



CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR EM CASCATA PARA APLICAÇÃO EM FILTRO HÍBRIDO DE POTÊNCIA: TOPOLOGIAS E CONTROLE

Laís Ferreira Crispino Proença

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

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Rio de Janeiro
Junho de 2021

CONVERTOR MULTINÍVEL MODULAR EM CASCATA PARA APLICAÇÃO EM
FILTRO HÍBRIDO DE POTÊNCIA: TOPOLOGIAS E CONTROLE

Laís Ferreira Crispino Proença

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

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

Aprovada por: Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D. Eng.

Prof. Guillermo Oscar García, Dr. Ing.

Prof. Pedro Gomes Barbosa, D. Sc.

Prof. Lucas Frizera Encarnação, D. Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

JUNHO DE 2021

Proença, Laís Ferreira Crispino

Conversor Multinível Modular em Cascata para Aplicação em Filtro Híbrido de Potência: Topologias e Controle/ Laís Ferreira Crispino Proença. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2021.

XIV, 184 p.: il.; 29,7 cm.

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Tese (Doutorado) - UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2021.

Referências Bibliográficas: p. 140 – 155.

1. Conversor Multinível Modular. 2. Controle Preditivo. 3. Filtro Híbrido. I. Rolim, Luís Guilherme Barbosa. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*Aos meus pais Rosemary e Roberto,
à minha avó Maria Amélia
ao meu marido Alexandre,
e à minha filha Alice,
por todo apoio, incentivo, amor e por
sempre acreditarem em mim.
Amo vocês.*

Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus, pela vida e por todas as bênçãos sobre minha família, e pela sabedoria e resiliência necessárias para conquistar os meus objetivos.

Aos meus pais Rosemary e Roberto, que tanto amo e admiro, pelo apoio e incentivo nessa trajetória acadêmica que escolhi seguir. E por estarem sempre ao meu lado, acreditando em mim e me dando força para enfrentar os desafios da vida.

Ao meu amado marido Alexandre por todo apoio, amor e compreensão. E por ser fonte de alegria diária em minha vida.

À minha filha Alice que, ainda em meu ventre, é o meu grande amor, me motiva e dá sentido à minha existência!

À minha querida e eterna avó Maria Amélia.

Ao professor Luís Guilherme Barbosa Rolim pela orientação, pela parceria, pelas oportunidades concedidas a mim e pela confiança no meu trabalho. É eterna a minha gratidão por todos os ensinamentos a mim passados, e pela oportunidade de trabalhar com alguém tão brilhante.

Ao professor Edson Hirokazu Watanabe pelas oportunidades a mim concedidas, e pelas sábias palavras e dedicação aos seus alunos.

Aos demais professores da COPPE/UFRJ, que também contribuíram para minha formação acadêmica.

Aos colegas do Elepot, da COPPE e do PELS/IAS da UFRJ, pelas constantes trocas de experiências e conhecimentos ao longo da caminhada do Doutorado, em especial ao José Rafael Batista Lebre e à Márcia Coelho de Oliveira.

Ao CNPq e à COPPETEC, pelo apoio financeiro ao longo desta trajetória.

A todos que participaram direta ou indiretamente deste trabalho, meu sincero muito obrigada!

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

CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR EM CASCATA PARA APLICAÇÃO EM FILTRO HÍBRIDO DE POTÊNCIA: TOPOLOGIAS E CONTROLE

Laís Ferreira Crispino Proença

Junho/2021

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Programa: Engenharia Elétrica

A presença de cargas não lineares vem aumentando nos sistemas elétricos CA em diferentes tipos de aplicações, desde sistemas industriais, até plantas *offshore* da área petrolífera e sistemas de corrente contínua em alta tensão (HVDC). Essas cargas consomem correntes distorcidas, podendo elevar os índices de distorções do sistema acima do permitido pelas normas, o que compromete sua qualidade de energia elétrica (QEE), aumentando suas perdas e prejudicando o funcionamento de outros equipamentos. Para mitigar esses problemas, os sistemas atuais utilizam filtros passivos, os quais apresentam problemas de ressonância com o sistema. A principal solução apresentada na literatura até o momento para contornar os problemas apresentados pelos filtros passivos, é a utilização de conversores operando como filtros híbridos. Em paralelo a esse cenário, nos últimos anos os conversores da família multinível modular em cascata (MMCC) têm sido um tema de grande interesse para os pesquisadores da área de eletrônica de potência, devido a suas inúmeras vantagens frente aos conversores em outras topologias. Sendo assim, neste trabalho são analisadas diferentes topologias de MMCC para operação como filtro híbrido, dentre elas, topologias reduzidas propostas pelo autor. Para o controle utilizadas dos MMCCs foram utilizadas estratégias de controle preditivo com base em modelos, usando número reduzido de estados, além de controladores do tipo PI para regular as tensões dos capacitores. Por fim, para validar as topologias, os algoritmos de controle, e avaliar o desempenho dos filtros híbridos foram feitas análises qualitativas por meio de testes de simulação, realizados no ambiente de simulações de circuitos PSIM.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Science (D.Sc.)

MODULAR MULTILEVEL CASCADE CONVERTER FOR HYBRID POWER
FILTER APPLICATION: TOPOLOGIES AND CONTROL

Luís Ferreira Crispino Proença

June/2021

Advisor: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Department: Electrical Engineering

The presence of non-linear loads has been increasing in AC electrical systems in different types of applications, from industrial systems, to offshore plants in the oil sector and HVDC systems. These loads drain distorted currents, what can increasing distortions above the limit allowed by the electric system's standards, degrading the power quality of distribution networks, increasing its losses and compromising the de behavior of others electric or electronic equipment. In order to mitigate these issues, current systems use passive filters, which present problems of resonance with the system. The main solution presented in the literature so far to overcome the problems due to the use of passive filters, is to utilize converters operating as hybrid filters. In parallel to this scenario, in the last years MMCC converters have been a subject of great interest for power electronics researches, mainly due to its countless advantages when compared to other topologies. Therefore, in this work different topologies of MMCC are analyzed for operation as hybrid filter, including reduced topologies proposed by the author. Model predictive control strategies with a reduced number of states are adopted to the MMCCs and PI controllers are used to regulate capacitors voltages. Finally, simulations were carried out in the environment of circuit simulation PSIM, in order to validate the topologies and control algorithms, and also to evaluate the performance of the hybrid filters.

Sumário

Capítulo 1	Introdução	1
1.1	Motivação e Objetivos	6
1.2	Contribuições da Tese	9
1.3	Lista de Publicações	11
1.4	Estrutura do Trabalho	12
Capítulo 2	Filtro de Potência	13
2.1	Conceitos de Filtragem	13
2.1.1	Filtros Passivos	14
2.1.2	Filtros Ativos	16
2.1.2.1	FAP <i>Shunt</i>	18
2.1.3	Filtros Híbridos	20
2.1.3.1	Capacidade nominal do FAP	24
2.1.4	Topologias de conversores usados em FAP e FHP	26
2.2	MMCC	30
2.2.1	Submódulo	32
2.3	Topologias de MMCC propostas para aplicações de filtragem de harmônicos	35
2.3.1	SS-MMCC – FHP	35
2.3.1.1	Modelagem Analítica – SS-MMCC para FHP	37
2.3.1.2	Dimensionamento – SS-MMCC para FHP	38
	Dimensionamento Filtro LC – SS-MMCC para FHP	39
	Capacitor dos submódulos – SS-MMCC para FHP	42
	Topologia derivada – SS-MMCC para FHP	45
2.3.2	DS-MMCC – FHP	46
2.3.2.1	Modelagem Analítica – DS-MMCC para FHP	48
2.3.2.2	Dimensionamento – DS-MMCC para FHP	51

Dimensionamento Filtro LC – DS-MMCC para FHP.....	51
Capacitor dos submódulos – DS-MMCC para FHP.....	51
2.3.3 SS-MMCC reduzida – FHP	52
2.3.3.1 Modelagem Analítica – SS-MMCC reduzido para FHP	53
2.3.3.2 Dimensionamento – SS-MMCC reduzido para FHP	58
Dimensionamento Filtro LC – SS-MMCC reduzido para FHP	58
Capacitor dos submódulos – SS-MMCC reduzido para FHP	61
Vantagem x Limitação – SS-MMCC reduzido para FHP	62
2.3.4 DS-MMCC reduzida – FHP	63
2.3.4.1 Modelagem Analítica – DS-MMCC reduzido para FHP	64
2.3.4.2 Dimensionamento – DS-MMCC reduzido para FHP.....	68
Dimensionamento Filtro LC – SS-MMCC reduzido para FHP	68
Capacitor dos submódulos e do elo CC – DS-MMCC reduzido para FHP.....	69
2.4 Conclusões Parciais	69
Capítulo 3 Controle dos FHP.....	71
3.1 Revisão Bibliográfica	71
3.1.1 Controle de filtros ativos e híbridos.....	71
3.1.2 Controle de conversores VSC-MMCC	74
3.1.3 MPC	76
3.2 Estratégia de controle aplicada às topologias de MMCC analisadas.....	81
3.2.1 Controle da corrente CA	81
3.2.2 Controle das Correntes Circulantes (DS-MMCC completa)	88
3.2.3 Algoritmo de Balanceamento das Tensões dos Capacitores.....	91
3.2.4 Cálculo da Correntes de Compensação	95
3.2.4.1 Dimensionamento do Controlador PI.....	99
3.2.5 Observador para MMCC operando como FHP	101
3.3 Conclusões Parciais	105

Capítulo 4	Resultados de Simulação	107
4.1	Considerações sobre a simulação	107
4.2	Modelagem do sistema utilizado para testar as diferentes topologias	109
4.2.1	Média Tensão - FHP	109
4.3	Resultados	113
4.3.1	SS-MMCC completa operando como FHP	113
4.3.2	DS-MMCC completa operando como FHP	116
4.3.3	SS-MMCC reduzida operando como FHP	119
4.3.4	DS-MMCC reduzida operando como FHP	123
4.3.5	Cenário de Aplicações do FHP em que FAP limita a corrente do FPP	126
4.3.6	Cenário de Aplicações do FHP compensando 5° e 7° harmônicos	127
4.3.7	Controle de corrente CA do FAP com número reduzido de estados ($\Delta N = \pm 1$)	130
4.4	Comparação entre as Topologias de MMCC	133
4.5	Conclusões Parciais	135
Capítulo 5	Considerações Finais	137
5.1	Conclusões	137
5.2	Trabalhos Futuros	138
	Referências Bibliográficas	140
	Apêndice A	156
	Apêndice B	160
B.1	SS-MMCC reduzida – FAP	160
B.2	Modelagem Analítica	161
B.3	Dimensionamento do SS-MMCC reduzido para FAP	164
B.3.1	Indutor buffer	164
B.3.2	Capacitor dos submódulos	165
B.3.3	Capacitor de saída do conversor	166

B.4	Estratégia de Controle	167
B.4.1	Controle da Corrente CA e ABTC	167
B.4.2	Cálculo das referências de correntes de compensação.....	169
B.5	Resultados de Simulação.....	172
B.5.1	Modelagem do sistema utilizado para testar as diferentes topologias.....	172
B.5.2	Resultados	175
	Apêndice C	179
C.1	SS-MMCC reduzida.....	179
C.2	DS-MMCC reduzida	181

Lista das Principais Siglas

ABTC – Algoritmo de Balanceamento das Tensões dos Capacitores
B4 – *Four Bridge*
BT - Baixa Tensão
CA – Corrente Alternada
CC – Corrente Contínua
CCAT – Corrente Contínua em Alta Tensão
CCS-MPC – *Continuous Control Set-MPC*
CHB – *Cascaded H Bridge*
CSC – *Current Source Converter*
DSP - *Digital Signal Processor*
FACTS – *Flexible AC Transmission System*
FAP – Filtro Ativo de Potência
FAPH – Filtro Ativo de Potência Híbrido
FCS-MPC – *Finite Control Set-MPC*
FPP – Filtro Passivo de Potência
GPIO – *General Purpose Input/Output*
HCC – *Hysteresis Current Control*
HVDC – *High Voltage Direct Current*
IGBT – *Insulated Gate Bipolar Transistor*
LPF – *Low-Pass Filter*
MMC – *Modular Multilevel Converter*
MMCC – *Modular Multilevel Cascade Converter*
MPC - *Model Predictive Control*
MT – Média Tensão
PCC – Ponto de Conexão Comum
PI – Proporcional-Integral
PLL – *Phase Locked Loop*
PR – Proporcional-Ressonante
PWM – *Pulse Width Modulation*
SHE – *Selective Harmonic Elimination*
SM – SubMódulo

VR – Vector-Resonance

SSBC – Single-Star Bridge-Cells

SVC – Static VAR Compensator

TDD – Total Demanda Distortion

THD – Total Harmonic Distortion

UCC – Unit Capacitance Constant

VSC – Voltage Source Converter

Lista dos Principais Símbolos

C_{sm}	Capacitor do submódulo
C_f	Capacitor de saída do filtro
E_{c_sm}	Energia armazenada em cada capacitor
e_{out_a}, e_{out_b}	Tensão de saída das fases 'a' e 'b' do FAP
E_{TOTAL}	Energia total armazenada no conversor
f	Frequência nominal da rede
f_s	Frequência de amostragem
$f(y,t)$	Equação diferencial de y
H	Constante de inércia do conversor
$i_{f_a}, i_{f_b}, i_{f_c}$	Corrente de saída do FAP nas fases 'a', 'b' e 'c'
L_f	Indutor <i>buffer</i>
N_{sm}	Número de submódulos por perna do conversor proposto
N_{sm_MMC}	Número de submódulos por braço de um conversor MMC
N_{on}	Número de submódulos a serem ligados na perna do conversor
$s(t)$	Função de chaveamento para o capacitor em um dado período
S	Potência aparente nominal
T_s	Período de amostragem
v_{c_sm}	Tensão medida no capacitor do submódulo
V_{c_sm}	Tensão nominal do capacitor do submódulo
V_{cc}	Tensão nominal CC do conversor
v_{C_f}	Tensão no capacitor do FAP
$v_{f_a}, v_{f_b}, v_{f_c}$	Tensão no PCC para as fases 'a', 'b' e 'c' do sistema
$V_{fn(rms)}$	Tensão de fase rms
$V_{linha(rms)}$	Tensão de linha rms
v_{T1T2}	Tensão medida nos terminais do submódulo
ω	Frequência angular

Capítulo 1 Introdução

Cargas de natureza não-linear resultam em componentes harmônicas na corrente ou tensão no sistema elétrico, as quais geram: aumento de perdas; redução da qualidade de energia do sistema; distorção da tensão no Ponto de Conexão Comum (do inglês *Point of Common Coupling* - PCC); e comprometem o funcionamento de dispositivos elétricos e eletrônicos. Portanto, é fundamental que essas componentes sejam mitigadas, a fim de garantir a qualidade de energia do sistema (LUMBRERAS *et al.*, 2020). As componentes harmônicas, por sua vez, podem tanto ter características bem definidas ao longo do tempo, quanto apresentar espectro variável, dependendo do controle da carga, das características do sistema e de outras variáveis (IEEE, 2014). Exemplos dessas cargas são os próprios conversores de potência. Atualmente, cargas de natureza não-linear estão presentes em grande parte dos sistemas elétricos, sejam eles conectados à rede, no caso do Brasil o sistema nacional interligado (SIN), ou isolados, como as plantas elétricas *offshore* da indústria de Petróleo e Gás. Além disso, os sistemas de transmissão HVDC-LCC (*High Voltage DC-Line Commutated Converter*) têm se proliferado pelo mundo, principalmente pela crescente demanda de conexão aérea ponto-a-ponto da geração à carga (ALASSI *et al.*, 2019). Nesse caso, sabe-se que o funcionamento de conversores do tipo LCC gera harmônicos de corrente no lado CA, levando à necessidade de filtragem dessas componentes além da necessidade de potência reativa para seu funcionamento. Há, ainda, na literatura trabalhos recentes que relatam problemas de qualidade de energia provenientes da presença de harmônicos na indústria de mineração (GOMEZ, J. S. *et al.*, 2020), e nos sistemas de energia de navios (TERRICHE *et al.*, 2019), os quais ressaltam a importância de se utilizar equipamentos que atuem na redução dessas componentes.

Para mitigar os problemas causados pela presença de conteúdo harmônico elevado nos sistemas elétricos, dispositivos de filtragem/compensação passiva e ativa começaram a ser utilizados já desde muito tempo. Os filtros passivos de potência (FPP) foram a primeira solução adotada por serem mais vantajosos do ponto de vista da simplicidade de implementação, uma vez que não precisam de interface de controle para seu funcionamento, e demandam menor investimento financeiro. Em seguida, com o amadurecimento da tecnologia dos conversores de potência, surgiram os filtros ativos de potência (FAP) que apresentam inúmeras outras vantagens frente aos FPP como, por exemplo: capacidade de filtragem superior e seletiva, podendo compensar todas as

componentes harmônicas, ou apenas um conjunto pré-determinado delas; são mais flexíveis quanto às aplicações e funções que podem assumir; e não apresentam problemas de ressonância com a carga ou o sistema (AKAGI, 2005). Sendo assim, inicialmente os FAP despertaram o interesse da comunidade científica, e foi considerado como um possível substituto dos FPP.

No entanto, os FAP são mais complexos do ponto de vista de *hardware* e controle, além de mais custosos, quando comparados com os FPP (FUJITA e AKAGI, 1990 e 1991, WANG *et al.*, 2018). Sendo assim, a solução proposta na literatura para superar as desvantagens de ambos FPP e FAP consistiu em unir essas estruturas dando origem ao conceito de filtro híbrido (FHP), o qual tem como principal objetivo melhorar o desempenho na filtragem de harmônicos, aliando a capacidade de filtragem dos FPP com a controlabilidade de filtragem dos FAP, a partir de uma estrutura economicamente viável.

Na estrutura híbrida, a parte passiva continua com a mesma função de absorver o conteúdo harmônico correspondente à frequência de sintonia, enquanto a parte ativa tem o papel de melhorar as características de filtragem do FPP, garantindo o “isolamento harmônico” entre a carga e o sistema e, com isso, impedindo que ocorra ressonância harmônica (AKAGI, 2005). Além disso, essa combinação permite reduzir a capacidade nominal do conversor utilizado como FAP na estrutura híbrida, se comparado ao do FAP, tornando o FHP mais atrativo que o FAP, tanto do ponto de vista da viabilidade técnica quanto do econômico, principalmente para aplicações de média/alta potência (AKAGI, 2005).

No que diz respeito à funcionalidade e aplicabilidade dos FHPs, eles costumam ser projetados e controlados para atuar de duas formas principais:

- FAP controlado para compensar a mesma frequência que o FPP, com o objetivo de limitar a corrente compensada/consumida pelo FPP, funcionando como um ‘fundo¹’ para o FPP, e evitando sua sobrecarga (ENCARNAÇÃO *et al.*, 2006, MOUCO, 2011);
- FAP controlado para compensar frequência(s) diferente(s) do FPP, com o objetivo de expandir a capacidade de filtragem do FPP. Essa abordagem é

¹ O termo ‘fundo’ é utilizado como uma analogia à expressão ‘fundo do poço’, com o sentido de que o FAP opera limitando a corrente absorvida pelo FPP, ou seja, opera como o ‘fundo’ do poço.

bastante comum na literatura dos FHPs (CANDELA *et al.*, 2009, KLIMA *et al.*, 2009, LAURINDO *et al.*, 2011, LUO *et al.*, 2016, SHI *et al.*, 2010).

Ambas as abordagens podem ser utilizadas para *retrofitting* de FPPs já existentes, bem como podem ser consideradas para novas instalações de filtros, em especial para sistemas com impedância variável, tal que o controle de corrente do FAP garante que não haverá sobrecarga do FPP.

Com relação à tecnologia do conversor de potência para aplicações de FAP ou FHP, os do tipo fonte de tensão (VSC – do inglês *Voltage Source Converter*), são os mais usados devido a sua maior eficiência, e aos seus menores custo e volume físico, principalmente se comparados o capacitor CC com o indutor CC (AKAGI, 2005). Na literatura são tradicionalmente utilizados VSCs de dois níveis (AKAGI, 1994).

No entanto, em meados dos anos 2000, foi proposta na literatura uma nova topologia, inicialmente como FAP, a qual apresenta redução de custo e de volume. Nessa nova topologia, em vez da estrutura de ponte trifásica do VSC convencional, é utilizado um conversor em ponte H e uma das fases do sistema é conectada diretamente, ou através de um filtro passivo, no lado CC do conversor, vide Figura 1.1 (CHOU, *et al.*, 2007). Assim, o conversor tem uma perna a menos e, conseqüentemente, um par de chaves a menos, quando comparado à topologia convencional. Ainda, essa abordagem de redução de uma perna do conversor pode ser usada para sistema monofásico, trifásicos a três fios, ou trifásicos a quatro fios (CHOU, *et al.*, 2007).

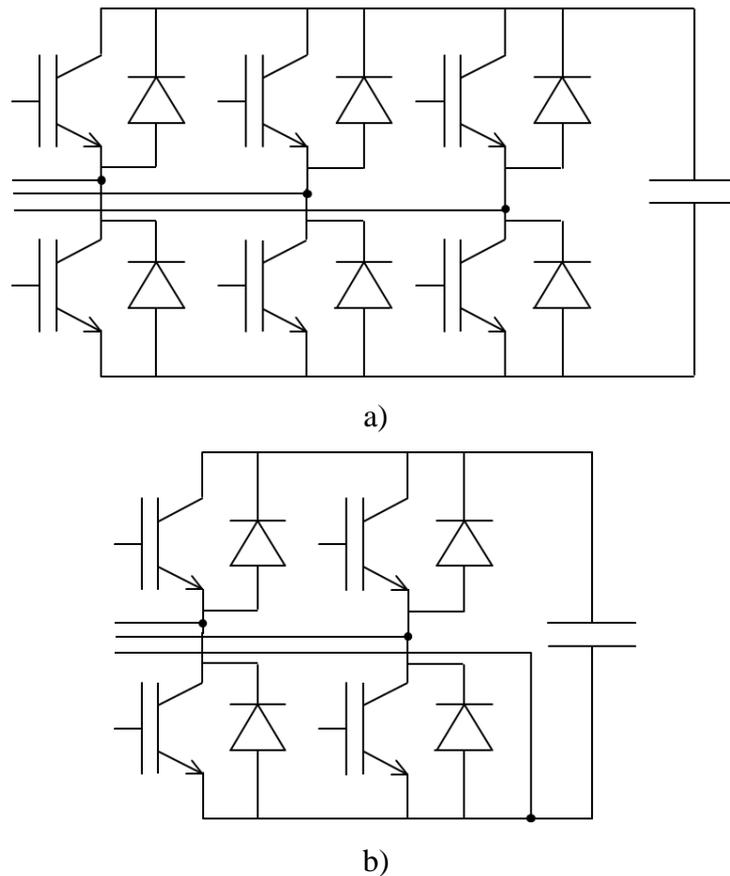


Figura 1.1: Topologia de VSC de dois níveis (a) convencional; (b) reduzida (CHOU, *et al.*, 2007).

Além das vantagens de redução de custo e de volume, devido à redução do *hardware*, essa topologia também apresenta redução do esforço computacional, uma vez que não é necessário executar as rotinas de controle referentes à perna reduzida. Por essas razões, alguns trabalhos foram desenvolvidos na literatura de FAP e FHP utilizando esse conversor (CHOU, *et al.*, 2007; WU, *et al.*, 2007; FURTADO, *et al.*, 2013, LAURINDO, *et al.*, 2011; LUO, *et al.*, 2016; TAREEN e MEKHIELF, 2018). No entanto, devido à limitação das características de operação das chaves semicondutoras, os VSCs de 2 níveis possuem restrições de tecnologia e viabilidade econômica para aplicações em sistemas de média/alta tensão.

Em meados da década de 90 surgiram as primeiras topologias de conversores multinível em cascata (MCC, do inglês *Multilevel Cascade Converter*). No entanto, apesar de alguns estudos feitos com esses conversores, foi somente a partir de 2003, com o surgimento do conversor Multinível Modular (MMC do inglês *Modular Multilevel Converter*) (LESNICAR e MARQUARDT, 2003) que as topologias multinível com característica modular (também chamadas MMCC – *Modular Multilevel Cascade*

Converter, nomenclatura proposta em AKAGI (2011 e 2018)) se consolidaram tanto no meio científico, quanto na indústria.

Esses conversores são capazes de produzir uma saída CA com mais níveis, permitindo aumentar o nível de tensão de saída dos mesmos e, portanto, viabilizando sua conexão em sistemas de maior tensão, tornando-os mais atrativos que as topologias de 2 ou 3 níveis principalmente para aplicações de média/alta tensão. Como exemplos dessas aplicações, pode-se citar (DEBNATH, *et al.*, 2015): transmissão em Corrente Contínua Alta Tensão (CCAT), como é o caso do HVDC-Plus da Siemens (DAVIES *et al.*, 2009, SIEMENS AG., 2021); dispositivos FACTS (do inglês *Flexible AC Transmission System*) como, por exemplo, o STATCOM também desenvolvido pela Siemens, cujo nome comercial é SVC-Plus, (GEMMELL *et al.*, 2008).

Há, ainda, estudos do uso de MMCC para aplicações como FAP e FHP (FOSTER, 2020, GHETTI, *et al.*, 2012, GHETTI, 2019, HUANG, *et al.*, 2017, LI, *et al.*, 2017a, MADI *et al.*, 2017a e 2017b, SHU, *et al.*, 2016, WU, *et al.*, 2014). Em LIU *et al.* (2020) é proposta a utilização de FHP SS-MMCC para compensação dos harmônicos na rede CA de um sistema HVDC-LCC, indicando um planejamento de testar essa solução em sistema HVDCs em operação. De acordo com (LIU *et al.*, 2020) essa solução tem a capacidade de suprimir o conteúdo harmônico, reduzindo a necessidade de filtros passivos, buscando reduzir os custos do sistema.

No entanto, as topologias de MMCC apresentam maior complexidade na sua estrutura, bem como em seu controle, uma vez que apresentam um número de componentes maior, proporcional ao número de SMs utilizados e também à potência nominal. Além disso, o controlador precisa executar continuamente em tempo real um algoritmo de balanceamento e de regulação das tensões dos capacitores dos SMs, cujo esforço computacional também é proporcional à estrutura de *hardware*.

Com base nos cenários apresentados, neste trabalho é proposto o uso de topologias MMCC para aplicação de FHP de forma a permitir sua conexão em um sistema de média tensão. É importante ressaltar que o sistema de média tensão (4,16 kV) utilizado neste trabalho foi adotado para fins de simulação. Na prática, os MMCC são utilizados em sistemas com tensões maiores, nos quais os VSCs de 2 ou 3 níveis não podem operar sem o uso de transformadores. No entanto, como a principal característica dos MMCC é a modularidade e, conseqüentemente, a escalabilidade da estrutura, podendo ser facilmente adaptada para níveis maiores de tensão e potência, as simulações aqui feitas servem como prova de conceito das topologias e estratégias de controle, sem perda de generalidade.

Além das topologias já existentes, são propostas duas novas topologias de MMCC reduzidas, com base na abordagem proposta por (CHOU, *et al.*, 2007), visando reduzir o custo de implementação e o esforço computacional, bem como o volume do conversor. A redução de *hardware* aplicada a essas topologias foi inicialmente desenvolvida para aplicações como FAP, e posteriormente adaptada para operar como FHP, conforme será mostrado no Capítulo 2.

Para realizar o controle dos MMCCs e analisar seu desempenho foi adotada uma estratégia de controle preditivo com base em modelos (MPC, do inglês *Model Predictive Control*) (RODRIGUEZ e CORTÉS, 2012), a qual considera um número reduzido de estados, a fim de diminuir o esforço computacional.

1.1 Motivação e Objetivos

Os problemas provenientes da distorção das tensões e correntes dos sistemas elétricos são preocupantes e, nesse sentido, normas e regulamentações foram criadas a fim de estabelecer limites para diferentes indicadores de qualidade de energia, e regras para os agentes do sistema elétrico, os fabricantes de equipamentos, bem como para os consumidores (LUMBRERAS *et al.*, 2020). Dentre essas normas, a internacionalmente mais difundida é a *IEEE Std 519-2014 – IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems* (IEEE, 2014), na qual são apresentados: (i) os principais equipamentos geradores de harmônicos; (ii) orientações para medição dos harmônicos; (iii) e os limites de distorção harmônica (do inglês, *Total Harmonic Distortion*, THD) – total e por componente específica de frequência – para tensões e correntes. A nível nacional, o Módulo 8 do PRODIST da ANEEL (ANEEL, 2018) estabelece os limites para: THD de tensão (THD_v), desequilíbrios de tensão, e flutuação de tensão.

Os problemas decorrentes das componentes harmônicas de corrente e/ou tensão podem aparecer em sistemas elétricos conectados à rede, no caso do Brasil o sistema nacional interligado (SIN) (ENCARNAÇÃO *et al.*, 2006, MOUCO, 2011), mas também são muito preocupantes em sistemas elétricos isolados, como as plataformas *offshore* de produção e armazenamento da indústria de Petróleo e Gás denominadas *Floating Production Storage and Offloading* (FPSO) (CHRISTENSEN e ZIMMERMAN, 1986, HUSNAYAIN *et al.*, 2014, JOHNSON, 2008, MERHEJ e NICHOLS, 1992).

As plantas elétricas das plataformas *offshore* diferem daquelas para plantas industriais *onshore* devido à fonte de energia e aos efeitos ambientais no sistema elétrico

e nas cargas, e são mais críticas quanto à estabilidade de tensão e frequência. Plantas *offshore* podem ser supridas por: (i) geração local sem conexão com uma rede elétrica; (ii) geração ou redes elétricas remotas; ou (iii) uma combinação de geração local e remota. Além disso, a capacidade dos sistemas elétricos *offshore* é aproximadamente igual à demanda, e no caso de geração remota, a fonte de alimentação pode estar distante da instalação. Qualquer uma dessas condições influencia na estabilidade do sistema. Ainda, os sistemas *offshore* podem estar sujeitos à presença de elevado conteúdo harmônico devido ao uso de conversores para acionamento de compressores e bombas. Por fim, tendo em vista as nuances dos sistemas *offshore*, se problemas operacionais resultarem na perda ou paralização da produção, o montante de dinheiro/investimento perdido é bastante significativo (CHRISTENSEN e ZIMMERMAN, 1986). Sendo assim, é fundamental garantir a operação em condições seguras desses sistemas.

Apesar de FPP serem bastante utilizados como solução mitigadora, há trabalhos que mostram que para sistemas isolados nem sempre eles são eficazes, especialmente quando a impedância da rede é variável (HUSNAYAIN *et al.*, 2014). Nesses casos, as soluções mais adequadas seriam o uso de FAP ou FHP, lembrando que FHPs possuem maior destaque na pesquisa, principalmente devido à sua versatilidade, multifuncionalidade e viabilidade econômica frente aos FAP (AKAGI, 2005). Além disso, os FHP são bem atrativos em sistemas em que já há FPP instalados, como é o caso da maioria dos sistemas que sofrem com problemas de harmônicos.

Sendo assim, este trabalho aborda essas soluções mitigadoras, utilizando topologias de conversor pertencente à família MMCC, devido às suas vantagens, principalmente para aplicações de média e alta tensão.

O objetivo principal do trabalho é avaliar estruturas de conversores MMCC operando como FHP, considerando um sistema de média tensão isolado com risco de aumento do conteúdo harmônico de corrente, ou seja, rede com variabilidade das cargas não-lineares. Como parte do trabalho são propostas duas novas topologias reduzidas de MMCC (SS e DS), ambas com número reduzido de componentes em sua estrutura, com objetivo de: (i) diminuir o esforço computacional dos algoritmos de controle do MMCC, a partir da redução da quantidade de SMs, o que impacta diretamente no algoritmo de balanceamento das tensões dos capacitores, uma vez que não é necessário executar essa rotina para os SMs retirados da estrutura; (ii) seu custo de implementação; (iii) o volume de seu *hardware*; e (iv) as perdas associadas à comutação de seus semicondutores.

Como objetivos específicos destacam-se:

- Apresentar uma revisão sintética dos princípios de funcionamento, as principais características e topologias dos diferentes tipos de filtros de potência;
- Apresentar as principais topologias de MMCC e seus modos de operação quando utilizados como FHP;
- Apresentar as topologias SS-MMCC e DS-MMCC reduzidas propostas como parte das principais contribuições deste trabalho, as quais podem operar como FAP ou FHP. São discutidas também suas limitações e aplicabilidades;
- Apresentar o dimensionamento de cada uma das topologias operando como FHP, mostrando a redução de suas capacidades nominais, bem como a modelagem analítica de cada uma;
- Apresentar as estratégias de MPC desenvolvidas para realizar as diferentes etapas do controle dos MMCCs, destacando as particularidades de cada uma das topologias, sendo elas:
 - regulação da corrente CA sintetizada pelo conversor. É apresentada uma estratégia desenvolvida ao longo da Tese capaz de identificar o conjunto de teste mínimo possível para o MPC, o qual depende apenas da corrente de saída do conversor, e não da quantidade de SMs de sua estrutura;
 - regulação da corrente circulante, quando se aplicar;
 - algoritmo de equalização das tensões dos capacitores dos SMs. São apresentadas as estratégias desenvolvidas ao longo da Tese tanto para realizar o algoritmo de balanceamento das tensões dos capacitores, quanto para regular a tensão CC nominal do conversor;
- Apresentar a proposta de se utilizar um observador para estimar a tensão do capacitor do FPP para as topologias de FHP em que o conversor está em série com o filtro LC. Para este observador é apresentado seu dimensionamento e discutida a forma como ele foi implementado junto à estratégia MPC para controle de corrente CA;
- Avaliar através de simulação o desempenho de cada uma das topologias discutidas no trabalho para condições normais de operação, validando seus algoritmos de controle;
- Avaliar em simulação o desempenho das topologias propostas e suas respectivas estratégias de controle para diferentes condições de operação, incluindo cenários

de sobrecarga do FPP e a possibilidade do FHP expandir a faixa de compensação do FPP.

- Analisar o desempenho do laço de controle de corrente CA para o algoritmo que considera um número mínimo de estados;
- Comparar cada uma das topologias discutidas no trabalho, indicando vantagens, desvantagens e aplicabilidade.

Vale ressaltar que todas as simulações foram feitas utilizando o *software* PSIM para as simulações do sistema de potência, e com os algoritmos de controle escritos em linguagem de programação C.

1.2 Contribuições da Tese

Apesar de já existirem na literatura alguns trabalhos sobre FAP e FHP utilizando topologias MMCC, poucos abordam o conceito de redução da capacidade nominal do conversor a partir da associação de FPP em série com o MMCC, e com a funcionalidade do MMCC de evitar a sobrecarga do FPP. Além disso, no que diz respeito ao *hardware*, também há poucos trabalhos na literatura que busquem a redução da estrutura modular dos MMCC, conforme mencionado na seção 2.1.4, apesar dos desafios já bem conhecidos de esforço computacional e complexidade dos algoritmos de controle, manutenção da estrutura, e do custo, principalmente quando utilizado um elevado número de SMs. Sendo assim, este trabalho busca propor soluções para esses desafios.

A primeira contribuição da tese foi publicada preliminarmente ainda no início da pesquisa, no Cobep de 2017 em Juiz de Fora, Minas Gerais (CRISPINO e ROLIM, 2017). Nessa publicação foi apresentada uma estratégia de controle preditivo (MPC) para o controle de corrente CA aplicada a um MMCC, a qual utiliza o menor conjunto de estados de teste possível e independente da quantidade de SMs da estrutura. Esse algoritmo é mencionado no Capítulo 3 e apresenta uma importante contribuição para atuar na redução do esforço computacional dos algoritmos de controle do tipo MPC aplicados a MMCC.

A segunda contribuição foi publicada no ISIE de 2019 em Vancouver, Canadá (PROENÇA e ROLIM, 2019a) em que foi apresentada uma topologia reduzida de SS-MMCC para operação como FAP. Este trabalho foi importante para avaliar e comprovar a possibilidade de se aplicar a ideia da redução de *hardware* proposta por CHOU, *et al.* (2007) para conversores 2 níveis às topologias MMCC. Primeiramente, a topologia reduzida foi desenvolvida para operar como FAP.

A terceira contribuição também vem do trabalho publicado no ISIE de 2019 em Vancouver, Canadá (PROENÇA e ROLIM, 2019a), pois com a eliminação dos SMs de uma fase do MMCC há uma redução direta e significativa do esforço computacional da estratégia de controle do conversor como um todo. Isso se dá principalmente pelo fato da rotina de balanceamento das tensões dos SMs não precisar ser executada para a fase em que é feita a redução. Ressaltando aqui que é bem difundido na literatura do MMCC que a maior parte do esforço computacional do seu controle está ligada à rotina de balanceamento dos SMs, principalmente para estruturas com elevado número de SMs.

A quarta contribuição foi publicada no IEEE LATAM *Transactions* em 2019 (PROENÇA e ROLIM, 2019b). Neste trabalho foi adaptada a proposta de redução do conjunto de teste do algoritmo de controle de corrente CA apresentada anteriormente (CRISPINO e ROLIM, 2017) para um MMCC operando como FAP, cujas correntes de saída CA não são puramente senoidais. O trabalho apresenta uma metodologia para verificar qual o número mínimo de níveis de tensão a serem testados pelo algoritmo de controle de corrente. Por fim a metodologia indicou, novamente, que este número não depende da quantidade de SMs da estrutura, e está diretamente relacionado ao conteúdo harmônico a ser compensado, de forma que quanto maior o espectro de compensação, maior a quantidade de níveis necessária. Com isso, verificou-se que a estratégia de conjunto mínimo para MPC também vale para aplicações de filtragem de harmônico, resultando em uma importante contribuição para atuar na redução do esforço computacional dos algoritmos. Aqui, neste trabalho, a formulação apresentada por PROENÇA e ROLIM (2019b) para um FAP foi adaptada de maneira análoga para os FHPs.

A quinta contribuição deste trabalho é a proposição da topologia SS-MMCC reduzida, inicialmente apresentada para operação como FAP em PROENÇA e ROLIM, (2019a), mas aqui avaliada para operação como FHP. A estrutura foi projetada para ter capacidade nominal reduzida, consequentemente reduzindo a estrutura do próprio MMCC, pois quanto menor a tensão de saída, menor é a quantidade de SMs que precisa ser utilizada. São apresentados o dimensionamento desta topologia, suas funcionalidades, e a modelagem analítica da mesma. Além disso, foram feitas adaptações nas estratégias de controle para a estrutura proposta. Devido à redução do *hardware*, a topologia proposta apresenta menor volume e custo, e menor esforço computacional, principalmente porque o algoritmo de balanceamento da tensão dos SMs não precisa ser executado para a fase reduzida.

A sexta contribuição da Tese é a proposição da topologia DS-MMCC reduzida para operação como FHP. Assim como a SS-MMCC reduzida, a estrutura foi projetada para ter capacidade nominal reduzida, conseqüentemente reduzindo a estrutura do próprio MMCC. Também são apresentados seu dimensionamento, suas funcionalidades, e sua modelagem analítica. Além disso, foram feitas adaptações nas estratégias de controle para a estrutura proposta. Devido à redução do *hardware*, a topologia proposta apresenta menor volume e custo, e menor esforço computacional, principalmente porque o algoritmo de balanceamento da tensão dos SMs não precisa ser chamado para a fase reduzida.

A sétima contribuição consiste na análise das topologias SS-MMCC e DS-MMCC já existentes operando como FHP, dimensionado para ter capacidade nominal reduzida. Foram apresentados o dimensionamento, suas funcionalidades, e a modelagem analítica dessas topologias para a aplicação aqui considerada, bem como as estratégias de controle utilizadas.

A oitava contribuição é a proposição de se utilizar um observador para estimar a tensão do capacitor do FPP para as topologias de FHP em que o conversor está em série com o filtro LC série. Para este observador é apresentado seu dimensionamento e discutida a forma como ele foi implementado junto à estratégia MPC para controle de corrente CA;

A nona contribuição consiste na avaliação por meio de simulação de diferentes cenários das topologias discutidas ao longo do trabalho, bem como na comparação entre elas, indicando suas vantagens, desvantagens, limitações e aplicabilidade.

1.3 Lista de Publicações

Alguns dos resultados específicos desse trabalho foram publicados em:

- PROENÇA, L. F. C.; ROLIM, L. G. B. “New topology of modular multilevel cascade converter with model predictive control”. In: **2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. IEEE on, Vancouver, Canadá, 2019. p. 2053-2058, 2019a. DOI: 10.1109/ISIE.2019.8781526.
- _____. “Two-leg Modular Multilevel Cascade Converter as Active Power Filter-Control Improvement”. IEEE Latin America Transactions, v. 17, n. 09, p. 1501-1508, 2019b. DOI: 10.1109/TLA.2019.8931144.

Ainda, outros artigos de mesma autoria cujos tópicos são relacionados aos abordados neste trabalho foram publicados em:

- CRISPINO, L.; ROLIM, L. “Model Predictive Control of a Modular Multilevel Converter with simplified capacitor voltage balancing”. **XXI Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2016)-Brasil**, Vitória, Espírito Santo, 3-7 Outubro 2016a.
- _____. “Model Predictive Control of a Modular Multilevel Converter combined with sorting methods”. In: **Industry Applications (INDUSCON), 2016 12th IEEE/IAS International Conference on**, Curitiba, Paraná, 20-23 November 2016b.
- _____. “Model predictive control of a modular multilevel converter with a reduced number of states”. In: **Power Electronics Conference (COBEP), 2017 Brazilian. IEEE**, p. 1-6, 2017.

1.4 Estrutura do Trabalho

No Capítulo 2 são apresentados os conceitos e topologias de FAP e FHP, bem como dos conversores da família MMCC. As topologias de MMCC usadas e propostas neste trabalho são apresentadas, bem como são definidos os elementos que compõem o conversor, explicando suas funções e modos de operação. Ainda, são desenvolvidas as equações que modelam este conversor. Por fim, são apresentados alguns dos conceitos mais utilizados na literatura, e os que foram usados neste trabalho, para o dimensionamento dos componentes dos conversores.

O Capítulo 3 se inicia com uma breve revisão bibliográfica acerca das estratégias de controle principais difundidas na literatura para FAP e FHP com topologia MMCC. Em seguida, são apresentadas as estratégias de controle utilizadas neste trabalho.

No Capítulo 4 são apresentados os cenários simulados, bem como as considerações acerca dos resultados obtidos. São apresentados, também, o dimensionamento dos sistemas de teste utilizados no projeto.

No Capítulo 5 encontram-se as conclusões da Tese, bem como as propostas de trabalhos futuros.

Capítulo 2 Filtro de Potência

Neste capítulo é apresentada uma revisão sintética dos conceitos de filtragem passiva, ativa e híbrida de componentes harmônicas relevantes para esta tese, bem como as configurações mais utilizadas para aplicações de filtros em sistemas de potência. Em seguida, as topologias propostas neste trabalho são apresentadas, detalhando seus pontos positivos e negativos, bem como a modelagem analítica e o dimensionamento de seus componentes. São também apresentadas as duas topologias mais difundidas na literatura para os SMs e seus princípios de operação.

2.1 Conceitos de Filtragem

Os filtros podem ser divididos em três grandes grupos (AKAGI, 2005): (i) Filtros Passivos; (ii) Filtros Ativos; e (iii) Filtros Híbridos. Eles podem ser conectados no PCC em paralelo (em inglês *shunt*) ou série, a depender do tipo da carga não-linear (CNL) presente no sistema.

Neste trabalho, é considerado um sistema com cargas não-lineares que operam como fonte de corrente e, portanto, somente as estruturas em *shunt* são abordadas em detalhe nas subseções 2.1.2 e 2.1.3 a seguir (PENG, 1998, PENG e ADAMS, 1999).

Nas subseções 2.1.1, 2.1.2 e 2.1.3, estruturas dos três grupos definidos no parágrafo acima são apresentadas e detalhadas, e um resumo das suas principais características é dado a seguir:

- Filtro Passivo: constituído apenas por elementos passivos: capacitores e/ou indutores e, portanto, não possui controle direto sobre a corrente compensada, ou seja, a corrente absorvida por ele, a qual pode ser proveniente de qualquer equipamento conectado à rede.
- Filtro Ativo: formado por um conversor de potência, capaz de controlar a corrente drenada por ele, ou seja, só filtra o que é determinado via controle.
- Filtro Híbrido: formado pela junção das estruturas passivas e ativas, e capaz de controlar a corrente drenada por ele, porém com restrições diferentes das de um filtro ativo.

Apesar de não ser parte do escopo da Tese, vale ressaltar que há na literatura referente aos filtros ativos e híbridos trabalhos que propõem sua utilização em sistemas que não possuem cargas não-lineares. Em BAI *et al.* (2018) é proposto um FHP para

compensação de harmônicos de chaveamento de um VSI de alta potência, bem como de harmônicos de baixa ordem provenientes de distorções de tensão da rede. Em BERNET *et al.* (2018) é proposta a substituição de um filtro passivo conectado em série na saída de um VSI para filtrar os harmônicos provenientes do chaveamento por um filtro ativo, reduzindo perdas e volume. Já em PETTERSSON (2019) é proposta a conexão de um filtro híbrido em paralelo com um VSI para filtrar componentes na faixa de frequência de 1 kHz a 3 kHz, com o objetivo de amortecer possíveis ressonâncias provenientes dos filtros passivos LCL de saída do VSI.

Vale ressaltar, também, que há na literatura referente aos filtros híbridos trabalhos que propõem uma nova forma de utilização, ou abordagem, dessas estruturas, chamada de *Smart Impedance* (ou Impedância Inteligente) (GONZATTI *et al.*, 2016). Neste novo conceito, os ‘filtros híbridos’ continuam com a função de compensar as componentes harmônicas do sistema, mas com maior capacidade de compensação de reativo. A diferença mais básica é que nos *Smart Impedances* a estrutura passiva não precisa ser sintonizada, o capacitor é tratado como um banco capacitivo e a sintonia é feita através do controle do conversor.

2.1.1 Filtros Passivos

Os FPP são vantajosos do ponto de vista da sua simplicidade de implementação, uma vez que são compostos somente por elementos passivos, sem nenhum elemento chaveado e, portanto, não precisam de interface de controle para seu funcionamento. Ademais, eles demandam menor investimento financeiro. Esses filtros são sintonizados de forma a atuar como um caminho de baixa impedância, quando comparada à da rede, para a(s) frequência(s) específica(s), a(s) qual(is) se deseja filtrar, resultando na absorção dessa(s) componente(s) pelo filtro (IEEE, 2021). Em geral, os FPP são de dois tipos: sintonizados ou passa-alta (AKAGI, 2005 e 2006, RODRIGUES, *et al.*, 2008). Na Figura 2.1 são mostrados exemplos de estruturas de FPP: o primeiro é um filtro RLC sintonizado em apenas uma frequência; enquanto o segundo é um filtro duplamente sintonizado, ou seja, possui baixa impedância em duas frequências.

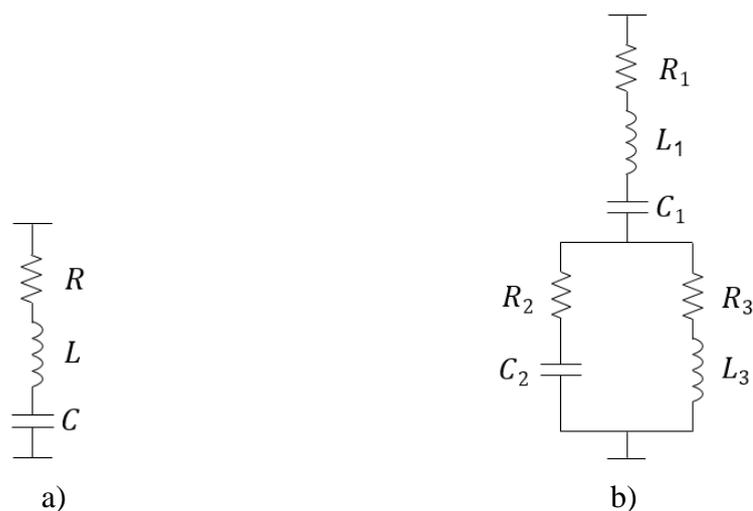


Figura 2.1: a) FPP sintonizado em uma única frequência; b) FPP duplamente sintonizado.

Entretanto, os FPP apresentam algumas limitações, dentre elas (AKAGI, 1994):

- sua capacidade de filtragem é fortemente dependente da impedância da rede, a qual nem sempre é conhecida e varia de acordo com a configuração do sistema, comprometendo a sintonia do filtro;
- o FPP atua como um caminho de baixa impedância para os harmônicos, não só provenientes da carga não linear, mas da rede também. Sendo assim, no pior dos casos, pode entrar em ressonância série com a impedância da rede;
- para uma frequência específica, ocorre uma ressonância paralela (ou anti-ressonância) entre a impedância da rede e o FPP, levando à amplificação de componentes harmônicas de corrente que ocorrerem nessa frequência;

Ainda, suas características físicas limitam a compensação a determinadas e pré-definidas frequências, o que compromete seu desempenho em sistemas em que a frequência do harmônico sofre variações. E o desempenho do FPP pode ser afetado pela variação dos seus parâmetros (L e/ou C) devido à temperatura e ao envelhecimento.

Por fim, outra limitação importante dos filtros passivos é o risco de operação em sobrecarga. Como os FPPs funcionam como um caminho de baixa impedância para a(s) frequência(s) sintonizada(s), sem controle direto sobre a magnitude da corrente absorvida, o filtro pode drenar uma corrente harmônica acima do que foi previsto em seu dimensionamento, ultrapassando seus limites operacionais. Essa sobrecarga reduz a sua vida útil, e pode resultar em danos parciais ou permanentes do filtro.

Por essas limitações, os FPP vêm sendo substituídos pelos FAP ou FHP em aplicações que requerem maior versatilidade em termos de compensação.

2.1.2 Filtros Ativos

Em meados dos anos 70, foram introduzidos os primeiros conceitos de filtro ativo (GYUGYI e STRYCUDA, 1976), o qual é capaz de identificar as componentes harmônicas das correntes ou das tensões; e de sintetizar e injetar na rede elétrica, correntes ou tensões com essas mesmas magnitudes de componentes harmônicas, porém em oposição de fase, cancelando os harmônicos no sistema (AKAGI, 1996, AKAGI e FUJITA, 1995).

Os FAP permitem uma filtragem superior à dos FPP e seletiva, sendo capazes de realizar a compensação: (i) em uma faixa de frequências ampla, limitada pela frequência de chaveamento e pela estabilidade do elo CC; (ii) ou de apenas um conjunto pré-determinado de frequências específicas, conforme se queira. Eles são mais flexíveis quanto às aplicações em que podem ser usados e às funções que podem assumir, tal que uma mesma estrutura de *hardware* é capaz de atuar de diferentes formas de compensação, modificando apenas a estratégia de controle usada. Ainda, eles não apresentam problemas intrínsecos de ressonância, e podem ser fisicamente menos volumosos, quando comparados aos FPP.

Além disso, uma diferença importante entre eles é que os FPP filtram todo o conteúdo harmônico na frequência para a qual foram sintonizados, além de parte do conteúdo harmônico nas frequências próximas à de sintonia, sem limitação ou sem um ‘fundo’. Já os FAP podem operar de forma seletiva, ou seja, há a possibilidade de escolher as frequências e a ‘quantidade’ de harmônico que será compensada.

Atualmente, os FAP podem, também, assumir outras funções além da filtragem de harmônicos como, por exemplo: controle de potência reativa para correção do fator de potência e regulação da tensão do ponto de conexão comum (PCC); balanceamento de carga; redução de flutuação da tensão, também conhecido como *flicker*; ou a combinação de uma ou mais dessas funções. Ainda, é possível que o FAP, além de assumir a função de compensação de harmônicos das cargas não lineares, permita, também, o isolamento harmônico entre consumidores e concessionárias; e, o amortecimento harmônico por toda a rede de distribuição (AKAGI, 1996). Esse conjunto de funções que os FAP podem exercer é conhecido pelo termo em inglês *power conditioning*.

Na Figura 2.2 é apresentado um exemplo de estrutura de FAP conectado em paralelo (em inglês *shunt*) com o sistema.

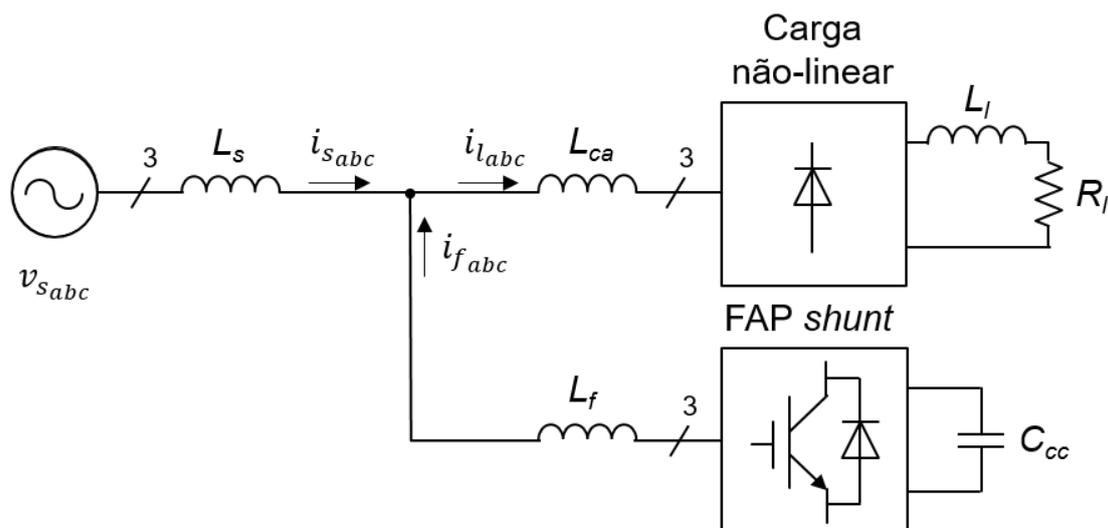


Figura 2.2: Topologia de FAP na configuração em paralelo (*shunt*).

Com relação à característica de saída, eles podem comportar-se como: (i) fonte de corrente (HAYASHI, SATO, TAKAHASHI, 1991), utilizando conversor tipo fonte de corrente, CSC (*Current Source Converter*); ou (ii) fonte de tensão, utilizando VSC. Ambos devem operar de forma a compensar a não linearidade da carga. Entretanto, o VSC é mais usado devido a sua maior eficiência, e aos seus menores custo e volume físico, principalmente se comparados o capacitor CC com o indutor CC (AKAGI, 2005).

Além disso, os filtros ativos podem assumir dois tipos de configurações de conexão com o sistema: paralelo (em inglês *shunt*) ou série. A escolha de qual configuração adotar pode ser feita com base no tipo da carga. A filtragem de harmônicos de cargas não lineares que operam como fonte de corrente apresenta, de forma geral, melhor desempenho quando feita por filtros ativos *shunt* com controle de corrente. Por outro lado, para cargas não lineares que operam como fonte de tensão deve-se adotar, preferencialmente, filtros ativos série ou *shunt* fonte de tensão. Vale ressaltar que essa relação entre tipo de carga e configuração vale, principalmente, para os FAP. No entanto, não há uma regra fixa para escolha de qual filtro ativo usar (PENG, 1998, PENG e ADAMS, 1999). Neste trabalho, são consideradas cargas não-lineares que operam como fonte de corrente e, portanto, somente a estrutura em *shunt* com controle de corrente é abordada.

Vale ressaltar ainda, no caso de sistemas com mais de uma CNL, os FAP conectados em paralelo podem ser controlados para compensar o conteúdo harmônico de: (i) somente uma CNL, medindo a corrente diretamente na carga; (ii) uma combinação delas; (iii) ou todas, medindo a corrente no PCC. Vale ressaltar que este trabalho, como

é considerada apenas uma CNL, a medição da corrente da carga é a própria corrente no PCC.

Por fim, independente da topologia e da configuração, o FAP é constituído por dois circuitos: um de potência e outro de controle. O circuito de potência é formado pelo conversor de potência VSC e por um indutor de acoplamento em sua saída, responsável por atenuar o *ripple* (ondulação causada pelo chaveamento) das correntes sintetizadas por esse conversor. O circuito de controle, por sua vez, é responsável por determinar as correntes que devem ser sintetizadas pelo conversor, bem como os pulsos de chaveamento para que o conversor produza essas correntes. Ao longo desse Capítulo 2 são abordados conceitos e topologias referentes ao circuito de potência; enquanto o Capítulo 3 se refere ao circuito de controle.

Na subseção seguinte o FAP shunt é apresentado com maior detalhamento, considerando o conversor de potência com topologia VSC.

2.1.2.1 FAP *Shunt*

O conversor de potência atuando como FAP *shunt* opera comumente como uma fonte de corrente não linear controlada, com o objetivo principal de compensar as componentes harmônicas produzidas por carga(s) não linear(es); e com possibilidade de atuar na correção do fator de potência.

Na Figura 2.2 foi apresentado um exemplo de sistema com carga não linear e um FAP *shunt*, em que foi considerada uma carga não linear operando como fonte de corrente, para a qual a filtragem feita com filtros ativos *shunt* apresenta melhor desempenho. Já na Figura 2.3 mostra-se o circuito equivalente desse mesmo sistema, a partir da substituição do circuito de potência do FAP *shunt* por seu modelo de fonte de corrente, e a carga por seu equivalente Norton.

Analisando a Figura 2.3, verifica-se que a carga não linear consome uma corrente i_l , a qual pode ser dividida em duas componentes, uma fundamental (i_{lF}) e outra harmônica (i_{lh}), tal que $i_l = i_{lF} + i_{lh}$. O FAP, por sua vez, gera uma corrente i_f para compensar os harmônicos de i_l de forma que $i_f = i_{lh}$, permitindo que a corrente do sistema (i_s) seja composta apenas pela parcela fundamental da corrente da carga (i_{lF}).

Ou seja, sem a ação do FAP, tem-se que:

$$i_s = i_l = i_{lF} + i_{lh}, \quad (2.1)$$

$$V_{PCC} = v_s - Z_s i_s = v_s - Z_s (i_{lF} + i_{lh}) = V_{PCCF} + V_{PCC h}, \quad (2.2)$$

tal que, a componente harmônica da corrente, resulta em uma componente harmônica na tensão (v_{PCCch}), e conseqüente queda de tensão no ponto de conexão comum (v_{PCCch}) da carga não linear ao sistema.

