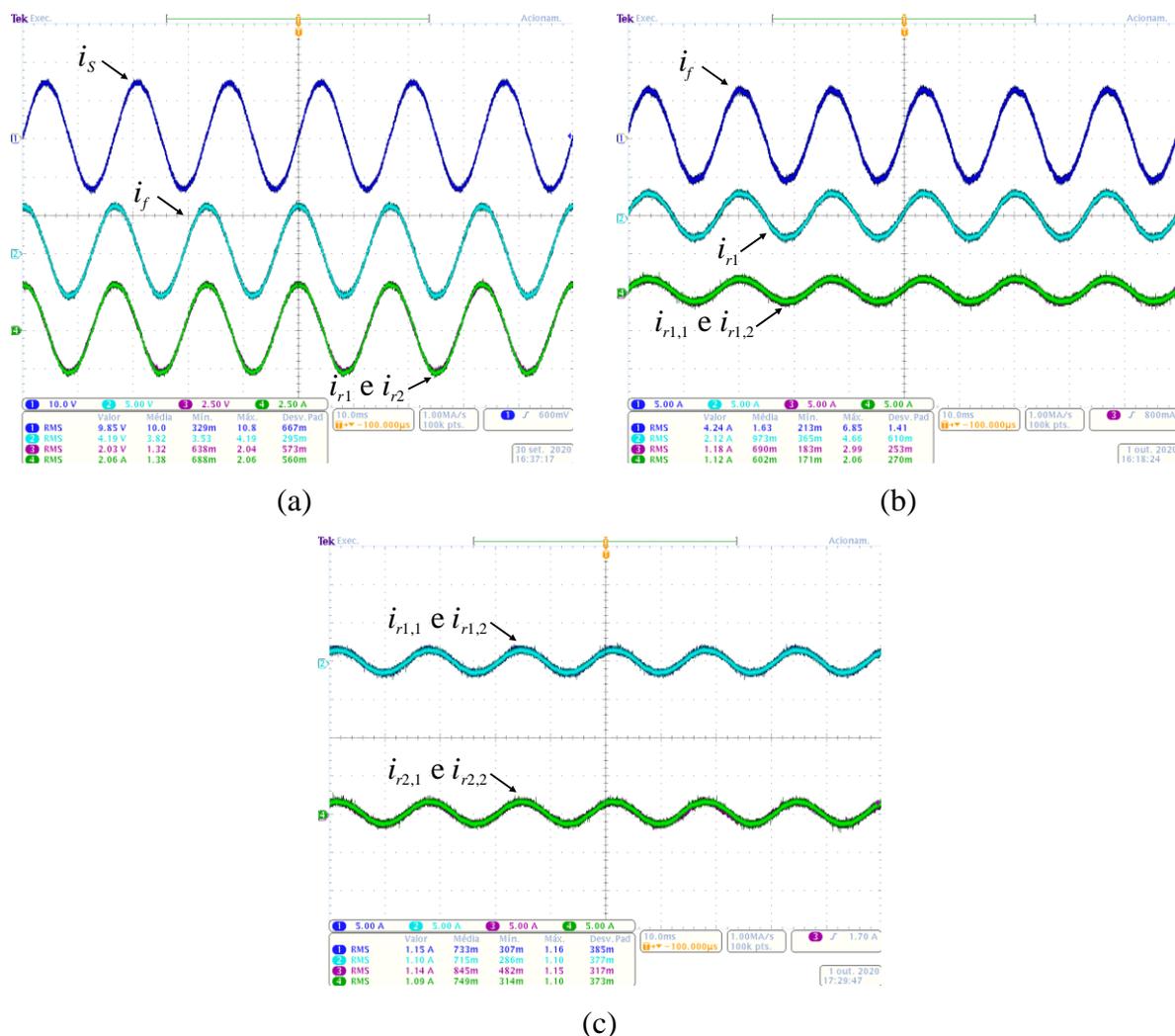
senoidal está de acordo com a análise teórica detalhada no estudo do sistema de controle. É importante destacar que as componentes de baixa frequência de i_{c1} e $i_{c1,1}$ são diferentes de zero por atuarem no balanço de energia para garantir o equilíbrio de tensão nos barramentos CC dos SM-FBs. Todos os resultados experimentais das correntes foram obtidos em regime permanente e para a capacidade máxima do STATCOM.

Na Figura 5.8, são ilustradas as tensões dos barramentos CC de todos os MS-FBs, $V_{b,r1}$, $V_{b,r2}$, $V_{b,r1,1}$, $V_{b,r1,2}$, $V_{b,r2,1}$ e $V_{b,r2,2}$. A partir dessas formas de onda, nota-se que as tensões estão reguladas, de acordo com os valores de referência, além de serem equilibradas. A condição de equilíbrio de corrente e tensão garante o equilíbrio de potência entre os SM-FBs. Por fim, as tensões de saída dos SM-FBs $v_{o,r1}$, $v_{o,r2}$, $v_{o,r1,1}$, $v_{o,r1,2}$, $v_{o,r2,1}$ e $v_{o,r2,2}$ são mostradas nas figuras 5.9(a) e 5.9(b). Por simples inspeção visual, constatam-se três níveis nas tensões e as amplitudes definidas de acordo com a tensão do barramento. A partir das tensões de saída, obtém-se a tensão multinível v_{mult} sintetizada pela topologia 2I-2C, conforme mostra a Figura 5.9(c). Devido à estrutura física da topologia 2I-2C, que emprega indutores entre as camadas, a medição da tensão v_{mult} no protótipo não é possível. Dessa forma, a forma de onda de v_{mult} foi plotada por meio do *software* MATLAB[®] com os arquivos de pontos das tensões de saída.

Os resultados experimentais apresentados até então demonstram a operação da topologia 2I-2C. As formas de onda de corrente e tensão comprovam a capacidade do conversor em controlar integralmente as correntes através dos ramos e as tensões dos barramentos CC. A eficácia do sistema de controle foi verificada ao alcançar a condição de equilíbrio de corrente e tensão, o que garante o equilíbrio de potência entre os SM-FBs. Outro aspecto importante e que deve ser destacado é o controle da corrente circulante, que permite alcançar a divisão equilibrada de corrente através dos ramos e o balanço de energia entre os SM-FBs. Com isso, as funcionalidades da solução proposta foram comprovadas. A estratégia de modulação desenvolvida é capaz de sintetizar o número máximo de níveis em v_{mult} e alcançar um melhor desempenho harmônico.

Em suma, os resultados experimentais obtidos a partir do protótipo construído reiteram o conceito desenvolvido, o qual propõe uma nova metodologia de síntese baseada no cascadeamento e intercalamento de SM-FBs para criar topologias multiníveis aptas a reduzir os esforços de tensão e corrente nos semicondutores. Dessa forma, o conversor proposto pode ser considerado uma alternativa para aplicações que envolvem média/alta tensão e corrente.

Figura 5.5. Resultados experimentais da topologia 2I-2C: (a) corrente da rede elétrica i_s , corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f e correntes dos ramos i_{r1} e i_{r2} ; (b) corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f e correntes dos ramos i_{r1} , $i_{r1,1}$ e $i_{r1,2}$; (c) correntes dos ramos $i_{r1,1}$, $i_{r1,2}$, $i_{r2,1}$, $i_{r2,2}$.

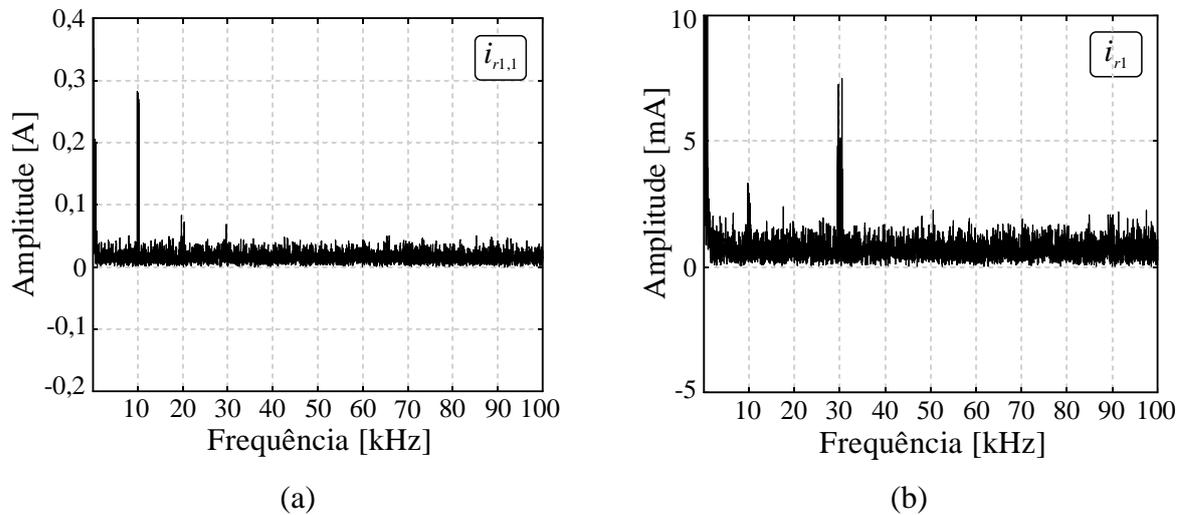


Fonte: Próprio autor.

5.1.2 Resultados Experimentais – Topologia P3-C2

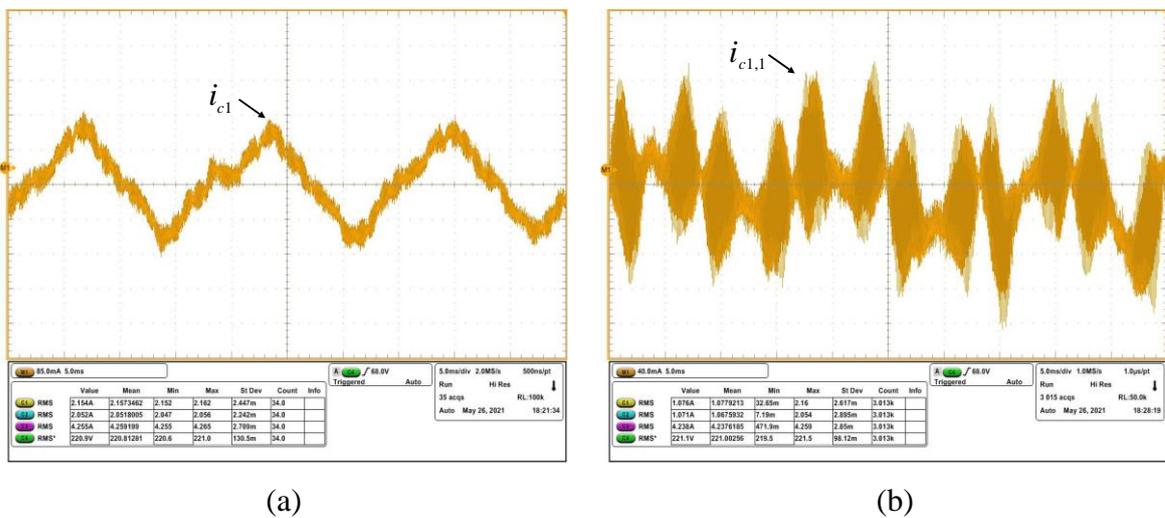
No capítulo anterior, foi mencionada a possibilidade de expandir a aplicabilidade do conversor série/paralelo proposto (QUEIROZ et al., 2017, 2018). A análise prática da topologia P3-C2 busca validar a operação da estrutura como um STATCOM e, principalmente, comprovar a eficácia do sistema de controle proposto em uma topologia com ramos constituídos por arranjos de SM-FBs em cascata.

