UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA - UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGEEL

TESE DE DOUTORADO

# CONVERSOR MULTINÍVEL EM PONTE COMPLETA DE CONVERSORES COM CAPACITORES FLUTUANTES

MARCOS VINICIUS BRESSAN

JOINVILLE, 2019

**MARCOS VINICIUS BRESSAN**

# CONVERSOR MULTINÍVEL EM PONTE COMPLETA DE CONVERSORES COM CAPACITORES FLUTUANTES

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências e Tecnologias da Universidade do Estado de Santa Catarina.

Orientador: Alessandro Luiz Batschauer

Coorientador: Cassiano Rech

**JOINVILLE**
**2019**

**Ficha catalográfica elaborada pelo programa de geração automática da Biblioteca Setorial do CCT/UDESC, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)**

Bressan, Marcos Vinicius
Conversor Multinível em Ponte Completa de Conversores com Capacitores Flutuantes / Marcos Vinicius Bressan. - 2019.
183 p.

Orientador: Alessandro Luiz Batschauer
Coorientador: Cassiano Rech
Tese (doutorado) - Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2019.

1. Conversor Multinível. 2. Conversores em Ponte Completa. 3. Conversor com Capacitores Flutuantes. 4. Projeto dos Capacitores Flutuantes. 5. Técnica de Controle das Tensões dos Capacitores Flutuantes. I. Batschauer, Alessandro Luiz. II. Rech, Cassiano. III. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Titulo.

**Conversor Multinível em Ponte Completa de Conversores com Capacitores Flutuantes**

por

**Marcos Vinicius Bressan**

Esta tese foi julgada adequada para obtenção do título de

**DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Área de concentração em "Sistemas Eletroeletrônicos"
e aprovada em sua forma final pelo

CURSO DE DOUTORADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DO CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.

Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
CCT/UDESC (Orientador/Presidente)

Prof. Dr. Marcelo Lobo Heldwein
UFSC
Membro da Banca Examinadora

Prof. Dr. Cassiano Rech
UFSM (coorientador)
Membro da Banca Examinadora

Prof. Dr. Jose Antenor Pomilio
UNICAMP
Membro da Banca Examinadora

Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
CCT/UDESC
Membro da Banca Examinadora

Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
CCT/UDESC
Membro da Banca Examinadora

**Joinville,SC, 28 de março de 2019.**

À minha família e amigos.

## AGRADECIMENTOS

À minha família por todo incentivo e compreensão, pelos momentos de ausência, principalmente aos meus pais, Wilson e Carmem Bressan, e ao meu irmão, Ernesto Bressan.

Ao meu orientador, Alessandro Luiz Batschauer, pela grande amizade e conhecimentos passados durante todos esses anos de convívio.

Ao meu coorientador, Cassino Rech, pela instrução e ensinamentos transmitidos.

Aos professores do nPEE pelo conhecimento compartilhado.

Aos bolsistas, Maicon Carvalho e Fabrício Trentini, pelas horas de dedicação ao projeto de pesquisa e apoio.

Aos doutorandos, mestrandos e bolsistas no nPEE pela amizade durante todo esse período.

Aos meus familiares, em especial, Irvando Luiz Valentini e Giliana Thomé, pelas palavras de incentivo e apoio.

Aos amigos e colegas que sempre me incentivaram e que compreenderam os momentos os quais estive ausente.

À UDESC, pelo suporte financeiro através do Programa de Bolsas de Monitoria de Pós-Graduação - PROMOP.

À CAPES, pelo suporte financeiro através do Programa de Bolsas de Auxílio Financeiro aos alunos de Pós-Graduação.

*"Essas palavras que escrevo me protegem da completa loucura."*

Charles Bukowski

## RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo de três topologias de conversores em ponte completa com capacitores flutuantes, o conversor FC-FC, o conversor SMC-SMC e o conversor FC-SMC. A conexão das estruturas em ponte completa permite ampliar o número de níveis de tensões sintetizados na saída do conversor compartilhando do barramento de alimentação. Para as três topologias estudadas uma análise teórica é apresentada, averiguando seus estados de comutação e a influência de cada estado de comutação na carga e descarga dos capacitores flutuantes. Baseado na análise teórica são realizados os projetos e dimensionamento dos componentes de potência das estruturas, dos semicondutores e dos capacitores flutuantes. Também são apresentadas duas técnicas de controle das tensões dos capacitores flutuantes. A primeira técnica de controle realiza o equilíbrio das tensões nos capacitores flutuantes modificando a razão cíclica dos semicondutores da topologia. Na segunda técnica de controle apresentada o controle das tensões dos capacitores flutuantes é realizado através dos estados redundantes de operação do conversor. Na última parte do trabalho são apresentados os resultados experimentais para as três topologias estudas, verificando suas operações conjuntamente as técnicas de controle das tensões dos capacitores flutuantes e projeto dos componentes de potência.



**Palavras-chave:** Conversor Multinível. Conversores em Ponte Completa. Conversor com Capacitores Flutuantes. Projeto dos Capacitores Flutuantes. Técnica de Controle das Tensões dos Capacitores Flutuantes.

## ABSTRACT

This work presents a study on three topologies in H-bridge connection with flying capacitors named: the FC-FC converter, SMC-SMC converter and FC-SMC converter. The H-bridge connection allows to increase the number of the output voltage levels with a single d.c. source for the structures. The theoretical analysis is presented for the three topologies, the switching states are investigated and how they affect charging and discharging the flying capacitors. The flying capacitors and semiconductors of the structures are design based on the thereorical analyses. The work also presents two techniques to control of the flying capacitors voltages. The first control technique keeps the flying capacitors voltages balanced changing the semiconductors' duty cycles. In the second control technique shown the capacitors voltages are balanced using the redundant switching states of the converter. The last part of the work shows the experimental results, where the behavior of the three topologies and the active voltage balancing control of the flying capacitors is verified, as well as the design of the power components.



**Keywords:** Multilevel Converter. H-Bridge Converters. Flying Capacitor Converters. Design of Flying Capacitors. Active Voltage Balancing Control.

## LISTA DE FIGURAS


FIGURA 1 – Total de energia primária/secundária fornecida no mundo. . . . . 31
FIGURA 2 – Geração de energia elétrica no mundo por fonte energética. . . . . 32
FIGURA 3 – Geração de energia elétrica no no Brasil no ano de 2017. . . . . 33
FIGURA 4 – Relação da geração de energia elétrica no Brasil por fonte de energia renovável. . . . . 34

FIGURA 5 – Exemplo genérico de conversores de tensão. . . . . 39
FIGURA 6 – Formas de ondas sintetizadas pelos conversores de tensão utilizando da técnica de modulação PS-PWM. . . . . 40
FIGURA 7 – $THD_{\%}$ e da $WTHD_{\%}$ para as formas de ondas dos conversores de dois, três e cinco níveis de tensão operando com a técnica de modulação PS-PWM. . . . . 41
FIGURA 8 – Conversor com diodos de grampeamento de três níveis de tensão - 3L-NPC. . . . . 42
FIGURA 9 – Conversor com diodos de grampeamento de cinco níveis de tensão - 5L-NPC. . . . . 43
FIGURA 10 – Conversor com capacitor de grampeamento de três níveis de tensão - 3L-FC. . . . . 44
FIGURA 11 – Conversor com capacitores de grampeamento de cinco níveis de tensão - 5L-FC. . . . . 44
FIGURA 12 – "Stacked Multicell Converter" de cinco níveis de tensão - 5L-SMC. . . 46
FIGURA 13 – "Stacked Multicell Converter" de sete níveis - 7L-SMC. . . . . 47
FIGURA 14 – Conversor em cascata de conversores de ponte completa de cinco níveis de tensão - 5L-CHB. . . . . 48
FIGURA 15 – Conversor em cascata de conversores de ponte completa de $n$ níveis de tensão - $n$L-CHB. . . . . 49
FIGURA 16 – Conversor Modular Multinível de $n$ níveis de tensão - $n$L-MMC. . . . 51
FIGURA 17 – Conversores utilizados como submódulos do conversor MMC. . . . . 51
FIGURA 18 – Conversor multinível híbrido genérico de $n$-níveis de tensão. . . . . 52
FIGURA 19 – Diagrama das principais técnicas de modulação para conversores multiníveis de tensão. . . . . 53
FIGURA 20 – Modulação PD-PWM para conversores multiníveis de cinco níveis de tensão. . . . . 55
FIGURA 21 – Modulação POD-PWM para conversores multiníveis de cinco níveis de tensão. . . . . 55
FIGURA 22 – Modulação APOD-PWM para conversores multiníveis de cinco níveis de tensão. . . . . 56

FIGURA 23 – Modulação PS-PWM para conversores multiníveis de cinco níveis de tensão. . . . . 57
FIGURA 24 – Diagrama do espaço vetorial para os inversores de tensão trifásico no plano $\alpha\beta$. . . . . 57
FIGURA 25 – Conversor multinível com capacitores de grampeamento em ponte completa - 9L-FC-FC. . . . . 59
FIGURA 26 – Estados de comutação do conversor 5L-FC - 1º de comutação. . . . . 60
FIGURA 27 – Estados de comutação do conversor 5L-FC - Segundo ao quinto estados de comutação. . . . . 61
FIGURA 28 – Estados de comutação do conversor 5L-FC - Sexto ao décimo primeiro estados de comutação. . . . . 62
FIGURA 29 – Estados de comutação do conversor 5L-FC - Décimo segundo ao décimo quintos estado de comutação. . . . . 63
FIGURA 30 – Estados de comutação do conversor 5L-FC - 16º estado de comutação. 64
FIGURA 31 – Análise de carga e descarga do capacitor flutuante do conversor FC. . 64
FIGURA 32 – Técnica de modulação PS-PWM utilizada no conversor 5L-FC. . . . . 66
FIGURA 33 – Diagrama de blocos da construção dos ábacos dos fatores de correções. 72
FIGURA 34 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga. . . . . 73
FIGURA 35 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga. 74
FIGURA 36 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras. . . . . 74
FIGURA 37 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga. . . . . 76
FIGURA 38 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga. 77
FIGURA 39 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras. . . . . 77
FIGURA 40 – Conversor multinível com capacitores de grampeamento em ponte completa - 9L-SMC-SMC. . . . . 78
FIGURA 41 – Estados de comutação do conversor 5L-SMC - Primeiro estado de comutação. . . . . 79
FIGURA 42 – Estados de comutação do conversor 5L-SMC - Segundo e terceiro estados de comutação. . . . . 80

FIGURA 43 – Estados de comutação do conversor 5L-SMC - Quarto ao sexto estados de comutação. . . . . 80
FIGURA 44 – Estados de comutação do conversor 5L-SMC. - Sétimo e oitavo estados de comutação . . . . . 81
FIGURA 45 – Estados de comutação do conversor 5L-SMC - Nono estado de comutação. . . . . 81
FIGURA 46 – Análise de carga e descarga dos capacitores flutuantes do conversor SMC. . . . . 82
FIGURA 47 – Técnica de modulação PD-PS-PWM para o conversor 5L-SMC. . . . 83
FIGURA 48 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga para o conversor SMC. . . . . 87
FIGURA 49 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga para o conversor SMC. . . . . 88
FIGURA 50 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras para o conversor SMC. . . . . 88
FIGURA 51 – Conversor multinível com capacitores de grampeamento em ponte completa - 9L-FC-SMC. . . . . 89
FIGURA 52 – Estados de comutação do conversor 3L-FC - Primeiro estado de comutação. . . . . 91
FIGURA 53 – Estados de comutação do conversor 3L-FC Segundo e terceiro estados de comutação. . . . . 91
FIGURA 54 – Estados de comutação do conversor 3L-FC - Quarto estado de comutação. . . . . 92
FIGURA 55 – Técnica de modulação HPS-PWM para o conversor 9L-FC-SMC. . . . 93
FIGURA 56 – Técnica de modulação HPS-PWM para o conversor 9L-FC-SMC - Faixas de Operação. . . . . 93
FIGURA 57 – Análise harmônica da tensão de saída do conversor 9L-FC-FC e do conversor 9L-FC-SMC. . . . . 95
FIGURA 58 – Número de comutações do conversor 9L-FC-FC e do conversor 9L-FC-SMC utilizando das modulações PS-PWM e HPS-PWM, respectivamente. . . . . 96

FIGURA 59 – Conversor com capacitores de grampeamento de cinco níveis de tensão - 5L-FC. . . . . 112
FIGURA 60 – Diagrama de blocos da técnica de controle das tensões dos capacitores flutuantes. . . . . 116

Figura 61 – Foto da estrutura genérica construída em laboratório. . . . . 123
Figura 62 – Estrutura genérica utilizada para obtenção dos resultados experimentais. . . . . 124
Figura 63 – Estrutura genérica utilizada para obtenção dos resultados experimentais operando como conversor 5L-FC-FC. . . . . 125
Figura 64 – Tensão e corrente de saída do conversor 5L-FC-FC em regime permanente de operação com a Carga 1. . . . . 126
Figura 65 – Resultado experimental do conversor 5L-FC-FC na aplicação de um degrau de carga na saída. . . . . 127
Figura 66 – Resultado experimental do conversor 5L-FC-FC para um varição do índice de modulação de 0,4 para 0,8 com carga fixa (Carga 1). . . . . 127
Figura 67 – Corrente de saída e tensão nos capacitores flutuantes do conversor 5L-FC-FC operando em regime permanente com a Carga 1 e índice de modulação de 0,8. . . . . 128
Figura 68 – Corrente de saída e nos capacitores flutuantes do conversor 5L-FC-FC operando em regime permanente com a Carga 1 e índice de modulação de 0,8. . . . . 130
Figura 69 – Resultados obtidos experimentalmente do fator de multiplicação da corrente e do fator de correção do ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo de defasagem. . . . . 130
Figura 70 – Estrutura genérica utilizada para obtenção dos resultados experimentais operando como conversor 9L-SMC-SMC. . . . . 131
Figura 71 – Tensão e corrente de saída do conversor 9L-SMC-SMC operando em regime permanente com a Carga 1. . . . . 132
Figura 72 – Resultado experimental do conversor 9L-SMC-SMC na aplicação de um degrau de carga na saída. . . . . 133
Figura 73 – Resultado experimental do conversor 9L-SMC-SMC para uma varição do índice de modulação de 0,4 para 0,8 com carga fixa (Carga 1). . . 133
Figura 74 – Estrutura genérica utilizada para obtenção dos resultados experimentais operando como conversor 9L-FC-SMC. . . . . 134
Figura 75 – Tensão e corrente de saída do conversor 9L-FC-SMC operando em regime permanente com a Carga 1. . . . . 135
Figura 76 – Resultado experimental do conversor 9L-FC-SMC na aplicação de um degrau de carga na saída. . . . . 136
Figura 77 – Resultado experimental do conversor 9L-FC-SMC para um varição do índice de modulação de 0,4 para 0,8 com carga fixa (Carga 1). . . . . 137
Figura 78 – Tensão e corrente de saída do conversor 9L-FC-SMC operando com a técnica de controle por ponderação em regime permanente com a Carga 1. . . . . 138

Figura 79 – Distorção harmônica total (THD) do sinal de tensão para o conversor 5L-FC-FC, 9L-SMC-SMC e 9L-FC-SMC com a técnica de controle ativo linear e por ponderações. . . . . 139
Figura 80 – Resultado experimental do conversor 9L-FC-SMC durante o degrau de carga. . . . . 139
Figura 81 – Resultado experimental do conversor 9L-FC-SMC para um varição do índice de modulação de 0,4 para 0,8 com carga fixa (Carga 1). . . . . 140
Figura 82 – Resultado experimental do conversor 9L-FC-SMC em regime permanente, corrente de saída e tensões nos capacitores flutuantes. . . . . 140
Figura 83 – Resultado experimental do conversor 9L-FC-SMC em regime permanente, corrente de saída e corrente nos capacitores flutuantes. . . . . 141
Figura 84 – Resultado experimental do conversor 9L-FC-SMC para alterações do sinal de referência dos capacitores flutuantes, corrente de saída e tensões nos capacitores flutuantes. . . . . 142

Figura 85 – Valores médio e eficaz das correntes nos semicondutores do conversor 9L-FC-FC para a técnica de modulação PS-PWM. . . . . 155
Figura 86 – Valores médio e eficaz das correntes nos semicondutores do conversor 9L-SMC-SMC com a técnica de modulação PS-PWM adaptada. . . . 156
Figura 87 – Valores médio e eficaz das correntes nos semicondutores do conversor 9L-FC-SMC. . . . . 157

Figura 88 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga. . . . . 160
Figura 89 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga. 161
Figura 90 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras. . . . . 162
Figura 91 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga. . . . . 163
Figura 92 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga. 164
Figura 93 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras. . . . . 165
Figura 94 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga. . . . . 166

FIGURA 95 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga. 167
FIGURA 96 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras. . . . . 168
FIGURA 97 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga. . . . . 169
FIGURA 98 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga. 170
FIGURA 99 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras. . . . . 171
FIGURA 100 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga. . . . . 172
FIGURA 101 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga. 173
FIGURA 102 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras. . . . . 174
FIGURA 103 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga. . . . . 175
FIGURA 104 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga. 176
FIGURA 105 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras. . . . . 177
FIGURA 106 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga. . . . . 178
FIGURA 107 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga. 179
FIGURA 108 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras. . . . . 180

## LISTA DE TABELAS


Tabela 1 – Tensão de saída em função dos estados de comutação para o conversor 3L-FC e 5L-FC. . . . . 45
Tabela 2 – Tensão de saída em função dos estados de comutação para o conversor 5L-SMC. . . . . 47
Tabela 3 – Tensão de saída em função dos números de submódulos ativos por semibraço do MMC, para $n_{sm}$= 2. . . . . 51

Tabela 4 – Parâmetros de projeto do capacitor flutuante para o conversor 5L-FC. 75
Tabela 5 – Tabela comparativa do número de componentes entre as topologias 9L-FC-FC, 9L-SMC-SMC e 9L-FC-SMC. . . . . 90
Tabela 6 – Parâmetros de simulação das técnicas de modulação PS-PWM e da HPS-PWM. . . . . 95
Tabela 7 – Tabela comparativa do número de componentes entre as topologias 9L-FC-FC, 9L-SMC-SMC e 9L-FC-SMC. . . . . 109

Tabela 8 – Tensão de saída em função dos estados de comutação e carga e descarga dos capacitores flutuantes para o 5L-FC. . . . . 113
Tabela 9 – Antigo estado de comutação do conversor 5L-FC. . . . . 117
Tabela 10 – Estados de comutação que sintetizam do nível de tensão $V_{dc}/2$ do conversor 5L-FC. . . . . 117
Tabela 11 – Carga e descarga dos capacitores flutuante do 5L-FC do primeiro e segundo estados de comutação do nível de tensão $V_{dc}/2$. . . . . 119
Tabela 12 – Ponderações $PC_k$ do primeiro e segundo estados de comutação do nível de tensão $V_{dc}/2$ do conversor 5L-FC. . . . . 119
Tabela 13 – Somatória das ponderações $PC_k$ do primeiro e segundo estados de comutação do nível de tensão $V_{dc}/2$ do 5L-FC. . . . . 120

Tabela 14 – Componentes empregados para o protótipo genérico . . . . . 124
Tabela 15 – Especificações dos parâmetros de ensaio do conversor 5L-FC-FC. . . . 125
Tabela 16 – Parâmetros do **Projeto via ábacos** e do protótipo do conversor 5L-FC-FC. . . . . 129

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

**APOD-PWM** Alternative Phase Opposition Disposition - Pulse Width Modulation - Modulação por Largura de Pulsos com Portadoras Dispostas em Oposição Alternada de Fase

**CB-PWM** Carrier Based - Pulse Width Modulation - Modulação por Largura de Pulsos com Portadoras

**CHB** Cascaded H-Bridge - Cascata de Conversores em Ponte H

**FC** Flying Capacitor - Capacitor Flutuante

**HPS-PWM** Hybrid Phase Shift - Pulse Width Modulation - Modulação por Largura de Pulsos com Deslocamento de Fase Híbrida

**IGBT** Insulated Gate Bipolar Transistor - Transistor Bipolar de Porta Isolada

**MMC** Modular Multilevel Converter - Conversor Modular Multinível

**NLC** Nearest Level Control - Seleção do Nível de Tensão Mais Próximo

**NPC** Neutral Point Clamped - Ponto Central Grampeado

**PD-PWM** Phase Disposition - Pulse Width Modulation - Modulação por Largura de Pulsos com Portadoras Dispostas em Fase

**POD-PWM** Phase Opposition Disposition - Pulse Width Modulation - Modulação por Largura de Pulsos com Portadoras Dispostas em Oposição Fase

**PS-PWM** Phase Shift - Pulse Width Modulation - Modulação por Largura de Pulsos com Deslocamento de Fase

**PWM** Pulse Width Modulation - Modulação por Largura de Pulsos

**SHE** Selective Harmonic Elimination - Eliminação Seletiva de Harmônicas

**SMC** Stacked Multicell Converter

**STATCOM** Static Synchronous Compensator - Compensador Estático de Reativos

**SVC** Static Var Compensator - Compensador de Reativos

**SVCT** Space Vector Control Technique - Técnica de Controle por Vetores Espaciais

**SVM** Space Vector Modulation - Modulação por Vetores Espacias

**THD** Total Harmonic Distortion - Distorção Harmônica Total

**VSI** Voltage Source Inverter - Inversor Fonte de Tensão

## LISTA DE SÍMBOLOS

$C_{sm}$ Capacitor de Submódulo

$d_{(S,D)k}$ Razão Cíclica no Semicondutor $S_k$ ou $D_k$

$\Delta V_{Ck}$ Desvio de Tensão no Capacitor Flutuante $k$

$F_A$ Fator de Correção Ângulo de Defasagem $\Phi$

$F_{Ck}$ Fator de Multiplicação do Valor Capacitância do Capacitor Flutuante

$F_I$ Fator de Multiplicação da Corrente Eficaz no Capacitor Flutuante

$f_o$ Frequência Fundamental de Corrente e Tensão de Saída do Conversor

$f_p$ Frequência das Portadoras

$f_s$ Frequência de Chaveamento

$i_{Ck}$ Corrente no Capacitor $C_k$

$i_o$ Corrente de Saída do Conversor

$I_p$ Valor de Pico da Corrente de Saída do Conversor

$I_{(S,D)k_{avg}}$ Valor Médio da Corrente no Semicondutor $S_k$ ou $D_k$

$I_{(S,D)k_{rms}}$ Valor Eficaz da Corrente no Semicondutor $S_k$ ou $D_k$

$J_n$ Função de Bessel de Ordem $n$

$n$ Número de Níveis de tensão

$n_C$ Número de Capacitores Flutuantes

$n_{dg}$ Número de Diodos de Grampeamento

$n_{ec}$ Número Total de Estados de Comutação em Função do Número de Níveis de Tensão de Saída do Conversor

$n_{mod}$ Número de Módulos

$n_p$ Número de Portadoras

$n_{sm}$ Número de Submódulos

$n_{sma}$ Número de Submódulos Ativos

$n_{smi}$ Número de Submódulos Ativos Inferiores

$n_{sms}$ Número de Submódulos Ativos Superiores

$\omega_o$ Frequência Angular da Forma de Onda Fundamental

$\omega_p$ Frequência Angular da Portadora

$PC_k$ Ponderação do Capacitor Flutuante $k$

$\Phi$ Defasagem entre Corrente de Saída e Tensão de Saída do Conversor

$R_{ESR}$ Resistência série do capacitor flutuante

$S_k$ Função de Chaveamento do Interruptor

$SEC$ Valor Resultante da Soma das Ponderações por Estado de Comutação

$T_s$ Período de um Ciclo de Comutação

$\theta_f$ Ângulo do cruzamento do sinal de referência e o valor constante de 1/2

$\theta_o$ Deslocamento do Angular da Forma de Onda Fundamental

$\theta_p$ Ângulo de Deslocamento Entre as Portadoras

$V_{block}$ Tensão de Bloqueio nos Semicondutores

$V_{Ck}$ Tensão no Capacitor Flutuante $k$

$V_{Ck}^*$ Tensão de Referência do Capacitor Flutuante $k$

$v_{Ck}$ Tensão no Capacitor $C_k$

$V_{dc}$ Tensão das Fontes de Alimentação dc

$Vt_m$ Amplitude da Componente Harmônica de Tesão de Ordem $m$

**SUMÁRIO**


**1 INTRODUÇÃO . . . . . 31**
1.1 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO . . . . . 37

**2 CONVERSORES MULTINÍVEIS . . . . . 39**
2.1 INTRODUÇÃO . . . . . 39
2.2 CONVERSOR COM DIODOS DE GRAMPEAMENTO . . . . . 42
2.3 CONVERSOR COM CAPACITORES DE GRAMPEAMENTO . . . . . 43
**2.3.1 Conversor FC** . . . . . 43
**2.3.2 "Stacked Multicell Converter"** . . . . . 46
2.4 CONVERSOR EM CASCATA . . . . . 48
2.5 CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL . . . . . 50
2.6 CONVERSORES MULTINÍVEIS HÍBRIDOS . . . . . 52
2.7 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO . . . . . 53
**2.7.1 Introdução** . . . . . 53
**2.7.2 Técnica de Modulação por Largura de Pulso com Portadoras** . . . . 54
2.7.2.1 Modulação por Largura de Pulso com Portadoras Disposta em Fase - PD-PWM 54
2.7.2.2 Modulação por Largura de Pulso com Portadoras Disposta em Oposição de Fase - POD-PWM . . . . . 55
2.7.2.3 Modulação por Largura de Pulso com Portadoras Disposta em Oposição Alternada de Fase - APOD-PWM . . . . . 56
2.7.2.4 Modulação por Largura de Pulso com Portadoras com Deslocamento em Fase - PS-PWM . . . . . 56
**2.7.3 Modulação por Largura de Pulso por Vetores Espaciais - SVM** . . . 57
2.8 RESUMO . . . . . 58

**3 TOPOLOGIAS MULTINÍVEIS COM CAPACITORES DE GRAMPEAMENTO EM PONTE COMPLETA . . . . . 59**
3.1 ANÁLISE DA TOPOLOGIA MULTINÍVEL FC-FC MONOFÁSICA . . . . 59
**3.1.1 Análise dos Estados de Comutação** . . . . . 60
**3.1.2 Análise da Carga e Descarga dos Capacitores Flutuantes** . . . . . 64
**3.1.3 Análise dos Esforços de Corrente nos Semicondutores do Conversor FC Utilizando a Técnica de Modulação PS-PWM** . . . . . 65
**3.1.4 Projeto e Cálculo dos Esforços de Corrente nos Capacitores Flutuantes** . . . . . 68
3.1.4.1 Projeto dos Capacitores Flutuantes Proposto na Literatura . . . . . 68
3.1.4.2 Proposta de uma Metodologia de Projeto dos Capacitores Flutuantes . . . . 69
3.1.4.3 Exemplo de Dimensionamento do Capacitor Flutuante . . . . . 75
3.2 ANÁLISE DA TOPOLOGIA MULTINÍVEL SMC MONOFÁSICA . . . . . 78

**3.2.1 Análise dos Estados de Comutação** . . . . . 79
**3.2.2 Análise da Carga e Descarga dos Capacitores Flutuantes** . . . . . 82
**3.2.3 Análise dos Esforços de Corrente nos Semicondutores do Conversor SMC Utilizando a Técnica de Modulação PS-PWM** . . . . . 83
**3.2.4 Projeto e Cálculo dos Esforços de Corrente nos Capacitores Flutuantes** . . . . . 85
3.3 ANÁLISE TOPOLOGIA MULTINÍVEL FC-SMC . . . . . 89
**3.3.1 Análise dos Estados de Comutação** . . . . . 90
**3.3.2 Análise da Carga e Descarga dos Capacitores Flutuantes** . . . . . 92
**3.3.3 Técnica de Modulação Proposta Para o Conversor 9L-FC-SMC** . . 92
**3.3.4 Análise dos Esforços de Corrente nos Semicondutores do Conversor FC-SMC Utilizando da Técnica de Modulação HPS-PWM** . . . . . 96
3.4 RESUMO . . . . . 108

**4 EQUILÍBRIO DAS TENSÕES NOS CAPACITORES FLUTUANTES** . . . . . **111**
4.1 TÉCNICA DE CONTROLE ATIVO LINEAR DAS TENSÕES DOS CAPACITORES FLUTUANTES . . . . . 115
4.2 TÉCNICA DE CONTROLE ATIVO DAS TENSÕES DOS CAPACITORES FLUTUANTES POR PONDERAÇÕES . . . . . 116
4.3 RESUMO . . . . . 120

**5 ANÁLISE EXPERIMENTAL DOS CONVERSORES FC-FC, SMC-SMC FC-SMC** . . . . . **123**
5.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR 5L-FC-FC . . . . . 124
**5.1.1 Conversor 5L-FC-FC Utilizando a Modulação PS-PWM e a Técnica de Controle Ativo Linear** . . . . . 125
5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR 9L-SMC-SMC . . . . 131
**5.2.1 Conversor 9L-SMC-SMC Utilizando a Modulação PD-PS-PWM e a Técnica de Controle Ativo Linear** . . . . . 131
5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR 9L-FC-SMC . . . . . 134
**5.3.1 Conversor 9L-FC-SMC Utilizando a Modulação HPS-PWM e a Técnica de Controle Ativo Linear** . . . . . 135
**5.3.2 Conversor 9L-FC-SMC Utilizando a Técnica de Controle Ativo por Ponderações** . . . . . 138
5.4 RESUMO . . . . . 142

**6 CONCLUSÃO** . . . . . **145**
6.1 PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS . . . . . 147

**REFERÊNCIAS** . . . . . **149**

**APÊNDICES** . . . . . **155**

**A ANÁLISE DOS ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES POR SIMULAÇÃO** . . . . . **155**

A.1 ANÁLISE DOS ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES DO CONVERSOR 9L-FC-FC UTILIZANDO A TÉCNICA DE MODULAÇÃO PS-PWM . . . . . 155

A.2 ANÁLISE DOS ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES DO CONVERSOR 9L-SMC-SMC UTILIZANDO A TÉCNICA DE MODULAÇÃO PS-PWM ADAPTADA . . . . . 156

A.3 ANÁLISE DOS ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES DO CONVERSOR 9L-FC-SMC UTILIZANDO A TÉCNICA DE MODULAÇÃO PS-PWM HÍBRIDA . . . . . 156

**ANEXOS** . . . . . **159**

**A ANEXO - ÁBACOS PARA PROJETOS DOS CAPACITORES FLUTUANTE PARA O CONVERSOR FC** . . . . . **160**

A.1 ÁBACOS PARA PROJETO DOS CAPACITORES FLUTUANTES DO CONVERSOR FC-3L . . . . . 160

A.2 ÁBACOS PARA PROJETO DOS CAPACITORES FLUTUANTES DO CONVERSOR FC-5L . . . . . 163

A.3 ÁBACOS PARA PROJETO DOS CAPACITORES FLUTUANTES DO CONVERSOR FC-7L . . . . . 166

A.4 ÁBACOS PARA PROJETO DOS CAPACITORES FLUTUANTES DO CONVERSOR FC-9L . . . . . 169

**B ANEXO - ÁBACOS PARA PROJETOS DOS CAPACITORES FLUTUANTE PARA O CONVERSOR SMC** . . . . . **172**

B.1 ÁBACOS PARA PROJETO DOS CAPACITORES FLUTUANTES DO CONVERSOR SMC-5L . . . . . 172

B.2 ÁBACOS PARA PROJETO DOS CAPACITORES FLUTUANTES DO CONVERSOR SMC-7L . . . . . 175

B.3 ÁBACOS PARA PROJETO DOS CAPACITORES FLUTUANTES DO CONVERSOR SMC-9L . . . . . 178

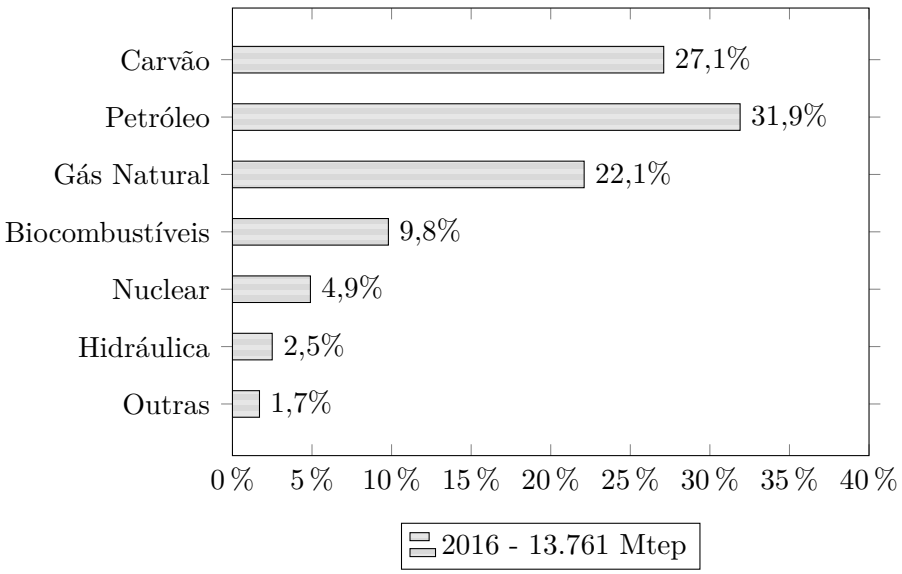
# 1 INTRODUÇÃO

A revolução no processo de manufatura e industrialização substituindo o processo artesanal de produção ocorrido durante a primeira revolução industrial, também revolucionou a forma de exploração de energia que, gradativamente, substituiu a queima de matéria orgânica pela queima do carvão mineral como fonte de energia primária. Este processo intensificou-se durante a segunda revolução industrial, ampliando a exploração do carvão mineral e de novos recursos de geração de energia, como o petróleo inicialmente e, posteriormente, a energia hídrica e o gás natural.

Este processo de evolução da geração, conversão e de transporte de energia continua até aos dias atuais, evoluindo e atendendo à necessidade humana por novas fontes de energia. Entre os avanços tecnológicos mais significativos estão os processos de conversão das energias primárias em energias secundárias, como: a gasolina e derivados do petróleo, em especial a conversão das fontes energias primárias em energia elétrica. Isto possibilitou um novo sistema integrado de geração, transmissão e distribuição de energia, permitindo a exploração de novas fontes de energia e, também, a melhor utilização de fontes de energia já conhecidas. Destas fontes de energia destacam-se: a energia solar, eólica, nuclear e inclusive a energia hidráulica que passou a ser melhor aproveitada.

Entretanto, apesar dos avanços tecnológicos, a consolidação da matriz energética atual é altamente dependente dos combustíveis fósseis como fonte de energia, sendo responsável por 80% da base energética mundial, conforme apresenta a Figura 1.

Figura 1 – Total de energia primária/secundária fornecida no mundo.

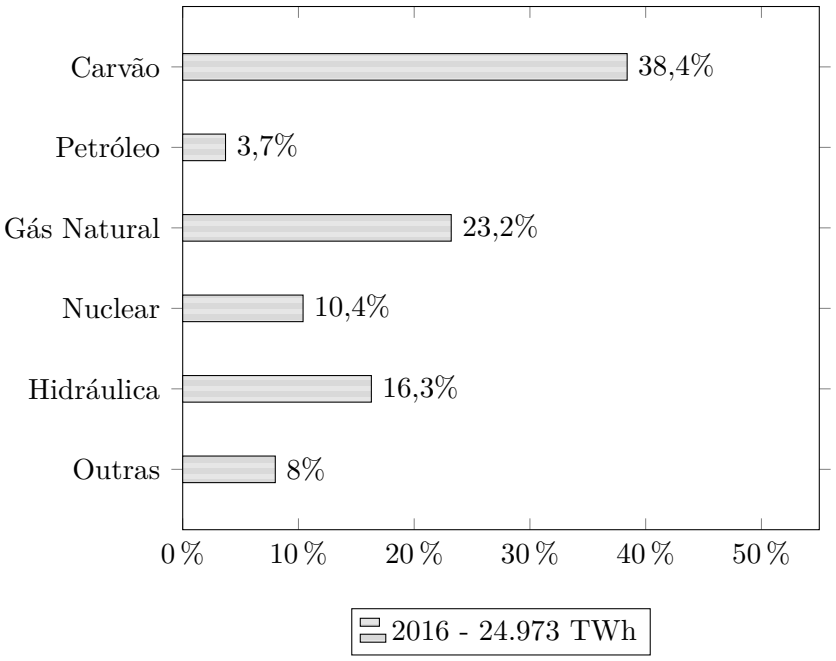



Fonte: [1]

No cenário atual, o modelo tecnológico tem caminhado para a estruturação cada vez maior do mercado mundial de comercialização da energia devido a sua importância no desenvolvimento de uma região, inclusive a comercialização da energia elétrica, que

adotando de sistemas interligados de geração, transmissão e distribuição, vêm impulsionando investimentos em grandes unidades de geração de energia elétrica [2], [3]. Contudo, este processo da comercialização de energia elétrica tem como impasse a grande matriz energética já instalada, provida das fontes de energia termoelétricas, fontes de energia derivadas de combustíveis fósseis, como apresenta a Figura 2.

Figura 2 – Geração de energia elétrica no mundo por fonte energética.



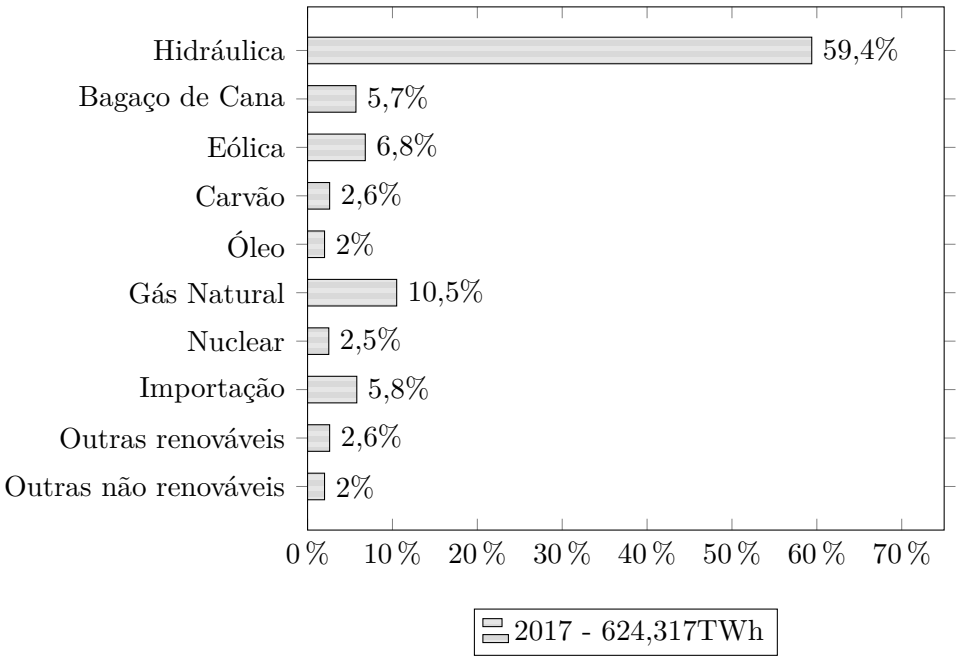

Fonte: [1]

Portanto, a consolidação da matriz energética atual provida das fontes de energia derivadas de combustíveis fósseis e de seu consumo acelerado é uma grande preocupação para o desenvolvimento econômico mundial, influenciando na oferta e na demanda de energia [2]. Não obstante, fontes de energia derivadas de combustíveis fósseis geram um grande impacto ambiental causado pela liberação de poluentes ao meio ambiente. Visando a melhoria da relação entre homem e meio ambiente e a menor dependência econômica das fontes de energia derivadas de combustíveis fósseis, intensificou-se o desenvolvimento por fontes de energia que sejam abundantes em todo o globo terrestre e não que liberem poluentes ao meio ambiente, estando em consenso com a Convenção Quadro das Nações Unidas Sobre Mudanças do Clima – CQNUMC e seu protocolo de Quioto [4]. Como alternativas para redução de poluentes ao meio ambiente e da forma indiscriminada de exploração das fontes de energias providas dos combustíveis fósseis, é estimulado o aproveitamento de fontes renováveis de energia, como: hidrelétrica, fotovoltaica, eólica, entre outras.

Na vanguarda e pioneira das fontes de energia renováveis, a energia hidrelétrica possui uma parcela importante no cenário mundial de geração de energia elétrica (Fi-

gura 2). Em meio ao domínio dos combustíveis fósseis para geração de energia elétrica, a utilização de recursos hídricos para geração de energia elétrica mostrou-se uma alternativa viável economicamente e com menores impactos ambientais. Entretanto, a exploração da energia hidrelétrica requer de condições favoráveis para usa implementação, determinadas pela abundância do recurso hídrico e do relevo. No Brasil, a grande disponibilidade deste recurso e a grande dimensão do seu território, condicionou a exploração do recurso hídrico como base dos investimentos no setor de geração de energia elétrica. Este fator é observado quando analisado o quadro de Oferta Interna de Energia Elétrica [5], como apresenta a Figura 3.

Figura 3 – Geração de energia elétrica no no Brasil no ano de 2017.




Fonte: [5]

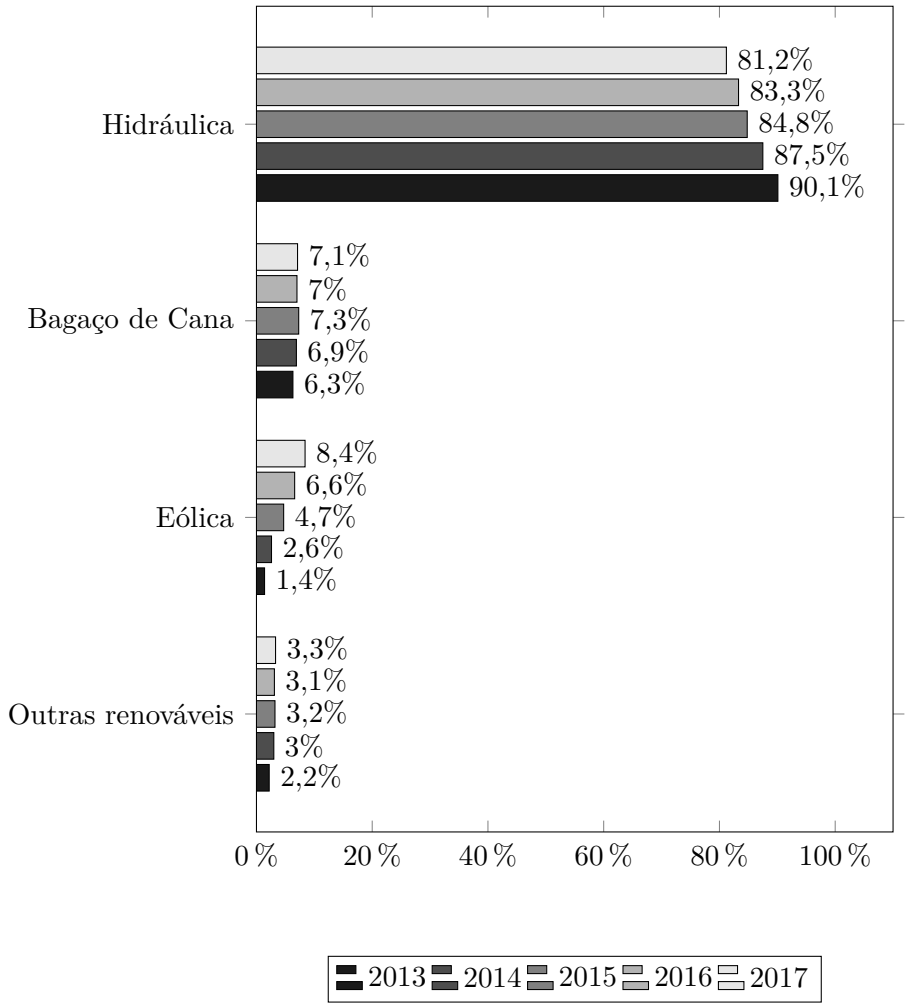
Neste cenário, a base da geração de energia elétrica no Brasil é constituída de 75% por energias renováveis e grande parte devido à exploração da fonte de energia hidráulica, responsável por 84,8% do total de produção das energias renováveis e 58,4% do total da produção de energia elétrica no país. Contudo, o modelo brasileiro formado por grandes usinas hidrelétricas requer um estudo prévio e detalhado do impacto ambiental e socioeconômico causado a médio e longo prazo. Pois, com o estabelecimento de grandes usinas hidrelétricas ocorre o alagamento de grandes áreas, modificando o ecossistema presente e, eventualmente, ocasionando impactos ambientais à região afetada pela usina. Outro fator negativo é a dependência majoritária de uma única fonte de energia do setor elétrico nacional que, em períodos de escassez de recursos hídricos, pode afetar diretamente o preço e, até mesmo, leve ao racionamento do consumo da energia elétrica.

A diversificação de novas fontes de energia integradas ao setor energético brasi-

leiro é fundamental para garantir robustez e baixo custo de produção da energia elétrica. Como o Brasil possui um amplo território e sua maior parte está localizada entre os trópicos, é um país reconhecido com um elevado potencial para o aproveitamento das fontes de energia renováveis. Visando essa oferta de energia, conforme apresentado em [3], a expansão e planejamento do setor energético brasileiro pode ser baseada na manutenção e na diversificação das fontes renováveis como as principais fontes geradoras de energia, prezando pelo caráter limpo e da sustentabilidade da matriz energética brasileira.

Uma tendência para o segmento deste modelo é notada quando analisados os dados de produção de energia elétrica no Brasil entre os anos de 2013 a 2017, como apresenta a Figura 4.

Figura 4 – Relação da geração de energia elétrica no Brasil por fonte de energia renovável.




Fonte: [5], [6], [7]

Analisando os anos de 2013 a 2017, nota-se que, mesmo de forma tímida, já se procura por uma diversificação da matriz energética brasileira, e um grande indicador importante é o aumento significativo da parcela proveniente da energia eólica.

Esta tendência da entrada de novas fontes de energia renováveis ao setor elétrico

nacional não será somente com grandes "usinas" de geração de energia elétrica, mas também com uma parcela proveniente da microgeração e minigeração. Apesar de começar a passos lentos no Brasil, estima-se que, em 2023 a capacidade instalada proveniente somente da microgeração de energia solar seja de aproximadamente 835 MWp a 1300 MWp[1], diversificando ainda mais a matriz energética brasileira.

Com a projeção da integração e do aumento das fontes de energia renováveis na matriz energética brasileira, intensificam-se os estudos em tecnologias que possibilitem a conexão segura destas fontes de energia à rede elétrica, adequando os níveis de tensão e frequência de geração aos da rede elétrica. A conexão destas novas fontes de energia elétrica é realizada com a utilização de conversores de potência. Entre as alternativas de conversores de potência encontram-se o conversor tradicional, de dois níveis de tensão; e os conversores multiníveis, que sintetizam mais de dois níveis de tensão. Considerando que o conversor tradicional pode ser pouco modificado e, assim, não permitindo grandes inovações em seu aperfeiçoamento, a utilização de conversores multiníveis explora um campo vasto de conversores para o processamento da energia elétrica, permitindo várias possibilidades de aperfeiçoamento e de estudo, apesar da ampla quantidade de estudos já desenvolvidos na área.

Conversores multiníveis são estudados desde a década de 70 e, entre as suas principais características, devem-se salientar: a divisão da tensão de bloqueio nos semicondutores da estrutura, permitindo a utilização de semicondutores maturados e com menor tensão de bloqueio e consequentemente com maior capacidade de corrente; menores derivadas de tensão aplicadas a carga; a sintetização de um elevado número de níveis de tensão, diminuindo a distorção harmônica total da forma de onda sintetizada pelo conversor, reduzindo ou eliminando a necessidade de filtros de saída; e a possibilidade da modularidade de algumas estruturas, o que permite a redução dos custos de implementação e de manutenção do equipamento.

A área de aplicação de conversores multiníveis não é restrita a conexão de sistemas de geração ao sistema de transmissão e distribuição de energia elétrica, mas às mais diversas áreas que envolvam o processamento de energia elétrica [8], [9], como: acionamento de máquinas elétricas, condicionadores de energia elétrica e transmissão de energia elétrica [10–14].

Na indústria, conversores multiníveis são utilizados para o acionamento e controle de máquinas elétricas em média tensão. A aplicação de conversores multiníveis em média tensão deve-se as suas características, que possibilitam aumentar a vida útil das máquinas elétricas, melhorar a eficiência e, assim, minimizar os custos do processo. Entre as grandes empresas do setor que utilizam de conversores multiníveis para o acionamento de máquinas elétricas, pode-se citar: WEG, Hyundai, AABB, Siemens, entre outras [15–18].

Outro campo de atuação da eletrônica de potência e de conversores multiníveis

[1]MWp - Mega Watt-pico

encontra-se na área da qualidade de energia elétrica. Entre os equipamentos desenvolvidos para a área pode-se citar os compensadores estáticos de reativos, o SVC[2] e o STATCOM[3]. Em [19] é apresentado que o grupo ABB emprega de conversores multiníveis, em especial o conversor com grampeamento a diodos (NPC)[4], no desenvolvimento de equipamentos para compensação de reativos presentes na rede elétrica. O grupo SIEMENS também atua diretamente no campo de compensação de reativos, entre os mais diversos equipamentos está presente o SVC PLUS. O SVC PLUS emprega do conversor modular multinível (MMC)[5] para atuar diretamente na rede de média tensão [20].

A geração de energia elétrica a partir de fontes renováveis é realizada com o auxílio de vários dispositivos eletrônicos, inclusive para a conexão do sistema de geração à rede elétrica, feito através de inversores de potência. O aumento da demanda e da potência de sistemas renováveis de geração de energia elétrica desde, estabelecimentos residenciais, comerciais e até grandes centrais de geração de energia, exigiu o aperfeiçoamento de inversores. Os inversores possibilitam de forma segura, inteligente e eficiente à conexão de sistemas renováveis de geração de energia elétrica à rede elétrica, e a utilização de inversores multiníveis é uma opção interessante. Atualmente, sistemas de geração de energia fotovoltaica e eólica empregam desde o conversor tradicional para sistemas de baixa potência, assim como conversores multiníveis para sistemas de maior potência. Entre os conversores multiníveis com maior destaque encontram-se: o conversor NPC e o conversor em cascata, mas outras topologias multiníveis também são estudas e despontam para atender as novas necessidades dos sistemas renováveis de geração de energia elétrica [21–24].

Em [25, 26] topologias com capacitores de grampeamento são exploradas para o processamento de energia provenientes de fontes renováveis, não somente para a conexão destes sistemas à rede, mas também, em aplicações que requerem alta eficiência energética e altas densidades de energia processada, como para a tração de veículos elétricos e em novos seguimentos como da propulsão elétrica para aeronaves. A otimização dos conversores com capacitores de grampeamento é possível elevando o número de níveis de tensão, utilizando de semicondutores com altas velocidades de comutação e baixa tensão de bloqueio. Estas características impactam também na otimização dos filtros de saída, diminuindo tamanho e peso dos indutores e capacitores.

Vislumbrado o potencial da aplicação de inversores multiníveis ao processamento de energia elétrica, em especial a conexão de sistemas de geração de energia renováveis, este trabalho contribui com a análise e desenvolvimento de três topologias multiníveis em ponte completa com capacitores de grampeamento, na possibilidade de aumentar o rendimento e de reduzir os custos de produção com o correto dimensionamento dos componentes de

[2]SVC - Static Var Compensation
[3]STATCOM - Static Synchronous Compensator
[4]NPC - Neutral Point Clamped
[5]MMC - Modular Multilevel Converter

potência. Desta forma é apresentando um estudo detalhado dos esforços de corrente e tensão nos componentes de potência das topologias, semicondutores e capacitores. Assim como, de uma técnica de controle ativo das tensões dos capacitores de grampeamento, que pode ser utilizada independentemente do número de níveis de tensão da topologia ou da técnica de modulação.

## 1.1 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

Três conversores em ponte completa derivados da topologia FC são estudados neste trabalho, o conversor 9L-FC-FC e os conversores propostos 9L-SMC-SMC e 9L-FC-SMC. A associação em ponte completa destes conversores multiníveis permite o aumento do número de níveis de tensão sintetizado pela estrutura sem a necessidade de novas fontes de alimentação isoladas ou da ampliação da estrutura, evitando a utilização de associações em série de capacitores ou de diodos, explorando os benefícios de estruturas multiníveis de menor porte.

As topologias 9L-SMC-SMC e 9L-FC-SMC destacam-se em relação ao conversor 9L-FC-FC, pois têm um menor número de semicondutores no caminho de corrente, possibilitando diminuir as perdas de condução dos conversores e os custos. A topologia multinível 9L-FC-SMC apresenta outra vantagem como o número reduzido de componentes de potência e, possivelmente, apresenta um menor custo de produção. Para a estrutura 9L-FC-SMC também é proposta uma nova técnica de modulação, derivada da técnica de modulação PS-PWM, permitindo a manutenção das tensões dos capacitores flutuantes.

O trabalho apresenta a análise completa dos esforços de corrente e tensão nos semicondutores e capacitores das estruturas, permitindo o dimensionamento dos semicondutores de potência e uma nova metodologia para o projeto dos capacitores flutuantes das estruturas FCs.

Entre as contribuições do trabalho é elaborada uma nova técnica de controle das tensões dos capacitores flutuantes, que utiliza ponderações para determinar qual é a melhor sequência de comutação do conversor FC. Esta técnica não é limitada ao conversor FC e pode ser empregada em qualquer topologia que necessite do controle das tensões nos capacitores flutuantes. Desta forma, a técnica de controle das tensões nos capacitores flutuantes mostra-se adequada às topologias em ponte completa estudadas neste trabalho.

# 2 CONVERSORES MULTINÍVEIS

## 2.1 INTRODUÇÃO

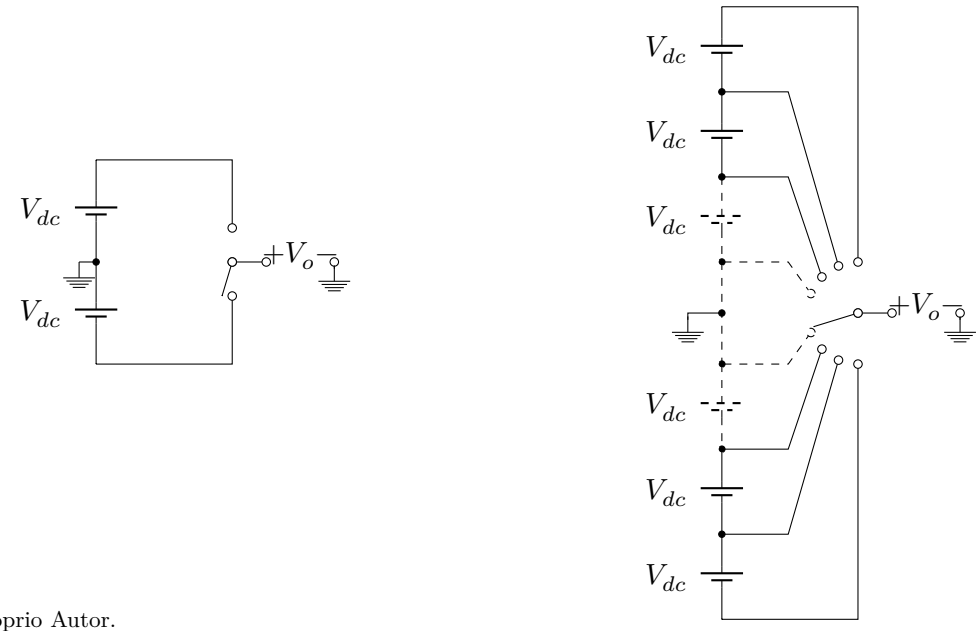
Conversores multiníveis são uma realidade e estão inseridos em diversas áreas da engenharia, como: acionamentos de máquinas elétricas [27]; condicionadores de energia [28], [29]; transmissão de energia c.c.-c.a.; geração de energia renováveis [30], [31]; entre outras. Estes conversores são aplicados em amplas faixas de potência e a indústria tem empregado os mesmos de forma expressiva em média tensão e alta potência [9], [32]. A escolha por conversores multiníveis neste nicho de aplicação deve-se principalmente à possibilidade de processar uma maior quantidade de energia utilizando semicondutores já maturados (amplamente testados e empregados) [8], ou seja, evitando semicondutores de alta capacidade de tensão de bloqueio ou de corrente, que foram recentemente desenvolvidos e podem apresentar falhas. Entretanto, as estruturas multiníveis também são aplicadas em sistemas de baixa potência, obtendo proveito de outras vantagens como: menor derivada de tensão $dv/dt$, redução dos filtros de saída e a possibilidade da redução da tensão de modo comum [8]. Os conversores multiníveis são divididos em duas classes: os conversores multiníveis em corrente e em tensão. Neste trabalho somente são abordados os conversores multiníveis em tensão e referidos de conversores multiníveis.

Diferente do conversor de tensão tradicional (VSI)[1], que sintetiza dois níveis de tensão de saída, os conversores multiníveis têm a capacidade gerar vários níveis de tensão de saída, ambas as estruturas são apresentadas na Figura 5 de forma generalizada.

Figura 5 – Exemplo genérico de conversores de tensão.

(a) Conversor dois níveis.

(b) Conversor multinível.



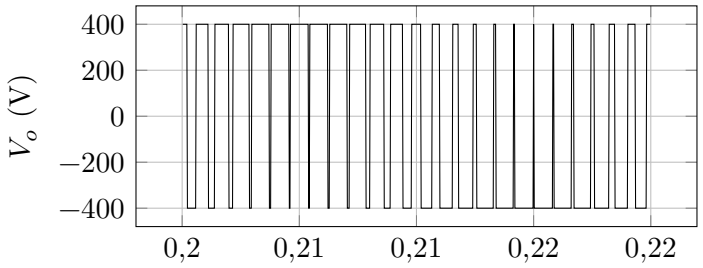

Fonte: Próprio Autor.

[1] VSI - Voltage Source Inverter - Inversor Fonte de Tensão

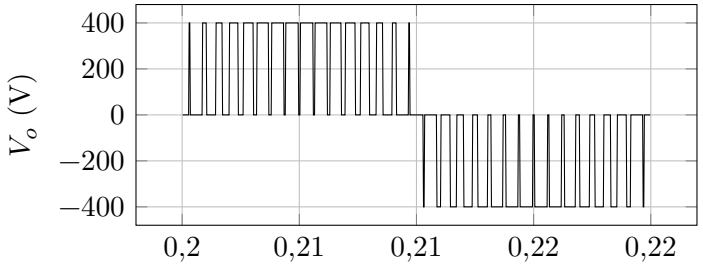
Esta capacidade de sintetizar um maior número de níveis é evidente quando comparadas as formas de onda sintetizadas conversor VSI e pelos conversores multiníveis de três (3L) e cinco (5L) níveis de tensão, conforme apresenta a Figura 6, dada uma referência senoidal e empregando a técnica de modulação por largura de pulso com portadoras com deslocamento de fase (PS-PWM)[2].

Figura 6 – Formas de ondas sintetizadas pelos conversores de tensão utilizando da técnica de modulação PS-PWM.