No entanto, quando o filtro ativo é colocado no sistema e $i_f = i_{lh}$, tem-se que:

$$i_s = i_l - i_f = i_{lF}, \quad (2.3)$$

$$v_{PCC} = v_s - Z_s i_s = v_s - Z_s i_{lF} = v_{PCCF}, \quad (2.4)$$

tal que a componente harmônica da tensão no ponto de conexão comum (v_{PCCch}) é eliminada, bem como a queda de tensão e a distorção associadas a ela. Vale esclarecer que o FAP pode operar compensando apenas parte do conteúdo harmônico presente no sistema, nesse caso v_{PCCch} não seria eliminada, mas sim reduzida.

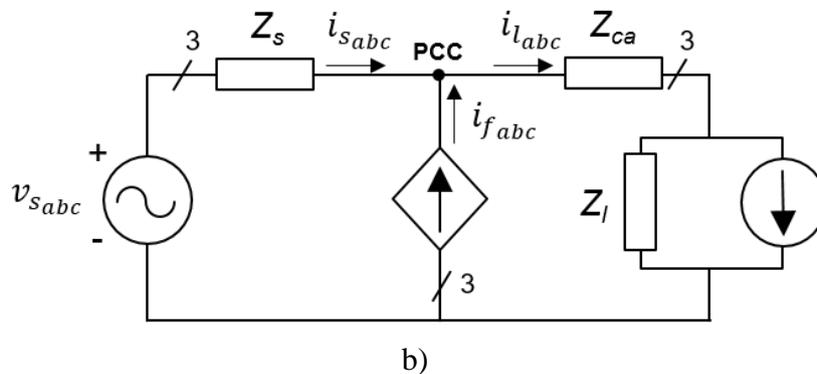


Figura 2.3: Circuito equivalente do filtro ativo *shunt* com carga não linear do tipo fonte de corrente.

Para o FAP *shunt*, a detecção das componentes harmônicas a serem compensadas pode ser realizada de três formas, no que diz respeito ao domínio do tempo: através da corrente da carga; da corrente do sistema; ou da tensão no ponto de conexão comum. A detecção a partir das correntes da carga ou do sistema são mais utilizadas para aplicações em que os filtros são instalados na vizinhança de uma ou mais cargas não lineares. O método de detecção a partir da tensão no ponto de conexão comum, por sua vez, é mais utilizado para aplicações em que o filtro é instalado de forma dispersa no sistema de distribuição (AKAGI, 1996).

Por fim, conforme mencionado anteriormente, a filtragem de harmônicos realizada por FAP *shunt* apresenta melhor desempenho quando associada a cargas não lineares operando como fonte de corrente. Isso se dá, pelo fato das características de compensação do FAP *shunt* sofrerem influência das impedâncias do sistema e da carga,

assim como os FPP, dependendo de como essa carga se comporta. Assim, para que o desempenho da filtragem não seja afetado, é necessário garantir que a impedância equivalente da carga, Z_l , seja suficientemente maior que a do sistema, Z_s . Essa condição é respeitada quando a carga não linear se comporta como uma fonte de corrente, e a compensação, portanto, não é afetada por Z_s .

Por fim, observa-se que nenhuma fonte de energia é conectada no lado CC do conversor, vide Figura 2.2, uma vez que, a principal função do filtro ativo é atuar como um compensador. Ou seja, a potência média que flui entre o filtro ativo e o sistema de potência deve ser, na teoria, nula. Entretanto, é fundamental a presença de um elemento armazenador de energia no lado CC do conversor. Teoricamente, esse elemento armazenador de energia não é necessário para a compensação da potência reativa, mas sim para a compensação da parcela oscilante da potência ativa ou seu valor médio (AKAGI, WATANABE e AREDES, 2017).

2.1.3 Filtros Híbridos

A primeira e mais simples estrutura de filtro utilizada, o FPP, foi, e ainda é, bastante utilizada, devido a sua alta eficiência de filtragem aliada a um baixo custo. No entanto, esses filtros apresentam algumas importantes desvantagens: a impedância do sistema afeta significativamente as características de filtragem; pode ocorrer ressonância paralela entre o sistema e o filtro, causando amplificação das correntes harmônicas no sistema; e podem entrar em ressonância em série com o sistema, causando distorção na tensão, resultando na absorção de correntes harmônicas excessivas pelo filtro. Com o avanço da eletrônica de potência, e conseqüente surgimento dos FAP, estes começaram a ser utilizados, pois são capazes de superar as desvantagens inerentes à não controlabilidade dos FPP. Contudo, os FAP também apresentam problemas relacionados à complexidade do *hardware* e ao custo (FUJITA e AKAGI, 1990 e 1991).

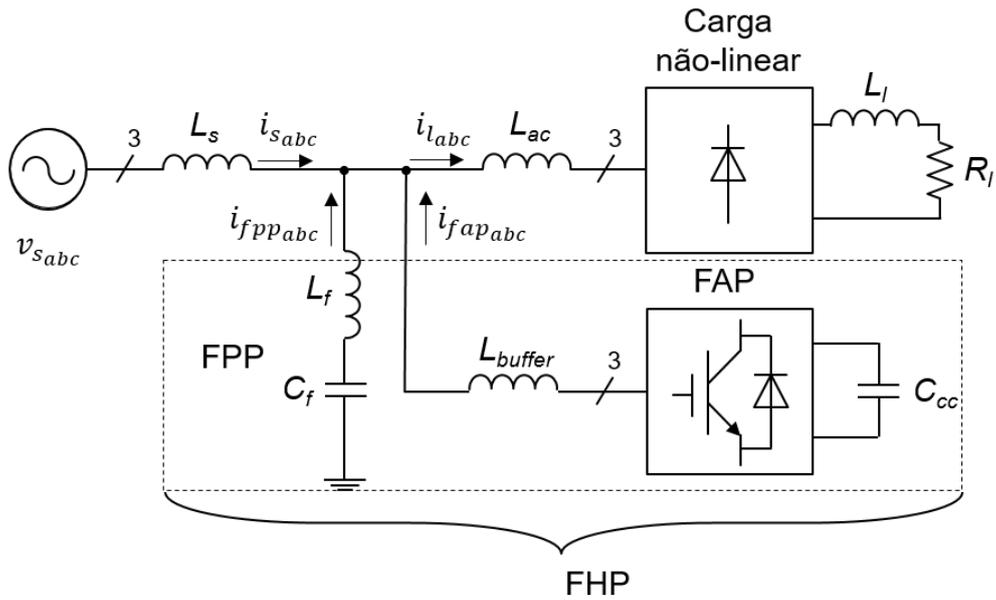
Sendo assim, com a motivação de tentar superar as desvantagens do uso dos FPP e FAP individualmente, surgiu o conceito do filtro híbrido, formado pela combinação dos filtros passivo e ativo. Os FHP também podem ser referenciados na literatura como filtros ativos híbridos (AKAGI, 2005), e têm como principal objetivo obter um melhor desempenho na filtragem de harmônicos, aliando a capacidade de filtragem dos FPP, com a controlabilidade de filtragem dos FAP.

No FHP a parte correspondente ao FPP continua com a mesma função de absorver o conteúdo harmônico da carga. Já o FAP, em vez de atuar explicitamente na

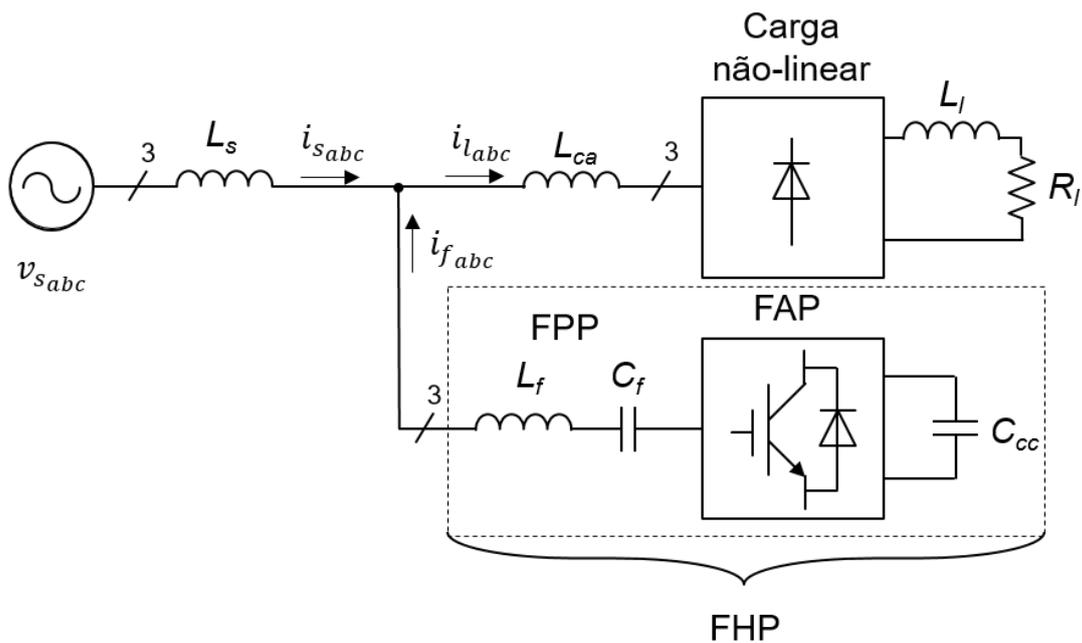
compensação de harmônicos, tem o papel predominante de melhorar as características de filtragem do FPP, atuando de maneira a garantir “isolamento harmônico” entre a carga e o sistema, impedindo que ocorra ressonância harmônica (AKAGI, 2005). Além disso, os FHPs podem assumir outras funções como: (i) limitar ou variar o nível de compensação (ENCARNAÇÃO *et al.*, 2006, MOUCO, 2011); (ii) ampliar a gama de frequências compensadas (LAURINDO *et al.*, 2011). Essa combinação das estruturas passiva e ativa, possibilita reduzir significativamente a capacidade nominal do conversor, se comparada à do FAP. Com isso, o FHP se torna mais atrativo que o FAP, tanto do ponto de vista da viabilidade técnica quanto da econômica, principalmente para aplicações de alta potência (AKAGI, 2005). Entretanto, é importante mencionar que, diferentemente dos FAP, os FHP não são capazes de controlar potência reativa (AKAGI, 2005; AKAGI, SRIANTHUMRONG e TAMAI, 2003). Sendo assim, com o objetivo de permitir ampla capacidade de compensação de reativo para FHPs foram propostas na literatura recentemente: (i) um arranjo de FHP com SVC em paralelo (WANG, *et al.*, 2017); e (ii) um arranjo de FHP com TCR (*Capacitor-Thyristor controlled Reactor*) em paralelo (TERRICHE *et al.*, 2019), ambos com o objetivo de utilizar o FHP para atuar na compensação de harmônicos, enquanto o SVC, ou o TCR, é usado para compensar a maior parte da potência reativa.

No que diz respeito à topologia, existem diversas combinações possíveis de FPP e FAP na literatura referente aos FHP (PENG e ADAM, 1999). No entanto, os primeiros estudos mostraram que as configurações em que o FHP está em paralelo com o ponto de conexão ao sistema são mais adequadas para aplicações de alta tensão, especialmente por serem mais simples de proteger e isolar o FAP no caso de ocorrência de faltas no sistema (AKAGI, 2005, FUJITA e AKAGI, 1990 e 1991).

Na Figura 2.4 são apresentadas duas estruturas de FHP com esse tipo de configuração: (a) FPP e FAP em paralelo entre si; (b) FPP e FAP em série entre si; ambas formando um FHP em paralelo com o PCC.



a)



b)

Figura 2.4: Estruturas de FHP em paralelo com o sistema a) FPP e FAP em paralelo entre si; b) FPP e FAP em série entre si.

A primeira tem a vantagem de permitir a operação de cada parte do FHP (FPP e FAP) de forma independente, de maneira que o FPP e o FAP podem ser projetados para compensar a mesma frequência harmônica, ou frequências diferentes. Nessa configuração, em geral, o FPP atua como o equipamento principal de compensação e o FAP é usado para compensar o conteúdo harmônico remanescente, aprimorando a

filtragem. Com isso, a estrutura híbrida tem o objetivo de reduzir a corrente nominal do FAP, e é capaz de prevenir o fenômeno de ressonância paralela. No entanto, o FAP não atua na corrente que passa pelo FPP, nem na sua tensão, de maneira que não é capaz de evitar sobrecorrente nele. Por fim, se o FAP for conectado diretamente no PCC, sem uso de transformadores, sua tensão nominal será elevada para sistema de média/alta tensão, aumentando seus custo e volume (LAM e WONG, 2014). Vale ressaltar que nem todas as topologias de VSC são capazes de se conectar à média/alta tensão sem o uso de transformadores, uma vez que dependem da tensão suportada pelas suas chaves semicondutoras.

Já na segunda, o FAP tem como efeito mudar a impedância total do arranjo vista pelas fontes de harmônicos (carga e rede), de forma que ela seja quase nula para os harmônicos de corrente provenientes da carga, e elevada para harmônicos de tensão do lado do sistema, aprimorando as características de compensação. Além disso, o FAP pode ser usado para limitar a corrente absorvida pelo FPP, através do controle dinâmico dessa corrente, funcionando como um ‘fundo’ para o FPP e evitando sua sobrecarga. Nesse caso, a corrente de compensação do FAP deve conter apenas a(s) componente(s) harmônica(s) para a(s) qual(is) o FPP foi projetado. Por fim, devido à conexão em série do FAP e do FPP, há uma queda de tensão fundamental nos terminais do FPP, de maneira que a maior parte da tensão do sistema fica sobre os terminais do capacitor, reduzindo a tensão fundamental do FAP e, conseqüentemente, os custos e o volume do FHP (INZUNZA e AKAGI, 2005, LAM e WONG, 2014). Ainda, essa estrutura permite prevenir ambas as ressonâncias série e paralela.

Ambas as estruturas de FHP apresentadas acima são soluções interessantes para *retrofitting* de sistemas já existentes em que o conteúdo harmônico é propenso a ultrapassar os limites para os quais os FPPs foram dimensionados (ENCARNAÇÃO *et al.*, 2006, LAM e WONG, 2014, MOUCO, 2011). Contudo é importante ressaltar que para adotar a segunda topologia em caso de *retrofitting* o FAP obrigatoriamente deve ser capaz de suportar a corrente fundamental reativa “original” de projeto do FPP. Para novos projetos, há maior liberdade na escolha da frequência de sintonia e da potência reativa fundamental do FPP, possibilitando um projeto mais otimizado do FAP.

Por fim, comparando ambas a estruturas de FHP, aquela em que o FAP e o FPP estão em série entre si é a mais vantajosa, pois: (i) pode prevenir de forma efetiva ambas as ressonâncias série e paralela; (ii) gera menos ruído proveniente do chaveamento, uma

vez que requer uma tensão CC do inversor baixa; (iii) permite evitar a sobrecarga do FPP; e (iv) pode ser facilmente desconectada em caso de má operação do FAP ou do FPP.

Em CORASANITI *et al.* (2008), por exemplo, foi feito um estudo de expansão de um sistema de uma subestação em média tensão, o qual apresentava a necessidade de aumentar a compensação de reativos. Foram analisadas 4 soluções: (i) adição de novos capacitores para compensação de reativo, o que verificou-se que levaria a problemas de ressonância em frequências harmônicas do sistema; (ii) uso de um FAP; (iii) de um FHP (com FAP e FPP em série); (iv) e de um FHP (com FAP e FPP em paralelo). Dentre as três últimas soluções possíveis (todas foram suficientemente eficientes), verificou-se que a mais vantajosa foi a (iv) devido ao seu menor custo e maior simplicidade.

Por todas as vantagens mencionadas acima, a estrutura de FHP em que o FAP e o FPP são conectados em série entre si foi adotada para análise neste trabalho.

2.1.3.1 Capacidade nominal do FAP

A topologia de FHP considerada neste trabalho é a apresentada na Figura 2.4b, em especial pela sua vantagem de permitir a redução da capacidade nominal do conversor que atua como FAP. Nesse sentido, esta subseção apresenta alguns conceitos importantes acerca da tensão CC nominal necessária para operação do FAP.

Primeiramente, se o FPP for sintonizado na frequência harmônica que seja a única a ser compensada pelo FHP, então a tensão do FAP será a menor possível. Isso pode ser entendido pela análise do circuito equivalente do sistema, considerando apenas as componentes harmônicas, vide Figura 2.5.

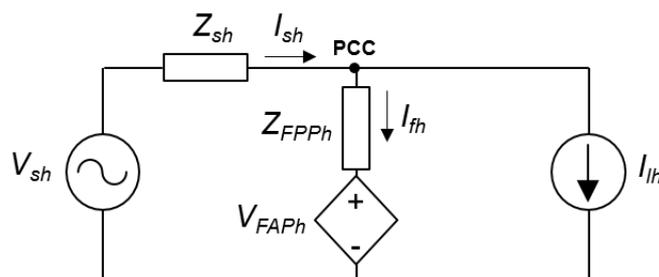


Figura 2.5: Circuito equivalente monofásico das componentes harmônicas.

Para garantir que a tensão nos terminais do FAP seja a mínima possível, o controle do FHP é feito de maneira que o FAP atue como uma impedância zero para a frequência fundamental, ou seja, a queda de tensão na fundamental nos terminais do FPP é a maior possível. Para fins desta análise é considerado que, para as componentes harmônicas, o

FAP atua como uma fonte de tensão controlada, de forma que $v_{FAPh}^* = K^* i_{sh}$, emulando uma resistência pura como mostrado em SHI *et al.* (2010).

Analisando o circuito da Figura 2.5, e usando o princípio de Superposição, tem-se que (SHI *et al.*, 2010):

$$I_{sh} = \frac{Z_{FPPh}}{K + Z_{sh} + Z_{FPPh}} I_{lh} + \frac{1}{K + Z_{sh} + Z_{FPPh}} V_{sh}. \quad (2.5)$$

Além disso,

$$V_{FAPh} = V_{sh} - Z_{sh} I_{sh} - V_{FPPh}, \quad (2.6)$$

ou seja, a tensão necessária a ser produzida pelo FAP depende: (i) da tensão harmônica de fundo proveniente do sistema (V_{sh}), caso haja; (ii) da impedância do sistema (Z_{sh}), caso a corrente proveniente da carga não seja completamente compensada, de maneira que $I_{sh} \neq 0$; e (iii) da queda de tensão no FPP (V_{FPPh}).

Assim, considerando o cenário em que toda a corrente da carga é compensada pelo FHP e que não há distorção harmônica de fundo, então $V_{FAPh} = -V_{FPPh}$. Ainda, no cenário em que o FHP deseja compensar somente 5º harmônico e que o FPP é sintonizado neste mesmo harmônico, então:

$$V_{FAP5} = -V_{FPP5} = 0, \quad (2.7)$$

ou seja, teoricamente a tensão mínima para o FAP nesse cenário seria nula.

No entanto, na prática, com o controle de corrente realimentado e das tensões dos capacitores do conversor, não é possível operar com tensão nula. Além disso, no sistema físico, existe a variação dos componentes por tempo de operação e condições ambientais, de forma que é necessário ter uma margem de tensão para garantir a correta operação do FHP.

Na Figura 2.6 é apresentado um resultado de simulação mostrando a relação entre as tensões de PCC e do FHP (apresentada separadamente para as partes de FPP e FAP da estrutura), a partir do qual é possível ver que a tensão CC necessária para operação do conversor é significativamente menor que a do sistema. Todas as informações sobre esse exemplo são apresentadas no Apêndice A, mas vale ressaltar que a tensão de linha nominal do sistema de teste considerado é de 4,16 kV, enquanto a tensão CC mínima necessária para operação do conversor, garantindo sua controlabilidade, é de 280 V (para a SS-MMCC completa).

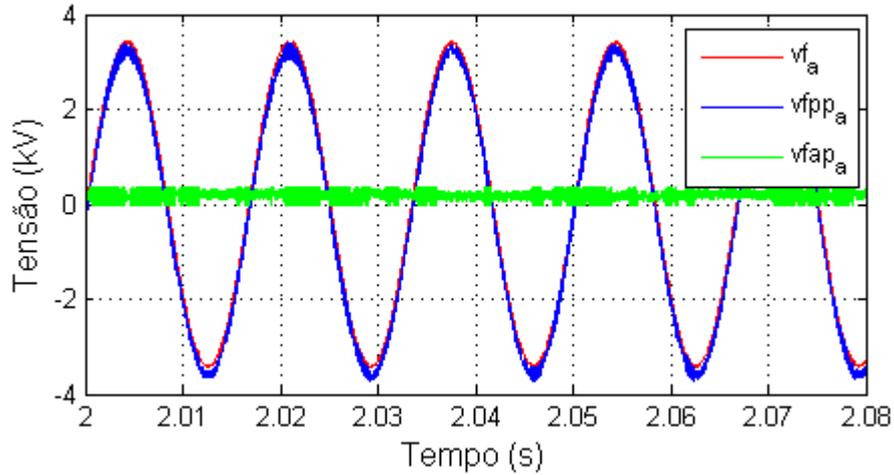


Figura 2.6: Resultado de simulação da topologia SS-MMCC completa operando como FHP, apresentada na subseção 2.3.1: tensões do PCC (v_{fa}), do FPP (v_{fppa}) e sintetizada pelo FAP (v_{fapa}).

Por outro lado, se o FAP for usado para aumentar a banda de compensação do FPP de maneira que o FPP é sintonizado para uma frequência, e o FHP compensa essa frequência e mais outras produzidas pela carga não-linear, então a capacidade nominal do FAP deve ser maior. Por exemplo, se o FHP for projetado para compensar 5° e 7° harmônicos, mantendo o FPP sintonizado em 5° e considerando novamente o cenário em que toda a corrente harmônica da carga é compensada pelo FHP e que não há distorção harmônica de fundo, então (2.6) leva a:

$$V_{FAP} = V_{s5} + V_{s7} - Z_{s5}I_{s5} - Z_{s7}I_{s7} - V_{FPP7} = -V_{FPP7}, \quad (2.8)$$

tal que, diferentemente de (2.7), a tensão mínima necessária para o FAP não é mais nula.

A partir deste último caso pode-se ressaltar que nem sempre o melhor critério de projeto é sintonizar o FPP em uma das frequências harmônicas da carga, quando se busca por um FAP com menor capacidade nominal. Em alguns casos, pode ser mais interessante, deste ponto de vista, sintonizar o FPP em frequências interharmônicas, conforme será mostrado nas próximas subseções quando for apresentado o dimensionamento do FPP.

2.1.4 Topologias de conversores usados em FAP e FHP

As topologias existentes de conversores se dividem em duas categorias, em função do seu comportamento: topologias para VSC e topologias para CSC, independente da forma como o filtro ativo é conectado ao sistema, em série ou *shunt*. Existem diversas topologias na literatura que podem ser utilizadas para ambos os casos. Entretanto,

conforme mencionado anteriormente, para aplicações de filtros ativos são mais comumente usadas topologias de conversores que atuam como VSC, principalmente, devido à maior eficiência, ao menor custo e ao menor volume físico da estrutura (AKAGI, 2005). Por isso, neste trabalho, somente esse tipo de topologia é abordado.

Na literatura, os primeiros estudos que surgiram acerca de filtros ativos, utilizavam os conversores do tipo VSC tradicionais de dois níveis (AKAGI, 1994). Em seguida, estudos com objetivo de simplificar essa topologia tradicional, com seis chaves para sistemas a três fios, levaram ao desenvolvimento de uma nova topologia, com apenas quatro chaves – também conhecida como B4 –, para sistemas a três fios, simplificando ambos *hardware* e *software* (CHOU, *et al.*, 2007, WU, *et al.*, 2007, LAURINDO, *et al.*, 2011, LUO, *et al.*, 2016, TAREEN e MEKHIELF, 2018).

Posteriormente, com o surgimento das topologias de conversores multinível, estudos utilizando essas topologias também podem ser encontrados na literatura (GHETTI, *et al.*, 2012, WU, *et al.*, 2014, DEBNATH, *et al.*, 2015, HAMAD, AHMED, MADI, 2016, SHU, *et al.*, 2016, HUANG, *et al.*, 2017, LI, *et al.*, 2017a e 2017b, MADI, *et al.*, 2017a e 2017b).

Os conversores multinível têm como principal característica a capacidade de sintetizar tensões mais elevadas em sua saída CA, e com menor distorção harmônica (EL-HOSAINY, *et al.*, 2017, MALINOWSKI, *et al.*, 2010). Apesar de apresentarem maior estrutura de *hardware*, e conseqüente maior complexidade de controle, podem ser mais vantajosos que as topologias convencionais de dois e três níveis, especialmente para aplicações de média e alta tensão.

Esses conversores se dividem em duas principais categorias: conversores alimentados por um elo CC comum e conversores alimentados por fontes CC separadas e independentes (RODRIGUEZ, LAI, PENG, 2002). Na primeira categoria se encontram as topologias: *diode-clamped* ou *neutral-clamped* (POSTAN, BEIG, 2008, GADGUNE, *et al.*, 2015); e *capacitor-clamped*, ou *flying capacitors* (HU, ZHANG, WATKINS, 2008, DEFAY *et al.*, 2010, AMINI, 2011). Na segunda, por sua vez, se encontram os conversores da família MMCC (AKAGI, 2011 e 2018), conceito o qual foi definido após a proposição do Conversor Multinível Modular (do inglês, *Modular Multilevel Converter* – MMC) (LESNICAR e MARQUARDT, 2003).

Os conversores da família MMCC apresentam topologia multinível, com diferentes configurações, porém todos com estrutura modular, ou seja, com submódulos idênticos conectados em cascata. Essa modularidade é a principal característica dos

conversores MMCC, e que os diferencia das demais topologias de conversores multinível, e confere a eles algumas vantagens importantes frente às demais topologias, dentre elas (DEBNATH, *et al.*, 2015, LESNICAR e MARQUARDT, 2003):

- capacidade de sintetizar tensões maiores no lado CA do conversor com menor conteúdo harmônico, possibilitando sua conexão em sistemas de média e alta tensão sem o uso de transformadores, especialmente para os casos em que a quantidade de SMs da estrutura é suficientemente elevada, aumentando a capacidade de transmissão;
- maior qualidade de potência no lado CA do conversor, devido à maior quantidade de níveis da tensão de saída e, conseqüentemente, à menor distorção harmônica;
- menores perdas no conversor, devido à operação em frequências de chaveamento menores, caso modulação PWM (Pulse Width Modulation) seja utilizada como estratégia de chaveamento, aumentando a eficiência do conversor;
- maior eficiência, importante para aplicações de alta potência;
- modularidade permite sua escalabilidade – o conversor é escalável para diferentes níveis de potência e tensão, a partir do aumento de SMs conectados em cada braço/perna;
- redundância – é possível utilizar submódulos redundantes integrados à estrutura, de forma que eles sejam utilizados para compor a tensão de saída quando um submódulo em operação apresente falha de operação. O submódulo com falha é, então, substituído pelo redundante, do ponto de vista de atuação, sem a necessidade de parar de pronto a operação do conversor para manutenção;

Dessa forma, os MMCCs vêm sendo, cada vez mais, objeto de estudo para diferentes aplicações. No que diz respeito às aplicações de FAP e FHP, as topologias da família MMCC mais utilizadas são:

- *single-star bridge-cells*, também denominada ponte H em cascata (do inglês, *Cascaded H Bridge – CHB Converter*) (DEMIRDELEN, *et al.*, 2013, JUNLING, *et al.*, 2008, HUANG, *et al.*, 2017, RAY e GUPTA, 2017);
- *double-star chopper-cells*, mais conhecida como MMC (GHETTI, *et al.*, 2012, LI, *et al.*, 2017a e 2017b, WU, *et al.*, 2014, SHU, *et al.*, 2016, MADI, *et al.*, 2017a).

No entanto, ainda há poucos trabalhos na literatura referente ao uso de MMCC para aplicações de FAP e FHP, especialmente para aplicações de FHP. Além disso, os trabalhos que existem não exploram a possibilidade de utilizar a queda da tensão

fundamental nos terminais do filtro FPP para reduzir a tensão nominal necessária a ser sintetizada nos terminais do FAP e, conseqüentemente, sua capacidade nominal, como já existe para a topologia de VSC dois-níveis (LAURINDO, *et al.*, 2011). Essa versatilidade da estrutura híbrida de filtro de potência, utilizando conversores MMCC, é explorada neste trabalho.

No entanto, esses conversores também apresentam alguns desafios de construção, custo e operação, relacionados, principalmente, ao tamanho da sua estrutura, pois quanto maior o número de níveis de tensão desejados na saída, maior a quantidade de SMs necessários no conversor. O número de níveis necessários depende da ordem de grandeza da tensão desejada/necessária nos terminais do conversor, bem como da qualidade de potência desejada em seu lado CA. No entanto, quanto maior o número de SMs, mais componentes são usados na estrutura, aumentando o tamanho do *hardware* do conversor, bem como tornando mais complexo e custoso seu algoritmo de controle.

Para tentar contornar esses problemas/desafios, este trabalho propõe reduções na estrutura de *hardware* de um conversor MMCC, para atuação como FHP, bem como otimizações nas suas estratégias de controle.

Vale ressaltar que recentemente têm surgido na literatura trabalhos que propõem outras abordagens visando a redução do número de componentes do MMCC. Em CAMARGO *et al.* (2020) a redução foi proposta para a topologia SS-MMCC, em que três SMs (um de cada perna) compartilham o mesmo capacitor, ou seja, o mesmo elo CC. Dessa forma, é possível reduzir em três vezes a quantidade de capacitores da estrutura total, além da capacitância, visto que em estruturas trifásicas o *ripple* de tensão é menor. Já em SAHLI *et al.* (2020) e VAHEDI *et al.* (2017) é proposta a utilização de uma nova topologia de conversores do tipo MPUC5 (*Modified Packed U-Cell five-level inverter*) para aplicação como FAP. A estrutura do MPUC5 é composta por 6 semicondutores e dois capacitores (elo CC) e é capaz de sintetizar uma forma de onda de tensão de saída CA com 5 níveis, enquanto um MMCC precisaria de 8 semicondutores e 2 capacitores. Ainda, em MUNEER e BHATTACHARYA (2020) é proposta uma topologia reduzida de Conversor em Cascata de 3 níveis com SMs em Ponte Completa (CHB, atualmente também parte da família de SS-MMCC), e a redução consiste em utilizar 2 SMs, ao invés de 3 SMs.

2.2 MMCC

Desde o surgimento do Conversor Multinível Modular (CMM, também conhecido pela sua sigla em inglês - MMC) (LESNICAR e MARQUARDT, 2003), os conversores da família MMCC vêm ganhando grande destaque tanto no meio científico, quanto na indústria, especialmente para aplicações de média e alta tensão, sendo elas: sistemas de transmissão CCAT, dispositivos FACTS e acionamento de motores de média tensão (DAVIES *et al.*, 2009, GEMMELL *et al.*, 2008, SIEMENS AG, 2017 e 2021).

Os conversores da família MMCC têm como característica comum a todos: (i) estrutura modular; (ii) tensão multinível; e (iii) conexão em cascata de seus SMs (AKAGI, 2011 e 2018). Eles podem ser divididos em quatro grandes grupos principais quanto a sua estrutura, vide Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Classificação geral dos MMCC

	Star (S)	Delta (D)
Single (S)	SS	SD
Double (D)	DS	DD

Dentre eles, as duas estruturas mais difundidas na literatura e na indústria são: a Single-Star (SS) e a Double-Star (DS), ambas mostradas na Figura 2.7. Além disso, eles podem assumir diferentes estruturas de submódulos, sendo as principais: meia-ponte e ponte completa, Figura 2.7c. Vale mencionar que a DS com submódulos (SM) em meia-ponte (DSCC, do inglês *Double Star Chopper-Cell*) equivale ao MMC originalmente proposto por LESNICAR e MARQUARDT (2003). Além disso, a partir da Figura 2.7, observa-se que N_{sm} representa o número de SM em uma perna do conversor SS; enquanto para o DS N_{sm} representa o número de SM no braço, tal que o número de submódulos na perna é $2N_{sm}$.

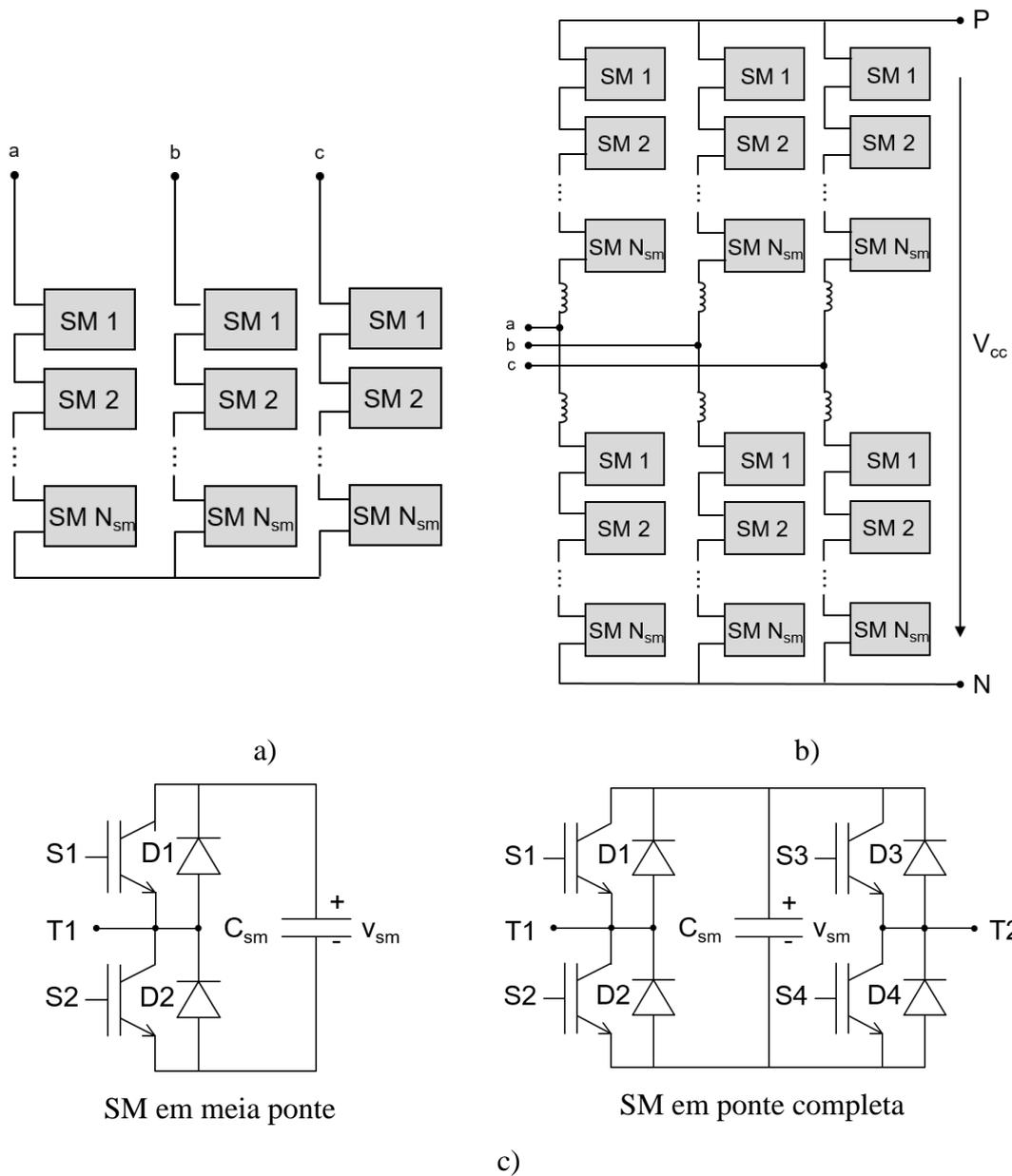


Figura 2.7: Principais topologias de MMCC: a) SS; b) DS; c) estruturas dos SM em meia ponte e em ponte completa.

Neste trabalho ambas as topologias SS e DS são abordadas com o intuito de estudar e avaliar a viabilidade de utilizá-las para aplicações de filtragem de harmônicos. Como objetivos mais específicos, são propostas reduções na estrutura de *hardware* do conversor e, conseqüentemente, seu volume e custo, além de otimizações em suas estratégias de controle, visando reduzir o esforço computacional inerente ao controle desses conversores.

Na subsecção a seguir é apresentado o princípio de funcionamento do SM em meia ponte, utilizado em todas as topologias apresentadas neste trabalho. Em seguida são apresentadas todas as topologias estudadas e propostas ao longo deste trabalho.

2.2.1 Submódulo

O número de SMs a serem utilizados em cada perna do conversor é definido a partir do número de níveis desejado na tensão de saída CA sintetizada por ele, o qual está diretamente ligado ao THD da tensão de saída do conversor. Entretanto, é necessário, também, considerar as topologias de SM e de conversor a serem usadas, pois a quantidade de níveis de tensão sintetizados na saída do SM e na saída do conversor podem ser diferentes. Um SM em meia ponte, por exemplo, é capaz de gerar dois níveis de tensão em sua saída: $\{0, +v_{c_sm}\}$, enquanto um em ponte completa pode gerar três níveis: $\{-v_{c_sm}, 0, +v_{c_sm}\}$. Além disso, os conversores SS e DS-MMCC, quando formados por SM em meia ponte, por exemplo, são capazes de gerar $N_{sm} + 1$ níveis de tensão na saída CA, sendo: (i) N_{sm} para SS-MMCC o número de SM em uma perna; (ii) enquanto para DS-MMCC N_{sm} representa o número de SM no braço. Assim, se quisermos que ambos os conversores SS e DS-MMCC sintetizem o mesmo número de níveis na saída CA, então o número de SM na estrutura DS deve ser o dobro da usada na SS. Ainda, é fundamental avaliar se a tensão nominal prevista para cada SM é suportada pelas chaves, e o capacitor deve ser dimensionado considerando esta tensão nominal.

A tensão nominal é calculada a partir da tensão CC determinada para o conversor, e pela quantidade máxima de SMs que podem ser conectados ao mesmo tempo em uma mesma perna do conversor, o que varia dependendo da topologia de MMCC usada. Os capacitores devem operar com a mesma tensão nominal, assim os SMs podem ser tratados como estruturas modulares iguais. Para um DS-MMCC, por exemplo, N_{sm} podem ser conectados ao mesmo tempo, o que equivale ao número de SMs por braço e à quantidade máxima de níveis, diferentes de zero, que ele é capaz de sintetizar em sua saída CA. Já para topologias em configuração SS, todos os N_{sm} SMs de uma mesma perna podem ser conectados de uma única vez, também equivalente à quantidade máxima de níveis diferentes de zero que ele é capaz de sintetizar em sua saída CA. Assim, a tensão do SM é definida por:

$$V_{sm} = \frac{V_{cc}}{N_{sm}}, \quad (2.9)$$

onde:

- V_{sm} é a tensão nominal dos capacitores dos submódulos;
- V_{cc} é a tensão nominal CC do conversor;
- e N_{sm} representa duas grandezas distintas, a depender da topologia de MMCC usada: (i) quantidade de SMs no braço para um DS-MMCC; (ii) quantidade de SMs na perna para um SS-MMCC.

Vale ressaltar que quanto maior o número de SMs de um MMCC, menor será o conteúdo harmônico de sua saída CA, uma vez que a tensão CA sintetizada pelo conversor se aproxima mais de uma senóide. Esse conteúdo harmônico, também denominado distorção, é quantificado por componente harmônica específica ou a partir do THD. Por outro lado, quanto maior o número de níveis de um conversor multinível, maior a complexidade computacional do seu algoritmo de controle, e maiores são os custos do *hardware*. Esses fatores também são importantes e devem ser considerados no projeto do MMCC, a fim de que ele seja viável economicamente, frente a outras topologias de conversor.

No que diz respeito à estrutura do SM, existem diversas topologias apresentadas na literatura (SOLAS, *et al.*, 2013; LEBRE, 2014; DEBNATH, *et al.*, 2015), e a escolha de qual delas usar pode ser feita com base na aplicação para a qual o conversor será utilizado, conforme mencionado em (AKAGI, 2011). As duas mais difundidas na literatura são: SM em meia ponte e SM em ponte completa. Neste trabalho foi utilizado apenas SM em meia ponte, devido ao seu menor número de componentes, o que resulta em menor custo da estrutura. E seus modos de operação são explicados a seguir.

O SM em meia ponte (do inglês, *half-bridge*), também chamado de *chopper-cell*, é composto por duas chaves IGBTs, com diodos em antiparalelo, e um capacitor, e a nomenclatura completa proposta por AKAGI (2011 e 2018) é SSCC e DSCC, mas as iniciais CC serão omitidas da sigla daqui em diante neste texto. Esse SM possui dois modos possíveis de operação: conectado ou *bypassed*, ilustrados na Figura 2.8. No primeiro, S1 conduz e S2 é bloqueada, tal que o capacitor seja inserido entre os terminais do SM (T1 e T2), e a corrente da respectiva perna do conversor passe por ele, carregando-o ou descarregando-o. Este modo de operação é designado “Modo 1”. No segundo modo, por sua vez, designado “Modo 2”, S1 é bloqueada e S2 conduz, tal que o SM fica em estado de *bypass* (com o capacitor desconectado), e não passa nenhuma corrente pelo capacitor, mantendo sua tensão constante.

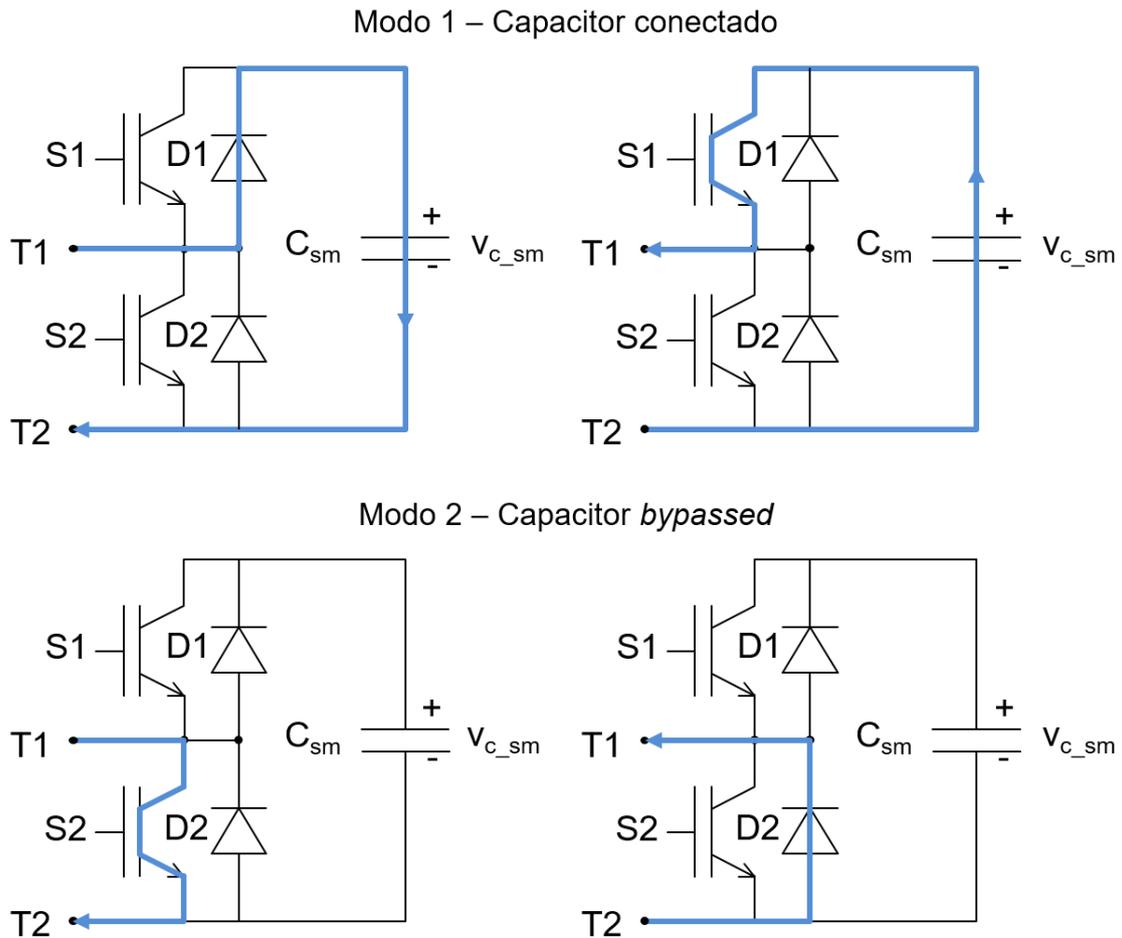


Figura 2.8: Modos de operação para o submódulo em meia ponte.

Analisando a Figura 2.8, é possível verificar o comportamento da corrente que passa pelo SM, para os dois modos de operação e os dois sentidos que a corrente pode assumir. Assim, quando o SM opera no Modo 1, a chave S1 é habilitada e a S2 é desabilitada, se a corrente estiver no sentido tal que ela entre por T1 e saia por T2, ela passa pelo diodo D1 e pelo capacitor no sentido de carregá-lo. Por outro lado, quando a corrente estiver no sentido tal que ela entre por T2 e saia por T1, ela passa pelo capacitor no sentido de descarregá-lo e pela chave S1. Neste modo de operação, independente do sentido da corrente, a tensão nos terminais do SM, v_{T1T2} , é igual à tensão no capacitor do SM, $v_{c_{sm}}$. Analogamente, quando o SM opera no Modo 2, com a chave S1 desabilitada e a S2 habilitada: a corrente não passa pelo capacitor, independente do sentido dela; a tensão nos terminais do SM, v_{T1T2} , é nula; e não há variação de carga no capacitor, mantendo sua tensão constante. Esses estados de operação são apresentados de forma resumida na Tabela 2.2, na qual X indica que a chave está habilitada, mas não necessariamente em condução.

Tabela 2.2: Modos de operação do SM em meia ponte

	Estado das chaves		Elemento em condução	V_{T1T2}	Variação de tensão no capacitor
	S1	S2			
Modo 1	X	0	D1	V_{sm}	Aumento da tensão (carregando)
	1	0	S1	V_{sm}	Diminuição da tensão (descarregando)
Modo 2	0	1	S2	0	Nula
	0	X	D2	0	Nula

2.3 Topologias de MMCC propostas para aplicações de filtragem de harmônicos

Neste trabalho são analisados ambos os cenários em que: (i) o FAP é controlado para compensar a mesma frequência que o FPP, de forma a limitar a corrente drenada pelo FPP; (ii) o FAP é usado para ampliar a faixa de frequências de compensação do FPP.

As topologias de FHP estudadas e propostas ao longo deste trabalho são apresentadas e discutidas nas subseções a seguir: (i) SS-MMCC; (ii) DS-MMCC; (iii) SS-MMCC reduzida; e (iv) DS-MMCC reduzida. Para cada uma são apresentados: (i) modelagem analítica e (ii) dimensionamento dos componentes.

Além delas, a estrutura de FAP utilizando a topologia SS-MMCC reduzida, a qual foi a primeira topologia proposta/estudada (PROENÇA e ROLIM, 2019a) e que motivou o início do estudo apresentado neste trabalho, é apresentada no Apêndice B.

2.3.1 SS-MMCC – FHP

Conforme mencionado na subseção 2.1.3, os FHP podem ser utilizados de maneira que o FPP seja projetado não somente para absorver harmônicos na(s) frequência(s) desejada(s), mas também para garantir uma redução da tensão nos terminais do conversor operando como FAP. Essa abordagem, apesar de não ser novidade na literatura (ENCARNAÇÃO *et al.*, 2006, LAURINDO, *et al.*, 2011, MOUCO, 2011) referente aos FHP, não foi explorada ainda para FHP utilizando SS-MMCC com SM em meia ponte (SSCC-MMCC, neste trabalho chamado de SS-MMCC).

Inicialmente, a topologia proposta neste trabalho para esse estudo foi a SS-MMCC, ainda sem redução em sua estrutura de *hardware*, ou seja, a topologia é simétrica (o conversor é composto pelas três pernas formadas por SMs), vide Figura 2.9.

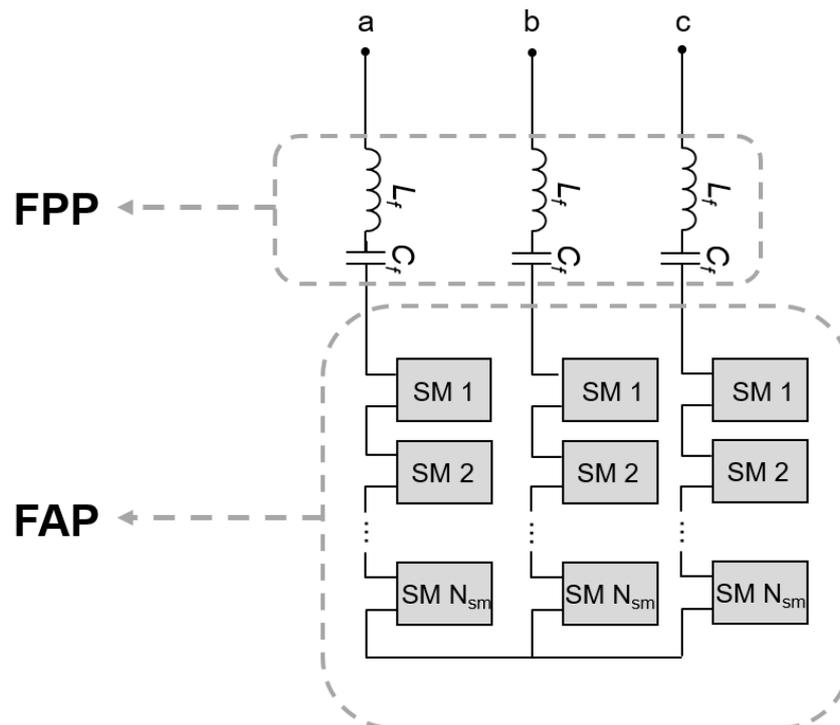


Figura 2.9: SS-MMCC para FHP.

Essa topologia é proposta para ser conectada na média ou alta tensão, de maneira que o FPP foi dimensionado para que a queda de tensão na frequência fundamental em seus terminais resulte em uma redução na capacidade nominal do conversor (FAP), consequentemente reduzindo seu volume e custo. Além disso, o FAP foi projetado para que ambos ‘dividam’ a compensação. Nesse caso, o FAP pode atuar das seguintes formas:

- Compensar a mesma frequência harmônica que o FPP, limitando a corrente drenada pelo FHP, de maneira a evitar sobrecarga do FPP;
- Corrigir alterações no comportamento do filtro causadas por variações de seus parâmetros ("dessintonias" não-intencionais associadas, por exemplo, ao envelhecimento de componentes, aquecimento ou interações com novos elementos conectados à rede);
- Adicionar capacidade de compensação de outras frequências, além da frequência de sintonia do FPP;
- Permitir o redimensionamento do FPP, mudando sua frequência de sintonia até para valores interharmônicos ("dessintonia intencional"), buscando ampliar a faixa de frequências compensadas.

2.3.1.1 Modelagem Analítica – SS-MMCC para FHP

Na Figura 2.10 é apresentado o diagrama completo do sistema em análise para essa topologia, em que o FHP proposto é conectado em *shunt*, ou seja, em paralelo, ao sistema. Nesta figura são destacadas as principais grandezas utilizadas para análise e modelagem desse sistema

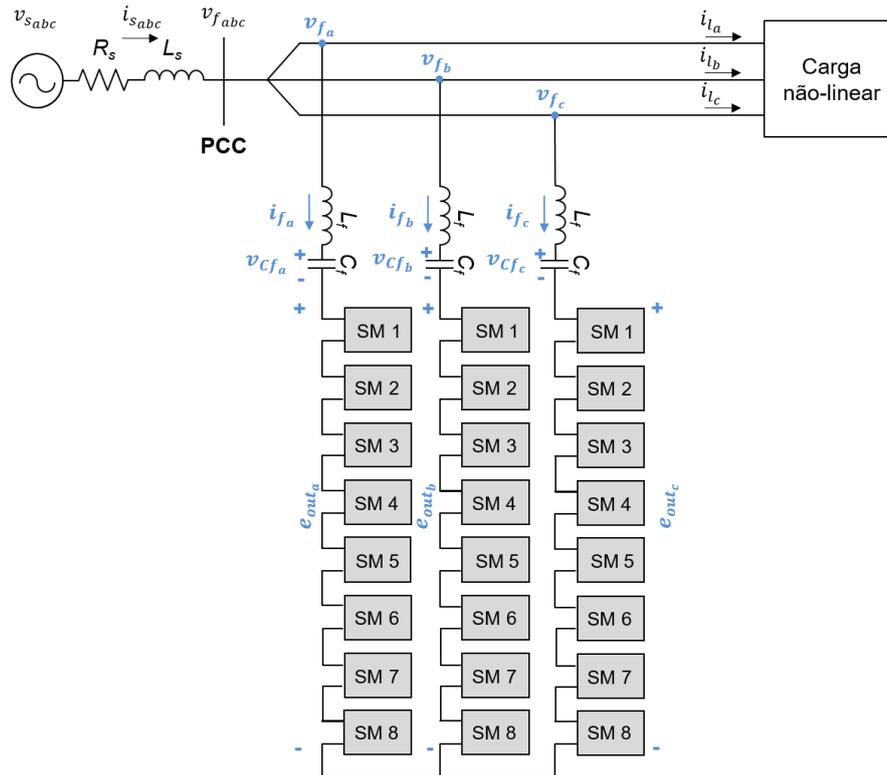


Figura 2.10: Sistema em análise para o SS-MMCC FHP.

Na Figura 2.11 é apresentado o circuito equivalente desse sistema, do ponto de vista da conexão do FHP ao PCC, o qual é usado em sua modelagem para obter as equações necessárias para fins de controle. A análise é feita considerando três circuitos monofásicos, e as equações para a fase ‘a’ são apresentadas a seguir, as quais são análogas para as fases ‘b’ e ‘c’.

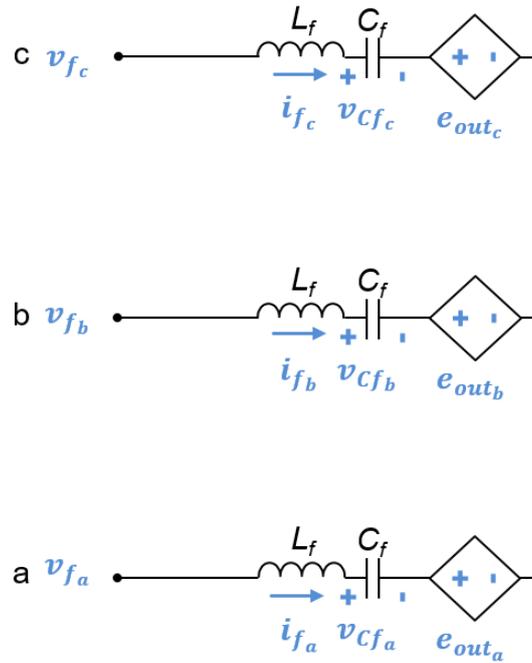


Figura 2.11: Circuito equivalente do FHP conectado ao PCC.

$$L_f \frac{di_{f_a}}{dt} = v_{f_a} - e_{out_a} - v_{Cf_a}, \quad (2.10)$$

$$i_{f_c} = -(i_{f_a} + i_{f_b}), \quad (2.11)$$

onde:

- e_{out_a} , e_{out_b} e e_{out_c} são as tensões de saída das fases 'a', 'b' e 'c' do conversor, respectivamente, sintetizadas a partir dos estados dos SMs;
- v_{f_a} , v_{f_b} e v_{f_c} são as tensões no PCC;
- v_{Cf_a} , v_{Cf_b} e v_{Cf_c} são as tensões nos capacitores do FPP;
- i_{f_a} , i_{f_b} e i_{f_c} são as corrente trifásicas de compensação, sintetizadas pelo FAP, no lado CA do conversor;
- L_f e C_f são os elementos do FPP.

A topologia proposta não apresenta malha de corrente circulante.

2.3.1.2 Dimensionamento – SS-MMCC para FHP

Para análise dessa topologia de FHP foi considerado um sistema em média tensão de 4,16 kV.

A seguir são apresentadas as metodologias utilizadas no dimensionamento dos componentes do FPP e do C_{sm} .

Dimensionamento Filtro LC – SS-MMCC para FHP

A impedância característica da estrutura de FPP adotada neste trabalho (circuito LC série) é dada por:

$$Z_{FPP}(\omega) = j\omega L_f + \frac{1}{j\omega C_f}, \quad (2.12)$$

de maneira que seu valor absoluto e a frequência de ressonância do FPP são calculados a partir de:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}, \quad (2.13)$$

$$|Z_{FPP}(\omega)| = \left| \omega L_f - \frac{1}{\omega C_f} \right| = L_f \left| \omega - \frac{\omega_0^2}{\omega} \right|. \quad (2.14)$$

Para o dimensionamento dos elementos do FPP, L_f e C_f , devem ser considerados dois parâmetros fundamentais conforme abaixo:

- A frequência de sintonia do FPP (ω_0). Na prática, a frequência de sintonia do filtro deve ser projetada para valores ligeiramente inferiores, em torno de 3% a 15%, ao do harmônico desejado (IEEE, 2021), mas aqui será considerado o próprio valor do harmônico para o qual o filtro foi projetado.

- A impedância na fundamental do FPP ($Z_{FPP}(\omega_1)$). Segundo o guia do IEEE para aplicação e especificação de filtros harmônicos (IEEE, 2021), o principal critério para definição da impedância fundamental seria a especificação da potência reativa nominal do FPP (Q_{FPP}), a partir de requisitos da rede.

Como neste trabalho a carga não-linear considerada tem fator de potência fundamental (na frequência fundamental) próximo ao unitário, não é necessário utilizar a metodologia com base em Q_{FPP} , pois não há demanda dessa potência a ser suprida pelo filtro. Com isso, a metodologia proposta nesse trabalho inicia com a definição da tensão que se deseja para o FAP, tal que o critério adotado aqui foi de que o FAP deve operar com, no máximo, 20% da tensão do sistema. Assim, considerando uma folga de 10% nesse critério, e sabendo que a tensão do sistema teste adotado neste trabalho é $V_{FF_{rms}} = 4,16$ kV, então a amplitude da tensão CA máxima do FAP adotada foi de 600 V, de maneira que a tensão CC adotada para o SS-MMCC foi $V_{cc} = 1,2$ kV, considerando

um índice de modulação, m_a , unitário e sabendo que o ganho estático do conversor é dado por: $V_{ca} = m_a \cdot (V_{cc}/2)$.