Figura 5.6. Resultados experimentais da topologia 2I-2C: (a) espectro harmônico da corrente $i_{r1,1}$; (b) espectro harmônico da corrente i_{r1} .



Fonte: Próprio autor.

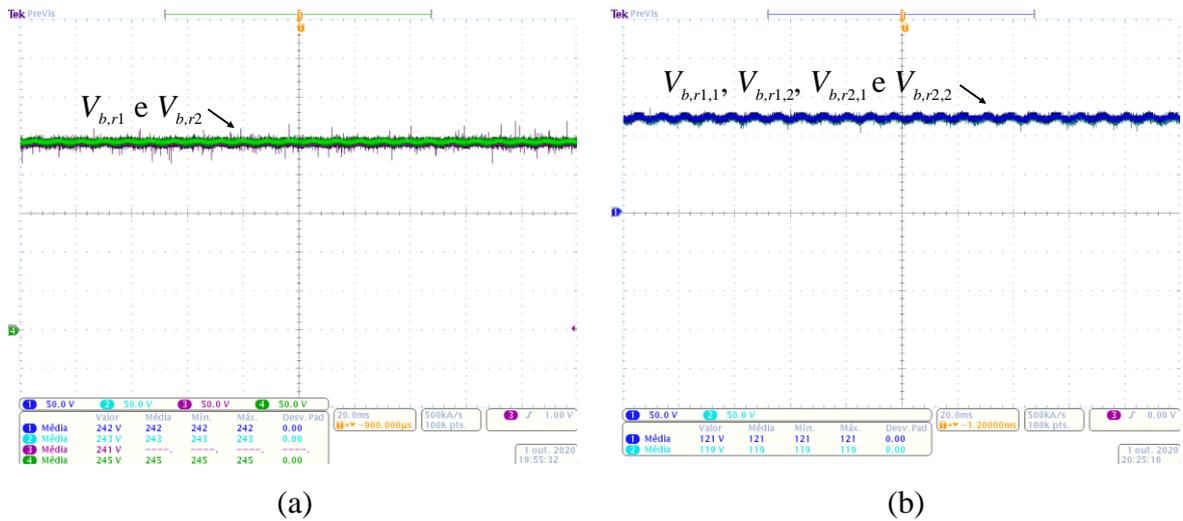
Figura 5.7. Resultados experimentais da topologia 2I-2C: (a) corrente circulante i_{c1} ; (b) corrente circulante $i_{c1,1}$.



Fonte: Próprio autor.

A topologia P3-C2 possui seis SM-FBs com potências nominais iguais e com barramentos CC simétricos. O circuito de potência dessa topologia é simplificado, uma vez que internamente não há nenhum ponto de ramificação. Os parâmetros básicos da topologia P3-C2 são rerepresentados na Tabela 5-5. Os parâmetros referentes à implementação física dos indutores dos ramos são listados na Tabela 5-6.

Figura 5.8. Resultados experimentais da topologia 2I-2C: (a) tensões dos barramentos CC $V_{b,r1}$ e $V_{b,r2}$; (b) tensões dos barramentos CC $V_{b,r1,1}$, $V_{b,r1,2}$, $V_{b,r2,1}$ e $V_{b,r2,2}$.



Fonte: Próprio autor.

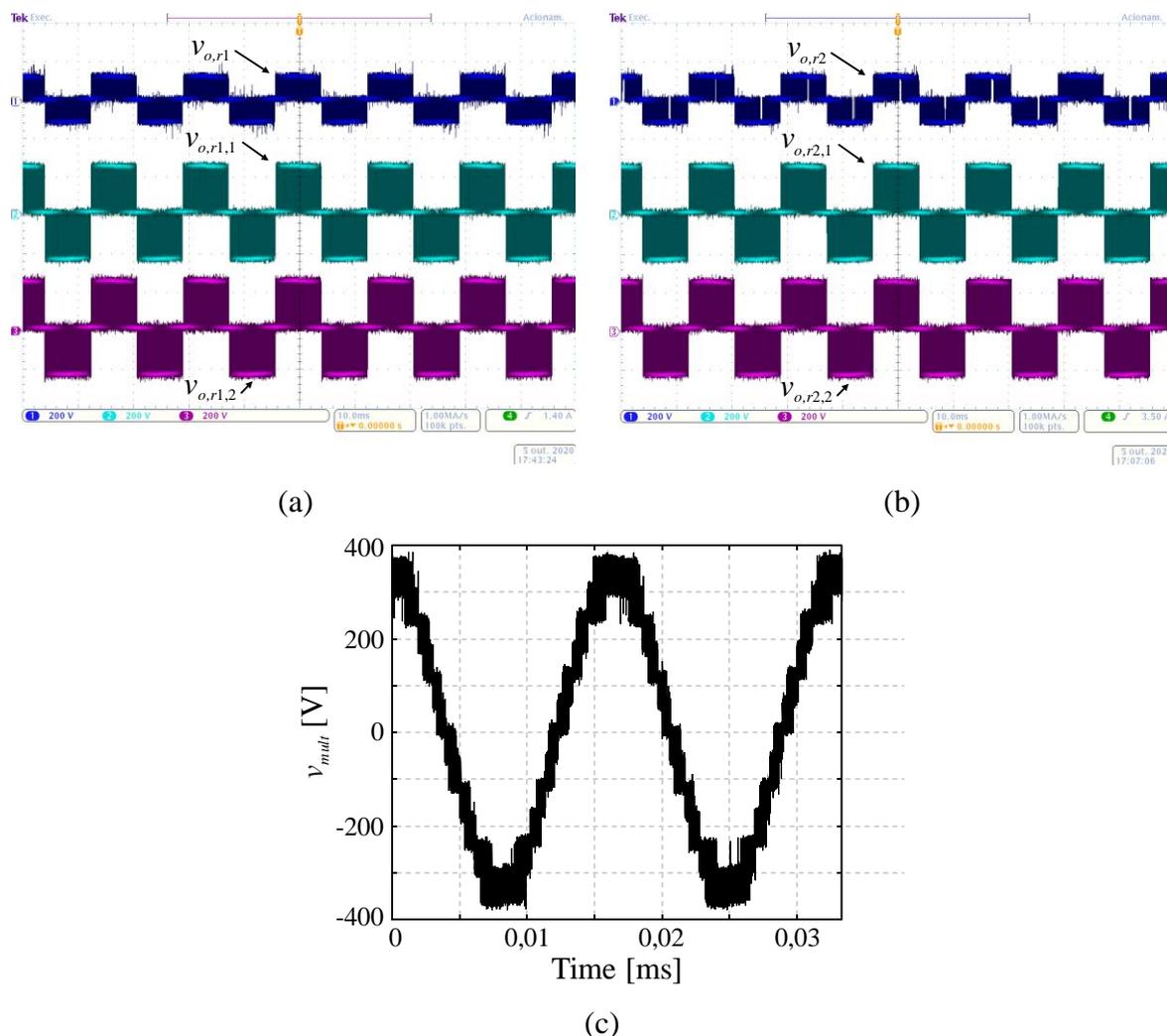
Tabela 5-5. Parâmetros do protótipo experimental para a topologia P3-C2.

Parâmetros	Valor
Potência Nominal	$Q_S = 1 \text{ kvar}$
Tensão do Barramento CC	$V_{b,r1} = 180 \text{ V}$
Índice de Modulação	$M_a = 0,95$
Frequência de Comutação	$f_{sw} = 5 \text{ kHz}$
Frequência de Amostragem	$f_{sf} = 60 \text{ kHz}$
Capacitância do Barramento CC	$C_b = 2200 \mu\text{F} / 160 \text{ V}$ (dois capacitores conectados em série)

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.10, são ilustradas a tensão da rede elétrica v_S , a corrente drenada da rede elétrica i_S , a tensão do barramento CC $V_{b,r1}$ e a corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f para os períodos anterior e posterior à habilitação da compensação de potência reativa. Observa-se que, com o conversor operando como STATCOM em sua capacidade máxima, a corrente i_S e a tensão v_S permanecem em fase. Na Figura 5.11(a), têm-se a corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f e as correntes dos ramos i_{r1} , i_{r2} e i_{r3} . Nota-se que as correntes são senoidais e controladas de acordo com a potência reativa processada pelo sistema. As correntes são divididas igualmente através dos ramos, o que confirma o equilíbrio de corrente. O espectro harmônico da corrente i_{r1} é mostrado na Figura 5.11(b), sendo que a primeira componente harmônica ocorre em $4 \cdot f_{sw}$ (em torno de 20 kHz).

Figura 5.9. Resultados experimentais da topologia 2I-2C: (a) tensões de saída dos SM-FBs associados ao ramo 1, $v_{o,r1}$, $v_{o,r1,1}$ e $v_{o,r1,2}$; (b) tensões de saída dos SM-FBs associados ao ramo 2, $v_{o,r2}$, $v_{o,r2,1}$ e $v_{o,r2,2}$; (c) tensão multinível v_{mult} sintetizada.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 5.12(a), são ilustradas as tensões dos barramentos CC dos SM-FBs da primeira camada representados por $V_{b,r1}$, $V_{b,r2}$, e $V_{b,r3}$. Verifica-se que as tensões estão reguladas no valor de referência e plenamente equilibradas. Logo, com a verificação do equilíbrio de corrente e tensão, é possível confirmar o equilíbrio de potência entre os SM-FBs. Por fim, as tensões de MC resultantes $v_{mc,r1}$, $v_{mc,r2}$ e $v_{mc,r3}$ são apresentadas na Figura 5.12(b), na qual se observam cinco níveis em cada forma de onda. Por meio de $v_{mc,r1}$, $v_{mc,r2}$ e $v_{mc,r3}$, obtém-se a tensão multinível v_{mult} sintetizada. Para este caso, a forma de onda de v_{mult} foi plotada utilizando a função *Math* do osciloscópio. A estrutura física da topologia P3-C2 é composta por arranjos de dois SM-FBs em cascata e sem indutores entre as camadas. Essa arquitetura possibilita a medição das tensões resultantes dos ramos empregando o próprio

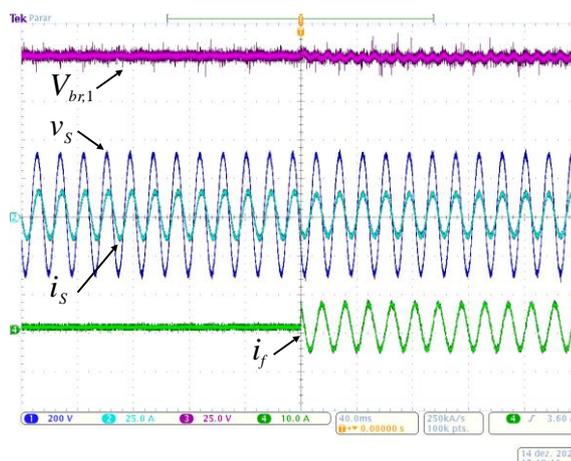
osciloscópio. Os resultados experimentais de corrente e tensão foram obtidos em regime permanente e para a capacidade máxima do STATCOM.