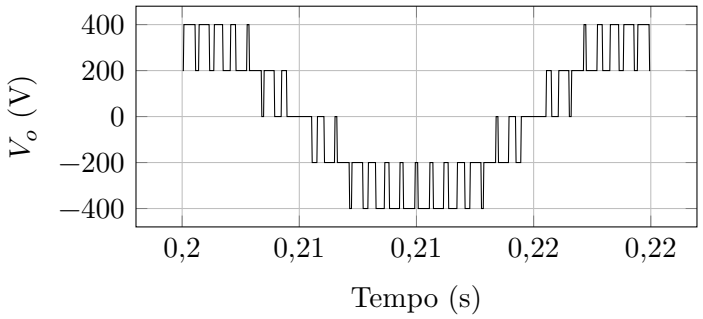
(a) Conversor de dois níveis de tensão (2L).




(b) Conversor de três níveis de tensão (3L).




(c) Conversor de cinco níveis de tensão (5L).




Fonte: Próprio Autor.

A reprodução de formas de ondas de tensão senoidais por conversores multiníveis resulta em uma forma de onda comutada, que decomposta pela série dupla de Fourier pode ser expressa através da somatória de senos e cossenos, conforme apresenta [33], a forma de onda pode ser expressa pela somatória de sinais senoidais, do sinal na frequência fundamental e dos sinais em alta frequência. O sinal na frequência fundamental é o sinal senoidal que se deseja reproduzir na saída do conversor. Já os sinais em alta frequência presentes são resultado das comutações entre níveis de tensão do conversor e, de certa

[2]PS-PWM - Phase Shift - Pulse Width Modulation

forma, são indesejáveis. Portanto, há a necessidade de mensurar a dimensão da distorção da forma de onda gerada pelos sinais em alta frequência em relação ao sinal na frequência fundamental para avaliar a qualidade da forma de onda do conversor. Uma forma de quantificar e avaliar é através da distorção harmônica total (THD)[3], sendo definida como

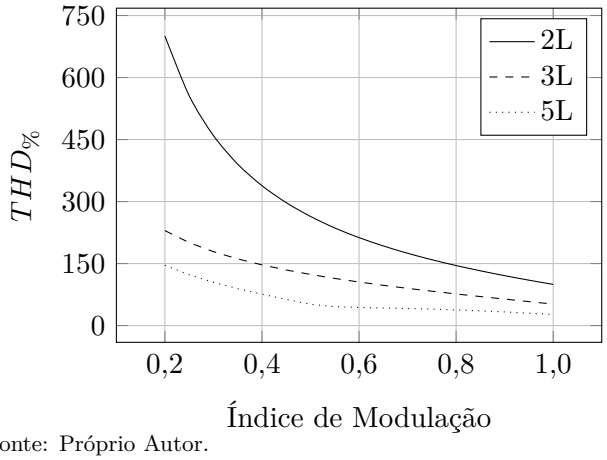
$$\mathrm{THD}_{\%} = 100 \cdot \sqrt{\left(\frac{2 \cdot Vt_0}{Vt_1}\right)^2 + \sum_{m=2,3,4,\ldots}^{\infty} \left(\frac{Vt_m}{Vt_1}\right)^2}, \tag{2.1}$$

onde, $Vt_m$ é a amplitude da componente harmônica de ordem $m$.

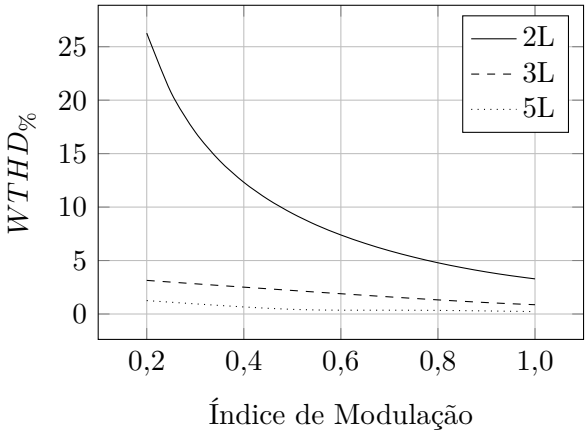
A Figura 7 exibe o gráfico da $THD_{\%}$ e da $WTHD_{\%}$ para as formas de ondas dos conversores com dois, três e cinco níveis de tensão operando com a técnica de modulação PS-PWM. Para a análise da $THD_{\%}$ e da $WTHD_{\%}$ foram consideradas componentes harmônicas de até 50 kHz.

Figura 7 – $THD_{\%}$ e da $WTHD_{\%}$ para as formas de ondas dos conversores de dois, três e cinco níveis de tensão operando com a técnica de modulação PS-PWM.

(a) THD.




(b) WTHD.




Fonte: Próprio Autor.

Nota-se que a quantidade de número de níveis de tensão sintetizados implica diretamente na qualidade da forma de onda sintetizada pelo conversor. As formas de ondas com maior número de níveis de tensão possuem valores menores $THD_{\%}$ e da $WTHD_{\%}$ e, consequentemente, aproxima-se mais de uma forma de onda senoidal. A redução da distorção harmônica da forma de onda influencia diretamente no projeto dos filtros de saída do conversor, diminuindo o volume e custo [34].

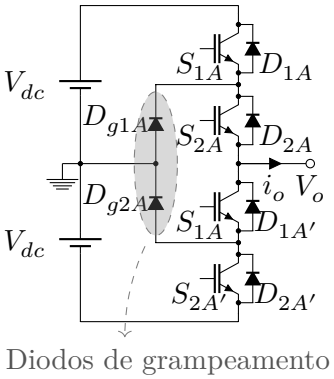
Entre as principais topologias multiníveis difundidas na literatura e abordadas neste capítulo, encontram-se: o conversor com grampeamento a diodos (NPC), o conversor com capacitores de grampeamento (FC)[4], o conversor em cascata (CHB)[5] e o conversor modular multinível.

[3]THD - Total Harmonic Distortion
[4]FC - Flying Capacitor
[5]CHB - Cascaded H-Bridge

## 2.2 CONVERSOR COM DIODOS DE GRAMPEAMENTO

O conversor NPC foi proposto inicialmente por Baker, em [35], e aprofundado em [36]. Utiliza de diodos de grampeamento que permita o uso do ponto central do barramento para sintetizar um terceiro nível de tensão, conforme apresenta a Figura 8.

Figura 8 – Conversor com diodos de grampeamento de três níveis de tensão - 3L-NPC.




Fonte: Próprio Autor.

Os diodos de grampeamento além de possibilitar o terceiro nível de tensão, também promovem a divisão da tensão do barramento sobre os interruptores e, assim, cada interruptor suporta metade da tensão total de barramento sobre seus terminais.

A estrutura do conversor NPC é facilmente ampliada adicionando pares de interruptores bidirecionais em corrente e diodos de grampeamento. No caso da Figura 9, a estrutura NPC é ampliada para sintetizar cinco níveis de tensão, adicionando quatro interruptores bidirecionais em corrente e dez diodos grampeamentos.

Com o aumento no número de níveis de tensão da topologia NPC, a tensão sobre os interruptores decresce, obedecendo a relação de

$$V_{block} = \frac{2V_{dc}}{n-1}, \tag{2.2}$$

sendo que, $V_{dc}$ é a tensão de barramento e $V_{block}$ é a tensão sobre os interruptores.

A grande vantagem do conversor NPC, quando comparado às outras topologias multiníveis, está em sua simplicidade, na sua robustez e no seu baixo custo quando comparado as principais topologias multiníveis, tornando-o altamente atrativo para a indústria e com grande aplicação [37].

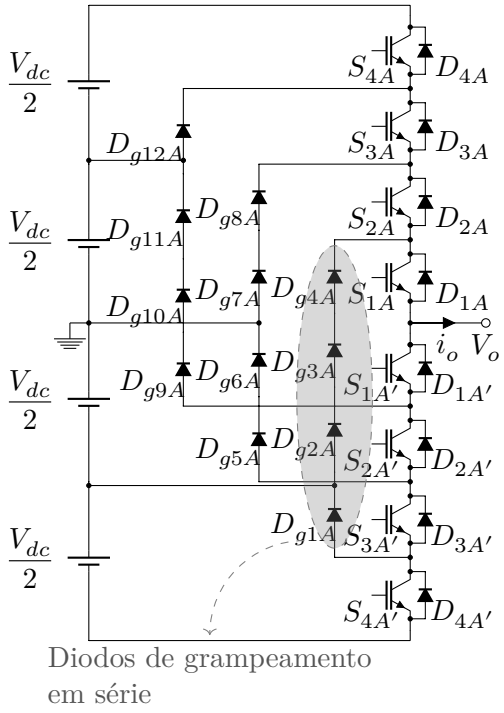
Contudo, elevar o número de níveis na topologia NPC implica na elevação quadrática do número de diodos de grampeamento[6], como é descrito em

$$n_{dg} = (n-1) \cdot (n-2)\,. \tag{2.3}$$

onde, $n_{dg}$ é o número de diodos de grampeamento da topologia NPC.

[6]Considerando que diodos e interruptores tem a mesma tensão de bloqueio.

Figura 9 – Conversor com diodos de grampeamento de cinco níveis de tensão - 5L-NPC.




Fonte: Próprio Autor.

Outras desvantagens do conversor NPC devem ser salientadas:

- Para um elevado número de níveis, há dificuldade na divisão da tensão de bloqueio na associação série dos diodos, exigindo de circuitos auxiliares, e, possivelmente, aumentando custo e elevando as perdas [38];
- Sobretensão nos interruptores internos devido à presença de indutâncias parasitas e do grampeamento indireto da tensão sobre os componentes [39], [40].

## 2.3 CONVERSOR COM CAPACITORES DE GRAMPEAMENTO

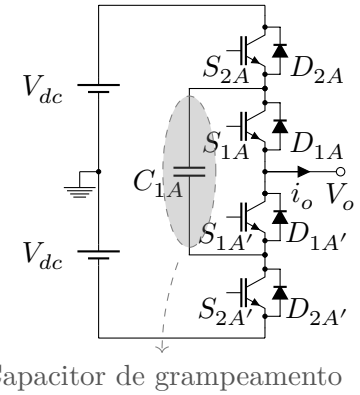
### 2.3.1 Conversor FC

Na década de 90, a topologia multinível com capacitores de grampeamento, ou também conhecida como Flying Capacitor Converter (FC), foi proposta em [41]. O nome atribuído à topologia deve-se à sua composição, que não é formada somente por semicondutores, mas também, por capacitores, denominados capacitores flutuantes. O conversor 3L-FC é composto por quarto interruptores bidirecionais em corrente e um capacitor flutuante (grampeamento), como mostra a Figura 10.

A topologia FC pode ser generalizada para $n$ níveis de tensão, realizando a conexão série de células de conversores "choppers"[7], ou também denominados de conversores meia

[7]Como mencionado por [41]

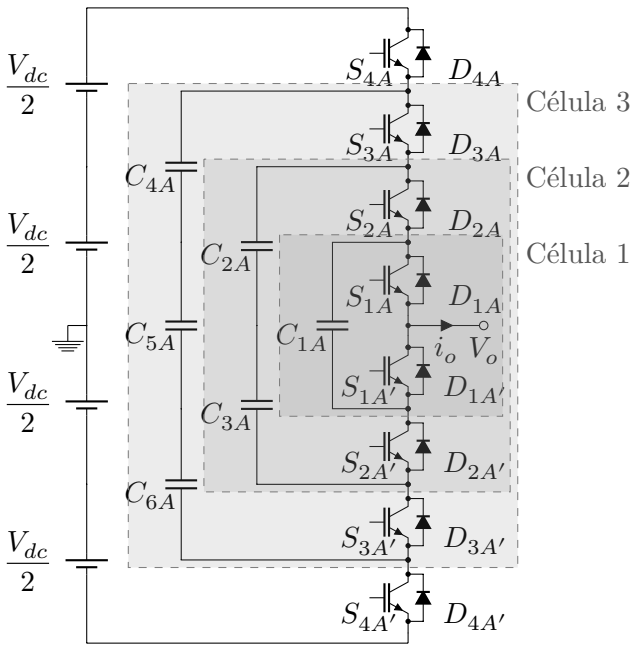
Figura 10 – Conversor com capacitor de grampeamento de três níveis de tensão - 3L-FC.




Fonte: Próprio Autor.

ponte, para elevar o número de níveis de tensão de saída. A Figura 11 apresenta a topologia do conversor FC de cinco níveis de tensão (5L-FC).

Figura 11 – Conversor com capacitores de grampeamento de cinco níveis de tensão - 5L-FC.




Fonte: Próprio Autor.

Entretanto, a expansão da topologia exige a inclusão de semicondutores e de capacitores flutuantes, a relação do número de capacitores flutuantes e o número de níveis de tensão do conversor é expressa por

$$n_C = \frac{(n-1)\cdot(n-2)}{2}, \tag{2.4}$$

dado que, $n_C$ é o número de capacitores flutuantes.

Os capacitores flutuantes presentes na topologia não são alimentados externamente por uma fonte isolada de tensão e, portanto, suas tensões devem ser controladas. Uma

possibilidade para realizar o controle é utilizar os estados de comutação redundantes, que possibilitam a carga e descarga dos capacitores. A Tabela 1 apresenta os estados de comutação para o conversor 3L-FC e 5L-FC.

Tabela 1 – Tensão de saída em função dos estados de comutação para o conversor 3L-FC e 5L-FC.

| $V_o$ | 3L-FC | | 5L-FC | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | $S_{1A}$ | $S_{2A}$ | $S_{1A}$ | $S_{2A}$ | $S_{3A}$ | $S_{4A}$ |
| $V_{dc}$ | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| $V_{dc}/2$ | – | – | 0 | 1 | 1 | 1 |
| | – | – | 1 | 0 | 1 | 1 |
| | – | – | 1 | 1 | 0 | 1 |
| | – | – | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | – | – | 0 | 0 | 1 | 1 |
| | – | – | 0 | 1 | 0 | 1 |
| | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| | – | – | 1 | 0 | 1 | 0 |
| | – | – | 1 | 1 | 0 | 0 |
| $-V_{dc}/2$ | – | – | 0 | 0 | 0 | 1 |
| | – | – | 0 | 0 | 1 | 0 |
| | – | – | 0 | 1 | 0 | 0 |
| | – | – | 1 | 0 | 0 | 0 |
| $-V_{dc}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Como exemplo, para o conversor 3L-FC é possível controlar tensão do capacitor flutuante a partir dos dois estados de comutação que sintetizam o nível de tensão "zero" na saída do conversor, pois possuem efeitos opostos sobre a tensão do capacitor flutuante. No capítulo 4 este assunto é abordado com maior profundidade e algumas técnicas de controle das tensões dos capacitores flutuantes presentes na literatura são abordadas.

Como vantagens do conversor FC, pode-se enfatizar:

- A tensão sobre os interruptores bidirecionais é restringida diretamente pelos capacitores flutuantes, ou seja, sem a presença de diodos de grampeamento, por exemplo.

- Através da técnica de modulação é possível distribuir igualmente as correntes sobre os semicondutores e capacitores flutuantes. [42].

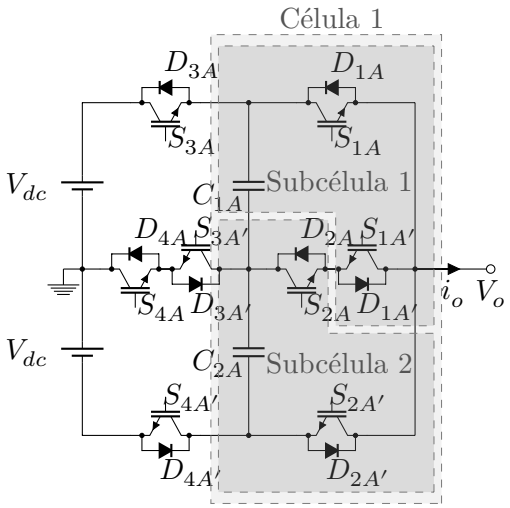
Contudo, o conversor FC apresenta algumas desvantagens, como:

- Para elevado número de níveis, o conversor torna-se volumoso e necessita de vários sensores de tensão devido ao alto número de capacitores flutuantes. [43].
- A frequência de comutação dos semicondutores tem influência direta no tamanho dos capacitores flutuantes.
- É necessário realizar a pré-carga dos capacitores flutuantes.

### 2.3.2 "Stacked Multicell Converter"

O "Stacked Multicell Converter" (SMC) foi apresentado em [44], como uma derivação do conversor FC. A concepção do conversor SMC também pode ser vista como uma associação de conversores "choppers", conforme apresenta a Figura 12.

Figura 12 – "Stacked Multicell Converter" de cinco níveis de tensão - 5L-SMC.




Fonte: Próprio Autor.

Logo, uma célula do conversor SMC é formada por dois conversores "choppers", totalizando quatro interruptores bidirecionais em corrente e dois capacitores flutuantes.

O conversor SMC também necessita do controle das tensões dos capacitores flutuantes durante a sua operação, o qual pode ser realizado através da seleção adequada dos estados de comutação, garantindo a operação apropriada do conversor. A Tabela 2 apresenta os estados de comutação para o conversor 5L-SMC.

Devido à sua característica construtiva, o conversor 5L-SMC possui um menor número de estados de comutação redundantes comparado ao conversor 5L-FC, o que restringe o controle das tensões dos capacitores flutuantes através dos estados de comutação redundantes, mas não impossibilitando.

A característica da ondulação da tensão nos capacitores flutuantes está diretamente associada à comutação dos interruptores próximos ao capacitor e, consequentemente, da técnica de modulação empregada. Ao empregar técnicas de modulação derivadas da

Tabela 2 – Tensão de saída em função dos estados de comutação para o conversor 5L-SMC.

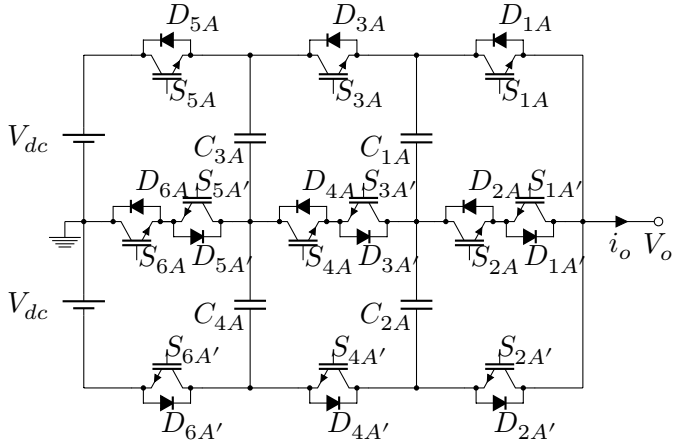
| $V_o$ | 5L - SMC | | | |
|---|---|---|---|---|
| | $S_{1A}$ | $S_{2A}$ | $S_{3A}$ | $S_{4A}$ |
| $V_{dc}$ | 1 | 1 | 1 | 1 |
| $V_{dc}/2$ | 0 | 1 | 1 | 1 |
| | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| | 0 | 1 | 0 | 1 |
| | 1 | 1 | 0 | 0 |
| $-V_{dc}/2$ | 0 | 0 | 0 | 1 |
| | 0 | 1 | 0 | 0 |
| $-V_{dc}$ | 0 | 0 | 0 | 0 |

Fonte: Próprio Autor.

PS-PWM, as ondulações de tensão são restritas às componentes de alta frequência (na frequência de comutação e suas múltiplas).

A topologia SMC é ampliada incorporando novas células em série e a topologia de sete níveis é apresentada na Figura 13.

Figura 13 – "Stacked Multicell Converter" de sete níveis - 7L-SMC.




Fonte: Próprio Autor.

O conversor SMC possui pontos favoráveis que devem ser salientados:

- O conversor SMC possui menor número de capacitores que a topologia FC, para um mesmo número de níveis de tensão sintetizados [45].
- Menor quantidade de semicondutores no caminho de corrente, reduzindo as perdas de condução do [46].

Porém, apresenta alguns aspectos desfavoráveis, como:

- Os semicondutores não apresentam tensões de bloqueio idênticas. Os semicondutores externos suportam o dobro da tensão de bloqueio de

$$V_{block} = \frac{4\,V_{dc}}{n-1}, \tag{2.5}$$

os semicondutores internos de

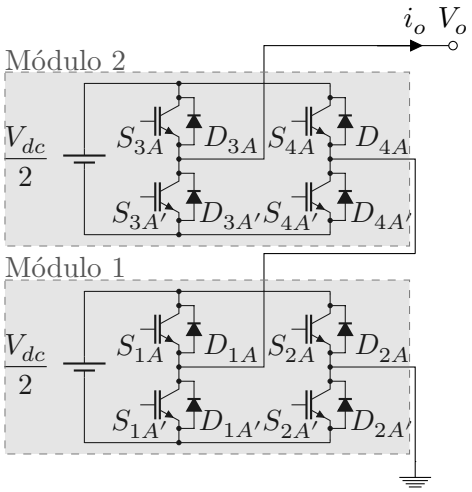
$$V_{block} = \frac{2\,V_{dc}}{n-1}. \tag{2.6}$$

- O aumento do número de níveis de tensão da topologia implica no aumento exponencial do número de capacitores e de sensores de tensão.

## 2.4 CONVERSOR EM CASCATA

Entre o primeiros conversores multiníveis propostos encontra-se a topologia de conversor em cascata de conversores de ponte completa (CHB)[8] [47]. O conversor CHB é definido como um conversor modular, ou seja, é formado pela conexão série de vários módulos de ponte completa. O conversor 5L-CHB é apresentado na Figura 14.

Figura 14 – Conversor em cascata de conversores de ponte completa de cinco níveis de tensão - 5L-CHB.



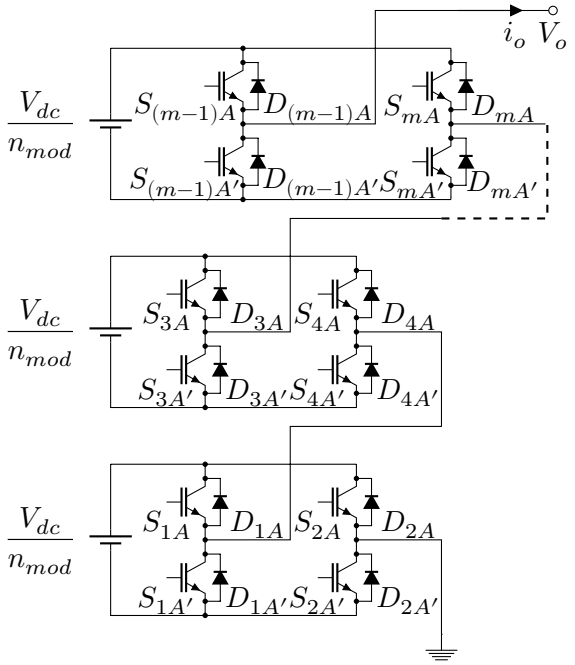

Fonte: Próprio Autor.

Diferente do conversor FC, o conversor CHB não necessita de técnica de controle de tensão, pois cada módulo pode ser alimentado independentemente por uma fonte de tensão isolada. De forma simplificada, o conversor CHB opera inserindo ou retirando fontes de alimentação através da escolha adequada da comutação dos semicondutores, sintetizando os diferentes níveis de tensão.

[8] CHB - Cascaded H-bridge

O conversor CHB é facilmente ampliado aumentando o número de módulos em série e a estrutura generalizada para $n$-níveis de tensão é apresentada na Figura 15.

Figura 15 – Conversor em cascata de conversores de ponte completa de $n$ níveis de tensão - $n$L-CHB.




Fonte: Próprio Autor.

A relação entre o número de níveis de saída e o número de módulos do conversor CHB, empregando fontes de alimentação de mesmo valor, é estabelecida por

$$n = 2 \cdot n_{mod} - 1, \tag{2.7}$$

sendo que, $n_{mod}$ é o total do número de módulos do conversor CHB.

Além da sua estrutura modular, outras características positivas do conversor CHB são:

- As tensões sobre os semicondutores são grampeadas pela fonte isolada de tensão de cada módulo.
- O conversor CHB admite a utilização de variadas técnicas de modulação, sem restrições. Diferente da maioria das topologias de conversores multiníveis que são limitadas a algumas técnicas de modulação.

Por outro lado, o conversor CHB apresenta alguns pontos desfavoráveis, como:

- Na maioria das aplicações, cada módulo da estrutura necessita de uma fonte isolada de tensão que, geralmente, são providas através de volumosos e caros transformadores [43].

- Para proporcionar a regeneração de energia da carga, o conversor CHB necessita de fontes de alimentação bidirecionais para alimentação dos módulos.

- A técnica de modulação tem influência direta nos valores médio e eficaz das correntes nos semicondutores de cada módulo, e pode impactar na utilização de diferentes semicondutores por módulo do conversor.

## 2.5 CONVERSOR MODULAR MULTINÍVEL

O conversor Modular Multinível (MMC) foi proposto por Lesnicar e Marquardt em 2003 [48] e, atualmente, é amplamente estudado e abordado para diversas aplicações em média e alta potência [49], [50]. Na concepção do conversor MMC pretendia-se atender os seguintes requisitos de: utilizar do conceito de conversor modular, permitindo a operação do conversor para diferentes níveis de potência e de tensão; forma de onda de tensão de saída com vários níveis, proporcionando a divisão da tensão sobre os semicondutores e baixa distorção harmônica; redundância e utilização de semicondutores já estabilizados, garantindo um maior ciclo de vida ao conversor.

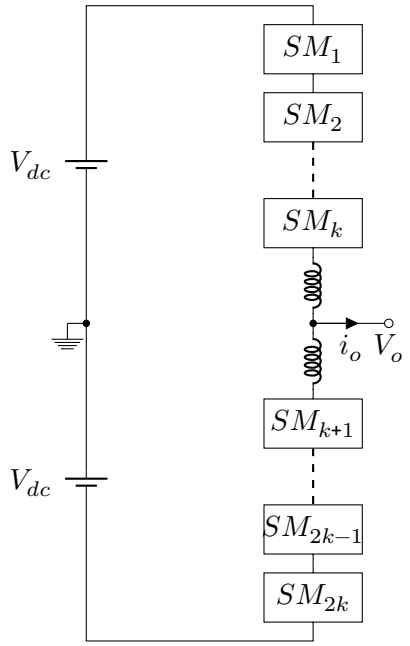
Para atender os requisitos mencionados acima, o conversor MMC foi baseado no conceito da conexão série de submódulos, em que cada submódulo apresenta duas chaves bidirecionais em corrente, duas conexões de saída e um capacitor $C_{sm}$. Portanto, a conexão série de submódulos possibilita sintetizar os vários níveis de tensão de saída e a divisão dos esforços de tensão sobre os semicondutores, limitando a tensão de bloqueio dos semicondutores e do capacitor $C_{sm}$. A Figura 16 apresenta o conversor MMC de $n$-níveis de tensão.

O submódulo do conversor MMC pode ser constituído por diferentes topologias de conversores, porém os mais utilizados são: o conversor meia ponte e o conversor de ponte completa; conforme apresenta a Figura 17. A utilização de cada tipo de submódulo está vinculada à necessidade e à aplicação à qual o conversor MMC é submetido [32].

O número de níveis de tensão sintetizados pelo conversor MMC é vinculado ao tipo de submódulo e com a técnica de modulação. Em [51], o conversor MMC dispondo de submódulos meia ponte é comandado de duas formas, sintetizando ($n_{sm}$+1) ou (2·$n_{sm}$+1) níveis de tensão de fase, onde $n_{sm}$ é o número de submódulos. Sendo que, na forma de operação $n_{sm}+1$, o número de submódulos ativos no braço do conversor MMC é sempre constante $n_{sma}$, ou seja, caso o semibraço superior estiver com $X$ submódulos ativos, o semibraço inferior terá $(n_{sma}-X)$ submódulos ativos, onde $n_{sma}$ é o número de submódulos ativos. No sistema $(2 \cdot n-1)$, o número de submódulos ativos por semibraço é variável. Para um conversor com $n_{sm}=2$ submódulos por semibraço as possibilidades para a geração dos níveis de tensão de saída são apresentadas na Tabela 3.

[9]Número de submódulos ativos superiores.
[10]Número de submódulos ativos inferiores.

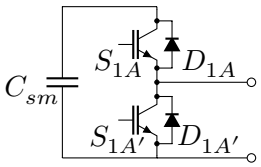
Figura 16 – Conversor Modular Multinível de $n$ níveis de tensão - $n$L-MMC.



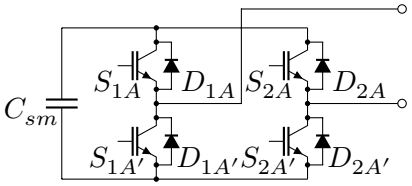

Fonte: Próprio Autor.

Figura 17 – Conversores utilizados como submódulos do conversor MMC.

(a) Meia ponte.




(b) Ponte completa.




Fonte: Próprio Autor.

Tabela 3 – Tensão de saída em função dos números de submódulos ativos por semibraço do MMC, para $n_{sm}$= 2.

| $V_o$ | MMC ($n_{sm} = 2$) | |
|---|---|---|
| | $n_{sms}$[9] | $n_{smi}$[10] |
| $V_{dc}$ | 0 | 2 |
| $V_{dc}/2$ | 1 | 2 |
| | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 |
| $-V_{dc}/2$ | 2 | 1 |
| | 1 | 0 |
| $-V_{dc}$ | 2 | 0 |

Fonte: Próprio Autor.

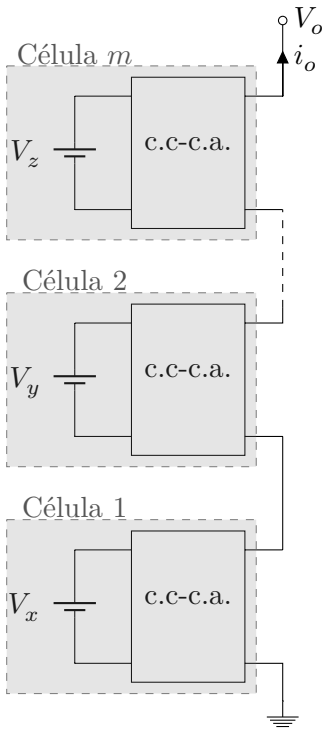
As formas de operação $(n_{sm}+1)$ ou $(2\cdot n_{sm}+1)$ do conversor MMC estão ligadas diretamente ao projeto e aplicação do conversor, impactando nas correntes que circulam pelo conversor e no projeto dos componentes de potência [51].

## 2.6 CONVERSORES MULTINÍVEIS HÍBRIDOS

Conversores multiníveis híbridos são compostos pela associação em cascata de duas ou mais células, que utilizam diferentes topologias, diferentes tecnologias de semicondutores, diferentes técnicas de modulação e, até mesmo, diferentes níveis de tensão por célula, para sintetizar diferentes níveis de tensão de saída [52–56].

A Figura 18 apresenta de forma genérica o conversor multinível híbrido composto pela conexão série de células monofásicas. Sendo que cada célula pode ser formada por diferentes topologias de conversores, por diferentes tecnologias de semicondutores, por diferentes níveis de tensão e técnica de modulação.

Figura 18 – Conversor multinível híbrido genérico de $n$-níveis de tensão.




Fonte: Próprio Autor.

Visando classificar os conversores multiníveis híbridos, em [57] são adotadas três diferentes categorias de classificação:

- Estruturas em cascata com diferentes tecnologias de semicondutores em cada módulo.
- Estruturas em cascata com diferentes tensões de alimentação aplicadas a cada célula.

- Estruturas em cascata com células idênticas (conversores/topologia) com diferentes frequências de operação ou com diferentes técnicas de modulação.

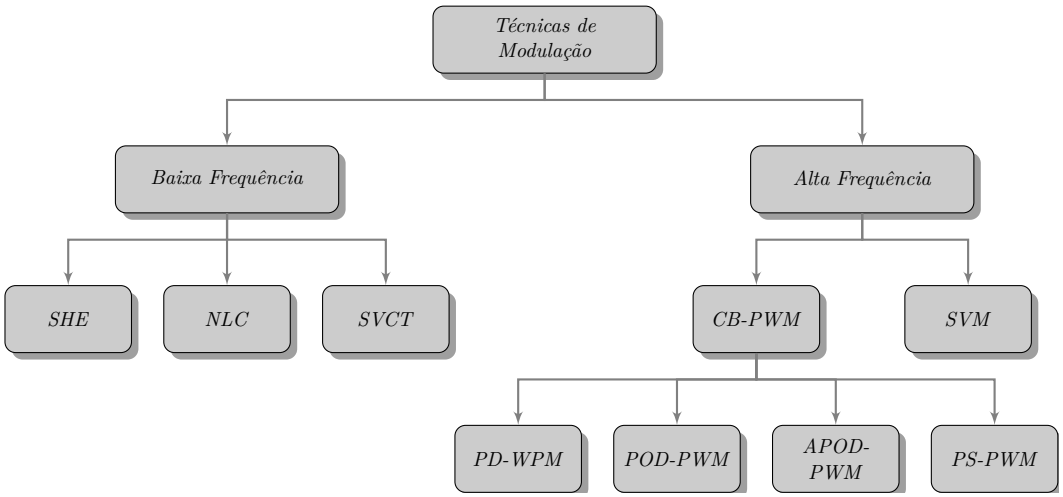
As topologias multiníveis híbridas são soluções inteligentes por associar as vantagens que duas ou mais topologias de conversores para atender a uma solução específica. Contudo, uma grande desvantagem é a perda da redundância das células, impactando em possíveis aumentos dos custos e da redução da vida útil do conversor [57].

## 2.7 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO

### 2.7.1 Introdução

Com desenvolvimento de, novas topologias de conversores multiníveis também se aprimorou a forma de comanda-los, através das técnicas de modulação [33]. As técnicas de modulação têm o objetivo de controlar a tensão de saída através dos comandos dos semicondutores em baixa ou em alta frequência. As técnicas de modulação podem ser divididas em duas categorias: as técnicas de modulação em baixa frequência de comutação e as de modulação em alta frequência de comutação. De forma sucinta e generalizada, a Figura 19 apresenta esta divisão e mostra algumas das técnicas de modulação mais utilizadas.

Figura 19 – Diagrama das principais técnicas de modulação para conversores multiníveis de tensão.




Fonte: Fonte: [8]

As técnicas de modulação em baixa frequência são menos exploradas na literatura. Contudo, três técnicas em baixa frequência devem ser evidenciadas, a modulação por eliminação seletiva de harmônicos (SHE)[11], a modulação por seleção do nível de tensão mais próximo (NLC)[12] e a técnica de controle por vetores espaciais (SVCT)[13]. As três

[11]SHE - Selective Harmonic Elimination
[12]NLC - Nearest Level Control
[13]SVCT - Space Vector Control Technique

técnicas de modulação em baixa frequência apresentam reduzidas perdas de comutação dos semicondutores de potência, sendo interessantes quando utilizadas em conversores multiníveis destinados a operar em elevados níveis de tensão e potência [58].

As técnicas de modulação em alta frequência são amplamente difundidas e utilizadas em conversores multiníveis, principalmente as técnicas PWM, que são o foco de estudo deste trabalho. As técnicas PWM começaram a ser desenvolvidas em 1970 e tinham por seu principal objetivo reduzir a distorção harmônica da forma de onda de saída e aumentar a frequência de operação dos semicondutores. Desde então, são objeto de estudo e de novas pesquisas, que propõem melhorias ou o desenvolvimento de novas técnicas de modulação PWM [33].

Entre as técnicas de modulação PWM destacam-se as de modulação com portadoras (CB-PWM)[14] e a modulação por vetores espaciais (SVM)[15] [59], [60].

### 2.7.2 Técnica de Modulação por Largura de Pulso com Portadoras

A técnica de modulação CB-PWM foi desenvolvida inicialmente para o conversor de dois níveis de tensão e, posteriormente, estendida para os conversores multiníveis. A utilização da técnica de modulação por largura de pulso com portadoras justifica-se pela sua fácil implementação e eficácia na sintetização dos pulsos de comando dos interruptores de potência. Quando utilizada em conversores multiníveis é necessário ampliar o número de portadoras conforme o número de níveis sintetizado, esta relação é dada por

$$n_p = n - 1, \tag{2.8}$$

sendo que, $n_p$ é o número de portadoras utilizada na modulação CB-PWM.

Com o aumento no número de portadoras possibilitou-se a criação de diferentes "arranjos" de disposição das portadoras, buscando aprimorar o desempenho da técnica de modulação PWM junto aos conversores multiníveis. Sendo assim, diferentes técnicas de modulação PWM foram desenvolvidas, entre as mais importantes pode-se citar: a modulação por largura de pulos com portadoras dispostas em fase (PD)[16], com portadoras dispostas em oposição de fase (POD)[17], com portadoras dispostas em oposição alternada de fase (APOD)[18] e com portadoras com deslocamento de fase (PS-PWM).

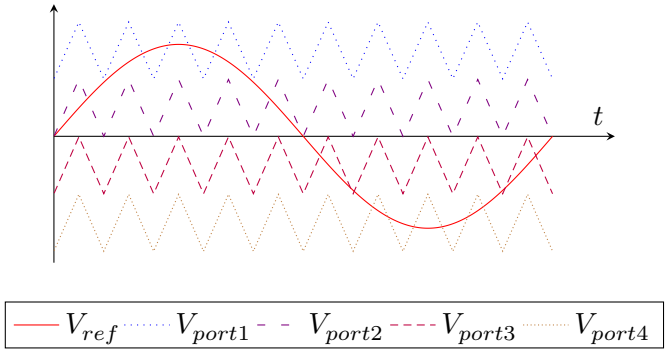
#### 2.7.2.1 Modulação por Largura de Pulso com Portadoras Disposta em Fase - PD-PWM

O princípio das modulações CB-PWM consiste na comparação entre o sinal de referência e os sinais das portadoras, gerando os sinais de comando dos interruptores.

[14]CB-PWM - Carrier Based - Pulse Width Modulation
[15]SVM - Space Vector Modulation
[16]PD-PWM - Phase Disposition - Pulse Width Modulation
[17]POD-PWM - Phase Opposition Disposition - Pulse Width Modulation
[18]APOD-PWM - Alternative Phase Opposition Disposition - Pulse Width Modulation

Na modulação PD-PWM, estas possuem a mesma amplitude e a mesma fase inicial, contudo têm diferentes por seu valores médios. A Figura 20 apresenta a modulação PD-PWM utilizada no conversor multinível de cinco níveis de tensão.

Figura 20 – Modulação PD-PWM para conversores multiníveis de cinco níveis de tensão.



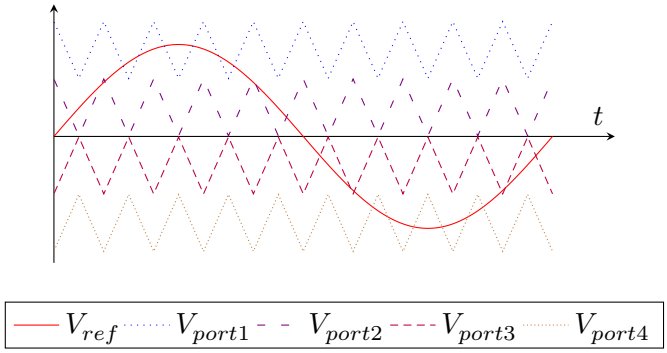

Fonte: Próprio Autor.

A modulação PD-PWM pode ser utilizada em uma vasta gama de conversores multiníveis. Esta também apresenta menor distorção harmônica total da tensão de linha quando comparada as outras técnicas de modulação tradicionais [61].

#### 2.7.2.2 Modulação por Largura de Pulso com Portadoras Disposta em Oposição de Fase - POD-PWM

Como na técnica de modulação PD-PWM, na modulação POD-PWM as portadoras possuem as mesmas amplitudes e são dispostas conforme seu valor médio. Contudo, nesta técnica as portadoras superiores são defasadas em 180 graus das portadoras inferiores. A Figura 21 apresenta a modulação POD-PWM para um conversor de cinco níveis de tensão de fase.

Figura 21 – Modulação POD-PWM para conversores multiníveis de cinco níveis de tensão.



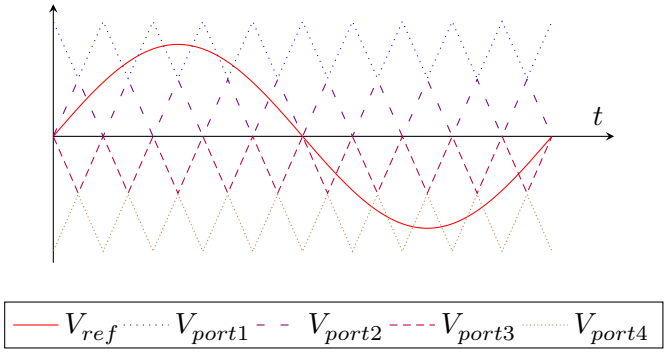

Fonte: Próprio Autor.

Os pulsos de comando são sintetizados a cada comparação do sinal de referência com os sinais das portadoras e, desta forma, os pulsos de comando gerados apresentam a mesma frequência das portadoras.

#### 2.7.2.3 Modulação por Largura de Pulso com Portadoras Disposta em Oposição Alternada de Fase - APOD-PWM

A técnica de modulação por largura de pulso com portadoras dispostas em oposição alternada de fase (APOD-PWM) é semelhante à técnica com portadoras dispostas em oposição de fase, com uma diferença: na modulação APOD-PWM as portadoras são defasadas uma da outra em 180 graus. A Figura 22 mostra a técnica APOD-PWM utilizada em conversores multiníveis de cinco níveis.

Figura 22 – Modulação APOD-PWM para conversores multiníveis de cinco níveis de tensão.




Fonte: Próprio Autor.

#### 2.7.2.4 Modulação por Largura de Pulso com Portadoras com Deslocamento em Fase - PS-PWM

Apesar de utilizar o mesmo número de portadoras que as técnicas anteriormente apresentadas, a modulação PS-PWM tem como característica possuir portadoras idênticas, com mesma amplitude e valor médio nulo. Contudo, estas portadoras são deslocadas em fase umas das outras obedecendo à relação de

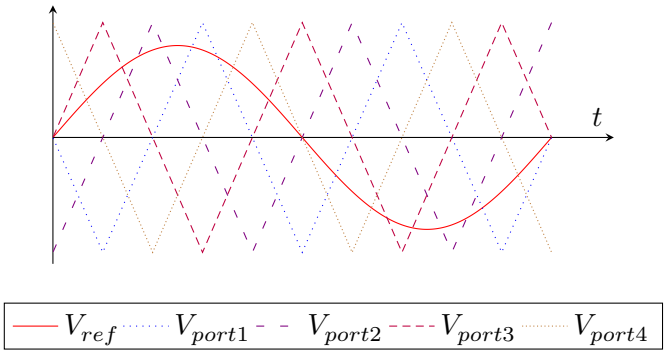
$$\theta_p = \frac{360^o}{n-1} = \frac{360^o}{n_p}, \tag{2.9}$$

onde, $\theta_p$ é o ângulo de deslocamento entre as portadoras.

A Figura 23 apresenta a técnica de modulação PS-PWM para um conversor multinível de cinco níveis e com deslocamento de fase de $\theta_p = 90^o$ entre as portadoras.

Uma característica interessante desta técnica é a divisão igualitária dos esforços de corrente nos os interruptores e diodos [61].

Figura 23 – Modulação PS-PWM para conversores multiníveis de cinco níveis de tensão.




Fonte: Próprio Autor.

### 2.7.3 Modulação por Largura de Pulso por Vetores Espaciais - SVM

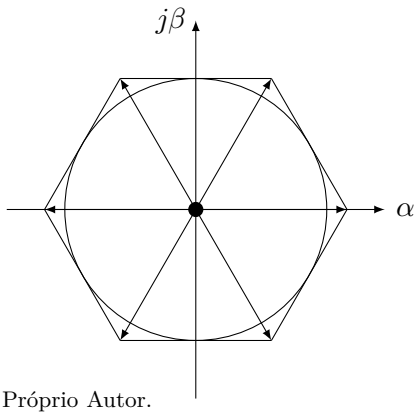
A modulação por largura de pulsos por vetores espaciais (SVM) é amplamente usadas em conversores multiníveis [60]. A técnica SVM possui características bem diferentes das técnicas CB-PWM, exigindo maior esforço computacional para determinar os pulsos de comando do conversor.

O algoritmo da modulação SVM pode ser dividido em três estágios. O primeiro estágio define quais são os vetores a serem utilizados para sintetizar o vetor de referência. Normalmente, utiliza-se os três vetores mais próximos ao vetor de referência. O segundo estágio define o intervalo que cada um dos três vetores deve permanecer ativo. O último estágio define a sequência de atuação dos vetores selecionados conforme foram predefinidos.

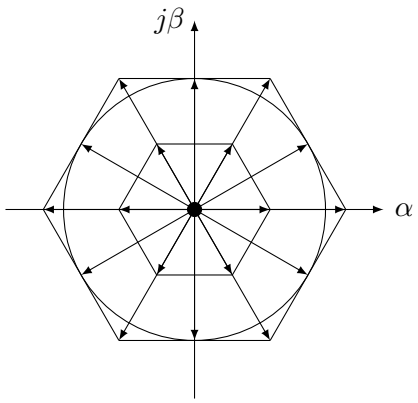
Na Figura 24 são apresentados os espaços vetoriais dos inversores trifásicos de dois e três níveis de tensão no plano $\alpha\beta$.

Figura 24 – Diagrama do espaço vetorial para os inversores de tensão trifásico no plano $\alpha\beta$.

(a) Inversor de dois níveis de tensão.




(b) Inversor de três níveis de tensão.




Fonte: Próprio Autor.

A desvantagem da técnica de modulação (SVM) está ligada principalmente com o aumento do número de níveis de tensão sintetizados pelo conversor, ampliando a quanti-

dade de vetores e o diagrama vetorial, como mostra a Figura 24. A ampliação do número de vetores espaciais têm impacto direto na complexidade e na dificuldade de implementação da técnica de modulação SVM . Contudo, novos trabalhos procuram simplificar e reduzir os esforços computacionais e de implementação da modulação SVM, otimizando sua aplicação aos conversores multiníveis [59], [62–64].

## 2.8 RESUMO

Neste capítulo foram abordadas as principais vantagens dos conversores multiníveis de tensão quando comparadas a estrutura convencional de dois níveis de tensão, salientando as principais estruturas multiníveis, como: o conversor com grampeamento a diodos; o conversor com capacitores de flutuantes; o "Stacked Multicell Converter"; o conversor modular multinível e o conversor em cascata.

Das estruturas apresentadas destacam-se: o conversor NPC que é amplamente empregado pela indústria, porém o aumento do número de níveis de tensão implica um aumento no número de diodos, tornando-se um problema; os conversores FC e o SMC, que nos últimos anos têm ocupado cada vez mais espaço no meio acadêmico; MMC devido à sua topologia modular, o permite trabalhar com elevado número de níveis de tensão, tornando-o uma alternativa para conexão de sistemas e transmissão de energia; o conversor em cascata, que é altamente empregado na indústria em aplicações de sistemas de força motriz (motores elétricos), por permitir transferência de grandes blocos de energia ativa por sua estrutura. Os conversores híbridos que atuam de forma complementar, atendendo nichos específicos, nos quais as principais topologias não conseguem atuar ou apresentam restrições.

As principais técnicas de modulação aplicadas a conversores multiníveis também foram citadas neste capítulo, como: a técnica de modulação com portadoras dispostas em fase; a modulação com portadoras dispostas em oposição de fase; a modulação com portadoras dispostas em oposição alternada de fase; a modulação com portadoras com deslocamento de fase e a modulação por vetores espaciais. Destacou-se que não há uma técnica de modulação que seja predominante. Porém, a escolha da técnica de modulação pode minimizar os principais efeitos indesejados à aplicação ou à estrutura de potência. Destacam-se as técnicas PD-PWM e PS-PWM, por serem de grande simplicidade em sua aplicação e amplamente empregadas a conversores multiníveis. Em particular, a técnica PS-PWM, que de forma simples distribui igualmente os esforços de corrente nos semicondutores e nos capacitores, promovendo a distribuição homogênea das perdas e das equalizações das tensões dos capacitores flutuantes.

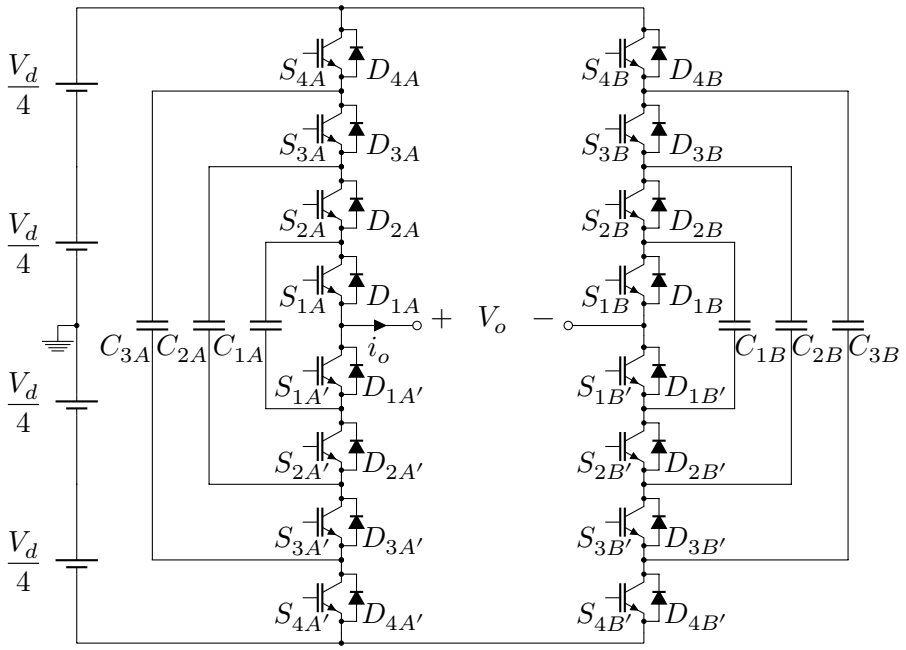
# 3 TOPOLOGIAS MULTINÍVEIS COM CAPACITORES DE GRAMPEAMENTO EM PONTE COMPLETA

Neste capítulo são apresentadas três topologias em ponte completa com capacitores de grampeamento, o conversor 9L-FC-FC e os conversores propostos 9L-SMC-SMC e 9L-FC-SMC. As três topologias são analisadas detalhadamente apresentando suas etapas de operação, estudo e análise das correntes nos capacitores flutuantes e dimensionamento dos componentes de potência dos conversores.

## 3.1 ANÁLISE DA TOPOLOGIA MULTINÍVEL FC-FC MONOFÁSICA

As topologias multiníveis FC-FC monofásicas são formadas pela associação em ponte completa de dois conversores FC, ou seja, duas estruturas FC que compartilham o mesmo barramento de alimentação. O compartilhamento do barramento de alimentação permite o aumento do número de níveis de tensão sintetizado, sem a necessidade de uma nova fonte de alimentação ou da ampliação da estrutura. Por exemplo, a Figura 25 apresenta o conversor 9L-FC-FC, que é formado por dois conversores 5L-FC que compartilham do mesmo barramento de alimentação.

Figura 25 – Conversor multinível com capacitores de grampeamento em ponte completa - 9L-FC-FC.




Fonte: Próprio Autor.

A geração de topologias em ponte completa pode ser formada também por conversores FC que sintetizam diferentes níveis de tensão, por exemplo, em um braço é utilizada a topologia 3L-FC e no outro a topologia 5L-FC.

O conversor 9L-FC-FC apresentado é dividido em dois braços, o braço “A” e o braço “B”, sendo que cada braço é formado por um conversor 5L-FC. A nomenclatura adotada neste trabalho para cada braço e sua divisão é evidenciada na Figura 25. Sendo assim, a análise para a topologia 9L-FC-FC é realizada somente a um braço do conversor, devido à duplicidade da estrutura, restringindo a análise do conversor 9L-FC-FC à topologia 5L-FC.

O conversor 5L-FC apresenta diferentes valores de tensão nos capacitores flutuantes, obedecendo à relação

$$V_{Ck} = \frac{k \cdot V_{dc}}{4}, \tag{3.1}$$

e as tensões de bloqueio nos interruptores de $V_{Sk} = V_{dc}/4$, uma vez que as tensões sobre os interruptores são grampeadas diretamente pelas tensões dos capacitores flutuantes.

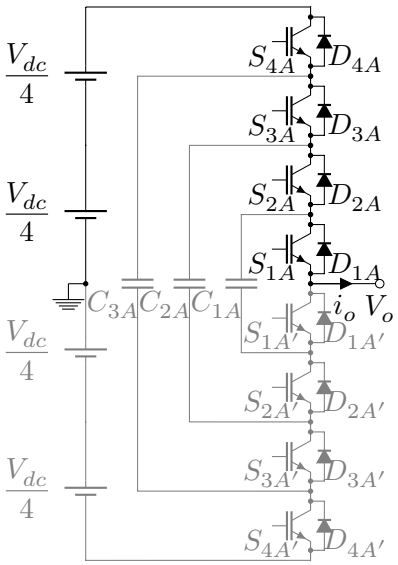
### 3.1.1 Análise dos Estados de Comutação

O número de estados de comutação do conversor FC possui uma relação direta com o número de níveis de tensão sintetizado pelo conversor. O aumento no número de níveis implica em um aumento exponencial do número de estados de comutação do conversor, expresso por

$$n_{ec} = 2^{n-1}. \tag{3.2}$$

Deste modo, o conversor 5L-FC apresenta dezesseis estados de comutação. No primeiro estado de comutação todos os semicondutores superiores estão habilitados a conduzir e a tensão na saída do conversor é $V_{dc}/2$, conforme mostra a Figura 26.

Figura 26 – Estados de comutação do conversor 5L-FC - 1º de comutação.

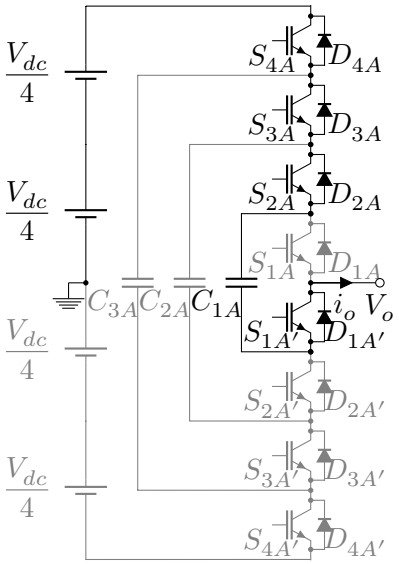



Fonte: Próprio Autor.

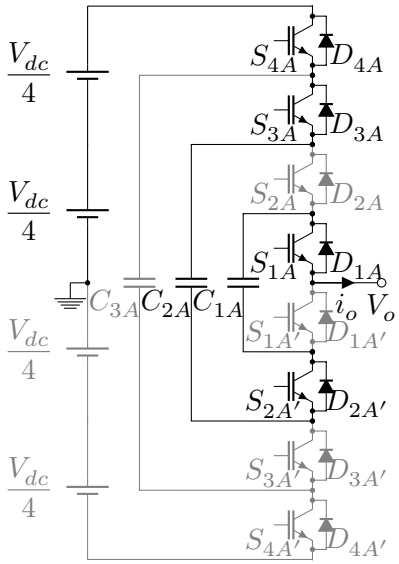
Na Figura 27 são apresentados os estados de comutação de dois a cinco, que sintetizam o nível de saída $V_{dc}/4$. Estes estados de comutação possuem em comum que três interruptores superiores e um interruptor inferior (complementar) estão habilitados a conduzir. Contudo, cada estado de comutação tem uma influência diferente nas tensões dos capacitores flutuantes, carregando ou descarregando, conforme o sentido da corrente de saída e qual interruptor está ativo ou não.

Figura 27 – Estados de comutação do conversor 5L-FC - Segundo ao quinto estados de comutação.

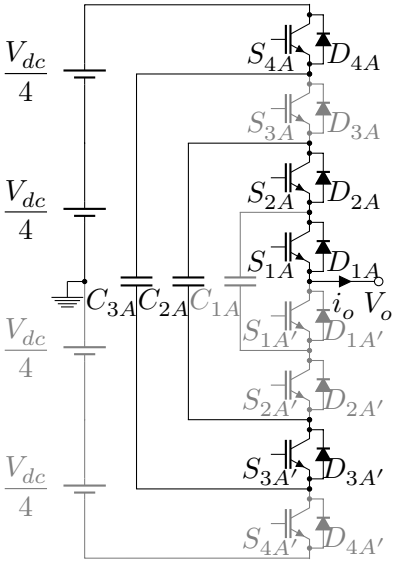
(a) $2^o$ estado de comutação.



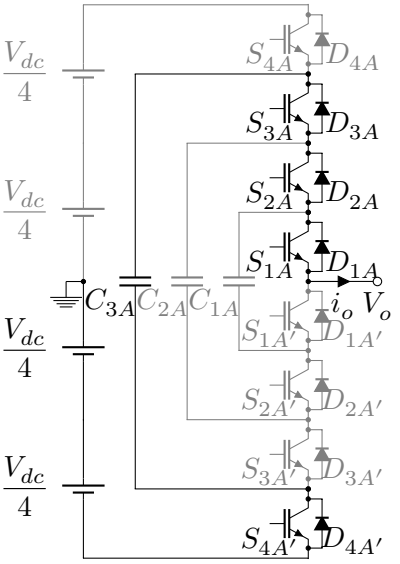

(b) $3^o$ estado de comutação.




(c) $4^o$ estado de comutação.




(d) $5^o$ estado de comutação.



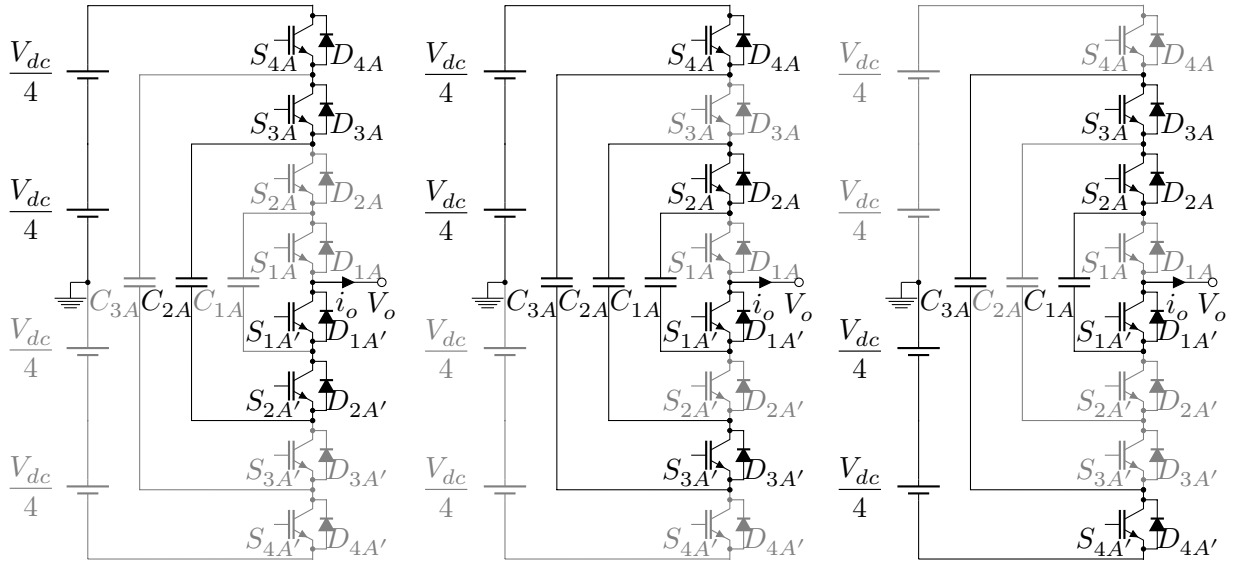

Fonte: Próprio Autor.