Para dimensionar o FPP foi considerado que o FHP deve compensar todo o conteúdo harmônico de 5ª ordem da carga não-linear, mas podendo dar suporte também de compensação do 7º harmônico, ampliando a capacidade de compensação do filtro como um todo. Assim, é necessário determinar qual a frequência de sintonia que permita uma compensação de ambas as componentes, mas que mantenha uma tensão mínima do FAP. Conforme mencionado na subseção 2.1.3.1, não necessariamente a frequência de sintonia do FPP para este caso será em uma das harmônicas da carga, pode ser até uma frequência interharmônica. Assim, para calcular a frequência de sintonia do FPP ideal, foi adotado neste trabalho um critério de que ambas as tensões de compensação V_5 e V_7 devem ter a mesma amplitude, tal que:

$$V_5 = V_7 \rightarrow Z_{FPP}(\omega_5)I_5 = Z_{FPP}(\omega_7)I_7, \quad (2.15)$$

onde I_5 e I_7 são as magnitudes de corrente da carga não-linear, cujos valores são $I_5 = 0,4 \cdot I_1 \cong 393$ A e $I_7 = 0,15 \cdot I_1 \cong 147$ A, conforme apresentado com maiores detalhes na seção 4.2.1. Assim, a partir de (2.14) e (2.15) chega-se a:

$$0,4 \left| 5\omega_1 - \frac{\omega_0^2}{5\omega_1} \right| = 0,15 \left| 7\omega_1 - \frac{\omega_0^2}{7\omega_1} \right|, \quad (2.16)$$

onde $\omega_0 = h_{FPP} \cdot \omega_1$. Com isso, a partir de (2.16) tem-se que a frequência de sintonia do FPP deve ser $h_{FPP} = 5,484$, uma interharmônica.

Por fim, para que o FAP seja capaz de sintetizar V_5 e V_7 iguais, então ambos devem assumir valor de 300 V (metade da amplitude máxima especificada para a tensão CA do FAP, e considerando o cenário mais crítico em que os picos dos harmônicos coincidem e se somam). Com isso, pode-se determinar L_f a partir de (2.14) e C_f a partir de (2.13) de maneira que $L_f = 2$ mH e $C_f = 116,98$ μ F, e $Z_{FPP}(\omega_1) \cong 22$ Ω .

Com relação à componente fundamental de tensão a ser suprida pelo FAP, como o objetivo é reduzir a capacidade nominal do FAP, então a componente fundamental da corrente CA do FHP, I_1 , é definida tal que $I_1 = V_F / Z_{FPP}(\omega_1)$. Dessa maneira, a componente fundamental da tensão do sistema é toda ‘retida’ nos terminais do FPP, e o FAP fica com sua tensão CC toda disponível para compensação, e para a regulação da tensão dos capacitores do MMCC, uma vez que:

$$\dot{V}_{FAP} = \dot{V}_F - \dot{V}_{FPP}, \quad (2.17)$$

$$\dot{V}_{FAP_1} = \dot{V}_{F_1} - Z_{FPP}(\omega_1) \times \dot{I}_1. \quad (2.18)$$

A potência reativa nominal do FPP (Q_{FPP}) projetado e o fator de potência do conjunto FPP+CNL são dados por:

$$Q_{FPP} = \frac{V_{FF_{rms}}^2}{Z_{FPP}(\omega_1)} \cong 790 \text{ kvar}, \quad (2.19)$$

$$FP = \frac{P}{S} \cong 0,98 \quad (2.20)$$

onde $P = 5 \text{ MW}$ é a potência da carga não-linear.

Caso um dos critérios adotado inicialmente fosse a potência reativa, Q_{FPP} , o procedimento de dimensionamento do FPP seria análogo, apenas invertendo a ordem das etapas.

A resposta em frequência de $Z_{FPP}(j\omega)$ é apresentada na Figura 2.12.

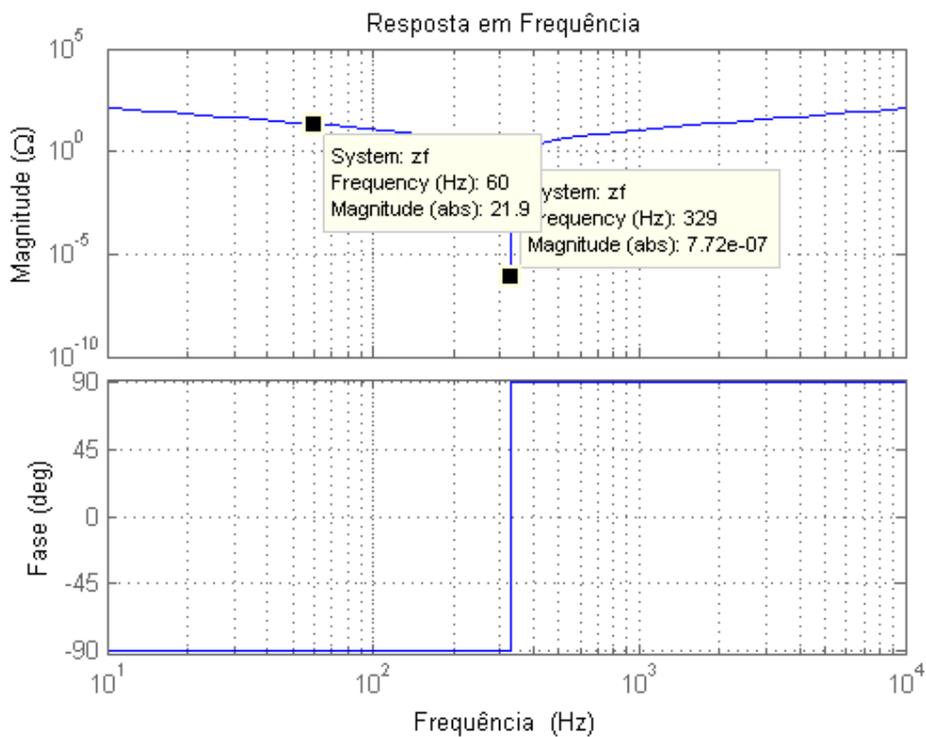


Figura 2.12: Resposta em frequência de $Z_{FPP}(j\omega)$.

O gráfico da Figura 2.12 mostra que para frequências anteriores à de ressonância (ω_0), a impedância do filtro tem característica capacitiva, enquanto para frequências posteriores a impedância é indutiva.

Por fim, vale ressaltar que, uma vez que o FPP é capacitivo para a frequência fundamental, a corrente fundamental sintetizada pelo FAP deve estar adiantada de 90° da tensão do PCC, V_{PCC} . Dessa forma, a componente fundamental da tensão do FPP estará em fase com V_{PCC} , de maneira que haja a maior queda de tensão possível nos terminais do FPP, garantido menor V_{FAP} possível para o sistema dimensionado. Vale ressaltar que o ângulo de I_1 é importante para garantir o menor V_{FAP} possível. Aqui, como $I_1^* = V_{PCC}/Z_{FPP}(\omega_1)$, então V_{FAP} na fundamental é teoricamente nula, de maneira que a tensão CC do V_{FAP} seja utilizada somente para suprir a compensação harmônica.

Capacitor dos submódulos – SS-MMCC para FHP

Para garantir o correto funcionamento das topologias de MMCC, é fundamental que a tensão do capacitor de cada SM varie dentro de uma faixa pequena de tensão, e em torno do valor nominal dessa tensão. Dessa forma, preserva-se a característica modular do conversor, em que todos os SMs são capazes de fornecer mesma tensão de saída.

Para assegurar que a tensão dos capacitores de todos os SMs oscile em torno do valor nominal, é necessário utilizar técnicas de controle que executem o algoritmo de balanceamento dessas tensões. Esse tópico será abordado no Capítulo 3.

Já o *ripple* da tensão do capacitor está relacionado à energia que entra e sai desse componente, e à sua capacitância, características as quais também refletem na sua capacidade de armazenamento de energia e no tempo de carga e descarga desse capacitor. Esse *ripple* de tensão é determinado pela equação de carga/descarga do capacitor dada a seguir:

$$\Delta v_{sm} = \frac{1}{C_{sm}} \int_{t_i}^{t_f} i_f s(t) dt, \quad (2.21)$$

onde:

- C_{sm} é a capacitância de um submódulo;
- i_f é a corrente de saída do conversor, a qual flui pelos capacitores dos SMs conectados;
- $s(t)$ é a função de chaveamento para o capacitor em um determinado período.

A função de chaveamento para um MMCC não possui um comportamento bem definido, pois além de poder mudar a cada período de amostragem, ela também varia de um SM para o outro. Dessa forma, a estratégia adotada neste trabalho para dimensionar o capacitor do SM, a partir do limite de *ripple* definido como aceitável, consiste em considerar o pior caso, no qual $s(t) = 1$ na metade do intervalo de um semiciclo, em que a corrente fundamental é positiva (CRISPINO, 2017). Ou seja, assumindo $t_i = 0$ no início desse intervalo tem-se $t_f = T/4$, com $T = 2\pi/\omega_1$. Além do trabalho de CRISPINO (2017) que chega a esse valor para o DS-MMCC sintetizando apenas componente fundamental de corrente na saída, em PENG *et al.* (1998) também é feita uma análise provando que o pior caso para um SS-MMCC compensando 5° harmônico e sintetizando corrente na componente fundamental também consiste no capacitor do SM se carregar por um intervalo de tempo equivalente a 1/4 do período fundamental ($t_f = T/4$). Aqui, foi utilizada essa mesma consideração para um SS-MMCC que também compensa 7° harmônico.

Ainda, para a topologia em questão foi considerado que o FHP foi projetado para realizar a compensação da componente de 5° harmônico, podendo também dar suporte à compensação de 7°, expandindo sua faixa de atuação. Assim, (2.21) pode ser reescrita em função das componentes de corrente sintetizadas pelo filtro, tal que:

$$\Delta v_{sm(ripple)} = \frac{1}{C_{sm}} \int_{t_0}^{t_f} i_f \sin(\theta) dt, \quad (2.22)$$

$$\Delta v_{sm(ripple)} = \frac{1}{C_{sm}} \left(\int_{t_0}^{t_f} I_1 \sin(\omega_1 t) dt + \int_{t_0}^{t_f} I_5 \sin(5\omega_1 t) dt + \int_{t_0}^{t_f} I_7 \sin(7\omega_1 t) dt \right), \quad (2.23)$$

$$\Delta v_{sm(ripple)} = \frac{1}{\omega_1 C_{sm}} \left\{ I_1 \times \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi}{T} t_f\right) \right) + \frac{I_5}{5} \times \left(1 - \cos\left(\frac{10\pi}{T} t_f\right) \right) + \frac{I_7}{7} \times \left(1 - \cos\left(\frac{14\pi}{T} t_f\right) \right) \right\}. \quad (2.24)$$

Substituindo $t_f = T/4$, tem-se que:

$$\Delta v_{sm(ripple)} = \frac{1}{\omega_1 C_{sm}} \left(I_1 + \frac{I_5}{5} + \frac{I_7}{7} \right), \quad (2.25)$$

onde:

- I_1 , I_5 e I_7 são os valores de pico das componentes de frequência fundamental, 5° e 7° harmônicos sintetizadas pelo FAP;

- ω_1 é a frequência nominal do sistema, em rad/s, para $f = 60$ Hz;
- Δv_{sm} (ripple) é o *ripple* (pico-a-pico) do capacitor, cujo valor máximo adotado neste trabalho é de 5% da tensão nominal V_{sm} .

Para a topologia em questão, foi definido na subseção anterior que $I_1 = V_F/Z_{FPP}(\omega_1) \cong 154$ A, e os valores I_5 (393 A) e I_7 (147 A) são os da carga não-linear considerada nas simulações, vide subseção 4.2.1. Substituindo esses valores em (2.25), obtém-se $C_{sm} = 90$ mF.

Um segundo método de dimensionamento para capacitor funcionando como elemento armazenador de energia em conversores, é através do conceito de constante de inércia, H , constante esta definida originalmente para máquinas síncronas. Essa constante H representa, por definição, o intervalo de tempo hipotético necessário para descarregar a energia armazenada nos capacitores, considerando potência constante, e em seu valor nominal, durante todo o processo de descarga (CAVALIERE, 2001). Ou seja, ela está diretamente associada à capacidade de armazenamento de energia do conversor. Essa constante também é chamada na literatura de UCC (do inglês, *Unit Capacitance Constant*) (AKAGI, WATANABE e AREDES, 2017), e é definida como:

$$H = \frac{E_{TOTAL}}{S}, \quad (2.26)$$

onde:

- E_{TOTAL} é a energia total armazenada pelo conversor;
- S é a potência aparente nominal do conversor.

Essa metodologia não é muito frequente na literatura referente aos conversores da família MMCC, mas pode ser usada para fazer uma análise comparativa de seus volumes energético e de *hardware*, uma vez que: ambos os volumes estão diretamente relacionados; e que H está diretamente relacionada com a capacidade de armazenamento de energia de um conversor.

Para os conversores da família MMCC, a energia, E_{TOTAL} , total armazenada é calculada a partir da energia, E_{sm} , armazenada em cada capacitor (ZYGMANOWSKI, GRZESIK e NALEPA, 2013, CRISPINO, 2017), sendo esta:

$$E_{sm} = \frac{1}{2} C V_{sm}^2. \quad (2.27)$$

Para um conversor na topologia tradicional SS-MMCC completa, E_{TOTAL} é definida por:

$$E_{\text{TOTAL}} = 3N_{\text{sm}}E_{\text{sm}}. \quad (2.28)$$

tal que (2.27) pode ser reescrita como:

$$H = \frac{3N_{\text{sm}}E_{\text{sm}}}{S} = \frac{3N_{\text{sm}}}{S} \left(\frac{1}{2} C_{\text{sm}} V_{\text{sm}}^2 \right). \quad (2.29)$$

onde, S é a potência aparente calculada a partir de:

$$S = 3I_{\text{FAP_rms}}V_{\text{FAP_rms}}, \quad (2.30)$$

$$I_{\text{FAP_rms}} = \sqrt{I_{\text{rms}_1}^2 + I_{\text{rms}_5}^2 + I_{\text{rms}_7}^2}. \quad (2.31)$$

Substituindo os valores adequadamente em (2.29), (2.30) e (2.31), tem-se que $H \cong 60,7$ ms.

Vale ressaltar que H calculada para um MMCC leva em consideração a energia armazenada em todos os capacitores, vide (2.29). No entanto, sabe-se que no regime permanente não ficam ligados todos os SMs da estrutura, portanto o MMCC não tem toda essa energia disponível.

Topologia derivada – SS-MMCC para FHP

A topologia apresentada nesta seção pode também ser estruturada de uma forma diferente, tal que o FAP seja posicionado ‘no meio’ do FPP, ou seja, o FAP é colocado após L_f , mas antes de C'_f , vide Figura 2.13.

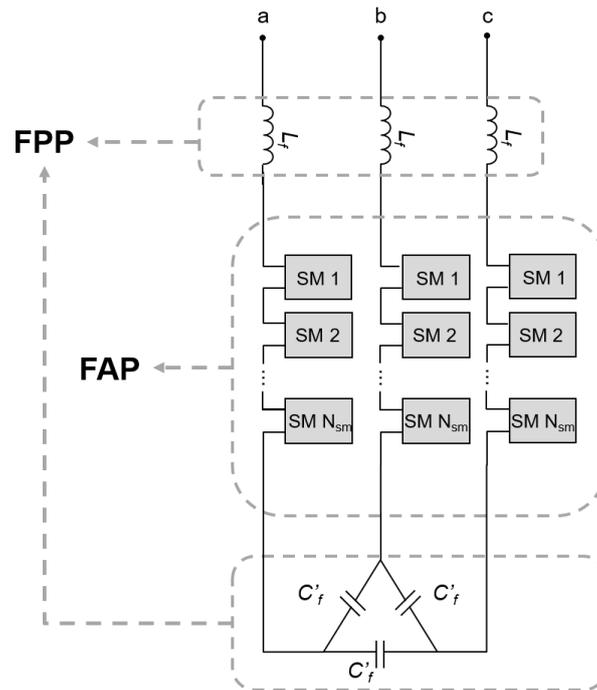


Figura 2.13: SS-MMCC para FHP – estrutura derivada.

Em termos de funcionalidade e controle ambas as estruturas são análogas, no entanto a apresentada na Figura 2.13 apresenta algumas diferenças importantes:

- No que diz respeito aos elementos que compõem a estrutura, o capacitor do FPP, agora denominado C'_f pode ser conectado em delta, permitindo uma redução de 1/3 do seu valor de capacitância, tal que $C'_f = 1/3C_f$. No entanto, como a tensão sobre cada um deles será $\sqrt{3}$ vezes maior, a energia armazenada neles demanda um capacitor mais volumoso.
- Além disso, uma desvantagem importante é o isolamento com relação à componente fundamental. Neste caso, o potencial no terminal do FAP é mais alto, de maneira que o isolamento do conversor com relação à terra será diferente.

2.3.2 DS-MMCC – FHP

Nesta subseção é utilizado o DS-MMCC como conversor do FHP, vide Figura 2.14. A metodologia de projeto para essa estrutura foi a mesma utilizada na subseção 2.3.1, em que o FPP seja projetado não somente para absorver harmônicos na(s) frequência(s) desejada(s), mas também para garantir uma redução da tensão nos terminais do conversor operando como FAP. Além disso, também foi considerado o conceito de dessintonia do FPP, tal que a frequência de ressonância adotada foi de $5,484f_1$.

Uma das vantagens da topologia DS-MMCC frente à SS-MMCC é a sua capacidade de absorver/fornecer potência ativa média, \bar{p} , devido à presença do elo CC

comum às três fases. Essa característica pode ser útil em casos de assimetrias no sistema trifásico, tal que \bar{p} absorvida por uma fase pode ser entregue ao sistema por outra a partir do elo CC. Sendo assim, ela pode ser explorada para o controle de FHP com topologias reduzidas assimétricas. Contudo, o DS-MMCC possui componentes de corrente que circulam internamente em sua estrutura, chamadas correntes circulantes, as quais são inerentes à topologia do conversor e aumentam as suas perdas internas, bem como o *ripple* da tensão dos capacitores dos SMs. Portanto, é necessário minimizá-la² através de estratégias de controle adequadas apresentadas no Capítulo 3.

Para a estrutura do FPP, este trabalho propõe que seja usada a própria indutância do braço (L_{arm}) do DS-MMCC como elemento indutivo do FPP (L_f), diferentemente das estruturas de FHP encontradas na literatura usando DS-MMCC, em que L_f é um elemento indutivo externo à estrutura do conversor (MADI, *et al.*, 2017a e 2017b).

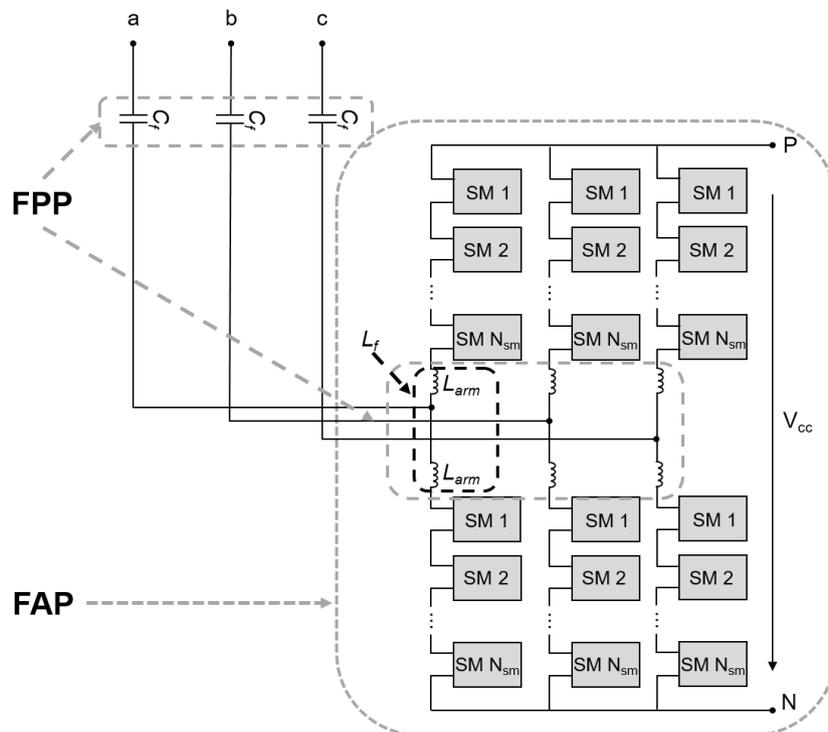


Figura 2.14: DS-MMCC para FHP.

Essa topologia, assim como a anterior, é proposta para ser conectada na média tensão, usando o conceito de redução da capacidade nominal necessária para o FAP a partir da queda de tensão fundamental nos terminais do FPP.

² Vale ressaltar que para aplicações de operação em baixas frequências a estratégia que regula essas correntes circulantes não visa minimizá-las completamente, mas sim controla certos harmônicos delas (SILVA, 2020).

2.3.2.1 Modelagem Analítica – DS-MMCC para FHP

Na Figura 2.15 é apresentado o diagrama completo do sistema em análise para essa topologia, em que o FHP é conectado em paralelo ao sistema. Nesta figura são destacadas as principais grandezas utilizadas para análise e modelagem desse sistema.

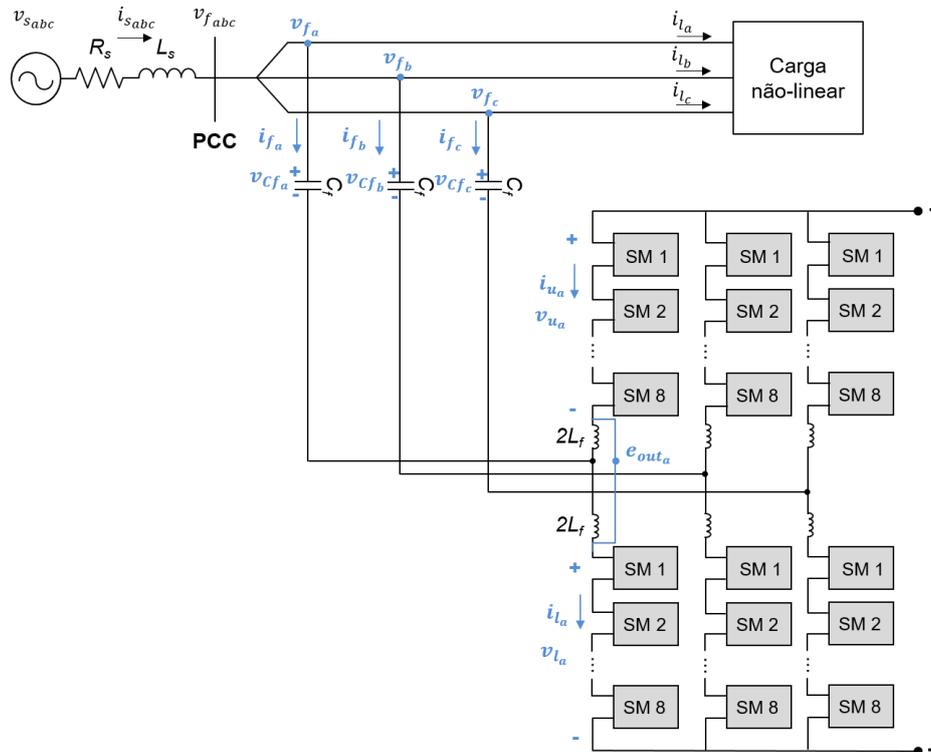


Figura 2.15: Sistema em análise para o DS-MMCC FHP.

Na Figura 2.16 é apresentado o circuito equivalente desse sistema, análogo ao do SS-MMCC sem redução como FHP (Figura 2.11), do ponto de vista da conexão do FHP ao PCC. Este circuito equivalente é usado na modelagem do FHP para obter as equações necessárias para fins de controle. Devido à simetria da estrutura, a análise é feita considerando três circuitos monofásicos, e as equações para a fase ‘a’ são apresentadas a seguir.

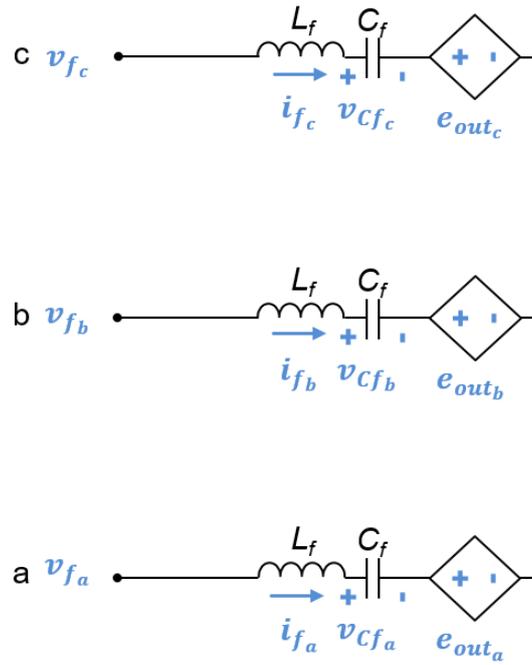


Figura 2.16: Circuito equivalente do FHP visto pelo PCC.

$$L_f \frac{di_{f_a}}{dt} = v_{f_a} - e_{out_a} - v_{Cf_a}, \quad (2.32)$$

$$i_{f_c} = -(i_{f_a} + i_{f_b}), \quad (2.33)$$

onde:

- e_{out_a} , e_{out_b} e e_{out_c} são as tensões equivalentes de Thévenin de saída de cada fase do conversor (CRISPINO, 2017);
- v_{f_a} , v_{f_b} e v_{f_c} são as tensões no PCC;
- v_{Cf_a} , v_{Cf_b} e v_{Cf_c} são as tensões nos capacitores do FPP;
- i_{f_a} , i_{f_b} e i_{f_c} são as corrente trifásicas de compensação;
- L_f é a indutância interna do DS-MMCC equivalente ‘vista’ pelo sistema, e que é usada como o elemento indutivo do FPP. Essa indutância corresponde à associação paralelo dos indutores do braço de uma mesma perna do DS-MMCC;
- C_f é o capacitor do FPP.

Além da modelagem do ponto de vista da conexão do FHP ao PCC, é necessário obter as equações que modelam o circuito interno do DS-MMCC para os algoritmos de controle (CRISPINO, 2017). O circuito equivalente do DS-MMCC é apresentado na

Figura 2.17, e as equações para a fase ‘a’ são dadas a seguir, as quais são análogas para as fases ‘b’ e ‘c’, dada a simetria da estrutura.

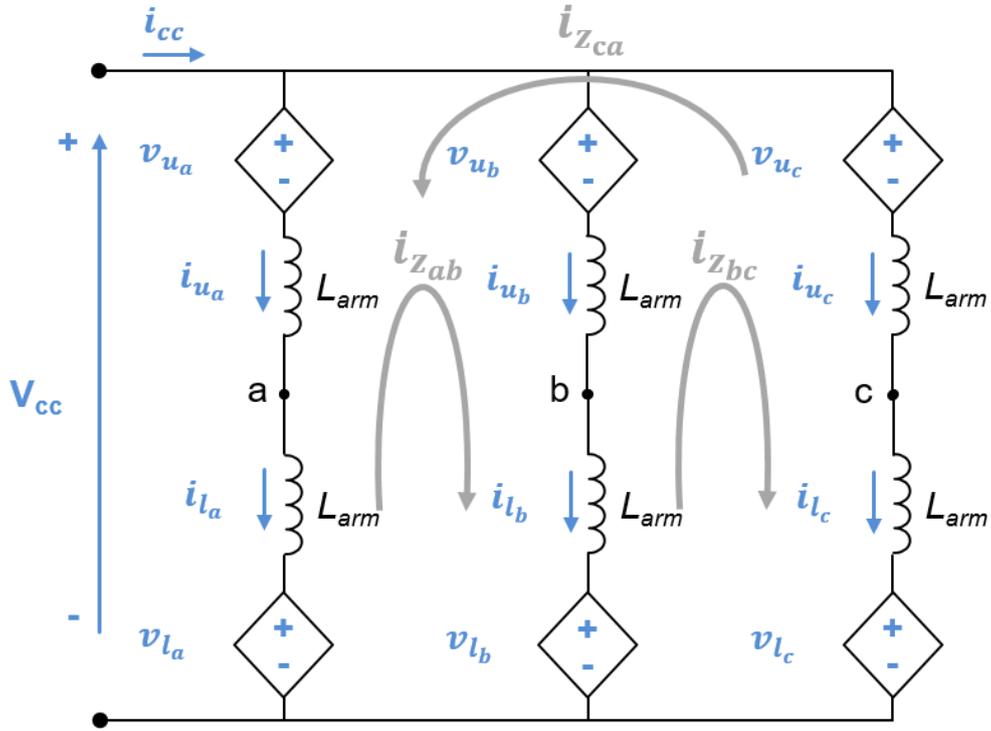


Figura 2.17: Circuito equivalente interno do DS-MMCC.

$$\frac{V_{cc}}{2} - v_{u_a} - L_{arm} \frac{di_{u_a}}{dt} = v_{out_a}, \quad (2.34)$$

$$\frac{V_{cc}}{2} - v_{l_a} - L_{arm} \frac{di_{l_a}}{dt} = -v_{out_a}, \quad (2.35)$$

$$v_{out_a} = \frac{v_{l_a} - v_{u_a}}{2} + \frac{L_{arm}}{2} \frac{di_{f_a}}{dt}, \quad (2.36)$$

$$e_{out_a} = \frac{v_{l_a} - v_{u_a}}{2}, \quad (2.37)$$

$$i_{f_a} = i_{l_a} - i_{u_a}, \quad (2.38)$$

$$i_{z_a} = \frac{i_{u_a} + i_{l_a}}{2} - \frac{i_{cc}}{3}, \quad (2.39)$$

onde:

- v_{out_a} , v_{out_b} e v_{out_c} são as tensões de saída de cada fase do conversor;
- v_{u_a} e v_{l_a} são as tensões nos braços superior e inferior da fase ‘a’ do DS-MMCC;

- i_{u_a} e i_{l_a} são as correntes nos braços superior e inferior da fase ‘a’ do DS-MMCC;
- i_{z_a} é a corrente circulante na fase ‘a’;
- i_{cc} é a corrente no lado CC do conversor;
- L_{arm} representa a indutância em cada braço do DS-MMCC, e neste trabalho seu valor é $L_{arm} = 2L_f$.

Conforme mencionado anteriormente, a topologia proposta de FHP utiliza o conversor DS-MMCC convencional, o qual possui malhas de corrente circulante. Essas correntes inerentes à topologia não fluem para os lados CC e CA do conversor, mas aumentam suas perdas internas, bem como o *ripple* das tensões nos capacitores dos SMs (CRISPINO, 2017). Sendo assim, elas devem ser analisadas e controladas adequadamente.

2.3.2.2 Dimensionamento – DS-MMCC para FHP

Essa topologia de FHP também foi proposta para ser conectada em um sistema em média tensão, neste trabalho foi considerado um sistema de 4,16 kV, e com o FPP projetado para que a queda de tensão na frequência fundamental em seus terminais resulte em uma redução na capacidade nominal do conversor (FAP), consequentemente reduzindo seu volume e custo.

A seguir são apresentadas as metodologias utilizadas no dimensionamento dos componentes do FPP e do C_{sm} .

Dimensionamento Filtro LC – DS-MMCC para FHP

Para o dimensionamento do FPP acoplado à estrutura reduzida, foi usada a mesma metodologia mostrada na subseção 2.3.1.2 para o SS-MMCC com estrutura simétrica. Os parâmetros utilizados foram os mesmos, portanto foram obtidos os mesmos valores para os parâmetros do filtro, tal que $L_f = 2$ mH e $C_f = 116,98$ μ F, e para o FAP $V_{sm} = 150$ V.

Capacitor dos submódulos – DS-MMCC para FHP

Para a topologia DS-MMCC como FHP foi utilizada a mesma metodologia adotada para as SS-MMCC como FHP das subseções 2.3.1 e 2.3.3, e foram adotados os mesmos valores para I_1 , I_5 , I_7 e $C_{sm} = 90$ mF. No entanto, o valor de *ripple* $\Delta V_{sm(ripple)}$ precisa ser recalculado, uma vez que para a topologia DS-MMCC os capacitores são carregados pela corrente de braço, enquanto na SS-MMCC a carga é feita pela corrente de saída, assim, para o mesmo $t_f = T/4$:

$$\Delta v_{sm(ripple)} = \frac{1}{C_{sm}} \int_{t_0}^{t_f} \frac{i_f}{2} \text{sen}(\theta) dt, \quad (2.40)$$

$$\Delta v_{sm(ripple)} = \frac{1}{\omega_1 C_{sm}} \frac{1}{2} \left(I_1 + \frac{I_5}{5} + \frac{I_7}{7} \right), \quad (2.41)$$

tal que $\Delta v_{sm(ripple)} = 2,5\%$ de V_{sm} .

A constante de inércia, por sua vez, depende da quantidade de SMs da estrutura e deve ser recalculada a partir de (2.26), tal que:

$$H = \frac{E_{TOTAL}}{S} = \frac{6N_{sm}E_{sm}}{S} = \frac{6N_{sm}}{S} \left(\frac{1}{2} C_{sm} V_{sm}^2 \right). \quad (2.42)$$

Lembrando que S é a mesma, uma vez que foram mantidos os valores de $I_{FAP_{rms}}$ e $V_{FAP_{rms}}$, e que N_{sm} aqui representa o número de SMs por braço do DS-MMCC, assim tem-se que $H \cong 121$ ms, o dobro do valor encontrado para a topologia SS-MMCC, uma vez que a DS-MMCC possui 6 braços.

2.3.3 SS-MMCC reduzida – FHP

Como contribuição deste trabalho, é proposta uma nova topologia de FHP formada por um FPP em série com um SS-MMCC de estrutura reduzida a partir da convencional SS-MMCC. Essa nova topologia reduzida consiste em um conversor trifásico, porém com apenas duas pernas de *hardware*, tal que a terceira fase do sistema é ligada diretamente no ponto comum das pernas do conversor, vide Figura 2.18. Cada uma das duas pernas é composta por um mesmo número de submódulos, N_{sm} , idênticos e conectados em série, e os elementos passivos (L_f e C_f) constituem a estrutura de FPP, aqui presente nas três fases. Assim, com a redução de uma perna de *hardware*, o esforço computacional do algoritmo do controle como um todo, o número de componentes, o volume e custo do *hardware*, e o número de sinais a serem medidos e enviados para controle e acionamento do conversor são reduzidos em comparação com a SS-MMCC completa da subseção 2.3.1.

Vale ressaltar também que uma das formas de se utilizar essa topologia reduzida seria em um cenário de contingência (perda de uma fase da topologia SS completa), permitindo que o filtro continue atuando, mas de forma diferente, com limitações na compensação, conforme será discutido na seção 4.4.

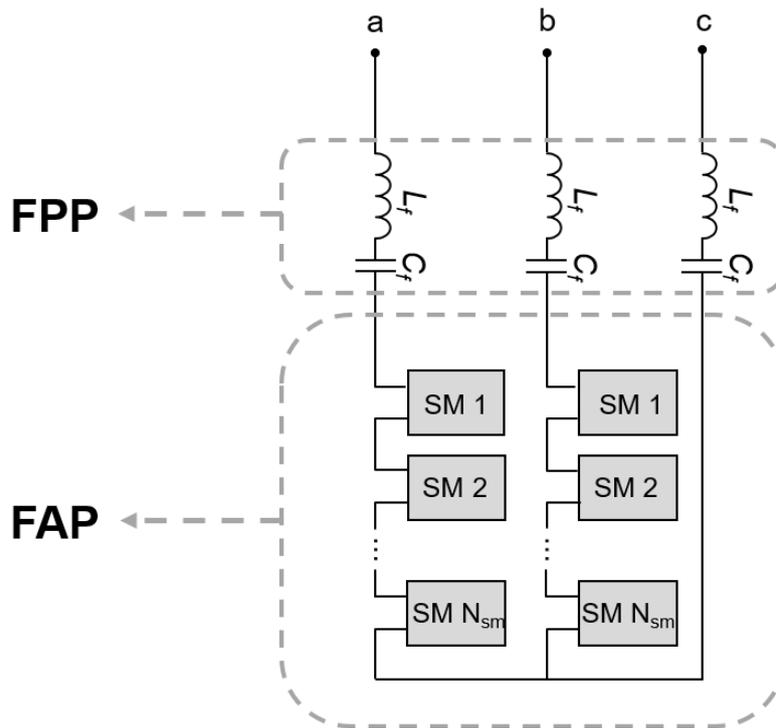


Figura 2.18: SS-MMCC reduzido para FHP.

Essa topologia, assim como a anterior (subseção 2.3.1), é proposta para ser conectada na média tensão, usando o conceito de redução da capacidade nominal necessária para o FAP a partir da queda de tensão fundamental nos terminais do FPP.

Embora a redução imponha uma assimetria no circuito, o MMCC torna-se vantajoso do ponto de vista da redução da capacidade nominal do FAP para as aplicações em que o FAP opera de forma a limitar a corrente drenada pelo FPP, conforme é mostrado na subseção 2.3.3.2 a seguir.

Essa assimetria é avaliada neste trabalho e considerada para a correta modelagem do circuito, bem como para realização do controle do MMCC de maneira adequada.

2.3.3.1 Modelagem Analítica – SS-MMCC reduzido para FHP

Na Figura 2.19 é apresentado o diagrama completo do sistema em análise para essa topologia, em que o FHP proposto está na configuração *shunt*. Nesta figura são destacadas as principais grandezas utilizadas para análise e modelagem desse sistema.

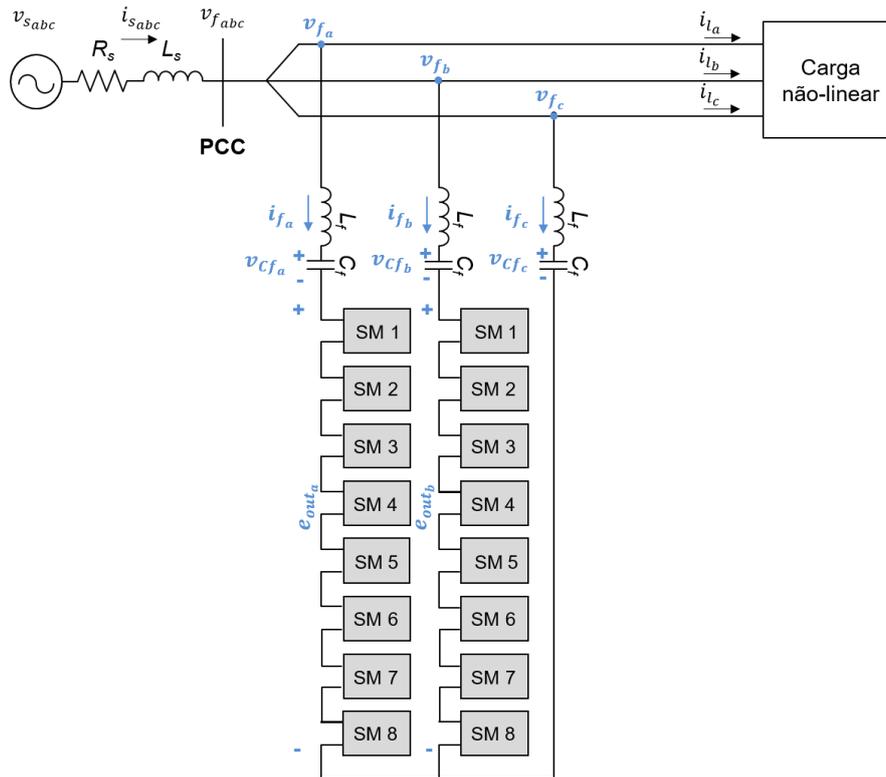


Figura 2.19: Sistema em análise para o SS-MMCC reduzido como FHP.

Para as topologias convencionais de MMCC, em que as três pernas do conversor possuem mesma estrutura de *hardware*, se considerado um cenário em que as cargas são balanceadas por fase, a análise pode ser feita de forma independente para cada fase, tal que o conversor trifásico seja modelado como três conversores monofásicos (CRISPINO, 2017). Entretanto, na topologia reduzida, a estrutura do *hardware* é diferente para uma das três pernas, resultando em uma assimetria, de forma que essa consideração não é válida. Assim, a análise do circuito deve ser feita considerando a estrutura trifásica do conversor.

Na Figura 2.20 é apresentado o circuito equivalente desse sistema, do ponto de vista da conexão do FHP ao PCC, o qual é usado em sua modelagem para obter as equações necessárias para fins de controle. A análise é feita a partir da aplicação da Lei das Tensões de Kirchhoff (LTK) às malhas M1 e M2, e das Lei dos Nós de Kirchhoff (LNK) em N1. As equações são apresentadas a seguir.

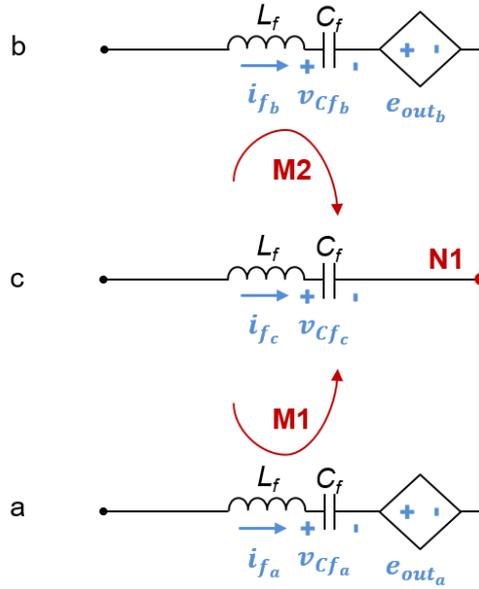


Figura 2.20: Circuito equivalente do FHP reduzido conectado ao PCC.

$$\text{M1:} \quad L_f \frac{di_{f_a}}{dt} = v_{f_{ac}} - e_{out_a} - v_{Cf_a} + v_{Cf_c} + L_f \frac{di_{f_c}}{dt}, \quad (2.43)$$

$$\text{M2:} \quad L_f \frac{di_{f_b}}{dt} = v_{f_{bc}} - e_{out_b} - v_{Cf_b} + v_{Cf_c} + L_f \frac{di_{f_c}}{dt}, \quad (2.44)$$

$$\text{N1:} \quad i_{f_c} = -i_{f_a} - i_{f_b}, \quad (2.45)$$

as quais podem ser reescritas como:

$$L_f \frac{di_{f_{ac}}}{dt} = v_{f_{ac}} - e_{out_a} - v_{Cf_{ac}}, \quad (2.46)$$

$$L_f \frac{di_{f_{bc}}}{dt} = v_{f_{bc}} - e_{out_b} - v_{Cf_{bc}}, \quad (2.47)$$

onde:

- e_{out_a} e e_{out_b} são as tensões de saída das fases 'a' e 'b' do conversor, respectivamente, sintetizadas a partir dos estados dos SMs;
- v_{f_a} , v_{f_b} e v_{f_c} são as tensões no PCC;
- v_{Cf_a} , v_{Cf_b} e v_{Cf_c} são as tensões nos capacitores do FPP;
- $v_{f_{ac}}$ e $v_{f_{bc}}$ são as tensões no PCC entre as fases 'a' e 'c', e as fases 'b' e 'c', respectivamente;

- $v_{Cf_{ac}}$ e $v_{Cf_{bc}}$ são as tensões nos capacitores do FPP ‘entre’ as fases ‘a’ e ‘c’, e as fases ‘b’ e ‘c’, respectivamente;
- i_{f_a} , i_{f_b} e i_{f_c} são as corrente trifásicas de compensação, sintetizadas pelo FAP, no lado CA do conversor;
- $i_{f_{ac}}$ e $i_{f_{bc}}$ são as correntes sintetizadas pelo FHP ‘entre’ as fases ‘a’ e ‘c’, e as fases ‘b’ e ‘c’, respectivamente;
- L_f e C_f são os elementos do FPP.

Esse sistema pode, ainda, ser representado de forma mais geral, considerando que as indutâncias e capacitâncias podem assumir valores diferentes para cada uma das fases ($L_{f_{a,b,c}}$ e $C_{f_{a,b,c}}$). Dessa forma, (2.43) e (2.44) podem ser reescritas utilizando (2.45) como:

$$(L_{f_a} + L_{f_c}) \frac{di_{f_a}}{dt} = v_{f_{ac}} - e_{out_a} - v_{Cf_a} + v_{Cf_c} - L_{f_c} \frac{di_{f_b}}{dt}, \quad (2.48)$$

$$(L_{f_b} + L_{f_c}) \frac{di_{f_b}}{dt} = v_{f_{bc}} - e_{out_b} - v_{Cf_b} + v_{Cf_c} - L_{f_c} \frac{di_{f_a}}{dt}. \quad (2.49)$$

Ainda, combinando (2.48) e (2.49), chega-se a:

$$\frac{di_{f_a}}{dt} = \frac{1}{(L_{f_a} + L_{f_c}) - \frac{L_{f_c}^2}{(L_{f_b} + L_{f_c})}} \left[v_{f_{ac}} - e_{out_a} - v_{Cf_a} + v_{Cf_c} - \frac{L_{f_c}}{(L_{f_b} + L_{f_c})} (v_{f_{bc}} - e_{out_b} - v_{Cf_b} + v_{Cf_c}) \right], \quad (2.50)$$

$$\frac{di_{f_b}}{dt} = \frac{1}{(L_{f_b} + L_{f_c}) - \frac{L_{f_c}^2}{(L_{f_a} + L_{f_c})}} \left[v_{f_{bc}} - e_{out_b} - v_{Cf_b} + v_{Cf_c} - \frac{L_{f_c}}{(L_{f_a} + L_{f_c})} (v_{f_{ac}} - e_{out_a} - v_{Cf_a} + v_{Cf_c}) \right]. \quad (2.51)$$

A partir de (2.50) e (2.51) pode-se escrever a representação do sistema no espaço de estados ($\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}$; $\mathbf{y} = \mathbf{Cx} + \mathbf{Du}$). Considerando que as tensões dos capacitores também são variáveis de estado desse sistema, as quais serão estimadas e não medidas, tem-se que:

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -k_1 & L_{f_c} k_2 & L_{f_b} k_2 \\ 0 & 0 & L_{f_c} k_2 & -k_3 & L_{f_a} k_2 \\ 1/C_{f_a} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_{f_b} & 0 & 0 & 0 \\ -1/C_{f_c} & -1/C_{f_c} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x} \quad (2.52)$$

$$+ \begin{bmatrix} -k_1 & L_{f_c} k_2 & k_1 & -L_{f_c} k_2 & -L_{f_b} k_2 \\ L_{f_c} k_2 & -k_3 & -L_{f_c} k_2 & k_3 & -L_{f_a} k_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{u},$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}, \quad (2.53)$$

onde:

$$- \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{f_a} \\ i_{f_b} \\ v_{C_{f_a}} \\ v_{C_{f_b}} \\ v_{C_{f_c}} \end{bmatrix};$$

$$- \mathbf{u} = \begin{bmatrix} e_{out_a} \\ e_{out_b} \\ v_{f_a} \\ v_{f_b} \\ v_{f_c} \end{bmatrix};$$

$$- D = 0;$$

$$- k_1 = \frac{1}{(L_{f_a} + L_{f_c}) - \frac{L_{f_c}^2}{(L_{f_b} + L_{f_c})}};$$

$$- k_2 = \frac{1}{(L_{f_a} + L_{f_c})(L_{f_b} + L_{f_c}) - L_{f_c}^2};$$

$$- k_3 = \frac{1}{(L_{f_b} + L_{f_c}) - \frac{L_{f_c}^2}{(L_{f_a} + L_{f_c})}}.$$

A partir dessa representação no sistema no espaço de estados, verificou-se que o par (A, C) não é observável. Assim, como a estratégia adotada para obtenção das tensões dos capacitores tem como base o uso de observadores de estados, então foi desenvolvida outra representação de estados para esse mesmo sistema a partir de (2.46) e (2.47), análoga à utilizada para as topologias simétricas (mostradas no Capítulo 3). Assim, já partindo da consideração feita neste trabalho que os componentes indutivos e capacitivos são os mesmos para as três fases do FPP (L_f e C_f), tem-se:

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L_f \\ 1/C_f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_f & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} -1/L_f & 0 & 1/L_f & 0 \\ 0 & -1/L_f & 0 & 1/L_f \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{u}, \quad (2.54)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}, \quad (2.55)$$

$$\begin{aligned} - \mathbf{x} &= \begin{bmatrix} i_{fac} \\ i_{fbc} \\ v_{Cf_{ac}} \\ v_{Cf_{bc}} \end{bmatrix}; \\ - \mathbf{u} &= \begin{bmatrix} e_{out_a} \\ e_{out_b} \\ v_{f_{ac}} \\ v_{f_{bc}} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Vale ressaltar que o observador utilizado neste trabalho foi ainda mais simplificado e seu equacionamento é mostrado em 3.2.5.

Por fim, é importante mencionar que a topologia de MMCC proposta não apresenta malha de corrente circulante.

2.3.3.2 Dimensionamento – SS-MMCC reduzido para FHP

Para análise dessa topologia de FHP também foi considerado um sistema em média tensão de 4,16 kV, e com o FPP projetado para que a queda de tensão na frequência fundamental em seus terminais resulte em uma redução na capacidade nominal do conversor (FAP), consequentemente reduzindo seu volume e custo.

A seguir são apresentadas as metodologias utilizadas no dimensionamento dos componentes do FPP e do C_{sm} .

Dimensionamento Filtro LC – SS-MMCC reduzido para FHP

Inicialmente foi considerada a possibilidade de projetar a topologia reduzida para operar como a SS-MMCC completa, de modo a ampliar a capacidade do FPP, podendo compensar ambos 5° e 7° harmônicos. No entanto, verificou-se que neste caso a capacidade nominal necessária para a operação do MMCC seria alta, uma vez que a tensão CA é dada por:

$$V_{FAP} = V_1 + V_5 + V_7, \quad (2.56)$$

onde V_5 e V_7 são dados por $\sqrt{3} \cdot 300 \text{ V} \cong 520 \text{ V}$, caso seja utilizado o mesmo FPP da estrutura SS-MMCC completa. Além disso, a tensão V_1 neste caso é maior devido à assimetria da estrutura e pode ser obtida através de:

$$\dot{E}_a = \dot{V}_{ac} - Z_{FPP}(2\dot{I}_a + \dot{I}_b), \quad (2.57)$$

$$\dot{E}_b = \dot{V}_{bc} - Z_{FPP}(2\dot{I}_b + \dot{I}_a), \quad (2.58)$$

se for considerada apenas a componente fundamental.

Sabe-se que a componente fundamental da corrente considerada no dimensionamento do SS-MMCC completo foi $I_1 = V_F/Z_{FPP}(\omega_1)$, de maneira a reduzir a capacidade nominal do FAP. No entanto, há ainda uma parcela proveniente da regulação das tensões dos capacitores que deve ser adicionada a essa referência. Essa parcela foi determinada empiricamente, através da simulação da topologia, e verificou-se que para ambas as fases ‘a’ e ‘b’ do FAP ela assumia valores de amplitude da ordem de até 12 A, o que leva a uma tensão $V_1 \cong 740 \text{ V}$. Com isso, a tensão CA necessária a ser sintetizada pelo conversor é de $V_{FAP} \cong 1800 \text{ V}$, o que leva à necessidade de ter uma tensão CC de pelo menos 3600 V, três vezes maior que a tensão necessária para a topologia SS-MMCC completa nas mesmas condições de operação. Essa necessidade pode ser uma restrição para operação da topologia reduzida no cenário de contingência (perda de uma fase) da topologia completa, mantendo sua capacidade de compensação total de 5° e 7° harmônicos.

No entanto, há a possibilidade de dimensioná-la com capacidade nominal reduzida para cenários em que o FAP é utilizado como limitador da corrente drenada pelo FPP, tal que ambos são ‘sintonizados’ na mesma frequência, ou seja, o FAP é controlado para compensar na frequência de sintonia do FPP. Com isso, o FAP impede que a corrente de compensação ultrapasse os limites operacionais do FPP, independente da magnitude do harmônico existente no sistema, na frequência de interesse.

Para o dimensionamento do FPP foram utilizadas as mesmas equações apresentadas anteriormente para o FPP, reescritas aqui com o objetivo de facilitar a compreensão pelo leitor, sendo elas:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}, \quad (2.59)$$

$$|Z_{FPP}(\omega)| = \left| \omega L_f - \frac{1}{\omega C_f} \right| = L_f \left| \omega - \frac{\omega_0^2}{\omega} \right|. \quad (2.60)$$

Assim, considerando o filtro sintonizado para a frequência de 5º harmônico, foi mantido o valor de L_f calculado previamente para a estrutura SS-MMCC completa, e a partir de (2.59) e (2.60) tem-se que $C_f = 140,72 \mu\text{F}$ e $Z_{FPP}(\omega_1) \cong 18 \Omega$. Ainda, assim como no caso anterior, a componente fundamental da corrente CA do FHP, I_1 , é definida tal que $I_1 = V_F / Z_{FPP}(\omega_1)$, de maneira que a tensão CC do FAP fica toda disponível para compensação e para prover a corrente necessária para a regulação da tensão dos capacitores do MMCC.

Uma vez que o FAP compensa a mesma frequência que o FPP, a tensão CC teórica é nula, conforme discutido em 2.1.3.1. Sendo assim, foi usada a mesma metodologia apresentada no Apêndice A para determinar a tensão CC total na perna ($V_{cc} = N_{sm} V_{sm}$) mínima necessária (para a topologia reduzida o valor obtido foi de $V_{cc} = 360 \text{ V}$) para que o FHP consiga compensar o conteúdo harmônico corretamente e prover a corrente necessária para manter as tensões dos capacitores dos SMs reguladas.

A resposta em frequência de $Z_{FPP}(j\omega)$ é apresentada na Figura 2.21, a qual mostra que para frequências inferiores à de ressonância (ω_0), a impedância do filtro tem característica capacitiva, enquanto para frequências superiores a impedância é indutiva.

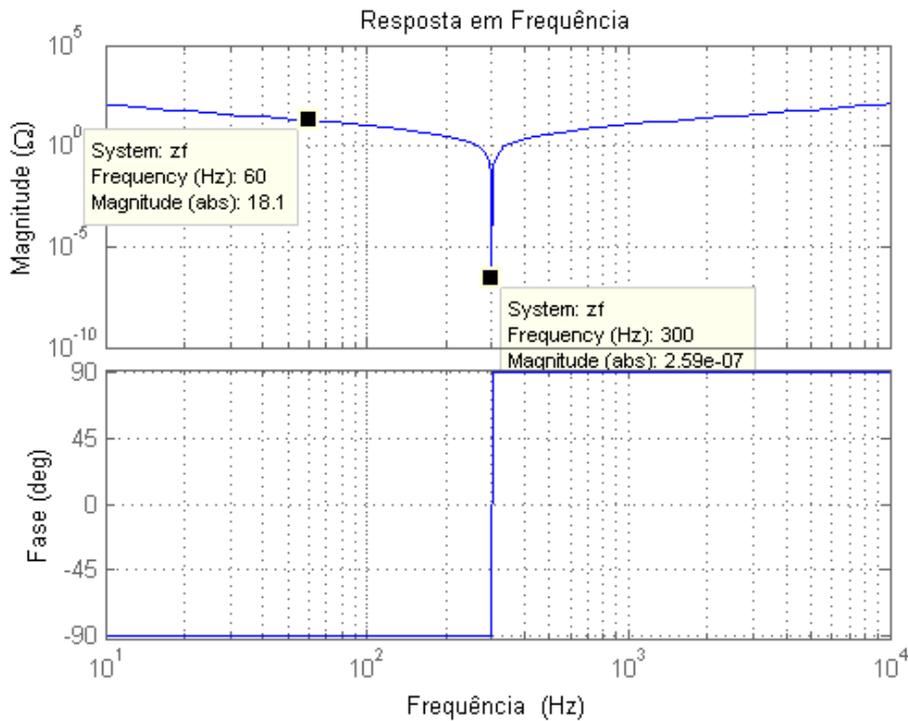


Figura 2.21: Resposta em frequência de $Z_{FPP}(j\omega)$ para SS-MMCC reduzido.

Por fim, vale ressaltar algumas características importantes acerca da topologia de FHP apresentada:

- Uma vez que o FPP é capacitivo para a frequência fundamental, a corrente fundamental sintetizada pelo FAP deve estar adiantada de 90° da tensão do PCC de fase, V_{PCC} . Dessa forma, a tensão do FPP estará em fase com V_{PCC} , de maneira que haja a maior queda de tensão possível nos terminais do FPP, garantido menor V_{FAP} na frequência fundamental possível para o sistema dimensionado. O ângulo e a magnitude de I_1 são importantes para garantir o menor V_{FAP} possível. Aqui, como $I_1^* = V_{PCC}/Z_{FPP}(\omega_1)$, então V_{FAP} na frequência fundamental é teoricamente nula, de maneira que a tensão CC do V_{FAP} seja utilizada somente para suprir a compensação e para regulação da tensão dos capacitores.

- Aqui vale ressaltar que mesmo com a assimetria do conversor as correntes sintetizadas pelo FHP continuam balanceadas entre si, pois o FPP possui estrutura trifásica simétrica.

Capacitor dos submódulos – SS-MMCC reduzido para FHP

Para a topologia SS-MMCC reduzida como FHP foi utilizado o mesmo valor de capacitância para os SMs, $C_{sm} = 90$ mF. Vale ressaltar que, como a tensão nominal dos

SMs para essa topologia é menor, então o *ripple* será maior nesse caso, pois a energia absorvida pelo SM é quase a mesma (depende de I_1 e I_5).

Recalculando o *ripple* a partir de (2.25) e considerando somente as componentes de corrente I_1 e I_5 utilizadas na subseção 2.3.1.2, tem-se que $\Delta v_{sm}(\text{ripple}) \cong 18\%$. Nesse caso, caso seja desejável no projeto um *ripple* menor, basta aumentar o valor de C_{sm} .

Vantagem x Limitação – SS-MMCC reduzido para FHP

Mesmo com a grande vantagem da redução de componentes e, consequentemente, da redução do esforço computacional referente ao controle do conversor, essa topologia impõe uma assimetria de corrente no sistema, a qual pode ser vista como uma limitação para sua operação. Essa assimetria é proveniente da referência de corrente resultante do controle de tensão dos capacitores dos SMs, as quais são mostradas na Figura 2.22, e cujo algoritmo é apresentado no Capítulo 3.