Tabela 5-6. Parâmetros da indutância $L_{g,0}$ da topologia P3-C2.

Parâmetros	Topologia P3-C2
	Indutância $L_{g,0}$
Indutância Teórica	$L_{g,0} = 4,722 \text{ mH}$
Núcleo Toroidal	Toroide – 1.01.0033
Corrente Nominal e Ondulação	$i_{r1} = 2,09 \text{ A} / \Delta i_f = 10\% \cdot i_{r1}$
Frequência Aparente	$f_{Lf} = 20 \text{ kHz}$
Número de Espiras	$N_t = 370$
Condutor, número de fios em paralelo e comprimento	3 fios AWG 26 em paralelo $l_{cond} = 22,9 \text{ m}$
Valores Práticos	Ind. 1: $L_{g,0} = 4,77 \text{ mH} / r_{Lg,0} = 1,157 \Omega$ Ind. 2: $L_{g,0} = 4,72 \text{ mH} / r_{Lg,0} = 1,166 \Omega$ Ind. 3: $L_{g,0} = 4,65 \text{ mH} / r_{Lg,0} = 1,156 \Omega$

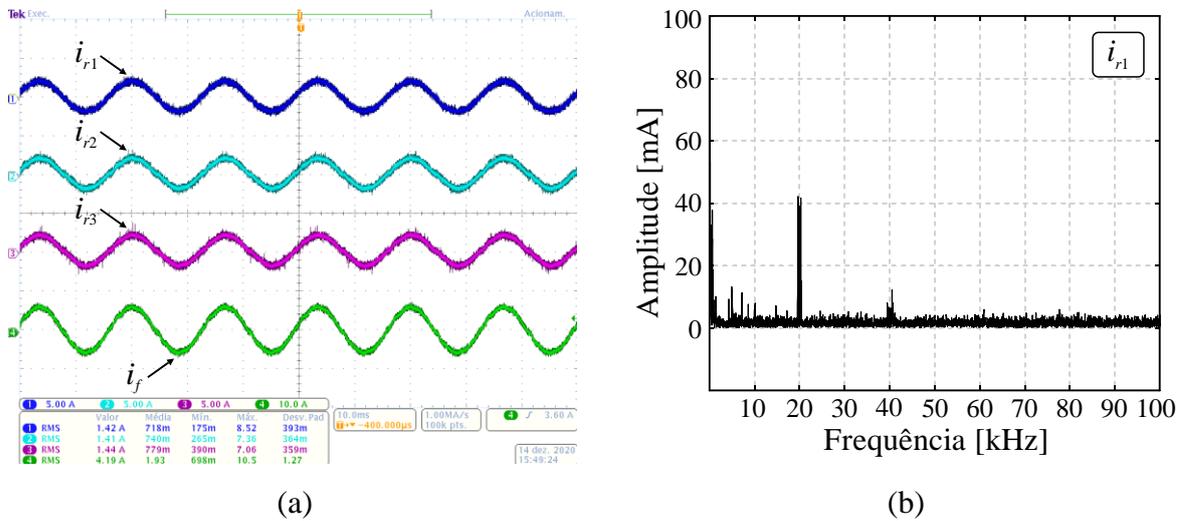
Fonte: Próprio autor.

Figura 5.10. Resultados experimentais da topologia P3-C2: tensão da rede elétrica v_s , corrente drenada da rede elétrica i_s , tensão do barramento CC $V_{br,1}$ e corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f .



Fonte: Próprio autor.

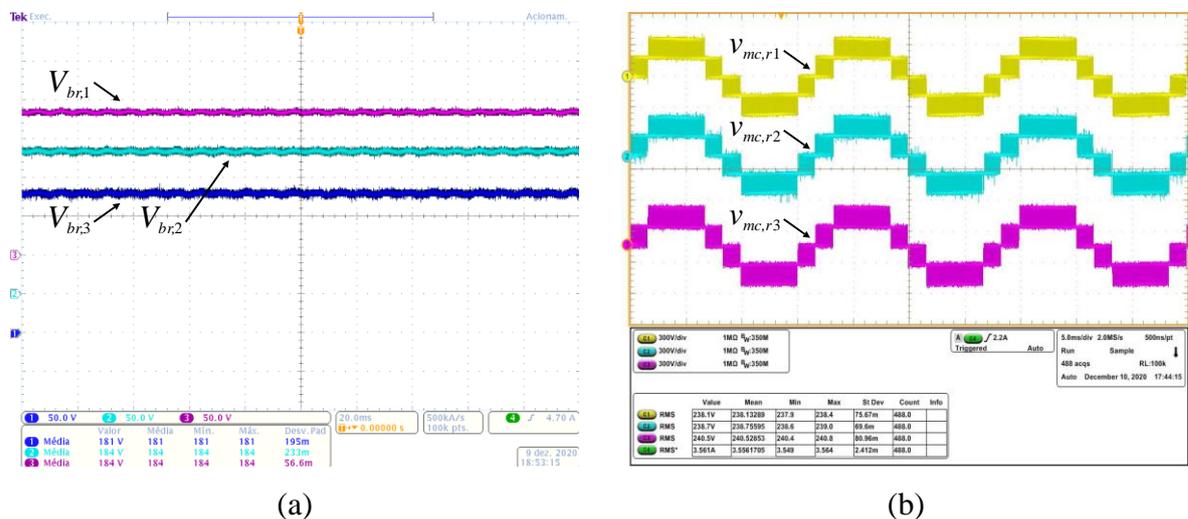
Figura 5.11. Resultados experimentais da topologia P3-C2: (a) corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f e correntes dos ramos i_{r1} , i_{r2} e i_{r3} ; (b) espectro harmônico da corrente i_{r1} .

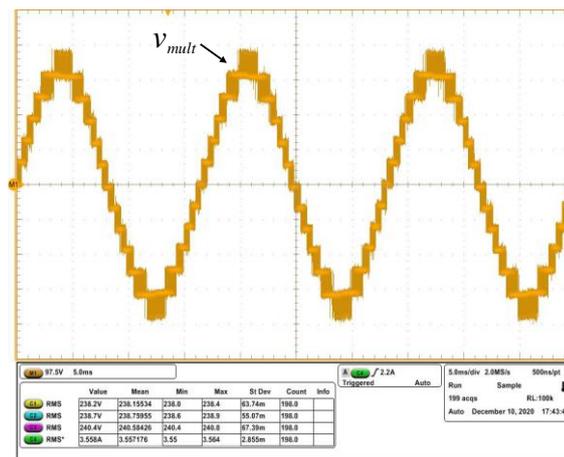


Fonte: Próprio autor.

Os resultados experimentais apresentados comprovam a operação da topologia P3-C2 como um STATCOM, de modo que o sistema de controle demonstra uma resposta satisfatória. A adaptação da estratégia de controle proposta para topologias com ramos de SM-FBs em cascata é uma possibilidade, uma vez que garante o controle integral das variáveis de corrente e tensão, bem como a condição de equilíbrio de potência. Assim, é razoável afirmar que a possibilidade de expansão do conceito série/paralelo (QUEIROZ et al., 2017, 2018) discutida no capítulo anterior foi devidamente validada.

Figura 5.12. Resultados experimentais da topologia P3-C2: (a) tensões dos barramentos CC $V_{b,r1}$, $V_{b,r2}$, e $V_{b,r3}$; (b) tensões resultantes dos ramos $v_{mc,r1}$, $v_{mc,r2}$ e $v_{mc,r3}$; (c) tensão multinível v_{mult} sintetizada.





(c)

Fonte: Próprio autor.

5.1.3 Resultados Experimentais – Topologia P2-C3

A análise prática da topologia P2-C3 busca ratificar pontos similares aos discutidos para P3-C2. As topologias possuem estruturas físicas semelhantes e surgem como alternativas derivadas do conceito série/paralelo (QUEIROZ et al., 2017, 2018). Os principais resultados experimentais são apresentados na sequência. A topologia P2-C3 possui seis SM-FBs com potências nominais iguais e com barramentos CC simétricos. Os parâmetros básicos da topologia P2-C3 são reescritos na Tabela 5-7, enquanto que os parâmetros da implementação física dos indutores dos ramos encontram-se na Tabela 5-8.

Tabela 5-7. Parâmetros do protótipo experimental para a topologia P2-C3.

Parâmetros	Valor
Potência Nominal	$Q_S = 1$ kvar
Tensão do Barramento CC	$V_{b,r1} = 120$ V
Índice de Modulação	$M_a = 0,95$
Frequência de Comutação	$f_{sw} = 5$ kHz
Frequência de Amostragem	$f_{sf} = 60$ kHz
Capacitância do Barramento CC	$C_b = 2200 \mu\text{F} / 160$ V (dois capacitores conectados em série)

Fonte: Próprio autor.

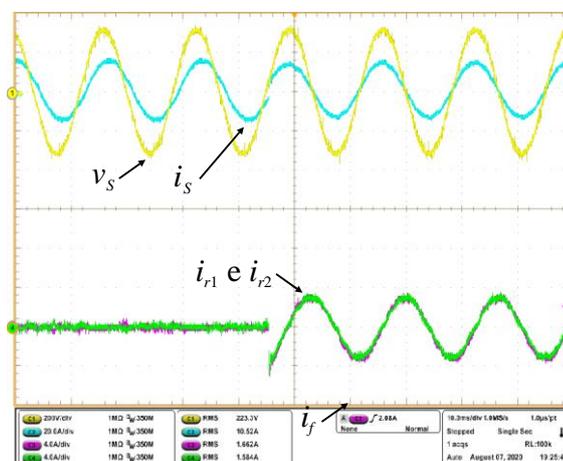
Tabela 5-8. Parâmetros da indutância $L_{g,0}$ da topologia P2-C3.

Parâmetros	Topologia P2-C3
	Indutância $L_{g,0}$
Indutância Teórica	$L_{g,0} = 4,722 \text{ mH}$
Núcleo Toroidal	Toroide – 1.01.0033
Corrente Nominal e Ondulação	$i_{r1} = 3,14 \text{ A} / \Delta i_f = 10\% \cdot i_{r1}$
Frequência Aparente	$f_{Lf} = 30 \text{ kHz}$
Número de Espiras	$N_t = 284$
Condutor, número de fios em paralelo e comprimento	5 fios AWG 26 em paralelo $l_{cond} = 17,6 \text{ m}$
Valores Práticos	Ind. 1: $L_{g,0} = 2,636 \text{ mH} / r_{Lg,0} = 2,02 \Omega$ Ind. 2: $L_{g,0} = 2,599 \text{ mH} / r_{Lg,0} = 1,9 \Omega$

Fonte: Próprio autor.