Os estados de comutação apresentados na Figura 28 são aqueles que possuem o mesmo número interruptores superiores e inferiores habilitados a conduzir e sintetizam o nível de tensão (zero) na saída do conversor 5L-FC. O fato de possuir seis estados de

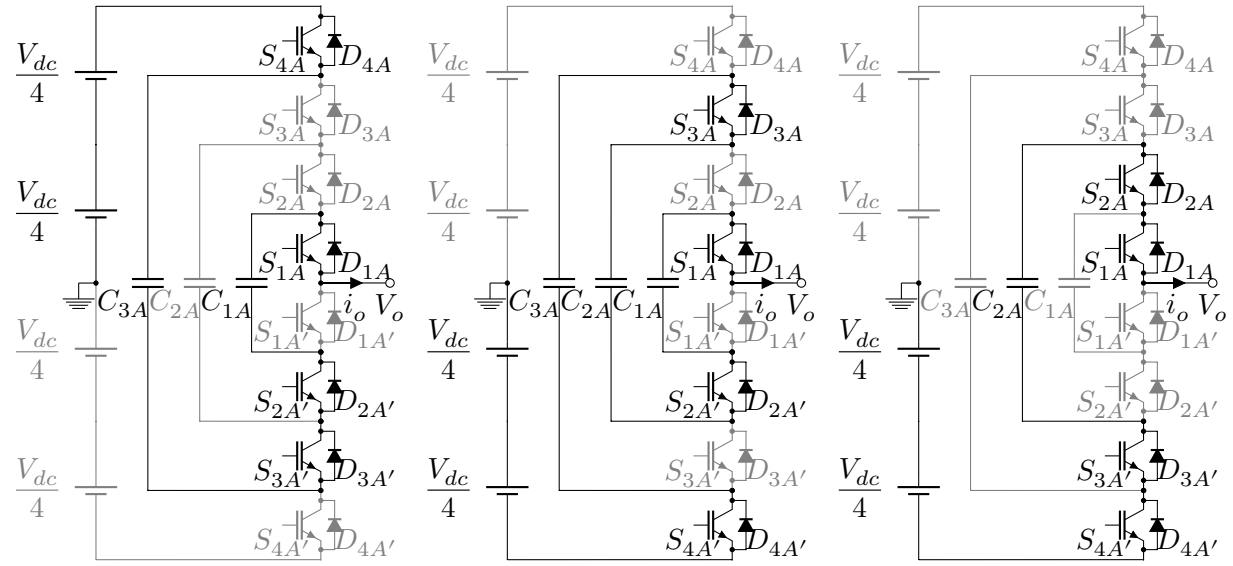
comutação redundantes para o nível (zero) de tensão, possibilita um alto grau de liberdade para a regulação das tensões dos capacitores flutuantes.

Figura 28 – Estados de comutação do conversor 5L-FC - Sexto ao décimo primeiro estados de comutação.

(a) $6^o$ estado de comutação. (b) $7^o$ estado de comutação. (c) $8^o$ estado de comutação.




(d) $9^o$ estado de comutação. (e) $10^o$ estado de comutação. (f) $11^o$ estado de comutação.



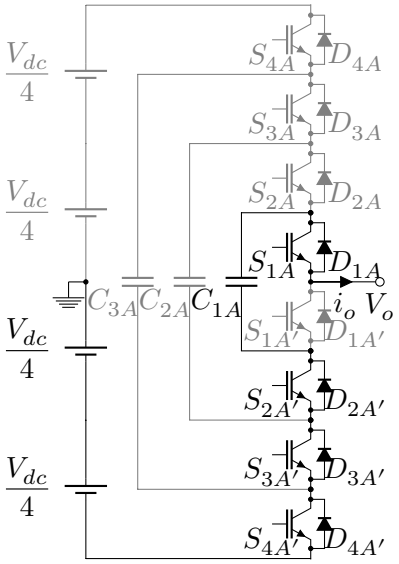

Fonte: Próprio Autor.

Do décimo segundo ao décimo quinto estado de comutação, três interruptores inferiores e um superior estão habilitados a conduzir. Estes estados geram na saída do conversor o nível $-V_{dc}/4$, e têm diferentes influências nas tensões dos capacitores flutuantes da topologia. A Figura 29 apresenta do décimo segundo ao décimo quinto estado de comutação.

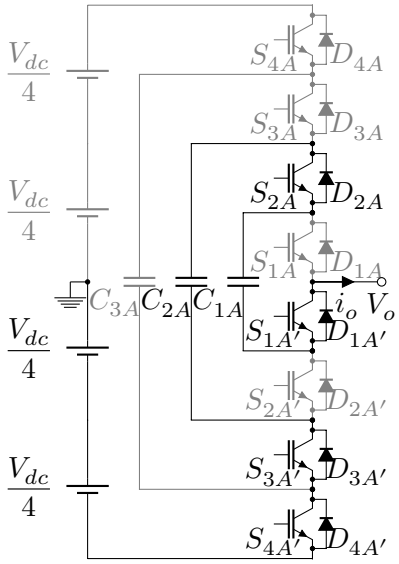
No último estado de comutação todos os semicondutores inferiores estão habilitados a conduzir e, assim, a tensão na saída é $-V_{dc}/2$, conforme mostra a Figura 30. Como no

Figura 29 – Estados de comutação do conversor 5L-FC - Décimo segundo ao décimo quintos estado de comutação.

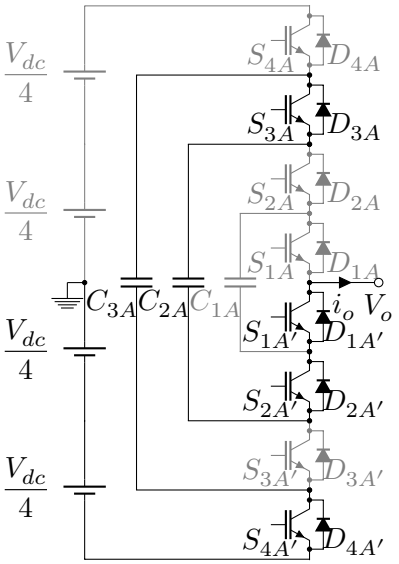
(a) $12^o$ estado de comutação.



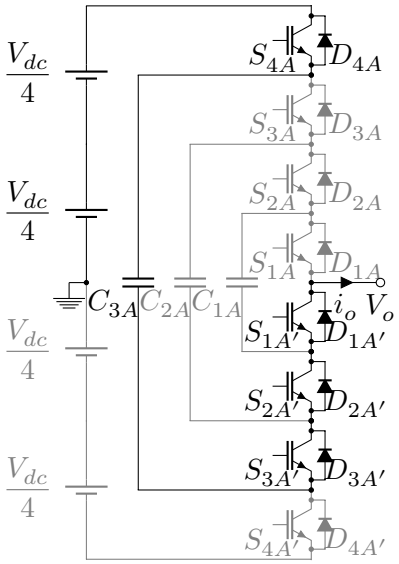

(b) $13^o$ estado de comutação.




(c) $14^o$ estado de comutação.




(d) $15^o$ estado de comutação.

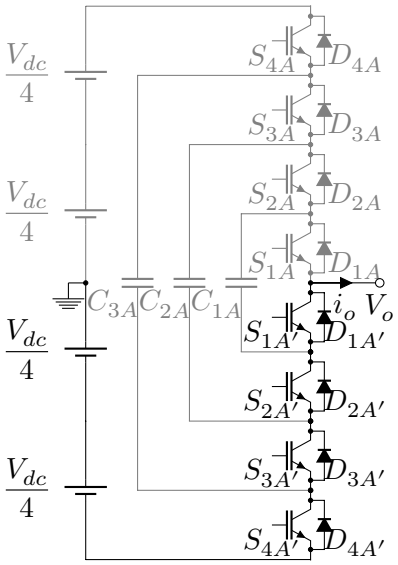



Fonte: Próprio Autor.

primeiro estado de comutação, o décimo sexto não tem influência na carga e descarga dos capacitores.

Portanto, os dezesseis estados de comutação implicam em diferentes níveis de tensão e diferente circulação de corrente e, consequentemente, pelos capacitores flutuantes, permitindo que o equilíbrio das tensões dos capacitores seja realizado através da escolha adequada dos estados de comutação.

Figura 30 – Estados de comutação do conversor 5L-FC - 16º estado de comutação.



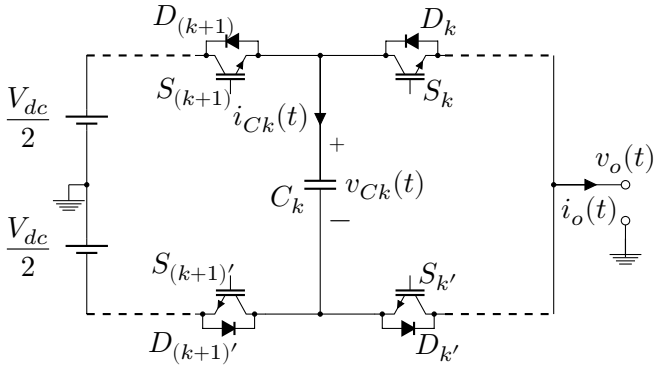

Fonte: Próprio Autor.

### 3.1.2 Análise da Carga e Descarga dos Capacitores Flutuantes

Durante a operação do conversor FC, os capacitores flutuantes são carregados e descarregados continuamente e manter suas tensões equilibradas garante o correto funcionamento do conversor. Esta operação não tem influência somente na ondulação de tensão dos capacitores, mas também nas tensões de bloqueio dos semicondutores e na forma de onda de saída do conversor.

Portanto, estudar a ação de carga e descarga dos capacitores flutuantes é fundamental para o projeto do conversor FC. A análise da corrente e da tensão no capacitor flutuante pode ser realizada através do modelo apresentado na Figura 31.

Figura 31 – Análise de carga e descarga do capacitor flutuante do conversor FC.




Fonte: Próprio Autor.

O modelo ilustrado na Figura 31 permite analisar de forma independente e generalizada um capacitor flutuante do conversor $n$L-FC e, desta forma, a análise é desdobrada a cada um dos capacitores flutuantes da topologia.

Conforme apresenta o modelo da Figura 31, a corrente que circula no capacitor flutuante $i_{Ck}$ é dependente da corrente de saída do conversor $i_o$ e da função de chaveamento dos interruptores $S_k$ e $S_{k+1}$, esta relação é expressa por

$$i_{Ck}(t) = [S_{k+1}(t) - S_k(t)] \cdot i_o(t). \tag{3.3}$$

Conhecendo a corrente que circula pelo capacitor flutuante $i_{Ck}$ é possível determinar a carga e descarga dos capacitores flutuantes, expressa por

$$C_k \frac{dv_{Ck}(t)}{dt} = [S_{k+1}(t) - S_k(t)] \cdot i_o(t), \tag{3.4}$$

onde $v_{Ck}$ é a tensão no capacitor flutuante.

Os modelos de corrente (3.3) e de tensão (3.4) descrevem como é realizada a carga e descarga no capacitor flutuante $C_k$ para o conversor FC, possibilitando o projeto dos componentes de potência.

### 3.1.3 Análise dos Esforços de Corrente nos Semicondutores do Conversor FC Utilizando a Técnica de Modulação PS-PWM

O equacionamento proposto para o cálculo dos esforços de corrente nos semicondutores na topologia FC é o mesmo abordado em [59], [65], e algumas hipóteses são adotadas:

- Os semicondutores são ideais, ou seja, não possuem queda de tensão ou intervalos de comutação.
- A corrente de carga é puramente senoidal, e na frequência fundamental $f_o$, sua amplitude permanece constante mesmo com a mudança do índice de modulação, como descrito na equação (3.5).
- O tempo morto é desprezado.
- A técnica de modulação utilizada é a PS-PWM, pois permite o equilíbrio natural das tensões nos capacitores flutuantes.

Considera-se que a corrente de saída do conversor é senoidal e expressa por

$$i_o(\varphi) = I_p \cdot \operatorname{sen}(\varphi - \Phi), \tag{3.5}$$

sendo que,

$$\varphi = \omega_o t, \tag{3.6}$$

onde, $I_p$ é a corrente de pico na carga, $\Phi$ indica a defasagem entre a corrente de saída e o sinal de referência do conversor e $\omega_o$ é a frequência angular da forma de onda fundamental.

A metodologia do equacionamento dos esforços de corrente nos semicondutores consiste em determinar os valores médio e eficaz de corrente através dos conceitos do valor médio quase instantâneo, expresso por

$$\langle I_{(S,D)k_{avg}} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{t_i}^{t_i+d(t)\cdot T_s} i_o \cdot dt = d(t) \cdot i_o, \tag{3.7}$$

e do valor eficaz quase instantâneo

$$\langle I_{(S,D)k_{rms}} \rangle = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_i}^{t_i+d(t)\cdot T_s} i_o^2 \cdot dt} = \sqrt{d(t)} \cdot i_o, \tag{3.8}$$

$T_s$ é o tempo de um período de comutação.

Para o cálculo dos valores médio e eficaz de corrente nos semicondutores é necessário definir a função que descreve o comportamento da razão cíclica de chaveamento do semicondutor em relação a um ciclo completo ($\omega_o t$) da corrente de saída $i_o$. Portanto, o valor médio $I_{(S,D)k_{avg}}$ e eficaz $I_{(S,D)k_{rms}}$ da corrente no semicondutor são definidos como

$$I_{(S,D)k_{avg}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d_{(S,D)k}(\varphi) \cdot \langle I_{(S,D)k} \rangle \cdot d\varphi, \tag{3.9}$$

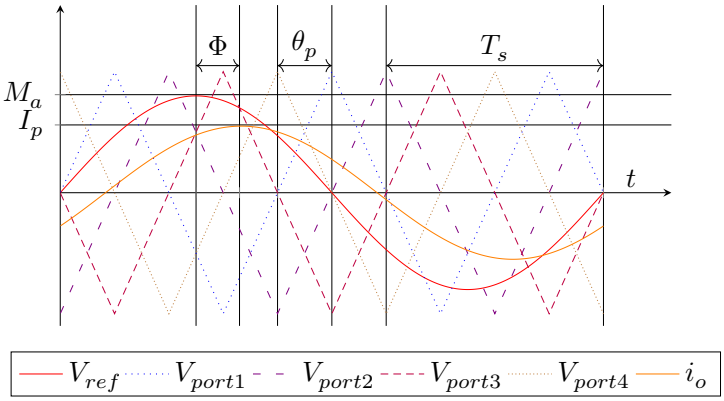
e

$$I_{(S,D)k_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d_{(S,D)k}(\varphi) \cdot \langle I_{(S,D)k} \rangle^2 \cdot d\varphi}. \tag{3.10}$$

onde , $d_{(S,D)k}$ é a razão cíclica do semicondutor.

A razão cíclica dos semicondutores $d_{(S,D)k}$ é determinada através da analise a técnica de modulação PS-PWM aplicada no conversores 5L-FC, como mostra a Figura 32.

Figura 32 – Técnica de modulação PS-PWM utilizada no conversor 5L-FC.




Fonte: Próprio Autor.

Na modulação PS-PWM cada par de semicondutores tem seus pulsos de comando definidos pela comparação do sinal de referência com uma portadora. Portanto, a razão cíclica do par de semicondutores $d_{(S,D)k}$ e $d_{(S,D)k'}$ é definida, durante todo um ciclo, da comparação do sinal de referência com uma portadora específica. Conhecendo que os pulsos de comando dos interruptores $S_k$ e $S_{k'}$ são complementares, a razão cíclica nos interruptores é descrita por

$$d_{Sk'}(\varphi) = 1 - d_{Sk}(\varphi). \tag{3.11}$$

Como previamente destacado, a técnica de modulação PS-PWM tem por característica dividir igualmente os esforços de corrente pelos semicondutores da topologia. Desta forma, a análise da corrente pelos semicondutores é realizada de forma arbitrária e a um único interruptor e diodo.

A razão cíclica para cada interruptor é definida por

$$d_{Sk}(\varphi) = \frac{1 + M_a \cdot \text{sen}(\varphi)}{2}; \quad \Phi \leq \varphi \leq \Phi + \pi. \tag{3.12}$$

Substituindo (3.12) em (3.9) e (3.10) os valores médio e eficaz de corrente no interruptor $S_k$ são dados por

$$I_{Sk_{avg}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\Phi}^{\phi+\pi} \left\{ \begin{array}{l} \left[ \dfrac{1 + M_a \cdot \text{sen}(\varphi)}{2} \right] \\ \\ \times \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right] \end{array} \right\} d\varphi, \tag{3.13}$$

e

$$I_{Sk_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\Phi}^{\Phi+\pi} \left\{ \begin{array}{l} \left[ \dfrac{1 + M_a \cdot \text{sen}(\varphi)}{2} \right] \\ \\ \times \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right]^2 \end{array} \right\} d\varphi}. \tag{3.14}$$

Revolvendo as integrais e realizando algumas manipulações, se obtém

$$I_{Sk_{avg}} = \frac{I_p \left[ \pi \cdot M_a \cdot \cos\left(\Phi\right) + 4 \right]}{8\pi}, \tag{3.15}$$

e

$$I_{Sk_{rms}} = \frac{I_p}{2} \sqrt{\frac{3 \cdot \pi + 8 \cdot M_a \cdot \cos\left(\Phi\right)}{6\pi}}. \tag{3.16}$$

O mesmo procedimento apresentado para os interruptores é válido para os diodos. Para determinar os valores médio e eficaz de corrente nos diodos é preciso definir a razão cíclica nos diodos, dada por

$$d_{Dk}(\varphi) = \frac{1 - M_a \cdot \text{sen}(\varphi)}{2}; \quad \Phi + \pi \leq \varphi \leq \Phi + 2\pi. \tag{3.17}$$

Substituindo a equação (3.17) nas equações (3.9) e (3.10) são definidas as equações para o cálculo dos valores médio e eficaz da corrente no diodo $D_k$, expressas por

$$I_{Dk_{avg}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\Phi+\pi}^{\phi+2\pi} \left\{ \begin{array}{l} \left[ \dfrac{1 - M_a \cdot \mathrm{sen}(\varphi)}{2} \right] \\ \\ \times \left[ I_p \cdot \mathrm{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right] \end{array} \right\} d\varphi, \tag{3.18}$$

e

$$I_{Dk_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\Phi+\pi}^{\Phi+2\pi} \left\{ \begin{array}{l} \left[ \dfrac{1 - M_a \cdot \mathrm{sen}(\varphi)}{2} \right] \\ \\ \times \left[ I_p \cdot \mathrm{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right]^2 \end{array} \right\} d\varphi}. \tag{3.19}$$

Resolvendo as equações (3.18) e (3.19), obtém-se que

$$I_{Dk_{avg}} = \frac{I_p \cdot [4 - \pi \cdot M_a \cdot \cos(\Phi)]}{8\pi}, \tag{3.20}$$

e

$$I_{Dk_{rms}} = \frac{I_p}{2} \sqrt{\frac{3 \cdot \pi - 8 \cdot M_a \cdot \cos(\Phi)}{6\pi}}. \tag{3.21}$$

### 3.1.4 Projeto e Cálculo dos Esforços de Corrente nos Capacitores Flutuantes

Um dos grandes desafios para engenheiros de "hardware" é definir que capacitor deve ser utilizado em conversores estáticos de energia, sendo que a indústria disponibiliza vários tipos de capacitores. A escolha de qual capacitor empregar implica na análise de vários aspectos, como: aplicação, custo, tempo de vida, tamanho, entre outros. Para avaliar todos esses aspectos o engenheiro de "hardware" deve ter todas as informações de projeto necessárias. Entre elas, duas tem grande impacto, o valor eficaz da corrente no capacitor e o valor da capacitância necessária. O valor eficaz da corrente no capacitor tem impacto direto na vida útil do mesmo. Já o valor da capacitância garante a correta operação do conversor, dentro dos parâmetros de projeto.

Sendo assim, a correta determinação destes valores é de fundamental importância. Portanto, duas metodologias de projeto dos capacitores flutuantes para o conversor FC são apresentadas na sequência deste trabalho.

#### 3.1.4.1 Projeto dos Capacitores Flutuantes Proposto na Literatura

Em [66] é proposta uma metodologia de projeto dos capacitores flutuantes para o conversor FC, de forma direta e generalizada. Esta metodologia é difundida e conhecida no meio acadêmico e utilizada em outros trabalhos [67], [25].

O projeto do capacitor flutuante em [66] leva em consideração algumas variáveis, como: a ondulação da tensão no capacitor flutuante $\Delta V_{C_k}$, o número de portadoras $n_p$, a corrente de saída $i_o$ e a frequência das portadoras $f_p$.

A análise realizada em [66] é para o caso crítico de operação do conversor FC, ou seja, considera-se que durante um período de comutação $T_s$ a corrente de saída é constante e possui sua máxima amplitude, $i_o = I_p$. Portanto, para a técnica de modulação PS-PWM, que não apresenta ondulação nas tensões do capacitores em baixa frequência, a análise dos capacitores flutuantes pode ser restrita a um período de comutação [66]

$$T_s = \frac{1}{f_p}, \tag{3.22}$$

o projeto do capacitor flutuante é dado por

$$C_k = \frac{I_p}{f_p \cdot \Delta V_{C_k} \cdot n_p}. \tag{3.23}$$

Portanto, de forma simples e direta é possível projetar o capacitor flutuante da topologia FC. Contudo, a simplicidade da metodologia impõe limitações do projeto dos capacitores quando o conversor FC opera como inversor. Portanto, uma nova metodologia de projeto dos capacitores flutuantes é desenvolvida neste trabalho.

#### 3.1.4.2 Proposta de uma Metodologia de Projeto dos Capacitores Flutuantes

A metodologia proposta para projeto dos capacitores dos capacitores flutuantes deve incluir variáveis importantes quando se refere a conversores estáticos de energia, em especial inversores. Variáveis que são desconsideradas em [66], como: o ângulo de carga da corrente de saída do conversor $\Phi$ e o índice de modulação do conversor $M_a$, são de fundamental importância em inversores, como no caso do conversor FC, geralmente empregado como inversor.

Esta metodologia de projeto dos capacitores flutuantes é realizada para a técnica de modulação PS-PWM, por ser uma técnica de modulação amplamente utilizada com o conversor FC e, também, por ser foco deste trabalho.

Para o projeto dos capacitores flutuantes do conversor FC deve-se analisar o modelo de carga e descarga do capacitor flutuante, apresentado na Figura 31.

Como analisado previamente na unidade 3.1.2, a corrente no capacitor flutuante é dada pela equação (3.3), que é dependente da corrente de saída $i_o(t)$ e das funções de chaveamento dos interruptores próximos, $S_k(t)$ e $S_{k+1}(t)$. Analisando estes fatores, algumas considerações são realizadas para a continuidade das análises:

- Os semicondutores são ideais, ou seja, não possuem quedas de tensão ou intervalos de comutações.

- A corrente de carga é puramente senoidal e na frequência fundamental $f_o$, sua amplitude permanece constante mesmo com a mudança do índice de modulação, como descrito na equação (3.5).

- O tempo morto presente nos semicondutores é desprezado.

Com base nas considerações acima, a corrente no capacitor flutuante é descrita por

$$i_{Ck}(t) = \left[S_{k+1}(t) - S_k(t)\right] \cdot I_p \cdot \operatorname{sen}\left(\omega_o t - \Phi\right). \tag{3.24}$$

Para determinar a corrente no capacitor flutuante é necessário desenvolver as funções de chaveamento $S_k(t)$ e $S_{k+1}(t)$. Conforme apresentado em [33], a função de chaveamento para o conversor FC pode ser desenvolvida através da dupla integral de Fourier. A dupla integral de Fourier é descrita por

$$\begin{aligned} f(x,y) = \frac{A_{00}}{2} &+ \sum_{n=1}^{\infty}\left[A_{0n}\cdot\cos\left(ny\right) + B_{0n}\cdot\operatorname{sen}\left(ny\right)\right] \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty}\left[A_{m0}\cdot\cos\left(mx\right) + B_{m0}\cdot\operatorname{sen}\left(mx\right)\right] \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty}\sum_{\substack{n=-\infty,\\ n\neq 0}}^{\infty}\left[A_{mn}\cdot\cos\left(mx+ny\right) B_{mn}\cdot\cos\left(mx+ny\right)\right], \end{aligned} \tag{3.25}$$

sendo que,

$$A_{mn} = \frac{1}{2\pi^2}\int_{\pi}^{-\pi} f\left(x,y\right)\cdot\cos\left(m\ x+ny\right)dxdy, \tag{3.26}$$

e

$$B_{mn} = \frac{1}{2\pi^2}\int_{\pi}^{-\pi} f\left(x,y\right)\cdot\operatorname{sen}\left(mx+ny\right)dxdy. \tag{3.27}$$

Ou escrevendo na forma complexa

$$C_{mn} = A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2}\int_{\pi}^{-\pi}\int_{\pi}^{-\pi} f\left(x,y\right)\cdot e^{j(mx+ny)}dxdy. \tag{3.28}$$

Substituindo os termos $x$ por $\omega_p t + \theta_p$ e $y$ por $\omega_o t + \theta_o$ na equação (3.25), a Dupla

Integral de Fourier é expressa no tempo como

$$\begin{aligned} f(t) = \frac{A_{00}}{2} &+ \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ A_{0n} \cdot \cos\left[n\left(\omega_o t + \theta_o\right)\right] + B_{0n} \cdot \operatorname{sen}\left[n\left(\omega_o t + \theta_o\right)\right] \right\} \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ A_{m0} \cdot \cos\left[m\left(\omega_p t + \theta_p\right)\right] + B_{m0} \cdot \operatorname{sen}\left[m\left(\omega_p t + \theta_p\right)\right] \right\} \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty, \\ n\neq 0}}^{\infty} \left\{ \begin{array}{l} A_{mn} \cdot \cos\left[m\left(\omega_p t + \theta_p\right) + n\left(\omega_o t + \theta_o\right)\right] \\ \\ + B_{mn} \cdot \cos\left[m\left(\omega_p t + \theta_p\right) + n\left(\omega_o t + \theta_o\right)\right] \end{array} \right\}, \end{aligned} \tag{3.29}$$

tal que, $\omega_p$ é a frequência angular da portadoras, $\theta_o$ é deslocamento angular da forma de onda fundamental.

Em [68] a Dupla Integral de Fourier é desenvolvida para a modulação PS-PWM e a representação do sinal de comando dos interruptores é dado por

$$\begin{aligned} S_k(t) = &\frac{C_{00}}{2} + C_{01} \cdot \cos\left(\omega_o t + \theta_o\right) \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{mn} \cdot \cos\left[m\left(\omega_p t + \theta_{p,k}\right) + n\left(\omega_o t + \theta_o\right)\right], \end{aligned} \tag{3.30}$$

sendo que,

$$C_{00} = 1, \tag{3.31}$$

$$C_{01} = \frac{M_a}{2}, \tag{3.32}$$

$$C_{mn} = \frac{2}{m\pi} \cdot \operatorname{sen}\left[(m+n)\frac{\pi}{2}\right] \cdot J_n\left(m\frac{\pi}{2}M_a\right), \tag{3.33}$$

onde $J_n$ é função de Bessel de ordem $n$.

Substituindo, (3.30) em (3.24) é possível determinar a corrente nos capacitores flutuantes dos conversores FC, expressa por

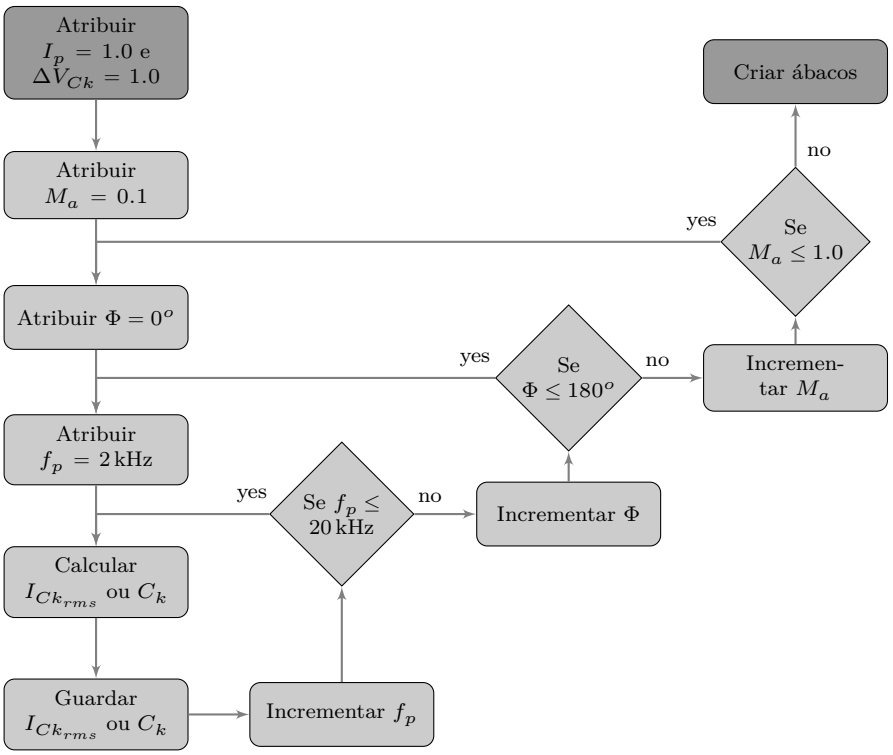
$$\begin{aligned} i_{Ck}(t) = &I_p \cdot \operatorname{sen}\left(\omega_o \cdot t - \Phi\right) \\ &\times \left\{ \begin{array}{l} \displaystyle\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{mn} \cdot \cos\left[m\left(\omega_p t + \theta_{p,k}\right) + n\left(\omega_o t + \theta_o\right)\right] \\ \\ \displaystyle -\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{mn} \cdot \cos\left[m\left(\omega_p t + \theta_{p,k+1}\right) + n\left(\omega_o t + \theta_o\right)\right] \end{array} \right\}. \end{aligned} \tag{3.34}$$

Portanto, é possível quantificar o capacitor flutuante através da corrente $i_{Ck}$ e em função de alguns parâmetros de projeto, como: o número de níveis de tensão do conversor $n$, o índice de modulação $M_a$, frequência de chaveamento $f_p$, ângulo de defasagem entre

o sinal de referência e a corrente de saída $\Phi$, a amplitude máxima da corrente de saída $I_p$ e pela ondulação de tensão no capacitor flutuante $\Delta V_{Ck}$.

Com base no equacionamento apresentado e visando à praticidade no projeto dos capacitores flutuantes, evitando que esforços excessivos sejam realizados devido à complexidade das operações matemáticas, o trabalho apresenta alguns ábacos que permitem o projeto dos capacitores flutuantes de forma rápida, sem maior complexidade. Os ábacos são desenvolvidos através simulação numérica da equação (3.34) e da variação paramétrica de o índice de modulação $M_a$, frequência de chaveamento $f_p$, ângulo de defasagem entre o sinal de referência e a corrente de saída $\Phi$, conforme mostra o diagrama de blocos da Figura 33. Já os parâmetros de amplitude máxima da corrente de saída $I_p$ e de ondulação de tensão no capacitor flutuante $\Delta V_{Ck}$ são normalizados em valores unitários.

Figura 33 – Diagrama de blocos da construção dos ábacos dos fatores de correções.




Fonte: Próprio Autor.

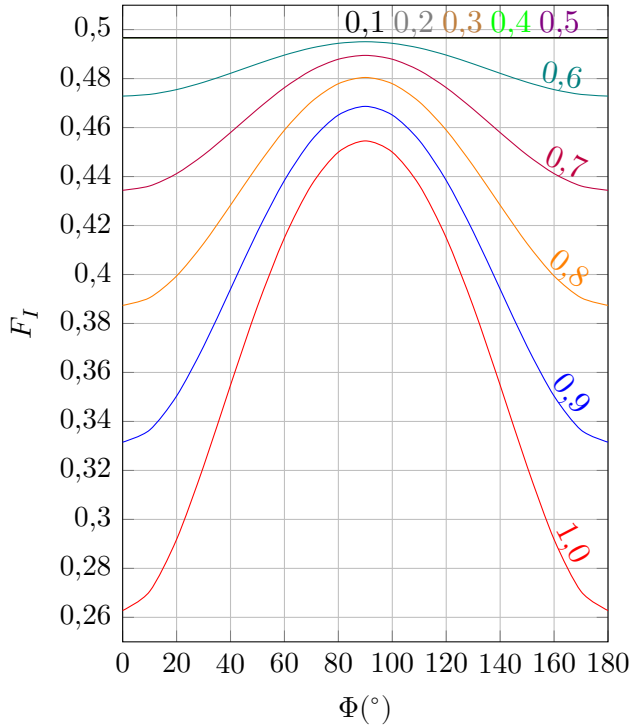
Logo, o valor eficaz da corrente no capacitor flutuante é determinado por

$$I_{Ck_{rms}} = I_p \cdot F_I, \tag{3.35}$$

onde, $F_I$ é o fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em relação ao índice de modulação e do ângulo de defasagem, e é obtido através do ábaco apresentado da Figura 34.

Devido ao fator $FI$ ser relacionado ao índice de modulação e do ângulo de defasagem, este é um fator adimensional e obtido através simulação numérica.

Figura 34 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga.




Fonte: Próprio Autor.

A capacitância de $C_k$ é dada por

$$C_k = \frac{I_p \cdot F_A \cdot F_{Ck}}{\Delta V_{Ck} - 2 \cdot I_p \cdot R_{ESR}}, \tag{3.36}$$

onde, $R_{ESR}$ é a resistência série do capacitor flutuante, $F_A$ é o fator de correção ângulo de defasagem (ábaco apresentado na Figura 35) e $F_{Ck}$ é o fator de multiplicação do valor capacitância do capacitor flutuante (ábaco apresentado na Figura 36).

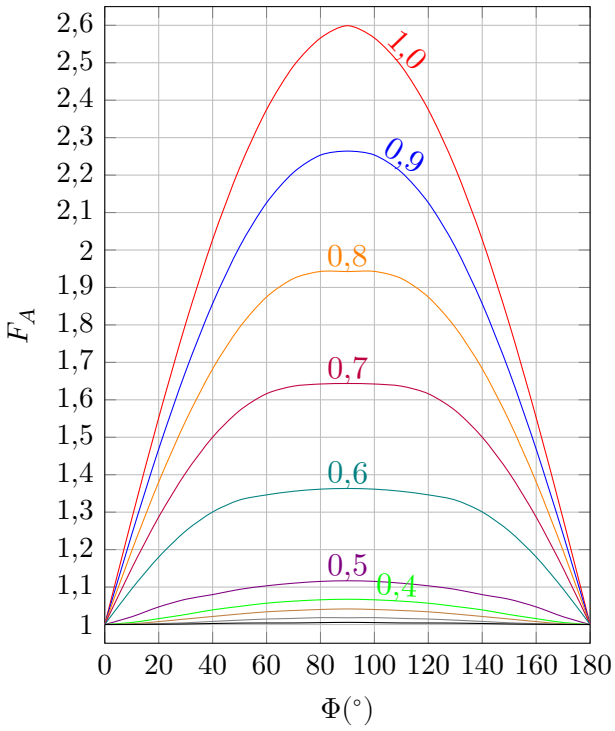
O fator $F_A$ está relacionado ao ângulo de defasagem e o índice de modulação e, assim como o fator $F_I$, é adimensional. Já o fator $F_{Ck}$ é relacionado diretamente com a frequência das portadoras, ou seja, com um determinado período de tempo. Portanto, o fator $F_{Ck}$ não é adimensional e sua unidade física é dada em segundos [s].

Com o auxílio dos ábacos, o projeto dos capacitores flutuantes do conversor FC é realizado de forma simples. No entanto, os ábacos apresentados são restritos ao conversor 5L-FC. No Anexo A são disponibilizados os ábacos para o projeto dos capacitores flutuantes do conversor FC para diferentes níveis de tensão.

O projeto apresentado é valido somente para os capacitores flutuantes da topologia FC, para os capacitores de barramento outra metodologia de projeto deve ser utilizada.

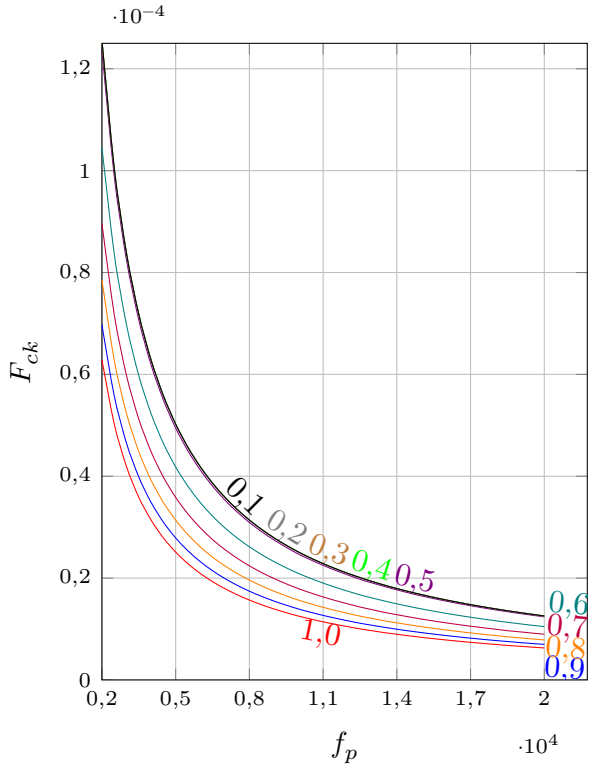
Para verificar essas diferenças entre as duas metodologias de projeto dos capacitores flutuantes, ambas as metodologias são realizadas sob diferentes especificações de projeto e comparadas.

Figura 35 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga.




Fonte: Próprio Autor.

Figura 36 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras.




Fonte: Próprio Autor.

#### 3.1.4.3 Exemplo de Dimensionamento do Capacitor Flutuante

Para avaliar a metodologia proposta de projeto dos capacitores flutuantes, a mesma é exemplificada e comparada com a metodologia apresenta em [66]. Desta forma, são definidos quatro diferentes pontos de operação apresentados na Tabela 4 para o projeto dos capacitores flutuantes de um conversor 5L-FC.

Tabela 4 – Parâmetros de projeto do capacitor flutuante para o conversor 5L-FC.

| **Parâmetros** | | Projeto 1 | Projeto 2 | Projeto 3 | Projeto 4 |
|---|---|---|---|---|---|
| Tensão de barramento | $V_{dc}$ | 400 V | 400 V | 400 V | 400 V |
| Ondulação da tensão nos capacitores flutuantes | $\Delta V_{Ck}$ | 5 V | 5 V | 5 V | 5 V |
| Valor de pico da corrente de saída | $I_p$ | 6,428 A | 6,428 A | 6,428 A | 6,428 A |
| Frequência do sinal de saída | $f_o$ | 50 Hz | 50 Hz | 50 Hz | 50 Hz |
| Frequência das portadoras | $f_p$ | 2 kHz | 2 kHz | 2 kHz | 2 kHz |
| Índice de modulação | $M_a$ | 0.7 | 0.9 | 0.7 | 0.9 |
| Ângulo de defasagem | $\Phi$ | 0° | 90° | 30° | 70° |
| Resistência série dos capacitores flutuantes | $R_{ESR}$ | 0 Ω | 120 mΩ | 120 mΩ | 120 mΩ |
| Capacitância do capacitor flutuante - proposta em [66] | $C_k$ | 160,7 µF | 160,7 µF | 80,3 µF | 80,3 µF |
| Capacitância do capacitor flutuante - Metodologia proposta | $C_k$ | 113,7 µF | 294,1 µF | 93,6 µF | 113 µF |

Como já destacado, para a metodologia apresenta em [66] apenas algumas variáveis são consideradas, como: o valor da ondulação da tensão nos capacitores flutuantes $\Delta V_{Ck}$, o valor máximo da corrente de saída $I_p$ e a frequência de portadoras $f_p$. Desta forma, o valor da capacitância é definido pela equação (3.23), para o Projeto 1 é dado por

$$C_k = \frac{I_p}{f_p \cdot \Delta V_{C_k} \cdot n_p} = \frac{6.428}{4 \cdot 5 \cdot 2000} = 160{,}7\,\mu\text{F}. \tag{3.37}$$

A grande vantagem de utilizar a metodologia proposta em [66] é a simplicidade do projeto. Entretanto, devido a essa simplicidade, algumas variáveis são desconsideradas, como: o índice de modulação e o ângulo de defasagem, que podem resultar em sobredimensionamento ou subdimensionamento dos capacitores flutuantes.

Por outro lado, utilizando a metodologia de projeto dos capacitores flutuantes proposta, todos os parâmetros da Tabela 4 são empregados. Assim, através das equações (3.35) e (3.36) e dos ábacos apresentados nas Figuras 34, 35 e 36, é possível realizar o dimensionamento dos capacitores flutuantes para uma topologia 5L-FC.

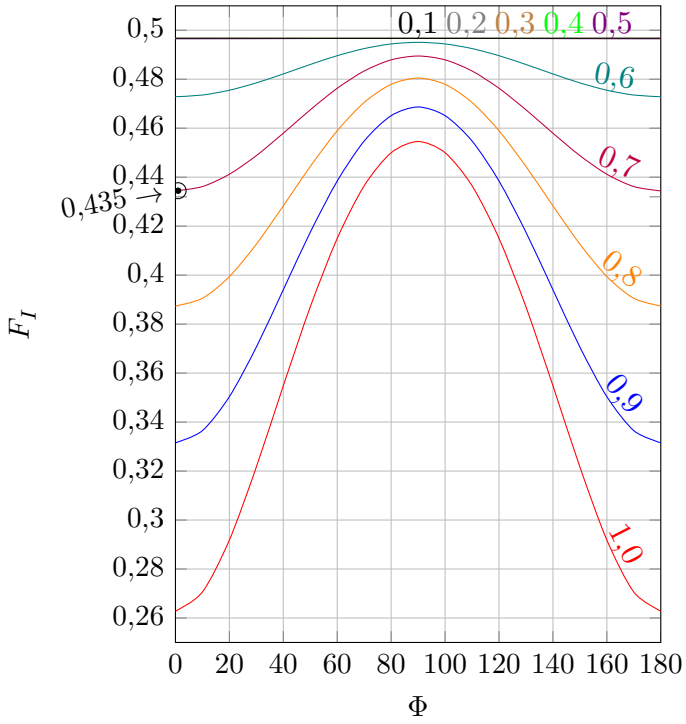
Para determinar o valor eficaz de corrente nos capacitores flutuantes para o Projeto 1 utiliza-se da equação (3.35) e do ábaco apresentado na Figura 34.

Para os parâmetros de projeto apresentados na Tabela 4, o valor eficaz de corrente nos capacitores flutuantes é dado por

$$I_{Ck_{rms}} = I_p \cdot F_I = 6{,}428 \cdot 0{,}435 = 2{,}8\text{A}, \tag{3.38}$$

sendo que $F_I$ é obtido através do ábaco, conforme apresenta a Figura 37.

Figura 37 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga.




Fonte: Próprio Autor.

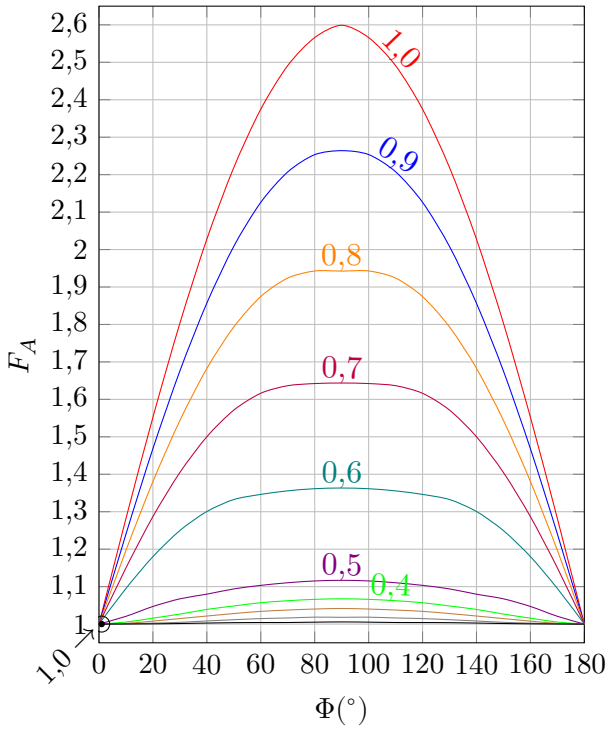
No segundo passo do projeto define-se o valor da capacitância dos capacitores flutuantes através da equação (3.36) e dos ábacos apresentados nas Figuras 35 e 36

$$C_k = \frac{I_p \cdot F_A \cdot F_{Ck}}{\Delta V_{Ck} - 2 \cdot I_p \cdot R_{ESR}} = \frac{6{,}428 \cdot 1{,}0 \cdot 8{,}8 \cdot 10^{-5}}{5 - 2 \cdot 6{,}428 \cdot 0} = 113{,}1\,\mu\text{F}, \tag{3.39}$$

sendo que $F_A$ e $F_{ck}$ são definidos conforme apresentam as Figuras 38 e 39.

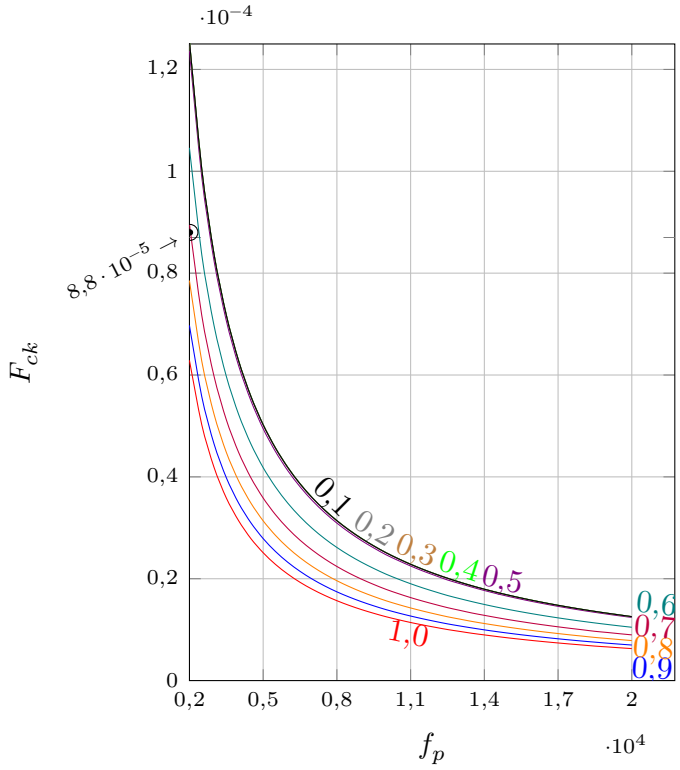
Como esperado, as metodologias apresentam resultados distintos para os valores de capacitância para o conversor 5L-FC utilizando da técnica de modulação PS-PWM. Esta diferença também pode ser observada em todos os projetos apresentados na Tabela 4. Os resultados apresentados evidenciam que os capacitores flutuantes podem ser sobre-dimensionados ou subdimensionados utilizando a metodologia de projeto não adequada. Assim, na unidade 5.1.1 são apresentados resultados experimentais para a verificação da metodologia proposta.

Figura 38 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga.




Fonte: Próprio Autor.

Figura 39 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras.



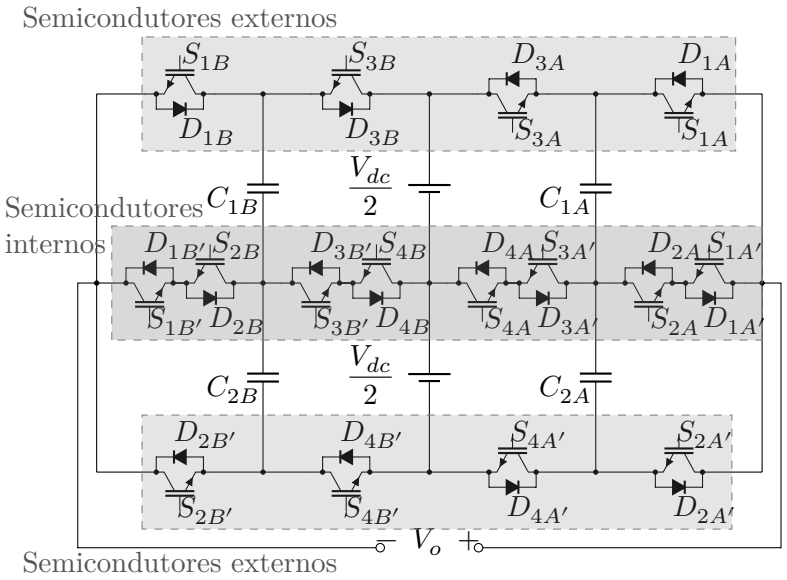

Fonte: Próprio Autor.

## 3.2 ANÁLISE DA TOPOLOGIA MULTINÍVEL SMC MONOFÁSICA

O conversor SMC possui algumas vantagens quando comparado ao conversor FC, como: a redução no número de capacitores flutuantes e da tensão sobre os mesmos; menor número de semicondutores no caminho de corrente, o que possibilita a redução das perdas [44], [45]. Desta forma, sua associação em ponte completa dispõem dos mesmos benefícios quando comparada à estrutura em ponte completa de FC.

A topologia SMC-SMC utiliza o conceito de conversor em ponte completa para aumentar o número de níveis de tensão da topologia, conforme mostra a Figura 40. No caso da estrutura 9L-SMC-SMC, apresentada na Figura 40, é composta por dois conversores 5L-SMC idênticos, "braço A" e o "braço B", compartilhando o mesmo barramento de alimentação.

Figura 40 – Conversor multinível com capacitores de grampeamento em ponte completa - 9L-SMC-SMC.




Fonte: Próprio Autor.

A análise do conversor 9L-SMC-SMC é realizada somente para um braço do conversor, devido à duplicidade da estrutura, restringindo a análise do conversor 9L-SMC-SMC à topologia 5L-SMC.

O conversor 5L-SMC apresenta dois capacitores flutuantes e oito interruptores bidirecionais em corrente. Os capacitores flutuantes operam idealmente com a tensão de um quarto da tensão total de barramento sobre seus terminais, $V_{Ck} = V_{dc}/4$. Os semicondutores presentes na estrutura são divididos em duas classes, os semicondutores internos e os externos e, portanto, as suas tensões de bloqueio são distintas conforme a sua classe. Os semicondutores externos, como $S_1$ e $S_{2'}$, apresentam tensão de bloqueio de metade da tensão de barramento, $V_{dc}/2$. Já os semicondutores internos, como $S_2$ e $S_{1'}$ apresentam tensões de bloqueio de um quarto da tensão de barramento, $V_{dc}/4$.

### 3.2.1 Análise dos Estados de Comutação

O conversor SMC, como uma topologia derivada da topologia FC, apresenta um elevado número de estados de comutação. O número de estados de comutação do conversor SMC em função do número de níveis de tensão sintetizado pelo conversor é expresso por

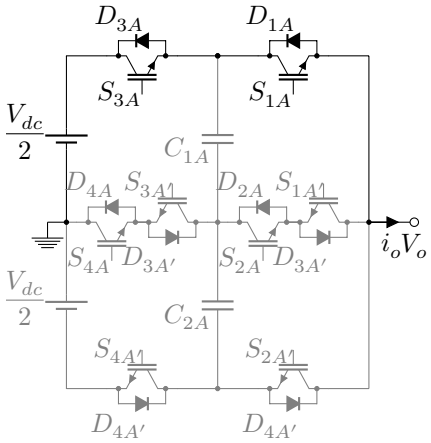
$$n_{ec} = 3^{(n-1)/2}, \tag{3.40}$$

onde, $n_{ec}$ é o número total de estados de comutação.

Sendo assim, o conversor 5L-SMC apresenta nove estados de comutação distintos e são apresentados nas figuras a seguir.

No primeiro estado de comutação, apresentado na Figura 41, somente os interruptores superiores do conversor 5L-SMC estão habilitados a conduzir, impondo metade da tensão total de barramento $V_{dc}/2$ à saída do conversor.

Figura 41 – Estados de comutação do conversor 5L-SMC - Primeiro estado de comutação.




Fonte: Próprio Autor.

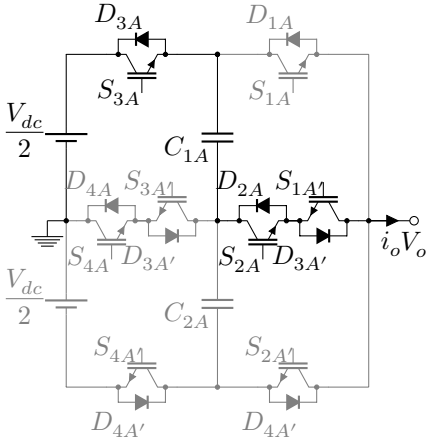
O segundo e terceiro estados de comutação do conversor sintetizam um nível de tensão intermediário $V_{dc}/4$ e têm influência oposta sobre a tensão do capacitor flutuante $C_{1A}$, carregando e descarregando o capacitor, o que permite o equilíbrio da tensão no capacitor, independente do sentido da corrente de saída do conversor. Os estados de comutação dois e três são mostrados na Figura 42.

Os estados de comutação que sintetizam o nível de tensão zero na saída do conversor 5L-SMC são apresentados na Figura 43.

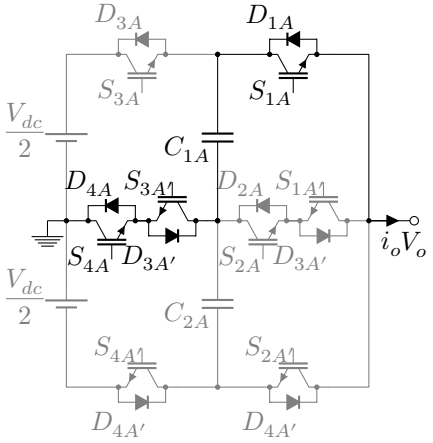
O sexto estado de comutação conecta o ponto central do barramento de alimentação direto na saída do conversor 5L-SMC e não tem influência sobre a carga e descarga dos capacitores. No entanto, o quarto e o quinto estados de comutação têm influência nas tensões dos capacitores flutuantes $C_{1A}$ e $C_{2A}$ e, através da escolha adequada de comutação é possível carregar e descarregar os capacitores $C_{1A}$ e $C_{2A}$, independentemente do sentido da corrente de carga.

Figura 42 – Estados de comutação do conversor 5L-SMC - Segundo e terceiro estados de comutação.

(a) Segundo estado de comutação.



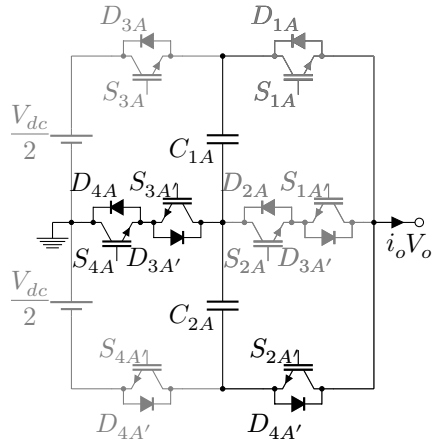

(b) Terceiro estado de comutação.



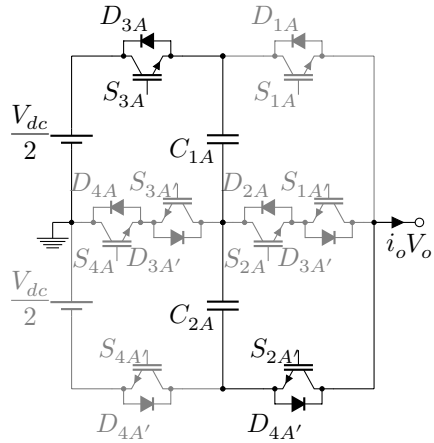

Fonte: Próprio Autor.

Figura 43 – Estados de comutação do conversor 5L-SMC - Quarto ao sexto estados de comutação.

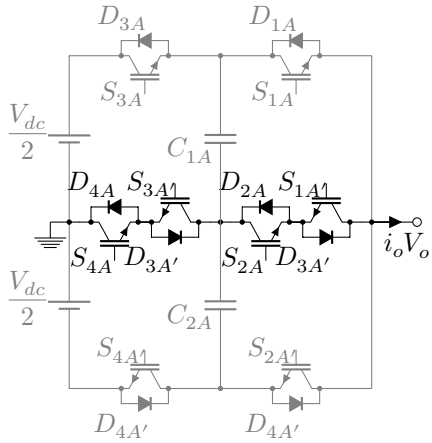
(a) Quarto estado de comutação.




(b) Quinto estado de comutação.




(c) Sexto estado de comutação.

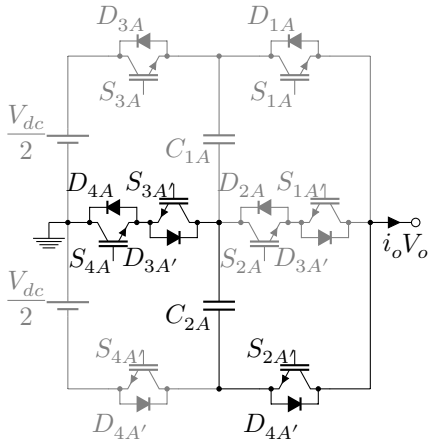



Fonte: Próprio Autor.

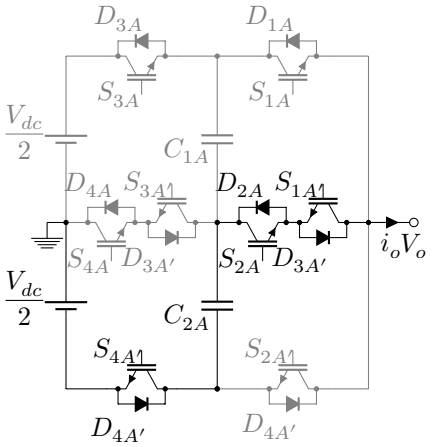
O sétimo e oitavo estados de comutação são apresentados na Figura 44 e sintetizem nível de tensão intermediário $-V_{dc}/4$. Os dois estados de comutação permitem a carga e a descarga do capacitor flutuante $C_{2A}$. Contudo, cada estado de comutação atua de forma oposta em $C_{2A}$ e, independentemente do sentido da corrente de saída do conversor, é possível controlar a tensão sobre o capacitor.

Figura 44 – Estados de comutação do conversor 5L-SMC. - Sétimo e oitavo estados de comutação

(a) Sétimo estado de comutação.