A partir da Figura 2.22 verifica-se que essas componentes de corrente, apesar de desequilibradas entre si, apresentam baixa magnitude (menor que 1%) com relação à referência de corrente na frequência fundamental para queda de tensão do FPP (cujo valor é dado por $V_F/Z_{FPP}(\omega_1) \cong 187,73$ A). Além disso, foi calculado o Fator de Desbalanço (FD) dessa assimetria, a partir das componentes simétricas, cujo valor foi de $FD = 0,13\%$.

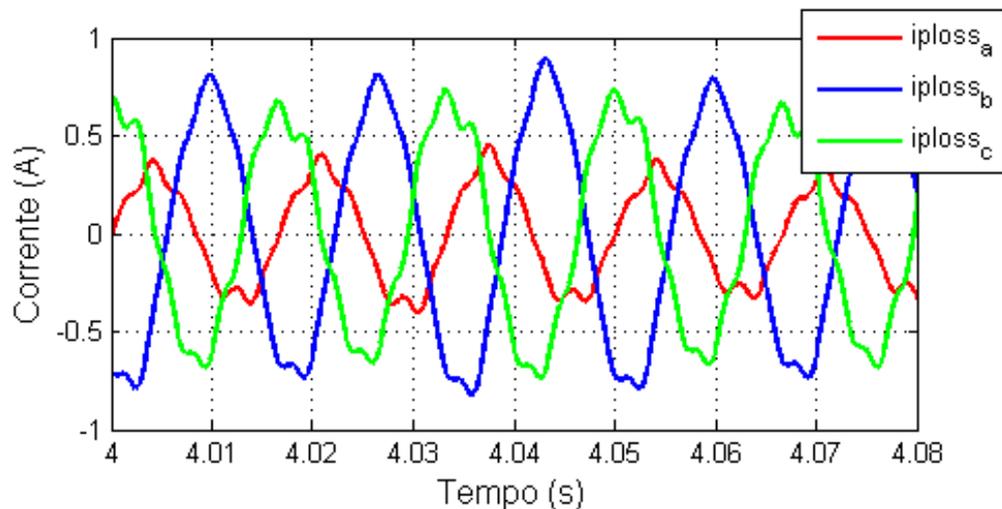


Figura 2.22: Componentes assimétricas de corrente provenientes do controle de tensão dos capacitores dos SMs.

Sendo assim, apesar da assimetria imposta pela topologia, o FD calculado foi menor que 1%, mostrando que o desbalanço imposto é baixo, e pode não ser um fator crítico para o uso da topologia proposta.

Ainda assim, no caso dessa assimetria ser crítica para o sistema e/ou aplicação, na subseção seguinte é apresentada uma proposta de topologia reduzida, com o objetivo de solucionar essa questão.

2.3.4 DS-MMCC reduzida – FHP

A topologia SS-MMCC reduzida não é capaz de absorver, em cada uma de suas pernas, uma parcela média de potência ativa, \bar{p} , além daquela associada às perdas, pois não há um elo CC comum às fases para que \bar{p} seja ‘trocada’ entre elas. Esse cenário pode ocorrer, por exemplo, quando o FPP precisar sintetizar tensões fundamentais não-nulas em resposta a variações de V_{PCC} na frequência fundamental, e que não estejam em quadratura com a corrente sintetizada pelo filtro. A assimetria da estrutura também se reflete na parcela de corrente responsável pela regulação das tensões dos capacitores dos SMs, impondo um desbalanço (o qual pode ser considerado pequeno, ou não, a depender da aplicação) no sistema trifásico.

Nesta subseção é apresentada uma nova proposta de estrutura reduzida de FHP com base no DS-MMCC, vide Figura 2.23, o qual possui elo CC comum às três fases, permitindo que \bar{p} possa ser absorvida pelo FAP, de maneira que a \bar{p} absorvida por uma fase seja entregue ao sistema por outra fase. Nessa nova topologia cada um dos braços das duas pernas de *hardware* é composto por um mesmo número de submódulos, N_{sm} , idênticos e conectados em série. Os elementos passivos (L_f e C_f) constituem a estrutura de FPP, sendo que para as duas pernas de *hardware* L_f é dada pelas indutâncias de braço (L_{arm}). Sendo assim, essa estrutura de FHP pode ser formada a partir da conexão do DS-MMCC reduzido (junto com as indutâncias) a um banco capacitivo pré-existente no sistema.

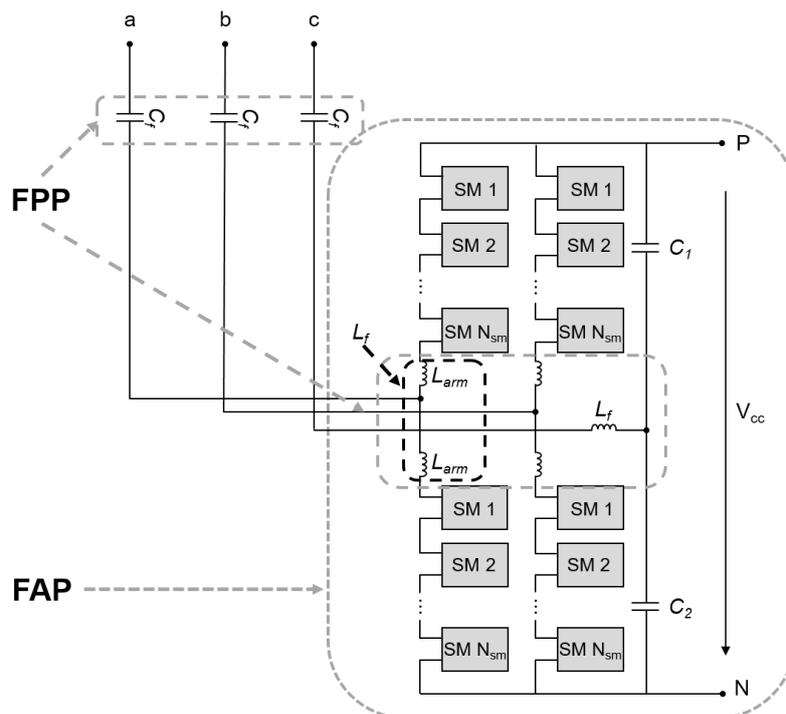


Figura 2.23: DS-MMCC reduzido para FHP.

Essa topologia é proposta para ser conectada na média tensão, com FAP expandindo a capacidade de compensação do FPP.

A vantagem dela com relação à SS-MMCC reduzida é que sua capacidade nominal se mantém significativamente reduzida quando comparada à tensão do PCC, devido a sua capacidade de absorção de \bar{p} . De maneira que, mesmo com a assimetria em sua estrutura a tensão na frequência fundamental a ser suprida pelo FAP pode ser considerada nula, e sua capacidade nominal depende somente das componentes de tensão de saída de 5° e 7° harmônicos.

A desvantagem dessa topologia com relação à SS-MMCC reduzida é a presença da corrente circulante. Além disso, é necessário conectar dois capacitores no barramento CC do conversor, permitindo a conexão da terceira perna do FPP.

2.3.4.1 Modelagem Analítica – DS-MMCC reduzido para FHP

Na Figura 2.24 é apresentado o diagrama completo do sistema em análise para essa topologia, em que o FHP proposto está na configuração *shunt*. Nesta figura são destacadas as principais grandezas utilizadas para análise e modelagem desse sistema.

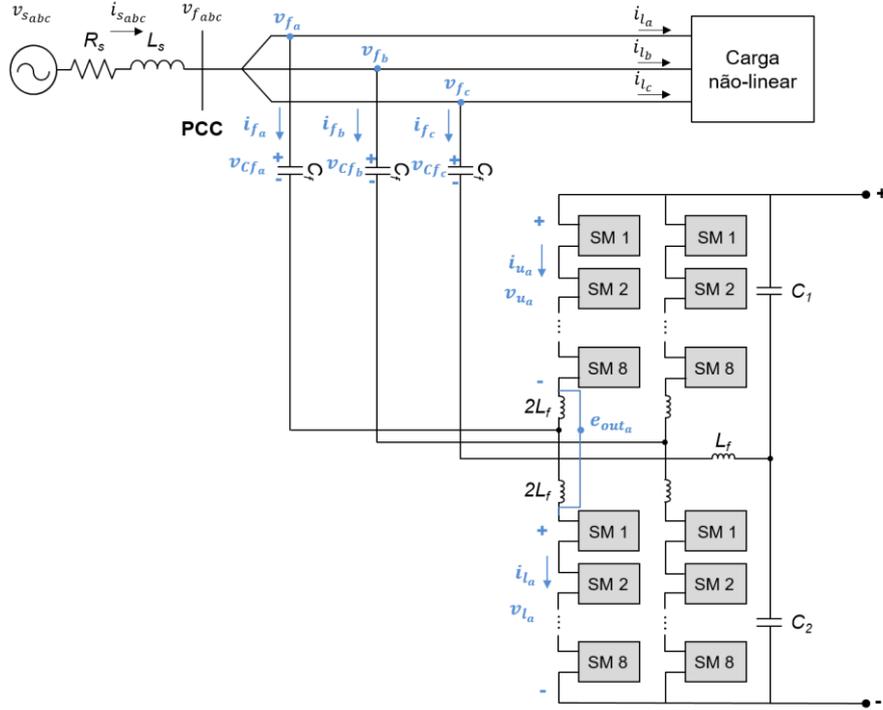


Figura 2.24: Sistema em análise para o DS-MMCC reduzido como FHP.

O circuito equivalente desse sistema, do ponto de vista da conexão do FHP ao PCC, é o mesmo obtido para a topologia SS-MMCC reduzida (mostrado na Figura 2.20). Sendo assim, a modelagem feita para obter as equações necessárias para fins de controle também é a mesma, e as equações são reescritas a seguir:

$$L_f \frac{di_{f_a}}{dt} = v_{f_{ac}} - e_{out_a} - v_{Cf_a} + v_{Cf_c} + L_f \frac{di_{f_c}}{dt}, \quad (2.61)$$

$$L_f \frac{di_{f_b}}{dt} = v_{f_{bc}} - e_{out_b} - v_{Cf_b} + v_{Cf_c} + L_f \frac{di_{f_c}}{dt}, \quad (2.62)$$

$$i_{f_c} = -i_{f_a} - i_{f_b}, \quad (2.63)$$

$$L_f \frac{di_{f_{ac}}}{dt} = v_{f_{ac}} - e_{out_a} - v_{Cf_{ac}}, \quad (2.64)$$

$$L_f \frac{di_{f_{bc}}}{dt} = v_{f_{bc}} - e_{out_b} - v_{Cf_{bc}}, \quad (2.65)$$

onde:

- e_{out_a} e e_{out_b} são as tensões equivalente de Thévenin de saída das fases ‘a’ e ‘b’ do conversor, respectivamente, sintetizadas a partir dos estados dos SMs sem considerar a queda de tensão nos indutores de braço;
- v_{f_a} , v_{f_b} e v_{f_c} são as tensões no PCC;
- v_{Cf_a} , v_{Cf_b} e v_{Cf_c} são as tensões nos capacitores do FPP;
- $v_{f_{ac}}$ e $v_{f_{bc}}$ são as tensões no PCC entre as fases ‘a’ e ‘c’, e as fases ‘b’ e ‘c’, respectivamente;
- $v_{Cf_{ac}}$ e $v_{Cf_{bc}}$ são as tensões nos capacitores do FPP ‘entre’ as fases ‘a’ e ‘c’, e as fases ‘b’ e ‘c’, respectivamente;
- i_{f_a} , i_{f_b} e i_{f_c} são as corrente trifásicas de compensação, sintetizadas pelo FAP, no lado CA do conversor;
- L_f e C_f são os elementos passivos que compõem o FPP.

Assim como no caso da topologia DS-MMCC completa apresentada em 2.3.2, além da modelagem do ponto de vista da conexão do FHP ao PCC, é necessário obter as equações que modelam o circuito interno do DS-MMCC para os algoritmos de controle, o qual é apresentado na Figura 2.25.

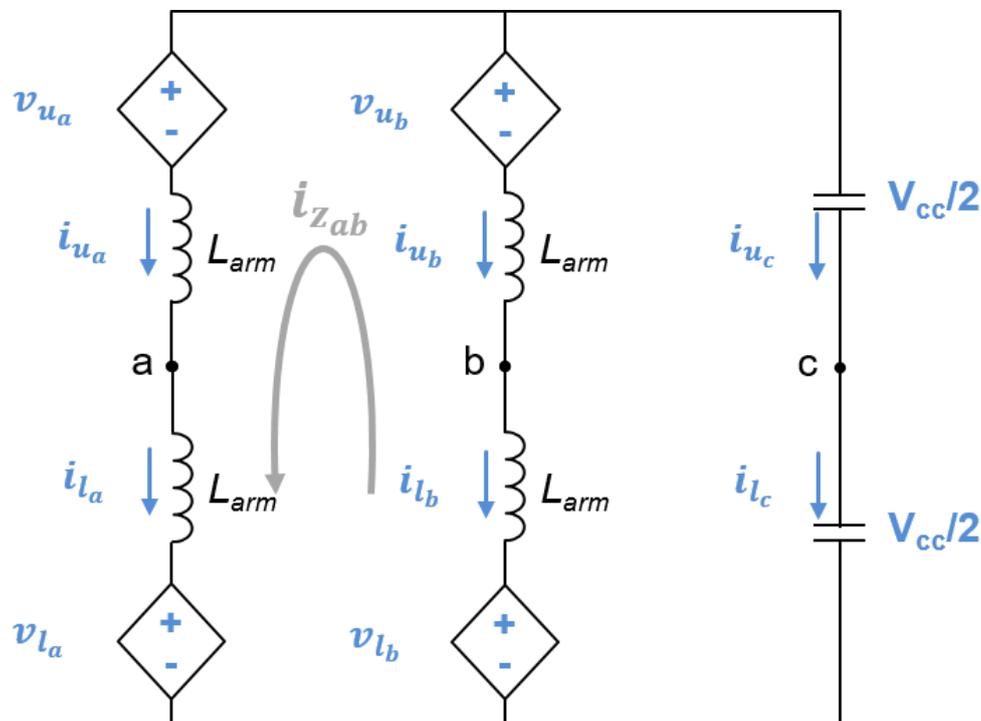


Figura 2.25: Circuito equivalente interno do DS-MMCC reduzido.

A partir da análise do circuito apresentado na Figura 2.25, chega-se às seguintes equações:

$$\frac{v_{cc}}{2} - v_{u_a} - L_{arm} \frac{di_{u_a}}{dt} = v_{out_a}, \quad (2.66)$$

$$\frac{v_{cc}}{2} - v_{l_a} - L_{arm} \frac{di_{l_a}}{dt} = -v_{out_a}, \quad (2.67)$$

$$v_{out_a} = \frac{v_{l_a} - v_{u_a}}{2} + \frac{L_{arm}}{2} \frac{di_{f_a}}{dt}, \quad (2.68)$$

$$e_{out_a} = \frac{v_{l_a} - v_{u_a}}{2}, \quad (2.69)$$

$$i_{f_a} = i_{l_a} - i_{u_a}, \quad (2.70)$$

$$i_{u_a} = -\frac{i_a}{2} + i_{z_{ab}}, \quad (2.71)$$

$$i_{l_a} = \frac{i_a}{2} + i_{z_{ab}}, \quad (2.72)$$

$$i_{u_b} = -\frac{i_b}{2} - i_{z_{ab}}, \quad (2.73)$$

$$i_{l_b} = \frac{i_b}{2} - i_{z_{ab}}, \quad (2.74)$$

$$-(v_{u_a} + v_{l_a}) + (v_{u_b} + v_{l_b}) = 4L_{arm} \frac{di_{z_{ab}}}{dt} \quad (2.75)$$

onde:

- v_{out_a} , v_{out_b} e v_{out_c} são as tensões de saída de cada fase do conversor;
- $v_{u_{a,b}}$ e $v_{l_{a,b}}$ são as tensões nos braços superior e inferior das fases ‘a’ e ‘b’ do DS-MMCC;
- $i_{u_{a,b}}$ e $i_{l_{a,b}}$ são as correntes nos braços superior e inferior das fases ‘a’ e ‘b’ do DS-MMCC;
- $i_{z_{ab}}$ é a corrente que circula pelas fases ‘a’ e ‘b’ do conversor;
- L_{arm} representa a indutância em cada braço do DS-MMCC, e neste trabalho seu valor é $L_{arm} = 2L_f$.

Vale ressaltar que (2.67) a (2.70) são as mesmas desenvolvidas para a topologia DS-MMCC completa. Além disso, a topologia reduzida também apresenta malha de corrente circulante. Conforme já mencionado anteriormente, essas correntes inerentes à topologia não fluem para os lados CC e CA do conversor, mas aumentam suas perdas internas, bem como o *ripple* das tensões nos capacitores dos SMs (CRISPINO, 2017). Sendo assim, elas devem ser analisadas e controladas adequadamente. É importante destacar que neste trabalho a malha de controle para as componentes de corrente circulante não é abordada, de maneira que os indutores de braço foram suficientes para reduzir a componente em 2ω , conforme será mostrado no Capítulo 4.

Por fim, esse sistema pode, ainda, ser representado de forma mais geral, pelas mesmas equações de estados, (2.52) a (2.55), desenvolvidas para a topologia SS-MMCC reduzida. Sendo assim, o mesmo observador pode ser adotado para ela.

2.3.4.2 Dimensionamento – DS-MMCC reduzido para FHP

Para análise dessa topologia de FHP também foi considerado um sistema em média tensão de 4,16 kV, com o FPP projetado para que a queda de tensão na frequência fundamental em seus terminais resulte em uma redução na capacidade nominal do conversor (FAP).

A seguir são apresentadas as metodologias utilizadas no dimensionamento dos componentes do FPP e do C_{sm} .

Dimensionamento Filtro LC – SS-MMCC reduzido para FHP

Para o dimensionamento do FPP acoplado à estrutura reduzida, foi usada a mesma metodologia mostrada na subseção 2.3.1.2 para o SS-MMCC com estrutura simétrica. Os parâmetros utilizados foram os mesmos, portanto foram obtidos os mesmos valores para os parâmetros do filtro, tal que $L_f = 2$ mH e $C_f = 116,98$ μ F.

Com relação à capacidade nominal do FAP, com a redução da estrutura, a tensão que chega aos terminais do conversor é a de linha, e não mais a de fase, assim a tensão CC do MMCC deve ser recalculada, tal que:

$$V_{FAP} = V_1 + V_5 + V_7, \quad (2.76)$$

onde V_5 e V_7 são dados por $\sqrt{3} \cdot 300$ V \cong 520 V. Com relação a V_1 , para a estrutura SS-MMCC reduzida a assimetria resultou em um alto valor de V_1 , proveniente da regulação

das tensões dos capacitores. No entanto, como a DS tem a capacidade de absorver/trocar \bar{p} entre as fases pelos terminais CC, essa assimetria é ‘tratada’ e V_1 pode ser desprezada, tal que a tensão CC só depende de V_5 e V_7 . Com isso, V_{cc} deve ser $\sqrt{3}$ vezes maior que a calculada para as topologias completas, tal que $V_{cc} = 2 \text{ kV}$ e $V_{sm} = 250 \text{ V}$.

Por fim, assim como para as topologias apresentadas anteriormente, a corrente fundamental sintetizada pelo FAP deve estar adiantada de 90° da tensão do PCC, V_{PCC} , de maneira que haja a maior queda de tensão possível nos terminais do FPP, garantido menor V_{FAP} possível para o sistema dimensionado. Assim, como $I_1^* = V_{PCC}/Z_{FPP}(\omega_1)$, então V_{FAP} na frequência fundamental é teoricamente nula, de maneira que a tensão CC do V_{FAP} seja utilizada somente para suprir a compensação harmônica.

Capacitor dos submódulos e do elo CC – DS-MMCC reduzido para FHP

Para a topologia DS-MMCC reduzida como FHP foi utilizado o mesmo valor de capacitância para os SMs, $C_{sm} = 90 \text{ mF}$, e o *ripple* foi recalculado considerando as componentes I_1 , I_5 e I_7 , tal que $\Delta v_{sm}(\text{ripple}) \cong 3 \%$.

Os valores de C_1 e C_2 foram calculados adotando como parâmetro um *ripple* (pico a pico) máximo de 10% ($\Delta v_{C1,C2}(\text{ripple}) = 0.1V_{C1,C2} = 0.1(\frac{V_{cc}}{2})$), tal que:

$$\Delta v_{C1,C2}(\text{ripple}) = \frac{1}{C_{1,2}} \int_0^{T_1} \frac{i_f}{2} \text{sen}(\theta) dt, \quad (2.77)$$

$$C_{1,2} = \frac{1}{\omega_1 \left(\frac{\Delta v_{C1,C2}(\text{ripple})}{2} \right)} \frac{1}{2} \left(I_1 + \frac{I_5}{5} + \frac{I_7}{7} \right) > 6.8 \text{ mF}. \quad (2.78)$$

Assim, adotou-se $C_1=C_2 = 9 \text{ mF}$, tal que $\Delta v_{C1,C2}(\text{ripple}) \sim 7.5\%$.

2.4 Conclusões Parciais

Neste capítulo foram discutidos os conceitos de filtragem passiva, ativa e híbrida, bem como foram apresentadas as principais configurações existentes para conexão dos FAP e FHP no sistema. Foram apresentadas, também, as principais topologias de conversor usadas para aplicações de FAP e FHP, alguns conceitos básicos de MMCC e o princípio de funcionamento de um SM em meia ponte.

Em seguida, foram apresentadas as topologias de FHP analisadas neste trabalho utilizando MMCC, com suas respectivas modelagens analíticas, princípios de operação e dimensionamento de seus componentes.

Dentre as topologias analisadas estão as SS e DS reduzidas, as quais são propostas como parte das contribuições desse trabalho, e apresentam como vantagem a redução da estrutura de *hardware*, podendo ser uma alternativa interessante também em cenários de contingência. Além disso, essa redução de *hardware* tem como vantagem direta a redução do esforço computacional associado, principalmente, ao algoritmo de balanceamento das tensões dos capacitores, devido à redução em 1/3 da quantidade de SMs da estrutura. Por fim, uma análise comparativa das topologias apresentadas aqui é feita no final do Capítulo 4.

O capítulo a seguir aborda as estratégias de controle para os conversores da família MMCC consolidadas na literatura, bem como as adotadas neste trabalho, justificando suas escolhas.

Capítulo 3 Controle dos FHP

Neste capítulo é apresentado, inicialmente, um resumo dos métodos de controle e modulação existentes na literatura referente aos conversores da família MMCC. Posteriormente, a estratégia de controle adotada neste trabalho é abordada de forma detalhada, a qual tem por objetivo: (i) determinar as correntes de referência que, neste trabalho, são as correntes de compensação harmônica; (ii) controlar a corrente de compensação sintetizada pelo conversor em sua saída CA, tal que ela acompanhe sua referência; (iii) a regulação da tensão dos capacitores dos SMs em torno de seu valor nominal; (iv) o balanceamento das tensões dos capacitores dos SMs; e (v) o controle de corrente circulante, quando se aplicar.

Em seguida, é apresentada a modelagem utilizada para projeto dos controladores PI para regulação da tensão média dos capacitores dos SMs, bem como seu dimensionamento. E, por fim, é apresentado o observador utilizado neste trabalho, a fim de evitar o uso de sensores de tensão para medir as tensões nos capacitores do FPP. Assim, além da discussão acerca do uso do observador para estimar as tensões nos capacitores do FPP e de sua modelagem analítica, também é explicado o seu dimensionamento.

3.1 Revisão Bibliográfica

3.1.1 Controle de filtros ativos e híbridos

Na literatura referente ao controle dos conversores em aplicações de filtragem de harmônicos existem duas principais abordagens para determinação das componentes a serem compensadas (GRADY, SAMOTYJ e NOYOLA, 1990):

- análise no domínio do tempo do conteúdo harmônico;
- análise no domínio da frequência do conteúdo harmônico.

A análise no domínio do tempo é amplamente utilizada na literatura, e as duas formas principais de implementá-la são: a partir da teoria das potências instantâneas (BARBOSA, SANTISTEBAN e WATANABE, 1998, VERNE e VALLA, 2010, HAMAD, AHMED e MADI, 2016, MADI, *et al.*, 2017a), ou a partir da extração das componentes harmônicas dos próprios sinais de corrente ou tensão medidos no sistema, e transformados para o sistema de referência síncrono dq (KLIMA, *et al.*, 2009, HUANG, *et al.*, 2017, MADI, *et al.*, 2017b, TAREEN e MEKHIELF, 2018). Além delas,

há, ainda, a teoria de potência conservativa (MORTEZAEI *et al.*, 2018), no entanto, esta não é muito difundida na literatura referente aos FAP e FHP. Nesta abordagem de análise no domínio do tempo, a compensação pode ser calculada de forma a eliminar o conteúdo harmônico produzido pela carga não linear, em uma ampla faixa de frequências, ou apenas para frequências específicas, sendo neste caso chamada compensação seletiva (CANDELA, *et al.*, 2009, CASARAVILLA, *et al.*, 2004, LAURINDO, *et al.*, 2011, GUTIERREZ e KWAK, 2015, LUO, *et al.*, 2016). A estratégia de compensação seletiva, por se basear na compensação de uma quantidade pré-definida de componentes harmônicas, permite reduzir a potência nominal e, conseqüentemente, o volume do *hardware*, em comparação com a estratégia de compensação de uma ampla faixa de frequências. No entanto, ela depende das características do espectro harmônico da carga, e pode apresentar maior esforço computacional. Além disso, uma estratégia de cancelamento de frequências específicas e pré-determinadas depende do conhecimento prévio da carga, e não apresenta bom desempenho em sistemas cujo espectro harmônico seja dinâmico.

A análise no domínio da frequência, por sua vez, é comumente feita a partir da aplicação da transformada de Fourier para determinar o espectro de frequência proveniente da carga (GRADY *et al.*, 1990). Essa estratégia, no entanto, pode apresentar elevado esforço computacional, o qual aumenta conforme a ordem do harmônico mais elevado a ser compensado. Sendo assim, as estratégias no domínio da frequência costumam apresentar resposta mais lenta a mudanças no sistema de potência, além de serem de serem mais complexas de implementar e resultarem em maior esforço computacional quando comparadas às análises no domínio do tempo (GRADY, SAMOTYJ e NOYOLA, 1990, SONNENSCHNEIN, M. e WEINHOLD, 1999).

Com relação à estratégia de controle, para os FHP ela pode ser feita de duas formas, a depender da estrutura e das premissas de projeto: (i) dependente do FPP, tal que a parte da estrutura correspondente ao FAP é controlada de forma a compensar a(s) mesma(s) frequência(s) do FPP (ENCARNAÇÃO *et al.*, 2006, MOUCO, 2011); (ii) independente do FPP, de maneira que a estrutura de FAP pode ser controlada para compensar frequência(s) igual(is) ou diferente(s) daquela(s) compensada(s) pelo FPP. Com relação ao primeiro caso, a finalidade é amortecer ou limitar a corrente compensada pelo filtro. Já no segundo pode-se utilizar o FAP para ampliar a faixa de frequências de operação do FPP, e a compensação pode ser feita através de ambas as abordagens: (i) compensação para uma ampla faixa de frequências (GENG *et al.*, 2010, JOU, *et al.*, 2008,

KLIMA, *et al.*, 2009, MADI, *et al.*, 2017a e 2017b); e (ii) compensação seletiva (LAURINDO, *et al.*, 2011, LUO, *et al.*, 2016, ŠKRAMLÍK e VALOUCH, 2005).

A informação referente às componentes harmônicas presentes no sistema pode ser obtida de diferentes formas no domínio do tempo: a partir da teoria das potências instantâneas, teoria pq, (AKAGI, WATANABE e AREDES, 2017); ou a partir da extração das componentes harmônicas dos próprios sinais medidos de corrente da carga, corrente do sistema ou tensão no PCC, transformados para o sistema de referência síncrono dq (AKAGI, 1996). Nessas estratégias, o conteúdo harmônico do sinal medido, é obtido através do uso de filtros passa-baixas ou passa-altas; e são usados para determinar a corrente ou a tensão de referência a ser sintetizado pelo conversor do FAP ou do FHP. Vale ressaltar que as estratégias em que o conteúdo harmônico é extraído de alguma das correntes, seja a da carga ou a do sistema, são mais apropriadas para filtros *shunt* instalados próximos a uma ou mais cargas não lineares, enquanto para filtros em série, operando como VSC, é mais frequente considerar a corrente do sistema (AKAGI, 1996).

A partir da definição das componentes a serem compensadas pelo filtro, diferentes técnicas de controle e modulação podem ser usadas. Dentre elas as mais difundidas na literatura são: controlador PI (Proporcional-Integral) + PWM; HCC (do inglês, *Hysteresis Current Control*); e MPC, em particular o FCS-MPC (*Finite Control Set-MPC*), o qual não utiliza estratégias de modulação.

Quando considerada a compensação seletiva de harmônicos, são encontradas na literatura diferentes estratégias para a extração das componentes harmônicas do sistema nas frequências pré-determinadas, dentre elas:

- utilização de controladores PR (Proporcional-Ressonante) sintonizados nas frequências a serem compensadas e pré-especificadas (CANDELA, *et al.*, 2009, FOSTER, 2020, GHETTI, 2019);
- utilização de controladores VR sintonizados nas frequências a serem compensadas (do inglês, Vector-Resonance), os quais apresentam melhor seletividade de frequência e melhor tolerância às variações de frequência da rede, quando comparado ao PR (LUO, *et al.*, 2016);
- transformação das medições de corrente da carga para o sistema de referência síncrono dq, tal que cada frequência a ser compensada seja associada a uma transformação, seguida de um processo de filtragem deste sinal transformado (LAURINDO, *et al.*, 2011, GUTIERREZ e KWAK, 2015);

- utilização de controladores PI em um referencial síncrono, tal que o sinal de erro, proveniente da diferença entre a corrente medida e a de referência, seja aplicado a diferentes controladores PI com integradores rotativos³, de forma a compensar as componentes harmônicas nas frequências pré-determinadas (GHETTI, *et al.*, 2012);

- utilização da teoria pq associada a controladores PI a partir da medição das tensões do PCC, sem precisar medir as correntes no sistema e na carga (MONTEIRO *et al.*, 2010).

Essas estratégias são todas associadas a técnicas de modulação PWM para geração dos pulsos de chaveamento.

Por fim, além da compensação das componentes harmônicas, é necessário efetuar o controle referente ao elemento armazenador de energia do filtro, seja ele FAP ou FHP, o qual depende da configuração do conversor, tal que: (i) para conversores atuando como VSC – caso abordado neste trabalho – o armazenamento é feito em capacitor(es) e, portanto, deve ser feito o controle de sua tensão; (ii) já para conversores atuando como CSC, o elemento armazenador de energia é um indutor no lado CC do conversor, tal que deve ser feito o controle de sua corrente. A estratégia de controle mais difundida, e amplamente usada na literatura, consiste na utilização de controladores do tipo PI. Entretanto, outras estratégias como *fuzzy*, controle por modo deslizante e o próprio MPC também podem ser utilizadas para essa finalidade (DEMIRDELEN, *et al.*, 2013, RODRIGUEZ, *et al.*, 2012).

A seguir, são apresentadas as particularidades, no que diz respeito à estratégia de controle, para os conversores da família MMCC.

3.1.2 Controle de conversores VSC-MMCC

No que diz respeito à identificação das componentes harmônicas a serem compensadas, e à estratégia de controle para a corrente do lado CA do conversor, as mesmas abordagens mostradas na subseção 3.1.1 podem ser adotadas para conversores VSC-MMCC, resumidas a seguir:

- Cálculo das correntes de referência, ou correntes de compensação:
 - análise no domínio do tempo;
 - análise no domínio da frequência.
- Controle das correntes de saída CA do conversor:

³ Integradores com coordenadas dq harmônicas de sequências positiva e negativa.

- estratégia de controle usando modulação;
- estratégia de controle sem modulação.

Para as topologias VSC de dois níveis, o sinal de controle gerado pelo controle de corrente é usado para determinar os pulsos de acionamento das chaves do conversor. Entretanto, para as topologias de conversores MMCC esse sinal é usado para determinar a quantidade de SMs a serem conectados em cada perna do conversor. Para as topologias de MMCC em que as pernas são divididas em dois braços, superior e inferior, essa referência de SMs a serem conectados pode ser tratada separadamente para cada braço, como é o caso do DS-MMCC (CRISPINO, 2017).

Ainda, em grande parte das topologias de conversores MMCC aparecem componentes de corrente, denominadas correntes circulantes, as quais fluem internamente no conversor, aumentando suas perdas e a oscilação da tensão dos capacitores dos SMs e, por isso, precisam ser minimizadas. O controle que visa minimizar essas componentes, também influencia na quantidade de SMs a serem conectados (HAGIWARA e AKAGI, 2008, LEBRE *et al.*, 2015, MOON, *et al.*, 2015). Dentre as topologias de MMCC, aquela que não apresenta correntes circulantes é a SS-MMCC, na qual as correntes internas e de saída do conversor são as mesmas (AKAGI, 2011).

Para conversores MMCC, existem diversas estratégias de modulação presentes na literatura com base no PWM tradicional (DEBNATH, *et al.*, 2015, KONSTANTINOOU e AGELIDIS, 2009, LESNICAR e MARQUARDT, 2003). No entanto, como neste trabalho é adotada a estratégia FSC-MPC sem modulação, não faz parte do escopo entrar em detalhes sobre as diferentes técnicas de PWM existentes.

Por fim, depois de determinada a quantidade de SMs a serem conectados, é necessário identificar quais deles devem ser selecionados para tal. Além disso, devido à estrutura modular desses conversores, é necessário realizar o controle e o balanceamento das tensões dos capacitores dos SMs, tal que a tensão de cada um deles varie de maneira equilibrada/balanceada entre eles, e em torno do valor nominal especificado. Dessa forma, a estratégia utilizada para selecionar os SMs e, conseqüentemente, os capacitores a serem conectados, de forma a garantir esse comportamento é denominada: Algoritmo de Balanceamento das Tensões dos Capacitores (ABTC), o qual atua de forma a distribuir a energia da maneira mais equilibrada possível entre esses elementos. Existem diversas formas de implementar essa tarefa, mas a maioria dos métodos encontrados na literatura está associado a um algoritmo de ordenamento (*sorting*), tal que as tensões dos capacitores

sejam ordenadas, e a escolha de qual(is) capacitor(es) conectar/desconectar seja feita a partir desse ordenamento (DEBNATH, *et al.*, 2015).

No entanto, as estratégias de controle de corrente que utilizam modulação PWM apresentam alguns desafios como, por exemplo, a maior complexidade da rotina de controle referente à modulação, quanto maior for o número de SMs, o que é ainda mais crítico quando implementada digitalmente em um microcontrolador, uma vez que o PWM deve ser implementado internamente utilizando rotinas de interrupção (CRISPINO, 2017).

Para contornar esses desafios, há estratégias de controle de corrente que fazem a modulação sem a necessidade de usar os algoritmos de PWM, sendo o MPC a mais difundida na literatura (QIN e SAEEDIFARD, 2012a e 2012b; MOON, *et al.*, 2015; BÖCKER, *et al.*, 2015; GONG, *et al.*, 2016). Essa estratégia de controle tem como base a definição de uma função de custo, com um ou mais objetivos, tal que essa função é avaliada para todos os estados de um conjunto de testes finito, a cada instante de amostragem do algoritmo. Assim, a cada iteração do MPC, o estado ótimo é aquele que apresentar menor valor da função de custo e é o escolhido. Uma das vantagens dessa estratégia de controle está na utilização do modelo analítico do sistema, permitindo considerar suas possíveis não linearidades. Além disso, trabalhar com um conjunto finito de estados a serem testados simplifica a implementação digital desse algoritmo (RODRIGUEZ e CORTÉS, 2012). Por isso, essa estratégia foi adotada neste trabalho.

Nas subseções a seguir, algumas abordagens de MPC existentes na literatura são apresentadas, e é mostrado o detalhamento da estratégia utilizada neste trabalho.

Vale ressaltar que muitos dos trabalhos de FHP da literatura utilizam estratégia de controle de tensão de saída do filtro, e não de controle da corrente sintetizada por ele (AKAGI, 2005). No entanto, para os trabalhos que utilizam estratégia de controle do tipo MPC, o algoritmo de controle de corrente costuma ser mais utilizado (GENG *et al.*, 2010).

3.1.3 MPC

Conforme apresentado em (RODRIGUEZ e CORTÉS, 2012), a utilização de controladores preditivos, em aplicações de eletrônica de potência, somente foi possível a partir do desenvolvimento de microprocessadores mais rápidos e eficazes, com capacidade de realizar os cálculos necessários em sua implementação. A característica principal deles consiste em se beneficiar da natureza discreta dos conversores de potência, e do modelo analítico do sistema, a fim de prever o comportamento futuro das variáveis

de controle. Essa informação prevista é, então, utilizada pelo controlador para determinar sua atuação ótima, de acordo com um critério de otimização predefinido. Existem diferentes estratégias de controle preditivo na literatura, tais como: (i) controle *deadbeat*, no qual a atuação ótima é aquela em que o erro é zero no instante de amostragem seguinte (o horizonte pode também ser maior que um instante de amostragem). Nessa estratégia o erro será nulo após um número finito de amostras, o qual é igual à ordem do sistema/planta controlada; (ii) controle por histerese, em que o critério de otimização consiste em manter a variável de controle dentro da faixa de histerese predefinida; (iii) controle com base na trajetória, no qual as variáveis devem seguir uma trajetória predeterminada; (iv) e o controle com base no modelo analítico do sistema (em inglês *Model Predictive Control* - MPC), no qual o critério de otimização é definido por uma função custo a ser minimizada. Esta estratégia pode ser implementada considerando dois tipos de conjunto de teste diferentes: conjunto de teste finito (FCS-MPC) ou conjunto de teste contínuo (CCS-MPC, do inglês *Continuous Control Set*-MPC). Vale ressaltar que, de acordo com CORTÉS *et al.* (2008), dentre essas estratégias apresentadas, as únicas que precisam utilizar uma técnica de modulação associada, resultando em uma frequência de chaveamento fixa, são: o controle *deadbeat* e o CCS-MPC (embora haja publicações recentes mostrando o uso de CCS-MPC sem modulação (NGUYEN e KWAK, 2020)). Neste trabalho foi adotada a estratégia FCS-MPC denominada OSV-MPC (*Optimal Switching Vector* - MPC), que foi a primeira estratégia de FCS-MPC usada para conversores de potência, e até hoje costuma ser referenciada na literatura apenas por FCS-MPC (VAZQUEZ *et al.*, 2016). Essa estratégia continua sendo a de maior destaque na literatura dentre as demais técnicas de MPC e será chamada neste texto somente de MPC (CORTÉS *et al.*, 2008, VAZQUEZ *et al.*, 2016). Vale ressaltar que, apesar da estratégia OSV-MPC ser a mais difundida na literatura, ela apresenta a desvantagem de resultar em frequência de chaveamento variável. Assim, para mitigar esse problema, foi proposta mais recentemente uma segunda estratégia de FCS-MPC denominada OSS-MPC (*Optimal Switching Sequence* - MPC), a qual é capaz de apresentar frequência de chaveamento fixa, mesmo não usando moduladora externa, com a penalidade de requisitar maior esforço computacional comparada à OSV-MPC (VAZQUEZ *et al.*, 2016). Essa discussão não faz parte do escopo desse trabalho, mas pode ser encontrada na literatura recente, como no trabalho de VAZQUEZ *et al.* (2016).

A principal vantagem de se utilizar o MPC está na característica de que ele se baseia na natureza discreta dos conversores de potência, e no modelo analítico do sistema,

tal que seja possível trabalhar com um conjunto finito de estados. Além disso, essa estratégia permite considerar as não linearidades do sistema, evitando a necessidade de linearizar o modelo para um ponto de operação, como no caso dos controladores lineares (PI, por exemplo), em que essa abordagem é feita para que seja possível chegar à função de transferência e calcular os ganhos ótimos. Assim, a atuação do controle se torna mais robusta, independente da condição imposta pelo sistema. Ainda, é possível: incluir restrições para as variáveis de controle; analisar múltiplos objetivos e/ou múltiplas funções de custo; e trabalhar com múltiplas entradas e/ou saídas. Por fim, os controladores preditivos apresentam resposta dinâmica mais rápida quando comparados aos controladores lineares (RODRIGUEZ e CORTÉS, 2012).

Do ponto de vista da implementação de um protótipo experimental usando DSPs (*Digital Signal Processors*), o MPC também possui vantagens com relação às estratégias que utilizam modulação PWM. A modulação PWM, nesses microcontroladores, pode ser feita através de rotinas de interrupção e canais I/O próprios destinados à modulação. No entanto, esses canais e rotinas não podem ser utilizados para conversores da família MMCC, pois a modulação PWM usada para controle desses conversores produz como saída o número de SMs a serem conectados, e não os pulsos de chaveamento. De forma que é necessária, ainda, a implementação da rotina ABTC para escolha dos SMs a serem ligados e, em seguida, são gerados os sinais de chaveamento para os SMs. Sendo assim, é necessário gerar um PWM interno no microcontrolador, e usar as saídas GPIOs (*General Purpose Input/Output*) para enviar os pulsos para as chaves. Ou então, utilizar outro dispositivo (microcontrolador ou FPGA) para realizar esse pós-processamento. A estratégia MPC, por sua vez, é de fácil implementação e gera os próprios sinais das chaves, utilizando as saídas GPIOs do DSP, e nenhuma rotina de modulação é necessária (CRISPINO, 2017).

No entanto, uma das principais desvantagens do MPC está relacionada à quantidade de operações matemáticas necessárias para solucionar o algoritmo de minimização, principalmente para MMCCs, em que quanto maior o número de SMs, maior o esforço computacional para: (i) controle de corrente, pois maior é o conjunto de estados a serem testados; (ii) e ABTC. Essa desvantagem pode ser contornada com os microprocessadores atuais, porém o gargalo relacionado ao número de SMs ainda existe. Portanto, a fim de minimizar esse esforço computacional, diferentes variações da estratégia MPC, apresentadas adiante, foram aplicadas a conversores de potência MMCC, considerando um número reduzido de estados.

Com relação à função de custo, a abordagem tradicional de MPC consiste em adotar uma única função, com um ou mais objetivos a serem minimizados, cada um com seu respectivo fator de peso, o qual designa a importância daquele termo para o controle do sistema (CORTÉS, *et al.*, 2009). Para os conversores da família MMCC existem três objetivos principais a serem solucionados pelo controle: (i) controle da corrente a ser sintetizada no lado CA do conversor; (ii) minimização das componentes de corrente circulante, o qual não se aplica para topologias SS-MMCC; e (iii) ABTC (QIN e SAEEDIFARD, 2012a e 2012b; BÖCKER, *et al.*, 2015).

Tradicionalmente, considera-se como variável de teste o estado das chaves do conversor. No entanto, calcular todas as possibilidades de estados das chaves de um MMCC demanda um esforço computacional significativo e dependente do número de SMs. Abaixo são quantificados dois exemplos de MMCC com nove níveis na tensão de saída CA, ambos usando submódulos em configuração meia-ponte: (i) o primeiro considerando um DS-MMCC, em que N_{sm} equivale ao número de SMs por braço, tal que o número de SMs ligados por perna é constante e igual a N_{sm} ; já (ii) o segundo considerando a topologia SS-MMCC, em que N_{sm} equivale ao número de SMs na perna:

- Conjunto de teste, por fase, para um DS-MMCC com $N_{sm} = 8$:

$$\left(C_{2N_{sm}}^{N_{sm}} = \frac{(2N_{sm})!}{N_{sm}! N_{sm}!} \right) = 12870, \quad (3.1)$$

- Conjunto de teste, por fase, para um SS-MMCC com $N_{sm} = 8$:

$$\left(\sum_{i=1}^{N_{sm}} C_{N_{sm}}^i \right) = 255. \quad (3.2)$$

A partir de (3.1) e (3.2) é possível verificar que a topologia SS-MMCC utiliza um conjunto de testes menor, considerando as mesmas condições para a tensão a ser sintetizada no lado CA do conversor. Entretanto, para ambas as topologias esse conjunto é expressivo e crescente com o número de SMs.

Com o objetivo de reduzi-lo, surgiu na literatura uma outra abordagem, a qual considera como conjunto de testes a quantidade de níveis que podem ser sintetizados no lado CA do conversor (CRISPINO, 2017, FOSTER, 2020, GONG, *et al.*, 2016, MOON, *et al.*, 2015). Essa abordagem se baseia nas redundâncias presentes no conjunto de estados das chaves para conversores MMCC, uma vez que existe mais de uma configuração de chaves para sintetizar um mesmo nível de tensão de saída CA. Por exemplo, se o algoritmo determinar a síntese de um único nível de tensão na saída de uma fase,

para a topologia SS-MMCC existem N_{sm} possíveis configurações das chaves, pois cada um dos N_{sm} SMs em meia-ponte poderia ser selecionado, a ser definido pelo ABTC. Por fim, utilizando como conjunto de teste a quantidade de níveis que podem ser sintetizados no lado CA do conversor, o conjunto de estados a serem testados para as topologias SS-MMCC e DS-MMCC, ambas com $N_{sm} = 8$, é o mesmo e com $N_{sm}+1 = 9$ possibilidades, o que representa uma redução expressiva do esforço computacional para tal algoritmo. Dessa forma, apesar de o MPC ainda apresentar dependência com relação ao número de SMs, esta é significativamente reduzida.

Para implementar essa nova estratégia com número reduzido de estados, o algoritmo ABTC é retirado da função de custo responsável por controlar as correntes, e tratado de forma separada utilizando, por exemplo: um algoritmo de *sorting* tradicional (SAEEDIFARD e IRAVANI, 2010). É possível também implementar uma outra malha de MPC, atuando como um *sorting*, dedicada ao ABTC (CRISPINO, 2017). Assim, é possível reduzir o conjunto de testes de um conversor MMCC, independente da topologia, para o número de níveis que ele pode sintetizar na tensão do seu lado CA.

Em (CRISPINO e ROLIM, 2017) foi proposta uma estratégia de MPC, a qual garante independência entre o controle e o número de SMs para um MMCC, sendo dependente apenas do critério de di/dt estabelecido. Essa estratégia foi desenvolvida com base no comportamento natural do MMCC, tal que quando ele opera como inversor e injeta uma corrente senoidal no sistema, seu número de SMs a serem conectados, N_{on} , não varia significativamente entre dois instantes consecutivos de amostragem. Assim, foi definido um intervalo fixo, ΔN , em que N_{on} pode variar, em vez de testar todos os possíveis estados do conversor. No entanto, essa abordagem apresenta limitações para aplicações como FAP e FHP, uma vez que a forma de onda da corrente de compensação de um FAP ou FHP não tem, tipicamente, comportamento senoidal, podendo assumir variações significativas entre dois períodos consecutivos de amostragem, a depender do conteúdo harmônico compensado. Sendo assim, essa estratégia precisa ser ajustada para aplicações com FAP e FHP, de maneira a definir um ΔN mínimo necessário para garantir o correto funcionamento do algoritmo de controle (PROENÇA e ROLIM, 2019b). Esta abordagem é utilizada neste trabalho apenas para os casos em que se mostrou vantajosa do ponto de vista de esforço computacional.

Ainda, para o FHP com topologia DS-MMCC, o controle das correntes circulantes pode ser realizado usando uma função de custo exclusivamente dedicada à regulação dessas componentes. É importante destacar que, esse controle atua de tal maneira que

podem ser conectados em uma perna do conversor, um número de SMs diferente de N_{sm} , mas na média é garantido que $N_{on} = N_{sm}$ (LEBRE *et al.*, 2015; MOON, *et al.*, 2015).

Neste trabalho, foi adotada a estratégia de controle MPC devido à simplicidade de sua implementação digital, comparada com as estratégias que utilizam PWM, e por se basear em funções de custo, as quais flexibilizam o controle, e o tornam mais atraente frente às demais estratégias de controle preditivo. A fim de reduzir o esforço computacional associado ao MPC, foi adotada a abordagem que considera o conjunto de testes definido pelos possíveis níveis de tensão de saída CA, a serem sintetizados pelo conversor; e que retira o ABTC da função de custo, uma vez que a predição dos capacitores representa a parte mais significativa dos cálculos em um MPC tradicional. Dessa forma, foram consideradas três funções de custo: (i) uma para o controle da corrente CA; (ii) outra para as correntes circulantes, no caso da topologia DS-MMCC completa; e (iii) a última para o ABTC.

A seguir é apresentada a modelagem analítica, bem como os algoritmos de MPC implementados para as diferentes topologias de conversor: (i) SS-MMCC, completa e reduzida; e (ii) DS-MMCC, completa e reduzida.

3.2 Estratégia de controle aplicada às topologias de MMCC analisadas

Nesta seção são apresentadas as estratégias utilizadas para: (i) o controle das correntes trifásicas CA; (ii) o ABTC; (iii) o cálculo das correntes de compensação do FAP; (iv) regulação da tensão CC; e (v) o controle das correntes circulantes, quando este se aplicar.

Para todas as formulações de equações diferenciais feitas neste trabalho foi utilizada a formulação *Backward Euler*, apresentada a seguir:

$$y_{t+T_s} = y_t + T_s f(y_{t+T_s}, t_{t+T_s}), \quad (3.3)$$

onde:

- y é a variável de estado cuja equação diferencial é aproximada;
- T_s é o período de amostragem;
- $f(y, t)$ é a derivada de y .

3.2.1 Controle da corrente CA

O objetivo principal no controle de um VSC que opera como FAP é regular as correntes trifásicas no seu lado CA, de maneira que elas compensem os harmônicos

injetados na rede por cargas não lineares. Portanto, esse será o primeiro laço de controle das topologias MMCC estudadas neste trabalho. A variável de teste adotada é o nível de tensão de saída CA, pois configura um conjunto reduzido de estados a serem testados. Sendo assim, o valor ótimo da função de custo relacionada ao controle da corrente CA indica qual nível de tensão CA deve ser sintetizado pelo MMCC e, conseqüentemente, o número de SMs a serem conectados na respectiva fase.

Primeiramente, para obter a predição das correntes de saída das estruturas de FHP a serem controladas, utilizamos as equações obtidas no Capítulo 2 através da modelagem analítica dos circuitos, conforme apresentando a seguir.

- **Topologias SS-MMCC e DS-MMCC completas para FHP:**

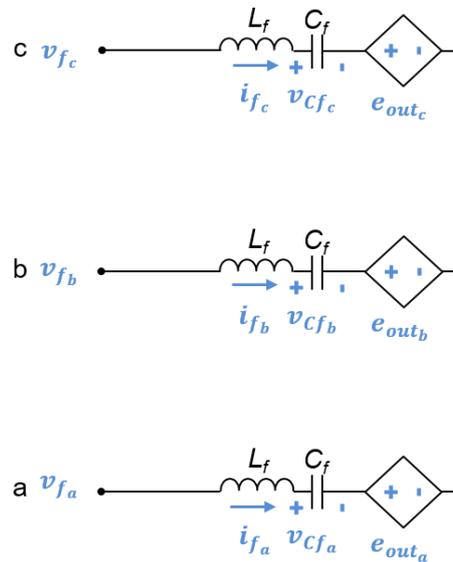


Figura 3.1: Circuito equivalente do FHP conectado ao PCC para ambas as topologias SS-MMCC e DS-MMCC com estruturas completas e atuando como FHP (reprodução da Figura 2.11 e da Figura 2.16).

Reescrevendo (2.10) e (2.32), referentes à fase ‘a’, obtidas no Capítulo 2 para as topologias SS-MMCC e DS-MMCC, respectivamente, tem-se:

$$L_f \frac{di_{f_a}}{dt} = v_{f_a} - e_{out_a} - v_{Cf_a}, \quad (3.4)$$

de maneira que as correntes CA de ambas as topologias são descritas pela mesma equação.

A partir de (3.4) verifica-se a presença do termo correspondente à tensão no capacitor C_f (v_{Cf_a}). É fundamental para o controle considerar essa queda de tensão, pois o C_f faz parte do FPP, cuja tensão em seus terminais afeta a tensão a ser sintetizada pelo

conversor. Sendo assim, é necessário obter o valor de v_{Cf_a} , o que é feito por meio de um observador, conforme explicado na subseção 3.2.5 a seguir.

No entanto, a possibilidade de existir componente CC na tensão v_{Cf_a} em (3.4) implica na presença de um termo CC na equação, o qual deve ser considerado no algoritmo de controle do MPC, caso contrário, o nível CC da tensão de saída de cada perna do conversor pode convergir para ‘qualquer’ valor. Isso significa que o valor médio decorrente dos SMs conectados na saída do MMCC pode convergir para um valor diferente do esperado, sendo estes: (i) $N_{sm}/2$ para o SS-MMCC; e (ii) 0 para o DS-MMCC.

Vale ressaltar que, para as topologias completas é necessário fazer o controle para cada uma das três fases e, portanto, todas as considerações aqui feitas para a fase ‘a’, valem também para as fases ‘b’ e ‘c’.

- **Topologias SS-MMCC e DS-MMCC reduzidas para FHP:**

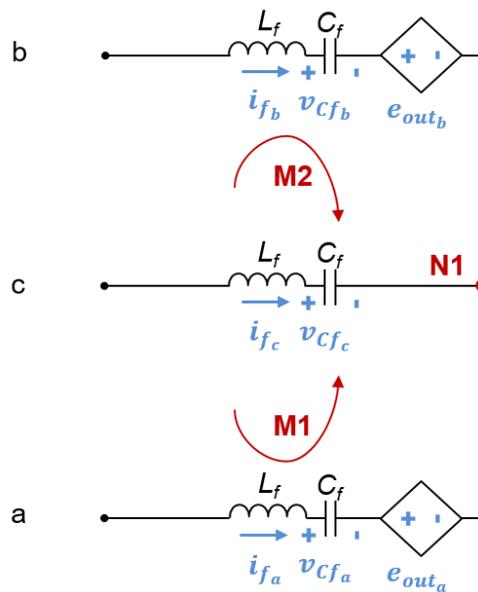


Figura 3.2: Circuito equivalente do FHP reduzido conectado ao PCC (reprodução da Figura 2.20).

Reescrevendo (2.46) e (2.47) obtidas no Capítulo 2 para essas topologias, tem-se:

$$L_f \frac{di_{fac}}{dt} = v_{fac} - e_{out_a} - v_{Cf_{ac}}, \quad (3.5)$$

$$L_f \frac{di_{bc}}{dt} = v_{f_{bc}} - e_{out_b} - v_{Cf_{bc}}. \quad (3.6)$$

A partir de (3.5) e (3.6) verifica-se que cada equação depende da corrente de duas das fases do conversor. Além disso, também aparece em cada equação a tensão dos capacitores das mesmas duas fases. Isso ocorre pois há elementos passivos, L_f e C_f , na perna reduzida. Assim como para as demais topologias de FHP, é fundamental para o controle considerar a queda de tensão nos terminais do capacitor, pois o C_f além de ser responsável por bloquear a componente CC da tensão de saída, devido à redução da topologia, também faz parte do FPP. Portanto, também é usado um observador para tal.

Além disso, para essas topologias também vale o conceito de que v_{Cf} implica na presença de um nível CC em suas respectivas equações. E que, se não for tratado adequadamente pelo MPC, o nível CC da tensão de saída do conversor pode convergir para ‘qualquer’ valor, de modo que o valor médio decorrente dos SMs conectados na saída do MMCC pode ser diferente do esperado, sendo estes: (i) $N_{sm}/2$ para o SS-MMCC reduzido; e (ii) 0 para o DS-MMCC reduzido.

Vale ressaltar que, (3.5) e (3.6) estão em função de i_{fac} e i_{fbc} , e essas são as variáveis utilizadas no controle MPC e no observador. Além disso, apesar de não haver um controle dedicado à fase ‘c’, a topologia trifásica conectada em um sistema trifásico a três fios garante o controle de i_{fc} a partir de i_{fa} e i_{fb} .

Por fim, a partir das equações desenvolvidas para cada topologia, pode-se verificar que:

- As equações para as correntes de saída das topologias de FHP são semelhantes, diferindo apenas na:
 - variável de tensão do PCC a ser usada: (i) v_f (tensão de fase) para as topologias completas e simétricas; (ii) v_{ff} (tensão de linha) para as topologias reduzidas.
 - variável de corrente a ser controlada: (i) i_f (corrente de fase) para as topologias completas e simétricas; (ii) i_{ff} (corrente de linha) para as topologias reduzidas.
- As equações para as correntes de saída das topologias de FHP dependem da tensão no capacitor C_f , de maneira que é necessário considerar a questão do nível CC da tensão de saída do conversor no algoritmo de controle MPC.

A função de custo para o controle das correntes CA dos FHPs possui dois termos: (i) um relacionado ao controle das correntes em si, e definido como o valor absoluto da diferença entre a referência de corrente calculada e a prevista para o instante seguinte de

amostragem; (ii) e outro referente à regulação do valor médio do número de SMS conectados na saída do conversor, \bar{N}_{on} . Assim, a função de custo geral, g_i , é dada por:

$$g_i = |i^*(t + T_s) - i(t + T_s)| + \lambda_N |\bar{N}_{on}^* - \bar{N}_{on}(t + T_s)|, \quad (3.7)$$

onde:

- $i^*(t + T_s)$ é a predição da referência da corrente a ser controlada, para o instante seguinte de amostragem, o qual pode ser aproximado pelo seu valor calculado no instante 't' (RODRIGUEZ, et al., 2007);
- $i(t + T_s)$ é a predição da corrente a ser controlada;
- λ_N é o fator de peso dado ao termo responsável por regular \bar{N}_{on} , cujo valor adotado foi de 10% para λ_N obtido empiricamente (CORTÉS *et al.*, 2009);
- \bar{N}_{on}^* é o valor de referência para \bar{N}_{on} , o qual depende da topologia de MMCC: (i) $N_{sm}/2$ para o SS-MMCC; e (ii) 0 para o DS-MMCC;
- $\bar{N}_{on}(t + T_s)$ é a predição de \bar{N}_{on} .