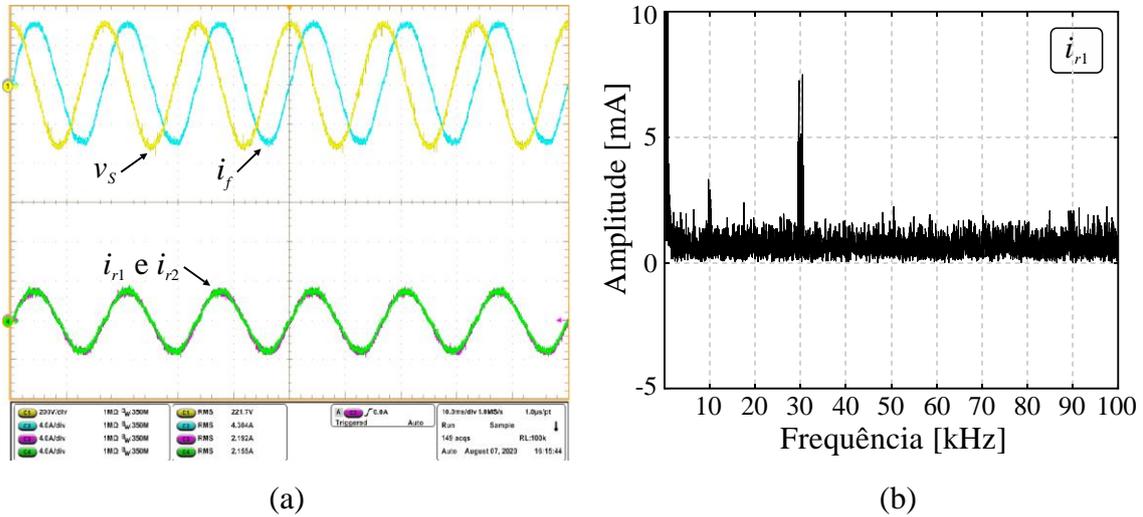
Na Figura 5.13, são mostradas a tensão da rede elétrica v_S , a corrente drenada da rede elétrica i_S e as correntes dos ramos i_{r1} e i_{r2} . Na Figura 5.14(a), têm-se as correntes i_f , i_{r1} e i_{r2} , bem como a tensão v_S . O espectro harmônico da corrente i_{r1} é apresentado na Figura 5.14(b), sendo que a primeira componente harmônica é vista em $6 \cdot f_{sw}$ (em torno de 30 kHz). Nas figuras 5.15(a) e 5.15(b), são ilustradas as tensões dos barramentos CC $V_{b,r1}$, $V_{b,r1,1}$, e $V_{b,r1,1,1}$, assim como as tensões de MC resultantes $v_{mc,r1}$ e $v_{mc,r2}$ dos ramos. Por fim, a tensão multinível v_{mult} sintetizada é mostrada na Figura 5.15(c). Todos os resultados experimentais foram obtidos em regime permanente e para a capacidade máxima do STATCOM.

Figura 5.13. Resultados experimentais da topologia P2-C3: tensão da rede elétrica v_S , corrente drenada da rede elétrica i_S e correntes dos ramos i_{r1} e i_{r2} .



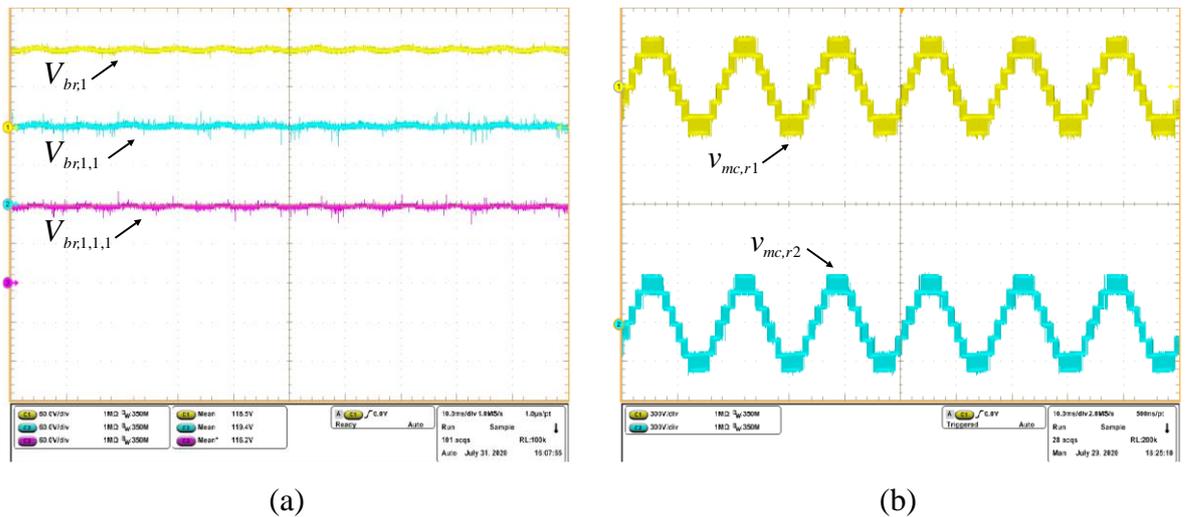
Fonte: Próprio autor.

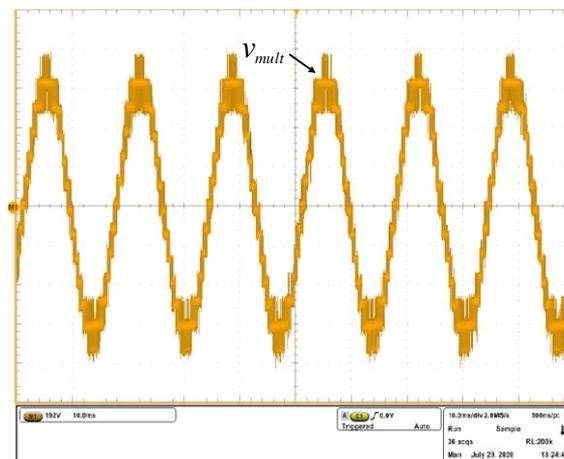
Figura 5.14. Resultados experimentais da topologia P2-C3: (a) tensão da rede elétrica v_S , corrente i_f através do indutor de acoplamento L_f e corrente correntes dos ramos i_{r1} e i_{r2} ; (b) espectro harmônico da corrente i_{r1} .



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.15. Resultados experimentais da topologia P2-C3: (a) tensões dos barramentos CC $V_{br,1}$, $V_{br,1,1}$, e $V_{br,1,1,1}$; (b) tensões resultantes dos ramos $v_{mc,r1}$ e $v_{mc,r2}$; (c) tensão multinível v_{mult} sintetizada.





(c)

Fonte: Próprio autor.

A partir dos resultados experimentais apresentados, pode-se comprovar a operação da topologia P2-C3 como um STATCOM. A condição de equilíbrio de potência foi verificada, uma vez que as correntes e tensões CC estão plenamente controladas. Mais uma vez, a estratégia de modulação é capaz de sintetizar o número máximo de níveis na tensão multinível.

A análise prática das topologias P3-C2 e P2-C3 reforça o que foi discutido no capítulo anterior, assim como as conclusões obtidas. As topologias com ramos de SM-FBs em cascata são eficientes em sistemas como o STATCOM. O sistema de controle proposto adiciona as funcionalidades necessárias para que as configurações multiramificadas sejam viáveis. O estudo comparativo do capítulo anterior mostrou o melhor desempenho dessas configurações em relação à tradicional topologia FBC. A análise prática complementa e conclui os principais pontos para validação do tema deste trabalho.

5.2 Conclusões Parciais

Neste capítulo, foram apresentados os resultados experimentais das topologias 2I-2C, P3-C2 e P2-C3, operando como um STATCOM em um sistema monofásico. O protótipo experimental é constituído por seis SM-FBs, que são oportunamente conectados para obter a topologia de interesse. Com as formas de onda experimentais das correntes dos ramos e das tensões dos barramentos CC dos SM-FBs, foi possível comprovar o funcionamento prático da estratégia de modulação e sistema de controle. Foram obtidos resultados em regime

permanente e durante o transitório associado ao instante de habilitação da compensação de potência reativa por parte do STATCOM.

Os resultados experimentais da topologia proposta 2I-2C comprovaram as principais suposições teóricas relacionadas ao conversor FBCG, validando as topologias propostas e a análise desenvolvida nos capítulos anteriores. Além disso, a análise experimental demonstrou a operação das topologias série/paralelo aplicando a estratégia de modulação e sistema de controle desenvolvidos.

6 CONCLUSÃO GERAL E TRABALHOS FUTUROS

6.1 Conclusão Geral

Esta tese de doutorado apresentou o estudo do novo conversor multinível FBCG para aplicações de compensação de energia em sistemas de média e alta potência. O estudo incluiu a metodologia de síntese, que abordou os aspectos teóricos do conceito proposto para a concepção do novo conversor, técnica de modulação PWM e sistema de controle. As topologias derivadas da estrutura generalizada do conversor FBCG foram analisadas, testadas e comparadas em relação às soluções propostas na literatura. Uma análise experimental foi realizada a partir de um protótipo em pequena escala montado em laboratório para validar as considerações teóricas. Para as análises teórica e experimental, as topologias selecionadas foram aplicadas como um STATCOM para a compensação de potência reativa de um sistema elétrico monofásico.

O Capítulo 2 foi dedicado à apresentação da metodologia de síntese e ao estudo analítico do conversor FBCG. A metodologia de síntese foi detalhada com base na estrutura generalizada do conversor FBCG, considerando exclusivamente a abordagem simétrica do conversor. Foram apresentadas as definições de nó, ramo e camada, destacando-se a dependência das topologias simétricas aos valores das variáveis n , associada ao número de ramificações do nó, e m , associada ao número de camadas. As topologias 2I-2C, 2I-3C e 3I-2C foram derivadas da estrutura generalizada do conversor FBCG. Evidenciou-se, então, que a amplitude das correntes através dos ramos e a amplitude das tensões dos barramentos CC dos SM-FBs estão diretamente relacionados aos valores de n e m . Além disso, foi destacada a relação entre as correntes dos ramos e as tensões dos barramentos CC com base na condição de equilíbrio de potência entre os SM-FBs. O conversor FBCG oferece uma maior flexibilidade para construir uma família de topologias multiníveis e modulares, que são capazes de reduzir os esforços de corrente e tensão nos SM-FBs e semicondutores de forma simultânea.