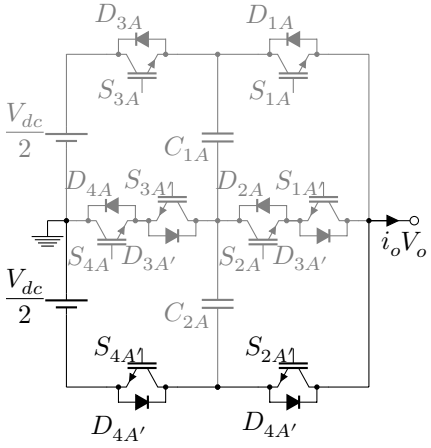

(b) Oitavo estado de comutação.




Fonte: Próprio Autor.

O nono estado de comutação apresentado, na Figura 45, é oposto ao primeiro estado, habilitando a conduzir somente os semicondutores externos inferiores e impondo na saída do conversor o nível de tensão $-V_{dc}/2$. Como no primeiro estado de comutação, o nono estado também não tem influência na carga e descarga dos capacitores flutuantes.

Figura 45 – Estados de comutação do conversor 5L-SMC - Nono estado de comutação.



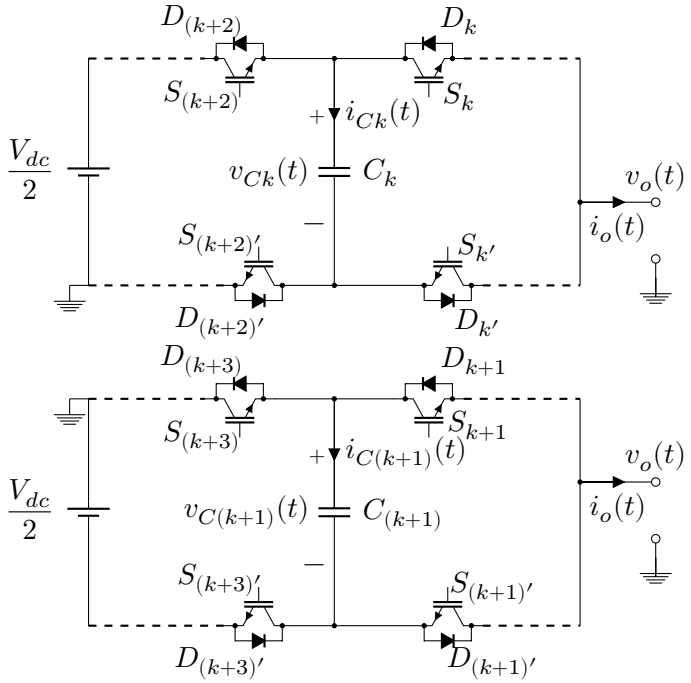

Fonte: Próprio Autor.

### 3.2.2 Análise da Carga e Descarga dos Capacitores Flutuantes

A operação do conversor SMC implica na carga e descarga dos capacitores flutuantes e, portanto, há a necessidade de manter suas tensões equilibradas para o correto funcionamento do conversor.

A carga e descarga dos capacitores flutuantes pode ser melhor compreendida analisando cada capacitor flutuante de forma independente. Analisando os estados de comutação da topologia SMC é possível isolar cada capacitor flutuante como apresenta a Figura 46, limitando a análise em dois pares de interruptores.

Figura 46 – Análise de carga e descarga dos capacitores flutuantes do conversor SMC.




Fonte: Próprio Autor.

Desta forma, o modelo ilustrado na Figura 46 para o conversor SMC é semelhante ao modelo apresentado na Figura 31 para o conversor FC. A única diferença está nos interruptores próximos a cada capacitor flutuante. Logo, a corrente em cada capacitor flutuante é dada por

$$i_{Ck}(t) = \left[S_{k+2}(t) - S_k(t)\right] \cdot i_o(t). \tag{3.41}$$

Assim, como para o conversor FC, a corrente que circula pelo capacitor flutuante, $i_{Ck}(t)$, é dependente da corrente de saída do conversor $i_o(t)$ e das funções de chaveamento dos interruptores próximos $S_k(t)$ e $S_{k+2}(t)$.

Através da corrente que circula pelo capacitor flutuante $i_{Ck}(t)$ determina-se a carga e descarga, definida por

$$C_k \frac{dv_{Ck}(t)}{dt} = \left[S_{k+2}(t) - S_k(t)\right] \cdot i_o(t). \tag{3.42}$$

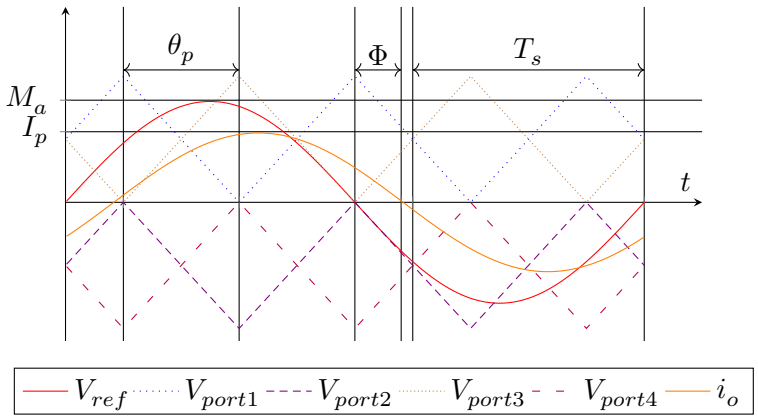
Desta forma, é possível dimensionar os capacitores flutuantes do conversor SMC com base na técnica de modulação utilizada e dos equacionamentos apresentados.

### 3.2.3 Análise dos Esforços de Corrente nos Semicondutores do Conversor SMC Utilizando a Técnica de Modulação PS-PWM

Para o equacionamento dos esforços de corrente nos semicondutores da topologia SMC são utilizados os critérios apresentados na Seção 3.1.3, para o conversor FC.

A técnica de modulação utilizada é apresenta em [44] e de dominada neste trabalho de PD-PS-PWM. A técnica de modulação PD-PS-PWM é adaptada da técnica de modulção PS-PWM e divide o conversor em dois, as subcélulas superiores e as subcélulas inferiores. A divisão da técnica de modulação é necessária para evitar que estados de comutação indesejados sejam sintetizados pelo conversor SMC. A Figura 47 apresenta a técnica de modulação PD-PS-PWM para o conversor 5L-SMC.

Figura 47 – Técnica de modulação PD-PS-PWM para o conversor 5L-SMC.




Fonte: Próprio Autor.

As portadoras superiores, $V_{port1}$ e $V_{port3}$, quando comparadas ao sinal de referência, sintetizam os pulsos de comando para os interruptores superiores, $S_1$ e $S_3$ e, de forma complementar, aos semicondutores, $S_{1'}$ e $S_{3'}$. Já a comparação do sinal de referência com as portadoras inferiores, $V_{port2}$ e $V_{port4}$, sintetizam os pulsos de comando para os interruptores superiores, $S_2$ e $S_4$, e de forma complementar, aos interruptores $S_{2'}$ e $S_{4'}$. A adaptação da técnica de modulação PS-PWM ao conversor 5L-SMC implica em algumas singularidades que influenciam diretamente no cálculo dos valores médio e eficaz de corrente nos semicondutores da estrutura. Portanto, os esforços de corrente são diferentes para os semicondutores internos e externos.

Desta forma, para determinar os valores médio e eficaz na corrente nos semicondutores externos, a análise proposta é realizada no interruptor $S_{1A}$ e no diodo $D_{1A}$. Para os semicondutores internos é realizada a análise somente no interruptor $S_{2A}$, uma vez que os valores médio e eficaz de corrente nos interruptores e diodos internos são iguais.

A razão cíclica para o interruptor $S_{1A}$ é expressa por

$$d_{S1A}(\varphi) = \begin{cases} M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \Phi \leq \varphi \leq \Phi + \pi \end{cases} \tag{3.43}$$

Substituindo (3.43) em (3.9) e (3.10) os valores médio e eficaz de corrente nos interruptores exteriores são dados por

$$I_{S1A_{avg}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\Phi}^{\phi+\pi} \left\{ [M_a \cdot \text{sen}(\varphi)] \cdot \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right] \right\} d\varphi, \tag{3.44}$$

e

$$I_{S1A_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\Phi}^{\Phi+\pi} \left\{ [M_a \cdot \text{sen}(\varphi)] \cdot \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right]^2 \right\} d\varphi}. \tag{3.45}$$

Revolvendo as integrais e realizando algumas manipulações, obtêm-se que

$$I_{S1A_{avg}} = \frac{I_p \cdot M_a \left[ \text{sen}(\Phi) \cdot \cos\left(\Phi\right) \cdot (\pi - \Phi) \right]}{4\pi}, \tag{3.46}$$

e

$$I_{S1A_{rms}} = I_p \left[ \cos(\Phi) + 1 \right] \cdot \sqrt{\frac{M_a}{6\pi}}. \tag{3.47}$$

A mesma metodologia apresentada para a determinação dos valores médio e eficaz de corrente no interruptor $S_{1A}$ é válida para o diodo $D_{1A}$. Inicialmente, define-se a razão cíclica no diodo, dada por

$$d_{D1A}(\varphi) = M_a \cdot \text{sen}(\varphi) \quad 0 \leq \varphi \leq \Phi. \tag{3.48}$$

Substituindo (3.48) em (3.9) e (3.10), são definidas as equações para determinar os valores médio e eficaz corrente no diodo externo $D_{1A}$, expressas por

$$I_{D1A_{avg}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\Phi+\pi}^{\phi+2\pi} \left\{ [M_a \cdot \text{sen}(\varphi)] \cdot \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right] \right\} d\varphi, \tag{3.49}$$

e

$$I_{D1A_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\Phi+\pi}^{\Phi+2\pi} \left\{ [M_a \cdot \text{sen}(\varphi)] \cdot \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right]^2 \right\} d\varphi}. \tag{3.50}$$

Resolvendo as equações (3.49) e (3.50), define-se que

$$I_{D1A_{avg}} = \frac{I_p \cdot M_a \left[ \text{sen}(\Phi) - \Phi \cdot \cos(\Phi) \right]}{4\pi}, \tag{3.51}$$

e

$$I_{D1A_{rms}} = I_p \left[ \cos(\Phi) - 1 \right] \sqrt{\frac{M_a}{6\pi}}. \tag{3.52}$$

Para o interruptor interno $S_{2A}$ a razão cíclica é definida como

$$d_{S2A}(\varphi) = \begin{cases} 1 - M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \Phi \leq \varphi \leq \pi \\ 1 + M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi \leq \varphi \leq \pi + \Phi \end{cases}. \tag{3.53}$$

Os valores médio e eficaz de corrente no interruptor interno $S_{2A}$ são obtidos substituindo (3.53) em (3.9) e (3.10). Portanto, o valor médio da corrente no interruptor $S_{2A}$ é definido por

$$I_{S2A_{avg}} = \frac{1}{2\pi} \left\{ \begin{array}{l} \displaystyle\int_{\Phi}^{\pi} \left\{ [1 - M_a \cdot \text{sen}(\varphi)] \cdot \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right] \right\} d\varphi \\ \\ \displaystyle\int_{\pi}^{\pi+\Phi} \left\{ [1 + M_a \cdot \text{sen}(\varphi)] \cdot \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right] \right\} d\varphi \end{array} \right\}, \tag{3.54}$$

e o valor eficaz de corrente no interruptor $S_{2A}$ é dado por

$$I_{S2A_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \begin{array}{l} \displaystyle\int_{\Phi}^{\pi} \left\{ [1 - M_a \cdot \text{sen}(\varphi)] \cdot \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right]^2 \right\} d\varphi \\ \\ \displaystyle\int_{\pi}^{\pi+\Phi} \left\{ [1 + M_a \cdot \text{sen}(\varphi)] \cdot \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right]^2 \right\} d\varphi \end{array} \right\}}. \tag{3.55}$$

Resolvendo as integrais e realizando algumas manipulações,

$$I_{S2A_{avg}} = \frac{I_p}{\pi} \left\{ \frac{M_a \left[ \cos(\Phi) \left( 2 \cdot \Phi - \pi \right) - 2 \cdot \text{sen}(\Phi) \right]}{4} + 1 \right\}, \tag{3.56}$$

e

$$I_{S2A_{rms}} = I_p \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{M_a \left[ 1 + \cos^2(\Phi) \right]}{3}}. \tag{3.57}$$

### 3.2.4 Projeto e Cálculo dos Esforços de Corrente nos Capacitores Flutuantes

A metodologia proposta para projeto dos capacitores flutuantes do conversor SMC é semelhante à metodologia proposta para o conversor FC, que consiste da análise da corrente e tensão no capacitor flutuante, conforme apresenta a Figura 46.

Como apresenta a equação (3.41), a corrente no capacitor flutuante é dependente da corrente de saída $i_o(t)$ e das funções de chaveamento dos interruptores próximos, $S_k(t)$ e $S_{k+2}(t)$. Com base nas considerações apresentadas na Seção 3.2.2 a corrente no capacitor flutuante é dada por,

$$i_{Ck}(t) = \left[ S_{k+2}(t) - S_k(t) \right] \cdot I_p \cdot \text{sen}\left( \omega_o \cdot t - \Phi \right). \tag{3.58}$$

Para determinar a corrente no capacitor flutuante é necessário desenvolver as funções de chaveamento $S_k(t)$ e $S_{k+2}(t)$ para a técnica de modulação PD-PS-PWM empregada ao conversor SMC. O desenvolvimento matemático das funções de chaveamento através da Integral Dupla de Fourier são semelhantes aos desenvolvidos em [33].

Desta forma, a função de chaveamento $S_k(t)$ é expressa por,

$$\begin{aligned} S_k(t) =& \frac{C_{00}}{2} + C_{0n} \cdot \cos\left(\omega_o t + \theta_o\right) + C_{m0} \cdot \cos\left(\omega_p t + \theta_c\right) \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{mn} \cdot \cos\left[m\left(\omega_p t + \theta_{p,k}\right) + n\left(\omega_o t + \theta_o\right)\right], \end{aligned} \tag{3.59}$$

para,

$$C_{00} = \frac{2M_a}{\pi}, \tag{3.60}$$

$$C_{0n} = M_a \left\{ \frac{1}{2}\Big|_{n=1} + \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{\operatorname{sen}\left[(n+1)\,\frac{\pi}{2}\right]}{n+1} + \frac{\operatorname{sen}\left[(n-1)\,\frac{\pi}{2}\right]}{n-1} \right\}\Big|_{n>1} \right\}, \tag{3.61}$$

$$C_{m0} = \frac{4}{m \cdot \pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \left[ \frac{J_{2k-1}\left(M_a \cdot m \cdot \pi\right)}{2k-1} \right], \tag{3.62}$$

$$C_{mn} = \frac{2}{m \cdot \pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \begin{array}{l} \operatorname{sen}\left(k\dfrac{\pi}{2}\right) \cdot J_k\left(M_a \cdot m \cdot \pi\right) \\ \times \left\{ \dfrac{\pi}{2}\Big|_{n=\pm k} + \left\{ \dfrac{\operatorname{sen}\left[(k+n)\,\frac{\pi}{2}\right]}{k+n} + \dfrac{\operatorname{sen}\left[(k-n)\,\frac{\pi}{2}\right]}{k-n} \right\}\Big|_{n\neq\pm k} \right\} \end{array} \right\}. \tag{3.63}$$

Substituindo (3.59) em (3.58) é possível determinar a corrente no capacitor flutuante do conversor SMC e, seguindo mesma metodologia de projeto dos capacitores flutuantes do conversor FC, novos ábacos são elaborados para dimensionar os capacitores.

Portanto, o valor eficaz de corrente no capacitor flutuante do conversor SMC utilizando da técnica de modulação PD-PS-PWM é determinado por

$$I_{Ck_{rms}} = I_p \cdot F_I, \tag{3.64}$$

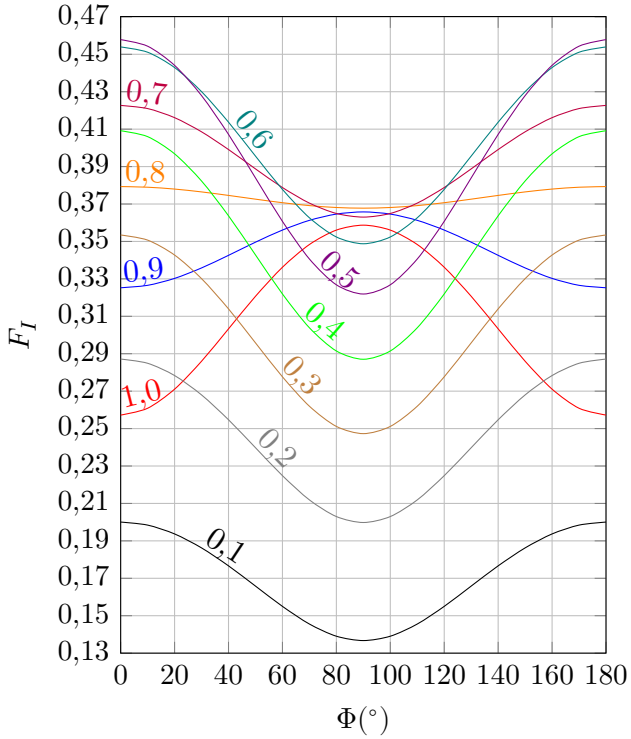
onde, $F_I$ é o fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante obtido através do ábaco apresentado da Figura 48.

A capacitância de $C_k$ é definida por,

$$C_k = \frac{I_p \cdot F_A \cdot F_{Ck}}{\Delta V_{Ck} - 2 \cdot I_p \cdot R_{ESR}}, \tag{3.65}$$

onde, $F_A$ é o fator de correção do ângulo de defasagem e $F_{Ck}$ é o fator de multiplicação do valor da capacitância do capacitor flutuante, apresentados nos ábacos das Figuras 49 e 50, respectivamente.

Figura 48 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga para o conversor SMC.

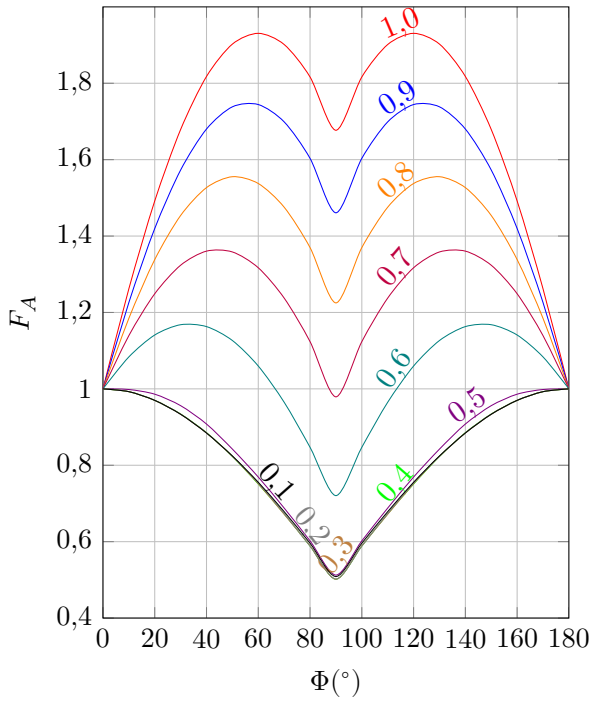



Fonte: Próprio Autor.

Com o auxílio dos ábacos, o projeto dos capacitores flutuantes do conversor FC é realizado de forma simples e prática. No entanto, os ábacos apresentados são restritos ao conversor 5L-SMC. No Anexo B são disponibilizados os ábacos para o projeto dos capacitores flutuantes do conversor SMC para diferentes níveis de tensão.

O projeto dos capacitores flutuantes para o conversor SMC pode ser realizado de forma semelhante ao conversor FC apresentado na unidade 3.1.4.3.

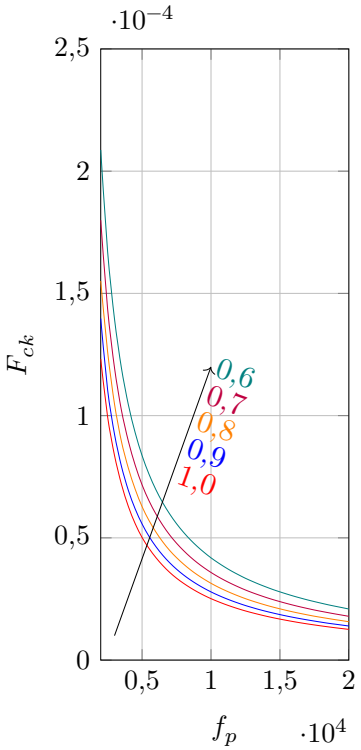
Figura 49 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga para o conversor SMC.



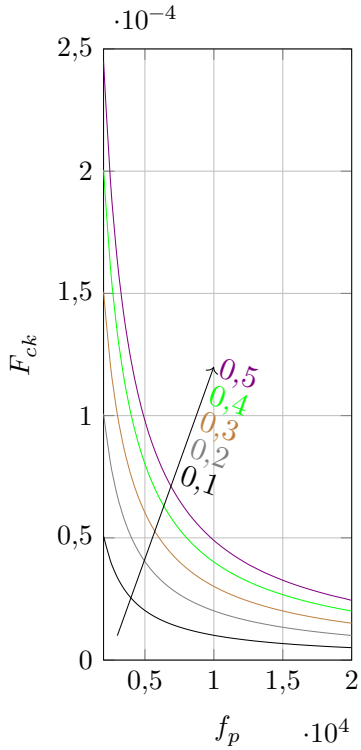

Fonte: Próprio Autor.

Figura 50 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras para o conversor SMC.

(a) Para $M_a$ entre 0,6 e 1,0.




(b) Para $M_a$ entre 0,1 e 0,5.

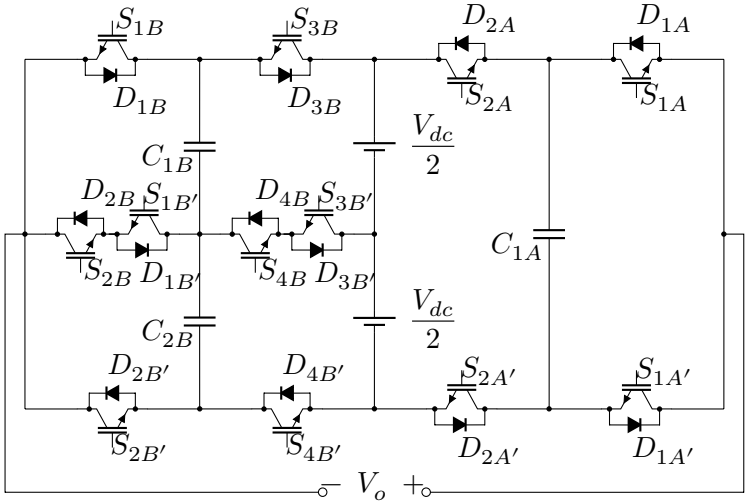



Fonte: Próprio Autor.

## 3.3 ANÁLISE TOPOLOGIA MULTINÍVEL FC-SMC

Estruturas em ponte completa não são formadas obrigatoriamente por conversores idênticos e com o mesmo número de níveis de tensão em cada braço, mas também por diferentes topologias de conversores multiníveis e com diferentes números de níveis de tensão em cada braço. Desta forma, uma nova topologia é proposta neste trabalho e apresentada na Figura 51, o conversor 9L-FC-SMC.

Figura 51 – Conversor multinível com capacitores de grampeamento em ponte completa - 9L-FC-SMC.




Fonte: Próprio Autor.

A topologia 9L-FC-SMC emprega dois conversores diferentes em cada braço. O braço "A" consiste em um conversor 3L-FC e o braço "B" é formado por um conversor 5L-SMC. A associação das duas topologias permite o conversor sintetizar até nove níveis de tensão, como as topologias previamente apresentadas[1].

O conversor 9L-FC-SMC possui em sua topologia três capacitores flutuantes, dos quais dois apresentam tensão de um quarto da tensão total de barramento, $V_{CkB} = V_{dc}/4$. E o terceiro capacitor flutuante apresenta metade da tensão total de barramento, $V_{C1A} = V_{dc}/2$. A tensão de bloqueio não é idêntica em todos os semicondutores, os semicondutores do braço "A" e os semicondutores externos do braço "B", como $S_{1B}$ e $S_{2B'}$, apresentam tensão de bloqueio de metade da tensão de barramento $V_{dc}/2$; já os interruptores internos do braço "B", como $S_{2B}$ e $S_{1B'}$, apresentam tensão de bloqueio igual a um quarto da tensão de barramento $V_{dc}/4$.

A escolha pelas topologias 3L-FC e 5L-SMC é devido às suas similaridades. Ambas as topologias têm como tensão máxima de bloqueio os semicondutores de $V_{dc}/2$. A tensão máxima de bloqueio nos semicondutores de $V_{dc}/2$ é garantida pelos capacitores flutuantes

[1] 9L-FC-FC e 9L-SMC-SMC

próximos aos semicondutores, evitando problemas de sobre tensão nos semicondutores, como acontece em topologias como NPC e T-NPC [37], [39], [40].

Outro fator importante é o menor número de componentes de potência empregados pela topologia 9L-FC-SMC quando comparada as topologias 9L-FC-FC e 9L-SMC-SMC, como pode ser observado na Tabela 5, que apresenta um comparativo entre as três topologias.

Tabela 5 – Tabela comparativa do número de componentes entre as topologias 9L-FC-FC, 9L-SMC-SMC e 9L-FC-SMC.

| Topologia | Interruptores | | Diodos | | Capacitores | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | Nº | Tensão | Nº | Tensão | Nº | Tensão |
| 9L-FC-FC | 16 | $V_{dc}/4$ | 16 | $V_{dc}/4$ | 1 | $V_{dc}/4$ |
| | | | | | 1 | $V_{dc}/2$ |
| | | | | | 1 | $3V_{dc}/4$ |
| 9L-SMC-SMC | 8 | $V_{dc}/2$ | 8 | $V_{dc}/2$ | 4 | $V_{dc}/4$ |
| | 8 | $V_{dc}/4$ | 8 | $V_{dc}/4$ | | |
| 9L-FC-SMC | 8 | $V_{dc}/2$ | 8 | $V_{dc}/2$ | 1 | $V_{dc}/2$ |
| | 4 | $V_{dc}/4$ | 4 | $V_{dc}/4$ | 2 | $V_{dc}/4$ |

Fonte: Próprio Autor.

Apesar de alguns semicondutores apresentarem uma tensão de bloqueio igual à metade da tensão do barramento $V_{dc}/2$, a topologia 9L-FC-SMC apresenta uma menor quantidade de componentes de potência em relação às topologias 9L-FC-FC e 9L-SMC-SMC. Este fator é um ponto atrativo da topologia 9L-FC-SMC, pois o número de componentes de potência implica diretamente nos custos, na eficiência e no tamanho do conversor. Contudo, a redução no número de componentes do conversor impacta na diminuição do número total de estados de comutação, restringindo o grau de liberdade da topologia na escolha dos estados de comutação para a regulação das tensões dos capacitores flutuantes.

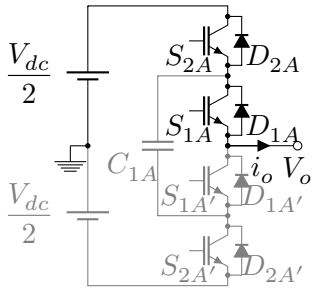
### 3.3.1 Análise dos Estados de Comutação

Assim como as outras topologias de ponte completa, o conversor 9L-FC-SMC permite que a análise dos estados de comutação seja realizada de forma independente para cada braço do conversor. O braço "A" do conversor 9L-FC-SMC é formado pela topologia 3L-FC que apresenta quatro estados de comutação.

O primeiro estado de comutação é apresentado na Figura 52. Neste estado de comutação somente os interruptores superiores estão habilitados a conduzir e a tensão sintetizada na saída do conversor é $V_{dc}/2$.

Figura 52 – Estados de comutação do conversor 3L-FC - Primeiro estado de comutação.

(a) Primeiro estado de comutação.

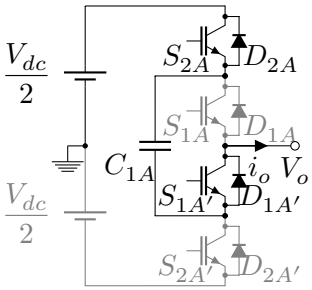



Fonte: Próprio Autor.

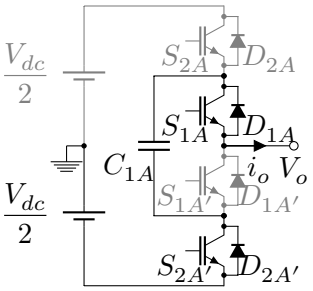
No segundo e terceiro estados de comutação somente um interruptor superior e, consequentemente, um interruptor inferior estão habilitados a conduzir[2], conforme mostra a Figura 53. Nos dois estados de comutação o nível de tensão sintetizado na saída do conversor é zero. Os estados de comutação têm influência na carga e descarga do capacitor flutuante, o que possibilita a regulação da tensão independentemente do sentido da corrente de saída.

Figura 53 – Estados de comutação do conversor 3L-FC Segundo e terceiro estados de comutação.

(a) Segundo estado de comutação.




(b) Terceiro estado de comutação.




Fonte: Próprio Autor.

O quarto estado de comutação sintetiza o nível de tensão $-V_{dc}/2$ como apresenta a Figura 54. Este estado não tem influência na carga e descarga do capacitor flutuante, uma vez que ambos os interruptores inferiores estão habilitados a conduzir e não existe circulação de corrente pelo capacitor flutuante da topologia 3L-FC.

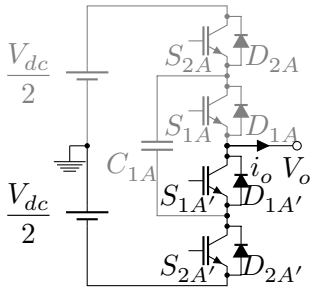
O braço "B" do conversor 9L-FC-SMC é formado pelo conversor 5L-SMC, que possui nove estados de comutação distintos. A análise dos estados de comutação do conversor 5L-SMC foi apresentada na Seção 3.2.1.

Portanto, o conversor 9L-FC-SMC sintetiza trinta e seis estados de comutação no total, que garante ao conversor um grau de liberdade elevado para a regulação das tensões dos capacitores flutuantes de ambos os braços.

[2]Os interruptores atuam em pares ($S_{kA}$ e $S_{kA'}$), e seus pulsos de comando são complementares.

Figura 54 – Estados de comutação do conversor 3L-FC - Quarto estado de comutação.

(a) Quarto estado de comutação.




Fonte: Próprio Autor.

### 3.3.2 Análise da Carga e Descarga dos Capacitores Flutuantes

A operação do conversor 9L-FC-SMC implica na carga e descarga dos capacitores flutuantes e compreender esta dinâmica é fundamental para o projeto do conversor.

A análise da carga e da descarga dos capacitores do conversor 9L-FC-SMC pode ser separada em duas: a análise que compreende ao capacitor flutuante do braço "A" e a que compreende aos capacitores flutuantes do braço "B".

A análise da carga e da descarga do capacitor flutuante para o braço "A" é a análise para um conversor $n$L-FC, apresentada na Seção 3.1.4.2. Desta forma, a corrente e a tensão do capacitor flutuante para o braço "A" da topologia 9L-FC-SMC são expressas pelas equações (3.3) e (3.4).

O braço "B" do conversor 9L-FC-SMC corresponde ao conversor 5L-SMC e a análise de carga e de descarga dos capacitores flutuantes foi abordada na Seção 3.2.2. Sendo assim, as equações (3.41) e (3.42) descrevem o comportamento da corrente e da tensão nos capacitores flutuantes do braço "B".

### 3.3.3 Técnica de Modulação Proposta Para o Conversor 9L-FC-SMC

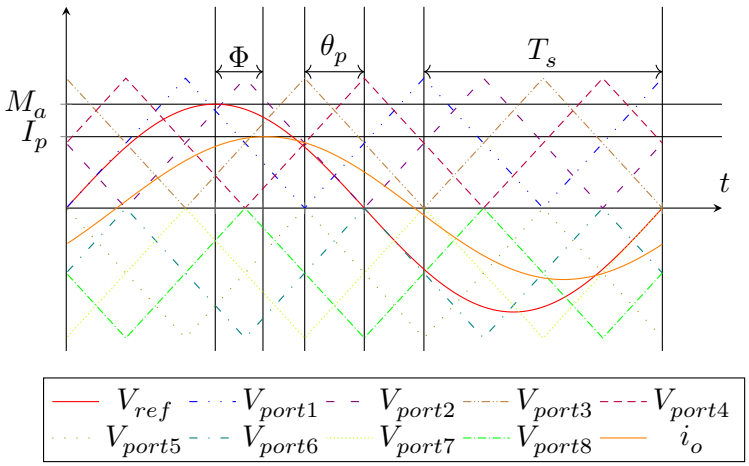
Devido às diferentes topologias de conversores utilizados em cada braço do conversor, o conversor FC-SMC exige uma técnica de modulação especialmente desenvolvida para atender às características desta topologia. A técnica de modulação deve garantir o equilíbrio das tensões nos capacitores flutuantes, ou seja, o valor da corrente média nos capacitores flutuantes deve ser igual a zero, assim como realizar o menor número de comutações possível, reduzindo as perdas por comutações. Uma técnica de modulação é proposta para o conversor FC-SMC, sendo uma derivação da técnica de modulação PS-PWM. A técnica proposta é denominada de modulação por largura de pulso com portadoras com deslocamento de fase híbrida (HPS-PWM)[3].

A técnica de modulação híbrida utiliza oito portadoras triangulares, sendo quatro superiores e quatro inferiores. As portadoras superiores possuem um nível médio positivo,

[3]Hybrid Phase Shift Modulation

de metade do seu valor máximo, e são defasadas entre si. As quatro portadoras inferiores também são defasadas e possuem um nível médio negativo, de metade do seu valor de pico. A técnica de modulação é apresentada na Figura 55.

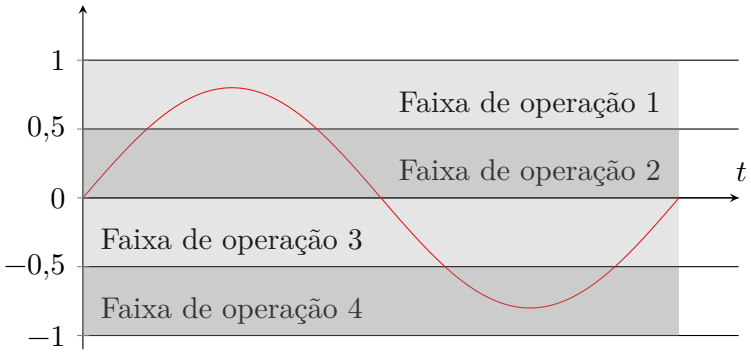
Figura 55 – Técnica de modulação HPS-PWM para o conversor 9L-FC-SMC.




Fonte: Próprio Autor.

A modulação híbrida proposta para o conversor 9L-FC-SMC tem quatro faixas de operação, conforme apresenta a Figura 56.

Figura 56 – Técnica de modulação HPS-PWM para o conversor 9L-FC-SMC - Faixas de Operação.




Fonte: Próprio Autor.

A primeira faixa de operação é para valores de $V_{ref} > 0{,}5$. Nesta faixa de operação somente o braço "B" do conversor é comandado. Os interruptores $S_{2B}$ e $S_{2B'}$ são comandados pelas portadoras $V_{port1}$ e $V_{port3}$ e os interruptores $S_{4B}$ e $S_{4B'}$[4] são comandados pelas portadoras $V_{port2}$ e $V_{port4}$. Ou seja, quando o valor do sinal de referência for menor que o valor do sinal de uma das portadoras $V_{port1}$ e $V_{port3}$, o interruptor $S_{2B}$ é habilitado a conduzir. Caso o valor do sinal de referência $V_{ref}$ seja maior que o valor do sinal das portadoras $V_{port1}$ e $V_{port3}$, o interruptor $S_{2B}$ não é habilitado a conduzir. A mesma regra

[4]Os interruptores $S_k$ e $S_{k'}$ são complementares

vale para o interruptor $S_{4B}$ e as portadoras $V_{port2}$ e $V_{port4}$. Já os interruptores $S_{1A}$ e $S_{2A}$ permanecem sempre habilitados a conduzir e os interruptores $S_{1B}$ e $S_{3B}$ encontram-se bloqueados.

A segunda faixa de operação compreende a região entre os valores de $0 \leq V_{ref} \leq 0{,}5$ e, assim como na primeira faixa de operação, o sinal referência somente intercepta as portadoras superiores. Entretanto, na segunda faixa de operação os semicondutores dos braços "A" e "B" são comandados. No braço "A" todos os interruptores comutam e no braço "B" somente os pares $S_{2B}$ e $S_{2B'}$, $S_{4B}$ e $S_{4B'}$ comutam. Contudo, para este caso, as portadoras $V_{port1}$ e $V_{port3}$ comandam os semicondutores $S_{1A}$, $S_{2B}$ e complementares. Caso o valor de referência seja maior que o sinal de uma das portadoras ($V_{port1}$ e $V_{port3}$) é atribuído o nível lógico alto[5] a $S_{1A}$ e nível lógico alto a $S_{2B}$. Se o valor do sinal de referência é menor que os valores dos sinais das portadoras $V_{port1}$ e $V_{port3}$ é atribuído o nível lógico baixo[6] a $S_{1A}$ e nível lógico baixo a $S_{2B}$. Esta mesma lógica de comando é empregada nos interruptores $S_{2A}$ e $S_{4B}$ quando o sinal de referência é comparado às portadoras $V_{port2}$ e $V_{port4}$. Assim como na primeira faixa de operação, os interruptores $S_{1B}$ e $S_{3B}$ estão bloqueados, ou seja, enquanto o sinal de referência possui valor maior que zero, os interruptores $S_{1B}$ e $S_{3B}$ não estão habilitados a conduzir.

Para valores de $0 \leq V_{ref} \leq 0{,}5$ é definida a terceira faixa de operação da modulação HPS-PWM. A terceira faixa de operação é semelhante à segunda faixa de operação, na qual os dois braços do conversor comutam simultaneamente. No braço "A" todos os interruptores comutam e no braço "B" somente os interruptores $S_{1B}$, $S_{3B}$ e complementares. Portanto, quando o sinal de referência é comparado às portadoras $V_{port5}$ e $V_{port7}$ comutam os semicondutores $S_{1A}$, $S_{1B}$ e interruptores complementares. Caso o valor do sinal de referência seja menor que o valor do sinal de uma das portadoras, $V_{port5}$ ou $V_{port7}$, é atribuído nível lógico baixo para os interruptores $S_{1A}$ e $S_{2B}$. Se o sinal de referência é maior que os valores das duas portadoras, $V_{port5}$ e $V_{port7}$, é atribuído nível lógico alto aos interruptores $S_{1A}$ e $S_{1B}$, ou seja, são habilitados a conduzir. A mesma lógica de comutação é destinada aos interruptores $S_{2A}$ e $S_{3B}$ quando o sinal de referência é comparado com as portadoras $V_{port6}$ e $V_{port8}$. Já os interruptores $S_{2B}$ e $S_{4B}$ devem estar habilitados a conduzir durante toda a terceira faixa de operação.

A quarta faixa de operação da modulação HPS-PWM corresponde à região de valores de $V_{ref}$ menor que $-0{,}5$. Esta faixa de operação é semelhante à primeira faixa de operação, pois somente interruptores do braço "B" comutam, no caso $S_{1B}$ e $S_{3B}$. Quando o valor do sinal de referência for menor que o valor de umas duas portadoras $V_{port5}$ e $V_{port7}$ o interruptor $S_{2B}$ é habilitado a conduzir. Caso contrário, o interruptor $S_{2B}$ é comandado a bloquear. Esta mesma lógica de comando é utilizada para o interruptor $S_{3B}$ para a comparação do sinal de referência com as portadoras $V_{port6}$ e $V_{port8}$. Já os

[5] O interruptor é habilitado à conduzir
[6] O interruptor é desabilitado à conduzir

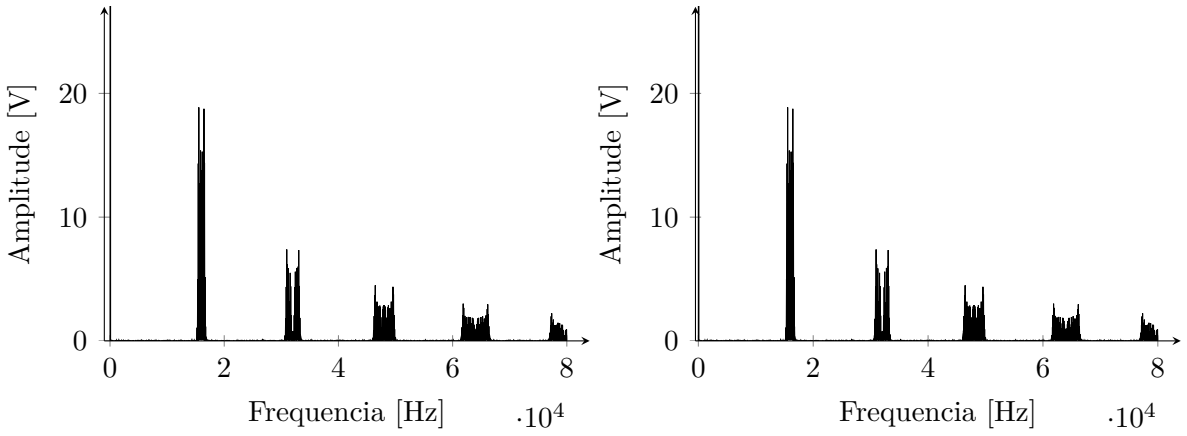
interruptores $S_{1A}$ e $S_{2A}$ permanecem sempre bloqueados e os interruptores $S_{2B}$ e $S_{4B}$ estão sempre habilitados a conduzir para a quarta faixa de operação.

O resultado final da técnica de modulação HPS-PWM é semelhante ao resultado obtido com a técnica de modulação PS-PWM. Entretanto, comparando as duas técnicas é possível identificar algumas diferenças. A Figura 57 apresenta a análise harmônica da tensão de saída resultante da técnica de modulação PS-PWM e da HPS-PWM utilizando dos mesmos parâmetros, apresentados na Tabela 6.

Figura 57 – Análise harmônica da tensão de saída do conversor 9L-FC-FC e do conversor 9L-FC-SMC.

(a) Conversor 9L-FC-FC utilizando da modulação PS-PWM.

(b) Conversor 9L-FC-SMC utilizando da modulação HPS-PWM.




Fonte: Próprio Autor.

Tabela 6 – Parâmetros de simulação das técnicas de modulação PS-PWM e da HPS-PWM.

| **Parâmetro** | **Valor** | **Descrição** |
|---|---|---|
| $V_{dc}$ | 400 V | Tensão total de barramento |
| $f_p$ | 2000 Hz | Frequência das portadoras - Modulação PS-PWM |
| $f_p$ | 4000 Hz | Frequência das portadoras - Modulação HPS-PWM |
| $f_o$ | 0 Hz | Frequência de saída |
| $M_a$ | 0,9 | Índice de modulação |

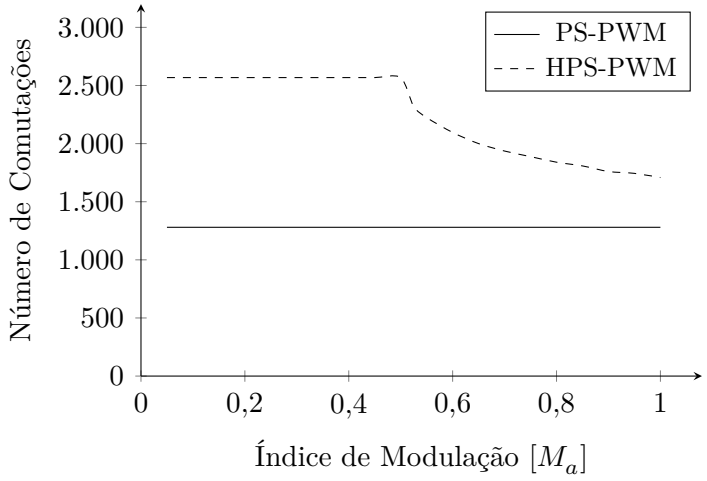
Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 57 pode-se observar que ambas as técnicas de modulação possuem espectro harmônico similar, com harmônicos em frequências e amplitude idênticas. Entretanto, a modulação HPS-PWM a presenta uma frequência das portadoras duas vezes maior que na PS-PWM. Uma vez que, na modulação PS-PWM as portadoras estão apenas defasadas em fase, resultando em um sinal com coeficientes significativos em oito vezes a frequência

das portadoras e nas frequências múltiplas, conforme mostra a Figura 57 (a). Na modulação HPS-PWM as portadoras estão divididas em dois grupos, nas portadoras superiores e inferiores, o que resulta em uma distribuição dos coeficientes significados próximos a quatro vezes a frequência das portadoras e nas frequências múltiplas, conforme mostra a Figura 57 (b).

Apesar da semelhança do espectro harmônico, a modulação HPS-PWM apresenta regiões com dupla comutação (comutação de dois semicondutor simultaneamente), apresentando um maior número de comutações. O número total de comutações em função do índice de modulação para as modulações PS-PWM e HPS-PWM em um ciclo completo do sinal de saída é apresentada na Figura 58.

Figura 58 – Número de comutações do conversor 9L-FC-FC e do conversor 9L-FC-SMC utilizando das modulações PS-PWM e HPS-PWM, respectivamente.




Fonte: Próprio Autor.

O maior número de comutações da modulação HPS-PWM impacta diretamente nas perdas de comutação e, possivelmente, elevando-as. Entretanto, a modulação HPS-PWM é utilizada no conversor 9L-FC-SMC que possui um menor número de semicondutores no caminho de correte que o conversor 9L-FC-FC que utilizada a modulação PS-PWM, resultando em menores perdas de condução.

### 3.3.4 Análise dos Esforços de Corrente nos Semicondutores do Conversor FC-SMC Utilizando da Técnica de Modulação HPS-PWM

Conhecendo a técnica de modulação utilizada no conversor 9L-FC-SMC e aplicando os mesmos critérios e condições apresentados na Seção 3.1.3 para a topologia FC, é possível equacionar os esforços sobre os semicondutores da topologia.

Os semicondutores do braço "A" do conversor 9L-FC-SMC apresentam os mesmos esforços de corrente devido a modulação ser derivada da modulação PS-PWM. Desta forma, somente é apresento o equacionamento para os semicondutores $S_{1A}$ e $D_{1A}$.

A razão cíclica para o interruptor $S_{1A}$ é dividida em quarto regiões. A região 1 compreende os valores de índice de modulação menor que 0,5, ou seja, para $M_a < 0{,}5$, e a razão cíclica em $S_{1A}$ para a região 1 é definida por

$$d_{S1A}(\varphi) = \begin{cases} 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \Phi \leq \varphi \leq \pi \\ 1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi \leq \varphi \leq \pi + \Phi. \end{cases} \tag{3.66}$$

A região 2 compreende os valores de índice de modulação maiores que 0,5 e de ângulo de defasagem $\Phi < \theta_f$ e pode ser expressa por

$$d_{S1A}(\varphi) = \begin{cases} 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \Phi \leq \varphi \leq \theta_f \\ 1 & \theta_f \leq \varphi \leq \pi - \theta_f \\ 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi - \theta_f \leq \varphi \leq \pi \\ 1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi \leq \varphi \leq \pi + \Phi, \end{cases} \tag{3.67}$$

sendo que, $\theta_f = \arccos\left(\frac{1}{2 \cdot M_a}\right)$.

A terceira região abrange valores de índice de modulação maiores que 0,5 e de ângulo de defasagem $\theta_f < \Phi < \pi - \theta_f$ , e pode ser estabelecida por

$$d_{S1A}(\varphi) = \begin{cases} 1 & \Phi \leq \varphi \leq \pi - \theta_f \\ 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi - \theta_f \leq \varphi \leq \pi \\ 1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi \leq \varphi \leq \pi + \theta_f. \end{cases} \tag{3.68}$$

A região 4 é definida para valores de índice de modulação maiores que 0,5 e de ângulo de defasagem $\pi - \theta_f < \Phi < \pi$ , e expressa por

$$d_{S1A}(\varphi) = \begin{cases} 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \Phi \leq \varphi \leq \pi \\ 1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi \leq \varphi \leq \pi + \theta_f \\ 1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & 2\pi - \theta_f \leq \varphi \leq \pi + \Phi. \end{cases} \tag{3.69}$$

As razões cíclicas para o interruptor $S_{1A}$ são utilizadas nas equações (3.9) e (3.10), definindo os valores médio e eficaz de corrente do interruptor para as quatro regiões de operação.

Na região 1 o valor médio da corrente no interruptor $S_{1A}$ é definido por

$$I_{S1A_{avg}} = \frac{1}{2\pi} \left\{ \begin{array}{l} \displaystyle\int_{\Phi}^{\pi} \left\{ [2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi)] \cdot \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right] \right\} d\varphi \\ \\ + \displaystyle\int_{\pi}^{\phi+\pi} \left\{ [1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi)] \cdot \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right] \right\} d\varphi \end{array} \right\}, \tag{3.70}$$

e o valor eficaz de corrente em $S_{1A}$ é expresso por

$$I_{S1A_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\left\{\begin{array}{l}\displaystyle\int_{\Phi}^{\pi}\left\{\left[2\cdot M_a\cdot \mathrm{sen}(\varphi)\right]\cdot\left[I_p\cdot \mathrm{sen}\left(\varphi-\Phi\right)\right]^2\right\}d\varphi \\ \\ \displaystyle+\int_{\pi}^{\phi+\pi}\left\{\left[1+2\cdot M_a\cdot \mathrm{sen}(\varphi)\right]\cdot\left[I_p\cdot \mathrm{sen}\left(\varphi-\Phi\right)\right]^2\right\}d\varphi\end{array}\right\}}. \tag{3.71}$$

Revolvendo as integrais e realizando algumas manipulações, obtém-se que

$$I_{S1A_{avg}} = \frac{I_p}{2}\left[Ma\cdot\cos(\Phi)+\frac{1-\cos(\Phi)}{\pi}\right], \tag{3.72}$$

e

$$I_{S1A_{rms}} = I_p\sqrt{\frac{4\cdot Ma\cdot\cos(\Phi)}{3\pi}+\frac{\mathrm{sen}(\Phi)\cdot\cos(\Phi)-\Phi}{4\pi}}. \tag{3.73}$$

Para a região 2 utiliza-se do mesmo desenvolvimento da região 1 e os valores médio e eficaz de corrente no semicondutor $S_{1A}$ são expressos por

$$I_{S1A_{avg}} = \frac{I_p}{\pi}\left[Ma\cdot\cos(\Phi)\cdot\theta_f+\frac{C_1\cdot\cos(\Phi)-2\cdot\cos(\Phi)+2}{4}\right], \tag{3.74}$$

e

$$I_{S1A_{rms}} = \frac{I_p}{2}\sqrt{\frac{1}{6\pi}\left\{\begin{array}{l}4\cdot M_a\left[\begin{array}{l}2\cdot\cos^2(\Phi)\cdot(C1-1)\\ \\ +8\cdot\cos(\Phi)+\cos(2\Phi)-2\cdot C_1+1\end{array}\right] \\ \\ +6\left[-\mathrm{sen}(\Phi)\cdot\cos(\Phi)-2\cdot\theta_f+\Phi+\pi\right] \\ \\ +\dfrac{C_1\left[2\cdot\cos^2(\Phi)-1\right]}{M_a}\end{array}\right\}}, \tag{3.75}$$

sendo que

$$C_1 = \sqrt{\frac{4\cdot {M_a}^2-1}{{M_a}^2}}. \tag{3.76}$$

Seguindo o desenvolvimento apresentado, são definidos os valores médio e eficaz de corrente no semicondutor $S_{1A}$ para a região 3, dados por

$$I_{S1A_{avg}} = \frac{I_p}{\pi}\left[Ma\cdot\cos(\Phi)\cdot\theta_f+\frac{C_1\cdot\cos(\Phi)-2\cdot\cos(\Phi)+2}{4\pi}\right], \tag{3.77}$$

e

$$I_{S1A_{rms}} = \frac{I_p}{2}\sqrt{\frac{1}{\pi}\left\{\cos(\Phi)\cdot\mathrm{sen}(\Phi)-\Phi-\pi-\frac{\cos(\Phi)\cdot\mathrm{sen}(\Phi)}{3\cdot {M_a}^2}\right\}}. \tag{3.78}$$

Para a região 4, os valores médio e eficaz de corrente no interruptor $S_{1A}$ são

definidos por

$$I_{S1A_{avg}} = \frac{I_p}{\pi}\left[Ma \cdot \cos(\Phi) \cdot \theta_f + \frac{C_1 \cdot \cos(\Phi) - 2 \cdot \cos(\Phi) + 2}{4\pi}\right], \tag{3.79}$$

e

$$I_{S1A_{rms}} = \frac{I_p}{2}\sqrt{\frac{1}{6\pi}\left\{\begin{array}{l} 4 \cdot M_a \left[\begin{array}{l} 2 \cdot \cos^2(\Phi) \cdot (C1 - 1) \\ \\ + 8 \cdot \cos(\Phi) + \cos(2\Phi) + 2 \cdot C_1 + 1 \end{array}\right] \\ \\ + 6\left[-\text{sen}(\Phi) \cdot \cos(\Phi) + 2 \cdot \theta_f + \Phi - \pi\right] \\ \\ + \dfrac{C_1\left[1 - 2 \cdot \cos^2(\Phi)\right]}{M_a} \end{array}\right\}}. \tag{3.80}$$

Para a definição dos valores médio e eficaz de corrente no diodo $D_{1A}$, utilizam-se os mesmos passos empregados para o interruptor $S_{1A}$. Portanto, a razão cíclica do diodo $D_{1A}$ também é dividida em quarto regiões. A primeira região compreende os valores de índice de modulação menores que 0,5, e a razão cíclica do diodo $D_{1A}$ é definida por

$$d_{D1A}(\varphi) = \begin{cases} 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & 0 \leq \varphi \leq \Phi \\ 1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi + \Phi \leq \varphi \leq 2\pi. \end{cases} \tag{3.81}$$

Para a região 2, onde os valores do índice de modulação são maiores que 0,5 e de ângulo de defasagem $\Phi < \theta_f$, a razão cíclica do diodo $D_{1A}$ é expressa por

$$d_{D1A}(\varphi) = \begin{cases} 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & 0 \leq \varphi \leq \Phi \\ 1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi + \Phi \leq \varphi \leq \pi + \theta_f \\ 1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & 2\pi - \theta_f \leq \varphi \leq \pi + \Phi. \end{cases} \tag{3.82}$$

A terceira região é dada para valores do índice de modulação maiores que 0,5 e de ângulo de defasagem $\theta_f < \Phi < \pi - \theta_f$ , e a razão cíclica no diodo $D_{1A}$ pode ser expressa por

$$d_{D1A}(\varphi) = \begin{cases} 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & 0 \leq \varphi \leq \theta_f \\ 1 & \theta_f \leq \varphi \leq \Phi \\ 1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & 2\pi - \theta_f \leq \varphi \leq 2\pi, \end{cases} \tag{3.83}$$

A região 4 é definida para valores do índice de modulação maiores que 0,5 e de

ângulo de defasagem $\pi - \theta_f < \Phi < \pi$, e a razão cíclica no diodo $D_{1A}$ é dada por

$$d_{D1A}(\varphi) = \begin{cases} 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & 0 \leq \varphi \leq \theta_f \\ 1 & \theta_f \leq \varphi \leq \pi - \theta_f \\ 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi - \theta_f \leq \varphi \leq \Phi \\ 1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & 2\pi - \theta_f \leq \varphi \leq 2\pi. \end{cases} \tag{3.84}$$

Definidas as razões cíclicas para o diodo $D_{1A}$ para cada região, utiliza-se das equações (3.9) e (3.10) para definir os valores médio e eficaz de corrente no diodo para as quatro regiões de operação. Na região 1, o valor médio da corrente no diodo $D_{1A}$ é definido por

$$I_{D1A_{avg}} = \frac{1}{2\pi} \left\{ \begin{array}{l} \displaystyle\int_0^{\Phi} \left\{ [2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi)] \cdot \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right] \right\} d\varphi \\ \\ \displaystyle + \int_{\pi+\Phi}^{2\pi} \left\{ [1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi)] \cdot \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right] \right\} d\varphi \end{array} \right\}, \tag{3.85}$$

e o valor eficaz de corrente em $D_{1A}$, expresso por

$$I_{D1A_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \begin{array}{l} \displaystyle\int_0^{\Phi} \left\{ [2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi)] \cdot \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right]^2 \right\} d\varphi \\ \\ \displaystyle + \int_{\pi+\Phi}^{2\pi} \left\{ [1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi)] \cdot \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right]^2 \right\} d\varphi \end{array} \right\}}. \tag{3.86}$$

Revolvendo as integrais e realizando algumas manipulações, obtêm-se

$$I_{D1A_{avg}} = \frac{I_p}{2} \left[ Ma \cdot \cos(\Phi) - \frac{1 + \cos(\Phi)}{\pi} \right], \tag{3.87}$$

e

$$I_{D1A_{rms}} = I_p \sqrt{\frac{-4 \cdot Ma \cdot \cos(\Phi)}{3\pi} + \frac{\text{sen}(\Phi) \cdot \cos(\Phi) - \Phi + \pi}{4\pi}}. \tag{3.88}$$

Para a região 2, os valores médio e eficaz de corrente no diodo $D_{1A}$ são expressos por

$$I_{D1A_{avg}} = \frac{-I_p}{\pi} \left[ Ma \cdot \cos(\Phi) \cdot \theta_f + \frac{C_1 \cdot \cos(\Phi) - 2 \cdot \cos(\Phi) - 2}{4} \right], \tag{3.89}$$

e

$$I_{D1A_{rms}} = \frac{I_p}{2}\sqrt{\frac{1}{6\pi}\left\{\begin{array}{l} 4\cdot M_a\left[\begin{array}{l} 2\cdot\cos^2(\Phi)\cdot(C1-1) \\ \\ -8\cdot\cos(\Phi)+\cos(2\Phi)+2\cdot C_1+1\end{array}\right] \\ \\ +6\left[\mathrm{sen}(\Phi)\cdot\cos(\Phi)+2\cdot\theta_f-\Phi\right] \\ \\ +\dfrac{C_1\left[1-2\cdot\cos^2(\Phi)\right]}{M_a}\end{array}\right\}}. \tag{3.90}$$

Na região 3 os valores médio e eficaz de corrente no semicondutor $D_{1A}$ são definidos por

$$I_{D1A_{avg}} = \frac{-I_p}{\pi}\left[Ma\cdot\cos(\Phi)\cdot\theta_f+\frac{C_1\cdot\cos(\Phi)-2\cdot\cos(\Phi)-2}{4\pi}\right], \tag{3.91}$$

e

$$I_{D1A_{rms}} = \frac{I_p}{2}\sqrt{\frac{1}{\pi}\left\{\Phi-\cos(\Phi)\cdot\mathrm{sen}(\Phi)+\frac{\cos(\Phi)\cdot\mathrm{sen}(\Phi)}{3\cdot {M_a}^2}\right\}}. \tag{3.92}$$

Para a região 4, os valores médio e eficaz de corrente do interruptor $D_{1A}$ são definidos por

$$I_{D1A_{avg}} = \frac{-I_p}{\pi}\left[Ma\cdot\cos(\Phi)\cdot\theta_f+\frac{C_1\cdot\cos(\Phi)-2\cdot\cos(\Phi)-2}{4\pi}\right], \tag{3.93}$$

e

$$I_{D1A_{rms}} = \frac{{I_p}^2}{2}\sqrt{\frac{1}{6\pi}\left\{\begin{array}{l} 4\cdot M_a\left[\begin{array}{l} -2\cdot\cos^2(\Phi)\cdot(C1+1) \\ \\ -8\cdot\cos(\Phi)+\cos(2\Phi)-2\cdot C_1+1\end{array}\right] \\ \\ +6\left[\mathrm{sen}(\Phi)\cdot\cos(\Phi)-2\cdot\theta_f-\Phi+2\pi\right] \\ \\ +\dfrac{C_1\left[2\cdot\cos^2(\Phi)-1\right]}{M_a}\end{array}\right\}}. \tag{3.94}$$

Para o dimensionamento dos componentes do braço "B" da topologia 9L-FC-SMC é utilizada a mesma metodologia empregada para o braço "A". Os semicondutores podem ser divididos em duas categorias: os semicondutores externos, por exemplo, $S_{1B}$ e $D_{2B'}$; e os semicondutores internos, por exemplo, $S_{2B}$ e $D_{3B'}$.