Para obter o valor de corrente previsto para o instante seguinte, as equações de corrente devem ser discretizadas usando (3.3), tal que:

$$i_x(t + T_s) = i_x(t) + \frac{T_s}{L_f} (v_x(t + T_s) - e_{out}(t + T_s) - v_{Cx}(t + T_s)) \quad (3.8)$$

onde:

- $v_x(t + T_s)$ é o valor previsto para a tensão no PCC, o qual pode ser aproximado pelo seu valor medido no instante 't', assumindo T_s suficientemente pequeno (QIN e SAEEDIFARD, 2012a). $v_x(t + T_s)$ pode assumir dois valores distintos, a depender da topologia de FHP: (i) $v_f(t + T_s)$ se for completa e simétrica; e (ii) $v_{ff}(t + T_s)$ se for reduzida;
- $i_x(t + T_s)$ também pode assumir dois valores distintos, a depender da topologia de FHP: (i) $i_f(t + T_s)$ se for completa e simétrica; e (ii) $i_{ff}(t + T_s)$ se for reduzida;
- $v_{Cx}(t + T_s)$ é a tensão prevista para o capacitor do FPP no instante seguinte de amostragem, e será obtido por meio de um observador de estados, que será abordado na subseção 3.2.5. Essa variável também pode assumir dois valores distintos: (i) $v_{Cf}(t + T_s)$ se for completa e simétrica; e (ii) $v_{Cff}(t + T_s)$ se for reduzida;
- $e_{out}(t + T_s)$ é a variável de teste do MPC, correspondente à tensão de saída CA a ser sintetizada pela perna do conversor.

Conforme mencionado na seção anterior, a topologia de conversor proposta permite gerar $N_{sm} + 1$ níveis de tensão de saída CA, por fase, tal que os valores para e_{out} variam na faixa:

$$\text{SS:} \quad e_{out} = \frac{V_{cc}}{N_{sm}} [0, \dots, N_{sm}], \quad (3.9)$$

$$\text{DS:} \quad e_{out} = \frac{V_{cc}}{N_{sm}} \left[-\frac{N_{sm}}{2}, \dots, \frac{N_{sm}}{2} \right]. \quad (3.10)$$

Vale ressaltar que (3.9) e (3.10) variam no mesmo intervalo CA, no entanto os conversores na topologia SS utilizando SM em meia ponte não são capazes de gerar tensão de saída CA negativa, por isso em (3.9) tem-se somente níveis de tensão positivos.

A cada instante de amostragem o valor de referência de e_{out} (e_{out}^*) é definido a partir da análise de g_i , de tal maneira que e_{out}^* é a tensão que resulta no menor valor de g_i . Em seguida, a partir da definição de e_{out}^* , este é usado para calcular a quantidade de SMs a serem ligados na respectiva perna do conversor.

Ainda, para finalizar o laço de controle MPC referente ao controle das correntes CA, é necessário definir como obter $\bar{N}_{on}(t + T_s)$.

Primeiramente, pode-se definir $\bar{N}_{on}(t + T_s)$ a partir de:

$$\bar{N}_{on}(t + T_s) = \bar{N}_{on}(t) + \frac{e_{out}^*}{V_{sm}}, \quad (3.11)$$

de maneira que $\bar{N}_{on}(t + T_s)$ depende de:

- $\bar{N}_{on}(t)$ que é o valor médio de N_{on} calculado até o instante 't';
- e_{out}^* é a própria variável de teste do MPC.

Para obter o valor de $\bar{N}_{on}(t)$ foi implementada uma rotina de cálculo de média móvel, a fim de evitar *overflow* da variável inteira, usando um *buffer* circular com 334 amostras, correspondente a um ciclo da frequência fundamental ($f_1 = 60$ Hz), para a frequência de amostragem utilizada no MPC ($f_s = 20$ kHz).

Por fim, conforme mencionado na seção 3.1, existem algumas estratégias na literatura que propõem a redução do conjunto de teste dos algoritmos MPC, sem que seu funcionamento seja prejudicado, o que ajuda na redução do esforço computacional, quando este fator é determinante.

Em (CRISPINO e ROLIM, 2017) foi proposta uma estratégia de MPC para o laço de controle de corrente CA, a qual garante independência entre o controle e o número de SMs para um MMCC, sendo dependente apenas do critério de di/dt estabelecido. Nessa

estratégia é definido um intervalo fixo, ΔN , em que N_{on} pode variar, em vez de testar todos os possíveis estados e_{out} do conversor. No entanto, essa abordagem apresenta limitações para aplicações com FAP e FHP, pois a forma de onda da corrente de compensação de um FAP ou FHP não tem comportamento puramente senoidal, podendo assumir variações significativas entre dois períodos consecutivos de amostragem, dependendo do conteúdo harmônico compensado. Sendo assim, em (CRISPINO e ROLIM, 2019b) é proposta uma metodologia para verificar a possibilidade de utilizar essa estratégia para o FAP apresentado neste trabalho, tal que é possível calcular ΔN mínimo, ΔN_{min} , necessário a partir dos parâmetros do sistema, a partir de:

$$\Delta N_{min} = \frac{L_f}{V_{sm}} \left(2 \frac{d^2 i_{fa}}{dt} + \frac{d^2 i_{fb}}{dt} \right), \quad (3.12)$$

ou seja, ΔN_{min} é dado pela diferença entre as derivadas de dois instantes consecutivos.

Adaptando (3.12), com base na metodologia desenvolvida em (CRISPINO e ROLIM, 2019a), para as topologias de FHP analisadas neste trabalho, tem-se que:

$$\Delta N_{min} = \frac{L_f}{V_{sm}} \left(\frac{d^2 i_{fa}}{dt} \right). \quad (3.13)$$

Substituindo os valores adequadamente chega-se a $\Delta N_{min} = \pm 1$ para o FHP compensando apenas 5º harmônico, e $\Delta N_{min} = \pm 2$ para o FHP compensando 5º e 7º harmônicos, de maneira que essa metodologia se mostrou mais vantajosa para o cenário de compensação somente de 5º harmônico. Sendo assim, optou-se neste trabalho por utilizar como conjunto de teste K todas as $N_{sm} + 1$ possibilidades. No entanto, será mostrado e analisado também o desempenho dessa estratégia de redução do conjunto de estados para $\Delta N_{min} = \pm 1$ no cenário de compensação somente de 5º harmônico.

Na Figura 3.3 é apresentado o fluxograma geral, para todas as topologias, referente ao algoritmo de controle das correntes CA usando MPC. Vale ressaltar que para as topologias completas esse laço de controle é executado três vezes, uma para cada corrente de fase (i_f). Enquanto para as topologias reduzidas, esse laço de controle é executado apenas duas vezes, uma para cada corrente de linha (i_{ff}).

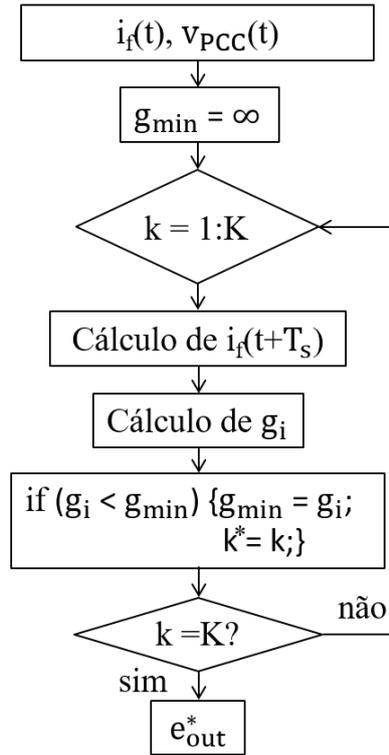


Figura 3.3: MPC para controle das correntes CA do conversor.

3.2.2 Controle das Correntes Circulantes (DS-MMCC completa)

Conforme mencionado em seções anteriores, na topologia DS-MMCC aparecem componentes de corrente que circulam internamente no conversor, chamadas correntes circulantes, que aparecem devido à parcela oscilante da potência em cada braço da estrutura, inerente à própria topologia do conversor (LIMA, 2016). Essas correntes resultam em maiores perdas internas no conversor, e maior *ripple* na tensão dos capacitores dos SMs, podem levar à instabilidade de operação e, portanto, precisam ser minimizadas (DEBNATH, *et al.*, 2015). Sendo assim, para essa topologia é necessário implementar um laço de controle com o objetivo de minimizar essas correntes.

Esse laço deve ser implementado logo após o referente ao controle das correntes CA, antes do ABTC, e seu algoritmo atualiza as referências de tensão para os braços superior e inferior, sem alterar e_{out}^* previamente calculada (CRISPINO, 2017, LEBRE *et al.*, 2015, MOON *et al.*, 2015).

Existem na literatura algumas estratégias diferentes para o controle das correntes circulantes, sendo as principais: (i) uso de controladores Proporcional-Integral-Ressonante (PIR) (LEBRE *et al.*, 2015); e (ii) MPC (CRISPINO, 2017).

Neste trabalho foi adotada a mesma abordagem apresentada por CRISPINO (2017), em que as variáveis do conjunto de teste do MPC são os possíveis níveis de tensão que o conversor pode sintetizar. No entanto, como e_{out}^* deve ser mantido, a equação que rege as correntes circulantes deve ser escrita em função das tensões dos braços a partir de (2.34)-(2.37), (2.39) e (3.3), tal que:

$$v_u^*(t + T_S) = \frac{V_{cc}}{2} - e_{out}^*, \quad (3.14)$$

$$v_l^*(t + T_S) = \frac{V_{cc}}{2} + e_{out}^*, \quad (3.15)$$

$$i_z(t + T_S) = \frac{T_S}{2L_{arm}} (v_{cc} - v_l^*(t + T_S) - v_u^*(t + T_S)) + i_z(t), \quad (3.16)$$

onde:

- $i_z(t + T_S)$ é o valor predito para a corrente circulante em cada uma das fases do conversor;
- $v_u^*(t + T_S)$ e $v_l^*(t + T_S)$ são as referências das tensões dos braços superior e inferior calculadas pelo controle de corrente CA.

Conforme mencionado no parágrafo anterior, o algoritmo MPC busca minimizar i_z , sem alterar e_{out}^* previamente calculada, de forma que $v_u^*(t + T_S)$ e $v_l^*(t + T_S)$ devem ser alteradas igualmente, somando-se ou subtraindo-se o mesmo nível de tensão das duas referências. Essa relação fica mais clara subtraindo-se (3.15) de (3.14), tal que $e_{out}^* = (v_l^* - v_u^*)/2$. Com isso, os números de SMs a serem conectados nos braços superior (N_{on_u}) e inferior (N_{on_l}) não são mais necessariamente complementares com soma igual a N_{sm} para uma mesma perna, mas e_{out}^* é mantido.

Neste trabalho, o conjunto de teste para minimização da função de custo, composto de possíveis níveis a serem adicionados ou subtraídos das referências anteriormente calculadas, foi definido por:

$$V_z = \frac{V_{cc}}{N_{sm}} \times \{-1, 0, 1\}, \quad (3.17)$$

de maneira que somente é considerada a possibilidade de adição/subtração de um nível de tensão com relação ao calculado previamente para $N_{on} = N_{sm}$.

Assim, a equação usada no MPC, definida a partir de (3.16), é:

$$i_z(t + T_S) = \frac{T_S}{2L_{\text{arm}}} (v_{\text{cc}} - [(v_1^*(t + T_S) + V_z) + (v_u^*(t + T_S) + V_z)]) + i_z(t). \quad (3.18)$$

e função de custo utilizada, g_z , foi definida como:

$$g_z = |i_z(t + T_S)|, \quad (3.19)$$

buscando a minimização da corrente circulante.

Assim, os novos valores de tensão de referência para os braços superior e inferior, os quais são usados para calcular o número de SMs a serem ligados em cada braço, são recalculadas por:

$$v_{u_z}^* = v_u^*(t + T_S) + V_z^*, \quad (3.20)$$

$$v_{l_z}^* = v_l^*(t + T_S) + V_z^*, \quad (3.21)$$

e podem assumir os seguintes valores:

$$v_{u_z}^*, v_{l_z}^* = \frac{V_{\text{cc}}}{N_{\text{sm}}} \times \{0, 1, \dots, N_{\text{sm}}\}. \quad (3.22)$$

O diagrama de fluxo desse laço de controle encontra-se resumido na Figura 3.4. Vale ressaltar que neste trabalho não foi abordado o controle de corrente circulante para a topologia DS-MMCC reduzida, o qual não se fez necessário nos cenários simulados, conforme será mostrado no Capítulo 4.

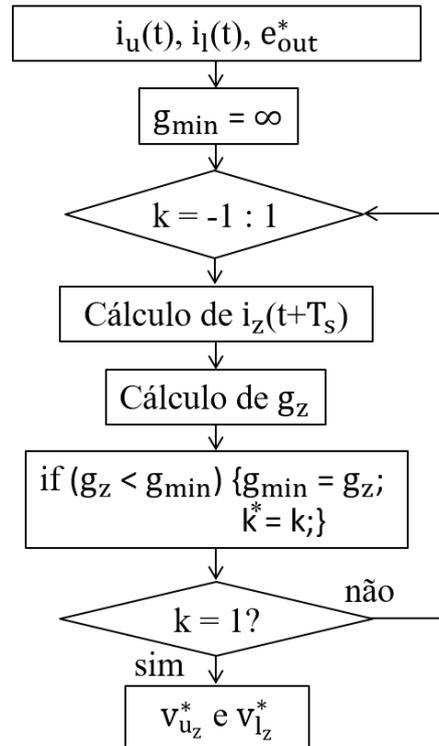


Figura 3.4: MPC para controle das correntes circulantes (somente para a topologia DS-MMCC completa).

3.2.3 Algoritmo de Balanceamento das Tensões dos Capacitores

Conforme mencionado anteriormente em 3.1.2, os conversores em topologia multinível precisam de uma estratégia que garanta o balanceamento das tensões dos capacitores, de forma a mantê-las equilibradas entre si, em torno do valor nominal previamente determinado. Assim, a partir do número N_{on} de SMs a serem ligados, esse algoritmo é responsável por determinar quais dos N_{sm} SM serão efetivamente conectados. Contudo, apesar da lógica do ABTC ser a mesma independente da topologia de MMCC, há uma diferença entre o procedimento adotado para a topologia SS-MMCC e a DS-MMCC.

Conforme apresentado no Capítulo 2, a topologia SS-MMCC possui o terminal de saída CA conectado na extremidade da perna, de forma que não há o conceito de braço superior e inferior nas pernas, tal que a referência N_{on} é dada diretamente para a perna N_{on_f} . Já para a DS-MMCC, em que o terminal de saída CA é conectado no meio da perna, tem-se o conceito dos braços superior e inferior, tal que a referência N_{on} deve ser dada por braço, N_{on_u} e N_{on_l} . Dessa forma, para as topologias SS-MMCC o ABTC será feito para cada perna do conversor, enquanto para a DS-MMCC é necessário realizar o ABTC para cada braço separadamente.

A estratégia mais difundida na literatura consiste em usar um método de *sorting*, tal que as tensões de todos os capacitores sejam medidas e ordenadas, a fim de identificar quais valores de tensão dos capacitores estão mais defasados da média (DEBNATH, *et al.*, 2015). Esse algoritmo funciona da seguinte forma, independente da topologia:

- Se a corrente que passa pelos SMs for positiva (entrando por T1, vide subseção 2.2.1), ela se comporta no sentido de carregar os capacitores conectados, aumentando suas respectivas tensões. Assim, os N_{on} SMs com menor tensão no capacitor são escolhidos para serem habilitados, tal que os capacitores são carregados e suas tensões aumentam, tendendo a se equilibrarem com as demais;
- Se a corrente que passa pelos SMs for negativa, ela se comporta no sentido de descarregar os capacitores conectados, diminuindo suas respectivas tensões. Assim, os N_{on} SMs com maior tensão no capacitor são escolhidos para serem habilitados, tal que os capacitores descarregam e suas tensões diminuem, tendendo a se equilibrarem com as demais.

Lembrando que a corrente que passa pelos SMs será: (i) a da perna, para SS-MMCC; (ii) a do respectivo braço, para DS-MMCC. Ainda, independente do sentido da corrente, se um SM for desabilitado, a tensão no seu capacitor se mantém a mesma, pois não há variação de carga, vide Tabela 2.2.

Uma desvantagem deste método é que ele implica em chaveamentos excessivos, pois se for determinado um mesmo N_{on} para dois períodos de amostragem consecutivos, o algoritmo pode mudar a configuração dos SMs, para um mesmo nível de tensão na saída. Assim, para evitar esses chaveamentos e, conseqüentemente, perdas no conversor, novas estratégias foram propostas na literatura a fim de contornar esse problema, sendo a principal delas a que se baseia no cálculo de ΔN_{on} (diferença entre dois períodos consecutivos) (TU, XU e XU, 2011; LEBRE *et al.*, 2015). Caso $\Delta N_{on} = 0$, os estados de chaveamento são mantidos e o algoritmo não é executado. Caso contrário, o ABTC é acionado para inserir (ou retirar) os ΔN_{on} SMs, tal que:

- Se a corrente nos SMs for positiva e $\Delta N_{on} > 0$: habilita os ΔN_{on} SMs com menor tensão no capacitor, dentre os que estão desabilitados;
- Se a corrente nos SMs for positiva e $\Delta N_{on} < 0$: desabilita os ΔN_{on} SMs com maior tensão no capacitor, dentre os que estão habilitados;
- Se a corrente nos SMs for negativa e $\Delta N_{on} > 0$: habilita os ΔN_{on} SMs com maior tensão no capacitor, dentre os que estão desabilitados;

- Se a corrente nos SMs for negativa e $\Delta N_{on} < 0$: desabilita os ΔN_{on} SMs com menor tensão no capacitor, dentre os que estão habilitados.

Na Figura 3.5 é apresentado o fluxograma dessa estratégia, a qual, além de evitar chaveamentos desnecessários, também reduz o esforço computacional do algoritmo, uma vez que não é necessário chamá-lo a cada iteração, apenas quando $\Delta N_{on} \neq 0$.

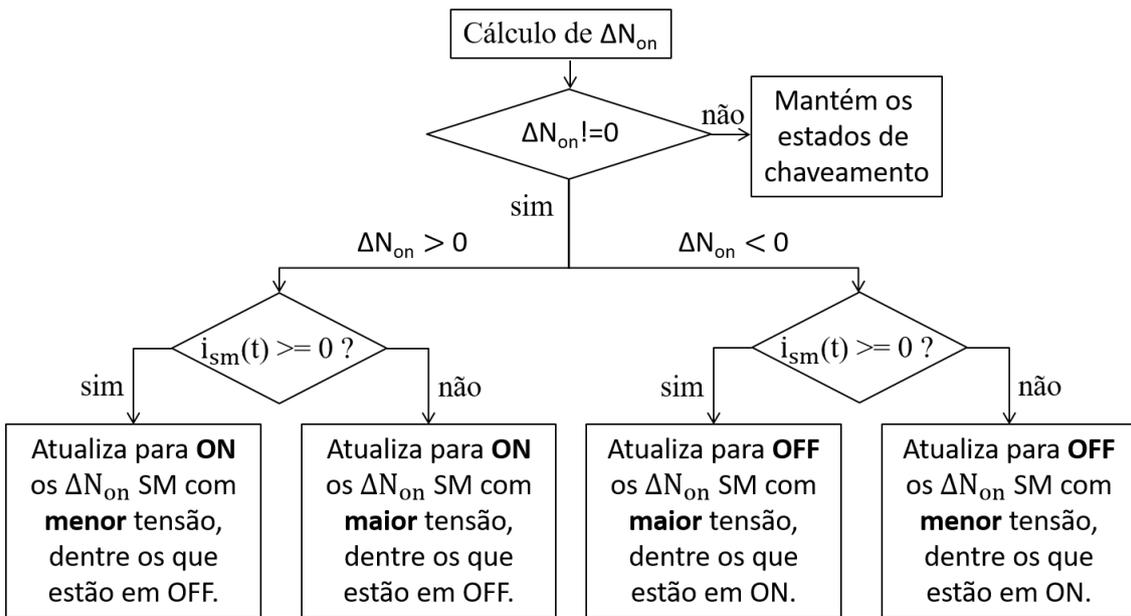


Figura 3.5: ABTC usando *sorting*, com redução de chaveamento.

Neste trabalho, foi adotada uma estratégia de MPC para ABTC, a qual se comporta de maneira análoga ao algoritmo de *sorting* mencionado acima, proposta por CRISPINO e ROLIM (2016a), e que utiliza um número reduzido de estados de teste. A estratégia tradicional define a função de custo pela soma dos valores absolutos das diferenças entre as tensões previstas para o capacitor de cada SM, e os respectivos valores de referência, testando todos os possíveis estados das chaves. Enquanto a utilizada aqui, seleciona somente um SM a cada *loop* de ΔN_{on} . A estratégia, inicialmente desenvolvida para conversores DS-MMCC, foi aqui adaptada para ser utilizada também em conversores SS-MMCC.

Primeiramente, é necessário calcular N_{on} , a partir de:

$$(SS): \quad N_{on} = \frac{e_{out}^*}{V_{sm}}, \quad (3.23)$$

$$(DS): \quad N_{N_{on_{u,l}}} = \frac{V_{u,lz}^*}{V_{sm}}. \quad (3.24)$$

A função de custo, g_c , utilizada é dada por (CRISPINO e ROLIM, 2016a):

$$g_c = d * \left(i_{sm}(t) * v_{sm_k}(t) \right), \quad (3.25)$$

onde:

- $d = +1$ para $\Delta N_{on} \geq 0$ e $d = -1$ para $\Delta N_{on} < 0$;
- v_{sm_k} é a tensão no capacitor do SM 'k' para uma perna do conversor, tal que $k = [0, N_{sm}]$;
- i_{sm} é a corrente que passa pelos SMs.

Na Figura 3.6 é apresentado o fluxograma do ABTC implementado.

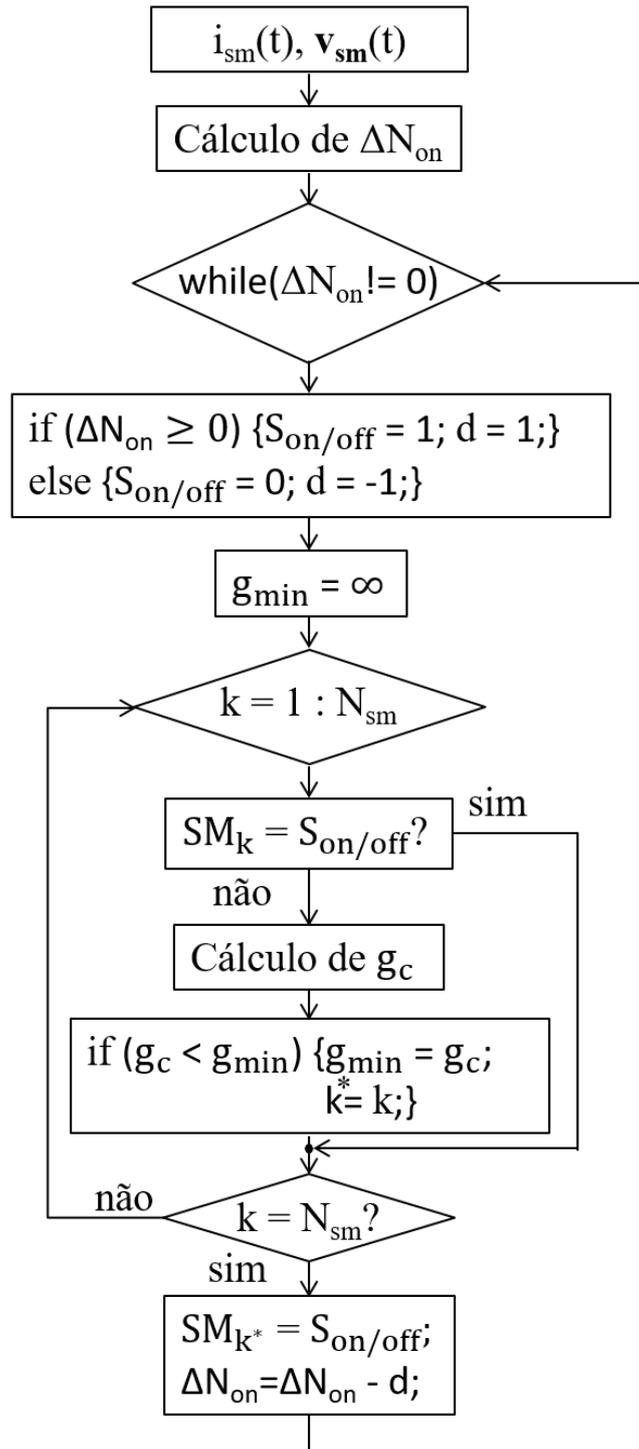


Figura 3.6: ABTC usando MPC com número reduzido de estados, para ambas as topologias SS-MMCC e DS-MMCC, completas e reduzidas.

3.2.4 Cálculo da Correntes de Compensação

Para calcular as correntes de compensação a serem sintetizadas pelos FHPs foi utilizada a abordagem de compensação seletiva, de maneira que o MMCC compensará inicialmente a componente de 5º harmônico, podendo também, no caso das topologias completas, dar suporte à compensação de 7º. A estratégia adotada consiste em utilizar a

transformada de Park (transformada dq) com o ângulo dado pela frequência harmônica que se deseja compensar, considerando também a respectiva sequência de fases (GUTIERREZ e KWAK, 2015, LAURINDO, *et al.*, 2011, ŠKRAMLÍK e VALOUCH, 2005). Os diagramas completos do controle, considerando somente a compensação de 5°, para as topologias: (i) SS-MMCC completa (simétrica); (ii) SS-MMCC reduzida; (iii) DS-MMCC completa; e (iv) DS-MMCC reduzida, são apresentados em: Figura 3.7, Figura 3.8, Figura 3.9 e Figura 3.10, respectivamente. Vale ressaltar que, para a compensação de 7° harmônico, os diagramas são análogos acrescentando a parte da transformada dq + filtros referente a esse harmônico, a qual resultará nas referências i_{abc7n}^* a serem somadas às demais.

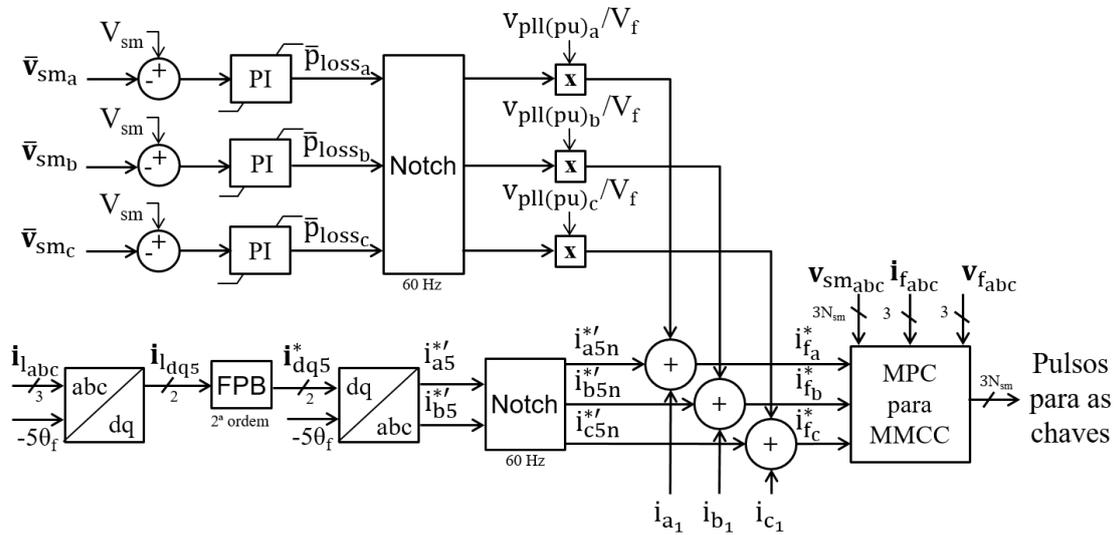


Figura 3.7: Diagrama em blocos do controle proposto para o SS-MMCC operando como FHP.

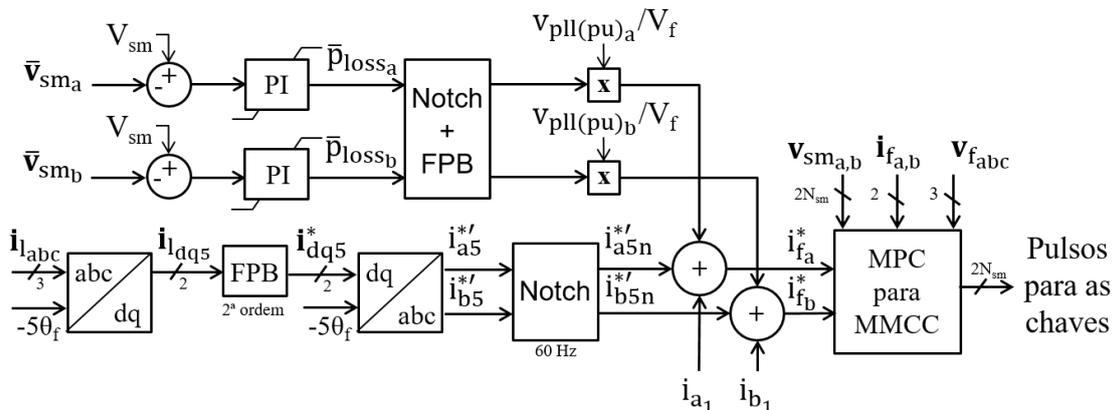


Figura 3.8: Diagrama em blocos do controle proposto para o SS-MMCC reduzido operando como FHP.

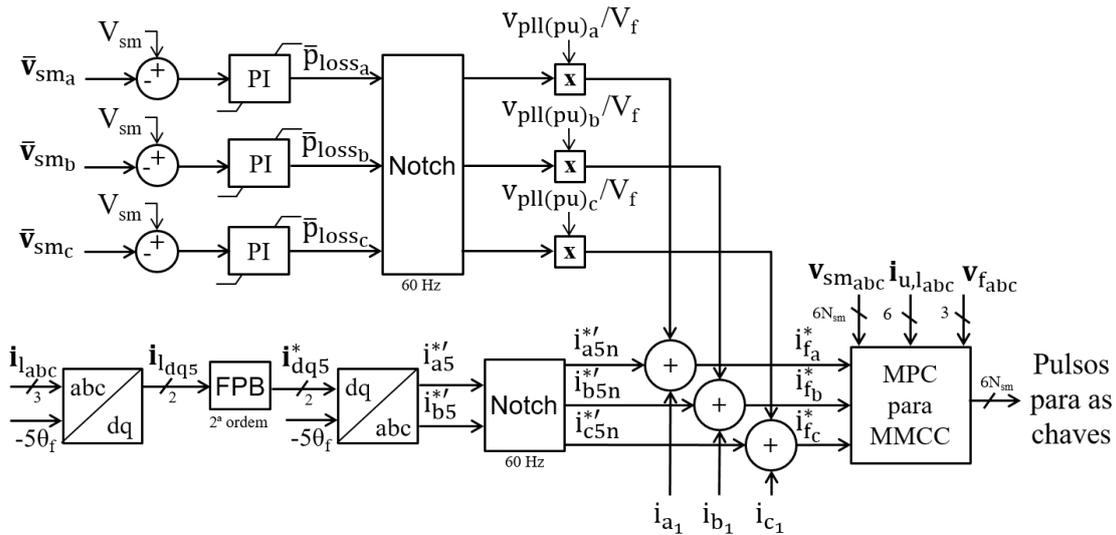


Figura 3.9: Diagrama em blocos do controle proposto para o DS-MMCC operando como FHP.

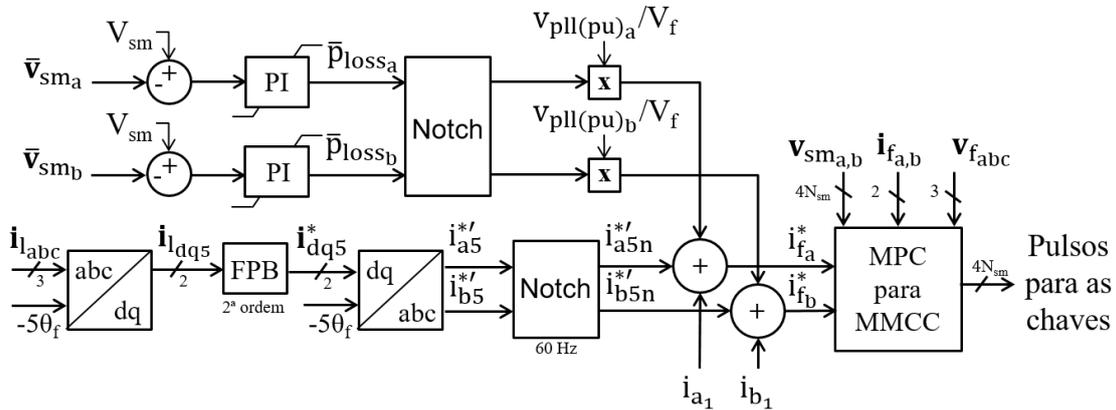


Figura 3.10: Diagrama em blocos do controle simplificado para o DS-MMCC reduzido operando como FHP.

Para as quatro topologias, primeiramente são medidas as tensões no PCC e as correntes na carga, e é utilizado o PLL (Phase-Locked Loop) trifásico do tipo ‘p’ (desenvolvido com base na teoria pq por ROLIM, *et al.* (2006)) para detectar a fase e a componente de sequência positiva da tensão. Em seguida as correntes são transformadas para o sistema de coordenadas dq, cujos eixos são definidos para girar na velocidade -5ω , correspondente ao harmônico a ser compensado. Com isso, as componentes de 5º harmônico da corrente aparecem como componentes CC nas correntes em dq5. Para separar essa parcela CC das demais foi utilizado um filtro passa-baixas (FPB) de 2ª ordem ($f_c = 16 \text{ Hz}$ e $\xi = 0.7$), vide Figura 3.7, Figura 3.8, Figura 3.9 e Figura 3.10, e os sinais resultantes são as próprias correntes de referência para a compensação do 5º harmônico

em dq. Em seguida, faz-se a transformada inversa de Park do sinal, obtendo-se as correntes de compensação de referência.

Esses sinais são, então, aplicados a um filtro *notch* (rejeita faixa), sintonizado em 60 Hz e com 20 Hz de banda, a fim de atenuar/eliminar do sinal qualquer resíduo da componente fundamental das correntes, caso contrário elas podem influenciar na referência de corrente, \mathbf{i}_{abc_1} , somada nesse sinal, a qual é responsável pela queda de tensão fundamental nos terminais do FPP.

Por fim, além da compensação das componentes harmônicas de corrente, é necessário efetuar o controle referente ao elemento armazenador de energia do MMCC presente no FHP. Assim, foi adotado um controle da tensão que regula a tensão CC de todos os capacitores de cada uma das pernas do MMCC, vide Figura 3.7, Figura 3.8, Figura 3.9 e Figura 3.10.

A estratégia adotada para este controle de tensão CC consistiu em utilizar um controlador PI para cada fase do MMCC, a fim de regular o erro entre a média da tensão de todos os capacitores da fase (\bar{v}_{sm_j}) e o valor nominal da tensão dos capacitores (V_{sm}). O sinal de saída de cada controlador PI foi tratado separadamente, e representa uma pequena parcela de potência ativa média (\bar{p}_{loss_j}), a qual deve ser drenada continuamente do sistema, a fim de garantir a regulação da tensão dos capacitores. Essa potência é, então, transformada em um sinal de referência de corrente para a respectiva fase, a ser adicionada à referência previamente calculada, a partir da multiplicação pelo sinal $v_{pll(pu)_f}/V_f$, em que $v_{pll(pu)_f}$ é o sinal de saída do PLL e V_f é o valor de pico da tensão do PCC. O diagrama desse controle se encontra em: Figura 3.7, Figura 3.8, Figura 3.9 e Figura 3.10. Aqui vale destacar que para os cenários simulados não foi necessário fazer o controle de equalização das tensões dos capacitores C_1 e C_2 do elo CC da topologia DS-MMCC reduzida.

Ainda, o filtro *notch* também foi usado para atenuar/eliminar do sinal \bar{p}_{loss_j} qualquer resíduo da componente de 60 Hz das correntes, tal que ela não influencie na referência de corrente fundamental, \mathbf{i}_{abc_1} . Além disso, para a topologia SS-MMCC reduzida operando como FHP foi necessário acrescentar um FPB (1ª ordem com frequência de corte de 16 Hz) para atenuar as componentes de maior frequência desse sinal.

Por fim, o projeto de cada um dos controladores PI é abordado na subseção a seguir.

3.2.4.1 Dimensionamento do Controlador PI

O projeto de cada um dos controladores PI foi feito com base no domínio da frequência, tal que a função de transferência do controlador, G_c , e da planta, G_p , são dadas por:

$$G_c = K_p + \frac{K_i}{s}, \quad (3.26)$$

$$G_p = \frac{1}{sC_{cc}V_{cc}}. \quad (3.27)$$

onde K_p e K_i são os ganhos proporcional e integral do controlador, respectivamente, e C_{cc} é o valor de capacitância CC equivalente utilizado. Para um conversor de 2 níveis, C_{cc} se refere ao próprio capacitor do elo CC (BARBOSA *et al.*, 1998). Para os MMCC apresentados neste trabalho, esse valor é dado por C_{sm}/N_{sm} , conforme mostrado no desenvolvimento apresentado a seguir.

As equações (3.26) e (3.27) foram discretizadas usando a transformação bilinear, ou de Tustin (CRISPINO, 2014). Dados os parâmetros desejados, os ganhos K_p e K_i foram calculados com auxílio da ferramenta PID Tools do Matlab.

Na Figura 3.11 é mostrado o diagrama de blocos usado nesse trabalho para a malha de controle de tensão CC por fase, o qual foi adaptado do diagrama desenvolvido por (BARBOSA *et al.*, 1998) para um conversor 2 níveis. Nesta figura: $V_{cc1\phi}^*$ é a tensão CC de referência para uma fase do conversor; $p_{cc1\phi}$ é a potência necessária para garantir a regulação da tensão CC de uma fase do conversor, resultante da atuação do controlador PI; $V_{cc1\phi}$ é a tensão CC para uma fase do conversor; $C_{eq1\phi}$ é a capacitância equivalente para uma fase do conversor.

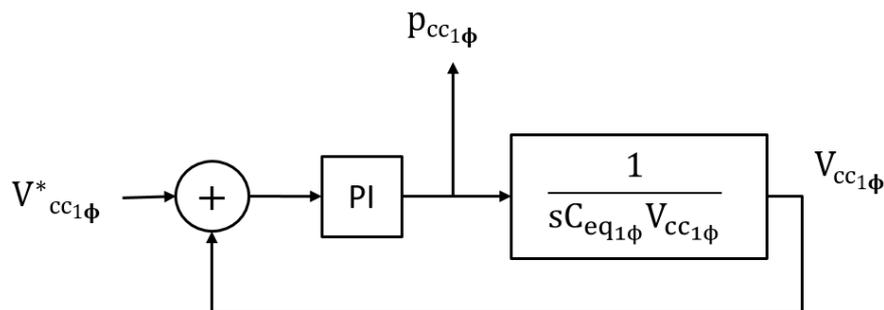


Figura 3.11: Diagrama de blocos do controle de tensão CC para cálculo da referência de potência $p_{cc1\phi}$ (equivalente à variável p_{loss} da subseção anterior).

Considerando como exemplo a topologia SS-MMCC, como a tensão nominal da fase é dividida ‘igualmente’ entre os SMs da respectiva perna, e a corrente é a mesma para todos os SMs da mesma perna, então:

$$V_{sm} = \frac{V_{cc1\phi}}{N_{sm}}, \quad (3.28)$$

$$p_{ccsm} = V_{sm} i_{sm} = \frac{V_{cc1\phi}}{N_{sm}} i_{sm} = \frac{p_{cc1\phi}}{N_{sm}}. \quad (3.29)$$

Assim, a partir do modelo de planta proposto tem-se:

$$V_{cc1\phi} = \frac{p_{cc1\phi}}{sC_{eq1\phi} N_{sm} V_{sm}}, \quad (3.30)$$

que pode ser simplificada, tal que:

$$V_{sm} = \frac{p_{cc1\phi}}{s \frac{C_{sm}}{N_{sm}} N_{sm} V_{cc1\phi}} = \frac{p_{cc1\phi}}{s C_{sm} V_{cc1\phi}}. \quad (3.31)$$

Assim, a partir de (3.31), foi usado o valor de C_{sm} como capacitância equivalente, e o controle proposto é feito de forma que a regulação da tensão dos capacitores dos SMs, v_{sm} , resulta na referência de potência para a respectiva perna do SS-MMCC. Para a topologia DS-MMCC foi considerada a mesma abordagem, de maneira que a capacitância equivalente também é dada por C_{sm} (SAEEDIFARD e IRAVANI, 2010).

O novo diagrama de blocos aqui proposto é apresentado na Figura 3.12.

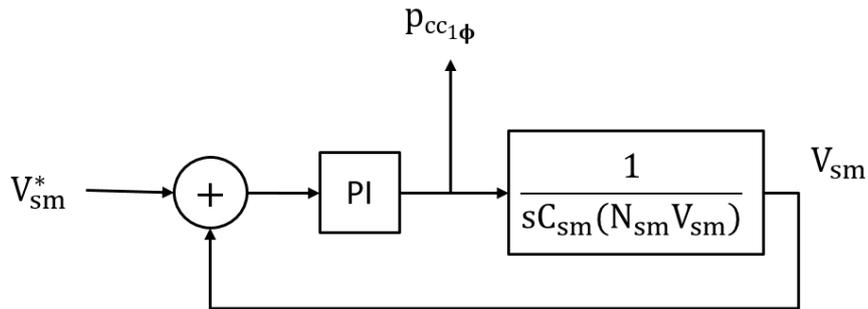


Figura 3.12: Diagrama de blocos do controle de tensão CC para SS-MMCC.

Para todos os controladores, foram adotados os parâmetros: margem de fase de 80° e largura de banda de 100 rad/s, e os valores são mostrados na Tabela 3.1 a seguir.

Tabela 3.1: Ganhos dos controladores PI.

Topologia	K _p [W/V]	K _i [Wrad/(sV)]
SS-MMCC-FAP	709	12502
SS-MMCC-FHP completo	10640	187540
SS-MMCC-FHP reduzido	3200	56000
DS-MMCC completo	10640	187540
DS-MMCC reduzido	17734	312568

3.2.5 Observador para MMCC operando como FHP

Conforme visto nas subseções anteriores, os equacionamentos do controle de corrente CA para os MMCCs operando como FHP precisam considerar as tensões nos capacitores que compõem os FPPs dessas estruturas.

No entanto, para evitar a medição desta variável e, conseqüentemente, o aumento de sensores necessários na estrutura do *hardware*, existem algumas estratégias que podem ser usadas para prever, ou estimar, o valor dessa tensão, sendo as principais delas: (i) utilizar métodos de integração da corrente que flui pelo capacitor; (ii) utilizar um observador de estados. A primeira estratégia, no entanto, resulta em erros acumulados, principalmente se a capacitância desviar do seu valor nominal (GENG *et al.*, 2010). Sendo assim, o método mais indicado é o segundo, em que deve ser usado um observador para $v_{Cf}(t + T_s)$ (CORTÉS *et al.*, 2009, MISKOVIC *et al.*, 2014, VAZQUEZ *et al.*, 2017) e, portanto, este foi o adotado no presente trabalho. Vale ressaltar que a maioria dos trabalhos encontrados na literatura acerca deste tema propõem observadores para sistemas em que os VSIs de 2 níveis são conectados à rede através de filtros LC ou LCL de saída, cujos capacitores estão conectados em paralelo ao sistema, e as variáveis observadas são as correntes de saída ou dos capacitores (CORTÉS *et al.*, 2009, MISKOVIC *et al.*, 2014, VAZQUEZ *et al.*, 2017). Neste trabalho são utilizados observadores para estimar as tensões dos capacitores do FHP, sendo esses capacitores conectados em série com o MMCC.

Para projetar o observador, primeiramente é necessário obter as equações de estado do sistema, que são dadas pelo comportamento dinâmico do capacitor, e de sua corrente (3.4)-(3.6), dados por:

$$C_f \frac{dv_{Cf_x}}{dt} = i_{f_x}, \quad (3.32)$$

$$L_f \frac{di_{f_x}}{dt} = v_x - e_{out_j} - v_{Cf_x}, \quad (3.33)$$

onde o subíndice ‘j’ denota as fases ‘a’, ‘b’ e ‘c’, e ‘x’ denota: (i) ‘j’ para as topologias completas e simétrica, ou seja, tensão de fase; (jj) ‘jj’ para a topologia reduzida e assimétrica, ou seja, tensão de linha.

Assim, a partir de (3.32) e (3.33) pode-se escrever as equações dinâmicas do sistema no espaço de estados, tal que:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (3.34)$$

$$y = Cx,$$

onde:

- $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{f_x} \\ v_{Cf_x} \end{bmatrix};$
- $\mathbf{u} = [e_{out_j} - v_x];$
- $A = \begin{bmatrix} 0 & -1/L_f \\ 1/C_f & 0 \end{bmatrix};$
- $B = \begin{bmatrix} -1/L_f \\ 0 \end{bmatrix};$
- $C = [1 \ 0].$

A partir da representação do sistema no espaço de estados, verificou-se que o par (A, C) é observável, tal que é possível obter o histórico de estado a partir das medidas de $y(t)$ e $u(t)$, bem como alocar arbitrariamente os polos da dinâmica do erro de um observador de estado (MISKOVIC *et al.*, 2014).

Assim, foi utilizado um observador de estados de Luenberger (CORTÉS *et al.*, 2009, MISKOVIC *et al.*, 2014, RADISAVLJEVIC-GAJIC, 2014), tal que a estimação é feita por meio das saídas do sistema:

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = A\hat{\mathbf{x}} + Bu + F\tilde{\mathbf{y}}, \quad \tilde{\mathbf{y}} = y - \hat{y} \quad (3.35)$$

$$\hat{y} = C\hat{\mathbf{x}}.$$

onde a matriz $F = [f_1 \ f_2]^T$ define a dinâmica do observador. Assim, a partir de (3.34) e (3.35), chega-se a:

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = (A - FC)\hat{\mathbf{x}} + [B \quad F] \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{y} \end{bmatrix} = A_{\text{obs}}\hat{\mathbf{x}} + B_{\text{obs}}\mathbf{u}' \quad (3.36)$$

$$\hat{\mathbf{y}} = C_{\text{obs}}\hat{\mathbf{x}},$$

onde A_{obs} , B_{obs} e C_{obs} são as matrizes do observador:

- $A_{\text{obs}} = \begin{bmatrix} -f_1 & -1/L_f \\ -f_2 + 1/C_f & 0 \end{bmatrix};$
- $B_{\text{obs}} = \begin{bmatrix} 1/L_f & f_1 \\ 0 & f_2 \end{bmatrix};$
- $C_{\text{obs}} = [1 \quad 0].$

O modelo discretizado do observador, utilizando o método de *forward euler* (YARAMASU e WU, 2016), é dado por:

$$\hat{\mathbf{x}}[t + T_s] = A_{\text{obs}_d}\hat{\mathbf{x}}[t] + B_{\text{obs}_d}\mathbf{u}'[t] \quad (3.37)$$

$$\hat{\mathbf{y}}[t] = C_{\text{obs}_d}\hat{\mathbf{x}}[t],$$

onde:

- $A_{\text{obs}_d} = (I + A_{\text{obs}}T_s);$
- $B_{\text{obs}_d} = B_{\text{obs}}T_s;$
- $C_{\text{obs}_d} = C_{\text{obs}}.$

Esse modelo é calculado dentro da malha de controle das correntes CA, de maneira que primeiro é obtido o valor estimado de v_{Cfx} em $(t+ T_s)$ e, em seguida, é calculada a corrente prevista usada no algoritmo MPC.

Por fim, é necessário dimensionar a matriz de ganhos do observador, F , levando em consideração o *trade-off* entre largura de banda e rejeição de ruído (CORTÉS *et al.*, 2009). Uma maneira simples de alocar os ganhos do observador é alocar seus polos no lado esquerdo do plano complexo, de maneira que a dinâmica do observador seja rápida suficiente comparada com a dinâmica de malha aberta do sistema (RADISAVLJEVIC-GAJIC, 2014).

Neste trabalho, a dinâmica do observador é regida por uma equação característica de segunda ordem, dada por:

$$\det[\lambda I - A_{\text{obs}}] = \lambda^2 + \lambda f_1 + \left(\frac{1}{L_f C_f} - \frac{f_2}{L_f} \right) = 0, \quad (3.38)$$

e que pode ser escrita no formato generalizado de equação de segunda ordem como (GOLHARAGHI E. KUO, 2009):

$$\lambda^2 + 2\xi\omega_n\lambda + \omega_n^2 = 0 \quad (3.39)$$

tal que as raízes do polinômio característico são:

$$\lambda_{1,2} = -\xi\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \xi^2}. \quad (3.40)$$

A partir de (3.40) foi feito o projeto do observador baseado nos seguintes parâmetros (GOLHARAGHI E. KUO, 2009, OGATA, 1997): (i) tempo de assentamento, t_{sett} , de 25% do período da frequência fundamental (T_{60}); e (ii) taxa de amortecimento $\xi = 0,9$.

Para a faixa de valores $0 < \xi < 0,9$, e considerando uma faixa de tolerância de $\pm 2\%$ para o tempo de assentamento, pode-se aproximá-lo por 4 vezes a constante de tempo do sistema, τ , de maneira que (OGATA, 1997):

$$t_{sett} = 4\tau = 4 \frac{1}{\xi\omega_n}. \quad (3.41)$$

Substituindo os valores dos parâmetros adotados em (3.40) e (3.41), tem-se que os polos do observador são iguais a $\lambda_{1,2} = -960 \pm j464,95$, ou seja, são do tipo complexo conjugado, com parte real negativa (lado esquerdo do plano complexo).

O cálculo de f_1 e f_2 , cujos valores são mostrados na Tabela 3.2, foi feito utilizando a fórmula de Bhaskara.

Tabela 3.2: Ganhos do observador.

Filtro $L_f C_f$	f_1	f_2
$L_f = 2 \text{ mH}$ e $C_f = 116,98 \text{ } \mu\text{F}$	$0,1920 \times 10^4$	$0,6273 \times 10^4$
$L_f = 2 \text{ mH}$ e $C_f = 140,72 \text{ } \mu\text{F}$	$0,1920 \times 10^4$	$0,4831 \times 10^4$

Por fim, na Figura 3.13 são mostrados os resultados obtidos em simulação para a tensão medida no capacitor e o valor estimado pelo observador para a fase ‘a’ da topologia SS-MMCC completa operando com FHP. Comparando ambas, é possível ver que o observador foi projetado de forma adequada, tal que o valor da tensão de C_f foi corretamente estimado.

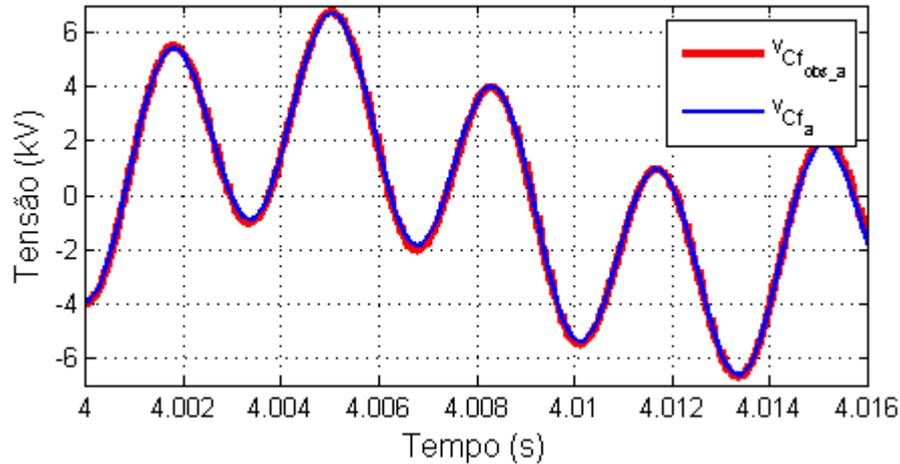


Figura 3.13: Resultado simulado: Tensão medida e estimada pelo observador do capacitor do FPP.

3.3 Conclusões Parciais

Neste capítulo foi apresentada uma breve revisão bibliográfica acerca das estratégias de controle mais usadas para aplicações envolvendo FHP, de forma a determinar as correntes, ou tensões, de compensação. Foi apresentada também uma revisão bibliográfica acerca das estratégias de controle mais utilizadas para MMCC.

Em seguida foram apresentadas as estratégias de controle MPC adotadas neste trabalho para cada uma das topologias propostas, incluindo: controle de corrente CA, de corrente circulante para a DS-MMCC completa e ABTC, todas usando estratégias com estados reduzidos. Para o controle de corrente CA, em especial, foi proposta uma nova função de custo a fim de garantir não somente o controle da corrente, mas também do nível CC de saída do conversor. Além disso, foi discutida a estratégia que determina o conjunto mínimo necessário de teste para o MPC, o qual depende da forma de onda da corrente a ser controlada, e não do número de SMs do conversor, Sendo assim, essa estratégia é bastante promissora para MMCCs com elevado número de SMs, pois permite reduzir o esforço computacional do algoritmo MPC aplicado a eles.

Ainda, foram descritas as estratégias utilizadas para calcular as referências de corrente CA dos filtros, explicando a necessidade de se utilizar filtros *notch* e passa-baixa para evitar interferência nas referências de corrente responsáveis pela queda de tensão nos terminais do FPP na frequência fundamental.

Em seguida, foi apresentada a modelagem proposta para controle da tensão CC do conversor e o dimensionamento dos controladores PI. E, por fim, foi apresentado o

modelo do observador utilizado, bem como seu projeto e resultados que mostram seu correto funcionamento.

Vale ressaltar que para a topologia DS-MMCC reduzida não foram abordadas estratégias de controle das correntes circulantes, nem de controle de equalização das tensões dos capacitores C_1 e C_2 do elo CC. A partir dos resultados apresentados no capítulo seguinte, verificou-se que esses controles não foram necessários para garantir o funcionamento da topologia nos cenários simulados.

No capítulo seguinte são mostrados os resultados de simulação obtidos.

Capítulo 4 Resultados de Simulação

Neste capítulo são abordadas algumas considerações importantes acerca das simulações realizadas, tais como: modelo do sistema e implementação do algoritmo de controle. Em seguida, são apresentados e comentados os resultados obtidos a partir das simulações de cada uma das topologias apresentadas neste trabalho.

4.1 Considerações sobre a simulação

As simulações do circuito de potência foram todas realizadas no ambiente de simulações de circuitos PSIM. O circuito de potência foi todo modelado através de sua interface gráfica, utilizando os blocos já disponíveis no *software*; e considerou-se que os capacitores dos SMs já estavam pré-carregados com a respectiva tensão nominal. Já o algoritmo de controle foi escrito usando o bloco *Simplified C Block*. Nele, é possível escrever diretamente o código C, sem a necessidade de compilação do mesmo, pois o bloco possui um interpretador de C, o qual atua em tempo de execução.

O algoritmo foi estruturado da seguinte forma:

- Medições dos sinais de tensão e corrente, sendo eles:
 - 3 tensões CA do PCC;
 - 2 correntes CA da carga não-linear;
 - 2 correntes CA do FHP;
 - Tensões CC do SM, cuja quantidade depende da estrutura de MMCC utilizada. Para a topologia SS-MMCC reduzida operando como FHP, por exemplo, são 16 tensões CC a serem medidas, vide Figura 4.1.
- Cálculo das referências de corrente de compensação;
- Controle da corrente CA;
- Controle da corrente circulante para a topologia DS-MMCC completa;
- ABTC;
- Definição dos estados das chaves IGBT (saídas do bloco).

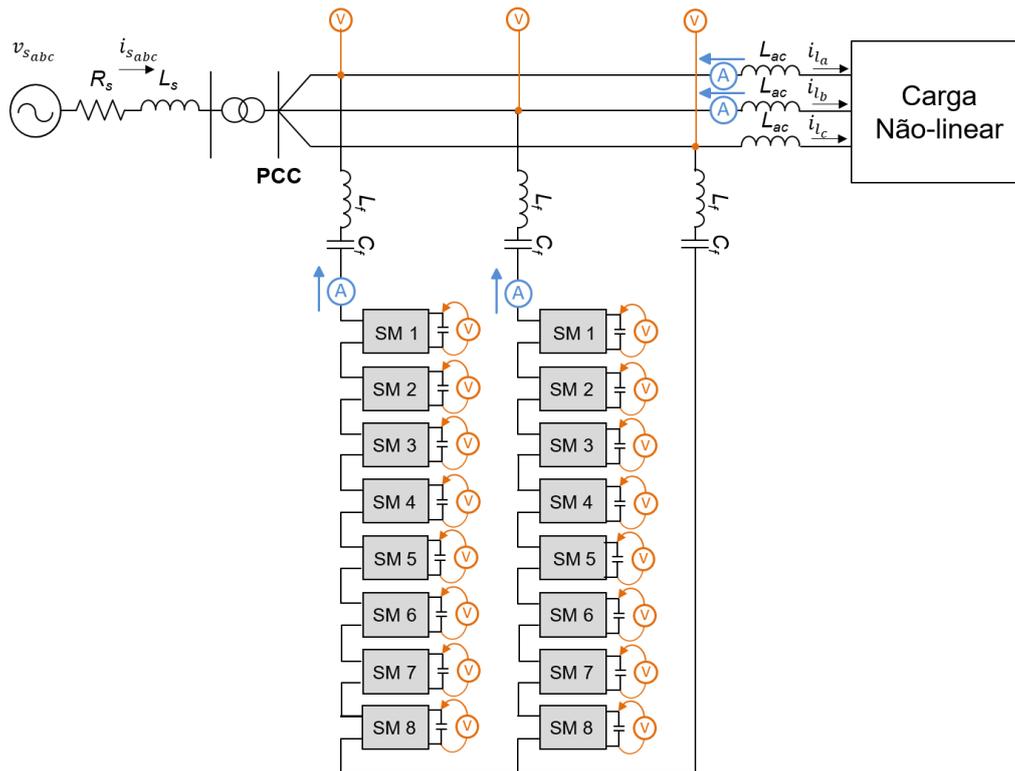


Figura 4.1: Medições necessárias para o controle da topologia SS-MMCC reduzida operando como FHP.