Ainda no Capítulo 2, foi realizado o estudo analítico do conversor FBCG, com foco na obtenção das equações de corrente e tensão que regem a sua operação. A abordagem matemática do conversor FBCG utilizou como base as variáveis de MC e MD para a definição das equações da tensão multinível sintetizada e das correntes circulantes. As equações das tensões equivalentes em função das correntes dos ramos foram obtidas para a determinação do modelo médio equivalente usado nas análises posteriores. O estudo

relacionado às correntes circulantes também foi desenvolvido, demonstrando que a dinâmica da corrente circulante depende diretamente das tensões diferenciais. Nesse ponto, é importante destacar a aplicação da transformada de similaridade de Lunze para a decomposição das correntes em componentes de MC e MD.

A estratégia de modulação desenvolvida para o conversor FBCG também foi estudada no Capítulo 2. A estratégia de modulação PWM é baseada na determinação dos ângulos de defasagem entre as portadoras triangulares dos SM-FBs. Com os valores ótimos de ângulos, é possível alcançar o máximo número de níveis das tensões de MC e multinível resultantes e assegurar um desempenho harmônico satisfatório. Além disso, a técnica de modulação possibilita minimizar a amplitude da tensão diferencial e manter o seu valor médio nulo. Por consequência, a componente de baixa frequência da corrente circulante é atenuada. A estratégia de modulação foi desenvolvida e testada nas topologias 2I-2C e 3I-2C. As simulações dessas topologias forneceram as principais formas de onda, verificando-se os principais argumentos teóricos declarados. Por fim, no Capítulo 2 foi apresentada a análise da ondulação de corrente e dos elementos magnéticos que compõem a estrutura do conversor FBCG. As equações dos indutores dos ramos foram obtidas especificamente para as topologias 2I-2C e 3I-2C. Por sua vez, a equação do indutor de acoplamento foi definida de forma generalizada.

O Capítulo 3 dedicou-se ao estudo da estratégia de controle desenvolvida para o conversor FBCG. A modelagem matemática foi descrita, resultando na determinação das equações dinâmicas de tensão e corrente em função do tempo. O estudo foi desenvolvido de forma generalizada, de modo que os modelos matemáticos para as funções de transferência foram definidos em função dos parâmetros do conversor. Isso possibilita a adaptação das funções de transferência para qualquer topologia derivada do conversor FBCG. Com base nos modelos matemáticos, o diagrama de blocos do sistema de controle foi construído. A estratégia de controle proposta garante a divisão equilibrada de corrente entre os ramos e o total equilíbrio de tensão entre os SM-FBs, assegurando a condição de equilíbrio de potência. Além disso, a componente de baixa frequência da corrente circulante é controlada e mantida o mais próximo de zero possível.

No Capítulo 4, realizou-se o estudo comparativo em um cenário com topologias compostas por quatro e seis SM-FBs, que incluiu a topologia proposta 2I-2C e as configurações P2-C3, P3-C2, 4-FBC e 6-FBC. Foram selecionados semicondutores de SiC para compor os SM-FBs, sendo escolhida a melhor opção de cada configuração de acordo com a tensão nominal do barramento CC e a corrente eficaz através do interruptor. As

estruturas com ramos em paralelo apresentaram os melhores desempenhos em termos de perdas. A topologia 2I-2C tem as menores perdas por condução e totais, enquanto a topologia 6-FBC possui o pior desempenho. Em termos de número de dispositivos, 2I-2C e P3-C2 demonstraram os melhores resultados. É importante destacar que as topologias multirramificadas possibilitam associar os SM-FBs em arranjos série e/ou paralelo. Com isso, a resistência equivalente oriunda dos semicondutores tende a ser reduzida. Esse fator impacta diretamente nas perdas por condução, sendo essa a principal parcela que contribui para o valor total das perdas. Além disso, as topologias multirramificadas oferecem mecanismos para divisão da corrente e, conseqüentemente, reduzir a amplitude da corrente através dos SM-FBs e interruptores. Logo, há uma redução no número de semicondutores em paralelo.

O Capítulo 5 apresentou os resultados experimentais obtidos em laboratório. A análise experimental buscou demonstrar o funcionamento das topologias 2I-2C, P2-C3 e P3-C2. Os resultados experimentais validaram o excelente desempenho e operação das configurações de multicamadas e multirramificadas. As eficiências da estratégia de modulação e sistema de controle foram validadas. Evidenciou-se principalmente a operação do sistema de controle, destacando a sua atuação no controle das correntes circulantes e a utilização dessas no equilíbrio das tensões dos barramentos CC.

Esta tese de doutorado propôs e estudou o conceito base do conversor multinível FBCG. O conceito proposto utiliza o conversor FB como SM básico e une os principais benefícios do cascadeamento e intercalamento de conversores. O conversor FBCG oferece uma maior flexibilidade e versatilidade para definir o número de SM-FBs e a forma de conectá-los. Os nós, ramos e camadas caracterizam a estrutura topológica do conversor FBCG e definem os formatos dos arranjos de SM-FBs. Com isso, é possível obter uma família de topologias modulares e multiníveis não estudadas até o presente momento na literatura, as quais possibilitam reduzir os esforços de tensão e corrente de forma simultânea. As topologias derivadas do conversor FBCG possibilitam utilizar SM-FBs com potências iguais, mas com tensões de barramentos CC assimétricas.

A complexa estrutura topológica do conversor FBCG requer um sistema de controle capaz de atuar em três pontos principais: *i*) equilíbrio das correntes através dos ramos; *ii*) controle das correntes circulantes; e *iii*) equilíbrio das tensões dos barramentos CC dos SM-FBs. Com isso, este trabalho também propôs uma estratégia de controle generalizada adequada ao conversor FBCG. O sistema de controle garante a principal característica das topologias simétricas do conversor FBCG, que é o equilíbrio de potência entre os SM-FBs. A estratégia proposta permite obter a regulação e o equilíbrio de tensão entre os SM-FBs de

ramos e camadas diferentes por meio dos sinais modulantes e das correntes circulantes. O processo de mitigação da diferença das tensões instantâneas dos barramentos CC de SM-FBs de ramos em paralelo é realizado por meio da corrente circulante, sendo esse o principal conceito do método de balanço de energia proposto. Já o processo de mitigação da diferença das tensões instantâneas dos barramentos CC de SM-FBs de camadas consecutivas é realizado por intermédio do sinal modulante. O sistema de controle desenvolvido também assegura o controle e equilíbrio das correntes através dos ramos, ao mesmo tempo em que minimiza o máximo possível as componentes de baixa frequência das correntes circulantes.

O estudo comparativo desenvolvido compreendendo outras soluções propostas na literatura sugere um desempenho superior da topologia introduzida neste trabalho. A topologia proposta 2I-2C mostrou um desempenho superior em termos das perdas nos semicondutores e número de semicondutores, quando comparada à tradicional topologia 6-FBC e às configurações P3-C2 e P2-C3 derivadas do conceito série/paralelo. A solução proposta pode ser considerada como uma alternativa para aplicações de média e alta potência, nas quais se deve utilizar semicondutores de baixas capacidades de corrente e tensão, bem como quando há a necessidade de aumentar o nível de potência processada em sistemas com tensão pré-definida. Nesse último caso, a maior flexibilidade do conversor FBCG permite o aumento da sua capacidade de corrente, mantendo a tensão nominal. Assim, o conceito introduzido possibilita superar a importante limitação de corrente das novas gerações de semicondutores, reduzindo ou até evitando o paralelismo de semicondutores.

A operação do conversor FBCG e as eficácias da estratégia de modulação PWM e do sistema de controle foram validados através do protótipo de um STATCOM para compensação de potência reativa de um sistema elétrico monofásico 220 V / 2,2 kVA. Foram testadas as topologias 2I-2C, P3-C2 e P2-C3. Os resultados experimentais obtidos validam as hipóteses teóricas mais importantes e se mostram em total acordo com a análise teórica. A análise experimental foi importante para verificar que a estratégia de controle introduzida é uma solução consistente para superar as limitações relacionadas às topologias série/paralelo e expandir esse conceito.

É plausível afirmar que o conceito que originou o conversor FBCG pode ser considerado uma nova e importante contribuição para o desenvolvimento de conversores mais flexíveis e que possibilitam o aumento da capacidade de potência por meio da divisão da tensão e corrente. O conversor FBCG oferece uma opção adicional que pode ser aplicada como uma solução em sistemas de média e alta potência relacionados à qualidade de energia, atuando como STATCOM ou até mesmo filtro ativo. Por fim, é possível inferir que a

estratégia de controle proposta é uma relevante contribuição para o desenvolvimento de sistemas de controle modulares e generalizados para estruturas multiramificadas e simétricas com SMs de potência em paralelo.

6.2 Trabalhos Futuros

A continuidade do trabalho e estudos realizados nesta tese de doutorado pode focar nos seguintes pontos:

- 1) estudo do conversor FBCG considerando o acoplamento magnético nos indutores dos ramos, buscando uma otimização dos magnéticos;
- 2) estudo da tolerância a falhas das topologias derivadas do conversor FBCG;
- 3) estudo de uma nova estratégia de modulação para o conversor FBCG, a qual possibilite operar em função de vetores de estados;
- 4) expansão do conceito proposto, incluindo o estudo das topologias assimétricas.

REFERÊNCIAS

ABU-QAHOUQ, J. A. Analysis and Design of *N*-Phase Current-Sharing Autotuning Controller. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 6, p. 1641–1651, 2010.

ABU-RUB, H. et al. Medium-Voltage Multilevel Converters—State of the Art, Challenges, and Requirements in Industrial Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2581–2596, 2010.

AGARWAL, A. K. **An overview of SiC power devices**. 2010 International Conference on Power, Control and Embedded Systems. **Anais...2010**

AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**. [s.l.] John Wiley & Sons, 2017. v. 62

ALVAREZ, R.; FINK, K.; BERNET, S. **Simulation and experimental investigation of parallel connected IGBTs**. 2010 IEEE International Conference on Industrial Technology. **Anais...2010**

ARAÚJO, J. W. M. DE. **Conversor CA-CC Multinível de único Estágio para Aplicação em Transformadores de Estado Sólido**. [s.l.] Universidade Federal do Ceará, 2018.

ASIMINOAEI, L. et al. Shunt Active-Power-Filter Topology Based on Parallel Interleaved Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 3, p. 1175–1189, 2008.

BACKLUND, B.; CARROLL, E. Voltage Ratings of High Power Semiconductors Voltage Ratings of High Power Semiconductors. **Application Note - ABB**, 2006.

BAKER, R. H.; BANNISTER, L. H. Electric power converter. **US Patent 3 867 643**, n. 19, 1975.

BASIC, D.; BAËRD, H.; SIALA, S. Instability in Active Balancing Control of DC Bus Voltages in STATCOM Converters Paralleled via Interphase Transformers. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 36, n. 4, p. 1992–2000, 2021.