Devido à simetria vertical da técnica de modulação HPS-PWM, os interruptores externos e diodos externos do braço "B" do conversor têm os mesmos valores médio e eficaz de corrente. Desta forma, analisado somente um interruptor externo, um interruptor interno e um diodo externo do braço "B" obtêm-se todos os esforços de corrente pela topologia.

A análise dos esforços nos semicondutores consiste inicialmente na definição da

razão cíclica. A razão cíclica do interruptor $S_{1B}$ é definida através da observação das faixas de comutação apresentadas nas Figuras 55 e 56.

A razão cíclica para a primeira região de operação é para valores do índice de modulação menores que 0,5, expressa por

$$d_{S1B}(\varphi) = \left\{ \; 1 + 2 \cdot M_a \cdot \mathrm{sen}(\varphi) \quad \pi + \Phi \leq \varphi \leq 2\pi. \right. \tag{3.95}$$

Para a região 2 na qual os valores do índice de modulação são maiores que 0,5 e ângulo de defasagem $\Phi < \theta_f$, a razão cíclica é dada por

$$d_{S1B}(\varphi) = \begin{cases} 1 + 2 \cdot M_a \cdot \mathrm{sen}(\varphi) & \pi + \Phi \leq \varphi \leq \pi + \theta_f \\ -1 - 2 \cdot M_a \cdot \mathrm{sen}(\varphi) & \pi + \theta_f \leq \varphi \leq 2\pi - \theta_f \\ 1 + 2 \cdot M_a \cdot \mathrm{sen}(\varphi) & 2\pi - \theta_f \leq \varphi \leq 2\pi. \end{cases} \tag{3.96}$$

A terceira região é dada para valores do índice de modulação maiores que 0,5 e de ângulo de defasagem $\theta_f < \Phi < \pi - \theta_f$ , e a razão cíclica do interruptor $S_{1B}$ pode ser estabelecida por

$$d_{S1B}(\varphi) = \begin{cases} -1 - 2 \cdot M_a \cdot \mathrm{sen}(\varphi) & \pi + \Phi \leq \varphi \leq 2\pi - \theta_f \\ 1 + 2 \cdot M_a \cdot \mathrm{sen}(\varphi) & 2\pi - \theta_f \leq \varphi \leq 2\pi. \end{cases} \tag{3.97}$$

Na região 4, a razão cíclica de $S_{1B}$ é expressa por

$$d_{S1B}(\varphi) = \left\{ \; 1 + 2 \cdot M_a \cdot \mathrm{sen}(\varphi) \quad \pi + \Phi \leq \varphi \leq 2\pi. \right. \tag{3.98}$$

Determinadas as razões cíclicas para o interruptor $S_{1B}$ e substituindo nas equações (3.9) e (3.10), são definidos os valores médio e eficaz de corrente no interruptor para as quatro regiões de operação. Para a região 1, o valor médio da corrente no interruptor $S_{1B}$ é definido por

$$I_{S1B_{avg}} = \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_{\Phi}^{\pi} \left\{ [1 + 2 \cdot M_a \cdot \mathrm{sen}(\varphi)] \cdot \left[ I_p \cdot \mathrm{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right] \right\} d\varphi \right\}, \tag{3.99}$$

e o valor eficaz de corrente em $S_{1B}$, expresso por

$$I_{S1B_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \int_{\Phi}^{\pi} \left\{ [1 + 2 \cdot M_a \cdot \mathrm{sen}(\varphi)] \cdot \left[ I_p \cdot \mathrm{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right]^2 \right\} d\varphi \right\}}. \tag{3.100}$$

Revolvendo as integrais e realizando algumas manipulações, obtém-se que

$$I_{S1B_{avg}} = \frac{I_p}{2\pi} \left\{ Ma \left[ (\Phi - \pi) \cdot \cos(\Phi) - \mathrm{sen}(\Phi) \right] + \cos(\Phi) + 1 \right\}, \tag{3.101}$$

e

$$I_{S1B_{rms}} = I_p\sqrt{\frac{-Ma\left[cos(\Phi)+1\right]^2}{3\pi} + \frac{\text{sen}(\Phi)\cdot\cos(\Phi)+\pi-\Phi}{4\pi}}. \tag{3.102}$$

Na Região 2 os valores médio e eficaz de corrente em $S_{1B}$ são definidos através de

$$I_{S1B_{avg}} = \frac{I_p}{2\pi}\left\{M_a\left[\left(\Phi - 4\cdot\theta_f + \pi\right)\cos(\Phi) - \text{sen}(\Phi)\right] + (1-C_1)\cos(\Phi) + 1\right\}, \tag{3.103}$$

e

$$I_{S1B_{rms}} = \frac{I_p}{2}\sqrt{\frac{1}{3\pi}\left\{\begin{array}{l} 4\cdot M_a\left[\cos^2(\Phi)\cdot(2\cdot C1-1) - 2\cdot\cos(\Phi) + 2\cdot C_1 - 1\right] \\ \\ +3\left[\text{sen}(\Phi)\cdot\cos(\Phi) + 4\cdot\theta_f - \Phi - \pi\right] + \dfrac{C_1\left[-2\cdot\cos^2(\Phi)+1\right]}{M_a} \end{array}\right\}}, \tag{3.104}$$

ressaltando que

$$C_1 = \sqrt{\frac{4\cdot {M_a}^2 - 1}{{M_a}^2}}. \tag{3.105}$$

Desta forma, define-se também os valores médio e eficaz de corrente no semicondutor $S_{1B}$ para a região 3, descritos por

$$I_{S1B_{avg}} = \frac{I_p}{4\pi}\left\{\begin{array}{l} 2\cdot M_a\left[\left(\pi - \Phi - 2\cdot\theta_f\right)\cos(\Phi) + \text{sen}(\Phi)\right] \\ \\ +(2-C_1)\cos(\Phi) - 2 + \dfrac{\text{sen}(\Phi)}{M_a} \end{array}\right\}, \tag{3.106}$$

e

$$I_{S1B_{rms}} = \frac{I_p}{2}\sqrt{\frac{1}{6\pi}\left\{\begin{array}{l} 8\cdot M_a\left[\cos^2(\Phi)\cdot(C1-1) + 2\cdot\cos(\Phi) + C_1 - 1\right] \\ \\ +6\left[-\text{sen}(\Phi)\cdot\cos(\Phi) + 2\cdot\theta_f + \Phi - \pi\right] \\ \\ +\dfrac{C_1\left[-2\cdot\cos^2(\Phi)+1\right]}{M_a} + \dfrac{2\cdot\cos(\Phi)\cdot\text{sen}(\Phi)}{{M_a}^2} \end{array}\right\}}. \tag{3.107}$$

Os valores médio e eficaz de corrente do interruptor $S_{1B}$ na região 4 são definidos por

$$I_{S1B_{avg}} = \frac{I_p}{2\pi}\left\{Ma\left[(\Phi-\pi)\cos(\Phi) - \text{sen}(\Phi)\right] + \cos(\Phi) + 1\right\}, \tag{3.108}$$

e

$$I_{S1B_{rms}} = \frac{I_p}{2}\sqrt{\frac{1}{3\pi}\left\{-4\cdot M_a\left[\cos(\Phi)+1\right]^2 + 3\left[\text{sen}(\Phi)\cdot\cos(\Phi) - \Phi + \pi\right]\right\}}. \tag{3.109}$$

De forma análoga ao cálculo realizado para os interruptores, define-se as equações da razão cíclica dos diodos externos do braço “B” conforme a região de operação do

conversor. A razão cíclica do diodo $D_{1B}$ para a região 1 é definida por

$$d_{D1B}(\varphi) = \left\{ \; 1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) \quad \pi \leq \varphi \leq 2\pi + \Phi, \right. \tag{3.110}$$

Para a região 2, onde o índice de modulação é maior que 0,5 e $\Phi < \theta_f$, a razão cíclica no diodo $D_{1B}$ é expressa por

$$d_{D1B}(\varphi) = \left\{ \; 1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) \quad \pi \leq \varphi \leq 2\pi + \Phi. \right. \tag{3.111}$$

Para valores do índice de modulação maiores que 0,5 e de ângulo de defasagem $\theta_f < \Phi < \pi - \theta_f$ é definida a região 3, e a razão cíclica no diodo $D_{1B}$ é descrita por

$$d_{D1B}(\varphi) = \begin{cases} 1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi \leq \varphi \leq \pi + \theta_f \\ -1 - 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi + \theta_f \leq \varphi \leq \pi + \Phi. \end{cases} \tag{3.112}$$

A região 4 é definida para valores do índice de modulação maiores que 0,5 e de ângulo de defasagem $\pi - \theta_f < \Phi < \pi$, sendo a razão cíclica no diodo $D_{1B}$ é expressa por

$$d_{D1B}(\varphi) = \begin{cases} 1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi \leq \varphi \leq \pi + \theta_f \\ -1 - 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi + \theta_f \leq \varphi \leq 2\pi - \theta_f \\ 1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & 2\pi - \theta_f \leq \varphi \leq \pi + \Phi. \end{cases} \tag{3.113}$$

Substituindo a razão cíclica definida para o diodo $D_{1A}$ nas equações (3.9) e (3.10), determinam-se os valores médio e eficaz de corrente no diodo $D_{1B}$ para as quatro regiões de operação.

Para a região 1 os valores médio e eficaz de corrente no diodo $D_{1B}$ são definidos por

$$I_{D1B_{avg}} = \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_{\Phi}^{\pi} \left\{ [1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi)] \cdot \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right] \right\} d\varphi \right\}, \tag{3.114}$$

e

$$I_{D1B_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \int_{\Phi}^{\pi} \left\{ [1 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi)] \cdot \left[ I_p \cdot \text{sen}\left(\varphi - \Phi\right) \right]^2 \right\} d\varphi \right\}}. \tag{3.115}$$

Revolvendo as integrais e realizando algumas manipulações, obtém-se as expressões que definem os valores médio e eficaz de corrente no diodo $D_{1B}$, dado por

$$I_{D1B_{avg}} = \frac{I_p}{2\pi} \left\{ Ma \left[ \Phi \cdot \cos(\Phi) - \text{sen}(\Phi) \right] - \cos(\Phi) + 1 \right\}, \tag{3.116}$$

e

$$I_{D1B_{rms}} = I_p\sqrt{\frac{-Ma\left[cos(\Phi)-1\right]^2}{3\pi}+\frac{-\text{sen}(\Phi)\cdot\cos(\Phi)+\Phi}{4\pi}}. \tag{3.117}$$

Para a região 2, os valores médio e eficaz de corrente no diodo $D_{1B}$ são definidos através de

$$I_{D1B_{avg}} = \frac{I_p}{2\pi}\left\{Ma\left[\Phi\cdot\cos(\Phi)-\text{sen}(\Phi)\right]-\cos(\Phi)+1\right\}, \tag{3.118}$$

e

$$I_{D1B_{rms}} = I_p\sqrt{\frac{-Ma\left[cos(\Phi)-1\right]^2}{3\pi}+\frac{-\text{sen}(\Phi)\cdot\cos(\Phi)+\Phi}{4\pi}}. \tag{3.119}$$

Seguindo a metodologia, os valores médio e eficaz de corrente no diodo $D_{1B}$ para a região 3 são definidos por

$$I_{DS1B_{avg}} = \frac{I_p}{4\pi}\left\{\begin{array}{l} 2\cdot Ma\left[(2\cdot C_1-\phi)\cos(\Phi)+\text{sen}(\Phi)\right] \\ \\ +(C_1-2)\cos(\Phi)-2+\dfrac{\text{sen}(\Phi)}{M_a} \end{array}\right\}, \tag{3.120}$$

e

$$I_{D1B_{rms}} = \frac{I_p}{2}\sqrt{\frac{1}{6\pi}\left\{\begin{array}{l} 8\cdot M_a\left[\cos^2(\Phi)\cdot(C1-1)-2\cdot\cos(\Phi)+C_1-1\right] \\ \\ +6\left[\text{sen}(\Phi)\cdot\cos(\Phi)+2\cdot\theta_f-\Phi\right] \\ \\ +\dfrac{C_1\left[-2\cdot\cos^2(\Phi)+1\right]}{M_a}+\dfrac{2\cdot\cos(\Phi)\cdot\text{sen}(\Phi)}{{M_a}^2} \end{array}\right\}}. \tag{3.121}$$

Na região 4, os valores médio e eficaz de corrente no diodo $D_{1B}$ são dados por

$$I_{DS1B_{avg}} = \frac{I_p}{2\pi}\left\{\begin{array}{l} -Ma\left[(-4\cdot C_1-\phi+2\cdot\pi)\cos(\Phi)+\text{sen}(\Phi)\right] \\ \\ +(C_1-1)\cos(\Phi)+1 \end{array}\right\}, \tag{3.122}$$

e

$$I_{D1B_{rms}} = \frac{I_p}{2}\sqrt{\frac{1}{3\pi}\left\{\begin{array}{l} 4\cdot M_a\left[\cos^2(\Phi)\cdot(2\cdot C1-1)+2\cdot\cos(\Phi)+2\cdot C_1-1\right] \\ \\ +3\left[-\text{sen}(\Phi)\cdot\cos(\Phi)+4\cdot\theta_f+\Phi-2\cdot\pi\right] \\ \\ +\dfrac{C_1\left[-2\cdot\cos^2(\Phi)+1\right]}{M_a} \end{array}\right\}}. \tag{3.123}$$

Como última análise dos esforços nos semicondutores do conversor 9L-FC-SMC, são definidos os valores médio e eficaz para os interruptores e diodos internos do braço "B". Devido à técnica de modulação HPS-PWM, os esforços em todos os semicondutores internos são idênticos e, portanto, toda a análise realizada para o interruptor $S_{2B}$ é válida

para os demais interruptores e diodos internos da estrutura.

Para a análise dos esforços de corrente sobre o semicondutor $S_{2B}$, inicialmente, definem-se as razões cíclicas no semicondutor para as quatro regiões de operação do conversor. Para a região 1, a razão cíclica em $S_{2B}$ é expressa por

$$d_{S2B}(\varphi) = \begin{cases} 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \Phi \leq \varphi \leq 2\pi \\ -2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi \leq \varphi \leq 2\pi + \Phi. \end{cases} \tag{3.124}$$

Na região 2, que $M_a > 0{,}5$ e $\Phi < \theta_f$, a razão cíclica em $S_{2B}$ é definida por

$$d_{S2B}(\varphi) = \begin{cases} 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \Phi \leq \varphi \leq \theta_f \\ 2 - 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \theta_f \leq \varphi \leq \pi - \theta_f \\ 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi - \theta_f \leq \varphi \leq \pi \\ -2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi \leq \varphi \leq \pi + \Phi. \end{cases} \tag{3.125}$$

Na região 3, que o índice de modulação é 0,5 e de ângulo de defasagem $\theta_f < \Phi < \pi - \theta_f$, e a razão cíclica em $S_{2B}$ é descrita por

$$d_{S2B}(\varphi) = \begin{cases} 2 - 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \Phi \leq \varphi \leq \pi - \theta_f \\ 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi - \theta_f \leq \varphi \leq \pi \\ -2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi \leq \varphi \leq \pi + \theta_f \\ 2 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi + \theta_f \leq \varphi \leq \pi + \Phi, \end{cases} \tag{3.126}$$

A região 4 é definida para valores do índice de modulação maiores que 0,5 e de ângulo de defasagem $\pi - \theta_f < \Phi < \pi$ e a razão cíclica em $S_{2B}$ é dada por

$$d_{S2B}(\varphi) = \begin{cases} 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \Phi \leq \varphi \leq \pi \\ -2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi \leq \varphi \leq \pi + \theta_f \\ 2 + 2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi + \theta_f \leq \varphi \leq \pi + \theta_f \\ -2 \cdot M_a \cdot \text{sen}(\varphi) & \pi + \theta_f \leq \varphi \leq \pi + \Phi. \end{cases} \tag{3.127}$$

Definidas as razões cíclicas para o interruptor $S_{2B}$ e substituindo-as nas equações (3.9) e (3.10), são definidos os valores médio e eficaz de corrente no interruptor para as quatro regiões de operação. Para a região 1, o valor médio da corrente no interruptor $S_{2B}$

é definido por

$$I_{S2B_{avg}} = \frac{1}{2\pi}\left\{\begin{array}{l}\displaystyle\int_{\Phi}^{\pi}\left\{\left[2\cdot M_a\cdot \text{sen}(\varphi)\right]\cdot\left[I_p\cdot \text{sen}\left(\varphi-\Phi\right)\right]\right\}d\varphi \\ \\ \displaystyle+\int_{\pi}^{\pi+\Phi}\left\{\left[-2\cdot M_a\cdot \text{sen}(\varphi)\right]\cdot\left[I_p\cdot \text{sen}\left(\varphi-\Phi\right)\right]\right\}d\varphi\end{array}\right\}, \tag{3.128}$$

e o valor eficaz de corrente em $S_{2B}$, expresso por

$$I_{S2B_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\left\{\begin{array}{l}\displaystyle\int_{\Phi}^{\pi}\left\{\left[2\cdot M_a\cdot \text{sen}(\varphi)\right]\cdot\left[I_p\cdot \text{sen}\left(\varphi-\Phi\right)\right]^2\right\}d\varphi \\ \\ \displaystyle\int_{\pi}^{\pi+\Phi}\left\{\left[-2\cdot M_a\cdot \text{sen}(\varphi)\right]\cdot\left[I_p\cdot \text{sen}\left(\varphi-\Phi\right)\right]^2\right\}d\varphi\end{array}\right\}}. \tag{3.129}$$

Revolvendo as integrais e realizando algumas manipulações, obtêm-se

$$I_{S2B_{avg}} = \frac{I_p\cdot M_a}{2\pi}\left[(2\cdot\Phi+\pi)\cdot\cos(\Phi)+2\cdot\text{sen}(\Phi)\right], \tag{3.130}$$

e

$$I_{S2B_{rms}} = \frac{I_p}{3}\sqrt{\frac{3\cdot Ma\left[cos(2\Phi)+3\right]}{\pi}}. \tag{3.131}$$

Na Região 2, os valores médio e eficaz de corrente do interruptor $S_{2B}$ são definidos através de

$$I_{S2B_{avg}} = \frac{I_p}{2\pi}\left\{Ma\left[\left(4\cdot\theta_f-2\cdot\phi-\pi\right)\cos(\Phi)+2\cdot\text{sen}(\Phi)\right]+C_1\cos(\Phi)\right\}, \tag{3.132}$$

e

$$I_{S2B_{rms}} = \frac{I_p}{2}\sqrt{\frac{1}{3\pi}\left\{\begin{array}{l}-4\cdot M_a\left[2\cdot C_1\cdot\cos^2(\Phi)-3-\cos(2\cdot\Phi)+2\cdot C_1\right] \\ \\ +6\left[\pi-2\cdot\theta_f\right]+\dfrac{C_1\left[2\cdot\cos^2(\Phi)-1\right]}{M_a}\end{array}\right\}}. \tag{3.133}$$

Na região 3, os valores médio e eficaz de corrente no semicondutor $S_{2B}$ são descritos por

$$I_{S2B_{avg}} = \frac{I_p}{2\pi}\left\{Ma\left[(2\cdot\phi-\pi)\cos(\Phi)+2\cdot\text{sen}(\Phi)\right]+C_1\cdot\cos(\Phi)\right\}, \tag{3.134}$$

e

$$I_{S2B_{rms}} = \frac{I_p}{2}\sqrt{\frac{1}{3\pi}\left\{\begin{array}{l} 4\cdot M_a\left[-2\cdot C_1\cdot\cos^2(\Phi)+\cos(2\cdot\Phi)-2\cdot C_1+3\right] \\ \\ +6\left[\pi-2\theta_f\right]+\dfrac{C_1\left[2\cdot\cos^2(\Phi)-1\right]}{M_a}\end{array}\right\}}. \quad (3.135)$$

Os valores médio e eficaz de corrente do interruptor $S_{2B}$ na região 4 são definidos por

$$I_{S2B_{avg}} = \frac{I_p}{2\pi}\left\{Ma\left[\left(3\pi-2\cdot\Phi-4\cdot\theta_f\right)\cos(\Phi)+2\cdot\text{sen}(\Phi)\right]-C_1\cdot\cos(\Phi)\right\}, \quad (3.136)$$

e

$$I_{S2B_{rms}} = \frac{I_p}{2}\sqrt{\frac{1}{3\pi}\left\{\begin{array}{l} -4\cdot M_a\left[+2\cdot C_1\cdot\cos^2(\Phi)-\cos(2\cdot\Phi)+2\cdot C_1-3\right] \\ \\ +6\left[\pi-2\theta_f\right]+\dfrac{C_1\left[2\cdot\cos^2(\Phi)-1\right]}{M_a}\end{array}\right\}}. \quad (3.137)$$

## 3.4 RESUMO

Nesta seção foram abordadas três topologias de conversores multiníveis com capacitores de grampeamento, o conversor em ponte completa de conversores FC (9L-FC-FC), o conversor de ponte completa de conversores SMC (9L-SMC-SMC) e o conversor em ponte completa de conversores FC e SMC (9L-FC-SMC).

A análise dos conversores 9L-FC-FC e 9L-SMC-SMC foi restringida a somente um braço dos conversores, ou seja, aos conversores 5L-FC e 5L-SMC. Definindo os valores médio e eficaz das correntes nos semicondutores e os efeitos de carga e descarga dos capacitores flutuantes, que permitiu uma nova abordagem de projeto dos capacitores flutuantes aos conversores FC e SMC, empregando das modulações PS-PWM e PD-PS-PWM para os conversores FC e SMC, respectivamente. O projeto dos capacitores flutuantes é realizado de forma prática, através de ábacos. Com base nestas análises é possível conhecer as correntes que circulam pelos conversores e projetar os componentes de potência.

O conversor 9L-FC-SMC emprega duas diferentes topologias de conversores em seus braços, em um braço o conversor 3L-FC e o 5L-SMC. Quando comparado aos conversores 9L-FC-FC e 9L-SMC-SMC, o conversor 9L-FC-SMC tem uma menor quantidade de componentes de potência, semicondutores e capacitores flutuantes, conforme apresenta da Tabela 7. O menor número de componentes implica na redução do custo de produção e, possivelmente, na redução das perdas do conversor. Entretanto, a redução do número de componentes implica em um menor número de estados de comutação, dificultando o controle das tensão dos capacitores flutuantes. Também foi proposta uma técnica de modulação derivada da técnica de modulação PS-PWM, denominada no trabalho de técnica

de modulação PS-PWM híbrida. A principal característica da técnica de modulação proposta é permitir a manutenção das tensões sobre os capacitores flutuantes do conversor 9L-FC-SMC, evitando desequilíbrios.

Tabela 7 – Tabela comparativa do número de componentes entre as topologias 9L-FC-FC, 9L-SMC-SMC e 9L-FC-SMC.

| Topologia | Interruptores | | Diodos | | Capacitores | | Est. Comutação |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | Nº | Tensão | Nº | Tensão | Nº | Tensão | Nº |
| 9L-FC-FC | 16 | $V_{dc}/4$ | 16 | $V_{dc}/4$ | 1<br>1<br>1 | $V_{dc}/4$<br>$V_{dc}/2$<br>$3V_{dc}/4$ | 256 |
| 9L-SMC-SMC | 8<br>8 | $V_{dc}/2$<br>$V_{dc}/4$ | 8<br>8 | $V_{dc}/2$<br>$V_{dc}/4$ | 4 | $V_{dc}/4$ | 81 |
| 9L-FC-SMC | 8<br>4 | $V_{dc}/2$<br>$V_{dc}/4$ | 8<br>4 | $V_{dc}/2$<br>$V_{dc}/4$ | 1<br>2 | $V_{dc}/2$<br>$V_{dc}/4$ | 36 |

Fonte: Próprio Autor.

# 4 EQUILÍBRIO DAS TENSÕES NOS CAPACITORES FLUTUANTES

A correta operação do conversor FC e de topologias com concepção semelhante é possível através de técnicas que promovam o equilíbrio das tensões dos capacitores flutuantes. Esta necessidade surge devido às divergências nos valores das tensões dos capacitores flutuantes advindas das não linearidades e não idealidades do sistema prático, como: atrasos nos pulsos de comando associados à implementação do comando digital ou analógico, diferentes valores de tempo morto e características inerentes aos semicondutores de potência (tempo de comutação e queda de tensão). Portanto, circuitos auxiliares ou técnicas de controle dos capacitores flutuantes são indispensáveis para garantir a operação segura dos conversores FCs, mantendo a tensão nos capacitores flutuantes em valores desejáveis [69–71].

Para garantir a correta operação dos conversores FC, vários métodos são propostos na literatura e podem ser divididos em duas categorias:

- Métodos baseados no equilíbrio natural das tensões dos capacitores flutuantes.
- Métodos de controle ativo das tensões dos capacitores flutuantes (controle em malha fechada).

Métodos baseados no equilíbrio natural do balanço das tensões dos capacitores flutuantes são conhecidos também na literatura como “open-loop control”. Em sua grande maioria utilizam técnicas de modulação semelhantes ou derivadas da técnica PS-PWM, que proporcionam o balanço natural das tensões dos capacitores flutuantes.

A utilização de técnicas de modulação como a PS-PWM e semelhantes justifica-se pela divisão igualitária das correntes pelos semicondutores do conversor e, consequentemente, pelo capacitor flutuante, garantindo a manutenção das tensões nos capacitores flutuantes em um sistema ideal. Como destacado previamente, as não idealidades presentes no sistema prático provocam divergências nas tensões dos capacitores e, sendo assim, torna-se necessária a utilização de circuitos auxiliares para estabiliza-las. O emprego de circuitos auxiliares encarecem a produção e implicam diretamente na eficiência do conversor [71]. Outros fatores negativos como, dificuldade na manutenção da tensão nos capacitores em baixos índices de modulação e em sistemas trifásicos desequilibrados, tornaram esta técnica de controle pouco atrativa e pouco abordada na literatura [70].

Em contrapartida, as técnicas de controle ativo das tensões dos capacitores flutuantes permitem o controle apropriado do conversor FC, independentemente do sistema apresentar transitórios ou desequilíbrios, através da realimentação dos valores de leituras das tensões dos capacitores flutuantes é possível mantê-las equilibradas e em seus adequados valores de operação.

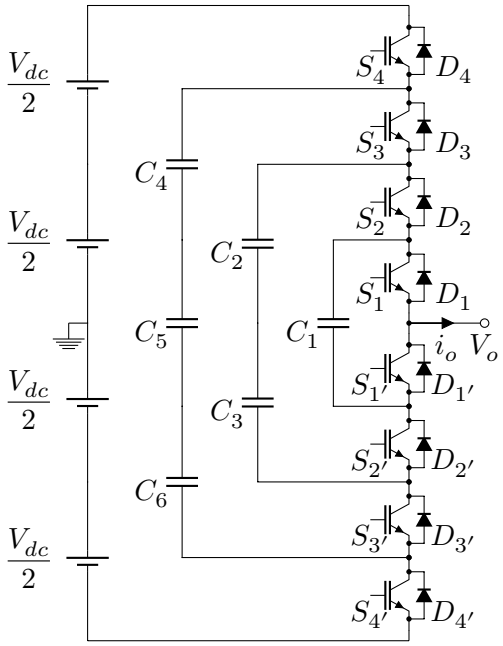
As técnicas de controle ativo em malha fechada podem ser dividas em dois grupos: técnicas convencionais, que utilizam controladores clássicos para regular as tensões nos

capacitores flutuantes; e técnicas por seletividade, que realizam a regulação das tensões dos capacitores flutuantes através dos estados de comutação redundantes (seletividade).

As técnicas de controle das tensões dos capacitores flutuantes em malha fechada convencionais são técnicas que utilizam controladores para regular as tensões dos capacitores flutuantes, adequando os tempos de comutação dos interruptores da estrutura. Em [70], [72–74] são apresentas duas diferentes formas de atuar sobre os tempos de comutação dos interruptores, equilibrando as tensões dos capacitores flutuantes. Na seção 4.1 a técnica de controle ativo utilizando controladores [72] clássicos é melhor apresenta e explorada.

Outra forma de promover o controle das tensões dos capacitores flutuantes é através do controle ativo por seletividade, que utiliza os estados redundantes de comutação para manter as tensões dos capacitores flutuantes equilibradas. Ou seja, determinam o estado de comutação que possibilita a correção da divergência do valor de tensão de um ou mais capacitores flutuantes em relação a suas referências desejadas. Uma melhor compreensão sobre o controle ativo por seletividade é realizada através da análise da Tabela 8, que apresenta os estados de comutação do conversor 5L-FC, apresentado na Figura 59.

Figura 59 – Conversor com capacitores de grampeamento de cinco níveis de tensão - 5L-FC.




Fonte: Próprio Autor.

O conversor 5L-FC apresenta dezesseis estados de comutação que sintetizam cinco níveis distintos de tensão de saída. Portanto, há liberdade na escolha dos estados de comutação que sintetizam alguns níveis de tensão de saída do conversor 5L-FC. Sendo que cada estado impacta na carga ou descarga de cada capacitor flutuante conforme o sentido da corrente de saída $i_o$.

Tabela 8 – Tensão de saída em função dos estados de comutação e carga e descarga dos capacitores flutuantes para o 5L-FC.

| $V_o$ | Interruptores | | | | Carga/Descarga | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $S_{1A}$ | $S_{2A}$ | $S_{3A}$ | $S_{4A}$ | $C_{1A}$ | $C_{2A}$ | $C_{3A}$ |
| $V_{dc}$ | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| $V_{dc}/2$ | 0 | 1 | 1 | 1 | + | 0 | 0 |
| | 1 | 0 | 1 | 1 | − | + | 0 |
| | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | − | + |
| | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | − |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | + | 0 |
| | 0 | 1 | 0 | 1 | + | − | + |
| | 0 | 1 | 1 | 0 | + | 0 | − |
| | 1 | 0 | 0 | 1 | − | 0 | + |
| | 1 | 0 | 1 | 0 | − | + | − |
| | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | − | 0 |
| $-V_{dc}/2$ | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | + |
| | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | + | − |
| | 0 | 1 | 0 | 0 | + | − | 0 |
| | 1 | 0 | 0 | 0 | − | 0 | 0 |
| $-V_{dc}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

$+ \rightarrow$ Carregando
$- \rightarrow$ Descarregando
$0 \rightarrow$ Sem Alteração
Carga e descarga assumindo que a corrente $i_o > 0$.

Fonte: Próprio Autor.

Esta liberdade na escolha dos estados de comutação permite carregar ou descargar os capacitores flutuantes, de forma a regular suas tensões, sem modificar a forma de onda da tensão de saída.

As técnicas de controle ativo por seletividade podem ter diferentes concepções visando aperfeiçoar alguma característica específica do conversor FC. Em sua maioria, procuram reduzir a amplitude das oscilações de tensão dos capacitores flutuantes, mas outros fatores também são vislumbrados, como o número de comutações realizado pelo conversor e a complexidade do método.

A técnica de controle ativo por seletividade proposta em [75] é baseada na sequência preferencial de comutação. A sequência preferencial de comutação é definida com base na corrente de saída e das tensões dos capacitores flutuantes, definindo quais semicondutores têm preferência em estar conduzindo ou bloqueado e, com base no nível de tensão que se deseja sintetizar na saída do conversor, estabelece qual é o melhor estado

de comutação. Esta técnica é implementada independentemente do número de níveis de tensão do conversor FC e pode ser adaptada para qualquer modulação PWM[1]. Apesar da facilidade da definição da sequência preferencial de comutação, a implementação da técnica é complexa, exige vários laços (loops) computacionais, impactando em um grande esforço computacional.

A técnica proposta em [71] utiliza uma tabela que contempla todas as condições possíveis para promover o controle das tensões dos capacitores flutuantes, definindo qual é o melhor estado de comutação em função da corrente de saída e do erro das tensões dos capacitores flutuantes. O cálculo do erro das tensões dos capacitores flutuantes é realizado através da subtração do valor de referência com o valor de tensão medido em cada capacitor flutuante, determinando se o erro das tensões dos capacitores flutuantes é maior ou menor que zero. A tabela define o estado de comutação apropriado para o controle das tensões do conversor. As vantagens desta técnica são: atuar na correção do valor de tensão sobre o maior número de capacitores flutuantes possível, possibilidade de utilizar as mais variadas técnicas de modulação e baixo esforço computacional [71]. Contudo, não é uma técnica interessante para um conversor FC com elevado número de níveis tensão, devido ao grande esforço para mapear e construir a tabela com a preferência de comutação do conversor FC.

Em [69] a determinação dos estados de comutação do conversor FC é realizada através do cálculo da função de custo da variação da tensão dos capacitores flutuantes. Portanto, conhecendo a corrente que circula pelo conversor e o impacto de cada estado de comutação nas variações de tensão dos capacitores flutuantes, definindo previamente em uma tabela, é possível encontrar a sequência de comutação que proporciona a minimização da função custo e, consequentemente, da variação das tensões nos capacitores flutuantes. Esta técnica não tem por finalidade interferir no valor de tensão do maior número de capacitores flutuantes, mas em minimizar a somatória dos erros de tensão nos capacitores flutuantes. Uma vantagem da técnica de controle ativo por seletividade apresentada em [69] é que pode ser empregada a qualquer modulação PWM[2]. Entretanto, sua complexidade aumenta significativamente com o aumento do número de níveis do conversor FC devido ao aumento do esforço computacional para determinar a condição da corrente nos capacitores flutuantes em cada estado de comutação redundante.

Outras técnicas de controle ativo por seletividade são apresentadas na literatura como em [70], [76] e [77], apresentando diferentes técnicas para promover o equilíbrio das tensões dos capacitores flutuantes.

Neste trabalho duas técnicas de controle ativo das tensões dos capacitores flutuantes são aplicadas aos conversores com capacitores flutuantes. A primeira proposta por

[1]Em [75] é utilizada a técnica de modulação SVM
[2]Em [69] é utilizada a técnica de modulação SVM

Khazraei [70][3] e aperfeiçoada por Moritz [72], onde utiliza-se de pequenas alterações da razão cíclica dos semicondutores para controlar as tensões dos capacitores flutuantes da estrutura. Esta técnica de controle também é denominada no trabalho de técnica de controle ativo linear das tensões capacitores flutuantes. A segunda técnica de controle apresentada e proposta para controle das tensões dos capacitores flutuantes é uma técnica de controle ativo por seletividade, denominada de técnica de controle ativo das tensões dos capacitores flutuantes por ponderações. Está técnica de controle consiste nas ponderações geradas através dos erros de tensão dos capacitores flutuantes e, com auxílio da tabela de comutações, definir a melhor sequência de comutação.

## 4.1 TÉCNICA DE CONTROLE ATIVO LINEAR DAS TENSÕES DOS CAPACITORES FLUTUANTES

A técnica de controle ativo linear das tensões dos capacitores flutuantes [72] consiste no controle individual da tensão de cada capacitor flutuante, ajustando a razão cíclica dos semicondutores adjacentes ao capacitor e, consequentemente, possibilitando a carga e descarga de cada capacitor flutuante da topologia. A Tensão de saída do conversor permanece praticamente inalterada, sem grandes distorções, apresentando valor médio nulo. Como, para o conversor 5L-FC, apresentado na Figura 59, a carga e descarga dos capacitores flutuantes é dependente da corrente circulante nos capacitores. Desta forma, em cada período de comutação, as correntes nos capacitores flutuantes podem ser representadas pelo conceito do valor médio quase instantâneo, expresso por

$$\langle i_{C_k} \rangle = \langle i_o(\varphi) \rangle \left( \langle d_{k+1}(\varphi) \rangle - \langle d_k(\varphi) \rangle \right). \tag{4.1}$$

Assim, as ondulações de tensões nos capacitores flutuantes para um período de comutação

$$\Delta V_{C_k} = \frac{\langle i_o(\varphi) \rangle \left( \langle d_{k+1}(\varphi) \rangle - \langle d_k(\varphi) \rangle \right)}{C_k}. \tag{4.2}$$

Portanto, as tensões nos capacitores flutuantes podem ser controladas incrementando ou decrementando a razões cíclicas dos semicondutores próximos ao capacitor flutuante

$$d_{k+1} = d_{k+1} \pm \Delta d_c, \tag{4.3}$$

e

$$d_k = d_k \pm \Delta d_c, \tag{4.4}$$

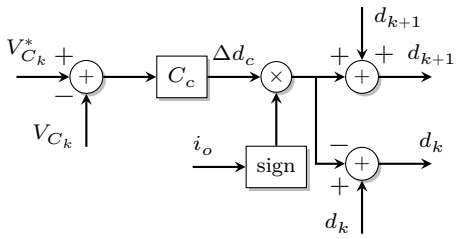
onde, $\Delta d_c$ é o sinal de controle a ser incrementado ou decrementado.

Entretanto, o incremento ou decremento das razões cíclicas dos semicondutores próximos deve ser realizado observando o sentindo da corrente de saída do conversor.

[3] Em [70][4] duas técnicas de controle das tensões dos capacitores flutuantes são propostas no mesmo artigo.

Este conceito é melhor compreendido observando o diagrama de blocos da técnica de controle dos capacitores flutuantes proposta por [72], apresentado na Figura 60.

Figura 60 – Diagrama de blocos da técnica de controle das tensões dos capacitores flutuantes.




Fonte: Próprio Autor.

Portanto, a técnica consiste no incremento de $\Delta d_c$ no sinal da razão cíclica de cada semicondutor $d_k$. O sinal $\Delta d_c$ é resultado da subtração do sinal de leitura da tensão do capacitor flutuante $V_{C_k}$ pelo sinal de referência de tensão $V^*_{C_k}$ aplicado ao controlador da planta $C_c$. Conhecendo o sentido da corrente, $\Delta d_c$ deve ser somado ou subtraído da razão cíclica dos semicondutores próximos $d_k$ e $d_{k+1}$. Para a correta operação da técnica deve-se conhecer o sentido da corrente de saída do conversor. Esta operação é realizada através do bloco "sing": se a corrente de saída for positiva o bloco retorna 1, se a corrente de saída for negativa retorna $-1$. A multiplicação de $\Delta d_c$ pelo resultado obtido no bloco "sing" é fundamental para a técnica de controle operar de forma adequada, conforme pode ser observado em (4.2).

Esta técnica de controle pode ser aplicada a qualquer conversor que tenha em sua estrutura capacitores flutuantes e utilize uma técnica de modulação que promova naturalmente o equilíbrio das tensões dos capacitores flutuantes, como: a modulação PS-PWM para o conversor FC ou FC-FC; a modulação PD-PS-PWM para o conversor SMC ou SMC-SMC; e para a modulação HPS-PWM para o conversor FC-SMC.

## 4.2 TÉCNICA DE CONTROLE ATIVO DAS TENSÕES DOS CAPACITORES FLUTUANTES POR PONDERAÇÕES

A técnica de controle ativo dos capacitores flutuantes por ponderações, denominada também de técnica de controle por ponderações, pode ser utilizada no conversor FC e em suas derivações, por exemplo, o conversor SMC e os conversores apresentados neste trabalho. Outra característica da técnica é a possibilidade equilibrar a tensão de mais de um capacitor flutuante simultaneamente, determinando o melhor estado de comutação para o controle das tensões nos capacitores flutuantes. A técnica consiste em realizar o controle das tensões dos capacitores flutuantes levando em conta as variações da tensão nos capacitores flutuantes, o sentido da corrente de saída do conversor e a tabela dos estados de comutação.

A técnica pode ser dividida em alguns passos e não possui complexidade elevada, facilitando sua implementação em um microprocessador. Para uma melhor compreensão as explicações a seguir são baseadas na topologia 5L-FC empregando da técnica de modulação PS-PWM.

**O primeiro passo** exige conhecer qual o nível de tensão que será sintetizado na saída do conversor. Na técnica de modulação PS-PWM o nível de tensão pode ser determinado observando o número portadoras que possuem um valor abaixo do valor do sinal de referência e no número de níveis. Portanto, no caso da 5L-PS-PWM, quatro portadoras são empregadas, se três das quatro portadoras possuem valor menor que o valor do sinal de referência, o nível que deve ser sintetizado na saída do conversor 5L-FC é $V_o = V_{dc}/2$.

**No segundo passo** é realizada a verificação dos estados de comutação que geram o menor número de comutações dos transistores quando comparados ao antigo estado de comutação. Por exemplo, compara-se o antigo estado de comutação, definido na Tabela 9, com os estados de comutação que sintetizam o nível de tensão $V_{dc}/2$, definidos na Tabela 10.

Tabela 9 – Antigo estado de comutação do conversor 5L-FC.

| $V_o$ | Interruptores | | | |
|---|---|---|---|---|
| | $S_1$ | $S_2$ | $S_3$ | $S_4$ |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |

Tabela 10 – Estados de comutação que sintetizam do nível de tensão $V_{dc}/2$ do conversor 5L-FC.

| $V_o$ | Interruptores | | | |
|---|---|---|---|---|
| | $S_1$ | $S_2$ | $S_3$ | $S_4$ |
| $V_{dc}/2$ | 0 | 1 | 1 | 1 |
| | 1 | 0 | 1 | 1 |
| | 1 | 1 | 0 | 1 |
| | 1 | 1 | 1 | 0 |

Analisando a transição do antigo estado de comutação da Tabela 9 para o primeiro e segundo estados de comutação da Tabela 10, verifica-se que a transição pode ser realizada com a comutação de um único transistor. Entretanto, a transição do antigo estado de comutação para o terceiro e quarto estados de comutação da Tabela 10 necessita que três transistores comutem simultaneamente. Portanto, o terceiro e o quarto estados de

comutação da Tabela 10 são descartados, pois um menor número de comutações é interessante para evitar altas derivadas de tensão na carga e elevadas perdas de comutação nos semicondutores, melhorando principalmente a eficiência do conversor. Assim, somente os estados de comutação destacados na Tabela 10 serão analisados nos próximos passos da técnica de controle.

**No terceiro passo** são realizadas as leituras das tensões dos capacitores flutuantes e define-se o erro de tensão de cada capacitor flutuante, através de

$$\Delta V_{Ck} = V_{Ck}^{*} - V_{Ck}, \tag{4.5}$$

onde, $\Delta V_{Ck}$ é o erro de tensão no capacitor flutuante, $V_{Ck}$ é o valor da tensão no capacitor flutuante e $V_{Ck}^{*}$ é o valor da tensão de referência do capacitor flutuante, para $k = 1, 2, ...., n-2$.

Conhecendo o erro de tensão de cada capacitor, atribui-se ponderações a cada capacitor. O capacitor que apresentar o maior erro de tensão $|\Delta V_{Ck}|$ recebe a maior ponderação $PC_k$, e de forma decrescente, são atribuídas as ponderações para os demais capacitores, por exemplo, se

$$|\Delta V_{C1}| > |\Delta V_{C3}| > |\Delta V_{C2}|, \tag{4.6}$$

atribui-se as ponderações,

$$PC_1 = 3, PC_3 = 2 \,\text{e}\, PC_2 = 1. \tag{4.7}$$

Atribuir a maior ponderação ao capacitor flutuante que apresenta o maior erro de tensão $|\Delta V_{Ck}|$ resulta que o algorítimo de escolha dos estados de comutação dará preferência para atuar na correção da tensão deste mesmo capacitor, se possível.

Os pesos das ponderações podem ser modificadas, alternando a atribuição dos pesos de forma linear para a forma exponencial, ou para a forma proporcional ao valor do erro de tensão de cada capacitor e, até mesmo, de forma igualitária. Entretanto, qualquer análise destas formas de atribuições das ponderações não é simples e, neste momento, não serão abordadas.

**No quarto passo** as ponderações $PC_k$ são multiplicadas conforme $\Delta V_{Ck}$ for maior ou menor que 0. Se $\Delta V_{Ck} > 0$ multiplica-se a ponderação por $-1$, e se $\Delta V_{Ck} < 0$ as ponderações permanecem sem alterações.

Seguindo o exemplo, se $\Delta V_{C1} > 0$, $\Delta V_{C2} < 0$ e $\Delta V_{C3} < 0$, multiplica-se apenas a ponderação $PC_1$ por $-1$, portanto, $PC_1 = -3$, $PC_2 = 1$ e $PC_3 = 2$.

O quarto passo é importante para a operação da técnica de seletividade, pois indicará se o capacitor deve ser carregado ou descarregado. No caso do capacitor $C_1$ seu erro é positivo, ou seja, necessita ser descarregado e, desta forma, atribui-se sinal negativo à ponderação aplicada a $PC_1$.

**O quinto passo** exige a leitura da corrente de saída do conversor. Caso a leitura do sentido da corrente de saída do conversor seja positiva, $i_o > 0$, a tabela de carga e descarga dos capacitores flutuantes permanece sem alterações. Caso a corrente de saída do conversor seja negativa, $i_o < 0$, multiplica-se por $-1$ a tabela de carga e descarga dos capacitores flutuantes.

A Tabela 11 apresenta a relação entre carga e descarga dos capacitores flutuantes para os estados de comutação escolhidos no segundo passo. Indicando $+1$ para carga do capacitor flutuante, e $-1$ para descarga.

Tabela 11 – Carga e descarga dos capacitores flutuante do 5L-FC do primeiro e segundo estados de comutação do nível de tensão $V_{dc}/2$.

| $V_o$ | Interruptores | | | | Carga/Descar. | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $S_1$ | $S_2$ | $S_3$ | $S_4$ | $C_1$ | $C_2$ | $C_3$ |
| $V_{dc}/2$ | 0 | 1 | 1 | 1 | $+1$ | 0 | 0 |
| | 1 | 0 | 1 | 1 | $-1$ | $+1$ | 0 |

Avançando no exemplo, define-se que a corrente de saída é maior que zero e, portanto, a Tabela 11 não sofre alterações.

**O sexto passo** é a multiplicação das ponderações $PC_k$ com os valores da tabela de carga e descarga. Portanto, na sequência do exemplo, é realizada multiplicação das ponderações para o nível de tensão desejado, conforme apresenta a Tabela 12.

Tabela 12 – Ponderações $PC_k$ do primeiro e segundo estados de comutação do nível de tensão $V_{dc}/2$ do conversor 5L-FC.

| $V_o$ | Interruptores | | | | Carga/Descar. | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $S_1$ | $S_2$ | $S_3$ | $S_4$ | $PC_1$ | $PC_2$ | $PC_3$ |
| $V_{dc}/2$ | 0 | 1 | 1 | 1 | $-3$ | 0 | 0 |
| | 1 | 0 | 1 | 1 | $+3$ | $+1$ | 0 |

O último e **sétimo passo** é a soma das ponderações $PC_k$ para cada estado de comutação, e a definição de qual é o estado de comutação mais adequado. A soma das ponderações é definida por

$$SEC = \sum_{k=1}^{n-2} PC_k, \tag{4.8}$$

onde, $SEC$ é o valor resultante da soma das ponderações por estado de comutação.

Prosseguindo no exemplo para o conversor 5L-FC, a Tabela 13 apresenta a somatória das ponderações.

Tabela 13 – Somatória das ponderações $PC_k$ do primeiro e segundo estados de comutação do nível de tensão $V_{dc}/2$ do 5L-FC.

| $V_o$ | Interruptores | | | | $SEC$ |
|---|---|---|---|---|---|
| | $S_1$ | $S_2$ | $S_3$ | $S_4$ | |
| $V_{dc}/2$ | 0 | 1 | 1 | 1 | $-3$ |
| | 1 | 0 | 1 | 1 | $+4$ |

Portanto, o segundo estado de comutação da Tabela 13 apresenta o maior valor do somatório das ponderações e é considerado o estado de comutação mais adequado para sintetizar o nível de tensão $V_{dc}/2$ para esta situação.

Para compreender melhor a técnica, analisa-se o capacitor $C_1$. O capacitor $C_1$ apresenta o maior erro em módulo e, portanto, atribui-se a maior ponderação. Devido ao erro ser positivo, indica que a tensão do capacitor $C_1$ é maior que a sua tensão de referência e o mesmo precisa ser descarregado, portanto, é atribuído um valor negativo a sua ponderação. Como a tabela de carga e descarga é construída observando sentido positivo da corrente de saída, a ponderação deve ser multiplicada pelo sentido da corrente. No exemplo, a corrente é positiva e as ponderações são multiplicadas por 1, e a ponderação $PC_1$ permanece negativa. No próximo passo, a multiplicação da ponderação $PC_1$ com a tabela de carga e descarga resulta em uma ponderação positiva para estados de comutação que promovam o descarregamento do capacitor, como o segundo estado de comutação da Tabela 12, e uma ponderação negativa para estados de comutação que provoquem o carregamento do capacitor, como o primeiro estado de comutação da Tabela 12. Como o capacitor $C_1$ precisa ser descarregado, a ponderação $PC_1$ é positiva para o segundo estado de comutação da Tabela 12. Repetindo este processo para os demais capacitores, e somando as ponderações de cada capacitor, o estado de comutação que apresentar a maior soma das ponderações $SEC$ é considerado o mais adequado para manter as tensões dos capacitores flutuantes estáveis, próximos das referências estabelecidas.

O procedimento de operação da técnica de controle por ponderações deve ser repetido a cada transição entre os níveis de tensão, promovendo o controle das tensões dos capacitores flutuantes e assegurando a correta operação do conversor.

Para avaliar e verificar a eficácia da proposta, a técnica de controle por ponderações foi implementada no conversor 9L-FC-SMC e os resultados experimentais obtidos e são apresentados na unidade 5.3.2.

## 4.3 RESUMO

Neste capítulo foi apresentada uma breve revisão sobre as técnicas para prover o equilíbrio das tensões dos capacitores flutuantes para conversores FCs. Em particular

das técnicas por controle ativo por seletividade, que permitem regular as tensões sobre os capacitores flutuantes somente atuando sobre os estados de comutação redundantes do conversor FC, garantindo a correta operação do conversor.

Entre as técnicas de controle ativo por seletividade destaca-se a técnica proposta em [75], que dispensa o auxílio de qualquer tabela de comutação para definir qual estado de comutação utilizar, permitindo sua aplicação a conversores FC com elevado número de níveis de tensão. Entretanto, sua aplicação é restrita ao conversor FC, não atendendo outras topologias como o SMC.

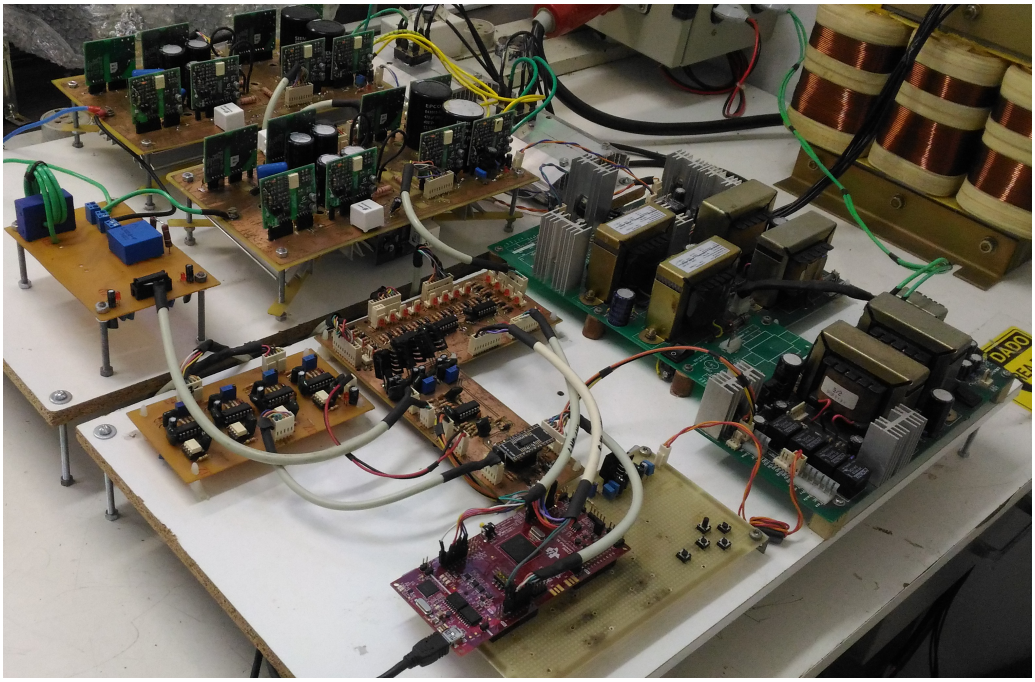
Também foi apresentada uma nova técnica de controle ativo dos capacitores flutuantes por seletividade, gerando ponderações como base no erro das tensões dos capacitores flutuantes. A técnica de controle ativo por ponderações permite corrigir simultaneamente, caso possível, as tensões de mais de um capacitor flutuante da topologia, sem desconsiderar a necessidade de atuar principalmente sobre o capacitor flutuante que apresenta o maior erro de tensão. A técnica de controle ativo por ponderações pode atuar com diferentes técnicas de modulação PWM conhecidas na literatura e possui uma complexidade relativamente baixa. Entretanto, a utilização da tabela de carga e descarga limita sua utilização a conversores FC com baixo número de níveis de tensão, uma vez que, para um elevado número de níveis de tensão de saída, a tabela torna-se extensa e implica em um grande esforço para sua elaboração.

# 5 ANÁLISE EXPERIMENTAL DOS CONVERSORES FC-FC, SMC-SMC FC-SMC

A apresentação dos resultados obtidos experimentalmente é dividida em três partes, cada parte apresenta uma topologia estudada neste trabalho. Inicialmente, são apresentados os resultados experimentais do conversor 5L-FC-FC, na sequência os resultados obtidos para o conversor 9L-SMC-SMC e, na parte final, para a topologia 9L-FC-SMC.

Para obtenção dos resultados experimentais foi construído um protótipo de laboratório, apresentada na Figura 61.

Figura 61 – Foto da estrutura genérica construída em laboratório.

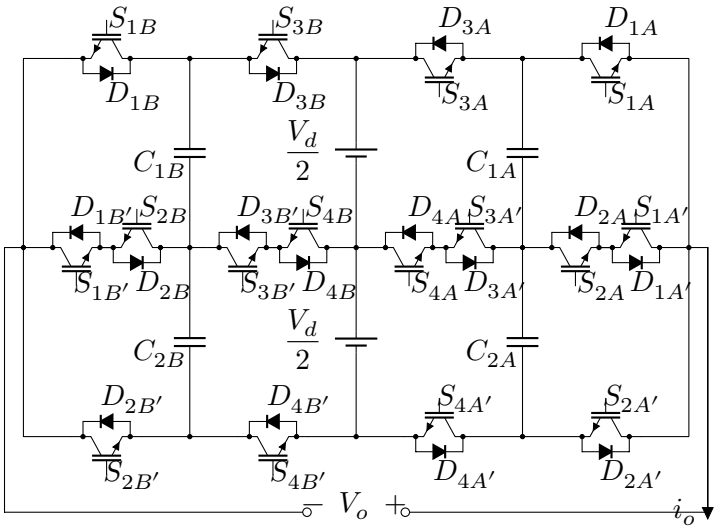


Fonte: Próprio Autor.

O protótipo consiste em uma estrutura genérica composta por dois braços de conversores 5L-SMC, como mostra a Figura 62, que possibilita o avaliar três topologias distintas: o conversor 9L-SMC-SMC, 5-FC-FC e 9L-FC-SMC.

Devido ao fato que a estrutura é empregada para a validação dos estudos teóricos de três topologias, seu projeto foi elaborado para atender as mais diversas condições de operação e, desta forma, a escolha dos componentes de potência não está baseada em uma metodologia, mas em componentes que suportem os esforços de tensão e corrente dos três conversores. Os componentes são descritos na Tabela 14 e foram determinados por disponibilidade no laboratório e por suas características de operação.

Figura 62 – Estrutura genérica utilizada para obtenção dos resultados experimentais.




Fonte: Próprio Autor.

Tabela 14 – Componentes empregados para o protótipo genérico

| **Parâmetro** | **Descrição** | **Fabricante** | **Característica** |
|---|---|---|---|
| $S_{kX}$ | IGBT com Diodo | International Rectifier IRGP50B60PD1 | $V_{CE} = 600\,\text{V}$ $I_C = 45\,\text{A}$ |
| $C_{kX}$ | Capacitores Flutuantes (x2) | Nichion LGW2W121MELZ35 | $V_{C_{kX}} = 450\,\text{V}$ $C_{kX} = 120\,\mu\text{F}$ |
| $C_B$ | Capacitores de Barramento (x4) | EPCOS B43503-S5477-M91 | $V_{C_B} = 450\,\text{V}$ $C_B = 470\,\mu\text{F}$ |

Fonte: Próprio Autor.

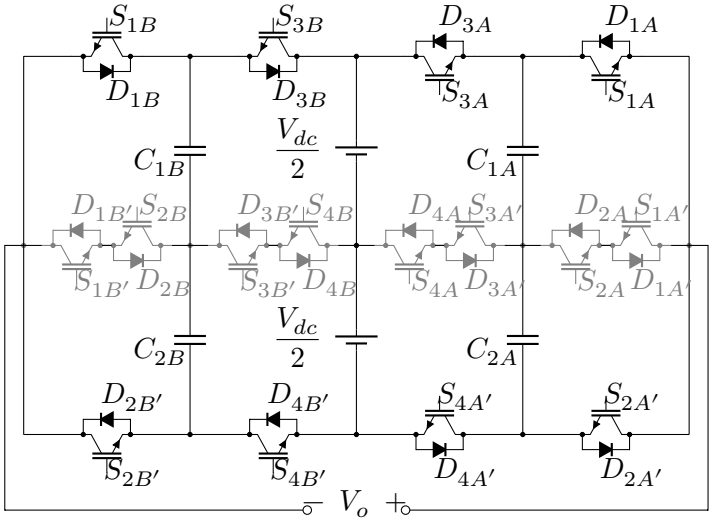
## 5.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR 5L-FC-FC

Através da topologia genérica, a topologia 5L-FC-FC pode ser obtida, conforme apresenta a Figura 63.