Como não há norma específica para limitação de conteúdo harmônico em sistemas isolados foi utilizada a norma *IEEE Std 519-2014* (IEEE, 2014) como referência. Esta norma apresenta o conceito de TDD (*Total Demand Distortion*), definido como o valor RMS (*Root Mean Square*) do conteúdo harmônico total, considerando componentes até a ordem $n = 50$ e excluindo os inter-harmônicos, expressa em porcentagem da corrente máxima da demanda. Além disso, define que os limites para um sistema com tensão entre 120 V e 69 kV são os apresentados na Tabela 4.1.

Os limites definidos pela norma são para cada harmônico de ordem ímpar, individualmente. Os harmônicos de ordem par devem ser limitados a 25% do limite definido para cada faixa de harmônico ímpar. Ainda, I_{sc} e I_1 são as correntes de curto-circuito máxima no PCC, e a corrente máxima demandada pela(s) carga(s) no PCC (componentes na frequência fundamental do sistema), respectivamente.

Tabela 4.1: Limites de distorção harmônica definidos em (IEEE, 2014).

Distorção máxima da corrente harmônica em percentual de I_1 .						
I_{sc}/I_1	$3 \leq n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n \leq 50$	TDD
$I_{sc}/I_1 < 20$	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
$20 < I_{sc}/I_1 < 50$	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
$50 < I_{sc}/I_1 < 100$	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
$100 < I_{sc}/I_1 < 1000$	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
$I_{sc}/I_1 > 1000$	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

4.2 Modelagem do sistema utilizado para testar as diferentes topologias

Conforme mencionado no Capítulo 2, as topologias foram testadas em um sistema de MT, mas com os FHP conectados na própria MT sem o uso de transformadores.

4.2.1 Média Tensão - FHP

Nas simulações das topologias de FHP foi considerado um sistema típico de uma plataforma FPSO, com 15 MVA de geração em rede MT de 4,16 kV, e uma carga não-linear de 5 MVA, com espectro harmônico correspondente ao de um retificador trifásico não controlado com reatância de linha de 2 a 3%, tal que a amplitude do 5º harmônico corresponde a 40% da fundamental (MERHEJ e NICHOLS, 1992, SHAH, 2013), vide Figura 4.2 e cujos parâmetro são apresentados na Tabela 4.2.

A rede foi modelada pelo seu equivalente Thévenin na frequência fundamental, representado por uma fonte de tensão balanceada e senoidal, e por uma impedância RL em série, e não foram consideradas ressonâncias ou distorções provenientes da rede.

Aqui, não foi usado um modelo completo de retificador a diodos para simular a carga não-linear, para permitir que fossem selecionadas apenas parte das frequências da mesma. No caso base para análise de todas as topologias de FHP propostas foram considerados apenas a fundamental e o 5º harmônico para simplificar as análises. Mas também foi analisado para a topologia SS-MMCC completa o caso em que o FHP atua compensando ambos 5º e 7º harmônico, tal que a amplitude do 7º harmônico corresponde

a 15% da fundamental (MERHEJ e NICHOLS, 1992, SHAH, 2013). Assim, a carga não-linear de 5 MVA foi modelada como um distúrbio de corrente, em que todas as componentes de corrente correspondem às mesmas de um retificador trifásico não-controlado, e foi(foram) habilitada(s) apenas a(s) componente(s) que se deseja(m) analisar (SHAH, 2013). Por fim, os parâmetros específicos de cada topologia de MMCC são apresentados na Tabela 4.3.

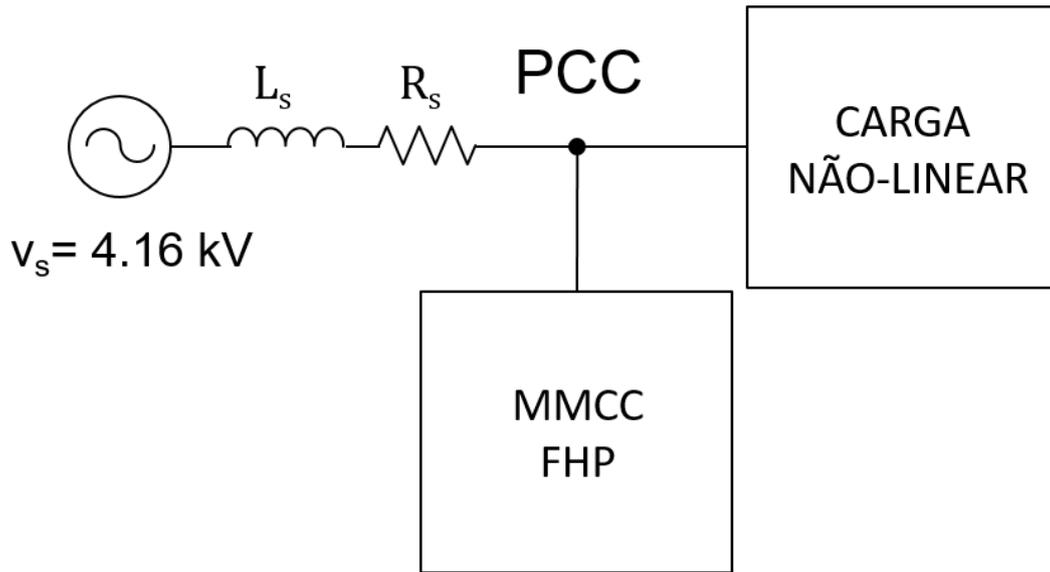


Figura 4.2: Diagrama unifilar do sistema simulado completo.

Tabela 4.2: Parâmetros do sistema comum a todos os FHP.

Parâmetro	Valor
Tensão da rede em média tensão (MT)	4,16 kV
Frequência fundamental da rede (f)	60 Hz
Potência da carga não linear	5 MW
R_s	15 m Ω
L_s	0,4 mH
N_{sm}	8
C_{sm}	90 mF
T_s	50 μ s

Tabela 4.3: Parâmetros específicos de cada topologia de FHP.

SS-MMCC completa	Valor
V_{sm}	150 V
V_{cc}	1,2 kV
L_f	2 mH
C_f	116,98 μ F
Frequência de sintonia do FPP	5,484f ₁ Hz
DS-MMCC completa	Valor
V_{sm}	150 V
V_{cc}	1,2 kV
L_f	2 mH
C_f	116,98 μ F
Frequência de sintonia do FPP	5,484f ₁ Hz
SS-MMCC reduzida	Valor
V_{sm}	45 V
V_{cc}	360 V
L_f	2 mH
C_f	140,72 μ F
Frequência de sintonia do FPP	5f ₁ Hz
DS-MMCC reduzida	Valor
V_{sm}	250 V
V_{cc}	2,0 kV
L_f	2 mH
C_f	116,98 μ F
Frequência de sintonia do FPP	5,484f ₁ Hz
$C_{1,2}$	9 mF

Por fim, na Figura 4.3 são mostradas as formas de onda considerando o cenário base (carga não-linear gerando apenas 5º harmônico): (i) as tensões trifásicas na geração e no PCC, mostrando a distorção da tensão no PCC proveniente da queda de tensão na impedância RL série; (ii) as correntes trifásicas da carga e da rede; (iii) e o espectro harmônico da corrente da carga para a fase ‘a’, todos antes da atuação do FHP, independente da sua topologia, tal que o conteúdo harmônico drenado pela carga é suprido somente pela rede e $i_s = i_r$.

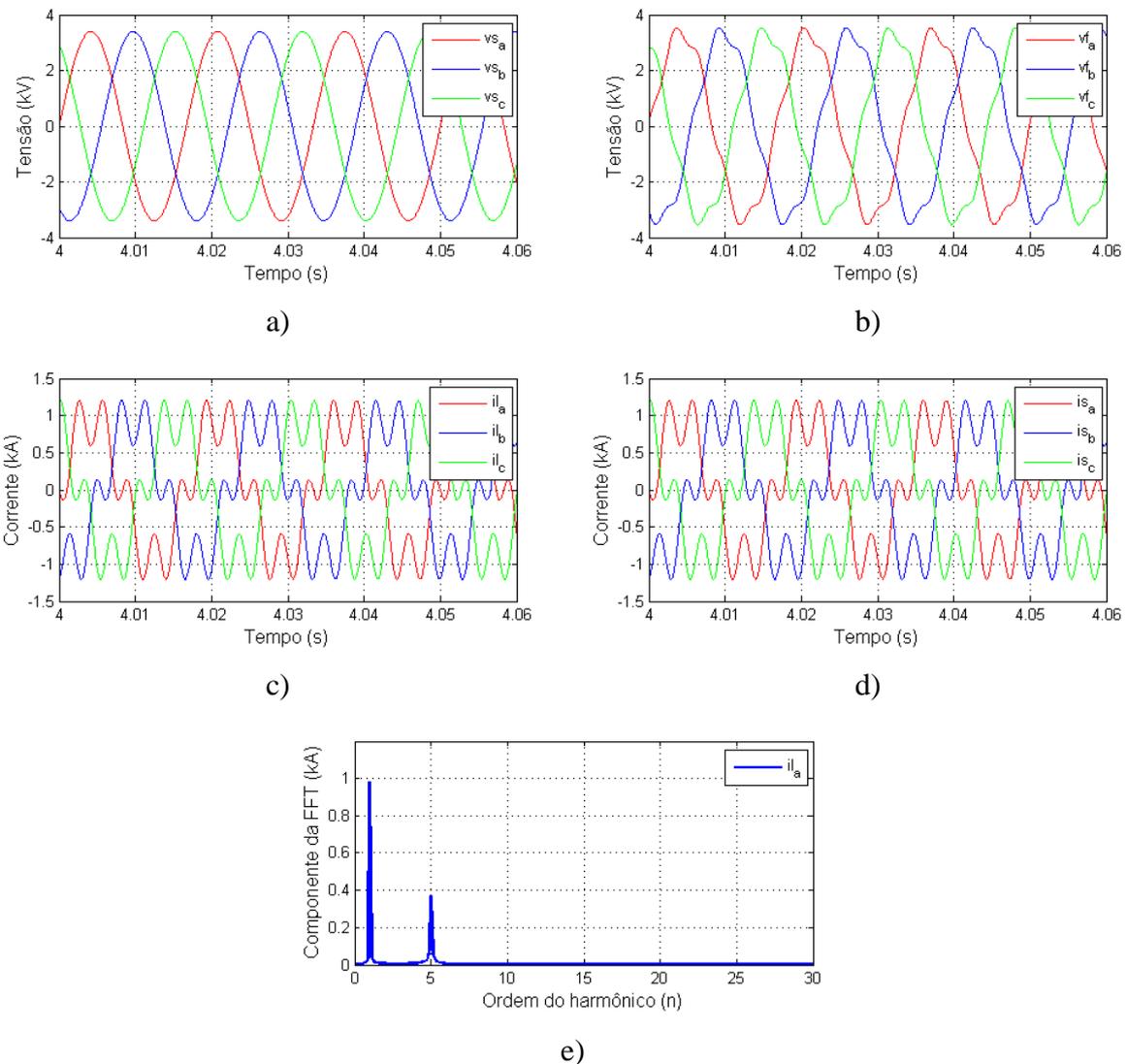


Figura 4.3: Medições antes da atuação dos FHPs: a) tensões trifásicas na geração; b) tensões trifásicas no PCC; c) correntes trifásicas drenadas pela carga; d) correntes trifásicas da rede; e) espectro harmônico da corrente da carga, para a fase ‘a’.

4.3 Resultados

Nesta seção são apresentados e comentados os resultados para cada uma das topologias analisadas neste trabalho, separadamente, nas subseções a seguir.

4.3.1 SS-MMCC completa operando como FHP

Na seção 4.2.1, foram mostradas as medições de tensão e corrente no sistema antes da conexão do FHP, tal que todo o conteúdo harmônico proveniente da carga é absorvido pela geração. Ao conectar o FHP ao sistema, ele deve compensar o espectro harmônico gerado pela carga, de maneira que, idealmente, as correntes na geração sejam senoidais puras.

Na Figura 4.4 são apresentados os seguintes resultados da atuação do FHP: (i) as correntes de referência para a compensação do FHP, juntamente com a corrente sintetizada por ele, para a fase 'a'; (ii) as correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase 'a'; (iii) as correntes trifásicas sintetizadas pelo FHP; (iv) as correntes trifásicas na geração; e (v) o espectro harmônico das correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase 'a'. Assim, a partir dessa Figura 4.4 é possível verificar o correto funcionamento das estratégias de cálculo da corrente de compensação, bem como do controle das correntes sintetizadas pelo FHP.

A partir da Figura 4.4a, as amplitudes das componentes do erro de rastreamento para o controle da corrente foram: (i) $\cong 0,22\%$ para a frequência fundamental (componente responsável pela queda de tensão nos terminais do FPP na frequência fundamental); (ii) $\cong 0,01\%$ para $n = 5$. Pelas Figura 4.4c e Figura 4.4d verifica-se que as três fases estão equilibradas. Ainda, analisando os resultados apresentados na Figura 4.4e é possível verificar que o FHP é capaz de suprir, quase em sua totalidade, a componente harmônica drenada pela carga, tal que a distorção da componente de 5º harmônico da corrente no gerador em percentual de I_1 é de aproximadamente $0,72\%$, respeitando os limites impostos pela norma do IEEE para qualquer uma das faixas de I_{sc}/I_1 .

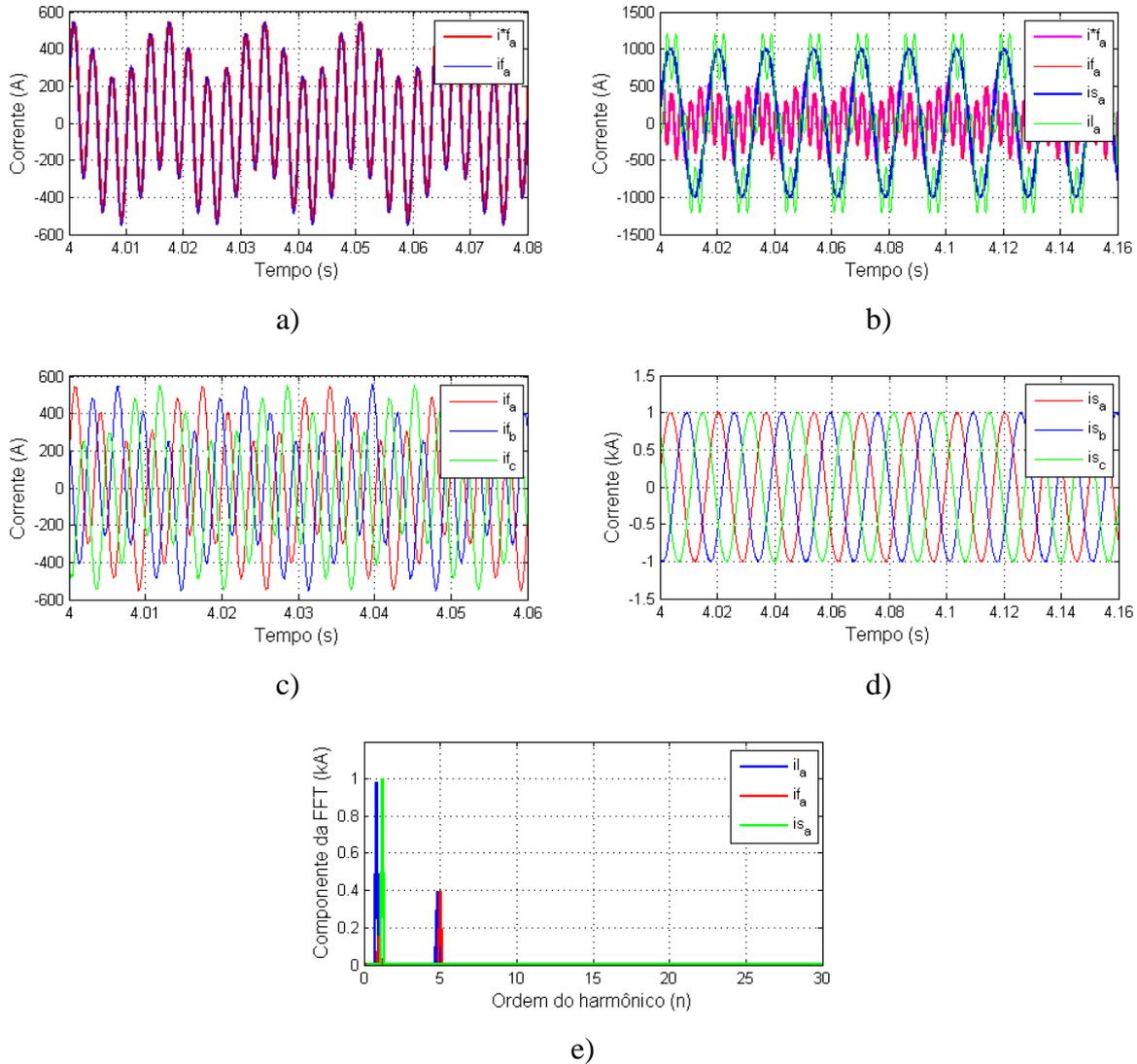


Figura 4.4: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia SS-MMCC completa: a) correntes de referência e do FHP para a fase ‘a’; b) as correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’; c) correntes trifásicas do FHP; d) correntes trifásicas na geração; e) o espectro harmônico das correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’.

Na Figura 4.5 são mostrados: (i) N_{on} em cada fase, que é a própria V_{FAP}/V_{sm} , juntamente com \bar{N}_{on} ; e (ii) as tensões V_F no PCC, juntamente com V_{FPP} e V_{FAP} , para a fase ‘a’. A partir da Figura 4.5a verifica-se que a função de custo g_i , referente ao laço de controle de corrente CA, também está controlando adequadamente \bar{N}_{on} , dado que $\bar{N}_{on}^* = N_{sm}/2$ para topologias SS-MMCC com SM em meia-ponte. Além disso, verifica-se que N_{on} está variando dentro do conjunto de teste do MPC dado por $[0, N_{sm}]$. Na Figura 4.5b é mostrado um zoom no N_{on} para a fase ‘a’, permitindo verificar seu padrão de variação senoidal com predominância da componente de frequência de 5º harmônico, conforme esperado. Além disso, a partir da Figura 4.5c é possível observar a queda de tensão na componente fundamental nos terminais do FPP, e como ela permite a redução da

capacidade nominal do FAP. O nível CC em V_{FAP} é decorrente da própria estrutura do SS-MMCC, cujos SMs são do tipo HB e, portanto, só são capazes de produzir níveis positivos em sua saída. Já o nível CC em V_{FPP} é proveniente do capacitor, o qual bloqueia o nível CC do SS-MMCC.

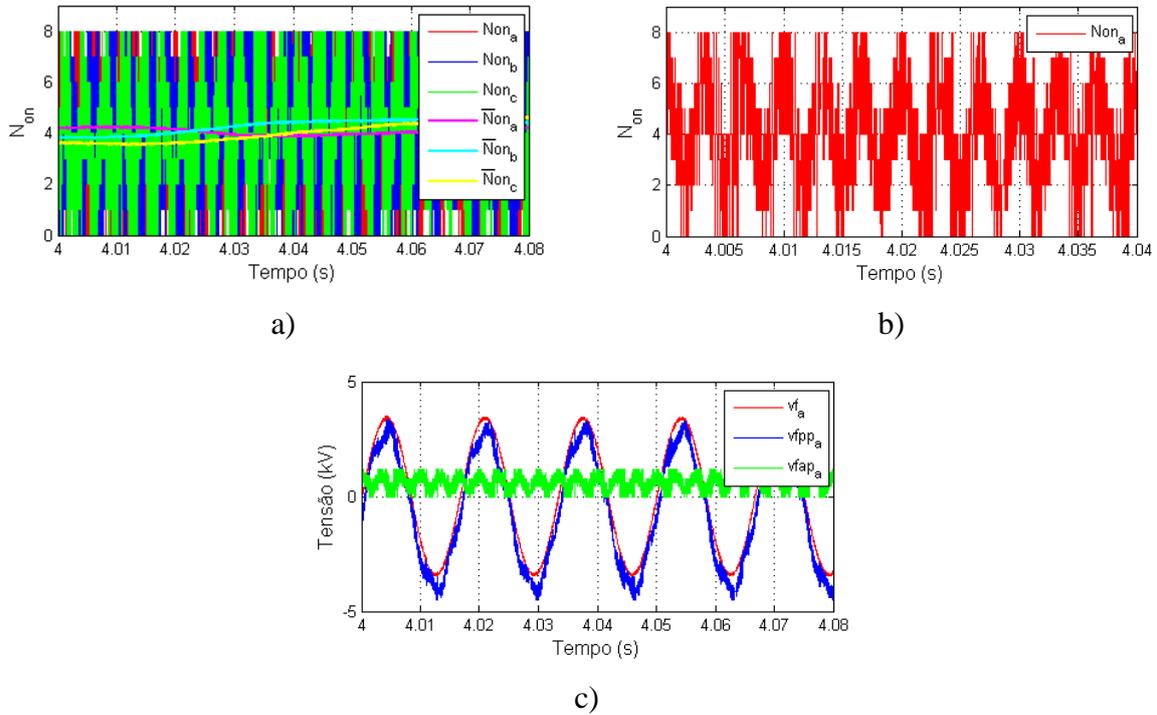


Figura 4.5: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia SS-MMCC completa: a) N_{on} e \bar{N}_{on} para as três fases; b) zoom de N_{on} para a fase ‘a’; c) V_{FAP} , V_{FPP} e V_F para as três fases.

Por fim, na Figura 4.6 são mostradas as tensões dos capacitores, em pu, para cada uma das fases do SS-MMCC, e verifica-se que os capacitores estão balanceados entre si, e regulados em torno do valor nominal após o transitório do controle, o qual termina em 1 s de simulação. Vale destacar que os capacitores já começam a simulação pré-carregados. Ainda, o *ripple* medido ficou dentro da faixa de 5% do valor nominal, respeitando o limite para o qual as capacitâncias foram calculadas, vide subseção 2.3.1.2. Assim, os resultados apresentados na Figura 4.6 comprovam a eficácia das estratégias de ABTC e de regulação das tensões dos capacitores, bem como o correto dimensionamento dos PIs, todos apresentados no Capítulo 3.

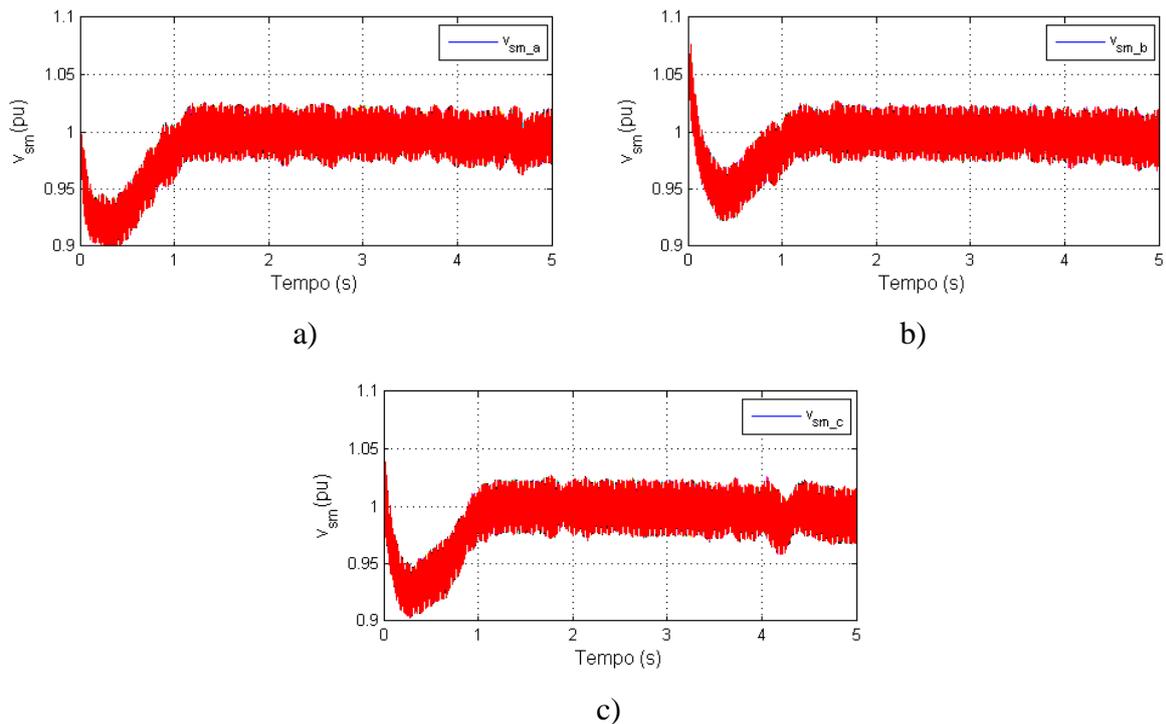


Figura 4.6: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia SS-MMCC completa: tensões nos capacitores dos SMs das fases: a) 'a'; b) 'b' ; c) 'c'.

4.3.2 DS-MMCC completa operando como FHP

Nesta subseção é feita análise da topologia DS-MMCC completa operando como FHP, responsável por compensar o conteúdo harmônico de corrente gerado pela carga não-linear.

Na Figura 4.7 são apresentadas as seguintes formas de onda resultantes da ação do FHP em questão: (i) as correntes de referência para a compensação do FHP, juntamente com a corrente sintetizada por ele, para a fase 'a'; (ii) as correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase 'a'; (iii) as correntes trifásicas sintetizadas pelo FHP; (iv) as correntes trifásicas na geração; e (v) o espectro harmônico das correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase 'a'. Assim, a partir dessa Figura 4.7 é possível verificar o correto funcionamento das estratégias de cálculo da corrente de compensação, bem como do controle das correntes sintetizadas pelo FHP.

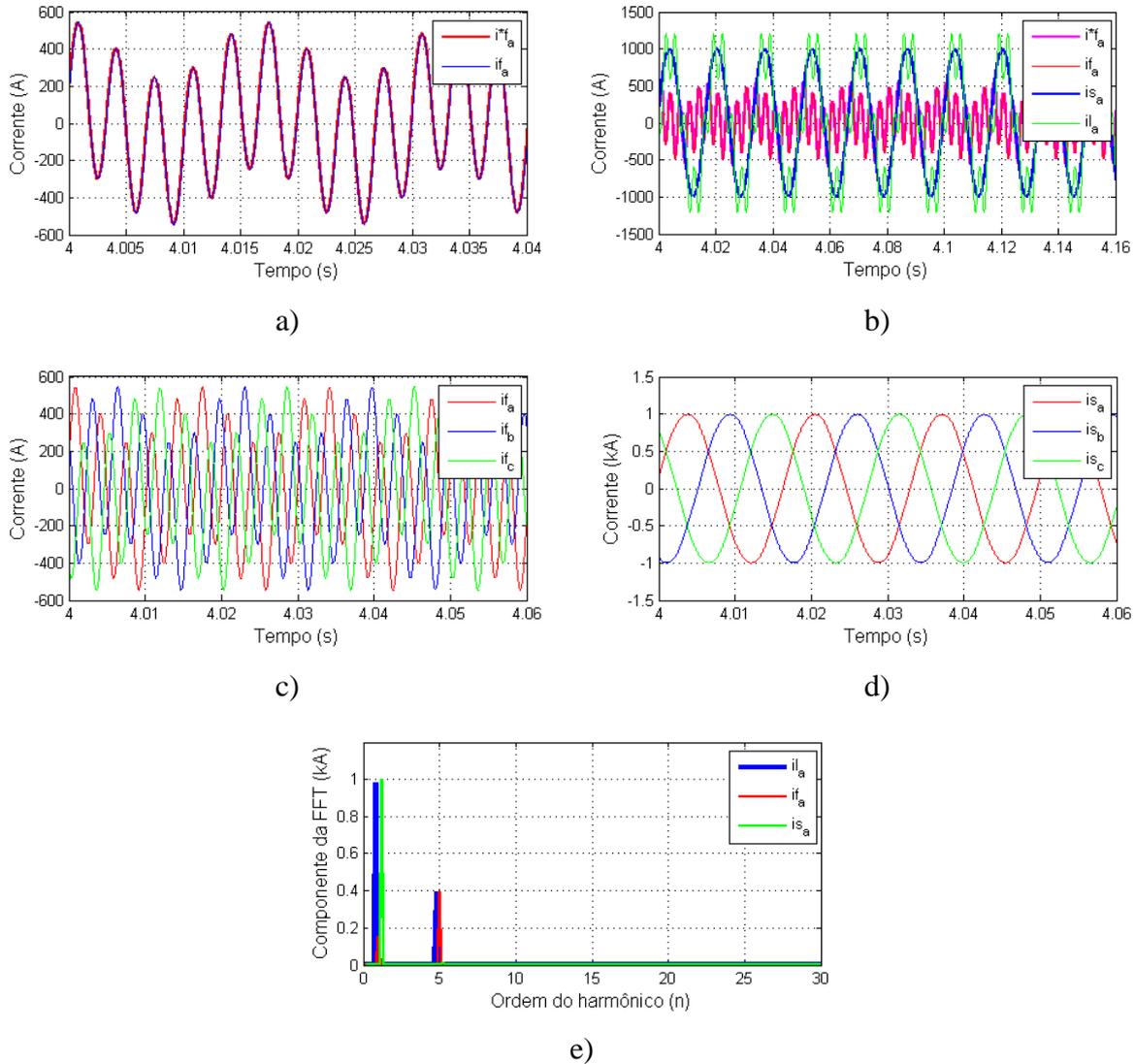


Figura 4.7: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia DS-MMCC completa: a) correntes de referência e do FHP para a fase ‘a’; b) as correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’; c) correntes trifásicas do FHP; d) correntes trifásicas na geração; e) o espectro harmônico das correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’.

A partir da Figura 4.7a, as amplitudes das componentes do erro de rastreamento para o controle da corrente foram: (i) $\cong 1\%$ para a frequência fundamental (componente responsável pela queda de tensão nos terminais do FPP na frequência fundamental); (ii) $\cong 0,07\%$ para $n = 5$. . Pelas Figura 4.7c e Figura 4.7d verifica-se que as três fases estão equilibradas. Ainda, analisando os resultados apresentados na Figura 4.7e é possível verificar que o FHP é capaz de suprir, quase em sua totalidade, a componente harmônica drenada pela carga, tal que a distorção da componente de 5º harmônico da corrente no gerador em percentual de I_1 é de aproximadamente 1,02%, respeitando os limites impostos pela norma do IEEE, para qualquer uma das faixas de I_{sc}/I_1 .

Na Figura 4.8 são mostrados: (i) N_{on} em cada fase juntamente com \bar{N}_{on} ; e (ii) as tensões V_F no PCC, juntamente com V_{FPP} e V_{FAP} , para a fase ‘a’. A partir da Figura 4.8a verifica-se o que a função de custo g_i também está controlando adequadamente \bar{N}_{on} , dado que $\bar{N}_{on}^* = 0$ para topologias DS-MMCC, de maneira que não há nível CC na saída do FAP e, portanto, também não aparece nível CC em V_{FPP} . Além disso, verifica-se que N_{on} está variando dentro do conjunto de teste do MPC dado por $[-N_{sm}/2, N_{sm}/2]$. Na Figura 4.8b é mostrado um zoom no N_{on} para a fase ‘a’, permitindo verificar seu padrão de variação senoidal com predominância da componente de frequência de 5º harmônico, conforme esperado. Além disso, a partir da Figura 4.8c é possível observar a queda de tensão na componente fundamental nos terminais do FPP, e como ela permite a redução da capacidade nominal do FAP.

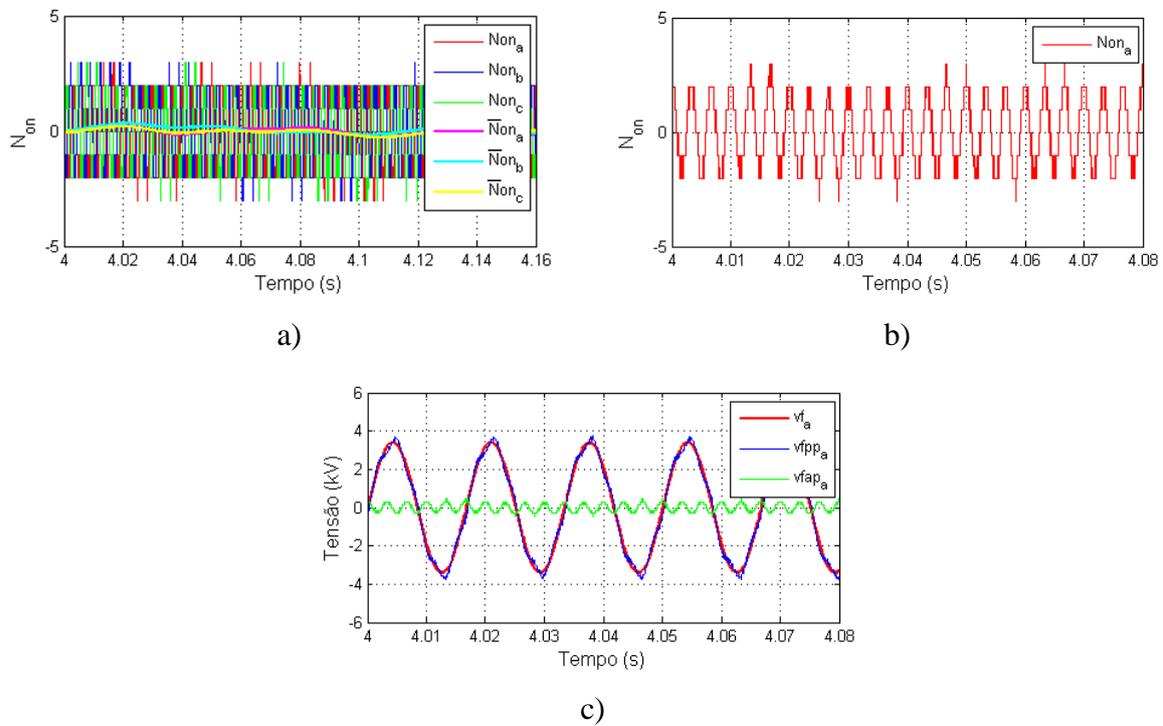


Figura 4.8: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia DS-MMCC completa: a) N_{on} e \bar{N}_{on} para as três fases; b) zoom de N_{on} para a fase ‘a’; c) V_{FAP} , V_{FPP} e V_F para a fase ‘a’.

Na Figura 4.9 são mostradas as tensões dos capacitores para cada um dos SMs das fases do DS-MMCC, e verifica-se que os capacitores estão balanceados e regulados em torno do valor nominal. O *ripple* medido ficou aproximadamente na faixa de 2,5% do valor nominal, respeitando o limite para o qual as capacitâncias foram calculadas, vide subseção 2.3.2.2. Assim, os resultados apresentados na Figura 4.9 comprovam a eficácia

das estratégias de ABTC e de regulação das tensões dos capacitores, bem como o correto dimensionamento dos PIs, todos apresentados no Capítulo 3.

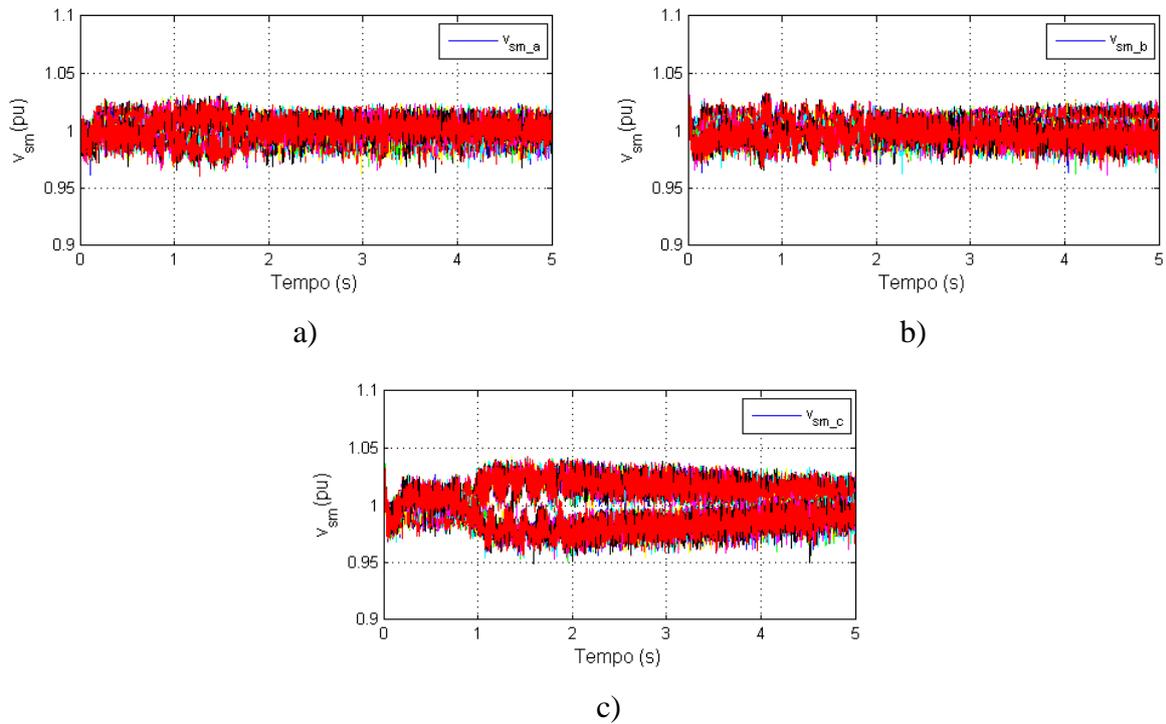


Figura 4.9: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia DS-MMCC completa: tensões nos capacitores dos SMs das fases: a) ‘a’; b) ‘b’; c) ‘c’; d) tensão no capacitor do elo CC.

Por fim, na Figura 4.10 são mostradas as componentes de corrente circulante, minimizadas pelo algoritmo de controle descrito no Capítulo 3.

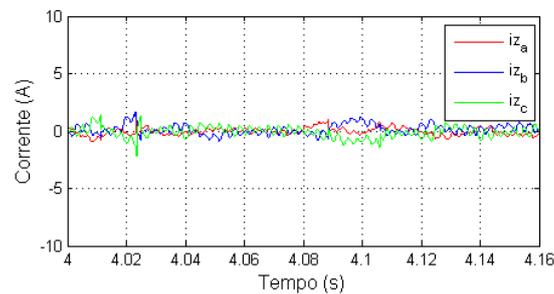


Figura 4.10 Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia SS-MMCC completa: correntes circulantes minimizadas.

4.3.3 SS-MMCC reduzida operando como FHP

Nesta subseção é apresentada a avaliação do desempenho da topologia SS-MMCC reduzida operando como FHP, o qual também irá fornecer o conteúdo harmônico

consumido pela carga, de maneira que as correntes na geração sejam idealmente senoidais puras.

Conforme mostrado na seção 2.3.3.2, para operação da SS-MMCC reduzida com seu FPP dimensionado da mesma forma que para as demais topologias ($h_{FPP} = 5,484 \cdot f_1$), seria necessária uma tensão CC de 3,6 kV, a qual é três vezes maior que a necessária para a operação da SS-MMCC completa. Como alternativa para redução da capacidade nominal do MMCC, foi apresentado também na seção 2.3.3.2 o dimensionamento com o FAP compensando na mesma frequência que o FPP, sendo este sintonizado no 5º harmônico. Para fins de comparação com as demais topologias analisadas, aqui são apresentados os resultados da segunda forma de dimensionamento, a qual foi considerada mais viável para este modo de operação. Enquanto os resultados referentes à primeira forma de dimensionamento são mostrados no Apêndice C.

Na Figura 4.11 são apresentadas as seguintes formas de onda resultantes da ação do FHP em questão: (i) as correntes de referência para a compensação do FHP, juntamente com a corrente sintetizada por ele, para ambas as fases 'a' e 'b'; (ii) as correntes da carga, do FHP e na rede, para as fases 'a' e 'b'; (iii) as correntes trifásicas sintetizadas pelo FHP e (iv) as correntes trifásicas na geração, mostrando que o sistema trifásico está equilibrado; e (v) o espectro harmônico das correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase 'a'. Assim, a partir dessa Figura 4.11 é possível verificar o correto funcionamento das estratégias de cálculo da corrente de compensação, bem como do controle das correntes sintetizadas pelo FHP.

A partir da Figura 4.11a, as amplitudes das componentes do erro de rastreamento para o controle da corrente foram: (i) $\cong 0,8\%$ para a frequência fundamental (componente responsável pela queda de tensão nos terminais do FPP na frequência fundamental); (ii) $\cong 0,13\%$ para $n = 5$. Pelas Figura 4.4c e Figura 4.4d verifica-se que as três fases estão equilibradas. Ainda, analisando os resultados apresentados na Figura 4.11e é possível verificar que o FHP é capaz de suprir, quase em sua totalidade, a componente harmônica drenada pela carga, tal que a distorção da componente de 5º harmônico da corrente na rede em percentual de I_1 é da ordem de 1%, respeitando os limites impostos pela norma do IEEE, para qualquer uma das faixas de I_{sc}/I_1 .

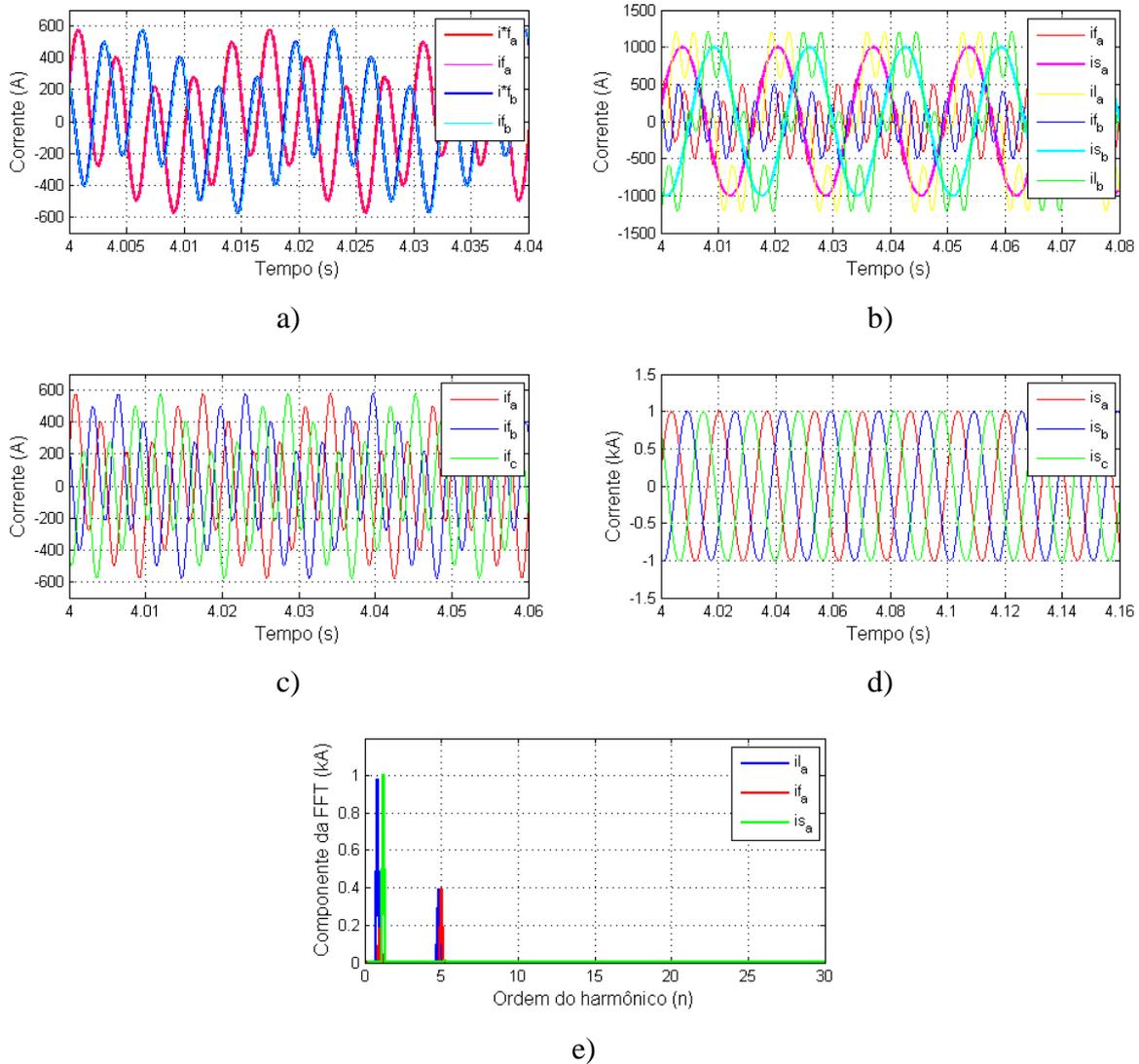


Figura 4.11: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia SS-MMCC reduzida: a) correntes de referência e do FHP para as fases ‘a’ e ‘b’; b) as correntes da carga, do FHP e na geração, para as fases ‘a’ e ‘b’; c) correntes trifásicas do FHP; d) correntes trifásicas na geração; e) o espectro harmônico das correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’.

Na Figura 4.12 são mostrados: (i) N_{on} em cada perna do SS-MMCC reduzido juntamente com \bar{N}_{on} ; e (ii) as tensões V_F no PCC, juntamente com V_{FPP} e V_{FAP} , para as fases ‘a’ e ‘b’. A partir da Figura 4.12a verifica-se que a função de custo g_i também está controlando adequadamente \bar{N}_{on} , dado que $\bar{N}_{on}^* = N_{sm}/2$ para topologias SS-MMCC com SM em meia-ponte. Além disso, verifica-se que N_{on} está variando dentro do conjunto de teste do MPC dado por $[0, N_{sm}]$. Ainda, vale ressaltar que apesar de no regime permanente o algoritmo MPC não utilizar todos os níveis de tensão disponíveis, o que indica uma operação ‘menos estressante’ que a da topologia SS-MMCC completa, no transitório inicial todos os níveis são necessários.

Além disso, a partir da Figura 4.12 é possível observar a queda de tensão na componente fundamental nos terminais do FPP, e como ela permite a redução da capacidade nominal do FAP. O nível CC em V_{FAP} é decorrente da própria estrutura do SS-MMCC devido aos SMs do tipo HB. Já o nível CC em V_{FPP} é proveniente do capacitor, o qual bloqueia os níveis CC do SS-MMCC.

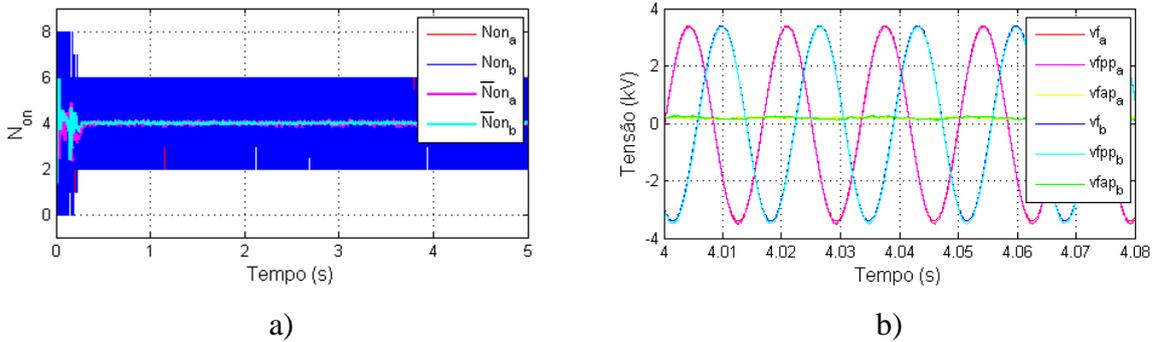


Figura 4.12: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia SS-MMCC reduzida: a) N_{on} e \bar{N}_{on} para as fases 'a' e 'b'; b) V_{FAP} , V_{FPP} e V_F para as fases 'a' e 'b'.

Na Figura 4.13 são mostradas as tensões dos capacitores, em pu, para cada uma das fases do SS-MMCC reduzido, em que se verifica que os capacitores estão balanceados e regulados em torno do valor nominal. O *ripple* medido ficou aproximadamente dentro da faixa de 18% do valor nominal, dentro dos limites previstos calculados na subseção 2.3.3.2. Por fim, os resultados apresentados na Figura 4.13 comprovam a eficácia das estratégias de ABTC e de regulação das tensões dos capacitores, bem como o correto dimensionamento dos PIs, todos apresentados no Capítulo 3.

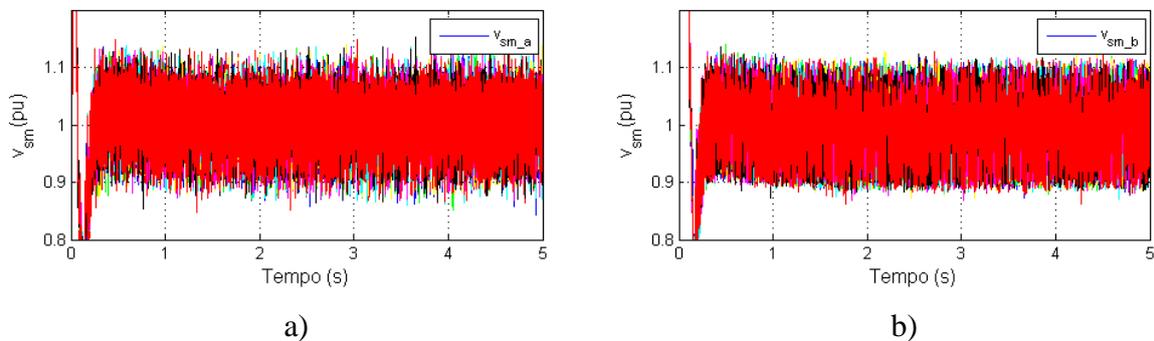


Figura 4.13: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia SS-MMCC reduzida: tensões nos capacitores dos SMs das fases: a) 'a'; b) 'b'.

4.3.4 DS-MMCC reduzida operando como FHP

Nesta subseção é feita análise da topologia DS-MMCC reduzida operando como FHP, responsável por compensar o conteúdo harmônico consumido pela carga não-linear.

Na Figura 4.14 são apresentadas as seguintes formas de onda resultantes da ação do FHP em questão: (i) as correntes de referência para a compensação do FHP, juntamente com a corrente sintetizada por ele, para ambas as fases ‘a’ e ‘b’; (ii) as correntes da carga, do FHP e na geração, para as fases ‘a’ e ‘b’; (iii) as correntes trifásicas sintetizadas pelo FHP; (iv) as correntes trifásicas na geração; e (v) o espectro harmônico das correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’.

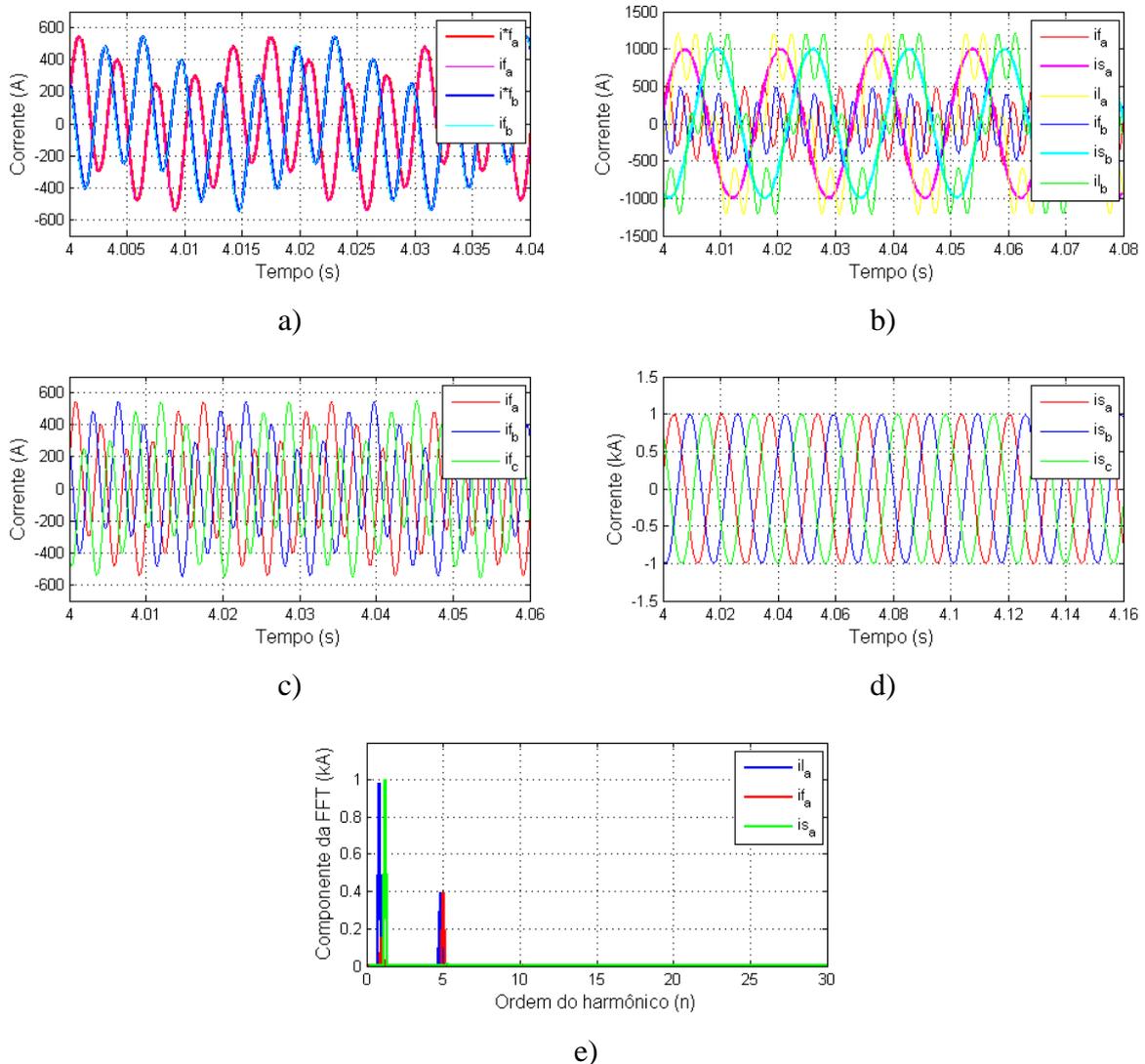


Figura 4.14: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia DS-MMCC reduzida: a) correntes de referência e do FHP para as fases ‘a’ e ‘b’; b) as correntes da carga, do FHP e na geração, para as fases ‘a’ e ‘b’; c) correntes trifásicas do FHP; d) correntes trifásicas na geração; e) o espectro harmônico das correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’.

Assim, a partir dessa Figura 4.14 é possível verificar o correto funcionamento das estratégias de cálculo da corrente de compensação, bem como do controle das correntes sintetizadas pelo FHP.

Analisando a Figura 4.14a, as amplitudes das componentes do erro de rastreamento para o controle da corrente foram: (i) $\cong 0,84\%$ para a frequência fundamental (componente responsável pela queda de tensão nos terminais do FPP na frequência fundamental); (ii) $\cong 0,05\%$ para $n = 5$. Pelas Figura 4.14c e Figura 4.14d verifica-se que as três fases estão equilibradas. Ainda, analisando os resultados apresentados na Figura 4.14e é possível verificar que o FHP é capaz de suprir, quase em sua totalidade, a componente harmônica drenada pela carga, tal que a distorção da componente de 5° harmônico da corrente no gerador em percentual de I_1 é de aproximadamente 1%, respeitando os limites impostos pela norma do IEEE, para qualquer uma das faixas de I_{sc}/I_1 .

Na Figura 4.15 são mostrados: (i) N_{on} em cada fase; (ii) as tensões V_F no PCC, juntamente com V_{FAP} , para as fases ‘a’ e ‘b’; e (iii) as tensões nos capacitores do elo CC: C_1 e C_2 . A partir da Figura 4.15a verifica-se que N_{on} está variando dentro do conjunto de teste do MPC dado por $[-N_{sm}/2, N_{sm}/2]$. Além disso, verifica-se que. A partir da Figura 4.15b é possível observar a redução da capacidade nominal do FAP comparada com a tensão do PCC, e que a função de custo g_i também está controlando adequadamente \bar{N}_{on} , dado que $\bar{N}_{on}^* = 0$ para topologias DS-MMCC. Por fim, a partir da Figura 4.15c verifica-se que as tensões de C_1 e C_2 estão corretamente reguladas em torno de seus valores nominais, e com *ripple* medido dentro da faixa de 10 % considerada no cálculo das capacitâncias.

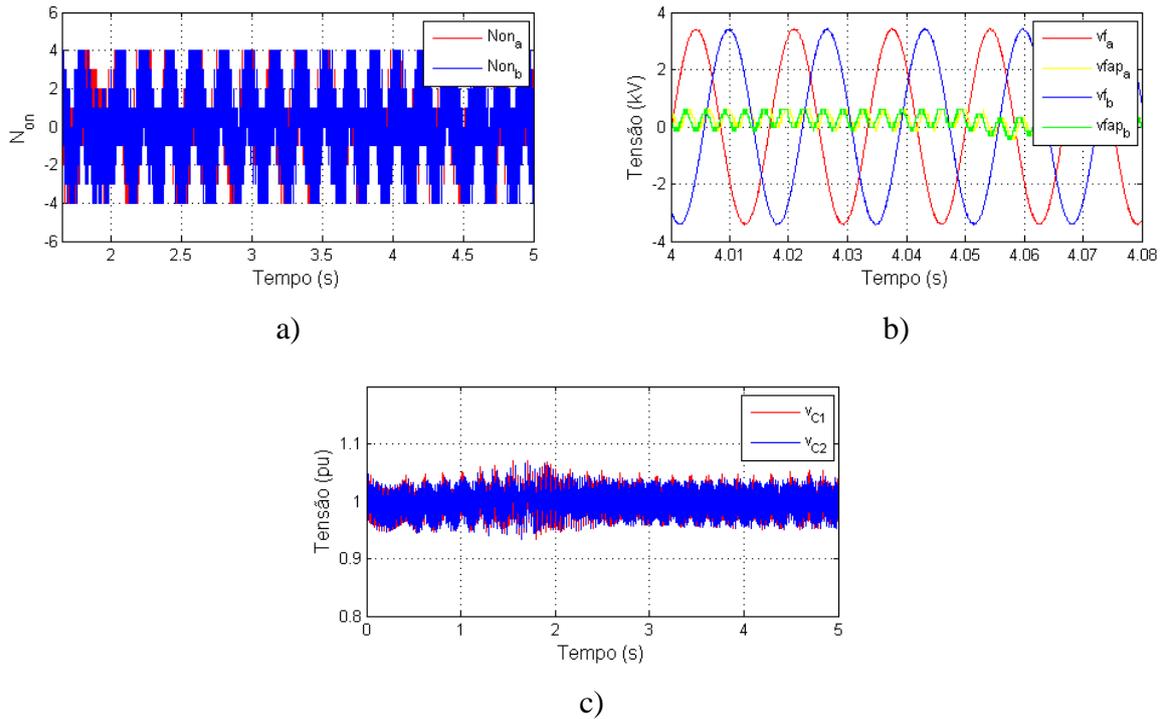


Figura 4.15: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia DS-MMCC reduzida: a) N_{on} as fases 'a' e 'b'; b) V_{FAP} e V_F para as fases 'a' e 'b'; c) v_{c1} e v_{c2} .