BOILLAT, D. O.; KOLAR, J. W. **Modeling and experimental analysis of a Coupling Inductor employed in a high performance AC power source**. 2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA). **Anais...2012**

BRITO, F. J. B.; HELDWEIN, M. L.; BASCOPE, R. P. T. **Active current balancing technique employing the Lunze's transformation for converters based on**

multistate switching cells. 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC). **Anais...2015**

BURKARD, J.; PFISTER, M.; BIELA, J. **Control Concept for Parallel Interleaved Three-Phase Converters with Decoupled Balancing Control.** 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe). **Anais...2018**

BUSARELLO, T. D. C. et al. Simplified Small-Signal Model for Output Voltage Control of Asymmetric Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 4, p. 3509–3519, 2018.

BUSARELLO, T. D. C. et al. Understanding the Staircase Modulation Strategy and Its Application in Both Isolated and Grid-Connected Asymmetric Cascaded H-Bridge Multilevel Inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 55, n. 5, p. 5371–5382, 2019.

CAI, H.; ZHAO, R.; YANG, H. Study on Ideal Operation Status of Parallel Inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 6, p. 2964–2969, 2008.

CAPELLA, G. J. et al. Current-Balancing Technique for Interleaved Voltage Source Inverters With Magnetically Coupled Legs Connected in Parallel. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 3, p. 1335–1344, 2015.

CHEN, J.-F.; CHU, C.-L. Combination voltage-controlled and current-controlled PWM inverters for UPS parallel operation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 10, n. 5, p. 547–558, 1995.

CHEN, J.-F.; LIN, J.-N.; AI, T.-H. **The techniques of the serial and paralleled IGBTs.** Proceedings of the 1996 IEEE IECON. 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation. **Anais...1996**

CHEN, T. Dual-Modulator Compensation Technique for Parallel Inverters Using Space-Vector Modulation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 8, p. 3004–3012, 2009.

CHEN, W. et al. DC/DC Conversion Systems Consisting of Multiple Converter Modules: Stability, Control, and Experimental Verifications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 6, p. 1463–1474, 2009.

CHENG, Y. J.; SNG, E. K. K. A novel communication strategy for decentralized control of paralleled multi-inverter systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 1, p. 148–156, 2006.

CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. **A new single-phase**

PLL structure based on second order generalized integrator. 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference. **Anais...2006**

COMPANY, C. **Discrete SiC MOSFETs.** Disponível em: <<https://www.wolfspeed.com/products/power/sic-mosfets>>.

CORTEZ, D. F.; MARTINEZ, B. L. C.; BARBI, I. **Three-phase active power filter based on the four states commutation cell DC-AC converter. Design and implementation.** 2013 Brazilian Power Electronics Conference. **Anais...2013**

DELL'AQUILA, A. et al. Overview of PI-Based Solutions for the Control of DC Buses of a Single-Phase H-Bridge Multilevel Active Rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 44, n. 3, p. 857–866, 2008.

DIXON, J. W.; OOI, B. T. Series and parallel operation of hysteresis current-controlled PWM rectifiers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 25, n. 4, p. 644–651, 1989.

DROFENIK, U.; KOLAR, J. W. **A general scheme for calculating switching- and conduction-losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronic systems.** Proc. IPEC. **Anais...2005**

DU, M. et al. **Transient unbalanced current analysis and suppression for parallel-connected silicon carbide MOSFETs.** 2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). **Anais...2014**

ELECTRIC, M. Mitsubishi Electric's New 6.5 kV Full-SiC Power Semiconductor Module Achieves World's Highest Power Density. **MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION, Public Relations Division**, 2018a.

ELECTRIC, M. SiC Power Devices. 2018b.

ELECTRIC, M. **Semiconductor & Devices.** Disponível em: <<https://www.mitsubishielectric.com/semiconductors/index.html>>.

FABRICIO, E. L. L. et al. **Multilevel converter based on cascaded three-leg converters with reduced voltage and current.** 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). **Anais...2016**

FABRICIO, E. L. L. et al. Multilevel Converter Based on Cascaded Three-Leg Converters with Reduced Voltage and Current. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 5, p. 4682–4694, 2017.

FARIVAR, G.; HREDZAK, B.; AGELIDIS, V. G. Decoupled Control System for Cascaded H-Bridge Multilevel Converter Based STATCOM. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 1, p. 322–331, 2016.

FENG, C. et al. **A Multi-Modular System Based On Parallel-Connected Multilevel Flying Capacitor Converters Controlled with Fundamental Frequency SPWM**. IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics. **Anais...2006**

FOLEY, R. F.; KAVANAGH, R. C.; EGAN, M. G. Sensorless Current Estimation and Sharing in Multiphase Buck Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 6, p. 2936–2946, 2012.

FRANQUELO, L. G. et al. The age of multilevel converters arrives. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 2, n. 2, p. 28–39, 2008.

GARG, A.; PERREAULT, D. J.; VERGHESE, G. C. **Feedback control of paralleled symmetric systems, with applications to nonlinear dynamics of paralleled power converters**. ISCAS'99. Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on Circuits and Systems VLSI (Cat. No.99CH36349). **Anais...1999**

GARTH, D. R. et al. **Multi-phase, 2-kilowatt, high-voltage, regulated power supply**. 1971 IEEE Power Electronics Specialists Conference. **Anais...1971**

GE, B. et al. Multiphase-Leg Coupling Current Balancer for Parallel Operation of Multiple MW Power Modules. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 3, p. 1147–1157, 2014.

GORLA, N. B. Y. et al. A Comprehensive Harmonic Analysis and Control Strategy for Improved Input Power Quality in a Cascaded Modular Solid State Transformer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 7, p. 6219–6232, 2019.

HONG, S.; CHITTA, V.; TORREY, D. A. Series connection of IGBT's with active voltage balancing. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 35, n. 4, p. 917–923, 1999.

HUA, M. et al. Distributed Control for AC Motor Drive Inverters in Parallel Operation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 12, p. 5361–5370, 2011.

JASSIM, B. M. H.; ATKINSON, D. J.; ZAHAWI, B. Modular Current Sharing Control Scheme for Parallel-Connected Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 2, p. 887–897, 2015.

JOVANOVIĆ, D. et al. **Current-balancing technique for paralleled interleaved inverters with magnetically coupled inductors**. 2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS). **Anais...2017**

JOVANOVIĆ, D. P. et al. Decoupling of Current Balancing and Reference Tracking Control in Parallel Interleaved Converters. **IEEE Transactions on Power**

Electronics, v. 35, n. 4, p. 4286–4295, 2020.

JOVANOVIC, M. M.; CROW, D. E.; FANG-YI, L. A novel, low-cost implementation of “democratic” load-current sharing of paralleled converter modules. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 11, n. 4, p. 604–611, 1996.

JUNG, H.; SUL, S. Decomposed Current Controller for a Paralleled Inverter With a Small Interfaced Inductor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 9, p. 9316–9328, 2019.

KADAVELUGU, A. et al. **Characterization of 15 kV SiC n-IGBT and its application considerations for high power converters**. 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. **Anais...2013**

KAWABATA, T.; HIGASHINO, S. Parallel operation of voltage source inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 24, n. 2, p. 281–287, 1988.

KELLER, C.; TADROS, Y. **Are paralleled IGBT modules or paralleled IGBT inverters the better choice?** 1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications. **Anais...1993**

KO, Y.; TCAI, A.; LISERRE, M. DC-Link Voltage Balancing Modulation for Cascaded H-Bridge Converters. **IEEE Access**, v. 9, p. 103524–103532, 2021.

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

LAZZARIN, T. B.; BAUER, G. A. T.; BARBI, I. A Control Strategy for Parallel Operation of Single-Phase Voltage Source Inverters: Analysis, Design and Experimental Results. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 6, p. 2194–2204, 2013.

LEE, W.-C. et al. **A master and slave control strategy for parallel operation of three-phase UPS systems with different ratings**. Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. **Anais...2004**

LEON, J. I.; VAZQUEZ, S.; FRANQUELO, L. G. Multilevel Converters: Control and Modulation Techniques for Their Operation and Industrial Applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 105, n. 11, p. 2066–2081, 2017.

LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. **An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range**. 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings,. **Anais...2003**

LI, H. et al. Influences of Device and Circuit Mismatches on Paralleling Silicon Carbide MOSFETs. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 1, p. 621–634, 2016.

LIANG, Y.; NWANKPA, C. O. A new type of STATCOM based on cascading voltage-source inverters with phase-shifted unipolar SPWM. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 35, n. 5, p. 1118–1123, 1999.

LOBSIGER, Y. **Closed-Loop IGBT Gate Drive and Current Balancing Concept**. [s.l.] ETH Zurich, 2014.

MAGMATTEC TECNOLOGIA. Núcleos Toroidais Características Gerais Núcleos Toroidais. **Magmattec, Rio Grande do Sul, Brazil, Application note**, p. 33–35, 2015.

MAO, Y. **Passive Balancing of Switching Transients between Paralleled SiC MOSFETs**. [s.l.] Virginia Polytechnic Institute and State University, 2017.

MARQUARDT, R. **Modular Multilevel Converter: An universal concept for HVDC-Networks and extended DC-Bus-applications**. The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -. **Anais...2010**

MARZOUGHY, A.; BAHEI-ELDIN, K. A Novel Current-Balancing Method for Paralleled MOSFETs in High-Current Solid-State Switch Applications: Paralleling a Large Number of Semiconductor Devices by Adding Inductances in Series. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 7, n. 1, p. 20–27, 2020.

MATSUI, K.; KAWATA, Y.; UEDA, F. Application of parallel connected NPC-PWM inverters with multilevel modulation for AC motor drive. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 15, n. 5, p. 901–907, 2000.

MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. **A comparison of multicarrier PWM strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverters**. 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018). **Anais...2000**

MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and inductor design handbook**. [s.l.] CRC press, 2004.

MEYNARD, T. A.; FOCH, H. **Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters**. Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE. **Anais...1992**

MILLÁN, J. et al. A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 5, p. 2155–2163, 2014.

MILOVANOVIC, S.; DUJIC, D. On Power Scalability of Modular Multilevel Converters: Increasing Current Ratings Through Branch Paralleling. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 7, n. 2, p. 53–63, 2020.

MILOVANOVIĆ, S.; DUJIĆ, D. **On Facilitating the Modular Multilevel Converter Power Scalability Through Branch Paralleling**. 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). **Anais...2019**

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M. **Power electronics: converters, applications, and design**. [s.l.] John Wiley & Sons, 2007.

MORTEZAEI, A. et al. Grid-Connected Symmetrical Cascaded Multilevel Converter for Power Quality Improvement. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 3, p. 2792–2805, 2018.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. IA-17, n. 5, p. 518–523, 1981.

NAMI, A. et al. Modular Multilevel Converters for HVDC Applications: Review on Converter Cells and Functionalities. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 18–36, 2015.

NARIMANI, M.; MOSCHOPOULOS, G. Improved Method for Paralleling Reduced Switch VSI Modules: Harmonic Content and Circulating Current. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 7, p. 3308–3317, 2014.

OGATA, K. **Discrete-Time Control Systems**, 1995.

PALA, V. et al. **10 kV and 15 kV silicon carbide power MOSFETs for next-generation energy conversion and transmission systems**. 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). **Anais...2014**

PAN, C.; LIAO, Y. Modeling and Coordinate Control of Circulating Currents in Parallel Three-Phase Boost Rectifiers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 2, p. 825–838, 2007.