Neste caso, os interruptores internos são desativados, permanecendo bloqueados durante toda a operação do conversor. Somente os semicondutores externos são comandados a comutar e, para a correta operação do conversor, atuam em pares e de forma complementar. No braço "A", os semicondutores $S_{1A}$ e $S_{2A'}$ formam um par e os semicondutores $S_{3A}$ e $S_{4A'}$ formam um segundo par. Da mesma forma para o braço "A", no braço "B", os semicondutores $S_{1B}$ e $S_{2B'}$ formam um par e os semicondutores $S_{3B}$ e $S_{4B'}$ formam um segundo par. Desta forma, a operação da estrutura genérica é de um conversor 5L-FC-FC.

Para o conversor 5L-FC-FC alguns ensaios são realizados e apresentados: a operação adequada do conversor com a técnica de controle ativo das tensões dos capacitores flutuantes e modulação PS-PWM e a validação da metodologia de projeto dos capacitores.

Figura 63 – Estrutura genérica utilizada para obtenção dos resultados experimentais operando como conversor 5L-FC-FC.




Fonte: Próprio Autor.

### 5.1.1 Conversor 5L-FC-FC Utilizando a Modulação PS-PWM e a Técnica de Controle Ativo Linear

O conversor FC é amplamente difundido utilizando a técnica de modulação PS-PWM. Assim, o mesmo caso de estudo é analisado neste trabalho. A obtenção dos resultados experimentais é realizada com a operação do conversor 5L-FC-FC utilizando a modulação PS-PWM e o controle ativo linear das tensões dos capacitores flutuantes. Entretanto, nenhuma técnica de controle da corrente ou da tensão de saída é utilizada neste trabalho, ou seja, o conversor opera em malha aberta e a corrente de saída é determinada pela carga conectada à saída do conversor.

Para a obtenção dos resultados experimentais alguns parâmetros de teste são estabelecidos e apresentados na Tabela 15.

Tabela 15 – Especificações dos parâmetros de ensaio do conversor 5L-FC-FC.

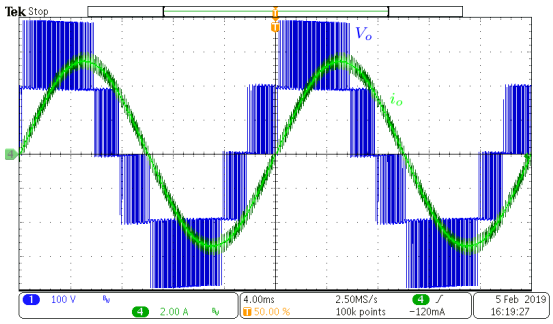
| **Parâmetro** | **Valor** | **Descrição** |
|---|---|---|
| $f_p$ | 2 kHz | Frequência das portadoras |
| $M_a$ | 0,8 | Índice de modulação |
| $V_{dc}$ | 400 V | Tensão total de barramento |
| $R_{o1}$ | 44 Ω | Valor da resistência da Carga 1 |
| $L_{o1}$ | 111 mH | Valor da indutância da Carga 1 |
| $R_{o2}$ | 156 Ω | Valor da resistência da Carga 2 |
| $L_{o2}$ | 111 mH | Valor da indutância da Carga 2 |
| $f_o$ | 50 Hz | Frequência fundamental do sinal de referência |

Fonte: Próprio Autor.

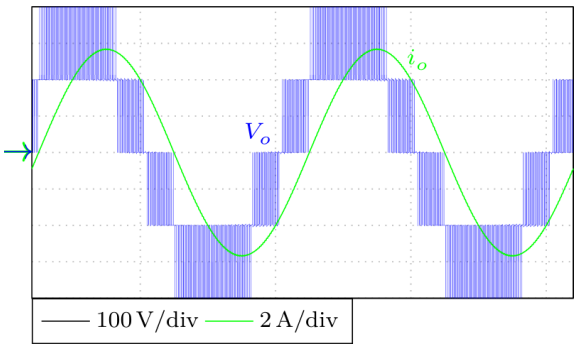
Utilizando as condições e parâmetros estabelecidos, a Figura 64 (a) apresenta o resultado experimental da tensão e da corrente de saída do conversor em regime permanente de operação com a Carga 1 (Carga $RL$ em série). O resultado experimental obtido pode ser comparado ao resultado obtido via simulação numérica, apresentados nas Figuras 64 (a) e (b), respectivamente. Fica evidente que o comportamento do sinal de tensão e de corrente de saída em ambas as figuras é semelhante. O sinal de tensão de saída apresenta cinco níveis distintos, e o sinal de corrente tem um aspecto praticamente senoidal com uma defasagem de aproximadamente 38,6° em relação ao sinal de tensão. Assim, validando a operação aquedada do protótipo desenvolvido. Os demais resultados experimentais apresentados no trabalho da topologia 5L-FC-FC não são comparados aos resultados obtidos via simulação numérica, uma vez que, os resultados obtidos de forma experimental e por simulação numérica apresentam grande semelhança.

Figura 64 – Tensão e corrente de saída do conversor 5L-FC-FC em regime permanente de operação com a Carga 1.

(a) Resultado obtido experimentalmente.




(b) Resultado obtido através simulação.




Fonte: Próprio Autor.

Para a segura e desejada operação do conversor 5L-FC-FC é utilizada a técnica de controle ativo linear das tensões dos capacitores flutuantes. A técnica garante que as tensões dos capacitores permaneçam dentro dos valores determinados, independentemente das condições de operação do conversor. A metodologia de projeto do controlador é a mesma apresentada em [72], que consiste no projeto de um controlador PI digital com um polo adicional.

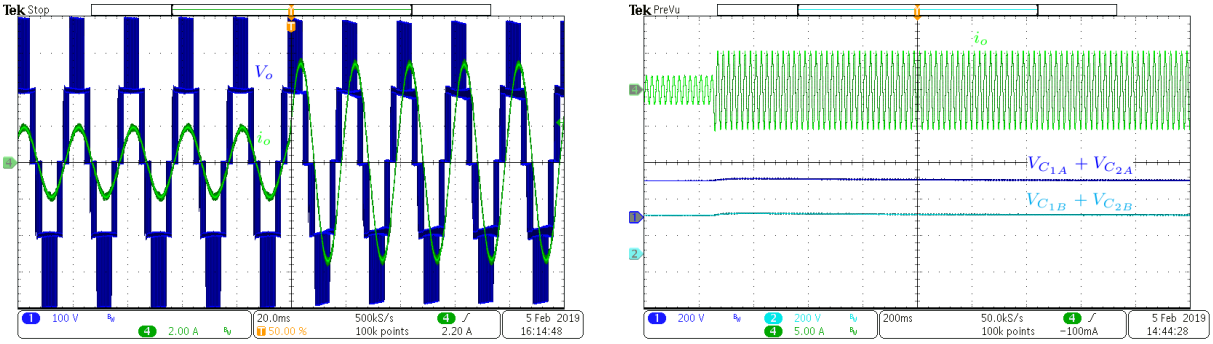
Entretanto, alguns resultados experimentais são realizados para validar a operação do conversor 5L-FC-FC em conjunto a técnica de controle linear. A Figura 65 apresenta a resposta do conversor 5L-FC-FC quando um degrau de carga é aplicado, transitando da Carga 2 para a Carga 1. O degrau de carga tem influência direta na corrente de saída e, consequentemente, nas tensões dos capacitores flutuantes.

O degrau de carga provoca uma leve transição no valor das tensões dos capacitores flutuantes de aproximadamente 5% do seu valor médio em regime permanente. Após, aproximadamente, 1,2 segundos as tensões dos capacitores flutuantes são reestabelecidas dentro dos valores desejados, apresentando um valor médio de 200 V.

Figura 65 – Resultado experimental do conversor 5L-FC-FC na aplicação de um degrau de carga na saída.

(a) Tensão e corrente de saída.

(b) Corrente de saída e tensões nos capacitores flutuantes.



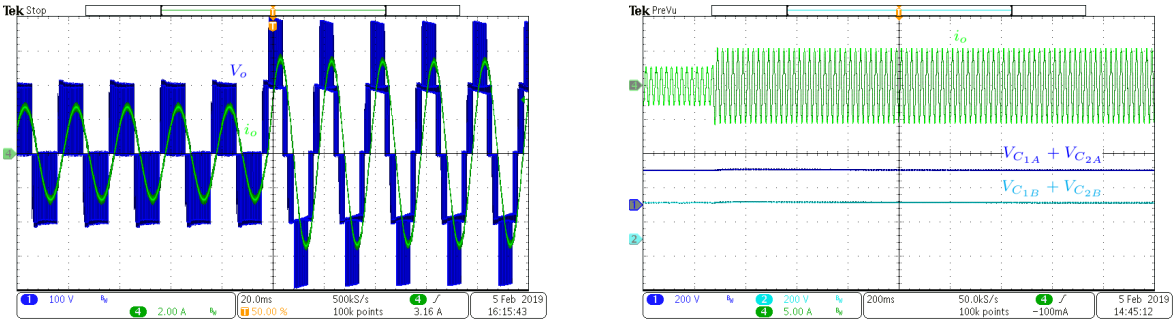

Fonte: Próprio Autor.

As tensões nos capacitores flutuantes são susceptíveis não somente as variações de carga, mas também do ponto de operação do conversor, como transições do índice de modulação. Na Figura 66 são apresentados os resultados experimentais obtidos na transição do índice de modulação de 0,4 para 0,8 do conversor 5L-FC-FC operando com a Carga 1. A alteração do índice de modulação provoca um aumento da corrente de saída e também modifica os estados de comutação utilizados pelo conversor, alternado os tempos de comutação dos interruptores, desta forma, provocando alterações nas tensões dos capacitores flutuantes.

Figura 66 – Resultado experimental do conversor 5L-FC-FC para um varição do índice de modulação de 0,4 para 0,8 com carga fixa (Carga 1).

(a) Tensão e corrente de saída.

(b) Corrente de saída e tensões nos capacitores flutuantes.




Fonte: Próprio Autor.

Portanto, na Figura 66 (a) fica evidente a transição do índice de modulação de 0,4 para 0,8. Durante a operação do conversor 5L-FC-FC com o índice de modulação igual a 0,4 somente três níveis distintos de tensão são verificados na tensão de saída do conversor, e com índice de modulação 0,8 são verificados cinco níveis distintos de tensão. Esta mudança no índice de modulação tem impacto direto na corrente de saída e nas

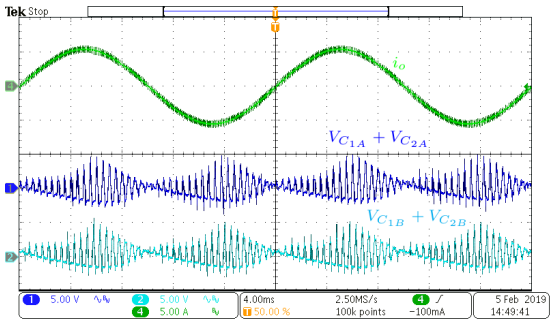
tensões dos capacitores flutuantes, provocando uma leve modificação no valor médio da tensão dos capacitores flutuantes de aproximadamente 5% do seu valor médio em regime permanente. Em aproximadamente 1,1 segundos as tensões dos capacitores flutuantes são estabelecidas dentro dos valores desejados de operação, com um valor médio de 200 V.

Verifica-se que a técnica de controle atua para manter as tensões dos capacitores flutuantes equilibradas, independentemente do distúrbio provocado. A técnica de controle ativo linear modifica diretamente a razão cíclica de semicondutores, diminuindo ou aumentando o período de condução. O aumento ou a redução dos períodos de condução de cada semicondutor é significativa durante os transitórios, já durante o regime permanente de operação, estas mudanças são praticamente insignificantes. Em regime permanente de operação, o controle atua sobre os efeitos parasitas presentes no circuito ou, até mesmo, em pequenas diferenças nos períodos de comutações dos semicondutores, gerados pelos circuitos de condicionamento do sinal de comutação.

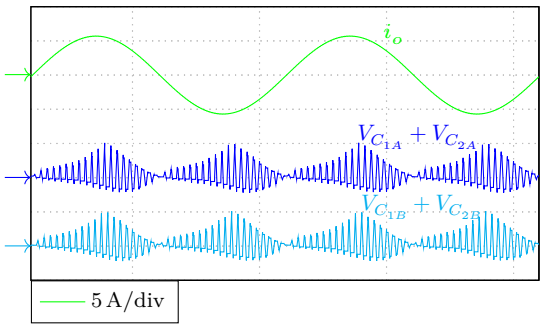
Para verificar que a técnica de controle tem baixa influência na operação do conversor em regime permanente de operação, a Figura 67 (a) apresenta os resultados obtidos experimentalmente e a Figura 67 (b) apresenta os resultados obtidos via simulação numérica da tensão nos capacitores flutuantes do conversor 5L-FC-FC em regime permanente de operação, com índice de modulação 0,8 e com a Carga 1. O resultado obtido experimentalmente tem o conversor operando com a técnica de controle das tensões dos capacitores flutuantes, já com o resultado obtido por simulação numérica o conversor opera sem qualquer técnica de controle das tensões dos capacitores flutuantes.

Figura 67 – Corrente de saída e tensão nos capacitores flutuantes do conversor 5L-FC-FC operando em regime permanente com a Carga 1 e índice de modulação de 0,8.

(a) Resultado obtido experimentalmente.




(b) Resultado obtido através de simulação.




Fonte: Próprio Autor.

Os resultados obtidos experimentalmente e através de simulação não apresentam diferenças significativas, como pode ser observado na Figura 67. Além da similaridade visual, ambos os resultados apresentam aproximadamente o mesmo valor de oscilação da tensão dos capacitores flutuantes, de 7,5 V. Desta forma, as análises realizadas neste trabalho podem ser avaliadas experimentalmente com o conversor operando conjuntamente a

técnica de controle das tensões dos capacitores flutuantes ou através de resultados obtidos via simulação numérica.

Neste caso, a metologia de análise dos esforços nos semicondutores de potência é avaliada somente por simulação numérica, por ser utilizada em trabalhos anteriores [59], [65]. Os resultados obtidos de análise dos esforços nos semicondutores de potência são apresentados no Apêndice A. O projeto e cálculo dos esforços nos capacitores flutuantes são avaliados e comparados aos resultados obtidos experimentalmente.

Na seção 3.1.4 o projeto dos capacitores flutuantes é realizado para o conversor 5L-FC. Entretanto, esse mesmo projeto pode ser utilizado para o conversor 5L-FC-FC, uma vez que, apresenta o mesmo número de níveis e de portadoras.

Na Tabela 4 são apresentados quatro pontos distintos de projetos dos capacitores flutuantes, sendo que, o **Projeto 4** apresenta características semelhantes de projeto e de operação do conversor 5L-FC-FC ensaiado em laboratório. Esta semelhança entre o **Projeto 4** e o protótipo ensaiado em laboratório é verificada na Tabela 16.

Tabela 16 – Parâmetros do **Projeto via ábacos** e do protótipo do conversor 5L-FC-FC.

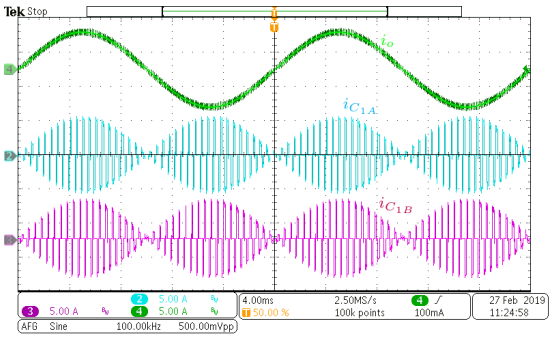
| **Parâmetros** | | Projeto (ábacos) | Protótipo |
|---|---|---|---|
| Tensão de barramento | $V_{dc}$ | 400 V | 400 V |
| Ondulação da tensão nos Capacitores Flutuantes | $\Delta V_{Ck}$ | 7,5 V | 7,5 V |
| Frequência do sinal de saída | $f_o$ | 50 Hz | 50 Hz |
| Frequência das portadoras | $f_p$ | 2 kHz | 2 kHz |
| Índice de modulação | $M_a$ | 0.8 | 0.8 |
| Valor de pico da corrente de saída | $I_p$ | 5,6 A | 5,6 A |
| Ângulo de defasagem | $\Phi$ | 40° | 38° |
| Resistência série dos Capacitores Flutuantes | $R_{ESR}$ | 120 mΩ | 120 mΩ |
| **Corrente** | $I_{Ck_{rms}}$ | 2,4 A | 2,3 A |
| **Capacitância** | $C_k$ | 119 µF | 120 µF |

Para validar o todo projeto dos capacitores flutuantes a Figura 68 apresenta o resultado experimental da corrente nos capacitores flutuantes.

Observa-se que na operação do conversor 5L-FC-FC com técnica de modulação PS-PWM em regime permanente a corrente nos capacitores flutuantes transita em valores positivos e negativos a cada período de comutação, apresentando um valor médio nulo e um valor eficaz de 2,3 A para as correntes nos capacitores flutuantes, próximo ao valor de projeto de 2,4 A.

Entretanto, a análise de somente um ponto de operação não é o suficiente para avaliar toda a extensão da metodologia de projeto dos capacitores flutuantes, uma vez que, a metodologia engloba vários parâmetros de projeto. Assim, novos resultados experimentais

Figura 68 – Corrente de saída e nos capacitores flutuantes do conversor 5L-FC-FC operando em regime permanente com a Carga 1 e índice de modulação de 0,8.



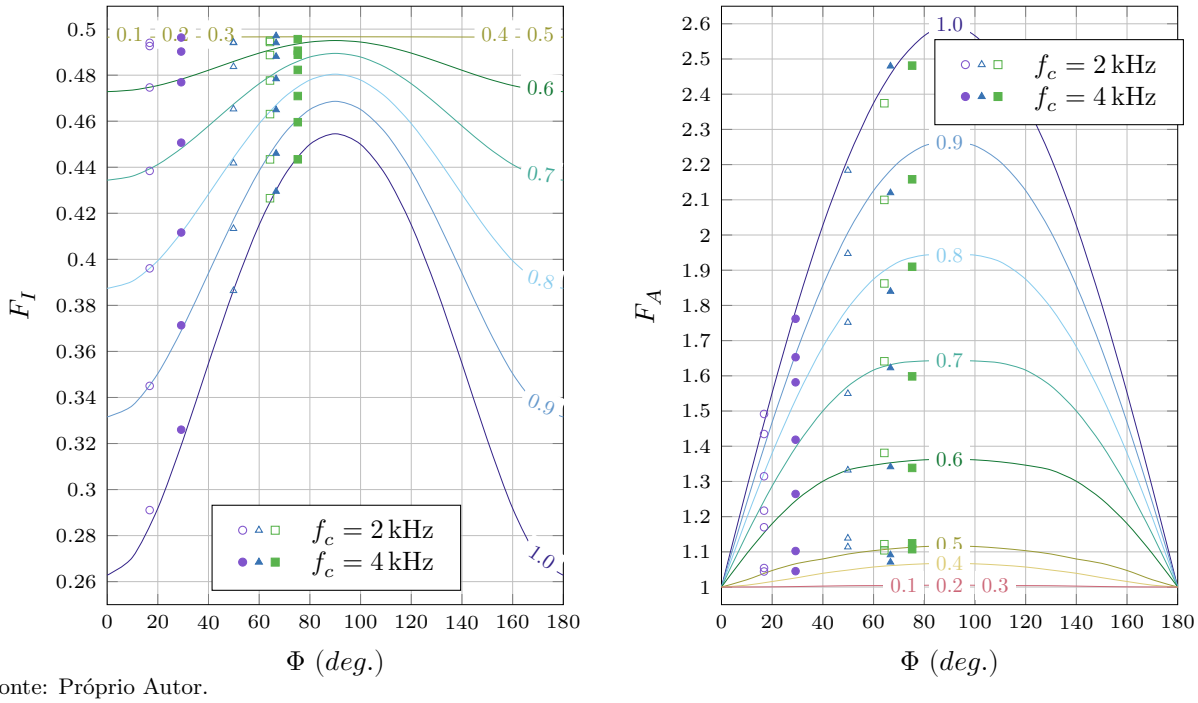

Fonte: Próprio Autor.

são obtidos para diferentes pontos de operação do conversor 5L-FC-FC, explorando toda a extensão da metodologia. Na Figura 69 é possível avaliar a metodologia para diversos pontos de operação. Estes resultados foram obtidos experimentalmente mensurando a corrente de saída, as tensões e correntes nos capacitores flutuantes e inseridos aos ábacos.

Figura 69 – Resultados obtidos experimentalmente do fator de multiplicação da corrente e do fator de correção do ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo de defasagem.

(a) Fator de multiplicação da corrente.

(b) Fator de correção do ângulo de defasagem.




Fonte: Próprio Autor.

A Figura 69 (a) apresenta os resultados experimentais para o fator de multiplicação da corrente para diferentes pontos de operação do conversor 5L-FC-FC. Observando os resultados obtidos é possível afirmar que estão em conformidade com os ábacos, validando o ábaco de fator de multiplicação da corrente.

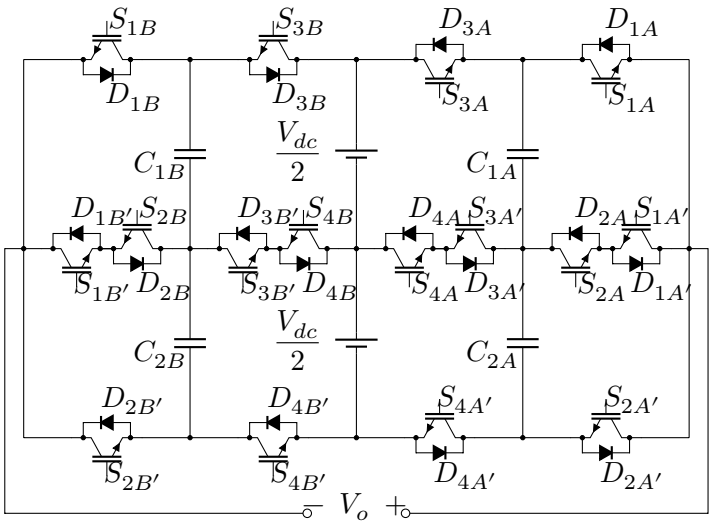
Os resultados apresentados na Figura 69 (b) apresentam pequenas diferenças com as curvas teóricas, estas divergências podem ser devido a ruídos oriundos da medição das tensões dos capacitores flutuantes. Os desvios apresentados entre os resultados experimentais e as curvas do fator de correção do ângulo de defasagem são mínimos, assim, validando a metodologia proposta de projeto dos capacitores flutuantes.

Os resultados experimentais obtidos para o conversor 5L-FC-FC validam as análises teóricas de esforços e projeto dos componentes de potência realizadas neste trabalho.

## 5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR 9L-SMC-SMC

A topologia genérica construída em laboratório é o próprio conversor 9L-SMC-SMC. Desta forma, todos os semicondutores da topologia encontram-se ativos, comutando aos pares e de forma complementar, como é apresentado na seção 3.2.1. A topologia operando em sua totalidade é apresentada na Figura 70.

Figura 70 – Estrutura genérica utilizada para obtenção dos resultados experimentais operando como conversor 9L-SMC-SMC.




Fonte: Próprio Autor.

Os ensaios realizados ao conversor 9L-SMC-SMC têm por finalidade verificar a adequada operação do conversor com a técnica de modulação PD-PS-PWM e com a técnica de controle linear das tensões dos capacitores flutuantes.

### 5.2.1 Conversor 9L-SMC-SMC Utilizando a Modulação PD-PS-PWM e a Técnica de Controle Ativo Linear

O conversor SMC-SMC pode operar com a mesma técnica de modulação empregada no conversor SMC, a modulação PD-PS-PWM. Esta de modulação, empregada em conjunto com a técnica de controle linear das tensões dos capacitores flutuantes, garante a boa operação do conversor 9L-SMC-SMC, independentemente dos transitórios de carga

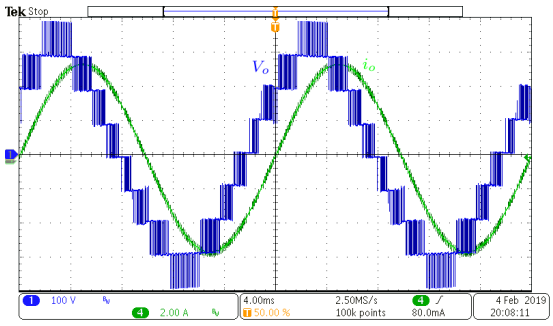
ou operação. Novamente, nenhuma técnica de controle da corrente ou da tensão de saída é utilizada, ou seja, a corrente de saída é determinada pela carga conectada à saída do conversor e pelo ponto de operação do conversor.

Os parâmetros estabelecidos para a obtenção dos resultados experimentais são os mesmos estabelecidos para o conversor 5L-FC-FC, apresentados na Tabela 15.

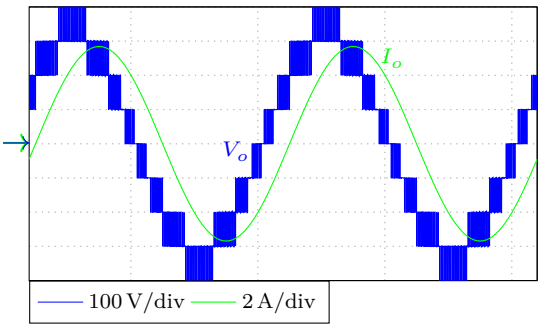
Inicialmente, para avaliar o funcionamento do protótipo construído em bancada, a Figura 71 confronta os resultados obtidos experimentalmente e através da simulação numérica para o conversor 9L-SMC-SMC em regime permanente de operação, com índice de modulação 0,8 e com a Carga 1. Observando os resultados obtidos é clara a semelhança entre os sinais de tensão e corrente de saída em ambos os casos. Os sinais de tensão da saída apresentam noves níveis distintos de tensão de saída e os sinais da corrente de saída apresentam um comportamento praticamente senoidal, com uma desfasagem de aproximadamente 38,6° em relação ao sinal de tensão, validando as análises realizadas.

Figura 71 – Tensão e corrente de saída do conversor 9L-SMC-SMC operando em regime permanente com a Carga 1.

(a) Resultado obtido experimentalmente.




(b) Resultado obtido através simulação numérica.




Fonte: Próprio Autor.

Devido à presença de capacitores flutuantes, faz-se a utilização da técnica de controle das tensões para a adequada operação do conversor 9L-SMC-SMC, independentemente das condições impostas. Neste trabalho, a técnica de controle das tensões dos capacitores flutuantes utilizada é o controle ativo linear, apresentada na seção 4.1.

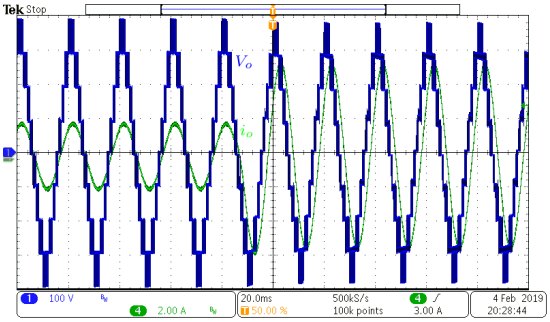
Novamente, o projeto do controlador não é abordado, por não ser foco de estudo deste trabalho. Entretanto, a operação do conversor com a técnica de modulação PD-PS-PWM, conjuntamente com a técnica de controle linear, é avaliada para degraus de carga e para diferentes pontos de operação.

A Figura 72 apresenta a operação do conversor 9L-SMC-SMC quando um degrau de carga é aplicado, transitando da Carga 2 para a Carga 1. O degrau de carga impacta na corrente de saída e, consequentemente, nas tensões dos capacitores flutuantes, conforme apresenta a Figura 72 para as tensões nos capacitores $V_{C_{1A}}$, $V_{C_{2A}}$ e $V_{C_{1B}}$.[1]

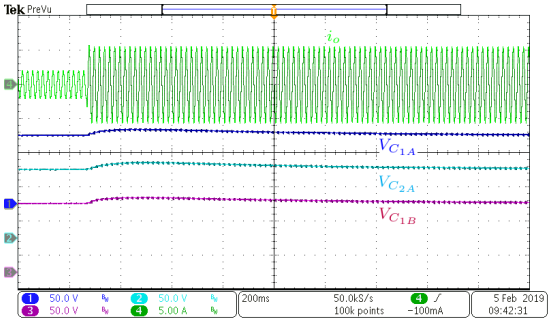
[1] A tensão $V_{C_{2B}}$ não é mensurada, mas apresenta um resposta similar as tensões dos capacitores

Figura 72 – Resultado experimental do conversor 9L-SMC-SMC na aplicação de um degrau de carga na saída.

(a) Tensão e corrente de saída.




(b) Corrente de saída e tensões nos capacitores flutuantes.



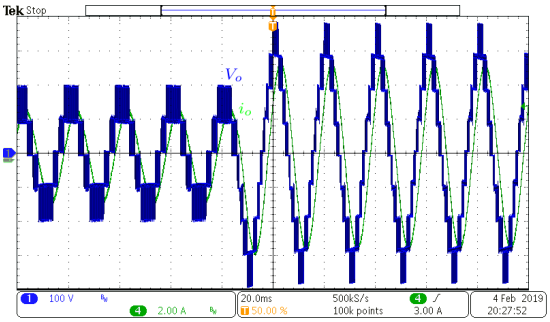

Fonte: Próprio Autor.

O degrau de carga provoca uma leve transição de aproximadamente 10% do valor médio em regime permanente em todas as tensões dos capacitores flutuantes. Após aproximadamente 1,2 segundos as tensões são estabelecidas dentro dos valores desejados, apresentando um valor médio de 100 V.

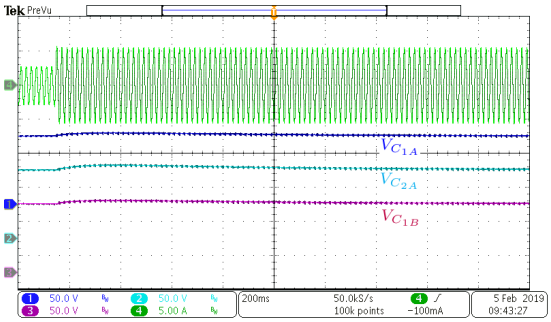
A Figura 73 apresenta os resultados experimentais obtidos modificando o índice de modulação de 0,4 para 0,8 operando com a Carga 1.

Figura 73 – Resultado experimental do conversor 9L-SMC-SMC para uma varição do índice de modulação de 0,4 para 0,8 com carga fixa (Carga 1).

(a) Tensão e corrente de saída.




(b) Corrente de saída e tensões nos capacitores flutuantes.




Fonte: Próprio Autor.

Durante a operação do conversor, com o índice de modulação em 0,4, somente cinco níveis distintos de tensão são verificados na saída do conversor e, com índice de modulação 0,8, são verificados nove níveis distintos de tensão. A transição do índice de modulação provoca uma modificação da tensão dos capacitores flutuantes de aproximadamente 7% do valor médio. Em aproximadamente 1,35 segundos as tensões dos capacitores flutuantes são estabelecidas dentro dos valores desejados, apresentando um valor médio de 100 V.

flutuantes mensuradas ao transitório.

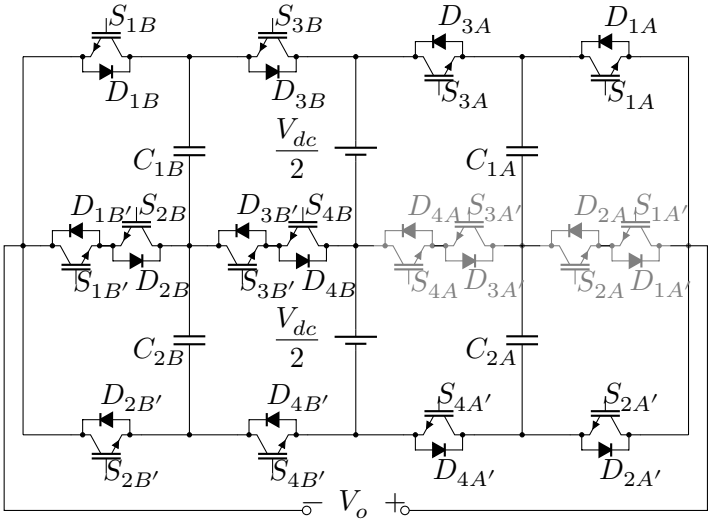
Desta forma, verifica-se que a técnica de controle atua para manter as tensões dos capacitores flutuantes da topologia 9L-SMC-SMC sempre equilibradas, independentemente do distúrbio. A correta operação da técnica de controle permite a segura operação do conversor, evitando sobretensões nos semicondutores e capacitores.

Os resultados experimentais apresentados para o conversor 9L-SMC-SMC validam a topologia, assim como, a técnica de controle aplicada.

## 5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR 9L-FC-SMC

Outra topologia que pode ser explorada através da estrutura genérica é a do conversor 9L-FC-SMC, conforme apresenta a Figura 74.

Figura 74 – Estrutura genérica utilizada para obtenção dos resultados experimentais operando como conversor 9L-FC-SMC.




Fonte: Próprio Autor.

Neste caso, os interruptores internos do braço "A" da estrutura genérica são desativados, permanecendo bloqueados durante toda a operação do conversor, e somente os semicondutores externos do braço "A" são comandados a comutar. Para a correta operação do conversor 9L-FC-SMC, no braço "A", os semicondutores externos atuam em pares e de forma complementar, os semicondutores $S_{1A}$ e $S_{2A'}$ formam um par e os semicondutores $S_{3A}$ e $S_{4A'}$ formam um segundo par. Entretanto, no braço "B", todos os semicondutores atuam, em pares e de forma complementar, onde os pares são formados por $S_{kB}$ e $S_{kB'}$, para $k = 1$, 2, 3 e 4. Desta forma, a operação da estrutura genérica é a de um conversor 9L-FC-SMC.

Inicialmente, os ensaios do conversor 9L-FC-SMC consistem em avaliar a operação da modulação HPS-PWM proposta, juntamente com a técnica de controle linear ativo das tensões dos capacitores flutuantes. Na segunda parte dos ensaios é avaliada a operação do conversor com a técnica de controle das tensões dos capacitores flutuantes por ponderação,

verificando o funcionamento da técnica de controle em diferentes pontos de operação do conversor.

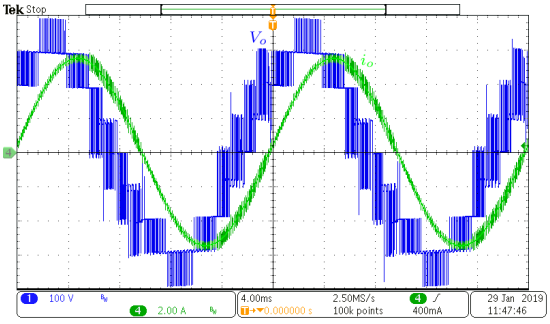
### 5.3.1 Conversor 9L-FC-SMC Utilizando a Modulação HPS-PWM e a Técnica de Controle Ativo Linear

O conversor 9L-FC-SMC é uma topologia híbrida e sua operação requer algumas precauções, como uma técnica de modulação específica para a topologia. A técnica de modulação denominada de HPS-PWM é especialmente desenvolvida para esta topologia e conjuntamente com a técnica de controle ativo linear garantem a adequada operação do conversor, independentemente do ponto de operação ou de outros distúrbios que interfiram em sua operação. É importante destacar que nenhuma técnica de controle é aplicada na corrente ou na tensão de saída do conversor. Desta forma, a corrente de saída é dependente da carga conectada na saída do conversor e do ponto de operação do conversor.

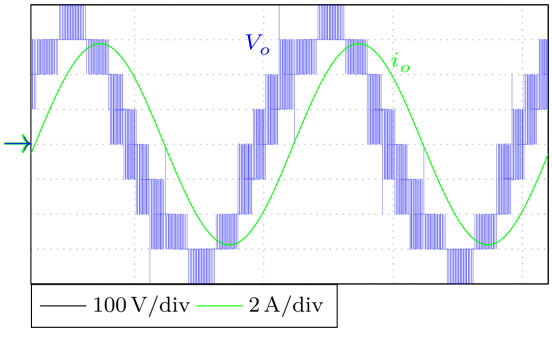
Os parâmetros de ensaios empregados para o conversor 9L-FC-SMC são os mesmos utilizados para o conversor 5L-FC-FC, apresentados na Tabela 15. Assim, utilizando as condições e parâmetros de ensaio estabelecidos, a Figura 75 (a) apresenta o resultado experimental da tensão e da corrente de saída do conversor 9L-FC-SMC em regime permanente de operação com a Carga 1. O resultado experimental pode ser comparado ao resultado via simulação numérica, apresentados na Figura 75 (b). Verifica-se que há uma grande semelhança entre os resultados. No sinal de tensão de saída do conversor é possível verificar nove níveis distintos de tensão e um comportamento que assemelha-se ao de uma forma de onda senoidal, em ambos os resultados. Entretanto, em algumas regiões, existem transições entre três níveis distintos de tensão. Estas transições acontecem devido à comutação de mais de um par de semicondutores simultaneamente, e somado ao período de tempo morto, o conversor transita por estados de comutação não controláveis, uma vez que vários semicondutores estão bloqueados.

Figura 75 – Tensão e corrente de saída do conversor 9L-FC-SMC operando em regime permanente com a Carga 1.

(a) Resultado obtido experimentalmente.




(b) Resultado obtido através simulação numérica.




Fonte: Próprio Autor.

O tempo morto é estabelecido para proteção dos semicondutores e do conversor. Este período é estabelecido para evitar que dois semicondutores que atuam de forma complementar conduzam simultaneamente e provoquem um "curto circuito" fonte de alimentação ou em algum capacitor da estrutura, danificando assim os componentes. A comutação simultânea de semicondutores é devido à técnica de modulação proposta, a HPS-PWM, e uma condição para a operação do conversor.

Assim, estes pequenos transitórios gerados pela dupla comutação não têm impacto significativos na forma de onda sintetizada pelo conversor. De certa forma, isto é evidente quando se observa a forma de onda de corrente. A forma de onda de corrente apresenta uma característica senoidal, devido à presença da carga indutiva, e está defasada em aproximadamente 38,6° em relação ao sinal de tensão, em ambos os casos apresentados na Figura 75.

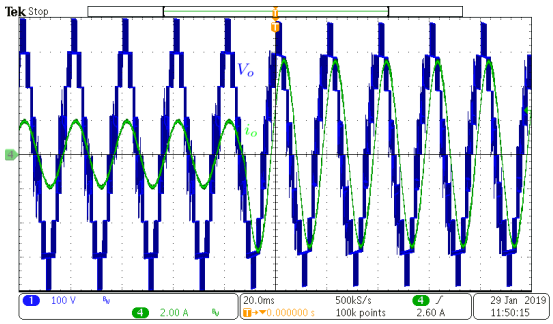
Desta forma, o protótipo e a modulação HPS-PWM são validados e sua adequada operação é constada através dos resultados obtidos experimentalmente e através da simulação numérica. Uma vez que os resultados obtidos apresentam grande semelhança, na sequência do trabalho, são apresentados somente os resultados obtidos experimentalmente.

A metodologia de projeto do controlador para o conversor FC-SMC é a mesma utilizada por [72] para o conversor FC.

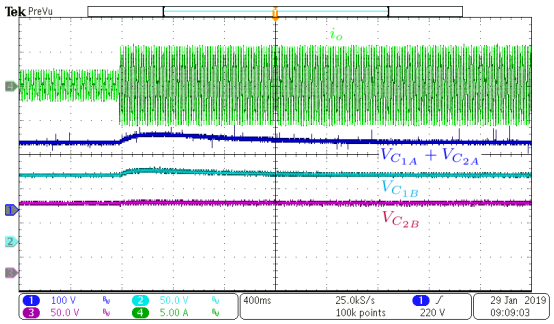
Na Figura 76 é apresentada a resposta do conversor 9L-FC-SMC operando com o controle ativo linear das tensões dos capacitores flutuantes sob um degrau de carga, da Carga 2 para a Carga 1. O degrau de carga provoca uma alteração instantânea da corrente de saída e, inevitavelmente, nas tensões dos capacitores flutuantes.

Figura 76 – Resultado experimental do conversor 9L-FC-SMC na aplicação de um degrau de carga na saída.

(a) Tensão e corrente de saída.




(b) Corrente de saída e tensões nos capacitores flutuantes.




Fonte: Próprio Autor.

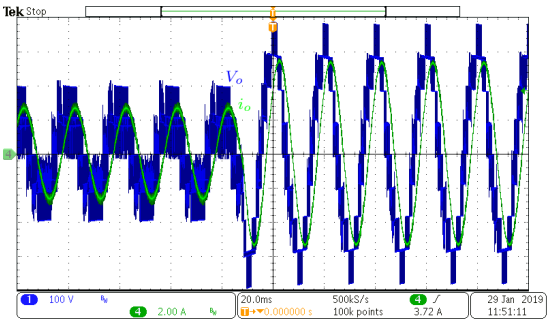
Durante a transição de carga, o valor da variação da tensão dos capacitores flutuantes é de aproximadamente 10%, para a tensão do capacitor do braço FC, no caso $V_{C_{1A}} + V_{C_{2A}}$, e menor que 5% , para as tensões nos capacitores $V_{C_{1B}}$ e $V_{C_{2B}}$, do valor

médio em regime permanente. Em 1,7 segundos as tensões são estabelecidas nos valores desejados, com um valor médio de 200 V, para $V_{C_{1A}} + V_{C_{2A}}$, e de 100 V, para $V_{C_{1B}}$ e $V_{C_{2B}}$, respectivamente.

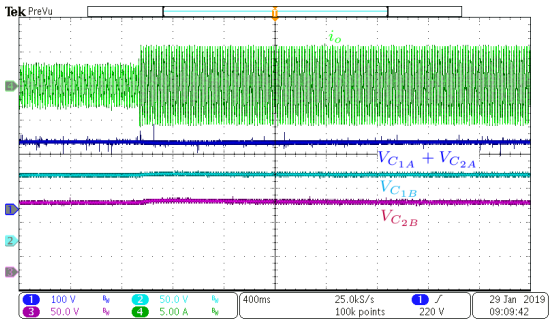
A técnica de controle das tensões dos capacitores flutuantes é avaliada também para variações do índice de modulação. Na Figura 77 são apresentados os resultados experimentais modificando o índice de modulação de 0,4 para 0,8 com a Carga 1.

Figura 77 – Resultado experimental do conversor 9L-FC-SMC para um varição do índice de modulação de 0,4 para 0,8 com carga fixa (Carga 1).

(a) Tensão e corrente de saída.




(b) Corrente de saída e tensões nos capacitores flutuantes.




Fonte: Próprio Autor.

A transição do índice de modulação de 0,4 para 0,8 resulta no aumento do número de níveis de tensão do conversor, de cinco para nove, como mostra a Figura 77 (a). Esta transição implica em um maior valor da tensão aplicada sobre a carga e, consequentemente, da corrente na carga. A mudança no ponto de operação do conversor resulta em leves alterações nas tensões dos capacitores flutuantes, em sobretensões menores que 3%. Após 1,2 segundos já são reestabelecidos os valores desejados, com um valor médio de, aproximadamente, 200 V, para $V_{C_{1A}} + V_{C_{2A}}$, e de 100 V, para $V_{C_{1B}}$ e $V_{C_{2B}}$.

Os resultados obtidos confirmam que a técnica de controle ativo linear, utilizada em conjunto a técnica de modulação HPS-PWM, permite controlar as tensões dos capacitores flutuantes da estrutura 9L-FC-SMC em regime permanente, na presença de distúrbios de carga ou em diferentes pontos de operação do conversor. Em regime permanente, o controle atua sobre os efeitos parasitas presentes no circuito ou, até mesmo, em pequenas diferenças nos períodos de comutações dos semicondutores gerados pelos circuitos de condicionamento dos sinais de comutação. Na presença de algum distúrbio provocado na carga ou para diferentes pontos de operação, a técnica de controle atua para garantir o equilíbrio das tensões dos capacitores, evitando sobre tensões nos componentes de potência.

### 5.3.2 Conversor 9L-FC-SMC Utilizando a Técnica de Controle Ativo por Ponderações

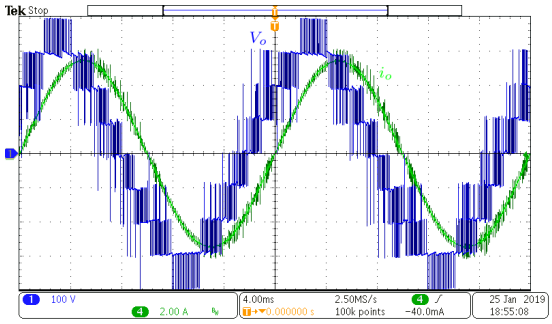
Uma alternativa para garantir a adequada operação do conversor 9L-FC-SMC é utilizar a técnica de controle ativo das tensões dos capacitores flutuantes por ponderações. Esta técnica de controle permite manter estáveis as tensões nos capacitores flutuantes utilizando os estados de comutação redundantes do conversor, como é destacado na seção 4.2.

Para avaliar a técnica de controle ativo por ponderações alguns ensaios são realizados utilizando os mesmos parâmetros da Tabela 15.

A Figura 78 apresenta a tensão e a corrente de saída do conversor 9L-FC-SMC operando com a técnica de controle ativo por ponderações. Na forma de onda da tensão de saída do conversor são visíveis os nove níveis distintos de tensão e a presença de alguns "spikes". Estes "spikes" são resultados das comutações de mais de um par de semicondutores simultaneamente e a utilização do tempo morto, assim como ocorre quando o conversor opera com a técnica de modulação HPS-PWM e a técnica de controle ativo linear.

Figura 78 – Tensão e corrente de saída do conversor 9L-FC-SMC operando com a técnica de controle por ponderação em regime permanente com a Carga 1.

(a) Resultado obtido experimentalmente.

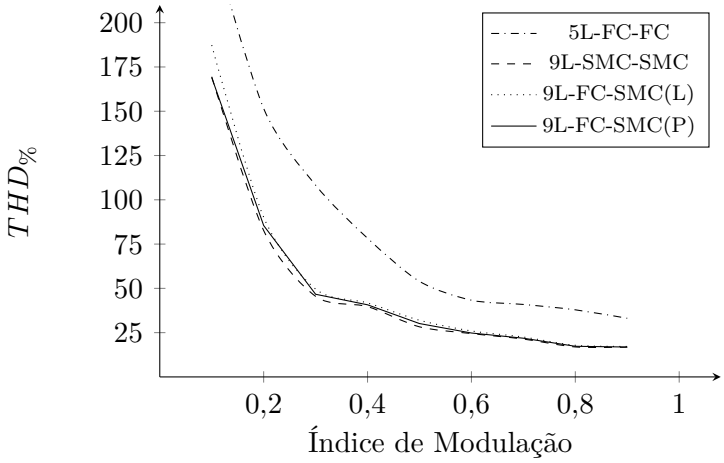



Fonte: Próprio Autor.

O resultado visual da forma de onda de tensão de saída do conversor não é o ideal, devido aos "spikes", mas isto pouco interfere na tensão de saída sintetizada pelo conversor. O primeiro fator a se considerar é que a forma de onda da corrente de saída do conversor apresenta uma característica senoidal. O segundo fator que pode ser avaliado é a THD do sinal de tensão de saída, conforme apresenta a Figura 79 para componentes de até 50 kHz.

Na Figura 79 verifica-se uma leve diferença entre a THD dos sinais de tensão de saída sintetizados pelo conversor 9L-SMC-SMC e pelo conversor 9L-FC-SMC, com ambas as técnicas de controle, evidenciando a baixa influência dos "spikes" na qualidade da forma de onda resultante do conversor. Uma vez que, comparando o valor da THD da tensão de saída do conversor 9L-FC-SMC com o valor da THD da tensão de saída do conversor 5L-FC-FC, a diferença é mais expressiva. Outro fator importante, é que a

Figura 79 – Distorção harmônica total (THD) do sinal de tensão para o conversor 5L-FC-FC, 9L-SMC-SMC e 9L-FC-SMC com a técnica de controle ativo linear e por ponderações.



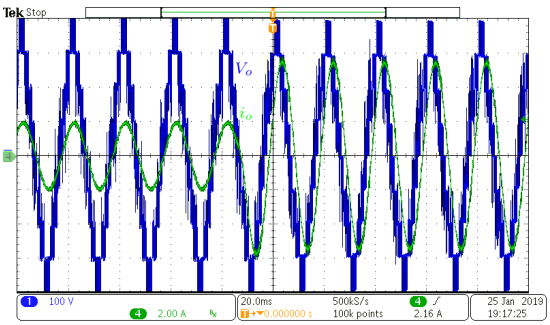

Fonte: Próprio Autor.

diferença da THD dos sinais de tensão dos conversor 9L-SMC-SMC e 9L-FC-SMC é mais significativa nos índices de modulação menores, região não muito atrativa para a operação destes conversores. Para índices de modulações elevados, maiores que 0,6, a diferença é praticamente insignificante.

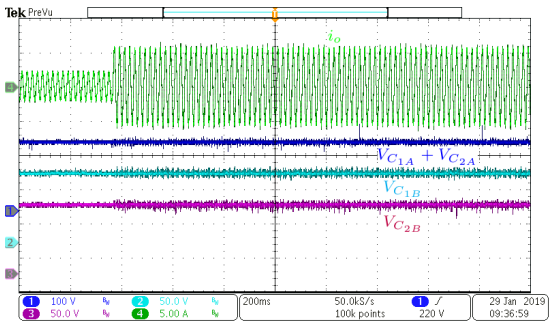
A avaliação do conversor operando com o controle das tensões dos capacitores flutuantes por ponderações exige verificar sua operação não somente em regime permanente, mas também durante transitórios de carga, como mostra a Figura 80. O conversor 9L-FC-SMC opera sem controle da corrente ou de tensão de saída.

Figura 80 – Resultado experimental do conversor 9L-FC-SMC durante o degrau de carga.

(a) Tensão e corrente de saída.




(b) Corrente de saída e tensões nos capacitores flutuantes.



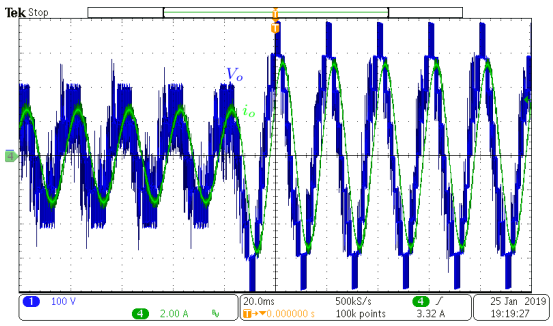

Fonte: Próprio Autor.

Com o conversor operando com o controle por ponderações, nenhuma grande perturbação é notada nas tensões dos capacitores flutuantes durante a transição de cargas, somente o aumento da ondulação de tensão devido ao aumento de corrente de saída e, consequentemente, da corrente circulante nos capacitores flutuantes. Esta característica

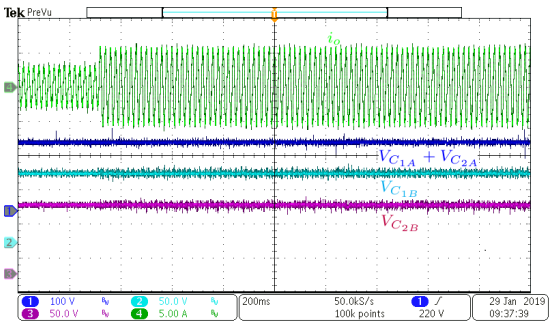
de não permitir pertubação nas tensões dos capacitores flutuantes é notada também nas transições do ponto de operação do conversor, conforme apresenta a Figura 81.

Figura 81 – Resultado experimental do conversor 9L-FC-SMC para um varição do índice de modulação de 0,4 para 0,8 com carga fixa (Carga 1).

(a) Tensão e corrente de saída.




(b) Corrente de saída e tensões nos capacitores flutuantes.

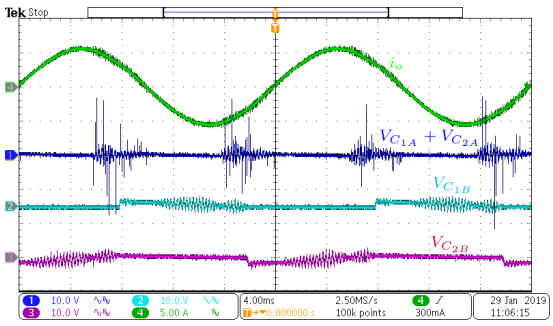



Fonte: Próprio Autor.

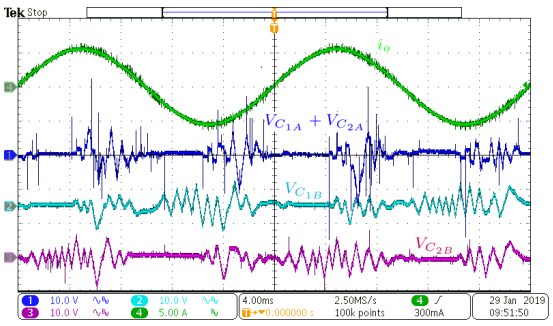
A técnica de controle ativo por ponderações tem uma boa resposta às transições de carga e, também, para diferentes pontos de operação do conversor, apresentando resultados melhores que a técnica de controle ativo linear junto ao conversor 9L-FC-SMC. Entretanto, o conversor 9L-FC-SMC operando com a técnica de controle por ponderação apresenta maior ondulação de tensão nos capacitores flutuantes em alta frequência que a técnica de controle linear, como mostra a Figura 82. As ondulações das tensões nos capacitores flutuantes do conversor 9L-FC-SMC operando com o controle ativo linear é de aproximadamente que 4 V, já para o controle por ponderações, a ondulação nas tesões pode chegar em até 16 V.

Figura 82 – Resultado experimental do conversor 9L-FC-SMC em regime permanente, corrente de saída e tensões nos capacitores flutuantes.

(a) Com o controle linear.




(b) Com o controle por ponderação.

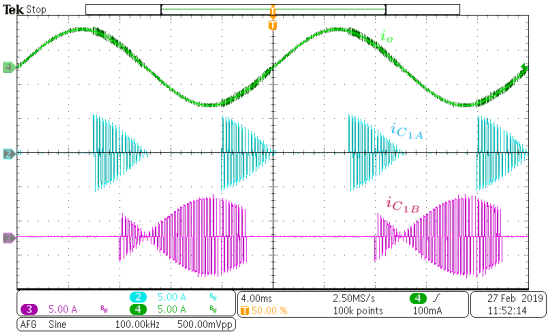



Fonte: Próprio Autor.

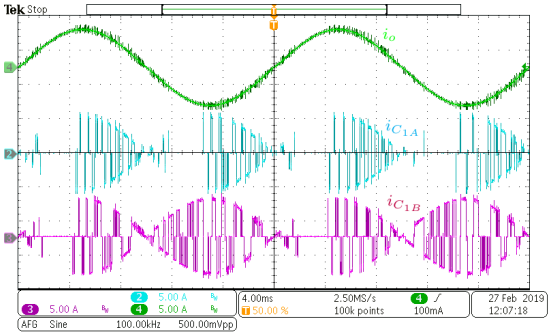
O aumento da ondulação de tensão nos capacitores flutuantes não é o único fator negativo do controle ativo por ponderação. Outro fator, é o aumento da circulação de corrente pelos capacitores flutuantes, como mostra Figura 83.

Figura 83 – Resultado experimental do conversor 9L-FC-SMC em regime permanente, corrente de saída e corrente nos capacitores flutuantes.

(a) Com o de controle linear.




(b) Com o controle por ponderação.




Fonte: Próprio Autor.

A Figura 83 (a) mostra o resultado experimental do conversor 9L-FC-SMC obtido com o controle ativo linear. O valor eficaz da corrente no capacitor do braço FC é de aproximadamente de 1,5 A. Para o capacitor $C_{1B}$ do braço SMC é de aproximadamente 2,1 A. Para o mesmo ponto de operação e com a mesma carga, o conversor 9L-FC-SMC operando com o controle ativo por ponderações apresenta valores eficazes de 1,9 A e de 2,8 A, para o capacitor do braço FC e para o capacitor flutuante $C_{1B}$ do braço SMC, respectivamente, conforme apresenta a Figura 83 (b). Esta diferença na corrente que circula nos capacitores flutuantes é devido à técnica de controle ativo linear ser utilizada conjuntamente a modulação HPS-PWM. A modulação HPS-PWM utiliza os estados de comutação pré-definidos, evitando estados de comutação que permitam a circulação de corrente em todos os capacitores flutuantes simultaneamente.

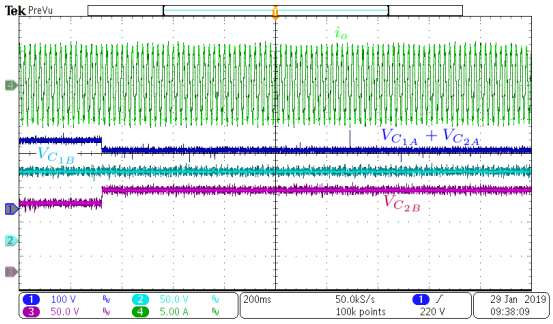
Outro fato importante é que o controlador utilizado na técnica de controle ativo linear é um controlador simples e de fácil implementação, no caso, um PI com um polo adicional. Entretanto, como destacado em [72], o projeto do controlador deve ser realizado para garantir a estabilidade do conversor em seus pontos máximo e mínimo de operação, ou seja, de máxima e mínima potência. Resultando, muitas vezes, em um controlador com respostas lentas às transições de carga e do ponto de operação. Outros controladores podem ser utilizados para obter respostas mais rápidas e satisfatórias, porém aumenta-se a complexidade da técnica de controle. Por outro lado, este problema não afeta o controle ativo por ponderações que, independentemente do ponto de operação do conversor, garante o equilíbrio das tensões dos capacitores flutuantes com uma boa resposta a transitórios.

Utilizando o controle ativo por ponderações no conversor 9L-FC-SMC é possível equilibrar as tensões nos capacitores flutuantes para diferentes tensões de referência, como mostra a Figura 84. Na Figura 84 (a) o sinal de referência da tensão $V_{C_{1A}} + V_{C_{2A}}$ é alterado de 200 V para 170 V, e o sinal de referência da tensão $V_{C_{2B}}$ é modificado de 100 V para 120 V, já o sinal de referência da tensão $V_{C_{1B}}$ permanece constante, em 100 V.

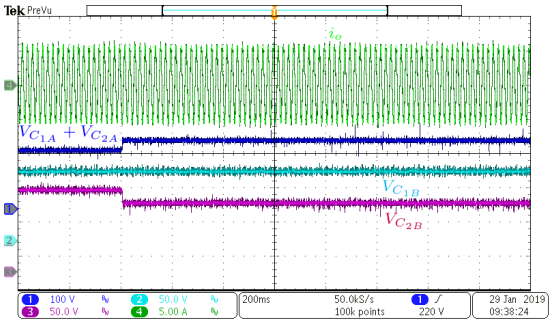
As alterações das referências não comprometem a operação do conversor e as tensões dos capacitores flutuantes são controladas em seus novos valores após algumas transições de estados de comutação. A Figura 84 (b) apresenta as tensões dos capacitores flutuantes sendo alteradas e controladas aos seus valores iniciais de referência.

Figura 84 – Resultado experimental do conversor 9L-FC-SMC para alterações do sinal de referência dos capacitores flutuantes, corrente de saída e tensões nos capacitores flutuantes.

(a) Com o controle linear.




(b) Com o controle por ponderação.




Fonte: Próprio Autor.