Na Figura 4.16 são mostradas as tensões dos capacitores para cada um dos SMs das fases do DS-MMCC, e verifica-se que os capacitores estão balanceados e regulados em torno do valor nominal. O *ripple* medido ficou aproximadamente na faixa de 3% do valor nominal, respeitando o limite para o qual as capacitâncias foram calculadas. Assim, os resultados apresentados na Figura 4.16 comprovam a eficácia das estratégias de ABTC e de regulação das tensões dos capacitores, bem como o correto dimensionamento dos PIs, todos apresentados no Capítulo 3.

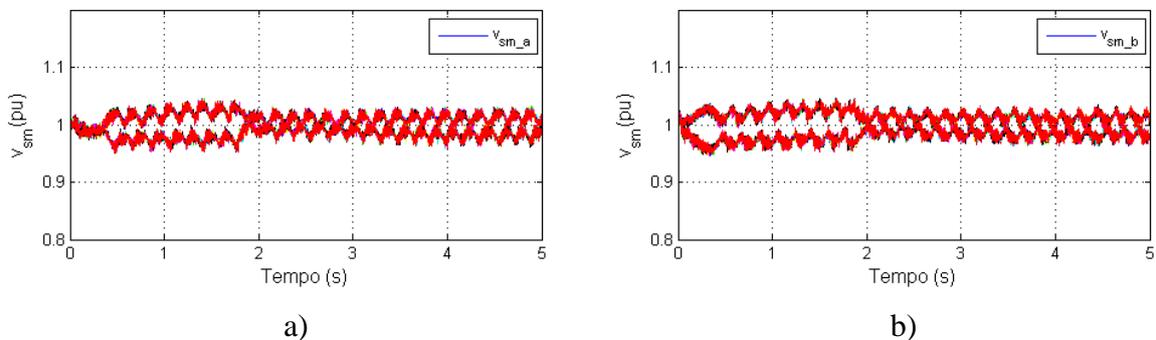


Figura 4.16: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia DS-MMCC reduzida: tensões nos capacitores dos SMs das fases: a) 'a'; e b) 'b'.

Por fim, na Figura 4.17 são mostradas as componentes de corrente circulante, as quais não foram reguladas.

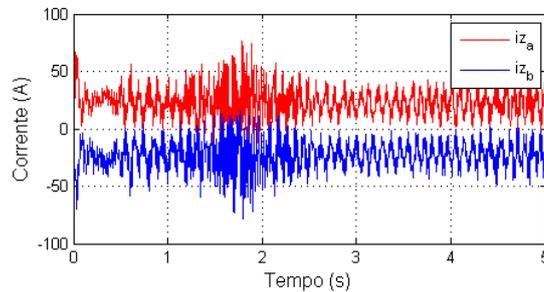


Figura 4.17: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia DS-MMCC reduzida: correntes circulantes (não reguladas).

4.3.5 Cenário de Aplicações do FHP em que FAP limita a corrente do FPP

Uma das funcionalidades/aplicações do FHP mencionadas no Capítulo 1 é a de garantir a limitação da corrente compensada pelo FPP, impedindo que haja sobrecarga no mesmo.

Nesta subseção foi simulado um cenário de simulação em que no instante $t = 1$ s a capacidade de compensação do FHP é reduzida à metade, a fim de analisar o desempenho do algoritmo de controle. A estrutura adotada para exemplificar essa funcionalidade foi a SS-MMCC completa.

A partir das Figura 4.18a e Figura 4.18b é possível verificar o instante em que o controle de redução da capacidade de compensação entra em ação, bem como o correto funcionamento do algoritmo de controle da corrente sintetizada pelo FHP, respectivamente. Na Figura 4.18c são mostradas as correntes na carga, no sistema e sintetizada pelo FHP para $t > 1$ s, tal que é possível observar que a corrente no sistema não é senoidal pura, pois somente metade do conteúdo de 5º harmônico da carga não-linear é compensado. Por fim, na Figura 4.18d é apresentado o espectro harmônico das correntes na carga, no sistema e sintetizada pelo FHP para $t > 1$ s, a partir da qual é possível verificar que metade do conteúdo de 5º harmônico da carga não-linear é compensado pelo FHP, enquanto o restante vai para o sistema.

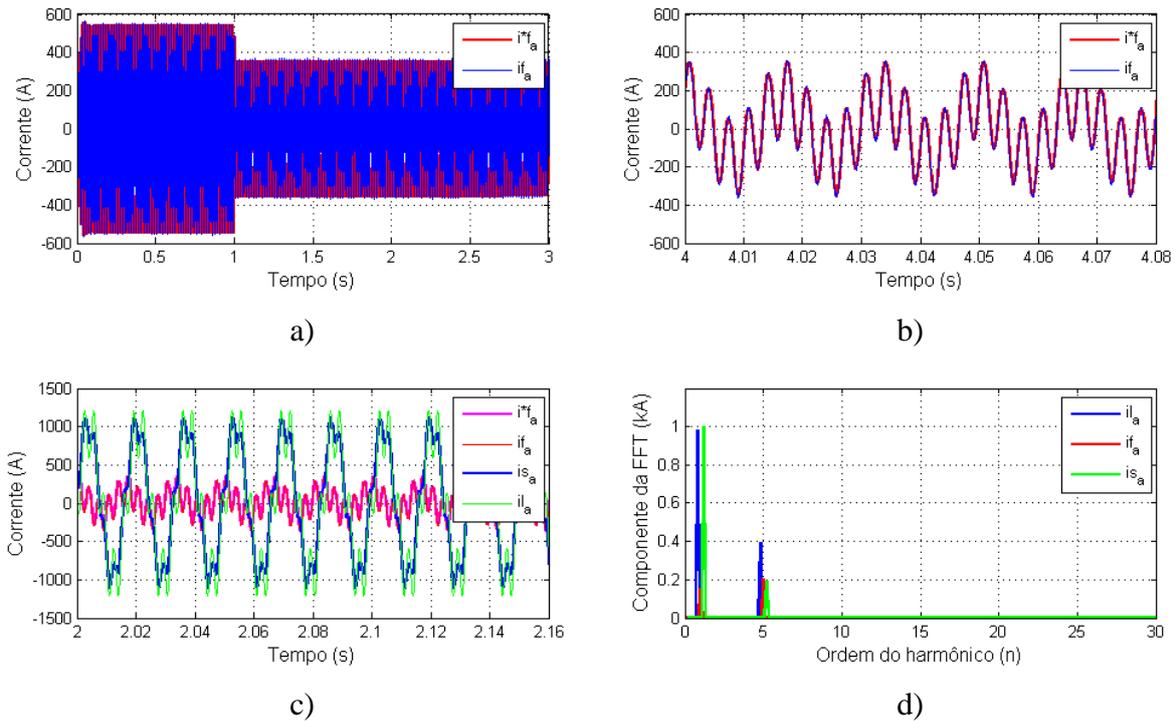


Figura 4.18: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia SS-MMCC completa: a) correntes de referência e do FHP para a fase ‘a’; b) zoom das correntes de referência e do FHP para a fase ‘a’; c) as correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’; d) espectro harmônico das correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’.

4.3.6 Cenário de Aplicações do FHP compensando 5° e 7° harmônicos

Nesta subseção são apresentados os resultados obtidos ao utilizar o FHP para compensação de ambos 5° e 7° harmônicos da carga não-linear, ampliando sua banda de atuação, e a topologia adotada para ilustrar essa operação foi a SS-MMCC completa.

Na Figura 4.19 são apresentados os resultados de simulação obtidos, sendo eles: (a) as correntes de referência para a compensação do FHP, juntamente com a corrente sintetizada por ele, para a fase ‘a’; (b) as correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’; (c) as correntes trifásicas sintetizadas pelo FHP; (d) as correntes trifásicas na geração; (e) o espectro harmônico das correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’. A partir desses resultados é possível observar o correto funcionamento das estratégias de cálculo da corrente de compensação, bem como do controle das correntes sintetizadas pelo FHP.

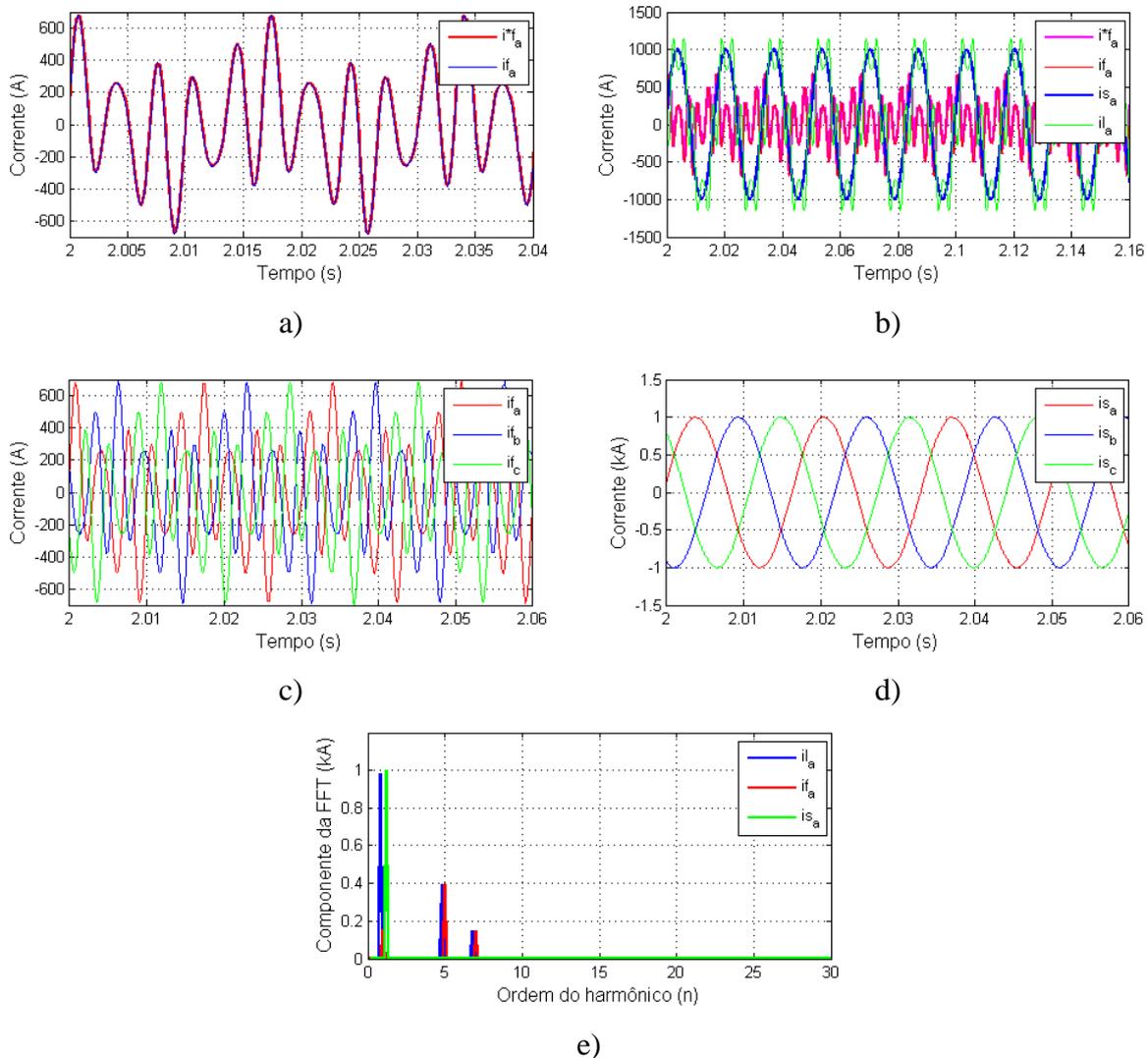


Figura 4.19: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia SS-MMCC completa compensando 5^o e 7^o harmônicos: a) correntes de referência e do FHP para a fase ‘a’; b) as correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’; c) correntes trifásicas do FHP; d) correntes trifásicas na geração; e) o espectro harmônico das correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’.

A partir da Figura 4.19a, as amplitudes das componentes do erro de rastreamento para o controle da corrente foram: (i) $\cong 0,5\%$ para a frequência fundamental (componente responsável pela queda de tensão nos terminais do FPP na frequência fundamental); (ii) $\cong 0,02\%$ para $n = 5$; (iii) $\cong 0,3\%$ para $n = 7$. Pelas Figura 4.19c e Figura 4.19d verifica-se que as três fases estão equilibradas. Ainda, analisando os resultados apresentados na Figura 4.19e é possível verificar que o FHP é capaz de suprir, quase em sua totalidade, a componente harmônica drenada pela carga, tal que a distorção das componentes de 5^o e 7^o harmônicos da corrente no gerador em percentual de I_1 são de 0,7% e 0,5%,

respectivamente, respeitando os limites impostos pela norma do IEEE para qualquer uma das faixas de I_{sc}/I_l .

Na Figura 4.20 são mostrados: (i) N_{on} em cada fase, que é a própria V_{FAP}/V_{sm} , juntamente com \bar{N}_{on} ; e (ii) as tensões V_F no PCC, juntamente com V_{FPP} e V_{FAP} , para a fase ‘a’. A partir da Figura 4.20a verifica-se o que a função de custo g_i , referente ao laço de controle de corrente CA, também está controlando adequadamente \bar{N}_{on} , dado que $\bar{N}_{on}^* = N_{sm}/2$ para topologias SS-MMCC com SM em meia-ponte. Além disso, verifica-se que N_{on} está variando dentro do conjunto de teste do MPC dado por $[0, N_{sm}]$. Além disso, a partir da Figura 4.20b é possível observar a queda de tensão na componente fundamental nos terminais do FPP, e como ela permite a redução da capacidade nominal do FAP.

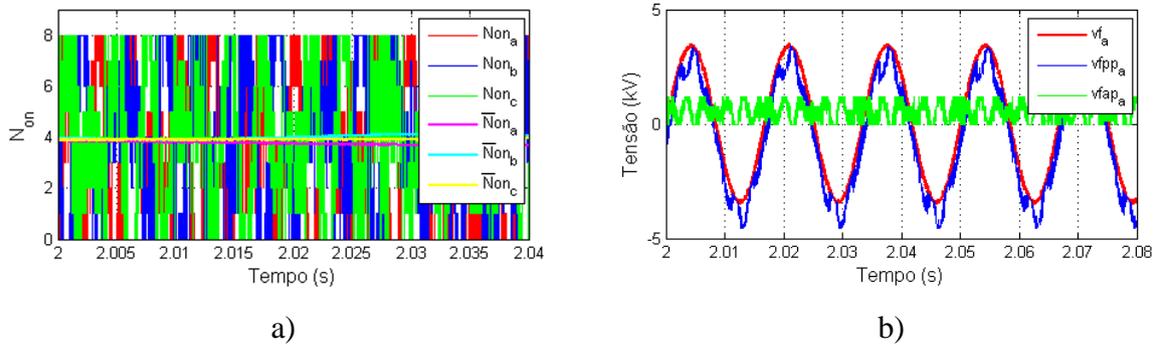


Figura 4.20: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia SS-MMCC completa: a) N_{on} e \bar{N}_{on} para as três fases; b) V_{FAP} , V_{FPP} e V_F para as três fases.

Por fim, na Figura 4.21 são mostradas as tensões dos capacitores, em pu, para cada uma das fases do SS-MMCC, e verifica-se que os capacitores estão balanceados e regulados em torno do valor nominal. Ainda, o *ripple* medido ficou dentro da faixa de 5% do valor nominal, respeitando o limite para o qual as capacitâncias foram calculadas, vide subseção 2.3.1.2.

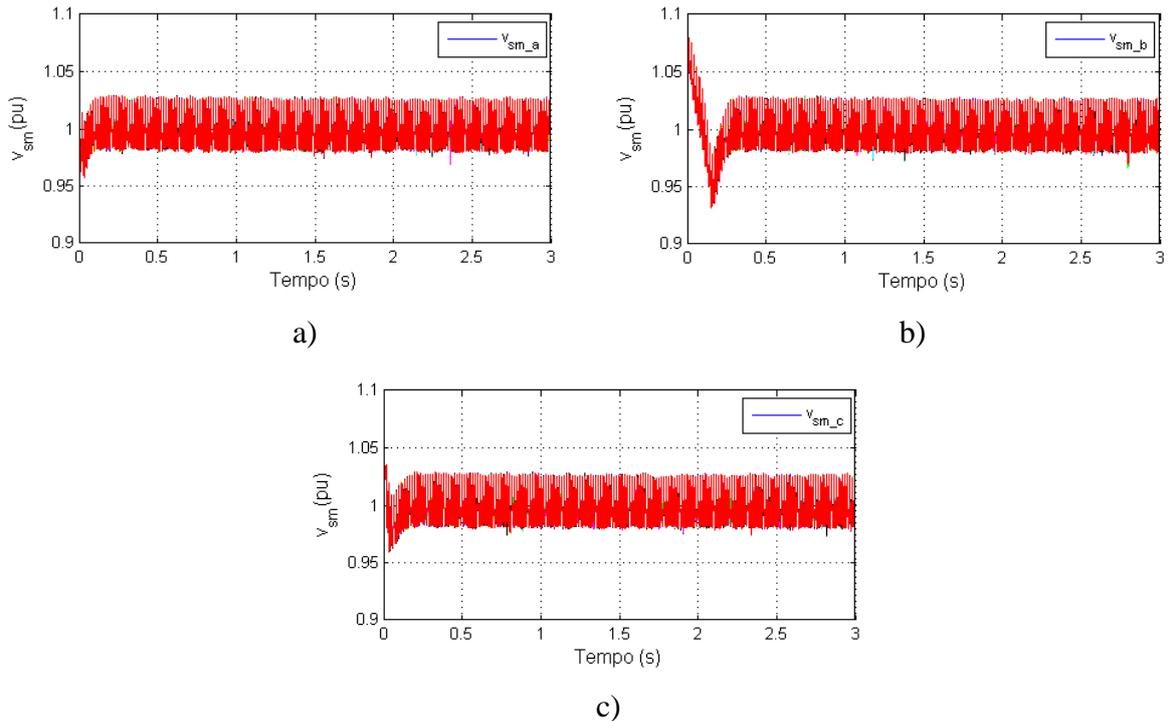


Figura 4.21: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia SS-MMCC completa: tensões nos capacitores dos SMs das fases: a) 'a'; b) 'b' ; c) 'c'.

4.3.7 Controle de corrente CA do FAP com número reduzido de estados ($\Delta N = \pm 1$)

Nesta subseção são apresentados os resultados obtidos ao utilizar o algoritmo de controle de corrente CA do FHP com número de estados reduzido, ou seja, com conjunto de teste considerando apenas 3 estados: $\Delta N = \{-1, 0, +1\}$. Conforme visto na subseção 3.2.1, essa condição é válida para o FHP operando somente com compensação de 5° harmônico da carga não-linear. A topologia adotada para ilustrar o funcionamento dessa redução do esforço computacional do algoritmo foi a SS-MMCC completa.

Na Figura 4.22 são apresentados os seguintes resultados: (a) correntes de referência para a compensação do FHP, juntamente com a corrente sintetizada por ele, para a fase 'a'; (b) as correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase 'a'; (c) as correntes trifásicas sintetizadas pelo FHP; (d) as correntes trifásicas na geração; (e) o espectro harmônico das correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase 'a'. A partir dessas figuras é possível observar o correto funcionamento do algoritmo de controle das correntes sintetizadas pelo FHP.

A partir da Figura 4.22a, as amplitudes das componentes do erro de rastreamento para o controle da corrente foram: (i) $\cong 0,13\%$ para a frequência fundamental (componente responsável pela queda de tensão nos terminais do FPP na frequência fundamental);

(ii) $\cong 0,1\%$ para $n = 5$. Ainda, analisando os resultados apresentados na Figura 4.22e é possível verificar que o FHP é capaz de suprir, quase em sua totalidade, a componente harmônica drenada pela carga.

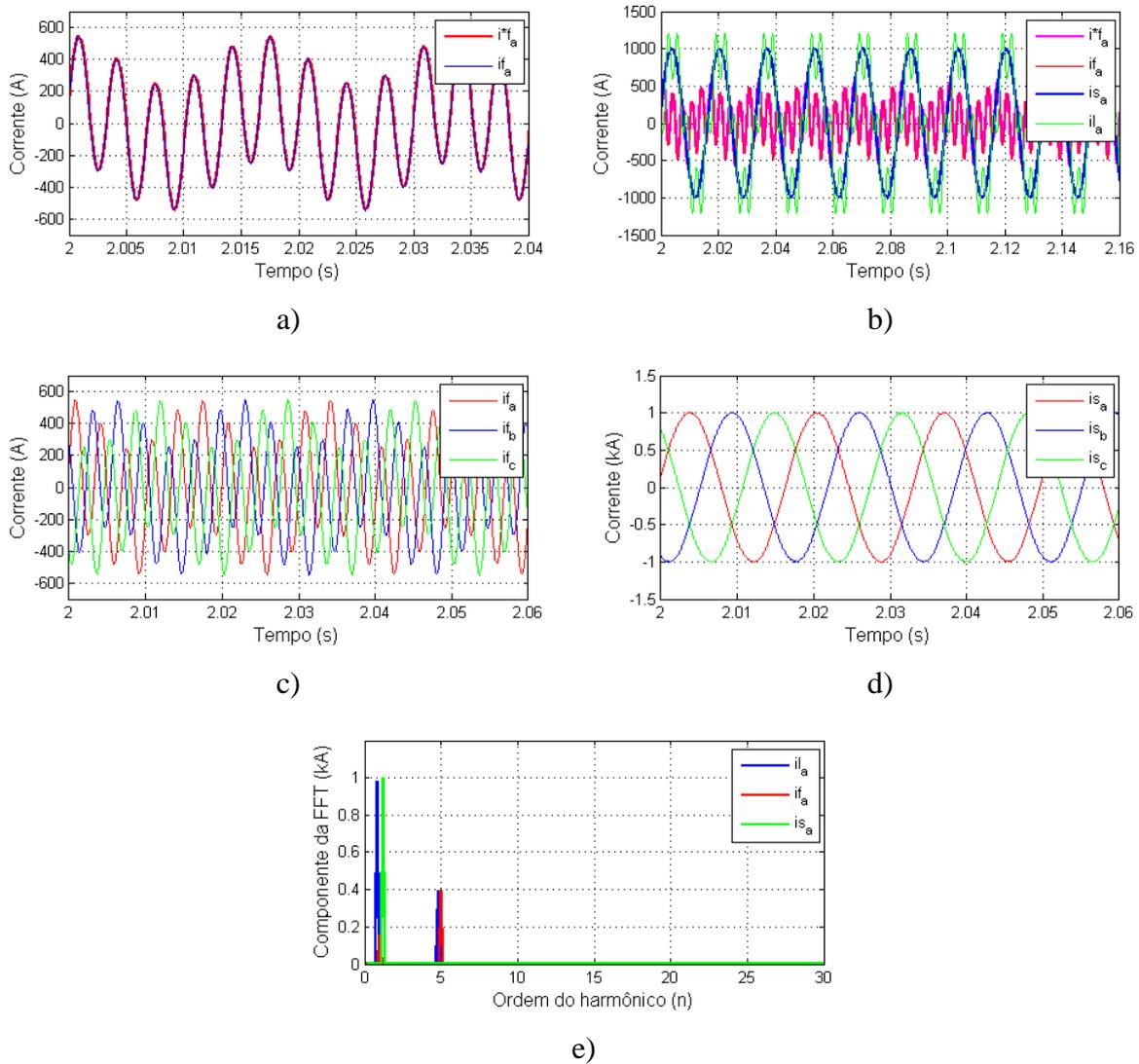


Figura 4.22: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia SS-MMCC completa compensando 5º harmônico: a) correntes de referência e do FHP para a fase ‘a’; b) as correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’; c) correntes trifásicas do FHP; d) correntes trifásicas na geração; e) o espectro harmônico das correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’.

Na Figura 4.23 são mostrados: (a) N_{on} e \bar{N}_{on} para as três fases; (b) zoom em N_{on} para as três fases; e (c) as tensões V_F no PCC, juntamente com V_{FPP} e V_{FAP} , para a fase ‘a’. A partir da Figura 4.23a verifica-se o que a função de custo g_i , referente ao laço de controle de corrente CA, também está controlando adequadamente \bar{N}_{on} , dado que $\bar{N}_{on}^* = N_{sm}/2$ para topologias SS-MMCC com SM em meia-ponte. Além disso, verifica-se que N_{on} está variando dentro do conjunto de teste do MPC dado por $[0, N_{sm}]$. Analisando

Figura 4.23b verifica-se que o conjunto de estados de testes do MPC foi reduzido corretamente a $\Delta N = \pm 1$ ($\Delta N = \{-1, 0, +1\}$), tal que somente um nível pode ser alterado a cada instante de amostragem. Por fim, a partir da Figura 4.23c é possível observar a queda de tensão na componente fundamental nos terminais do FPP, e como ela permite a redução da capacidade nominal do FAP.

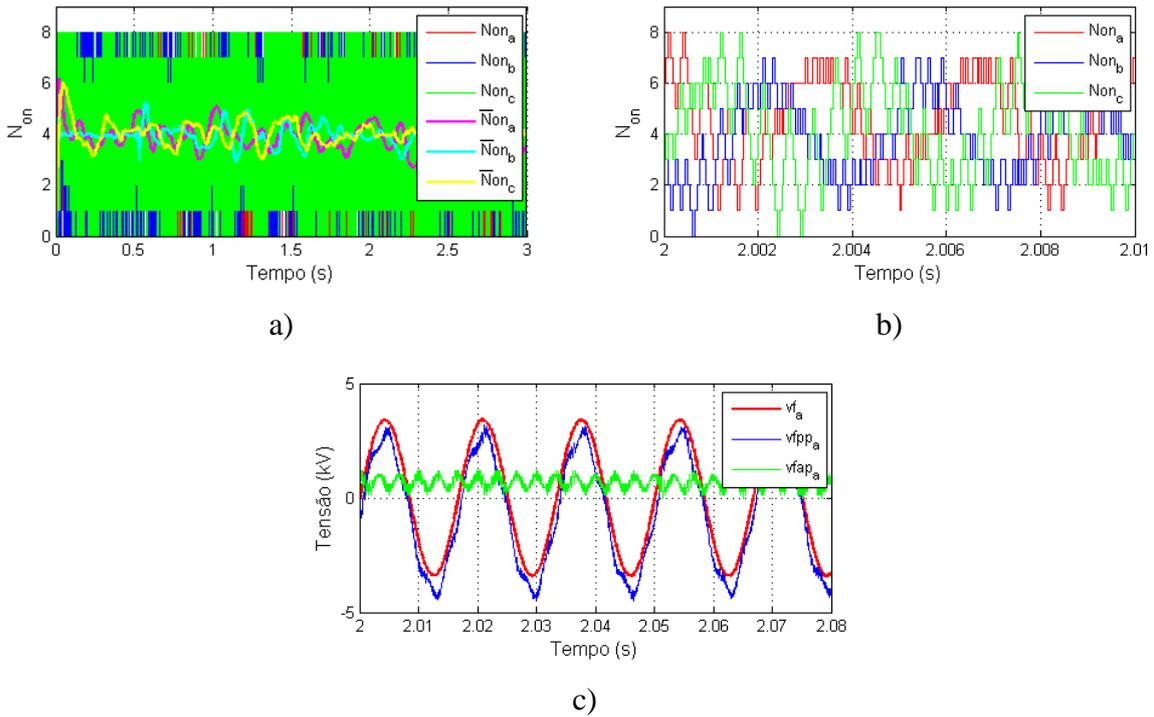


Figura 4.23: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia SS-MMCC completa: a) N_{on} e \bar{N}_{on} para as três fases; b) Zoom em N_{on} para as fases ‘a’, ‘b’, e ‘c’; c) V_{FAP} , V_{FPP} e V_F para as três fases.

Por fim, na Figura 4.24 são mostradas as tensões dos capacitores, em pu, para cada uma das fases do SS-MMCC, e verifica-se que os capacitores estão balanceados e regulados em torno do valor nominal, com *ripple* dentro da faixa de 5% do valor nominal, respeitando o limite para o qual as capacitâncias foram calculadas.

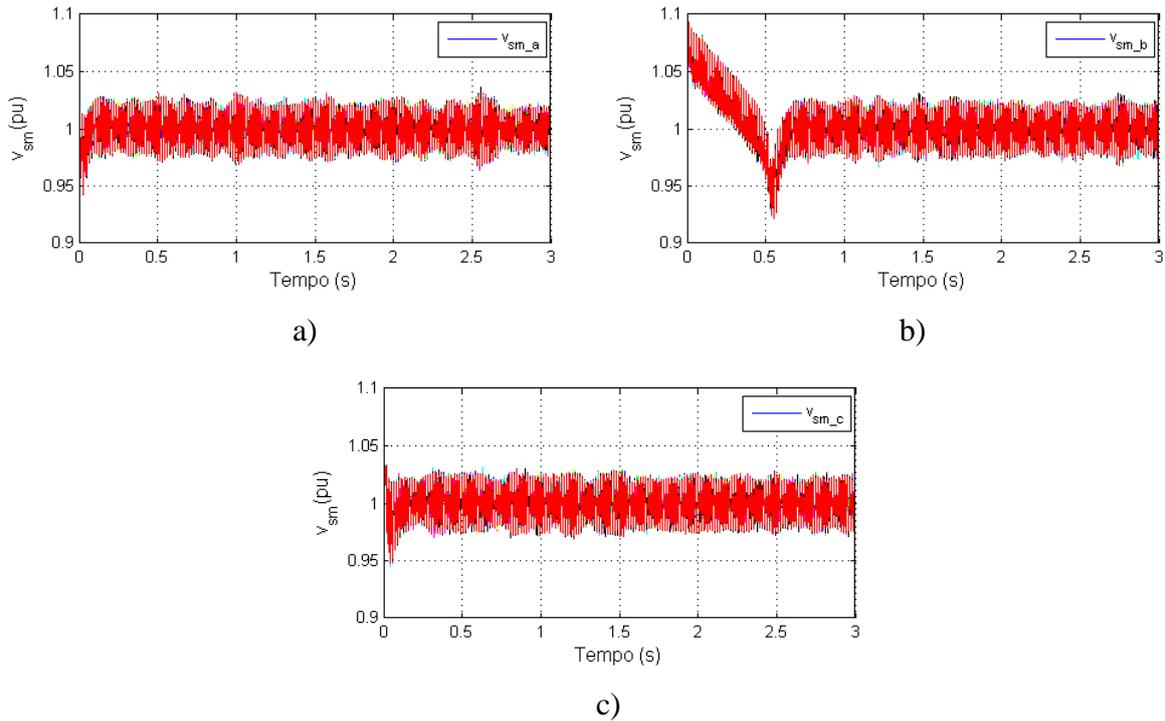


Figura 4.24: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia SS-MMCC completa: tensões nos capacitores dos SMs das fases: a) 'a'; b) 'b'; c) 'c'.

4.4 Comparação entre as Topologias de MMCC

Neste trabalho foram discutidas 4 topologias de MMCC para aplicação como FHP, dentre elas (i) SS-MMCC completa e (ii) DS-MMCC completa são bem conhecidas e as principais topologias exploradas na literatura acerca dos MMCC. As outras duas topologias (iii) SS-MMCC reduzida e (iv) DS-MMCC reduzida foram propostas como parte deste trabalho.

Ambas as topologias reduzidas apresentam a mesma vantagem frente às suas 'versões' completas, um menor número de SMs e, conseqüentemente, menor volume, esforço computacional (relacionado ao ABTC, devido à redução da quantidade de SMs), e custo de implementação da estrutura. No entanto, há algumas vantagens e desvantagens específicas de cada uma delas que são abordadas aqui.

A topologia SS-MMCC reduzida é a que possui menor número de componentes dentre as demais para produzir a mesma quantidade de níveis de saída. No entanto, ela introduz no sistema uma assimetria inerente à sua topologia, conforme discutido na seção 2.3.3.2, que implica no aumento da capacidade nominal necessária para a operação do MMCC em um cenário de expansão da faixa de filtragem do FPP (aqui foi analisada a compensação de 5° e 7° harmônicos). Para garantir uma baixa tensão CC do SS-MMCC

reduzido comparada com a tensão do PCC, foi apresentado um novo dimensionamento para o FHP, com o FAP atuando na mesma frequência de sintonia do FPP. Nesse caso, verificou-se que a assimetria resultou em baixo $FD \cong 0,13\%$, entretanto, para outros cenários esse desbalanço pode ser maior e a depender da aplicação pode ser prejudicial ao sistema.

A topologia DS-MMCC reduzida, apesar de apresentar um número maior de componentes que ambas as topologias SS-MMCC, permite ‘corrigir’ essa assimetria. Além disso, comparada com a SS-MMCC reduzida, a DS-MMCC reduzida pode ser usada para o projeto de um FHP visando a expansão da faixa de compensação harmônica do FPP, mantendo a tensão CC do conversor significativamente menor que a tensão do PCC. Ainda, o conversor DS-MMCC é mais versátil com relação a outras aplicações em que ele pode ser utilizado quando comparado com a SS-MMCC.

Comparando as topologias DS-MMCC, a reduzida possui menor número de componentes que a completa, com a penalidade da sua capacidade nominal ser $\sqrt{3}$ vezes maior para um mesmo projeto.

Por fim, analisando as topologias reduzidas para operação em um cenário de contingência (perda de uma fase das respectivas topologias completas), verificou-se que ambas são viáveis do ponto de vista técnico operacional. No entanto, a capacidade nominal do conversor precisa ser maior para garantir a compensação total de 5° e 7° harmônicos para a qual as topologias completas foram projetadas, sendo esse aumento de: (i) 3 vezes no caso da SS-MMCC; e (ii) $\sqrt{3}$ vezes, no caso da DS-MMCC. Caso esse aumento não seja possível, a compensação deve ser limitada. Dessa forma, verifica-se que a topologia DS é mais promissora para esse tipo de cenário que a SS, e resultados de simulação adicionais considerando o cenário de compensação para 5° e 7° harmônicos usando a topologia DS-MMCC reduzida são apresentados no Apêndice C.

Na Tabela 4.4 é apresentado um resumo da comparação qualitativa entre as 4 topologias.

Tabela 4.4: Comparação entre as 4 topologias.

Topologia	Número de Componentes, Volume e Esforço Computacional	Aplicações (Versatilidade)
SS-MMCC completa	+++	+++
DS-MMCC completa	+	++++
SS-MMCC reduzida	++++	+
DS-MMCC reduzida	++	+++

4.5 Conclusões Parciais

Neste capítulo foram apresentadas inicialmente as principais considerações com relação à simulação, bem como os parâmetros dos sistemas e da carga não-linear considerados. Em seguida, foram apresentados os resultados obtidos através de simulação para cada uma das topologias em análise, juntamente com as respectivas considerações e explicações.

Foi demonstrada a viabilidade técnica de se operar as topologias de FHP aqui apresentadas para as respectivas condições de operação, validando as metodologias propostas para projeto, dimensionamento e configuração dos controladores.

Para as topologias reduzidas propostas neste trabalho verificou-se que a principal vantagem está ligada à redução da topologia e do esforço computacional associado ao ABTC, enquanto a principal desvantagem está relacionada à capacidade nominal do MMCC.

Para a SS-MMCC reduzida verificou-se que o aumento da capacidade nominal não a torna vantajosa para a aplicação em que o FAP foi usado para expandir o espectro de compensação do FPP. No entanto, ela ainda pode ser utilizada para funcionar como um fundo para o FPP, tal que o FAP opera compensando na própria frequência de sintonia do FPP.

Por outro lado, para a DS-MMCC reduzida, verificou-se que o aumento da capacidade nominal do conversor quando comparada à completa é de $\sqrt{3}$ vezes para aplicações em que o FAP é usado para expandir o espectro de compensação do FPP. Sendo assim, essa topologia se torna interessante do ponto de vista da redução de *hardware*.

Por fim, a topologia DS é mais adequada para operação em um cenário de contingência (perda de uma fase das respectivas topologias completas), devido ao

aumento de tensão CC necessária para garantir sua operação de compensação total de harmônicos ser menor que para a SS.

Capítulo 5 Considerações Finais

5.1 Conclusões

As principais contribuições desse trabalho envolvem a apresentação e discussão de diferentes topologias de conversores MMCC para aplicações como FHP, além da proposição de novas topologias com estrutura de *hardware* reduzida e estratégias de controle para cada uma delas. Os resultados de simulação obtidos neste trabalho comprovam o correto funcionamento dessas novas topologias que podem ser utilizadas para *retrofitting* de FPP já existentes nos sistemas atuais, os quais apresentam diversas desvantagens, conforme mencionado ao longo do trabalho, especialmente nos Capítulo 1 e Capítulo 2. Por fim, essas topologias reduzidas apresentam a vantagem de terem 1/3 a menos de componentes (chaves e capacitores) em sua estrutura, o que também resulta em: (i) menor volume; (ii) menor custo de implementação; (iii) menores perdas; e (iv) menor esforço computacional para os algoritmos de controle, em especial para o ABTC, uma vez que é reduzida a quantidade de SMs da estrutura.

Como parte dessas contribuições, foram revisados sinteticamente os conceitos de filtragem passiva, ativa e híbrida, as principais topologias de conversor utilizadas para tal, e diferentes formas de operá-las. Em seguida, as topologias utilizadas/propostas neste trabalho foram apresentadas, junto com seus modos de operação, suas respectivas modelagens analíticas e dimensionamento de seus componentes.

Em seguida foram discutidas as principais estratégias para identificação dos harmônicos provenientes da carga não linear, bem como para o controle de MMCCs. Foram apresentados os diagramas de controle para cada uma das topologias, indicado suas principais particularidades e diferenças. Além disso, foi apresentada a abordagem de MPC com número reduzido de estados utilizada para os laços de controle de cada uma delas. Aqui, uma contribuição importante do trabalho foi propor uma metodologia para identificação do número mínimo de níveis de tensão que devem ser testados no laço de controle de corrente CA do MPC, o que pode levar a uma redução ainda maior do número de estados avaliados pelo algoritmo. Ainda, foi mostrado que esse número mínimo depende diretamente dos harmônicos a serem compensados, da indutância de saída do conversor e da tensão dos SMs. Com isso, a metodologia torna o conjunto de testes do MPC independente da quantidade de SMs do MMCC. Essa estratégia foi comprovada

pela aplicação na topologia SS-MMCC completa na seção 4.3.7, mas pode ser aplicada às demais topologias com as devidas adequações.

Ainda, com relação às estratégias de controle, outra contribuição deste trabalho foi a proposição do uso de um observador para estimar a tensão do capacitor do FPP para topologias de FHP em que o conversor está em série com o filtro LC série. Como parte dessa contribuição, foi explicada a necessidade do seu uso para os FHP avaliados neste trabalho, foram apresentados os principais conceitos de observadores junto com o seu projeto, e como ele foi implementado no algoritmo de controle de corrente CA do MMCC.

Por fim, a validação e avaliação do desempenho de cada topologia e de seus algoritmos de controle, em diferentes cenários, foram feitas por meio de simulações realizadas no *software* PSIM.

5.2 Trabalhos Futuros

A seguir são apresentadas as principais atividades propostas como trabalhos futuros:

- Desenvolver uma estratégia de controle da componente de corrente circulante para a topologia DS-MMCC reduzida, aqui proposta. Na topologia DS-MMCC completa, as correntes circulantes podem ser tratadas por fase, ou seja, com controle independente para cada fase. Já para a topologia DS-MMCC reduzida há um único laço de corrente circulante, e o controle deve ser feito considerando a malha que envolve as duas fases. Para os cenários simulados neste trabalho, em particular, não foi necessário realizar essa regulação.
- Avaliar o desempenho dos MMCCs operando como FHP para diferentes condições de operação não-ideais como, por exemplo: (i) cenários de contingência; (ii) variação de parâmetros do FPP, em geral por envelhecimento, resultando em dessintonia do FPP; (iii) desequilíbrio na fonte, gerando harmônicos de fundo; (iv) cargas desequilibradas; e (v) análise de transitórios, além do cenário de limitação da corrente de compensação aqui avaliado.
- Avaliar cenários de simulação de contingência em que há perda de uma fase das topologias completas, de maneira que seja possível identificar essa falha/perda, e adequá-las para operar na forma reduzida, resultando em maior flexibilidade operacional para os FHPs.

- Desenvolver uma metodologia analítica para determinar a tensão mínima necessária (pela teoria nula, mas na prática não nula) de operação do FAP, quando este e o FPP estão ‘sintonizados’ na mesma frequência. Neste trabalho a análise foi feita através de simulações.
- Análise da resposta em frequência do controle dos FHPs. Essa análise tem se tornado cada vez mais importante, principalmente para conversores de potência a serem conectados em redes elétricas com alta penetração de renováveis ou microrredes, caracterizadas pela presença de diversos conversores. Conforme abordado por WANG *et al.* (2014), há uma interação entre o controle dos conversores e os componentes passivos presentes nessas redes, a qual pode ocorrer em uma faixa extensa de frequência, podendo levar a problemas como ressonância.
- Implementar a topologia proposta em escala de protótipo experimental.

Referências Bibliográficas

ALASSI, A. *et al.* “HVDC transmission: technology review, market trends and future outlook”. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 112, p. 530-554, 2019.

AKAGI, H. “Trends in active power line conditioners”. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 9, n. 3, p. 263-268, 1994.

_____. “New Trends in Active Filters for Power Conditioning”. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 32, n. 6, p. 1312-1322, 1996.

_____. “Active harmonic filters”. **Proceedings of the IEEE**, v. 93, n. 12, p. 2128-2141, 2005.

_____. “Modern active filters and traditional passive filters”. **Bulletin of the polish academy of sciences technical sciences**, v. 54, n. 3, 2006.

_____. “Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC)”. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 11, p. 3119-3130, 2011.

_____. “A review of developments in the family of modular multilevel cascade converters”. **IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering**, v. 13, n. 9, p. 1222-1235, 2018.

AKAGI, H.; FUJITA, H. “A new power line conditioner for harmonic compensation in power systems”. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 10, n. 3, p. 1570-1575, 1995.

AKAGI, H.; SRIANTHUMRONG, S.; TAMAI, Y. “Comparisons in circuit configuration and filtering performance between hybrid and pure shunt active filters”. **In: Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the. IEEE, 2003.** p. 1195-1202, 2003.

AKAGI, H.; WATANABE, E.; AREDES, M. **Instantaneous power theory and applications to power conditioning**. John Wiley & Sons, Inc., I. of Electrical and E. Engineers, 2017.

AMINI, J. “Flying capacitor multilevel inverter based shunt active power filter with trifling susceptibility to divisional voltages deregulation”. **In: 2011 10th International Conference on Environment and Electrical Engineering. IEEE, 2011**. p. 1-5, 2011.

ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional**, PRODIST – Módulo 8: Qualidade da Energia Elétrica, 2018.

BAI, H. *et al.* “Harmonic analysis and mitigation of low-frequency switching voltage source inverter with auxiliary VSI”. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 6, n. 3, p. 1355-1365, 2018.

BARBOSA, P. G.; SANTISTEBAN, J. A.; WATANABE, E. H. “Shunt-series active power filter for rectifiers AC and DC sides”. **IEE Proceedings-Electric Power Applications**, v. 145, n. 6, p. 577-584, 1998.

BARBOSA, P. G. *et al.* “Control strategy for grid-connected DC-AC converters with load power factor correction”. **IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution**, v. 145, n. 5, p. 487-492, 1998.

BERNET, D. *et al.* “Grid-connected voltage source converters with integrated multilevel-based active filters”. **In: 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2018**. p. 127-134.

BÖCKER, Jan *et al.* “Experimental comparison of model predictive control and cascaded control of the modular multilevel converter”. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 422-430, 2015.

CAMARGO, R. S. *et al.* “A Novel Cascaded Multilevel Converter Topology Based on Three-Phase Cells with Model Predictive Control”. In: **2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. IEEE. p. 1161-1166, 2020.

CANDELA, J. I. *et al.* “Proposal of a resonant controller for a three phase four wire grid-connected shunt hybrid filter”. In: **Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009**. IEEE, p. 573-577, 2009.

CASARAVILLA, G. *et al.* “Selective active filter with optimum remote harmonic distortion control”. **IEEE Transactions on power delivery**, v. 19, n. 4, p. 1990-1997, 2004.

CAVALIERE, C. **Análise de STATCOM operando em sistemas desbalanceados**. Dissertação M.Sc, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Julho 2001.

CHRISTENSEN, M. L. e ZIMMERMAN, D. L. “Optimization of offshore electrical power systems”. In: **IEEE Transactions on Industry Applications**, n. 1, p. 148-160, 1986.

CHOU, H.-L. *et al.* “Power converter for a hybrid power filter”. **U.S. Patent n. 7,272,026**, 18 set. 2007.

CORASANITI, V. F. *et al.* “Comparison of active filters topologies in medium voltage distribution power systems”. In: **2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century**. IEEE, 2008. p. 1-8. 2008.

CORTÉS, P. *et al.* “Predictive control in power electronics and drives”. **IEEE Transactions on industrial electronics**, v. 55, n. 12, p. 4312-4324, 2008.

CORTÉS, P. *et al.* “Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drive”. In: **Industrial Technology, 2009. ICIT 2009**. IEEE International Conference on, p. 1-7, 10-13 February 2009.

CORTÉS, P. *et al.* “Model predictive control of an inverter with output lc filter for ups applications,” In: **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 56, no. 6, pp. 1875–1883, 2009.

CRISPINO, L. **Desempenho de controladores para conversores fonte de tensão trifásicos conectados à rede elétrica.** Projeto de Graduação, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2014.

CRISPINO, L. **Controle preditivo com número reduzido de estados aplicado a conversor multinível modular.** Dissertação M.Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Fevereiro, 2017.

CRISPINO, L.; ROLIM, L. “Model Predictive Control of a Modular Multilevel Converter with simplified capacitor voltage balancing”. **XXI Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2016)-Brasil**, Vitória, Espírito Santo, 3-7 Outubro 2016a.

_____. “Model Predictive Control of a Modular Multilevel Converter combined with sorting methods”. In: **Industry Applications (INDUSCON), 2016 12th IEEE/IAS International Conference on**, Curitiba, Paraná, 20-23 November 2016b.

_____. “Model predictive control of a modular multilevel converter with a reduced number of states”. In: **Power Electronics Conference (COBEP), 2017 Brazilian. IEEE**, p. 1-6, 2017.

DAVIES, M. *et al.* “HVDC PLUS - Basics and Principle of Operation”. **Technical article SIEMENS**, 2009.

DEBNATH, S. *et al.* “Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: a review”. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 30, n. 1, p. 37-53, January 2015.

DEFAY, F.; LLOR, A. M.; FADEL, M. “Predictive control of flying capacitor active power filter”. In: **2010 IEEE International Conference on Industrial Technology. IEEE, 2010.** p. 1820-1825, 2010.

DEMIRDELEN, T. et al. “Review of hybrid active power filter topologies and controllers”. **In: 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives. IEEE, 2013.** p. 587-592, 2013.

DEMIRDELEN, T.; KAYAALP, R. İ.; TÜMAY, M. “Performance investigation of high level modular multilevel inverter based shunt hybrid active power filter”. **In: 2016 International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE). IEEE, 2016.** p. 1-6, 2016.

EL-HOSAINY, A. et al. “A review of multilevel inverter topologies, control techniques, and applications”. **In: 2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON). IEEE, 2017.** p. 1265-1275, 2017.

ENCARNACAO, L. F. *et al.* “A case study of hybrid filter applications in power transmission systems”. **In: 2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. IEEE.** p. 841-846, 2006.

FOSTER, J. G. L. **FCS-MPC aplicado em filtro híbrido multinível para compensação harmônica e de reativo.** Dissertação M.Sc. Universidade Federal De Itajubá (UNIFEI). Julho de 2020.

FUJITA, H.; AKAGI, H. “A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters”. **In: Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. IEEE, 1990.** p. 1107-1112, 1990.

_____. “A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters”. **In: IEEE Transactions on industry applications,** v. 27, n. 6, p. 1020-1025, 1991.

FURTADO, P. C. S. *et al.* “Two-phase, three-wire shunt active power filter using the single-phase pq theory”. **In: 2013 Brazilian Power Electronics Conference. IEEE, 2013.** p. 1245-1250, 2013.

GADGUNE, S. Y. et al. "Implementation of shunt APF based on Diode Clamped and Cascaded H-bridge multilevel inverter". In: **2015 IEEE International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)**. IEEE, 2015. p. 1-7, 2015.

GEMMELL, B.; DORN, J.; RETZMANN, D.; SOERANGR, D. "Prospects of multilevel VSC technologies for power transmission". In: **Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2008. T&D. IEEE/PES**, 21-24 April 2008.

GENG, H. *et al.* "Model predictive control for transformerless shunt hybrid power filters". In: **The 2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA-IEEE, 2010**. p. 2265-2270, 2010.

GHETTI, T. F. et al. "A study of shunt active power filter based on modular multilevel converter (MMC)". In: **Industry Applications (INDUSCON), 2012 10th IEEE/IAS International Conference on**, p. 1-6, 2012.

GHETTI, F. T. **Aplicações de Conversores Multinível Modulares no Processamento e Condicionamento de Energia Elétrica**. Tese D.Sc, Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), 2019.

GOLHARAGHI, F. e KUO, B. **Automatic Control Systems**. John Wiley & Sons, 2009.

GOMEZ, J. S. *et al.* "An overview of microgrids challenges in the mining industry". **IEEE Access**, 2020.

GONG, Z. et al. "Design and experimental evaluation of fast model predictive control for modular multilevel converters". **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 63, n. 6, p. 3845-3856, June 2016.

GONZATTI, R. B. *et al.* "Smart impedance: A new way to look at hybrid filters". **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 7, n. 2, p. 837-846, 2016.

GRADY, W. M.; SAMOTYJ, M. J.; NOYOLA, A. H. "Survey of active power line conditioning methodologies". **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 5, n. 3, p. 1536-1542, 1990.

GUTIERREZ, B.; KWAK, S.-S. "Finite set model predictive control method of shunt hybrid power filter". In: **2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)**. **IEEE, 2015**. p. 2849-2852, 2015.

GYUGYI, L.; STRYCULA, C. "Active ac power filters". In **IEEE/IAS Ann. Meeting, 1976**. pp. 529, 1976.

HAGIWARA, M.; AKAGI, H. "PWM control and experiment of modular multilevel converters". In: **Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE**, p. 154-161, 15-19 June 2008.

HAGIWARA, M.; NISHIMURA, K.; AKAGI, H. "A modular multilevel PWM inverter for medium-voltage motor drives". In: **Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE**, 20-24 Sept. 2009.

HAMAD, M. S.; AHMED, K. H.; MADI, A. I. "Current harmonics mitigation using a modular multilevel converter-based shunt active power filter". In: **2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)**. **IEEE, 2016**. p. 755-759, 2016.

HAYASHI, Y.; SATO, N.; TAKAHASHI, K. "A novel control of a current-source active filter for ac power system harmonic compensation". **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 27, n. 2, p. 380-385, 1991.

HU, J.; ZHANG, L.; WATKINS, S. J. "Active power filtering by a flying-capacitor multilevel inverter with capacitor voltage balance". In: **2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. IEEE, 2008**. p. 2348-2352, 2008.

HUANG, H. *et al.* "Active harmonic current elimination and reactive power compensation using modular multilevel cascaded converter". In: **Power Electronics and**

Applications (EPE'17 ECCE Europe), 2017 19th European Conference on, p. P. 1-P10, 2017.

HUSNAYAIN, F. *et al.* Harmonics mitigation for offshore platform using active filter and line reactor methods. **In: 2014 International Conference on Electrical Engineering and Computer Science (ICEECS)**, p. 331-336, 2014.

IEEE. **IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**. IEEE Std 519-2014, 2014.

IEEE. **IEEE Guide for the Application and Specification of Harmonic Filters**. IEEE Std 1531-2020 (Revision of IEEE Std 1531-2003), Jan. 2021.

INZUNZA, R.; AKAGI, H. “A 6.6-kV transformerless shunt hybrid active filter for installation on a power distribution system”. **In: IEEE Transactions on power electronics**, v. 20, n. 4, p. 893-900, 2005.

JOHNSON, J. R. “Managing harmonics and resonance with active harmonic filters in an offshore ring main oil field”, **In: 2008 13th International Conference on Harmonics and Quality of Power**, p. 1-8, 2008.

JOU, H.-L. *et al.* “Novel power converter topology for three-phase four-wire hybrid power filter”. **IET Power Electronics**, v. 1, n. 1, p. 164-173, 2008.

JUNLING, C. *et al.* “A closed-loop selective harmonic compensation with capacitor voltage balancing control of cascaded multilevel inverter for high-power active power filters”. **In: 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference. IEEE, 2008**. p. 569-573, 2008.

KLIMA, J. *et al.* “Analytical Model and Investigation of a Four-Switch Space-Vector Modulated Hybrid Power Filter with Six-Fold Switching Symmetry”. **In: International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'09)**, 2009.

KONSTANTINOU, G. S.; AGELIDIS, V. G. “Performance evaluation of half-bridge cascaded multilevel converters operated with multicarrier sinusoidal PWM techniques”. **In: 2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. IEEE, 2009.** p. 3399-3404, 2009.

LAM, C.-S. e WONG, M.-C. **Design and control of hybrid active power filters.** Springer Berlin Heidelberg, 2014.

LAURINDO, B. M. et al. “Three-wire investigation of a hybrid power filter with four-switch structure applied to the attenuation of 5th and 7th harmonics with reduced inverter power rating”, **In: Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian. IEEE,** p. 1015-1020, 2011.

LEBRE, J. **Transmissão em corrente contínua com conversor multinível modular em ponte semicompleta.** Dissertação M.Sc, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Abril 2014.

LEBRE, J.; DIAS, R.; WATANABE, E. “POD-PWM applied to circulating current control in HVDC-MMC based system”. In: **Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2015 IEEE 13th Brazilian. IEEE 2015,** p. 1-5, 29 November – 2 December 2015.

LESNICAR, A.; MARQUARDT, R. “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range”. **PowerTech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna,** 3, 23-26 June 2003.

LI, C. et al. “Adaptive control for MMC-SAPF with balanced and unbalanced PCC voltage”. **In: Industrial Electronics Society, IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE,** p. 67-72, 2017a.

_____. “Independent positive-and negative-sequence control for MMC-SAPF with unbalanced PCC voltage”. In: 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2017. p. 1823-1829, 2017b.

LIU, X. *et al.* “System adaptive AC filter for a line commutated converter high voltage DC transmission system”. **CSEE Journal of Power and Energy Systems**, v. 6, n. 4, p. 901-910, 2019.

LUMBRERAS, D. *et al.* “Trends in Power Quality, Harmonic Mitigation and Standards for Light and Heavy Industries: A Review”. **Energies**, v. 13, n. 21, p. 5792, 2020.

LUO, Z. *et al.* “Analysis and control of a reduced switch hybrid active power filter”. **IET Power Electronics**, v. 9, n. 7, p. 1416-1425, 2016.

LIMA, L. A. M. **Conversor Multinível Modular: Modelo Analítico e Controle de Corrente Circulante**. Dissertação M.Sc, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Agosto 2016.

MISKOVIC, V. *et al.* “Observer-based active damping of lcl resonance in grid-connected voltage source converters,” **In: IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 50, no. 6, pp. 3977–3985, 2014.

MALINOWSKI, M. *et al.* "A Survey on Cascaded Multilevel Inverters". **In: IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, no. 7, pp. 2197-2206, July 2010.

MADI, A. I. *et al.* “Hybrid active power filter with modular multilevel converter”. **In: 2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON). IEEE, 2017.** p. 1100-1105, 2017a.

MADI, A. I. *et al.* “MMC-based HPF mitigating the mediumvoltage motor harmonic currents”. **In: 2017 Intl Conf on Advanced Control Circuits Systems (ACCS) Systems & 2017 Intl Conf on New Paradigms in Electronics & Information Technology (PEIT). IEEE, 2017.** p. 337-343, 2017b.

MERHEJ, S. J. and NICHOLS, B. “Harmonic filtering for the offshore industry,” **In: Record of Conference Papers Industry Applications Society 39th Annual Petroleum and Chemical Industry Conference**, pp. 111–120, 1992.

MONTEIRO, L. F. C., ENCARNAÇÃO, L. F., AREDES, M. “A novel selective control algorithm for the shunt active filter”. In: **The 2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA-. IEEE**. p. 2288-2293, 2010.

MOON, J. et al. “Model predictive control with a reduced number of considered states in a modular multilevel converter for HVDC system”. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 30, n. 2, p. 608-617, April 2015.

MORTEZAEI, A. *et al.* “Grid-connected symmetrical cascaded multilevel converter for power quality improvement”. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 3, p. 2792-2805, 2018.

MOUCO, A C. **Um Filtro Híbrido de Potência para Conexão em Redes Elétricas de Alta Tensão sem Transformadores**. Tese de D. Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Junho 2011.

MUNEER, V., BHATTACHARYA, A. “Eight-switch CHB-based three-level three-phase shunt active power filter”. **IET Power Electronics**, v. 13, n. 16, p. 3511-3521, 2020.

NGUYEN, M. H., KWAK, S. “Predictive Nearest-Level Control Algorithm for Modular Multilevel Converters with Reduced Harmonic Distortion”. **IEEE Access**, 2020.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. Prentice Hall. 1997.

OLIVEIRA, M. **Theoretical Analysis and Real-Time Simulator Studies of an Advanced Static Var Compensator**. Licentiatat Vhandling (Tese de Doutorado), Kungl Tekniska Högskolan, Stockholm, June, 1996.