PAN, C.; LIAO, Y. Modeling and Control of Circulating Currents for Parallel Three-Phase Boost Rectifiers With Different Load Sharing. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 7, p. 2776–2785, 2008.

PARK, K. et al. Optimization of *LCL* Filter With Integrated Intercell Transformer for Two-Interleaved High-Power Grid-Tied Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 3, p. 2317–2333, 2020.

PEREZ, M. A. et al. Modular Multilevel Converters: Recent Achievements and Challenges. **IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society**, v. 2, p. 224–239, 2021.

PILAWA-PODGURSKI, R. The Future of Power Electronics Circuits: New Technologies and Managed Complexity Will Drive the Future. **IEEE Power Electronics**

Magazine, v. 7, n. 2, p. 41–43, 2020.

PRASAD, J. S. S.; NARAYANAN, G. Minimization of Grid Current Distortion in Parallel-Connected Converters Through Carrier Interleaving. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 1, p. 76–91, 2014.

QUEIROZ, A. D. P. D. et al. **Investigation of single-phase multilevel inverter based on series/parallel-connected H-bridges**. 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). **Anais...2017**

QUEIROZ, A. DE P. D. et al. Investigation of a Single-Phase Multilevel Inverter Based on Series/Parallel-Connected H-Bridges. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 5, p. 4707–4716, 2018.

QUEIROZ, S. S. et al. **A New Multinivel Converter Based on the Use of Interleaving Technique and Cascade Association**. 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). **Anais...2019**

RENAUDINEAU, H. et al. Efficiency Optimization Through Current-Sharing for Paralleled DC–DC Boost Converters With Parameter Estimation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 2, p. 759–767, 2014.

SADIK, D. et al. **Experimental investigations of static and transient current sharing of parallel-connected silicon carbide MOSFETs**. 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). **Anais...2013**

SEKI, N.; UCHINO, H. **Which is better at a high power reactive power compensation system, high PWM frequency or multiple connection?** Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. **Anais...1994**

SHIN, D. et al. Stability Improvement of Interleaved Voltage Source Inverters Employing Coupled Inductors for Grid-Connected Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 10, p. 6014–6023, 2015.

SIEMENS. **SINAMICS SM120 CM**. Disponível em: <<https://new.siemens.com/global/en/products/drives/sinamics/mediumvoltage-converters/sinamics-perfect-harmony-gh150.html>>.

SOLTAU, N. et al. 3.3 kv full sic mosfets-towards high-performance traction inverters. **Bodo's Power Systems**, p. 22–24, 2018.

SUN, X.; LEE, Y.-S.; XU, D. Modeling, analysis, and implementation of parallel multi-inverter systems with instantaneous average-current-sharing scheme. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 3, p. 844–856, 2003.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. **Grid converters for**

photovoltaic and wind power systems. [s.l.] John Wiley & Sons, 2011. v. 29

UEDA, F. et al. Parallel-connections of pulsewidth modulated inverters using current sharing reactors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 10, n. 6, p. 673–679, 1995.

VALDEZ-FERNÁNDEZ, A. A. et al. A Model-Based Controller for the Cascade H-Bridge Multilevel Converter Used as a Shunt Active Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 11, p. 5019–5028, 2013.

VIJEH, M. et al. A General Review of Multilevel Inverters Based on Main Submodules: Structural Point of View. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 10, p. 9479–9502, 2019.

WANG, G. et al. **Dynamic and static behavior of packaged silicon carbide MOSFETs in paralleled applications.** 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014. **Anais...**2014

WANG, X.; ZHAO, Z.; YUAN, L. **Current sharing of IGBT modules in parallel with thermal imbalance.** 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. **Anais...**2010

WITHANAGE, R.; SHAMMAS, N. Series Connection of Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs). **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 4, p. 2204–2212, 2012.

XUE, Y. et al. **Active current balancing for parallel-connected silicon carbide MOSFETs.** 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. **Anais...**2013

YANG, Z. et al. **Individual DC voltage balancing method at zero current mode for cascaded H-bridge based static synchronous compensator.** 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). **Anais...**2017

YE, Z. et al. Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 17, n. 5, p. 609–615, 2002.

YE, Z.; BOROYEVICH, D.; LEE, F. C. **Modeling and control of zero-sequence current in parallel multi-phase converters.** 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018). **Anais...**2000

YU, X.; KHAMBADKONE, A. M. Reliability Analysis and Cost Optimization of Parallel-Inverter System. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 10, p. 3881–3889, 2012.

ZHANG, D. et al. Impact of Interleaving on AC Passive Components of Paralleled Three-Phase Voltage-Source Converters. **IEEE Transactions on Industry**

Applications, v. 46, n. 3, p. 1042–1054, 2010.

ZHANG, D. et al. Common-Mode Circulating Current Control of Paralleled Interleaved Three-Phase Two-Level Voltage-Source Converters With Discontinuous Space-Vector Modulation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 12, p. 3925–3935, 2011.

ZHANG, X. et al. A Coordinate Control Strategy for Circulating Current Suppression in Multiparalleled Three-Phase Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 1, p. 838–847, 2017.

APÊNDICE A

Estudo Generalizado do Modelo Médio Equivalente do Conversor FBCG

O estudo do modelo médio do conversor FBC foi realizado com base na topologia 3I-2C. A equação do modelo médio do sistema foi obtida, sendo definida em função das tensões sintetizadas por cada SM-FB e das impedâncias. A generalização do modelo é necessária para expandir o estudo apresentado no Capítulo 2. Para isso, em um primeiro momento, a análise da topologia 3I-2C é realizada novamente. O circuito equivalente da topologia 3I-2C é ilustrado na Figura A.1.

A equação do modelo médio da topologia 3I-2C é definida em (A.1) a (A.6).

$$v_S(t) = i_S(t) \cdot \left(r_{Lf} + \frac{r_{Lg,0}}{3} + \frac{r_{Lg,1}}{9} \right) + \left(L_f + \frac{L_{g,0}}{3} + \frac{L_{g,1}}{9} \right) \cdot \frac{di_S(t)}{dt} + v_{mult}(t), \quad (\text{A.1})$$

$$v_{mult}(t) = \frac{v_{mc,r1}(t) + v_{mc,r2}(t) + v_{mc,r3}(t)}{3}, \quad (\text{A.2})$$

$$v_{mc,r1}(t) = v_{o,r1}(t) + \frac{v_{o,r1,1}(t) + v_{o,r1,2}(t) + v_{o,r1,3}(t)}{3}, \quad (\text{A.3})$$

$$v_{mc,r2}(t) = v_{o,r2}(t) + \frac{v_{o,r2,1}(t) + v_{o,r2,2}(t) + v_{o,r2,3}(t)}{3}, \quad (\text{A.4})$$

$$v_{mc,r3}(t) = v_{o,r3}(t) + \frac{v_{o,r3,1}(t) + v_{o,r3,2}(t) + v_{o,r3,3}(t)}{3}, \quad (\text{A.5})$$

$$L_{g,eq} = \frac{L_{g,0}}{3} + \frac{L_{g,1}}{9} / r_{Lg,eq} = \frac{r_{Lg,0}}{3} + \frac{r_{Lg,1}}{9}. \quad (\text{A.6})$$

As equações das tensões podem ser reescritas considerando o somatório das variáveis $v_{o,rj}$. Sabendo que $n = 3$, as tensões de MC $v_{mc,r1}$, $v_{mc,r2}$ e $v_{mc,r3}$ podem ser reescritas da forma:

$$v_{mc,r1}(t) = v_{o,r1}(t) + \sum_{j=1}^n \frac{v_{o,r1,j}(t)}{3}, \quad (\text{A.7})$$

$$v_{mc,r2}(t) = v_{o,r2}(t) + \sum_{j=1}^n \frac{v_{o,r2,j}(t)}{3}, \quad (\text{A.8})$$

$$v_{mc,r3}(t) = v_{o,r3}(t) + \sum_{j=1}^n \frac{v_{o,r3,j}(t)}{3}. \quad (\text{A.9})$$

Mantendo o mesmo raciocínio, a tensão multinível v_{mult} pode ser determinada por:

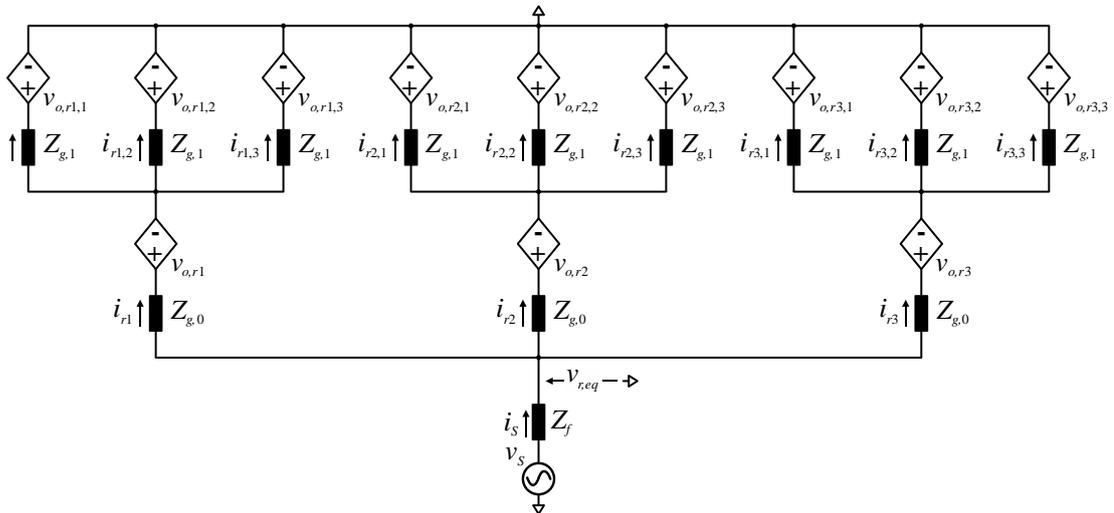
$$v_{mult}(t) = \sum_{j=1}^n \frac{v_{o,rj}(t)}{3} + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \frac{v_{o,ri,j}(t)}{3^2}, \quad (\text{A.10})$$

e a indutância e resistência série equivalentes são dadas por

$$L_{g,eq} = \frac{L_{g,0}}{n} + \frac{L_{g,1}}{n^2} = \frac{L_{g,0}}{3} + \frac{L_{g,1}}{3^2}, \quad (\text{A.11})$$

$$r_{Lg,eq} = \frac{r_{Lg,0}}{n} + \frac{r_{Lg,1}}{n^2} = \frac{r_{Lg,0}}{3} + \frac{r_{Lg,1}}{3^2}. \quad (\text{A.12})$$

Figura A.1. Circuito equivalente da topologia 3I-2C.