Com a técnica de controle ativo por ponderações, o conversor 9L-FC-SMC pode operar de forma segura e adequada, durante diferentes distúrbios na carga ou para diferentes pontos de operação. Em regime permanente, a técnica garante que as tensões nos capacitores flutuantes permaneçam controladas utilizando somente os estados de comutação redundantes. Entretanto, a técnica implica em maiores ondulações de tensão e de corrente através dos capacitores flutuantes quando comparada à técnica de controle ativo linear aplicada ao conversor 9L-FC-SMC.

## 5.4 RESUMO

Nesta seção foram apresentados os resultados obtidos experimentalmente dos conversores multiníveis 5L-FC-FC, 9L-SMC-SMC e 9L-FC-SMC. Os resultados apresentados foram divididos em três partes, uma para cada conversor estudado. Nas três abordagens avaliou-se a operação adequada do conversor com a sua técnica de modulação e controle das tensões dos capacitores flutuantes.

Os resultados obtidos para topologia 5L-FC-FC apresentaram a adequada operação do conversor multinível com a técnica de modulação PS-PWM conjuntamente a técnica de controle ativo linear das tensões dos capacitores flutuantes, validando a operação do conversor a distúrbios de carga e a diferentes pontos de operação. A metodologia de projeto dos capacitores flutuantes via ábacos foi avaliada e, os resultados obtidos comprovaram que a metodologia é adequada e pode ser utilizada para o projeto dos capacitores flutuantes do conversor.

O conversor 9L-SMC-SMC foi avaliado nas mesmas condições de operação que o conversor 5L-FC-FC, contudo a técnica de modulação emprega foi a PD-PS-PWM. A técnica de controle ativo linear das tensões dos capacitores flutuantes foi avaliada junto ao conversor 9L-SMC-SMC, e apresentou bons resultados. Garantindo que o valor médio da tensão de cada capacitor flutuante permanecesse no nível de tensão desejado após distúrbios de carga ou para diferentes pontos de operação do conversor.

Na última parte avaliou-se a operação do conversor 9L-FC-SMC utilizando a técnica de modulação HPS-PWM e com as duas técnicas de controle das tensões nos capacitores flutuantes apresentadas neste trabalho. Ambas as técnicas apresentaram bons resultados no controle das tensões dos capacitores flutuantes, garantindo a adequada operação do conversor durante distúrbios de carga e de diferentes pontos de operação. Entretanto, verificou-se um aumento das oscilações de tensão e do valor eficaz da corrente nos capacitores flutuantes quando o conversor opera com a técnica de controle ativo por ponderações em relação a técnica de controle ativo linear.

# 6 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou uma breve abordagem sobre a evolução das fontes de energia para geração de energia elétrica, em particular das fontes de energia renováveis e da tendência destas fontes estarem cada vez mais inseridas no sistema elétrico. Com a evolução das fontes de energia vem a necessidade do desenvolvimento de novos meios de conexão destas fontes à rede elétrica, ou seja, do aperfeiçoamento dos conversores de energia que possibilitam a realização desta conexão nos mais distintos cenários, desde as usinas de geração de energia elétrica de pequeno, médio e grande porte, à geração de energia elétrica distribuída (microgeração). Neste contexto enquadra-se o aperfeiçoamento das topologias de conversores, desde o desenvolvimento de novas topologias de conversores multiníveis, de novas técnicas de modulação e de técnicas de controle.

Na sequência do trabalho realizou-se uma revisão bibliográfica das principais topologias de conversores multiníveis em tensão, evidenciando suas principais vantagens, desvantagens e limitações. Como também, as principais técnicas de modulação empregadas a conversores multiníveis, em particular as técnicas de modulação por largura de pulsos. Destaca-se que as técnicas de modulação são utilizadas nos conversores multiníveis conforme a aplicação que o conversor está inserido, atuando de forma a maximizar ou atenuar uma característica do conversor multinível.

No terceiro capítulo foi apresentado o estudo de três topologias de conversor multiníveis, o conversor 9L-FC-FC, o conversor 9L-SMC-SMC e o conversor 9L-FC-SMC. Entre as topologias estudadas, duas topologias são propostas originais deste trabalho, o conversor 9L-SMC-SMC e o conversor 9L-FC-SMC. Nas três topologias são analisadas as etapas de operação e, posteriormente, feita a análise dos esforços de corrente nos semicondutores. Para a topologia 9L-FC-FC é realizada a análise dos esforços nos semicondutores com a técnica de modulação PS-PWM. Para a topologia 9L-SMC-SMC a análise é realizada com a técnica de modulação PD-PS-PWM. Para a topologia 9L-FC-SMC considera-se a técnica de modulação HPS-PWM. Empregando estas técnicas de modulação, uma nova metodologia de projeto dos capacitores flutuantes é apresentada para as topologias 9L-FC-FC e 9L-SMC-SMC, que consiste na utilização de ábacos para o correto dimensionamento dos capacitores. Importante destacar que entre as topologias estudadas, a topologia 9L-FC-SMC é a topologia que possui o menor número de componentes de potência e o menor número de componentes no caminho de corrente que, possivelmente, permite a otimização do custo de produção e da eficiência do conversor.

No quarto capítulo foram apresentadas algumas das técnicas de controle ativo das tensões dos capacitores flutuantes presentes na literatura, destacando-se seus pontos fortes e fracos. Também são exploradas duas técnicas de controle, a técnica de controle proposta em [70] e aprimorada em [72] e uma proposta de técnica de controle ativo das tensões dos capacitores. A primeira técnica consiste na alteração da razão cíclica dos semicondutores próximos ao capacitor flutuante para promover o controle da tensão do

capacitor. A técnica de controle ativo proposta atribui ponderações para as oscilações de tensão nos capacitores flutuantes, permitindo o controle das tensões nos valores desejados . A técnica de controle ativo por ponderações pode ser aplicada a qualquer topologia que necessite da correção das tensões dos capacitores flutuantes, independente do número de capacitores, pois consegue atuar sobre mais de um capacitor simultaneamente. Outra característica importante é sua fácil implementação para conversores com baixo número de níveis de tensão, devido ao tamanho reduzido da tabela de carga e descarga dos capacitores. Entretanto, a tabela de carga e descarga aumenta consideravelmente para conversores que sintetizam elevado número de níveis tensão de saída, aumentando a dificuldade de implementação.

No quinto capítulo foram apresentados os resultados obtidos experimentalmente para as topologias 5L-FC-FC, 9L-SMC-SMC e do 9L-FC-SMC.

Na primeira parte foi avaliada a topologia 5L-FC-FC, validando a operação do conversor com a modulação PS-PWM e o projeto dos capacitores flutuantes. A metodologia de projeto dos capacitores flutuantes proposta foi avaliada somente para a topologia 5L-FC-FC. Os resultados experimentais obtidos validam a metodologia proposta. A metodologia pode ser estendida para qualquer conversor, independentemente do número de níveis. Também foi avaliada a técnica de controle linear das tensões nos capacitores flutuantes junto ao conversor 5L-FC-FC, que permitiu controlar as tensões nos níveis desejados, mesmo na presença de distúrbios na carga e para diferentes pontos de operação do conversor.

De forma semelhante, as análises foram desenvolvidas para o conversor 9L-SMC-SMC, porém utilizando da técnica de modulação PD-PS-PWM e a técnica de controle ativo linear das tensões dos capacitores flutuantes. O conversor 9L-SMC-SMC operando com a técnica de controle ativo linear possibilitou o controle das tensões nos capacitores flutuantes quanto a mudanças de carga ou do ponto de operação.

Na última parte foi avaliada a operação do conversor 9L-FC-SMC para a técnica de modulação HPS-PWM e com a técnica de controle ativo linear. O conversor 9L-FC-SMC apresentou o comportamento dentro do esperado, durante a aplicação do degrau de carga e também sob variações dos pontos de operação. Também foi avaliado o comportamento do conversor 9L-FC-SMC empregando o controle ativo das tensões dos capacitores flutuantes por ponderações, apresentando um desempenho regular. Apesar de controlar as tensões dos capacitores flutuantes e garantir a correta operação do conversor, maiores oscilações de tensão e de corrente circulante nos capacitores flutuantes são geradas quando comparada a técnica de controle ativo linear. Entretanto, o aumento das ondulações de tensão nos capacitores flutuantes tem pouca influência na tensão de saída do conversor e permite a aplicação do conversor 9L-FC-SMC com o controle ativo por ponderações nas mais diversas aplicações e com diferentes cargas. Esta penalização é consequência da escolha dos estados de comutação que tem maior impacto sobre as tensões e correntes nos

capacitores flutuantes. Entretanto, a técnica de controle ativo por seletividade durante os transitórios não apresenta sobressinal da tensão dos capacitores flutuantes como a técnica de controle linear. Outra vantagem da técnica de controle por ponderações é que pode ser aplicada independentemente dos parâmetros do conversor, como: capacitância e corrente de saída, somente conhecendo os estados de comutação do conversor.

## 6.1 PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS

No decorrer do desenvolvimento e estudo deste trabalho possibilidades de continuação dos trabalhos foram verificadas abordando os seguintes aspectos:

- Estudo e melhoria da técnica de controle ativo por ponderações abordando diferentes formas de ponderações das tensões dos capacitores flutuantes, como: exponencial, igualitárias.
- Estudo e melhoria da técnica de controle ativo por ponderações restringindo ou eliminando os estados de comutação que atuem sobre vários capacitores flutuantes simultaneamente.
- Verificar teoricamente e experimentalmente a redução das perdas do conversor FC-SMC, comparados aos conversores FC-FC e SMC-SMC.

## REFERÊNCIAS

[1] International Energy Agency. *Key World Energy Statistics*. 2018.

[2] SILVA, N. F. da. *Fontes de Energia Renováveis complementares na Expasão do setor Elétrico Brasileiro: O Caso da Energia Eólica*. Tese (Doutorado) — UFRJ, Rio de Janeiro - RJ, Abril 2006.

[3] FURTADO, M. de C. *Avaliação das Oportunidades de Comercialização de Novas Fontes de Energias Renováveis no Brasil*. Dissertação (Mestrado) — Escola Politécnica da USP, São Paulo, 2010.

[4] Ministério da Ciência e Tecnologia do Brasil. *Protocolo de Quioto*. Editado e traduzido pelo Ministério da Ciência e Tecnologia com o apoio do Ministério das Relações Exteriores da República Federativa do Brasil.

[5] Ministério de Minas e Energia. *Resenha Energética Brasileira 2018*. 2019. Brasília - DF.

[6] Ministério de Minas e Energia. *Resenha Energética Brasileira 2015*. 2016. Brasília - DF.

[7] Ministério de Minas e Energia. *Resenha Energética Brasileira 2014*. 2015. Brasília - DF.

[8] FRANQUELO, L. G. et al. The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 2, n. 2, p. 28–39, Junho 2008. ISSN 1932-4529.

[9] Jih-Sheng Lai; Fang Zheng Peng. Multilevel converters-a new breed of power converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 3, p. 509–517, May 1996. ISSN 0093-9994.

[10] JOHN, E.; OSKOUI, A.; PETERSSON, A. Using a statcom to retire urban generation. In: *Power Systems Conference and Exposition, 2004. IEEE PES*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 693–698 vol.2.

[11] BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; MA, K. Power electronics converters for wind turbine systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 48, n. 2, p. 708–719, 2012. ISSN 0093-9994.

[12] ABU-RUB, H. et al. Medium voltage drives - challenges and requirements. In: *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1372–1377.

[13] YAZDANI, A.; IRAVANI, R. Dynamic model and control of the NPC-based back-to-back HVDC system. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 21, n. 1, p. 414–424, Janeiro 2006. ISSN 0885-8977.

[14] ZHANG, L. et al. Modeling, control, and protection of modular multilevel converter-based multi-terminal HVDC systems: A review. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, v. 3, n. 4, p. 340–352, Dezembro 2017. ISSN 2096-0042.

[15] WEG. *Inversor de Frequência de Média Tensão*. [S.l.], 2009.

[16] ABB. *Medium Voltage AC Drive ACS 6000, 3 - 27MW, up to 3.3 kV, 2010*. [S.l.], 2009.

[17] HYUNDAI. *HYUNDAI N500 Medium-Voltage Converters*. [S.l.], 2009.

[18] SIEMENS. *SINAMICS PERFECT HARMONY GH180 Medium-Voltage Converters*. [S.l.], 2013.

[19] JOHN, E.; OSKOUI, A.; PETERSSON, A. Using a statcom to retire urban generation. In: *IEEE PES Power Systems Conference and Exposition, 2004*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 693–698.

[20] MORGENSTERN, R. *FACTS – Different Methods of Reactive Power Compensation*. [S.l.], 2017.

[21] BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; MA, K. Power electronics converters for wind turbine systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 48, n. 2, p. 708–719, 2012. ISSN 0093-9994.

[22] YARAMASU, V. et al. High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies. *Proceedings of the IEEE*, v. 103, n. 5, p. 740–788, Maio 2015. ISSN 0018-9219.

[23] KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, Setembro 2005. ISSN 0093-9994.

[24] MIRANBEIGI, M.; IMAN-EINI, H. Hybrid modulation technique for grid-connected cascaded photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 12, p. 7843–7853, Dezembro 2016. ISSN 0278-0046.

[25] BARTH, C. B. et al. Design and control of a gan-based, 13-level, flying capacitor multilevel inverter. In: *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6.

[26] MODEER, T. et al. Design of a gan-based, 9-level flying capacitor multilevel inverter with low inductance layout. In: *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 2582–2589.

[27] KUMAR, S.; AGARWAL, P. A nine-level inverter for open-end induction motor. In: *2014 Recent Advances in Engineering and Computational Sciences (RAECS)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.

[28] JAFRI, K. et al. Static and dynamic characteristics of a novel STATCOM based on modular multilevel converter. In: *IET International Conference on Information Science and Control Engineering 2012 (ICISCE 2012)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–5.

[29] PIROUZ, H.; BINA, M. New transformerless statcom topology for compensating unbalanced medium-voltage loads. In: *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–9.

[30] RAJEEVAN, P. et al. A nine-level inverter topology for medium-voltage induction motor drive with open-end stator winding. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 9, p. 3627–3636, Setembro 2013. ISSN 0278-0046.

[31] CALAIS, M.; AGELIDIS, V. Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Proceedings. ISIE'98*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 1, p. 224–229.

[32] 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, Janeiro 2015. ISSN 0885-8993.

[33] HOLMES, D.; LIPO, T. *Pulse Width Modulation For Power Converters*. Piscataway: Wiley-IEEE Press, 2003. ISBN 9780470546284.

[34] ARAUJO, S. et al. Lcl filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines. In: *2007 7th Internatonal Conference on Power Electronics*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1133–1138.

[35] R.H. Baker. *Switching circuit*. 1980. US Patent 4,210,826.

[36] NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped PWM inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, n. 5, p. 518–523, Setembro 1981. ISSN 0093-9994.

[37] KOURO, S. et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, Agosto 2010. ISSN 0278-0046.

[38] RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 724–738, Agosto 2002. ISSN 0278-0046.

[39] SUH, B.-S.; HYUN, D.-S. A new n-level high voltage inversion system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 44, n. 1, p. 107–115, Fevereiro 1997. ISSN 0278-0046.

[40] YUAN, X.; BARBI, I. Fundamentals of a new diode clamping multilevel inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 4, p. 711–718, Julho 2000. ISSN 0885-8993.

[41] MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In: *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1992. v. 1, p. 397–403.

[42] MCGRATH, B.; HOLMES, D. Analytical determination of the capacitor voltage balancing dynamics for three-phase flying capacitor converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 4, p. 1425–1433, Julho 2009. ISSN 0093-9994.

[43] KOURO, S. et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, Agosto 2010. ISSN 0278-0046.

[44] GATEAU, G.; MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Stacked multicell converter (smc): properties and design. In: *Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 3, p. 1583–1588 vol. 3. ISSN 0275-9306.

[45] SADIGH, A. et al. Double flying capacitor multicell converter based on modified phase-shifted pulsewidth modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 6, p. 1517–1526, Junho 2010. ISSN 0885-8993.

[46] MCGRATH, B. P. et al. Optimal modulation of flying capacitor and stacked multicell converters using a state machine decoder. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 2, p. 508–516, Março 2007.

[47] Richard H. Backer e Lawrence H. Bannister. *Electric power converter*. 1975. US Patent 3,867,643.

[48] LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. A new modular voltage source inverter topology. In: INSTITUTE OF POWER ELECTRONICS AND CONTROL. [S.l.]: Universität der Bundeswehr München, 2002.

[49] AKAGI, H. Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC). *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 11, p. 3119–3130, Novembro 2011. ISSN 0885-8993.

[50] CUI, S. et al. Principle, control and comparison of modular multilevel converters (MMCs) with DC short circuit fault ride-through capability. In: *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 610–616.

[51] CÚNICO, L. M. *Estudo do Conversor Modular Multinível*. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC, Fevereiro 2013.

[52] RUIZ-CABALLERO, D. et al. Symmetrical hybrid multilevel converters with reduced number of insulated DC supplies. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 7, p. 2307–2314, Julho 2010. ISSN 0278-0046.

[53] BATSCHAUER, A. L.; MUSSA, S. A.; HELDWEIN, M. L. Three-phase hybrid multilevel inverter based on half-bridge modules. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 2, p. 668–678, Fevereiro 2012. ISSN 0278-0046.

[54] PULIKANTI, S.; KONSTANTINOU, G.; AGELIDIS, V. Hybrid seven-level cascaded active neutral-point-clamped-based multilevel converter under SHE-PWM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 11, p. 4794–4804, Novembro 2013. ISSN 0278-0046.

[55] SILVA, G. P. da et al. Hybrid three-phase multilevel inverter based on NPC cascaded to half-bridge cells. In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 72–78. ISSN 2165-0454.

[56] ALISHAH, R. S. et al. Reduction of power electronic elements in multilevel converters using a new cascade structure. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 1, p. 256–269, Janeiro 2015. ISSN 0278-0046.

[57] MARIETHOZ, S.; RUFER, A. New configurations for the three-phase asymmetrical multilevel inverter. In: *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 828–835. ISSN 0197-2618.

[58] DU, Z.; TOLBERT, L. M.; CHIASSON, J. N. Active harmonic elimination for multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 2, p. 459–469, Março 2006. ISSN 0885-8993.

[59] BRESSAN, M. V. *Inversor MultinÍvel HÍbrido Baseado na Cascata do Conversor 3L-NPC e Conversores Meia Ponte*. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Fevereiro 2014.

[60] WU, B. *High-Power Converters and AC Drives*. [S.l.]: Wiley, 2006. ISBN 9780471773702.

[61] RADAN, A.; SHAHIRINIA, A. H.; FALAHI, M. Evaluation of carrier-based pwm methods for multi-level inverters. In: *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 389–394. ISSN 2163-5137.

[62] CELANOVIC, N.; BOROYEVICH, D. A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 2, p. 637–641, Março 2001. ISSN 0093-9994.

[63] POU, J. et al. Fast-processing modulation strategy for the neutral-point-clamped converter with total elimination of low-frequency voltage oscillations in the neutral point. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 4, p. 2288–2294, Agosto 2007. ISSN 0278-0046.

[64] DENG, Y. et al. A fast and generalized space vector modulation scheme for multilevel inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 10, p. 5204–5217, Outubro 2014. ISSN 0885-8993.

[65] BATSCHAUER, A. L. *Inversor Multinível Híbrido Trifásico Baseado em Módulos Meia-Ponte*. Tese (Doutorado) — Federal University of Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Agosto 2011.

[66] HAMMA, F. et al. Characteristics and design of multilevel choppers. In: *Proceedings of PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference*. [S.l.: s.n.], 1995. v. 2, p. 1208–1214.

[67] FAZEL, S. et al. Design and comparison of 4-kV neutral-point-clamped, flying-capacitor, and series-connected h-bridge multilevel converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 43, n. 4, p. 1032–1040, Julho 2007. ISSN 0093-9994.

[68] MCGRATH, B.; HOLMES, D. Analytical modelling of voltage balance dynamics for a flying capacitor multilevel converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 2, p. 543–550, Março 2008. ISSN 0885-8993.

[69] CHOI, S.; SAEEDIFARD, M. Capacitor voltage balancing of flying capacitor multilevel converters by space vector PWM. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 27, n. 3, p. 1154–1161, Julho 2012. ISSN 0885-8977.

[70] KHAZRAEI, M. et al. Active capacitor voltage balancing in single-phase flying-capacitor multilevel power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 2, p. 769–778, Fevereiro 2012. ISSN 0278-0046.

[71] SALINAS, F.; GONZALEZ, M.; ESCALANTE, M. Voltage balancing scheme for flying capacitor multilevel converters. *IET Power Electronics*, v. 6, n. 5, p. 835–842, Maio 2013. ISSN 1755-4535.

[72] MORITZ, R. M. B.; BATSCHAUER, A. L. Capacitor voltage balancing in a 5-l full-bridge flying capacitor inverter. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.

[73] FENG, C.; LIANG, J.; AGELIDIS, V. G. Modified phase-shifted PWM control for flying capacitor multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 1, p. 178–185, Janeiro 2007.

[74] GHIAS, A. et al. Voltage-balancing method using phase-shifted PWM for the flying capacitor multilevel converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 9, p. 4521–4531, Setembro 2014. ISSN 0885-8993.

[75] AMINI, J. An effortless space-vector-based modulation for n-level flying capacitor multilevel inverter with capacitor voltage balancing capability. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 11, p. 6188–6195, Novembro 2014. ISSN 0885-8993.

[76] GHIAS, A. M.; POU, J.; AGELIDIS, V. Voltage balancing method for stacked multicell converters using phase-disposition PWM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, PP, n. 99, p. 1–1, 2015. ISSN 0278-0046.

[77] ZHANG, L.; WATKINS, S. Capacitor voltage balancing in multilevel flying capacitor inverters by rule-based switching pattern selection. *IET Electric Power Applications*, v. 1, n. 3, p. 339–347, Maio 2007. ISSN 1751-8660.

# APÊNDICES

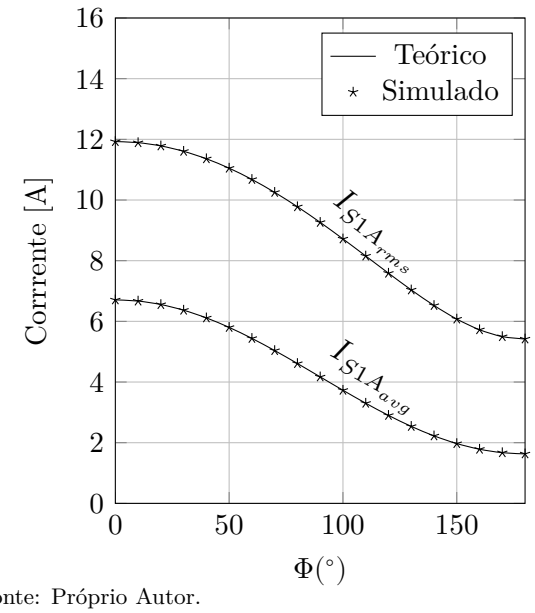
## Apêndice – A ANÁLISE DOS ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES POR SIMULAÇÃO

### A.1 ANÁLISE DOS ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES DO CONVERSOR 9L-FC-FC UTILIZANDO A TÉCNICA DE MODULAÇÃO PS-PWM

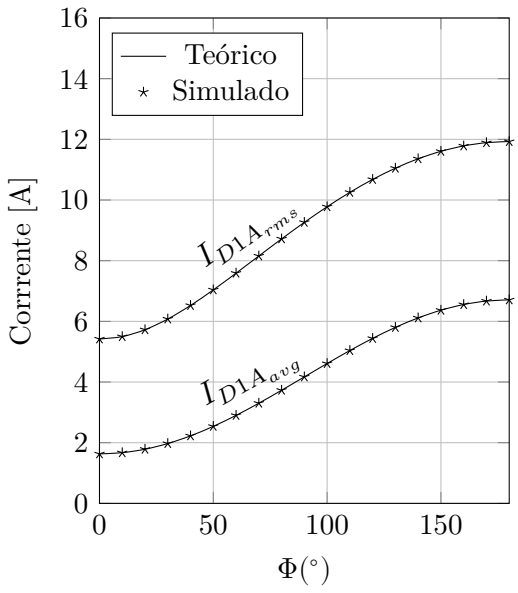
A análise das correntes que circulam pelos semicondutores da topologia 9L-FC-FC utilizando da técnica de modulação PS-PWM é abordada na Seção 3.1.4 e para avaliar os resultados teóricos obtidos, os mesmos são confrontados com o resultados obtidos por simulação. Na Figura 85 são apresentados os valores médio e eficaz das correntes nos semicondutores da topologia, comparando os valores teóricos e simulados obtidos.

Figura 85 – Valores médio e eficaz das correntes nos semicondutores do conversor 9L-FC-FC para a técnica de modulação PS-PWM.

(a) Corrente no interruptor.




(b) Corrente no diodo.




Fonte: Próprio Autor.

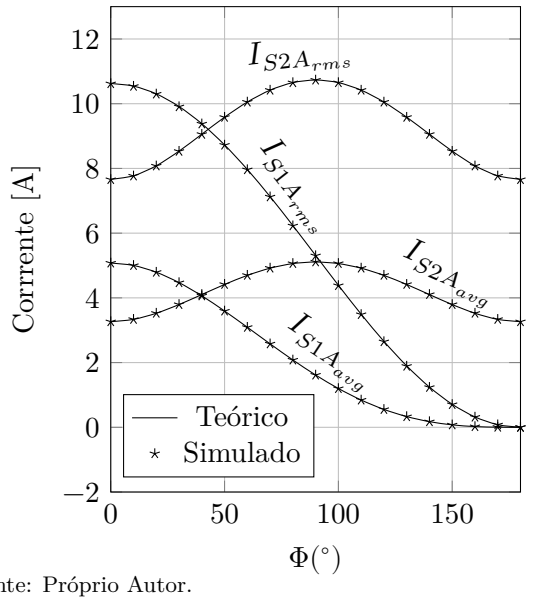
Observa-se que os valores médio e eficaz das correntes nos semicondutores, simulados e teóricos, são praticamente idênticos, apresentando desvios mínimos e, assim, validando a metodologia utilizada para o cálculo dos esforços nos semicondutores do conversor 9L-FC-FC.

## A.2 ANÁLISE DOS ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES DO CONVERSOR 9L-SMC-SMC UTILIZANDO A TÉCNICA DE MODULAÇÃO PS-PWM ADAPTADA

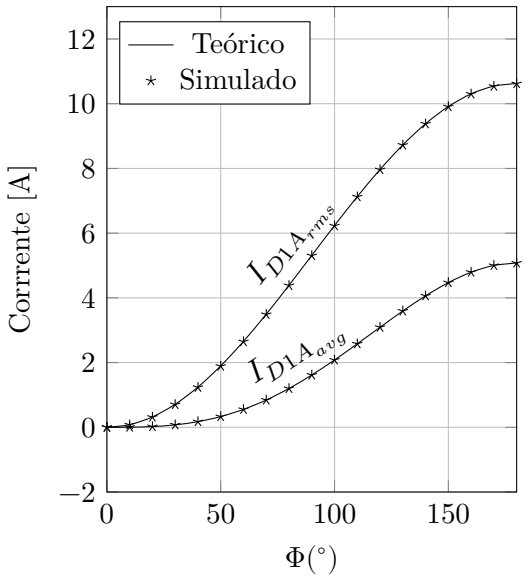
As correntes que circulam pelos semicondutores da topologia 9L-SMC-SMC também foram investigadas via simulação. A comparação entre os valores médio e eficaz obtidos teoricamente e por simulação é apresentada na Figura 86. Lembra-se que somente são investigados esforços de corrente dos semicondutores externos, $S_{1A}$, $D_{1A}$, e do semicondutor interno $S_{2A}$. Uma vez que a técnica de modulação utilizada garante a divisão igualitária dos esforços pelos semicondutores internos e externos da topologia 9L-SMC-SMC.

Figura 86 – Valores médio e eficaz das correntes nos semicondutores do conversor 9L-SMC-SMC com a técnica de modulação PS-PWM adaptada.

(a) Corrente no interruptor.




(b) Corrente no diodo.




Fonte: Próprio Autor.

Os valores simulados e teóricos dos esforços de corrente nos semicondutores não apresentam grandes diferenças, validando a metodologia apresentada neste trabalho para a determinação dos esforços de corrente nos semicondutores do conversor 9L-SMC-SMC.

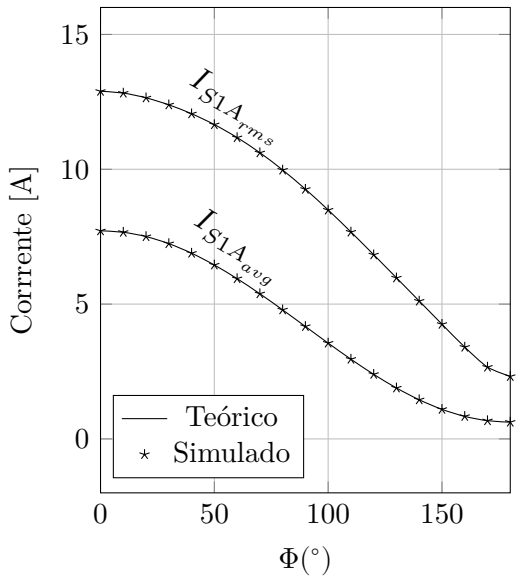
## A.3 ANÁLISE DOS ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES DO CONVERSOR 9L-FC-SMC UTILIZANDO A TÉCNICA DE MODULAÇÃO PS-PWM HÍBRIDA

Os resultados teóricos obtidos na seção 3.2.3 dos esforços de corrente nos semicondutores da topologia 9L-FC-SMC utilizando da modulação HPS-PWM são confrontados com os resultados obtidos via simulação e comparados, conforme apresenta a Figura 87.

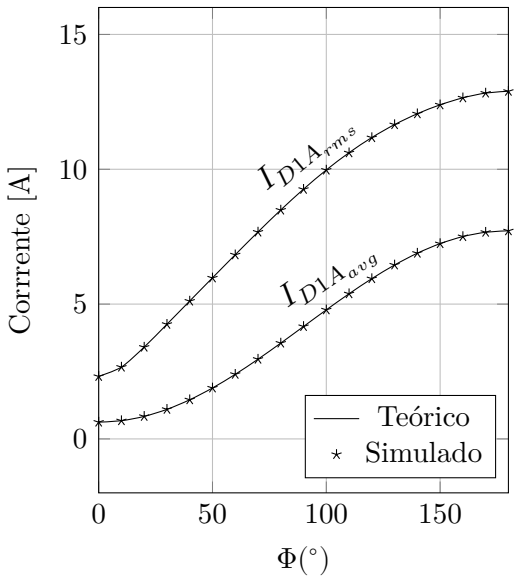
Lembra-se que somente são investigados esforços de corrente dos semicondutores $S_{1A}$, $D_{1A}$ do braço "A", dos semicondutores externos $S_{1B}$ e $D_{1B}$, e no interno $S_{2B}$ do braço "B". Uma vez que a técnica de modulação utilizada garante a divisão igualitária dos esforços pelos semicondutores de cada braço, internos e externos, da topologia 9L-FC-SMC.

Figura 87 – Valores médio e eficaz das correntes nos semicondutores do conversor 9L-FC-SMC.

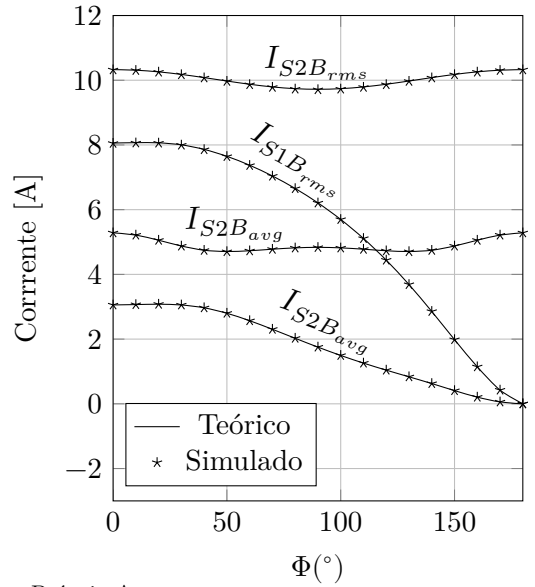
(a) Corrente no interruptor no braço "A".



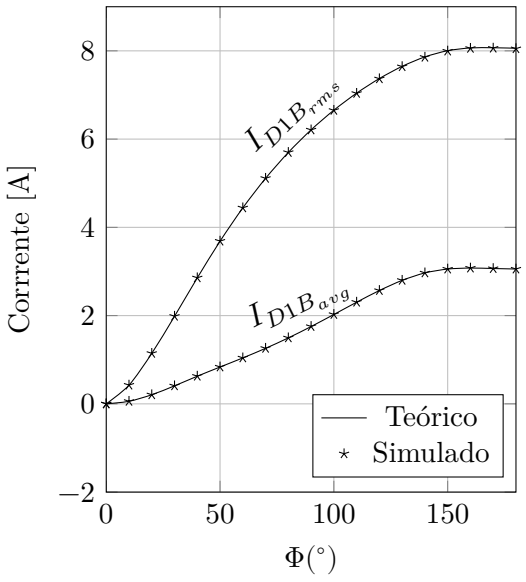

(b) Corrente no diodo no braço "A".




(c) Corrente no interruptor no braço "B".




(d) Corrente no diodo no braço "B".




Fonte: Próprio Autor.

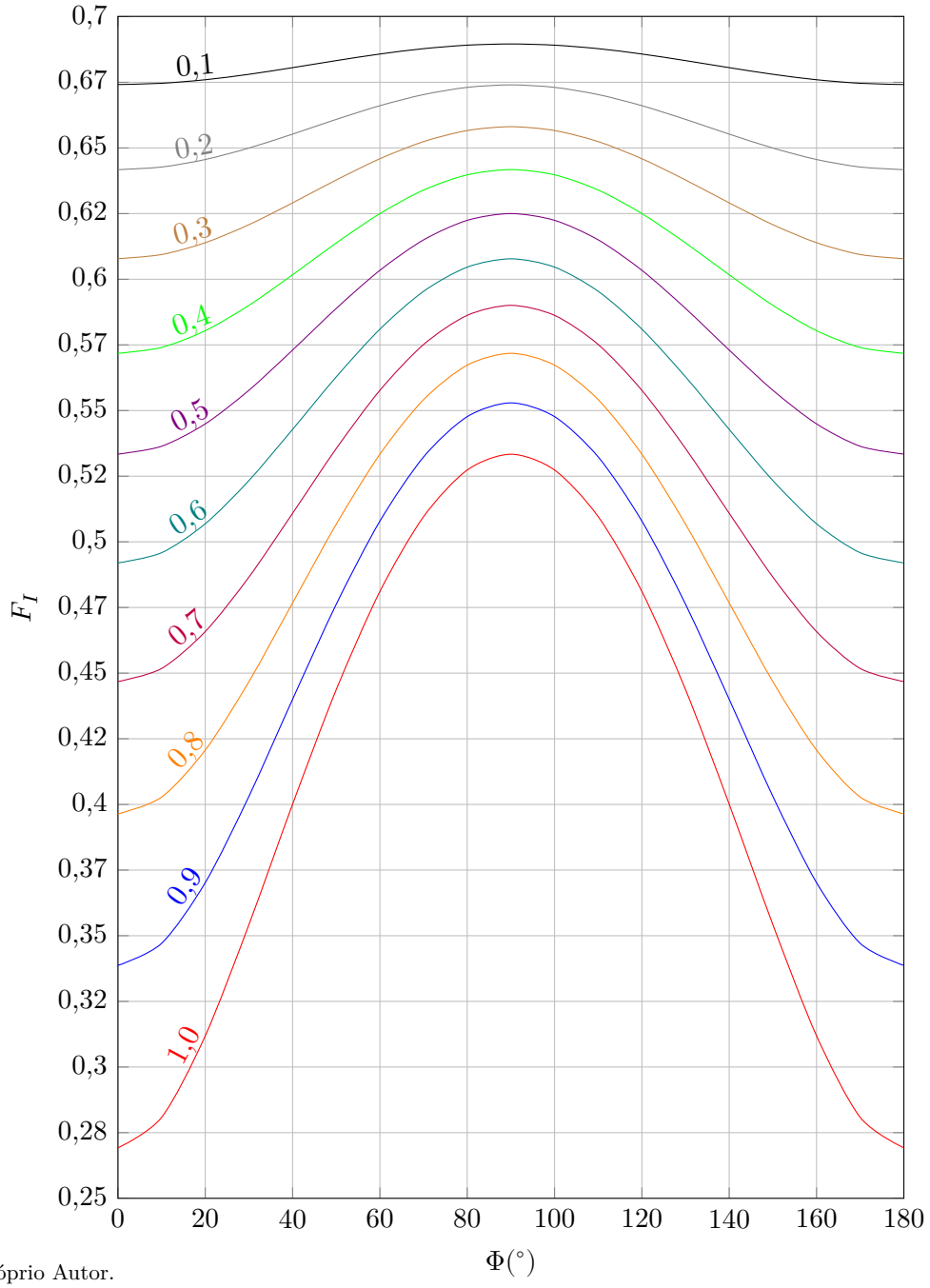
Os valores simulados e teóricos dos esforços de corrente nos semicondutores não apresentam grandes diferenças, validando a metodologia apresentada para a determinação dos esforços nos semicondutores do conversor 9L-FC-SMC utilizando a técnica de modulação HPS-PWM.

# ANEXOS

# Anexo – A ANEXO - ÁBACOS PARA PROJETOS DOS CAPACITORES FLUTUANTE PARA O CONVERSOR FC

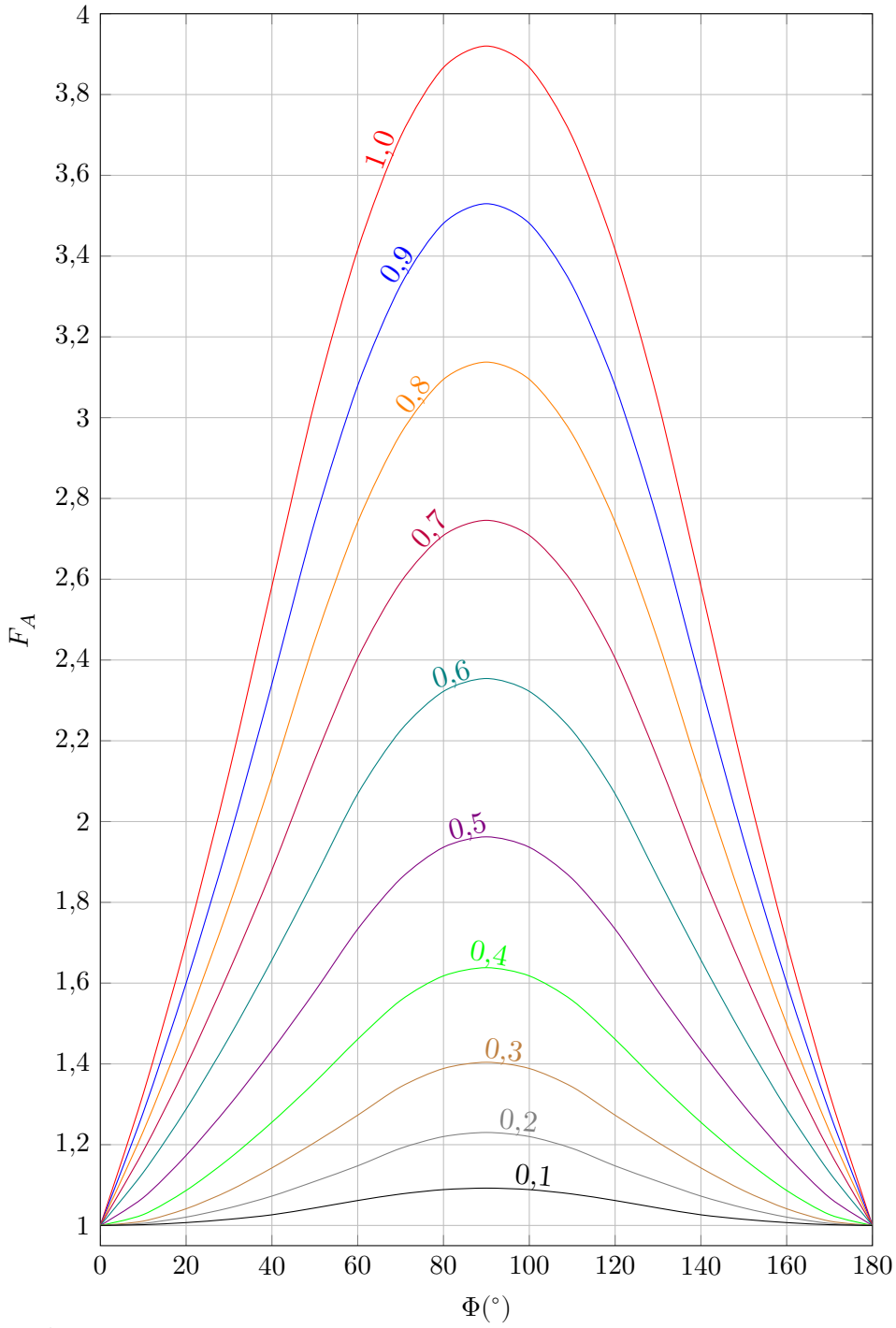
## A.1 ÁBACOS PARA PROJETO DOS CAPACITORES FLUTUANTES DO CONVERSOR FC-3L

Figura 88 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga.



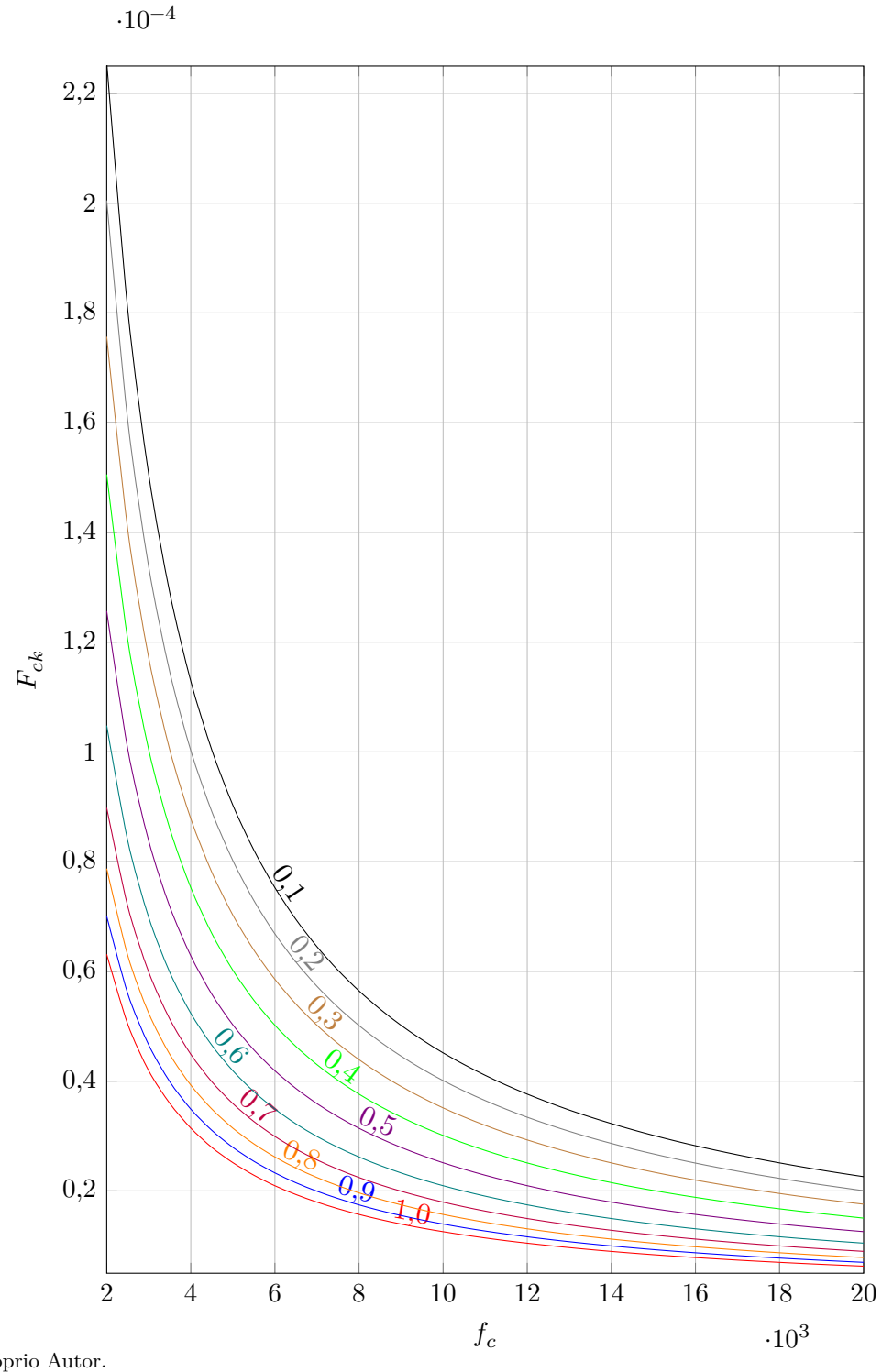

Fonte: Próprio Autor.

Figura 89 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga.




Fonte: Próprio Autor.

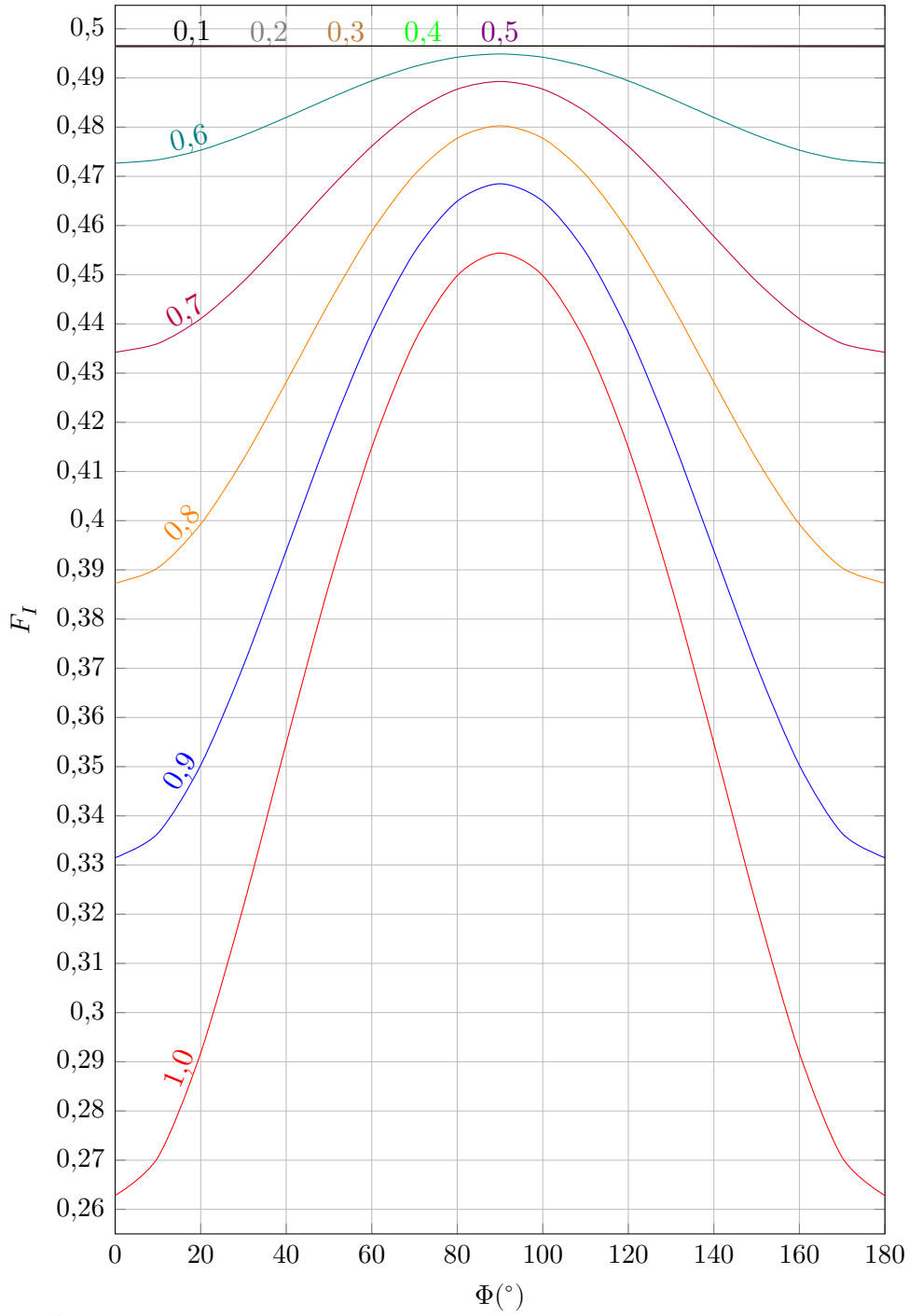
Figura 90 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras.




Fonte: Próprio Autor.

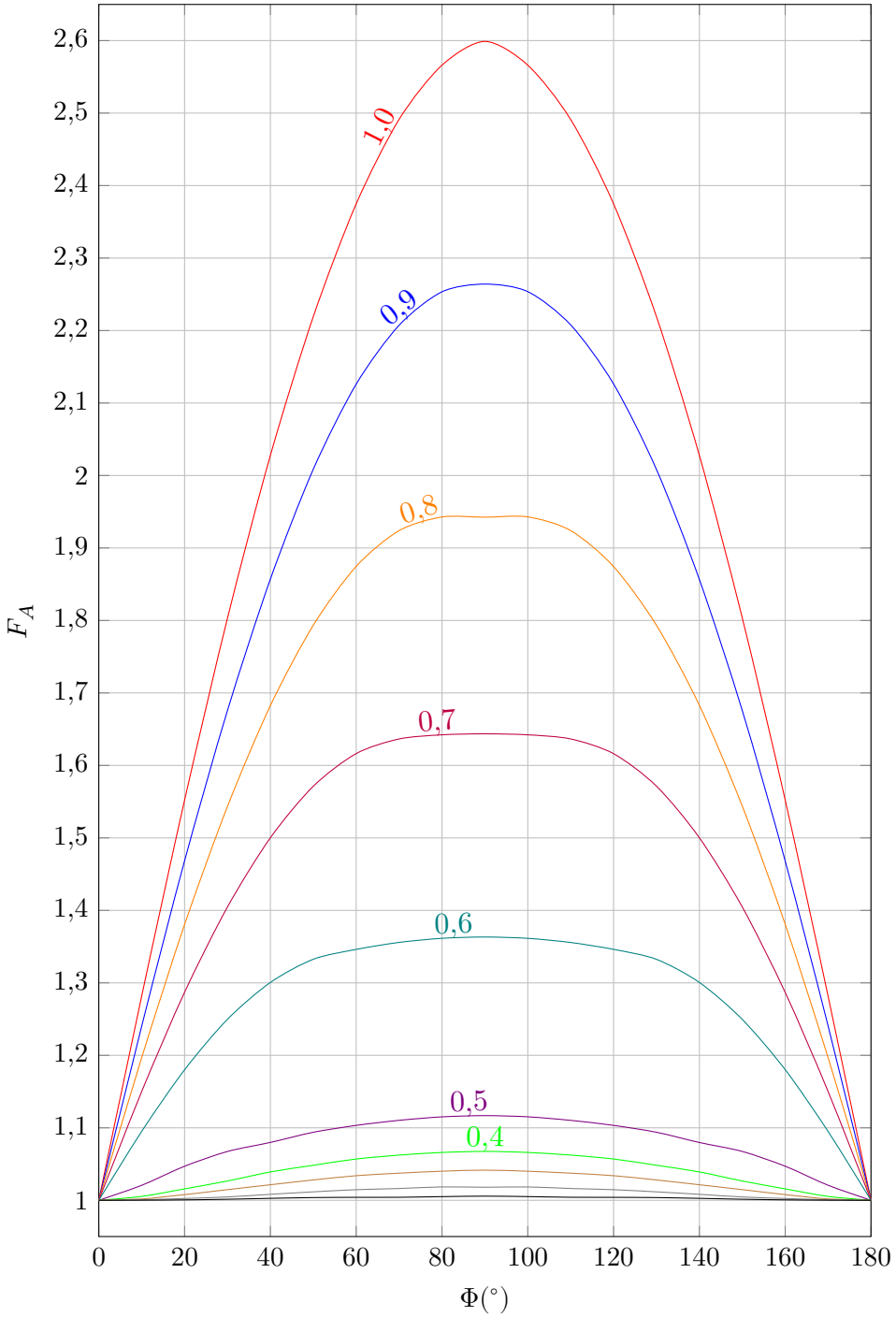
## A.2 ÁBACOS PARA PROJETO DOS CAPACITORES FLUTUANTES DO CONVERSOR FC-5L

Figura 91 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga.



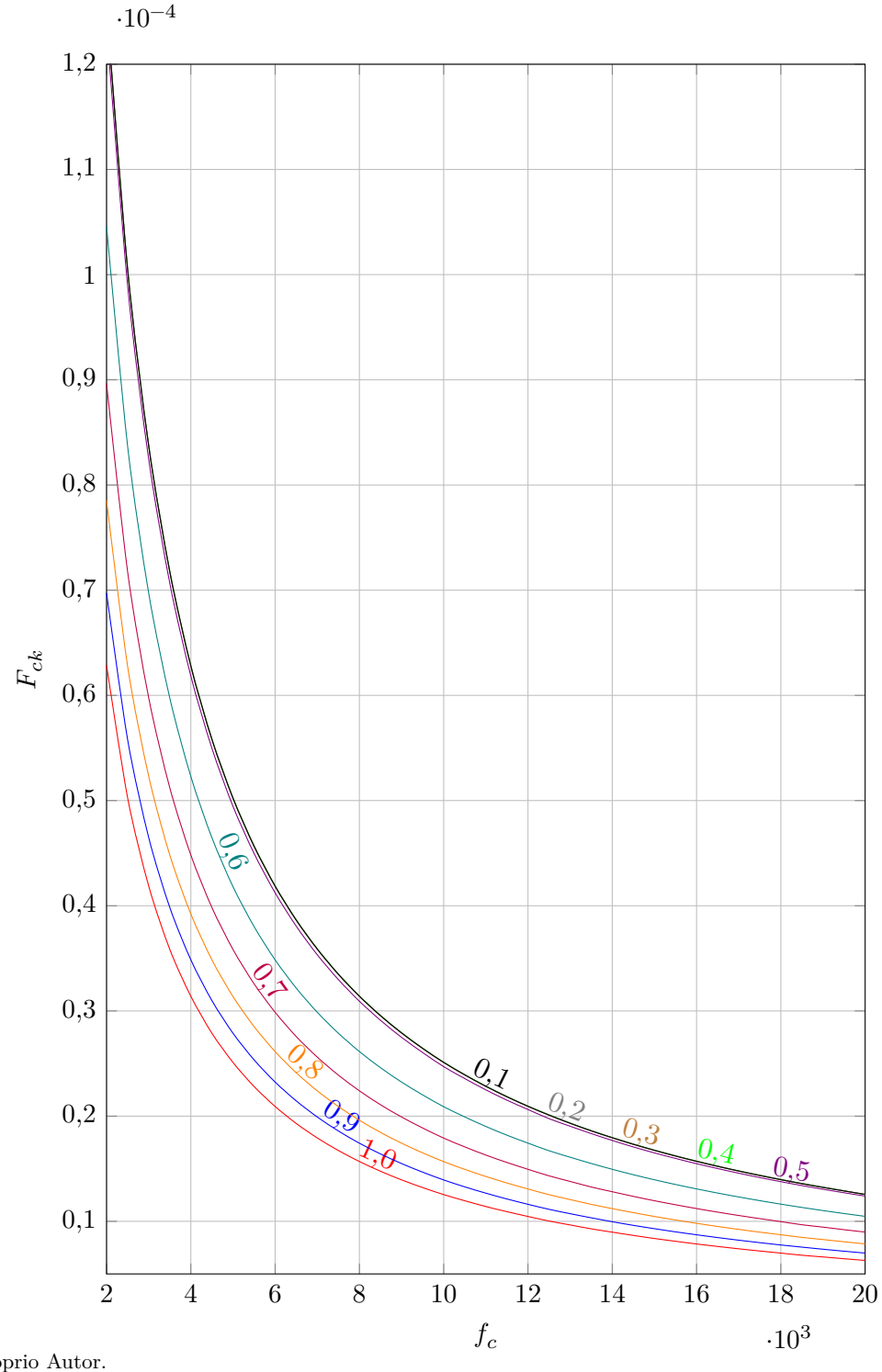

Fonte: Próprio Autor.

Figura 92 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga.




Fonte: Próprio Autor.

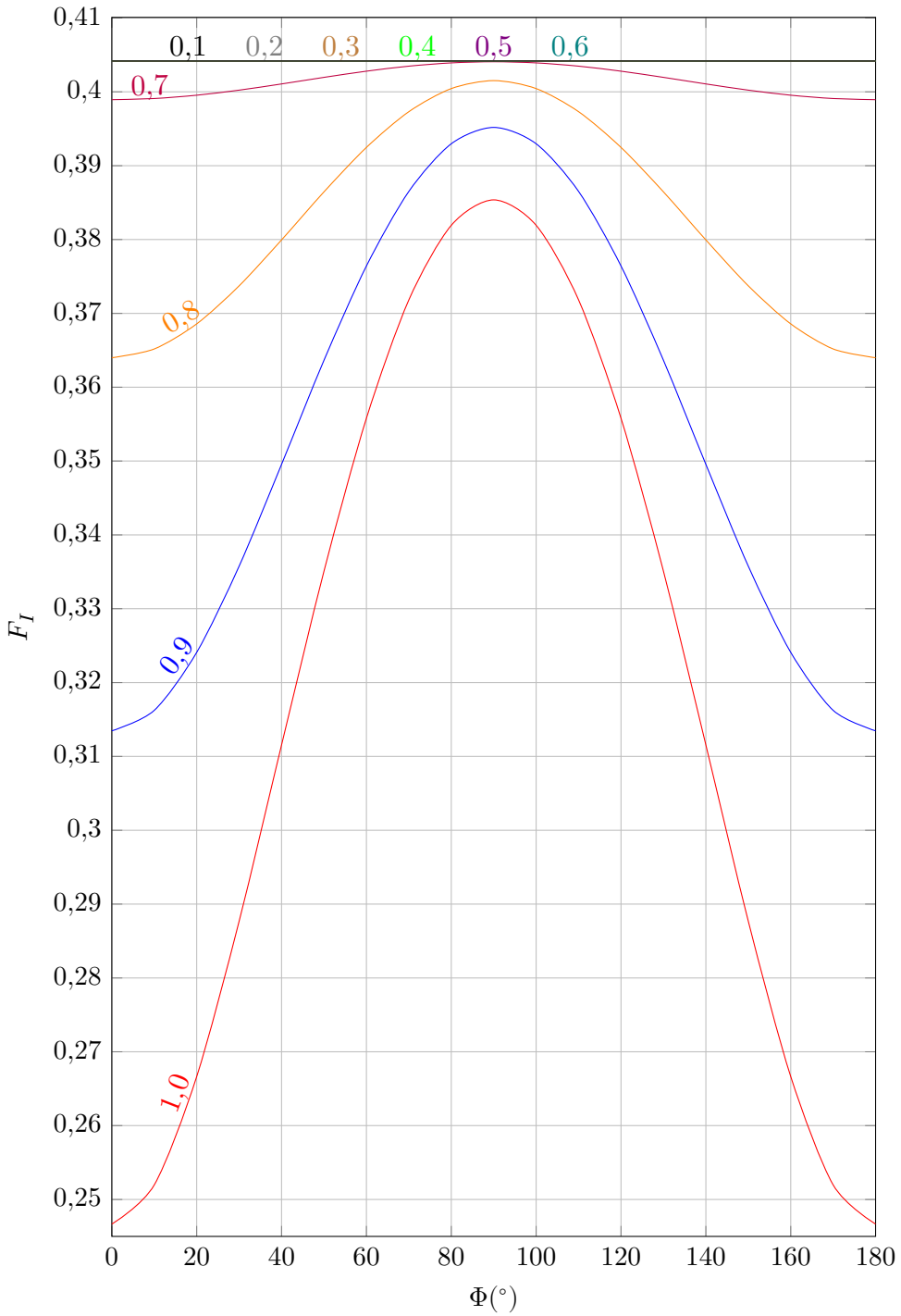
Figura 93 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras.




Fonte: Próprio Autor.

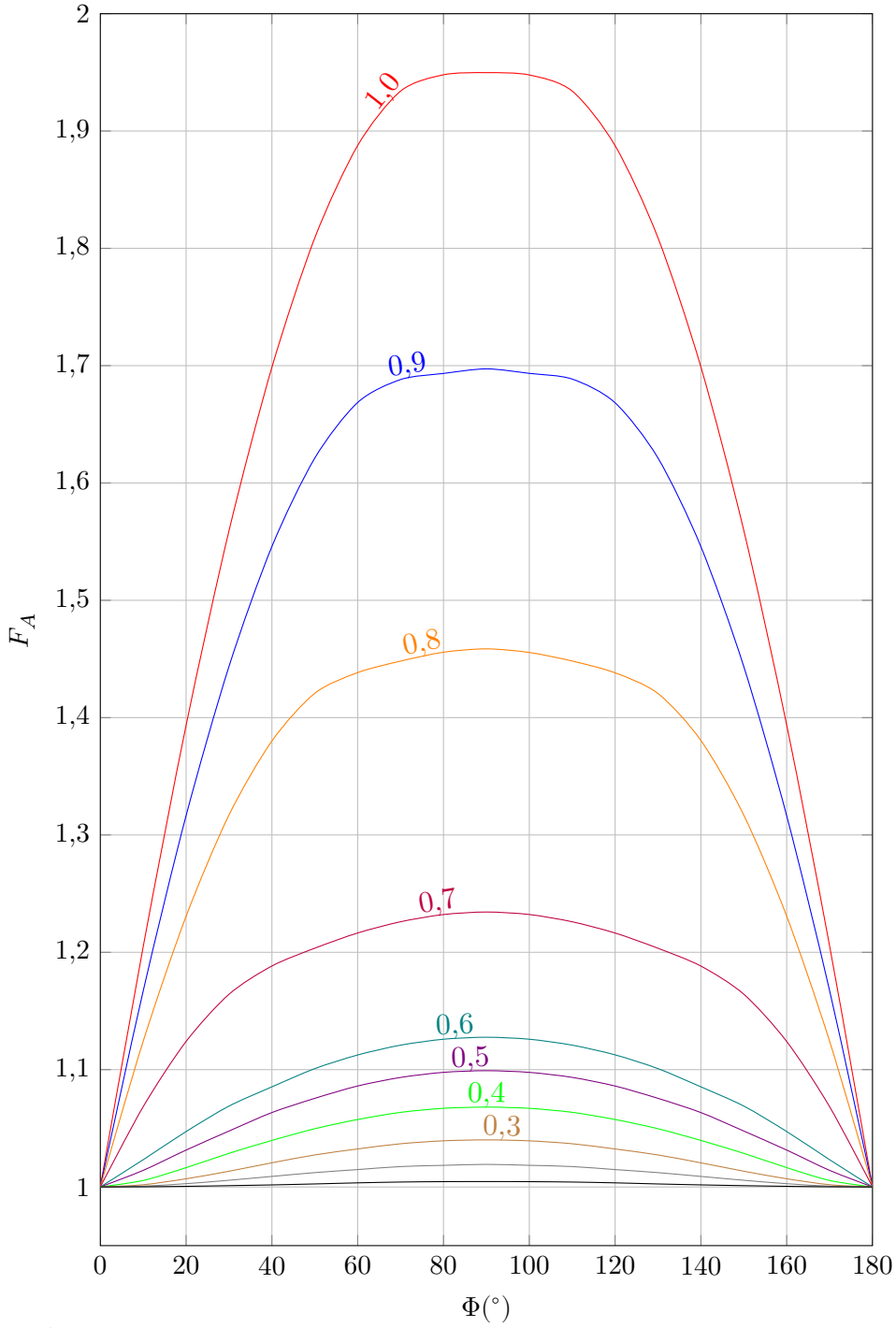
## A.3 ÁBACOS PARA PROJETO DOS CAPACITORES FLUTUANTES DO CONVERSOR FC-7L

Figura 94 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga.



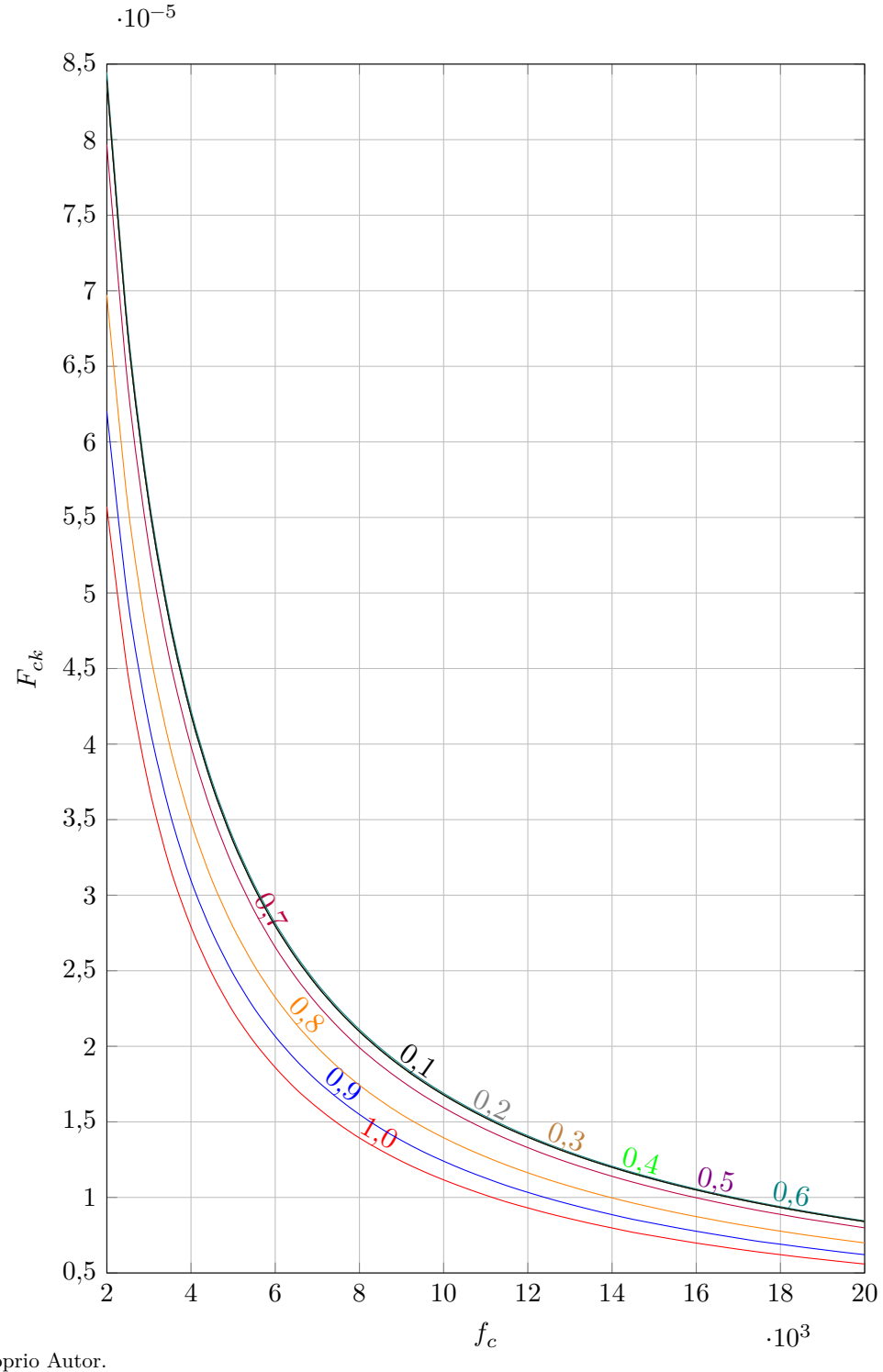

Fonte: Próprio Autor.

Figura 95 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga.




Fonte: Próprio Autor.

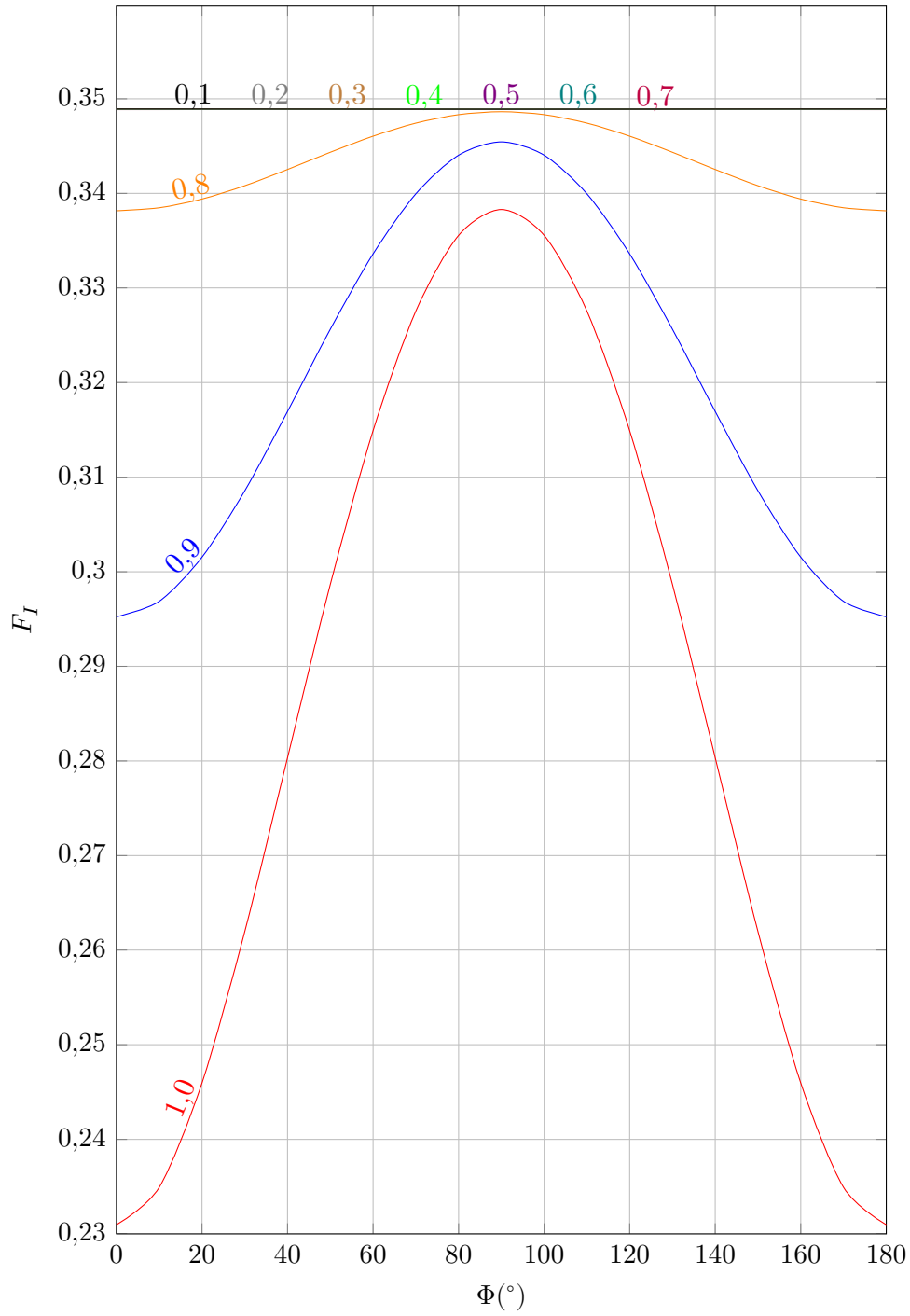
Figura 96 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras.




Fonte: Próprio Autor.

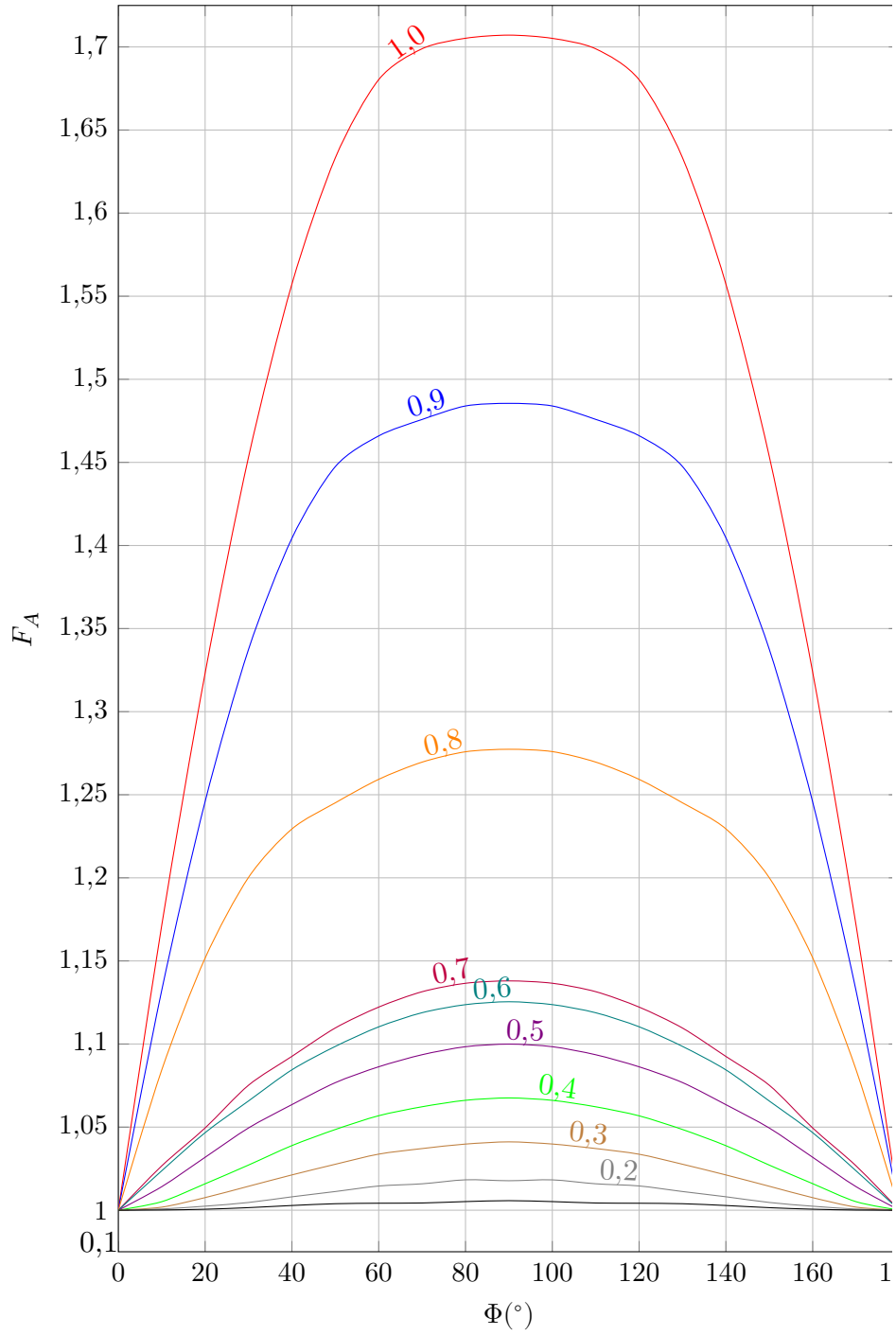
## A.4 ÁBACOS PARA PROJETO DOS CAPACITORES FLUTUANTES DO CONVERSOR FC-9L

Figura 97 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga.



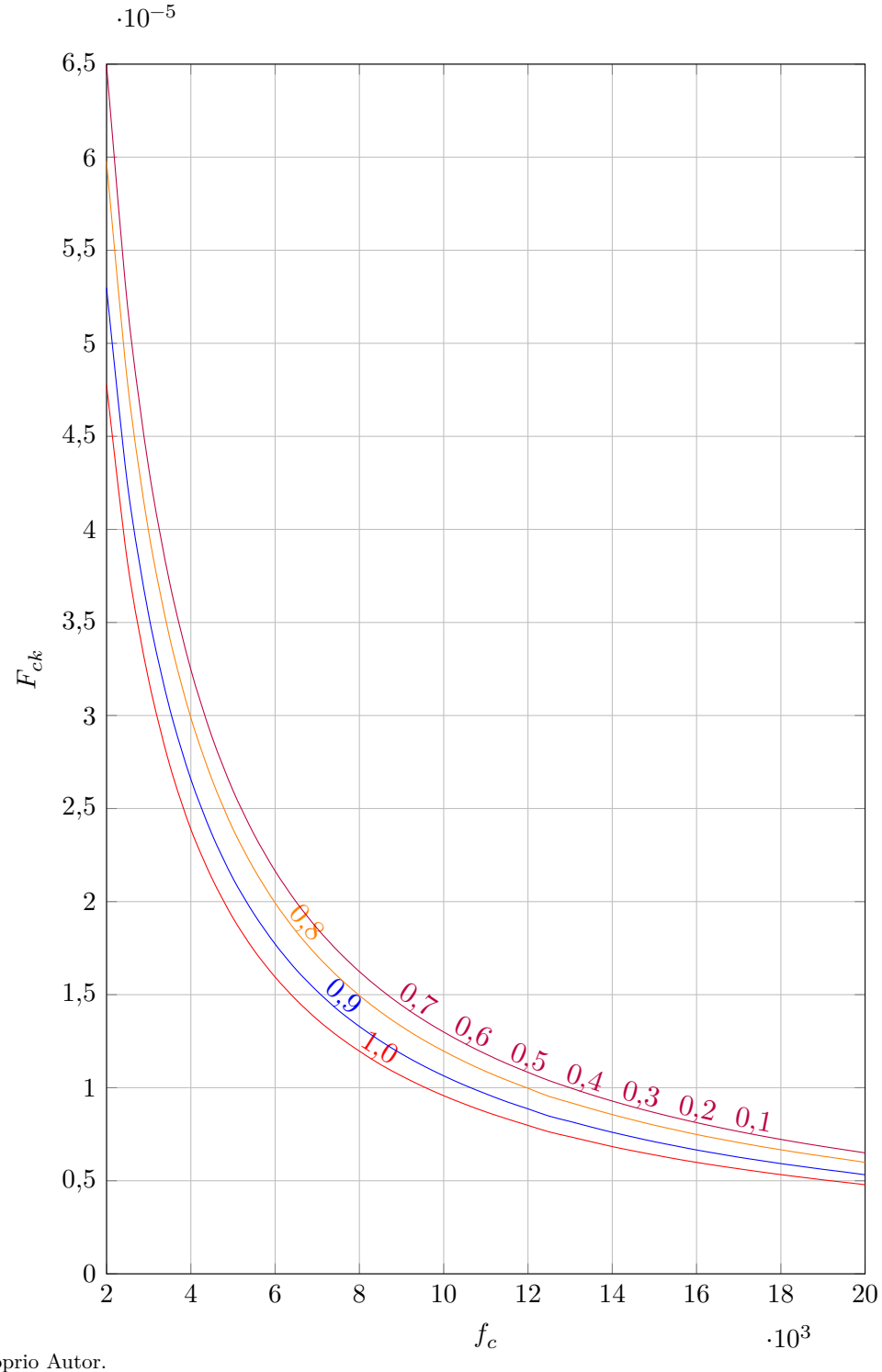

Fonte: Próprio Autor.

Figura 98 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga.




Fonte: Próprio Autor.

Figura 99 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras.

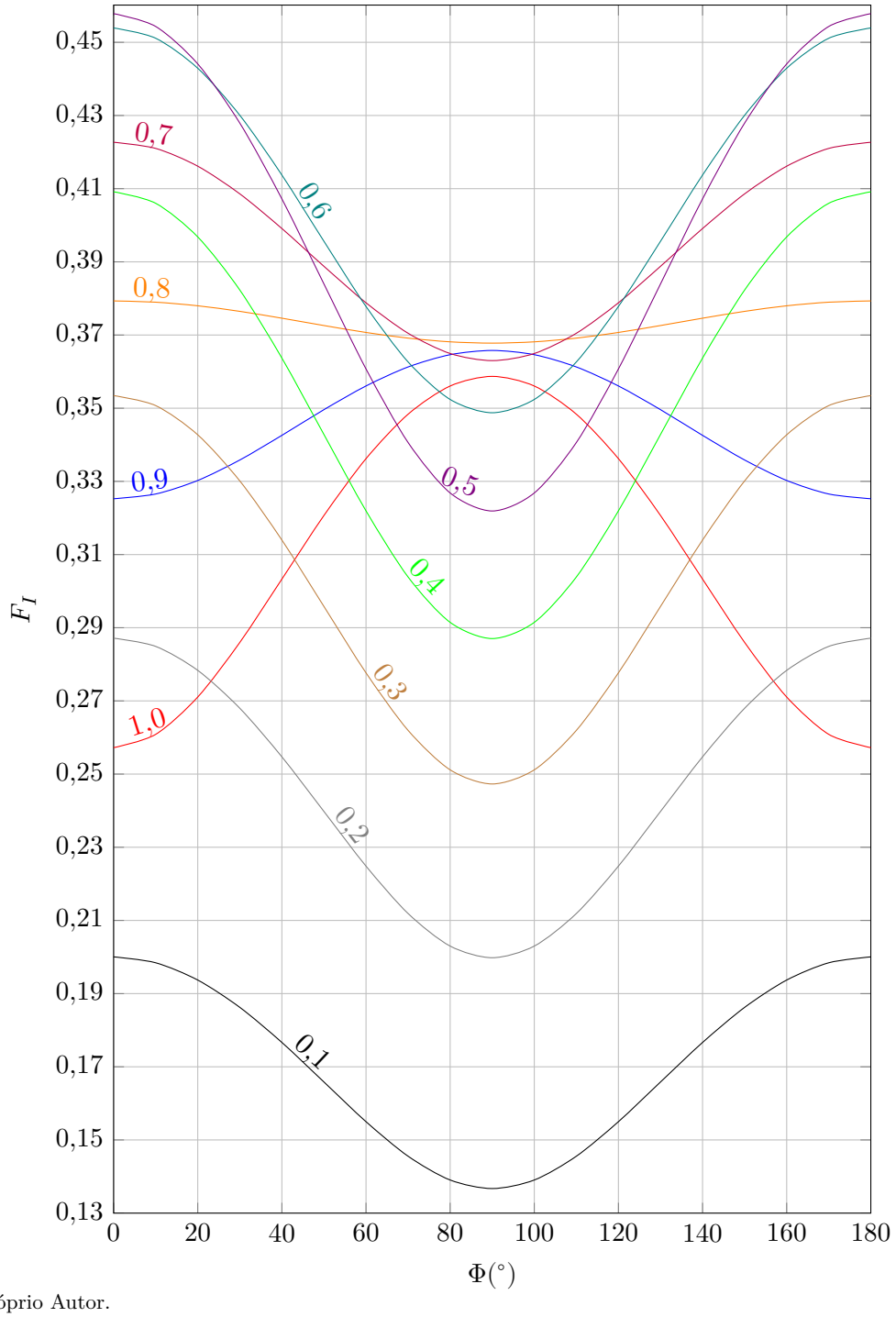



Fonte: Próprio Autor.

# Anexo – B ANEXO - ÁBACOS PARA PROJETOS DOS CAPACITORES FLUTUANTE PARA O CONVERSOR SMC

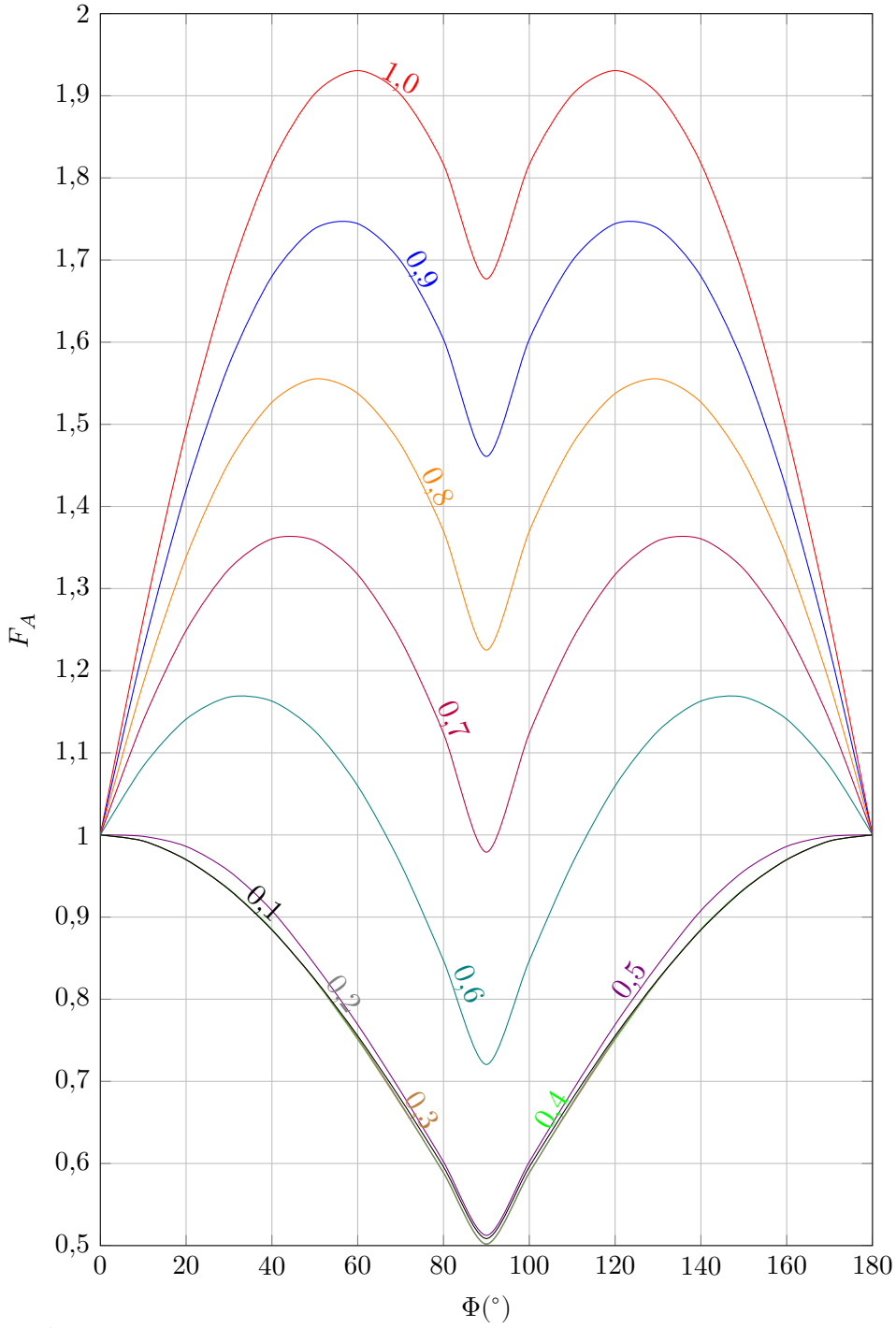
## B.1 ÁBACOS PARA PROJETO DOS CAPACITORES FLUTUANTES DO CONVERSOR SMC-5L

Figura 100 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga.




Fonte: Próprio Autor.

Figura 101 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga.

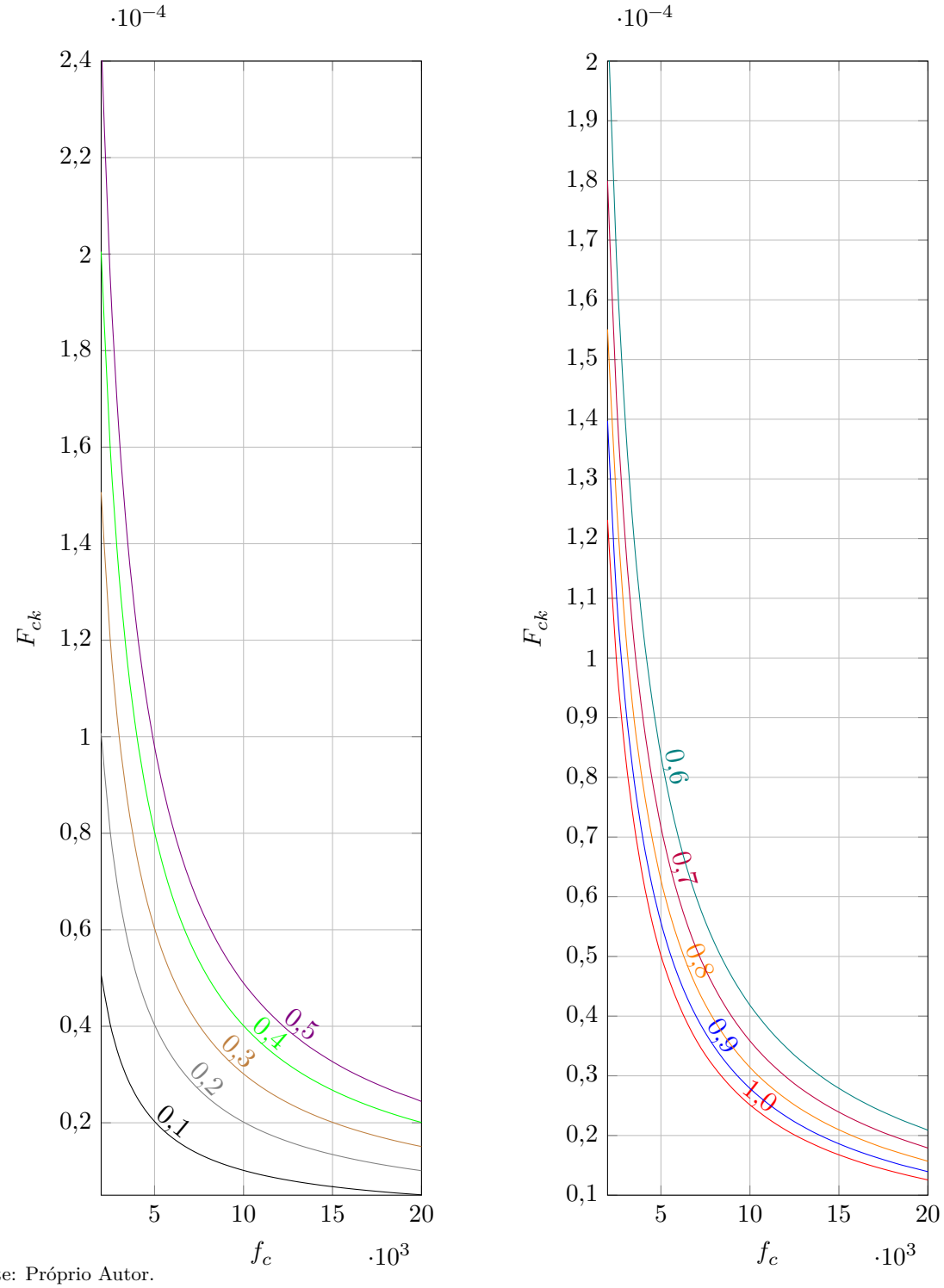



Fonte: Próprio Autor.

Figura 102 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras.

(a) Para índices de modulação entre 0,1 e 0,5.

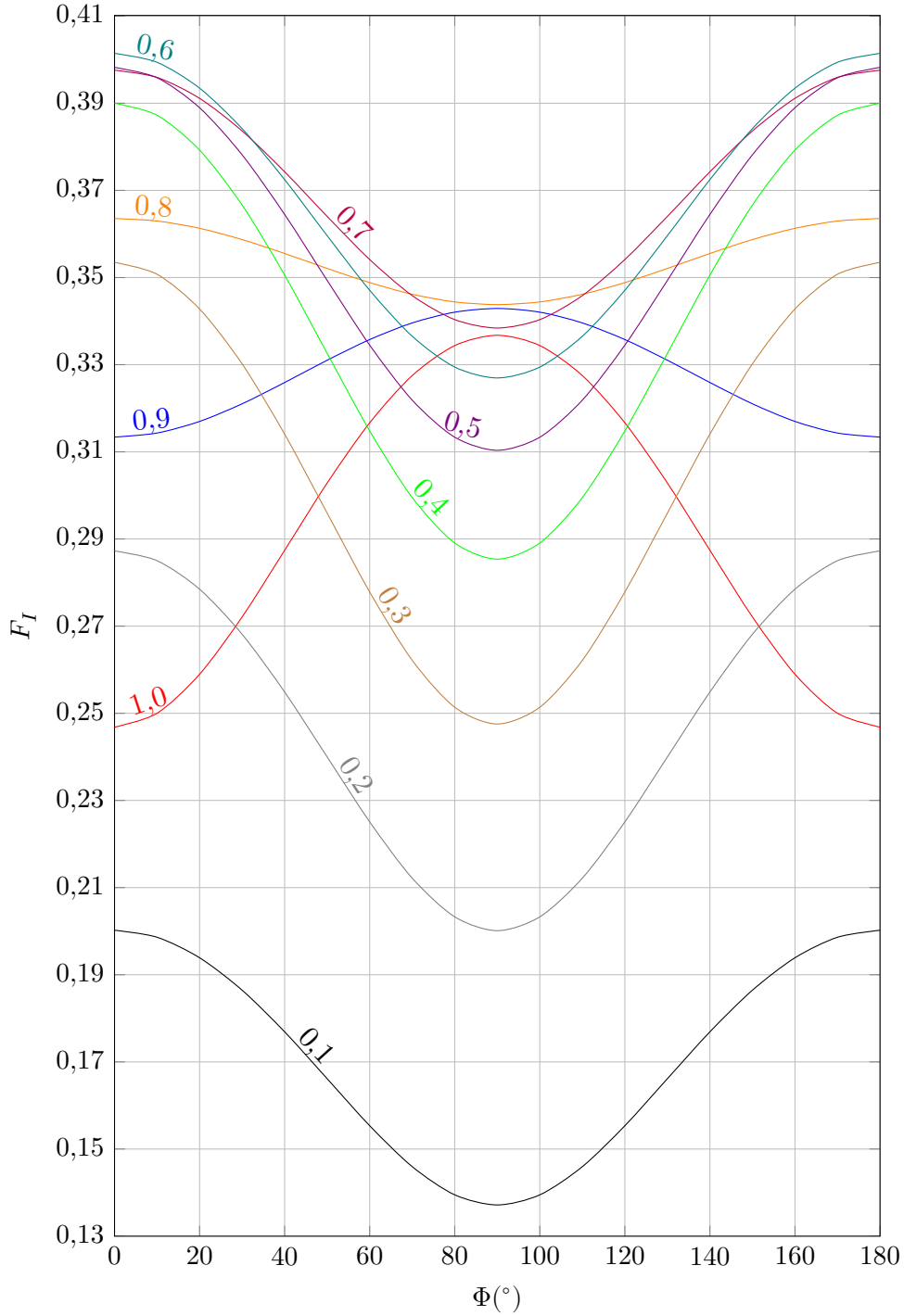
(b) Para índices de modulação entre 0,6 e 1,0.




Fonte: Próprio Autor.

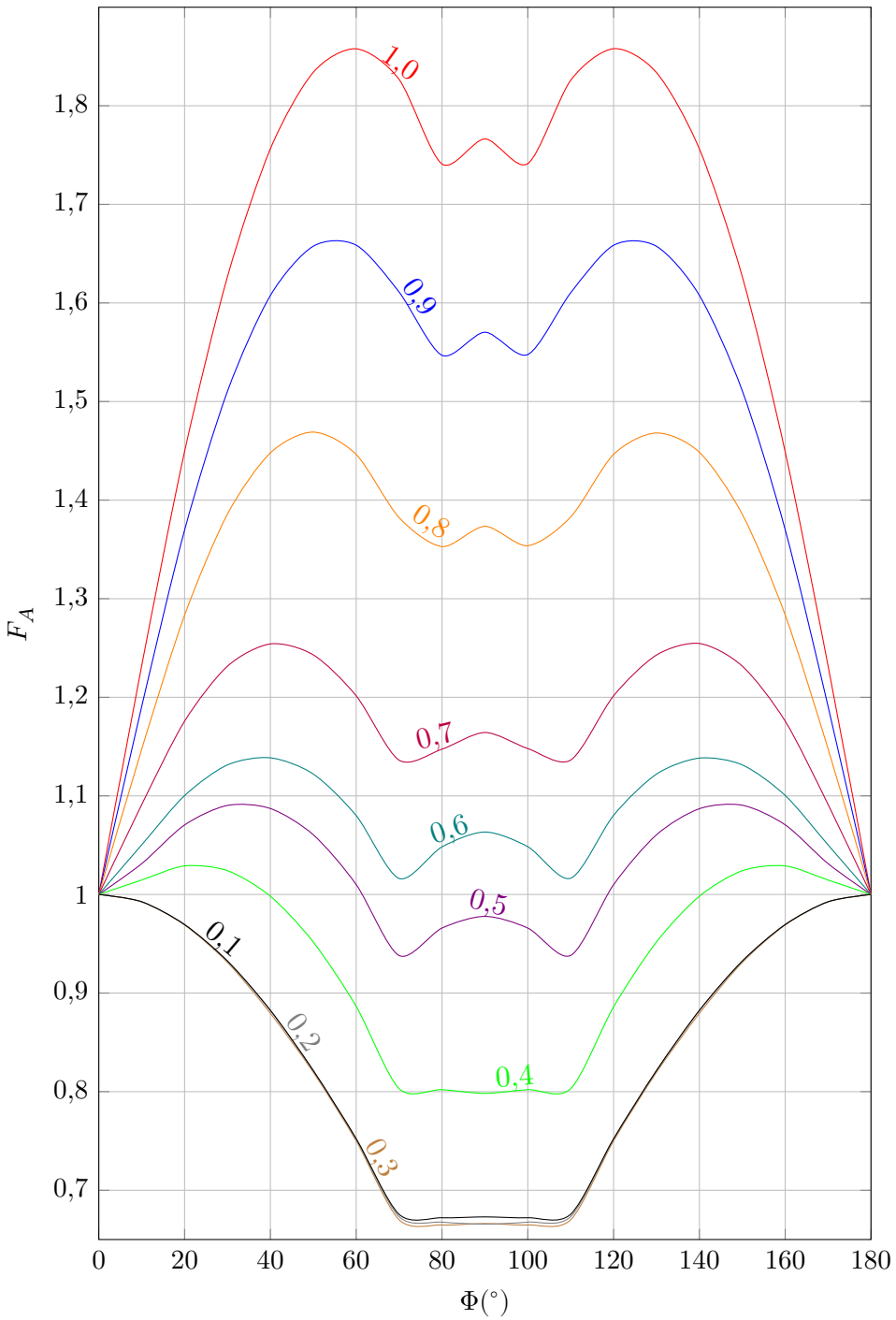
## B.2 ÁBACOS PARA PROJETO DOS CAPACITORES FLUTUANTES DO CONVERSOR SMC-7L

Figura 103 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga.




Fonte: Próprio Autor.

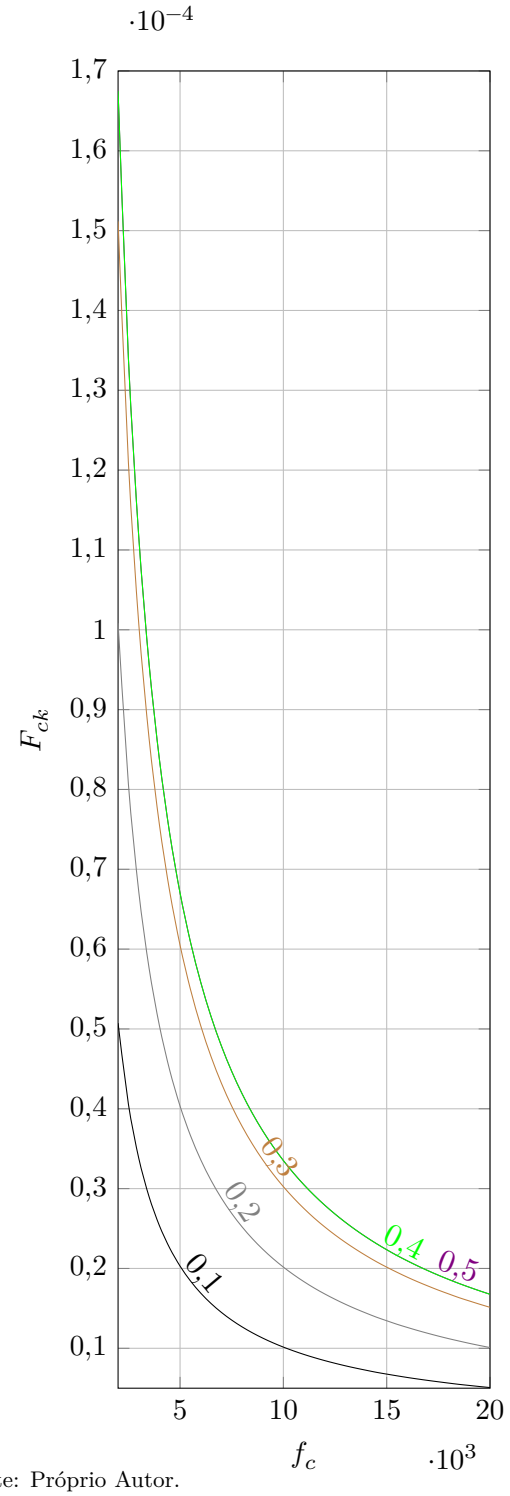
Figura 104 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga.



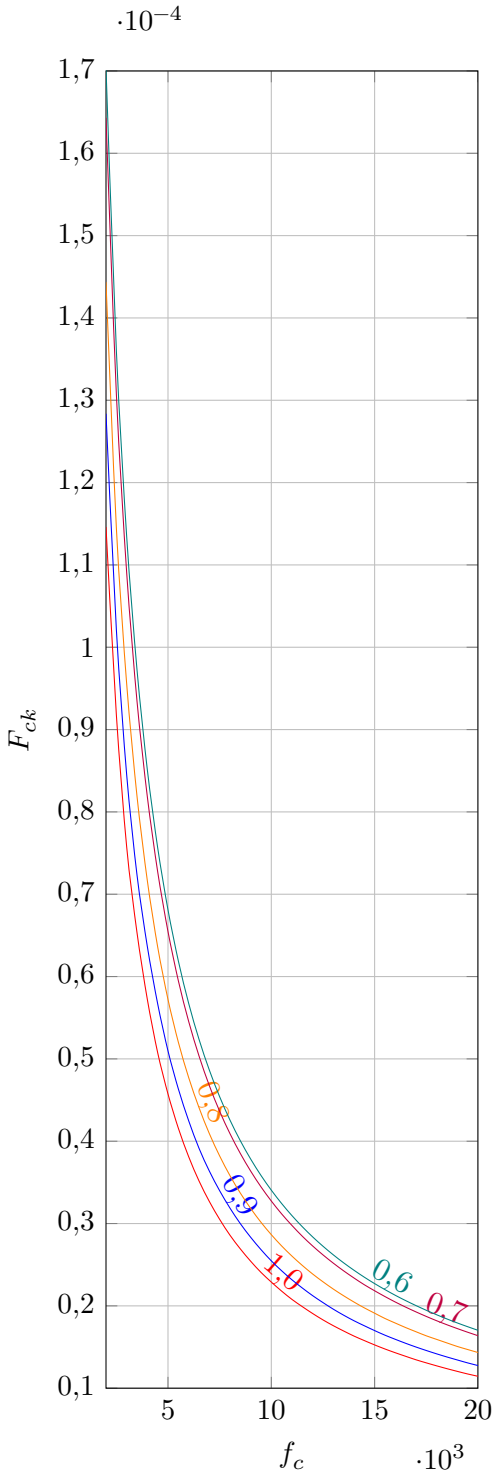

Fonte: Próprio Autor.

Figura 105 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras.

(a) Para índices de modulação entre 0,1 e 0,5.



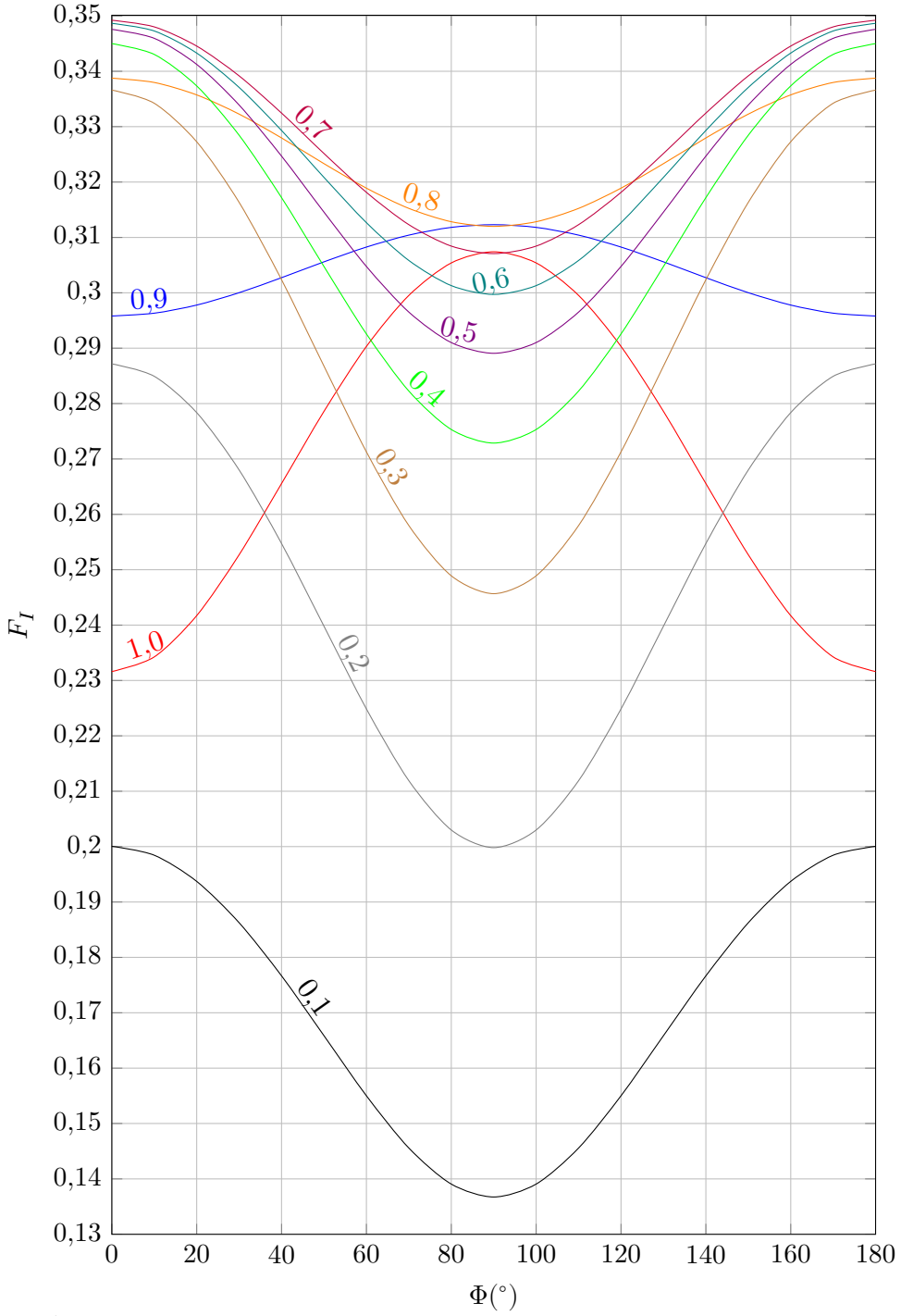

(b) Para índices de modulação entre 0,6 e 1,0.




Fonte: Próprio Autor.

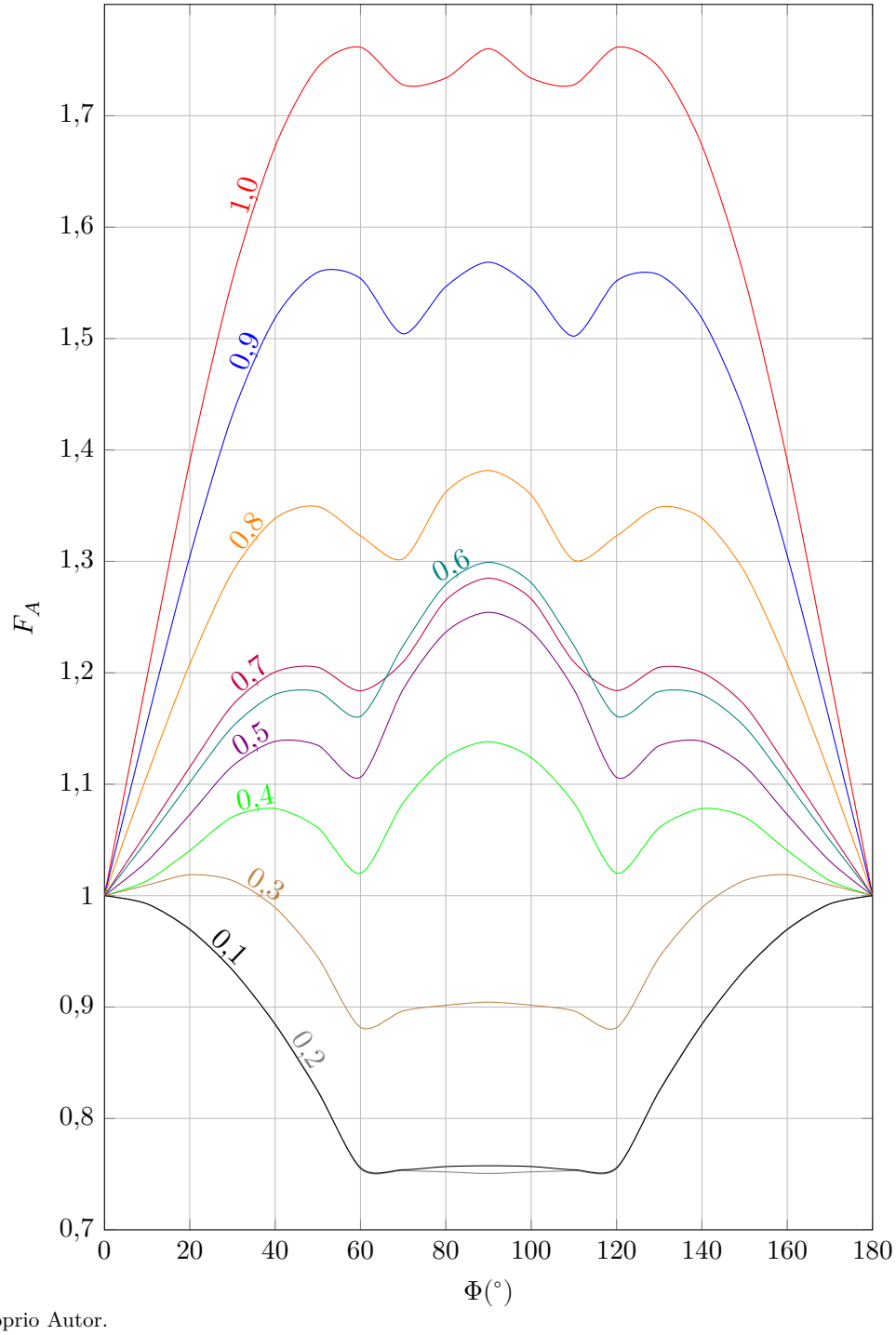
## B.3 ÁBACOS PARA PROJETO DOS CAPACITORES FLUTUANTES DO CONVERSOR SMC-9L

Figura 106 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga.




Fonte: Próprio Autor.

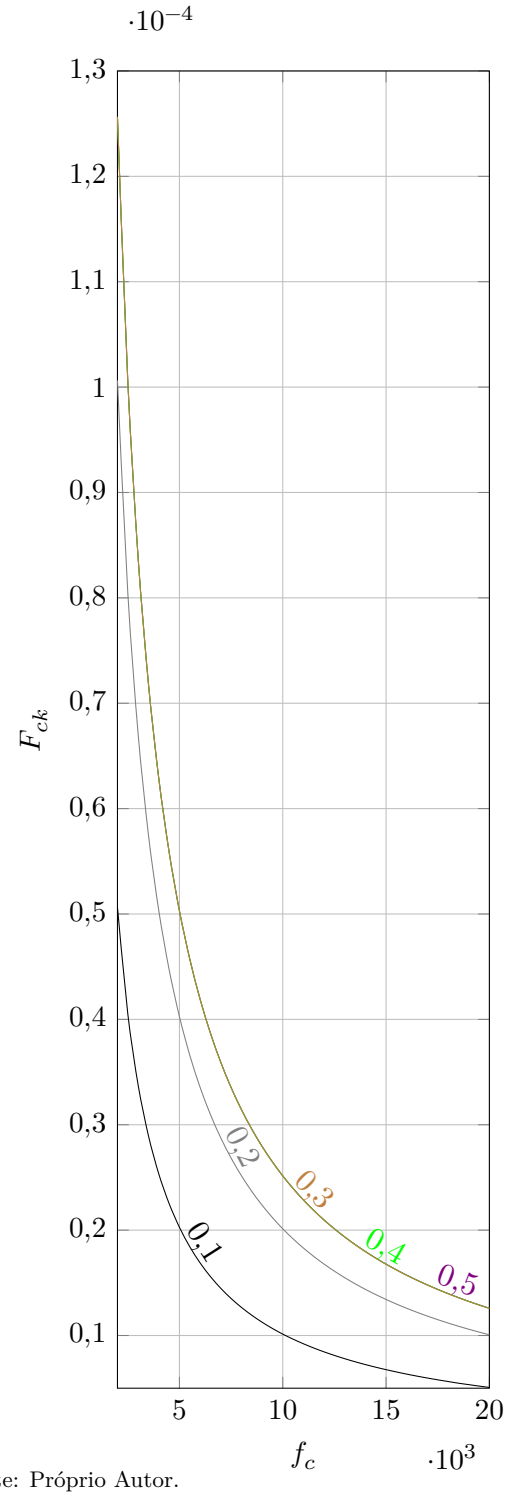
Figura 107 – Fator de correção ângulo de defasagem em função do índice de modulação e do ângulo entre o sinal de referência e da corrente de carga.



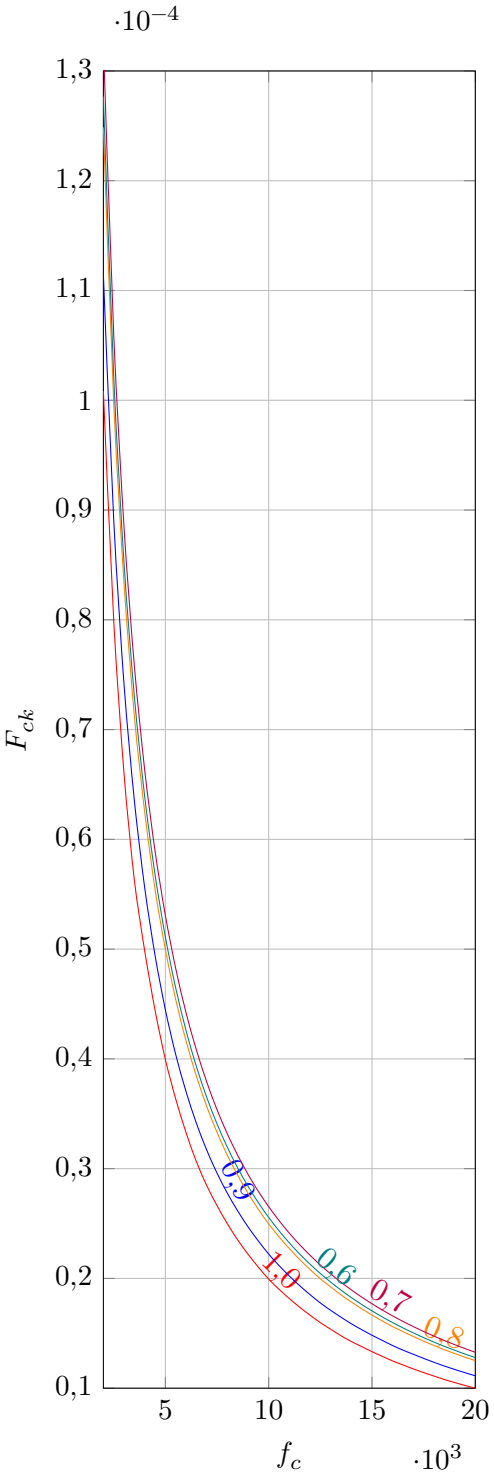

Fonte: Próprio Autor.

Figura 108 – Fator de multiplicação da corrente no capacitor flutuante em função do índice de modulação e da frequência das portadoras.

(a) Para índices de modulação entre 0,1 e 0,5.




(b) Para índices de modulação entre 0,6 e 1,0.




Fonte: Próprio Autor.

Este trabalho apresenta o estudo de três topologias de conversores em ponte completa com capacitores flutuantes, o conversor FC-FC, o conversor SMC-SMC e o conversor FC-SMC. A conexão das estruturas em ponte completa permite ampliar o número de níveis de tensões sintetizados na saída do conversor compartilhando do barramento de alimentação. Para as três topologias estudadas uma análise teórica é apresentada, averiguando seus estados de comutação e a influência de cada estado de comutação na carga e descarga dos capacitores flutuantes. Baseado na análise teórica são realizados os projetos e dimensionamento dos componentes de potência das estruturas, dos semicondutores e dos capacitores flutuantes. Também são apresentadas duas técnicas de controle das tensões dos capacitores flutuantes. A primeira técnica de controle realiza o equilíbrio das tensões nos capacitores flutuantes modificando a razão cíclica dos semicondutores da topologia. Na segunda técnica de controle apresentada o controle das tensões dos capacitores flutuantes é realizado através dos estados redundantes de operação do conversor. Na última parte do trabalho são apresentados os resultados experimentais para as três topologias estudas, verificando suas operações conjuntamente as técnicas de controle das tensões dos capacitores flutuantes e projeto dos componentes de potência.

Orientador: Alessandro Luiz Batschauer

Coorientador: Cassiano Rech

Joinville, 2019