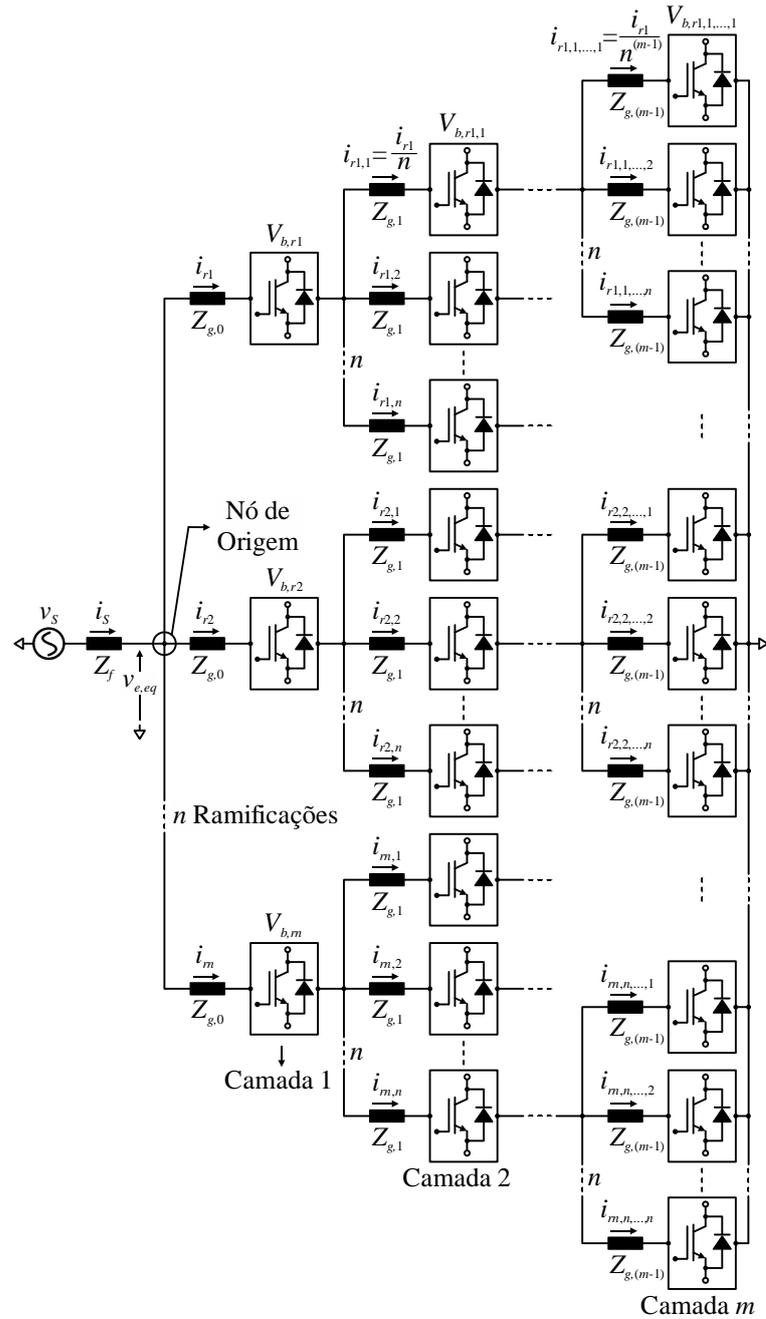
Fonte: Próprio autor.

O raciocínio desenvolvido permite a fácil expansão para as definições das tensões da estrutura generalizada do conversor FBCG. A partir a equação (A.10), o número de subíndices na variável que representa a tensão de saída $v_{o,ri,j}$ é igual a dois, i e j , que é o número de camadas da topologia. Tal descrição complementa as definições de variáveis relacionadas às correntes dos ramos e tensões dos barramentos. Para a estrutura generalizada do conversor FBCG ilustrada na Figura A.2, os subíndices das tensões e correntes de um SM-FB arbitrário são determinados por j_1, j_2, \dots, j_m , onde m é o número de camadas. Assim, são determinadas as variáveis $v_{o,rj_1j_2, \dots, j_m}$ e $i_{rj_1j_2, \dots, j_m}$. Para exemplificar, é considerada a topologia 2I-3C, mostrada na Figura A.3. Com $m = 3$, tem-se j_1, j_2 e j_3 para determinar as variáveis. As tensões de MC $v_{mc,r1}$ e $v_{mc,r1}$ de 2I-3C são definidas da seguinte forma:

$$v_{mc,r1}(t) = v_{o,r1}(t) + \sum_{j=1}^n \frac{v_{o,r1,j}(t)}{2} + \sum_{j_1=1}^n \sum_{j_2=1}^n \frac{v_{o,r1,j_1,j_2}(t)}{2^2}, \quad (\text{A.13})$$

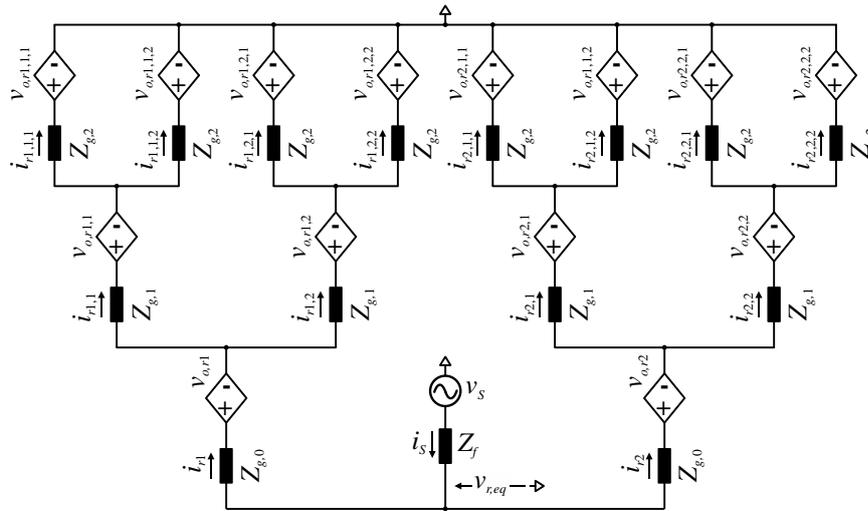
$$v_{mult}(t) = \sum_{j_1=1}^n \frac{v_{o,rj_1}(t)}{2} + \sum_{j_1=1}^n \sum_{j_2=1}^n \frac{v_{o,rj_1,j_2}(t)}{2^2} + \sum_{j_1=1}^n \sum_{j_2=1}^n \sum_{j_3=1}^n \frac{v_{o,rj_1,j_2,j_3}(t)}{2^3}. \quad (\text{A.14})$$

Figura A.2. Estrutura generalizada e simétrica do conversor FBCG.



Fonte: Próprio autor.

Figura A.3. Circuito equivalente da topologia 2I-3C.



Fonte: Próprio autor.

As equações são constituídas por m termos e, a cada camada estabelecida, um novo subíndice é adicionado para representar as variáveis de tensão e corrente. Em uma análise generalizada, o equacionamento desenvolvido pode ser expandido, de tal forma que as equações das tensões e impedâncias equivalentes sejam definidas em função de n e m . A tensão de MC generalizada $v_{mc,rj1}$ para um ramo arbitrário $j1$ do conversor FBCG é dada por:

$$v_{mc,rj1}(t) = v_{o,rj1}(t) + \sum_{j2=1}^n \frac{v_{o,rj1,j2}(t)}{n} + \sum_{j2=1}^n \sum_{j3=1}^n \frac{v_{o,rj1,j2,j3}(t)}{n^2} + \dots + \sum_{j2=1}^n \dots \sum_{jm} \frac{v_{o,rj1,j2,\dots,jm}(t)}{n^{(m-1)}}. \quad (\text{A.15})$$

Por sua vez, as equações da indutância e resistência série equivalentes generalizadas para um ramo arbitrário $j1$ são expressas por:

$$r_{Lg,eq,j1} = r_{Lg,0} + \frac{r_{Lg,1}}{n} + \frac{r_{Lg,2}}{n^2} + \dots + \frac{r_{Lg,(m-1)}}{n^{(m-1)}}, \quad (\text{A.16})$$

$$L_{g,eq,j1} = L_{g,0} + \frac{L_{g,1}}{n} + \frac{L_{g,2}}{n^2} + \dots + \frac{L_{g,(m-1)}}{n^{(m-1)}}. \quad (\text{A.17})$$

A equação do modelo médio generalizado do conversor FBCG é dada por:

$$v_s(t) = i_s(t) \cdot (r_{L_f} + r_{Lg,eq}) + (L_f + L_{g,eq}) \frac{di_s(t)}{dt} + v_{mult}(t), \quad (\text{A.18})$$

sendo a tensão multinível generalizada do conversor FBCG determinada por

$$v_{mult}(t) = \sum_{j1=1}^n \frac{v_{o,rj1}(t)}{n} + \sum_{j1=1}^n \sum_{j2=1}^n \frac{v_{o,rj1,j2}(t)}{n^2} + \sum_{j1=1}^n \sum_{j2=1}^n \sum_{j3=1}^n \frac{v_{o,rj1,j2,j3}(t)}{n^3} + \dots + \sum_{j1=1}^n \sum_{j2=1}^n \dots \sum_{jm} \frac{v_{o,rj1,j2,\dots,jm}(t)}{n^m}, \quad (\text{A.19})$$

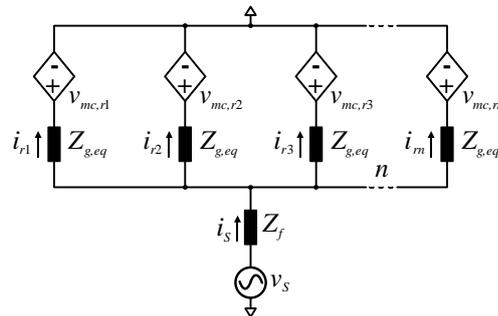
Além disso, a indutância e resistência equivalentes e generalizadas são expressas por:

$$r_{Lg,eq} = \frac{r_{Lg,0}}{n} + \frac{r_{Lg,1}}{n^2} + \frac{r_{Lg,2}}{n^3} + \dots + \frac{r_{Lg,(m-1)}}{n^m}, \quad (\text{A.20})$$

$$L_{g,eq} = \frac{L_{g,0}}{n} + \frac{L_{g,1}}{n^2} + \frac{L_{g,2}}{n^3} + \dots + \frac{L_{g,(m-1)}}{n^m}. \quad (\text{A.21})$$

As equações generalizadas (A.15) a (A.21) são definidas em função dos parâmetros n e m que definem a estrutura da topologia. A estrutura generalizada do conversor FBCG pode ser simplificada para uma configuração básica com ramos em paralelo, como mostra a Figura A.4. O circuito simplificado é constituído pelas fontes de tensão que representam as tensões de MC equivalentes dos ramos (equação (A.15)) e as impedâncias equivalentes dos ramos (equações (A.16) e (A.17)). Além disso, é possível determinar o SM-FB equivalente que representa a estrutura completa do conversor.

Figura A.4. SM-FB equivalente da estrutura generalizada.



Fonte: Próprio autor.