PENG, F. Z. “Application issues of active power filters”. **IEEE Industry applications magazine**, v. 4, n. 5, p. 21-30, 1998.

PENG, F. Z.; ADAMS, D. J. “Harmonic sources and filtering approaches-series/parallel, active/passive, and their combined power filters”. In: **Industry Applications**

Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE, p. 448-455, 1999.

PENG, F. Z.; MCKEEVER, J. W.; ADAMS, D. J. “A power line conditioner using cascade multilevel inverters for distribution systems”. **IEEE Transactions on industry applications**, v. 34, n. 6, p. 1293-1298, 1998.

PETTERSSON, S. “Hybrid Active Power Filter for Resonance Damping”. **In: 2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC). IEEE, 2019.** p. 1-8.

POSTAN, M.; BEIG, A. R. “A three phase active filter based on three level diode clamp inverter”. **In: 2008 Joint International Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference. IEEE, 2008.** p. 1-8, 2008.

PROENÇA, L. F. C.; ROLIM, L. G. B. “New topology of modular multilevel cascade converter with model predictive control”. **In: 2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). IEEE, 2019.** p. 2053-2058, 2019a.

_____. “Two-leg Modular Multilevel Cascade Converter as Active Power Filter-Control Improvement”. **IEEE Latin America Transactions**, v. 17, n. 09, p. 1501-1508, 2019b.

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

_____. “Predictive control of a three-phase DC-AC modular multilevel converter”. **In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, 15-20 Sept. 2012b.**

RADISAVLJEVIC-GAJIC, V. “Linear observers design and implementation,” **In: Proceedings of the 2014 Zone 1 Conference of the American Society for Engineering Education, 2014,** pp. 1–6, 2014.

RAY, S.; GUPTA, N.; GUPTA, R. A. "Active and reactive power management of photovoltaic fed CHB inverter based active filter with improved control under normal/distorted supply". In: **2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)**. IEEE, 2017. p. 572-577, 2017.

RODRIGUEZ, J.; CORTÉS, P. **Predictive control of power converters and electrical drives**. Wiley-IEEE Press, 2012.

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, 2002.

RODRIGUEZ, J. et al. "Predictive current control of a voltage source inverter." **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 54, n. 1, p. 495-503, February 2007.

RODRIGUEZ, J. et al. "State of the art of finite control set model predictive control in power electronics". **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 9, n. 2, p. 1003-1016, 2012.

RODRIGUEZ, P. et al. "Four-branch star hybrid power filter for three-phase four-wire systems". In: **Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE, 2008 IEEE**, p. 3135-3140, 2008.

ROLIM, L. G. B.; DA COSTA, D. R.; AREDES, M. "Analysis and software implementation of a robust synchronizing PLL circuit based on the pq theory". **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 6, p. 1919-1926, 2006.

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

SAHLI, A. *et al.* "Model predictive control for single phase active power filter using modified packed U-cell (MPUC5) converter". **Electric Power Systems Research**, v. 180, p. 106139, 2020.

SHAH, N. “Harmonics in power systems causes, effects and control”. **Whitepaper design engineering low-voltage drives, Siemens**, p. 1-23, 2013.

SHI, X. *et al.* “The design and research of the Hybrid Active Power Filters”. **In: 2010 IEEE 12th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)**. IEEE. p. 1-6. 2010.

SHU, Z. *et al.* “Predictive harmonic control and its optimal digital implementation for MMC-based active power filter”. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 8, p. 5244-5254, 2016.

SIEMENS AG. “HVDC–High Voltage Direct Current. Unrivaled practical experience”, 2017. Disponível em: <https://assets.siemens-energy.com/siemens/assets/api/uuid:d91748ff5f01d4a448c9aa72111d1e2c4d93038d/hvdc-referenzflyer.pdf>. Acesso em: 06 jan. 2021.

_____. Medium Voltage Converters - M2C Technology. Disponível em: <https://new.siemens.com/global/en/products/drives/sinamics/medium-voltage-converters/m2c-technology.html>. Acesso em: 06 jan. 2021.

SILVA, M. S. **Variable Speed Pumped Hydro Based on Modular Multilevel Converters: Modeling, Control and Analysis of Pumping-Mode Operation**. Dissertação M.Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Dezembro, 2020.

ŠKRAMLÍK, J.; VALOUCH, V. “Coupled feedforward and feedback control strategy of parallel hybrid filter for harmonic mitigation”. **In: Inter. Conference on Renewable Energies and Power Quality–ICREPQ. 2005**. p. 16-18, 2005.

SOLAS, E. *et al.* “Modular multilevel converter with different submodule concepts—Part I: Capacitor voltage balancing method”. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 10, p. 4525-4535, 2013.

SONNENSCHNEIN, M.; WEINHOLD, M. "Comparison of time-domain and frequency-domain control schemes for shunt active filters". **European transactions on electrical power**, v. 9, n. 1, p. 5-16, 1999.

TAREEN, W.; MEKHIEF, S. "Three-Phase Transformerless Shunt Active Power Filter With Reduced Switch Count for Harmonic Compensation in Grid-Connected Applications". **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 6, p. 4868-4881, 2018.

TERRICHE, Y. *et al.* "Power quality and Voltage Stability improvement of Shipboard Power Systems with Non-Linear Loads". In: **2019 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2019 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe)**. IEEE, 2019. p. 1-6.

TU, Q.; XU, Z.; HUANG, H.; ZHANG, J. "Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based HVDC". In: **Power System Technology (POWERCON), 2010 International Conference on**, 24-28 Oct. 2010.

TU, Q.; XU, Z.; XU, L. "Reduced Switching-Frequency Modulation and Circulating Current Suppression for Modular Multilevel Converters". **IEEE Transactions on Power Delivery**, 26, n. 3, p. 2009-2017, July 2011.

VAHEDI, H. *et al.* "Reduced DC-link voltage active power filter using modified PUC5 converter". **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 2, p. 943-947, 2017.

VAZQUEZ, S. *et al.* "Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends". **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 2, p. 935-947, 2016.

_____. "FCS-MPC and observer design for a VSI with output LC filter and sinusoidal output currents". In: **2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)**. IEEE, 2017. p. 677-682, 2017.

VERNE, S. A.; VALLA, M. I. “Active power filter for medium voltage networks with predictive current control”. **Electric Power Systems Research**, v. 80, n. 12, p. 1543-1551, 2010.

WANG, X.; BLAABJERG, F.; WU, W. “Modeling and analysis of harmonic stability in an AC power-electronics-based power system”. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 12, p. 6421-6432, 2014.

WANG, L., LAM, C.-S., WONG, M.-C. “Hybrid structure of static var compensator and hybrid active power filter (SVC//HAPF) for medium-voltage heavy loads compensation”. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 6, p. 4432-4442, 2017.

WANG, L., LAM, C.-S., WONG, M.-C. “The Analysis of DC-link Voltage, Compensation Range, Cost, Reliability and Power Loss for Shunt (Hybrid) Active Power Filters”. In: **2018 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)**. IEEE. p. 640-645, 2018.

WU, J. et al. “Compound control strategy of active power filter based on modular multilevel converter”. In: **Intelligent Control and Automation (WCICA), 2014 11th World Congress on**, p. 4771-4777, 2014.

WU, J.-C. et al. “Novel circuit topology for three-phase active power filter”. **IEEE transactions on power delivery**, v. 22, n. 1, p. 444-449, 2007.

YARAMASU, V. and WU, B. **Model predictive control of wind energy conversion systems**. John Wiley & Sons, 2016.

ZYGMANOWSKI, M.; GRZESIK, B.; NALEPA, R. “Capacitance and inductance selection of the modular multilevel converter”. In: **Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on**, 2-6 Sept. 2013.

Apêndice A

Conforme mencionado na subseção 2.1.3.1, a topologia de FHP considerada neste trabalho permite a redução da capacidade nominal do conversor que atua como FAP, de maneira que se o FPP for sintonizado na frequência harmônica que o FHP deseja compensar, então a tensão do FAP será a menor possível.

A tensão teórica mínima calculada na subseção 2.1.3.1 foi:

$$V_{FAP} = V_{FPPh} = 0. \quad (A.1)$$

onde ‘h’ representa a frequência de sintonia do FPP e de compensação do FHP. Essa equação foi comparada com a referente ao de um FHP com FPP sintonizado em uma frequência diferente da de compensação do FHP, mostrando que a tensão teórica mínima necessária para garantir a compensação (V_{FAP}) é nula.

No entanto, na prática, com o controle de corrente realimentado e das tensões dos capacitores do conversor, não é possível operar com tensão nula. Além disso, no sistema físico, existe a variação das componentes por tempo de operação e condições ambientes, de forma que é necessário ter uma margem de tensão para garantir a correta operação do FHP.

Aqui é apresentado um exemplo em que ambos FPP e FHP foram dimensionados para compensar somente o 5º harmônico da carga não-linear, assim como o caso mostrado na seção 2.3.3.2. O sistema utilizado foi o mesmo apresentado em 4.2.1, e para facilitar a análise dos resultados também foi considerada somente a componente de 5º da carga utilizada.

A topologia aqui utilizada foi a SS-MMCC, e o FPP dimensionado considerou o mesmo valor de $L_f = 2$ mH, calculado em 2.3.1.2, alterando somente o valor de C_f para que a sintonia do FPP seja agora em 5º, tal que $C_f = 140,72$ μ F e $Z_{FPP}(\omega_1) \cong 18$ Ω .

A tensão mínima necessária, na prática, a ser sintetizada pelo FAP para garantir a compensação, bem como a controlabilidade do SS-MMCC, foi estimada a partir de simulações realizadas com essa topologia. Inicialmente, a simulação foi feita considerando um modelo de fontes ideais para o conversor, e o conversor foi programado para limitar a corrente de 5º harmônico em um cenário de sobrecorrente de 5% do valor nominal da carga não-linear. A partir dela verificou-se que o valor mínimo de tensão CC necessária foi de $160 V_{cc}$ ($V_{sm} = 20$ V), e a tensão CA mínima sintetizada pelo FAP, dada

pelo somatório das componentes de fundamental e 5º harmônico, foi de aproximadamente $65 V_{\text{pico}}$, vide espectro mostrado na Figura A.1. No entanto, esse modelo ideal não considera o fluxo de potência necessário para regular as tensões dos capacitores dos SMs. Sendo assim, a partir de valor, verificou-se em simulação já considerando o modelo do conversor já com os SMs que a tensão mínima necessária para garantir a compensação e regular a tensão dos capacitores do SS-MMCC foi $V_{\text{cc}} = 280 \text{ V}$ ($V_{\text{sm}} = 35 \text{ V}$), e a tensão CA mínima sintetizada pelo FAP, dada pelo somatório das componentes de fundamental e 5º harmônico, foi de aproximadamente $40 V_{\text{pico}}$, vide espectro mostrado na Figura A.2. Ou seja, apesar da tensão CA ainda ser baixa, o controle das tensões dos SMs necessita de maior tensão CC.

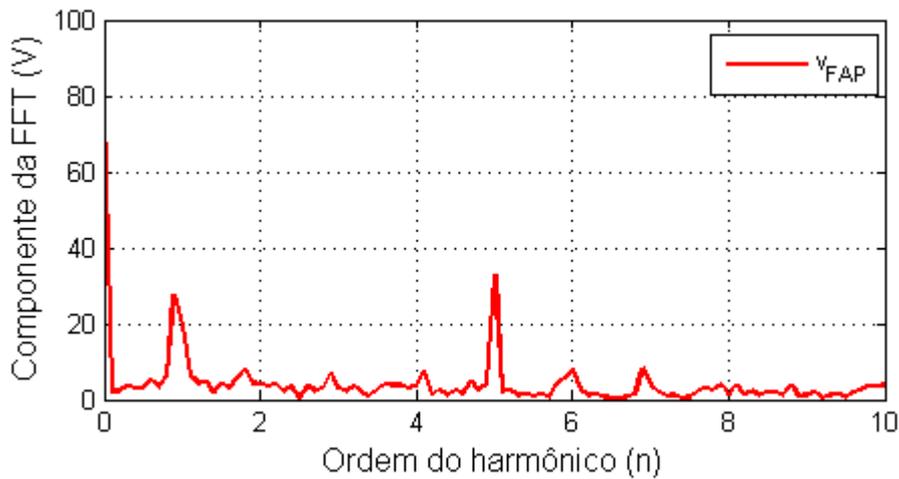


Figura A.1: Espectro da tensão de saída do FHP (Simulação com fontes ideais).

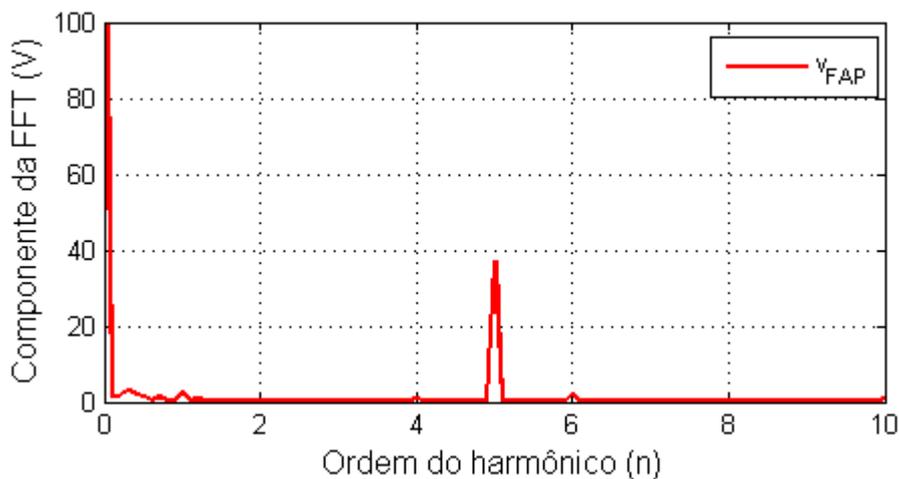


Figura A.2: Espectro da tensão de saída do FHP (Simulação com SMs).

Na Figura A.3 são apresentados os resultados de simulação obtidos (o observador foi recalculado, bem como os valores de ganho dos PIs para regulação da tensão dos capacitores ($K_p = 2500 \text{ W/V}$ e $K_i = 44000 \text{ Wrad/(sV)}$)).

A partir da Figura A.3a e Figura A.3e é possível verificar o correto rastreamento da referência de controle. Em Figura A.3c são apresentadas as correntes do sistema, da carga e do filtro, mostrando a forma de onda de cada uma, de maneira que é possível observar que a corrente no sistema ainda apresenta uma parcela de 5° harmônico, uma vez que a compensação foi limitada no cenário de sobrecorrente simulado, vide Figura A.3e. Em Figura A.3c e Figura A.3d são mostradas as correntes trifásicas do filtro e do sistema, respectivamente, mostrando que as fases estão equilibradas. Já na Figura A.3f são mostradas as tensões no PCC, do FPP e do FAP para a fase ‘a’, a partir da qual é possível verificar a redução da capacidade nominal do SS-MMCC a partir do uso da estrutura híbrida. E, por fim, nas Figura A.3g e Figura A.3h são mostrados os valores de N_{on} e \bar{N}_{on} e das tensões dos capacitores dos SMs das três pernas do SS-MMCC, respectivamente, mostrando o correto funcionamento do algoritmo de regulação de tensão dos SMs, do ABTC e do algoritmo de regulação de \bar{N}_{on} .

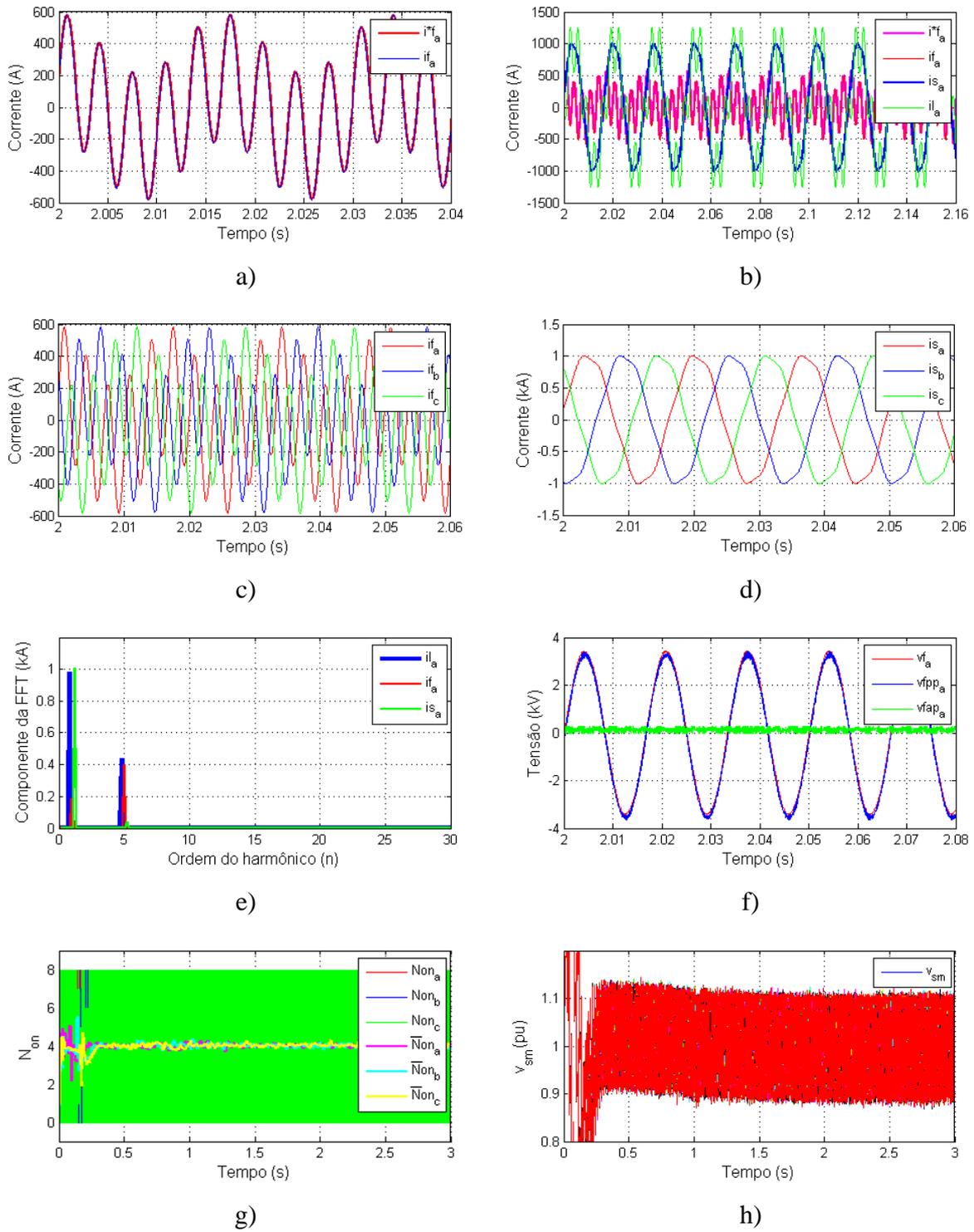


Figura A.3: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia SS-MMCC completa com tensão mínima do FAP: a) correntes de referência e do FHP para a fase ‘a’; b) as correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’; c) correntes trifásicas do FHP; d) correntes trifásicas na geração; e) o espectro harmônico das correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’; f) tensão do PCC, do FPP e sintetizada pelo FAP, para a fase ‘a’; g) N_{on} e \bar{N}_{on} das três fases do SS-MMCC; h) tensão dos capacitores dos SMs das três pernas do SS-MMCC.

Apêndice B

Neste Apêndice é mostrado todo o conteúdo referente à estrutura de FAP com base na topologia SS-MMCC reduzida. Essa estrutura foi o ponto de partida deste trabalho, a partir do qual verificou-se o correto funcionamento da topologia SS-MMCC reduzida, possibilitando utilizá-la nas demais aplicações em que o SS-MMCC se enquadra, como por exemplo o FHP.

B.1 SS-MMCC reduzida – FAP

Assim como a topologia SS-MMCC reduzida operando como FHP mostrada na subseção 2.3.3 (PROENÇA e ROLIM, 2019b), ela também consiste em um conversor trifásico, com apenas duas pernas de *hardware*, com a fase da perna reduzida ligada diretamente no ponto comum das pernas do conversor, vide Figura B.1.1. É importante ressaltar que, apesar de haver componentes passivos na estrutura, L_f e C_f , estes não funcionam como FPP. Aqui, L_f é o indutor de saída do conversor, também chamado de indutor *buffer*, com função de limitar o *ripple* da corrente CA do conversor (HAGIWARA e AKAGI, 2008); e C_f é necessário para bloquear a componente CC da tensão de saída sintetizada pelo conversor. Assim, com a redução de uma perna de *hardware*, a complexidade do controle em *software*, o volume do *hardware* e o número de sinais a serem medidos e enviados para acionamento do conversor, principalmente no que diz respeito aos SMs, são reduzidos se comparados à topologia tradicional com três pernas de *hardware*. Além disso, as perdas por comutação, o custo do conversor e a quantidade de componentes, os quais podem necessitar de manutenção, são menores.

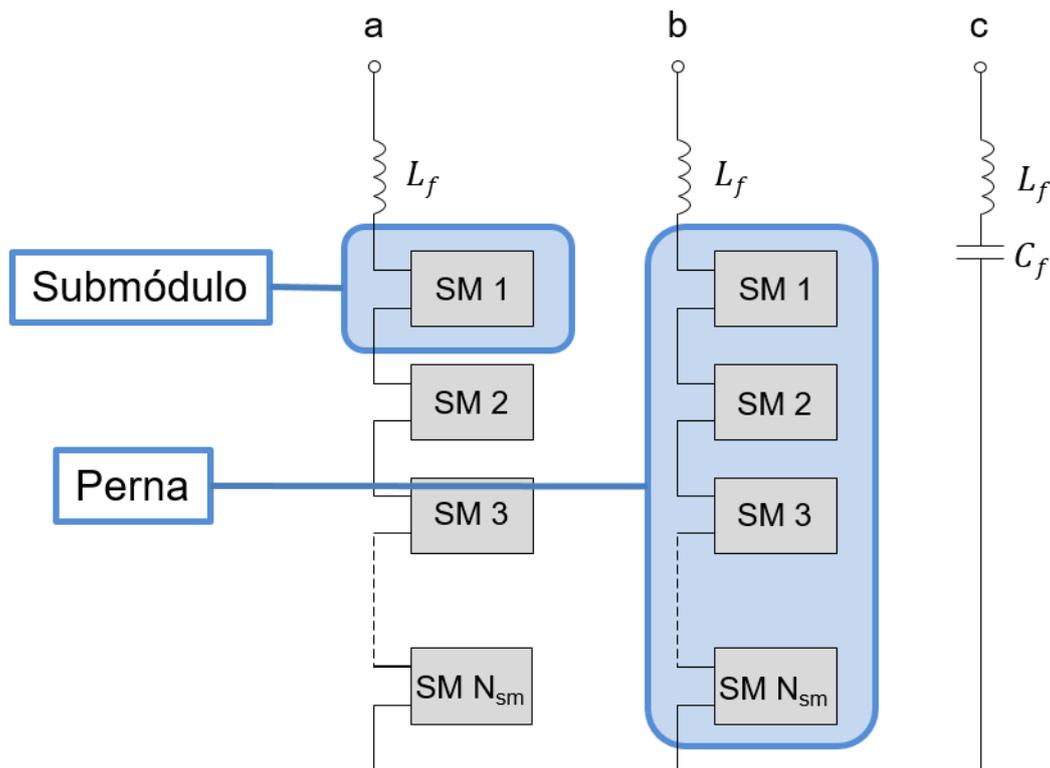


Figura B.1.1: Topologia SS-MMCC com número reduzido de SMs.

Essa topologia foi inicialmente avaliada numa conexão em baixa tensão com $220 V_{\text{rms}}$ entre fases (PROENÇA e ROLIM, 2019a), e com $V_{\text{cc}} = 1 \text{ kV}$ ($N_{\text{sm}} = 8$ e $V_{\text{sm}} = 125 \text{ V}$). Contudo, nessas condições, ela apresenta a desvantagem de V_{cc} ser significativamente maior que a tensão do sistema, quando comparada às topologias de FHP analisadas. A conexão desse conversor em média/alta tensão necessitaria de conversor com capacidade nominal maior e um C_f com valores elevados, ou do uso de transformadores para abaixamento de tensão do FAP.

Para projetar um filtro com capacidade nominal de se conectar na média/alta tensão, mas mantendo a potência nominal do conversor reduzida, é proposta a utilização das estruturas híbridas apresentadas na seção 2.3.

No entanto, o FAP pode ser projetado para compensar um espectro maior de frequências que o FHP, conforme será abordado em detalhes na seção B.4.

B.2 Modelagem Analítica

Na Figura B.2.1 é apresentado o diagrama completo do sistema em análise para essa topologia, em que o FAP proposto está na configuração *shunt*, ou seja, conectado em

paralelo ao sistema. Nesta figura são destacadas as principais grandezas utilizadas para análise e modelagem desse sistema.

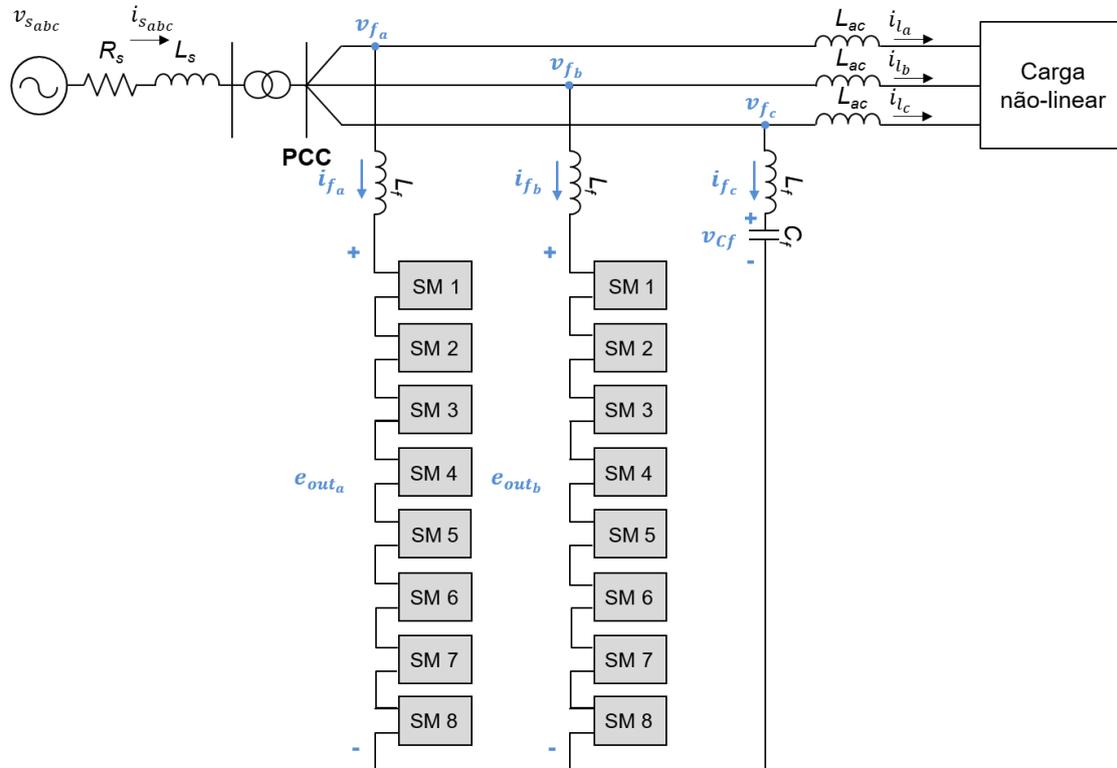


Figura B.2.1: Sistema em análise para o SS-MMCC FAP.

Dada a estrutura assimétrica do conversor, a análise do circuito deve ser feita considerando a estrutura trifásica como um todo, ao invés da abordagem em que o trifásico pode ser analisado como três circuitos monofásicos. Na Figura B.2.2 é apresentado o circuito equivalente desse sistema, do ponto de vista da conexão do FAP ao PCC, o qual é usado em sua modelagem para obter as equações necessárias para fins de controle. A análise é feita a partir da aplicação das leis de Kirchhoff, tal que a Lei das Tensões de Kirchhoff (LTK) é aplicada às duas malhas destacadas na Figura B.2.2 (M1 e M2), e a Lei das Correntes de Kirchhoff (LCK) é aplicada ao nó referente ao PCC (N1). As três equações são apresentadas a seguir.

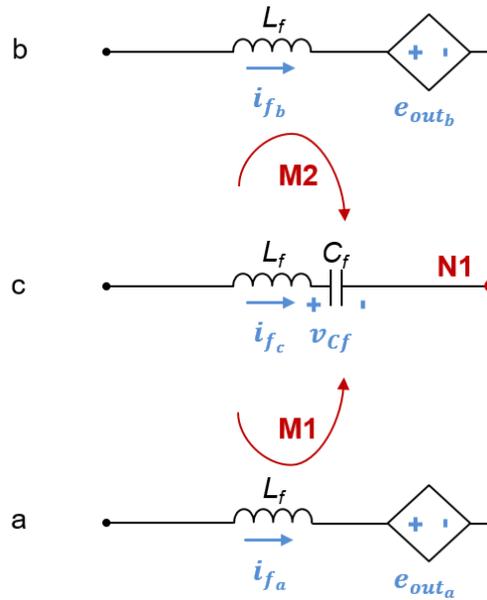


Figura B.2.2: Circuito equivalente do FAP conectado ao PCC.

$$\text{M1:} \quad L_f \frac{d(i_{f_a} - i_{f_c})}{dt} = v_{f_{ac}} - e_{out_a} + v_{Cf}, \quad (\text{B.1})$$

$$\text{M2:} \quad L_f \frac{d(i_{f_b} - i_{f_c})}{dt} = v_{f_{bc}} - e_{out_b} + v_{Cf}, \quad (\text{B.2})$$

$$\text{N1:} \quad i_{f_c} = -(i_{f_a} + i_{f_b}), \quad (\text{B.3})$$

onde:

- e_{out_a} e e_{out_b} são as tensões de saída das fases 'a' e 'b' do conversor, respectivamente, sintetizadas a partir dos estados dos SM;
- $v_{f_{ac}}$ e $v_{f_{bc}}$ são as tensões no PCC entre as fases 'a' e 'c', e as fases 'b' e 'c', respectivamente;
- v_{Cf} é a tensão no capacitor utilizado para bloquear a componente CC da tensão de saída do conversor;
- i_{f_a} , i_{f_b} e i_{f_c} são as corrente trifásicas de compensação, sintetizadas pelo FAP, no lado CA do conversor;
- L_f representa o indutor de *buffer* do conversor;
- C_f representa o capacitor de saída do FAP, utilizado para bloquear a componente CC da tensão de saída do conversor.

A topologia proposta não apresenta malha de corrente circulante.

B.3 Dimensionamento do SS-MMCC reduzido para FAP

Conforme mencionado na subseção Apêndice B, essa topologia foi proposta para ser conectada na baixa tensão (220 V), $N_{sm} = 8$ e $V_{sm} = 125$ V tal que $V_{cc} = 1$ kV (PROENÇA e ROLIM, 2019a).

A seguir são apresentadas as metodologias utilizadas no dimensionamento dos componentes passivos: L_f , C_{sm} e C_f .

B.3.1 Indutor buffer

O indutor *buffer* tem a função de limitar a variação da corrente de saída do conversor, mantendo-a nos limites permitidos pela chave, tal que quanto maior o valor da indutância, menor é essa variação. Por outro lado, elevados valores de indutância podem limitar o fluxo de potência nominal no sistema. Portanto, essas duas situações devem ser consideradas no dimensionamento desse componente.

O primeiro critério utilizado foi o referente à limitação da variação da corrente de saída do conversor (TU, *et al.*, 2010). O pior caso avaliado considera que a falta ocorre no lado CC do conversor, tal que:

$$L_f \geq \frac{V_{cc}}{2 \left. \frac{di}{dt} \right|_{m\acute{a}x}}, \quad (\text{B.4})$$

onde:

- $di/dt|_{m\acute{a}x}$ é a variação máxima permitida pela chave, dada normalmente em A/ μ s.

Assim, sabendo que a variação suportada pela chave IGBT considerada, é de aproximadamente 40 A/ μ s, o valor limite mínimo para o indutor *buffer* é $L_f \geq 12,5$ μ H.

O segundo critério considerou a indutância base do sistema, e a faixa de valores típica que a impedância de saída do conversor deve assumir. A indutância base do conversor é calculada através de:

$$L_{base} = \frac{V_{linha(rms)}^2}{S\omega} = \frac{1}{S\omega} \left(\frac{V_{cc} \sqrt{3}}{2 \sqrt{2}} \right)^2, \quad (\text{B.5})$$

onde S é a potência aparente trifásica nominal.

Assim, sabendo que V_{cc} é 1 kV, considerando que a indutância é dimensionada para a frequência nominal 60 Hz, e o FAP foi projetado para ter uma potência aparente nominal de 5 kVA, então a indutância base do conversor é $L_{base} = 200$ mH.

Na literatura, o indutor *buffer* é tipicamente dimensionado considerando 10% da impedância base do sistema (CRISPINO, 2014), valor que garante bom desempenho na filtragem das correntes, sem comprometer o fluxo de potência do sistema. Neste trabalho, para reduzir o volume deste componente, adotou-se o valor de indutância correspondente a 5% de L_{base} e, portanto, $L_f = 10$ mH.

B.3.2 Capacitor dos submódulos

O dimensionamento do capacitor dos SMs é feito a partir da limitação do *ripple* de tensão, o qual está relacionado à energia que entra e sai desse componente, e à sua capacitância, características as quais também refletem na sua capacidade de armazenamento de energia e no tempo de carga e descarga desse capacitor. Esse *ripple* de tensão é determinado pela equação de carga/descarga do capacitor dada por:

$$\Delta v_{sm} = \frac{1}{C_{sm}} \int_{t_i}^{t_f} i_f s(t) dt, \quad (B.6)$$

onde:

- C_{sm} é a capacitância de um submódulo;
- i_f é a corrente de saída do conversor, a qual flui pelos capacitores dos SMs conectados;
- $s(t)$ é a função de chaveamento para o capacitor em um determinado período.

Assim como para as topologias de FHP, a estratégia adotada consiste em considerar o pior caso, no qual $s(t) = 1$ na metade do intervalo de um semiciclo, em que a corrente fundamental é positiva (CRISPINO, 2017). Ou seja, assumindo $t_i = 0$ no início desse intervalo tem-se $t_f = T/4$, com $T = 2\pi/\omega_1$. Para simplificar os cálculos, foi considerada uma corrente de saída com forma de onda senoidal com frequência de 60 Hz, tal que (B.6) é reescrita como:

$$C_{sm} = \frac{1}{\Delta v_{sm(ripple)}} \left[\sqrt{2} \left(\frac{S}{3 V_{fn(rms)}} \right) \frac{1}{\pi} \right] \frac{T_{60}}{2}, \quad (B.7)$$

onde:

- S é a potência aparente nominal do conversor (5 kVA);
- $V_{fn(rms)}$ é a tensão fase-neutro rms;

- T_{60} é o período da frequência fundamental, neste trabalho 60 Hz;
- Δv_{sm_ripple} é o *ripple* máximo aceitável para o capacitor, cujo valor adotado neste trabalho é de 5% de V_{sm} .

A partir de (B.7) definiu-se o valor $C_{sm} = 6$ mF.

A constante de inércia para o FAP é dada por:

$$H = \frac{E_{TOTAL}}{S} = \frac{2N_{sm}E_{sm}}{S} = \frac{2N_{sm}}{S} \left(\frac{1}{2} C V_{sm}^2 \right), \quad (B.8)$$

onde:

- E_{TOTAL} é a energia total armazenada pelo conversor;
- S é a potência aparente nominal do conversor;
- E_{sm} , armazenada em cada C_{sm} .

Assim, a partir de (B.8) e do valor de capacitância adotado, $C_{sm} = 6$ mF, a constante de inércia para a topologia proposta é $H = 150$ ms.

B.3.3 Capacitor de saída do conversor

Na topologia proposta, uma das pernas do conversor é diretamente ligada no ponto comum às outras duas pernas, de forma que metade do valor da tensão CC do conversor, V_{cc} , é deslocada na tensão de saída CA (WU, *et al.*, 2007). Por isso, é necessário o uso de um capacitor de saída, tal que ele bloqueie essa componente de tensão CC na saída do conversor.

Para dimensionar esse componente foi considerado, inicialmente, um valor de capacitância igual ao equivalente série dos N_{sm} capacitores dos SMs, tal que $C_f = 750$ μ F. Entretanto, com o objetivo de reduzir o volume do conversor, foi feita uma análise de sensibilidade a fim de reduzir o valor desse componente, sem comprometer o bom desempenho do FAP. Os resultados dessa análise são apresentados, de forma resumida, na Figura B.3.3.1, em que é mostrada a influência do capacitor C_f no algoritmo de balanceamento das tensões dos capacitores dos SMs. A partir dos resultados obtidos, verifica-se que quanto menor a capacitância, maior é a influência de C_f , até que o sistema fique instável.

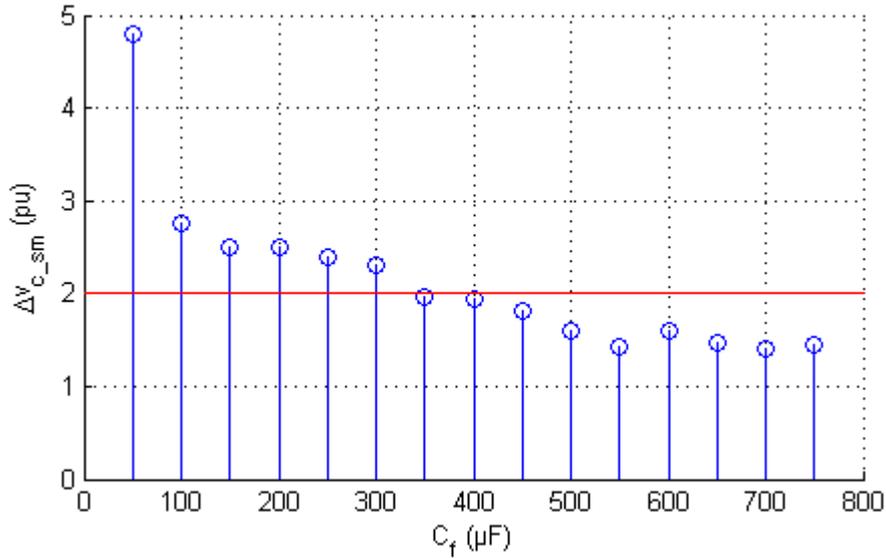


Figura B.3.3.1: Análise de sensibilidade: C_f versus Δv_{c_sm} .

Para essa topologia, foi definida como aceitável uma variação máxima de $\Delta v_{c_sm} = 1,8\%$, com relação ao valor nominal, para os capacitores dos SMs. Dessa forma, o menor dos valores de capacitância avaliados que respeita essa condição é $C_f = 500 \mu\text{F}$, e, portanto, ele foi adotado.

B.4 Estratégia de Controle

Nesta seção são apresentadas as estratégias de controle específicas utilizadas para o FAP.

B.4.1 Controle da Corrente CA e ABTC

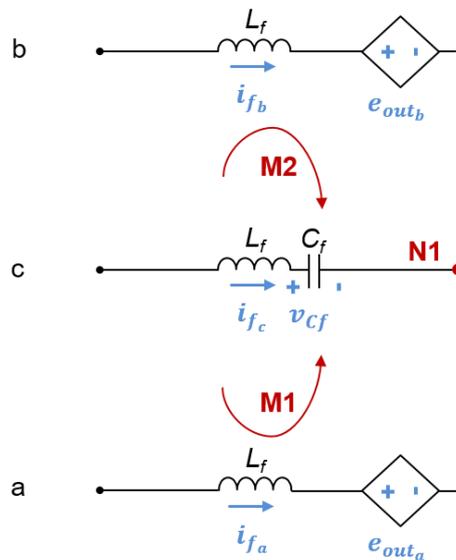


Figura B.4.1.1: Circuito equivalente do FAP conectado ao PCC (reprodução da Figura B.2.2).

Reescrevendo (B.1) e (B.2) obtidas no Capítulo 2 para essa topologia, tem-se:

$$L_f \frac{d(2i_{f_a} + i_{f_b})}{dt} = v_{f_{ac}} - e_{out_a} + v_{Cf}, \quad (B.9)$$

$$L_f \frac{d(2i_{f_b} + i_{f_a})}{dt} = v_{f_{bc}} - e_{out_b} + v_{Cf}. \quad (B.10)$$

A partir de (B.9) verifica-se que a corrente i_{f_a} tem um peso duas vezes maior que a i_{f_b} , com relação à determinação de e_{out_a} . Além disso, o capacitor C_f é utilizado somente com o objetivo de bloquear o nível CC da tensão de saída, cujo valor é constante em regime permanente, e com baixo *ripple* devido à sua constante de inércia, tal que ele não afeta a comparação da função de custo do MPC. Dessa forma, com o objetivo de simplificar a função e custo a ser avaliada pelo controle, o efeito dos dois termos i_{f_b} e v_{Cf} são desconsiderados na equação. Essas mesmas considerações se aplicam para (B.10), tal que elas resultam nas equações simplificadas:

$$2L_f \frac{di_{f_a}}{dt} = v_{f_{ac}} - e_{out_a}, \quad (B.11)$$

$$2L_f \frac{di_{f_b}}{dt} = v_{f_{bc}} - e_{out_b}. \quad (B.12)$$

Sendo assim, (B.11) e (B.12) são as equações usadas no MPC para a topologia SS-MMCC operando como FAP.

Vale ressaltar que, apesar de não haver um controle dedicado à fase ‘c’, a topologia trifásica conectada em um sistema trifásico a três fios garante o controle de i_{f_c} a partir de i_{f_a} e i_{f_b} .

A funções de custo para o controle para as correntes CA do FAP também é dada por (3.7), assim como a utilizada pelos FHPs, porém o fator de peso (λ_N) referente ao termo responsável por regular \bar{N}_{on} é nulo, pois não considera a tensão do capacitor na equação, tal que g_i é dada por:

$$g_i = |i^*(t + T_S) - i(t + T_S)|. \quad (B.13)$$

Para obter o valor de corrente previsto para o instante seguinte, as equações de corrente devem ser discretizadas usando (3.3), tal que (B.11) e (B.12) podem ser escritas como:

$$i_f(t + T_s) = i_f(t) + \frac{T_s}{2L_f} (v_{ff}(t + T_s) - e_{out}(t + T_s)), \quad (\text{B.14})$$

onde:

- $v_{ff}(t + T_s)$ é o valor previsto para a tensão no PCC, o qual pode ser aproximado pelo seu valor medido no instante 't', assumindo T_s suficientemente pequeno (QIN e SAEEDIFARD, 2012a);
- $i_f(t + T_s)$ é a corrente de fase sintetizada pelo FAP;
- $e_{out}(t + T_s)$ é a variável de teste do MPC, correspondente à tensão de saída CA a ser sintetizada pela perna do conversor.

Aqui também foi calculado o intervalo ΔN mínimo, ΔN_{\min} , necessário a partir de (PROENÇA e ROLIM, 2019b):

$$\Delta N_{\min} = \frac{L_f}{V_{sm}} \left(2 \frac{d^2 i_{fa}}{dt} + \frac{d^2 i_{fb}}{dt} \right). \quad (\text{B.15})$$

Substituindo os valores adequadamente em (B.15), verificou-se que para o FAP compensando todo o espectro harmônico medido não vale a pena usar essa metodologia, pois não há significativa redução do conjunto de testes. No entanto, caso o FAP compensa-se apenas as harmônicas componentes harmônicas do sistema (5° , 7° , 11° e 13°), $\Delta N_{\min} = \pm 1$ e valeria a pena, pois o conjunto de teste K reduziria de $N_{sm} + 1 = 9$ possibilidades para 3 $\{-1, 0, +1\}$.

O fluxograma referente ao controle de corrente CA é o mesmo utilizado para os FHPs, vide Figura 3.3. E a estratégia de ABTC utilizada também foi a mesma apresentada em 3.2.3.

B.4.2 Cálculo das referências de correntes de compensação

Para o FAP foi usado o conceito de compensação de uma ampla faixa de frequências, enquanto os FHP foram controlados para compensar componentes específicas de frequência.

Conforme mencionado anteriormente em 3.1.1, a estratégia que analisa o conteúdo harmônico no domínio do tempo considerando a compensação de uma ampla faixa de frequências é a mais utilizada na literatura referente ao FAP devido às suas vantagens, como, por exemplo: (i) resposta mais rápida a mudanças no sistema de potência, podendo compensar cargas com conteúdo harmônico variável; e (ii) fácil implementação, com baixo esforço computacional. Portanto, essa abordagem foi adotada

neste trabalho, através da teoria das potências instantâneas, também conhecida como teoria pq (AKAGI, WATANABE e AREDES, 2017). O diagrama completo do controle é apresentado na Figura B.4.2.1.

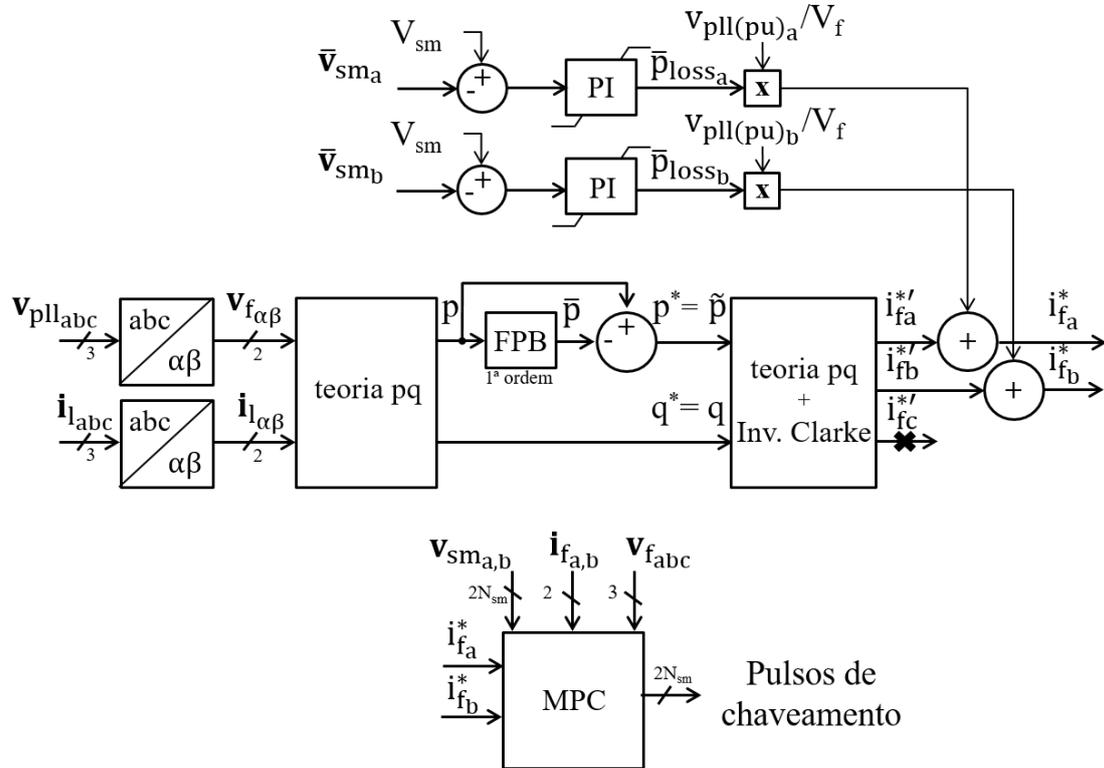


Figura B.4.2.1: Diagrama em blocos do controle proposto para o SS-MMCC reduzido operando como FAP.

Primeiramente, as tensões no PCC e as correntes na carga são medidas e transformadas para o sistema de coordenadas $\alpha\beta$, e é utilizado. Vale ressaltar que no lugar das tensões medidas utilizam-se os sinais correspondentes de saída do PLL.

Para as três topologias, primeiramente são medidas as tensões no PCC e as correntes na carga, e é utilizado o PLL (Phase Locked Loop) trifásico do tipo ‘p’ (desenvolvido com base na teoria pq por ROLIM, *et al.* (2006))

Em seguida, as potências real e imaginária são calculadas, a partir da teoria pq e considerando o sistema de coordenadas $\alpha\beta$, tal que:

$$p = v_{f_\alpha} i_{l_\alpha} + v_{f_\beta} i_{l_\beta}, \quad (\text{B.16})$$

$$q = v_{f_\beta} i_{l_\alpha} - v_{f_\alpha} i_{l_\beta}. \quad (\text{B.17})$$

Essas potências são, então, separadas em duas parcelas, cada uma: uma parcela média, \bar{p} e \bar{q} , e uma oscilante, \tilde{p} e \tilde{q} . O FAP foi projetado para compensar as parcelas: $p^* = \tilde{p}$ e $q^* = \bar{q} + \tilde{q}$, de forma que somente a potência média real da carga, \bar{p} , seja suprida pela rede. Para separar essas parcelas foi utilizado um filtro passa-baixas (FPB), vide Figura B.4.2.1.

A partir da definição das potências a serem compensadas pelo filtro, p^* e q^* , são calculadas as referências de corrente no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, também usando a teoria pq, através de (B.16) e (B.17), tal que:

$$i_{f\alpha}^* = p^* \frac{V_{f\alpha}}{v_{f\alpha}^2 + v_{f\beta}^2} + q^* \frac{V_{f\beta}}{v_{f\alpha}^2 + v_{f\beta}^2}, \quad (\text{B.18})$$

$$i_{f\beta}^* = p^* \frac{V_{f\beta}}{v_{f\alpha}^2 + v_{f\beta}^2} - q^* \frac{V_{f\alpha}}{v_{f\alpha}^2 + v_{f\beta}^2}. \quad (\text{B.19})$$

Essas referências são, então, transformadas para o sistema de coordenadas abc, utilizando a transformada inversa de Clarke, \mathbf{T} , tal que:

$$\mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad (\text{B.20})$$

$$i_{fabc}^* = \mathbf{T} i_{f\alpha\beta}^*. \quad (\text{B.21})$$

Por fim, além da compensação das componentes harmônicas de corrente, é necessário efetuar o controle referente ao elemento armazenador de energia do filtro ativo. Para a topologia SS-MMCC é necessário fazer um controle da tensão que regule a tensão CC de todos os capacitores, o qual atua de forma a compensar as perdas ôhmicas e de chaveamento do conversor, caso contrário essa energia suprida pelos capacitores os descarregaria. Além disso, o conversor de potência do FAP deve operar como um conversor *boost*, de forma que a tensão CC deve ser maior que o valor pico da tensão CA, a fim de garantir a sua controlabilidade (AKAGI, WATANABE e AREDES, 2017).

A estratégia adotada neste trabalho consistiu em utilizar dois controladores PI, um para cada fase, responsáveis por regular o erro entre a média da tensão de todos os capacitores da fase (\bar{v}_{sm_a} e \bar{v}_{sm_b}) e o valor nominal da tensão dos capacitores (V_{sm}). O sinal de saída de cada controlador PI foi tratado separadamente, devido à assimetria da

topologia, e representam uma pequena parcela de potência ativa média (\bar{p}_{loss_a} e \bar{p}_{loss_b}), a qual deve ser drenada continuamente do sistema, a fim de garantir a regulação da tensão dos capacitores. Essa potência é, então, transformada em um sinal de referência de corrente para a respectiva fase, a ser adicionada à referência previamente calculada por (B.21). Esse controle também se encontra na Figura B.4.2.1.

Por fim, o projeto dos controladores PI é o mesmo abordado na subseção 3.2.4.1.

B.5 Resultados de Simulação

Nesta seção é apresentada a modelagem do sistema utilizado para as simulações do FAP, bem como os resultados obtidos.

B.5.1 Modelagem do sistema utilizado para testar as diferentes topologias

Conforme mencionado em B.1, o FAP foi analisado em um sistema de MT, mas com sua conexão no lado de BT.

Nas simulações do FAP foi considerado um sistema de distribuição modelado em (CRISPINO, 2014 e 2017), vide Figura B.5.1.1, tal que o FAP foi conectado no PCC do lado de baixa tensão (BT) deste sistema, mesmo ponto em que a carga não linear se encontra conectada. A rede foi modelada pelo seu equivalente Thévenin na frequência fundamental, representado por uma fonte de tensão balanceada e senoidal, e por uma impedância RL em série, e não foram consideradas ressonâncias ou distorções provenientes da rede. Ainda, a carga não-linear foi modelada como um retificador a diodos, com uma carga RL em seu lado CC.

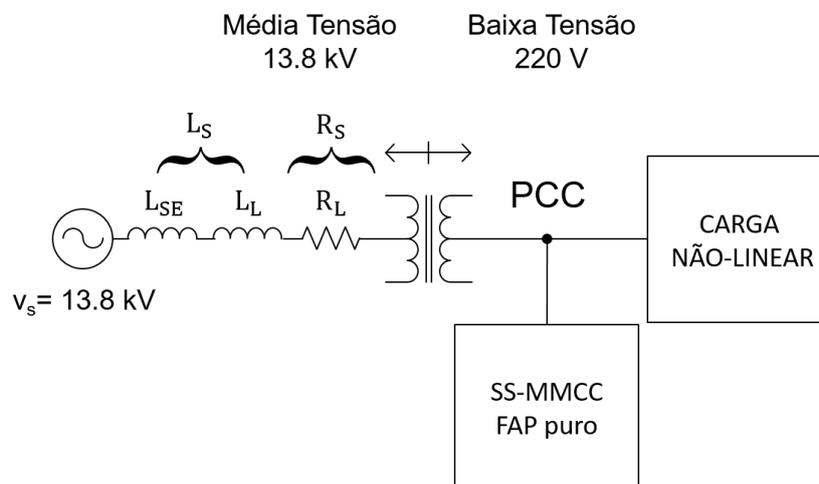


Figura B.5.1.1: Diagrama unifilar do sistema simulado completo.

Tabela B.5.1.1: Parâmetros do sistema de distribuição.

Parâmetro	Valor
Tensão da rede em média tensão (MT)	13,8 kV
Tensão da rede em BT	220 V
Corrente de curto-circuito máxima, I_{sc}	8 kA
Potência de curto-circuito	100 MVA
Potência do trafo (impedância de 3,5%)	150 kVA
Cabo 336.4 MC	10 km
Frequência fundamental da rede (f)	60 Hz
L_{SE}	5 mH
L_L	10 mH
R_L	2 Ω

Uma vez que o FAP está conectado no lado de BT do transformador, as impedâncias representativas da rede foram refletidas de MT para BT, e o sistema foi simulado em BT, vide Figura B.5.1.2, com os parâmetros apresentados na Tabela B.5.1.2.

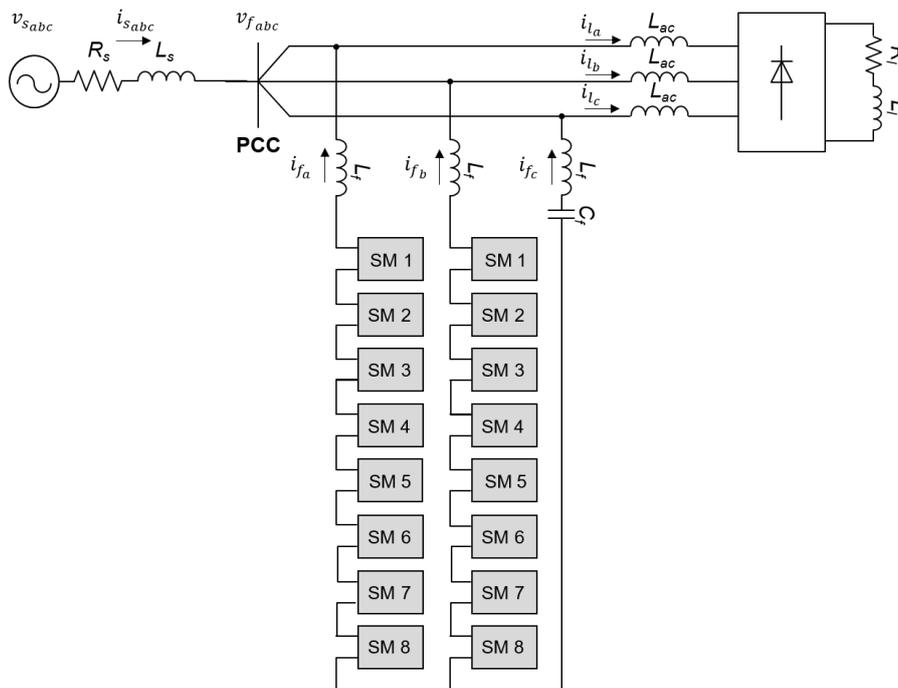


Figura B.5.1.2: Diagrama do sistema simulado em BT.

Tabela B.5.1.2: Parâmetros do sistema simulado em BT.

Parâmetros do sistema - BT	Valor
Potência nominal do MMCC-FAP (S)	5 kVA
Tensão de linha da rede de BT (v_s)	220 V
Frequência fundamental da rede (f)	60 Hz
Resistência (R)	0,51 m Ω
Indutância (L)	33,8 μ H
Tensão nominal do elo CC (V_{cc})	1000 V
Número de submódulos por perna (N_{sm})	8
Tensão nominal do capacitor (V_{c_sm})	125 V
Capacitância do submódulo (C_{sm})	6000 μ F
Indutância de saída do FAP (L_f)	10 mH
Capacitor de saída do FAP (C_f)	500 μ F
Potência da carga não linear	2,5 kW
R_l	35 Ω
L_l	0,3 mH
L_{ac}	1 mH
Frequência de amostragem do controle ($f_s = 1/T_s$)	20 kHz
Frequência de corte dos filtros LPF (f_c)	20 Hz

Por fim, na Figura B.5.1.3 são mostradas as tensões trifásicas no PCC, as correntes trifásicas da carga e da rede, e o espectro harmônico da corrente da carga para a fase 'a', todos antes da atuação do FAP, tal que o conteúdo harmônico drenado pela carga é suprido somente pelo sistema e $i_s = i_f$. A partir da Figura B.5.1.3d verifica-se que os harmônicos típicos para essa carga são os de frequência $6k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$), cujas ordens de magnitude mais significativa são $n = 5, 7, 11$ e 13 .

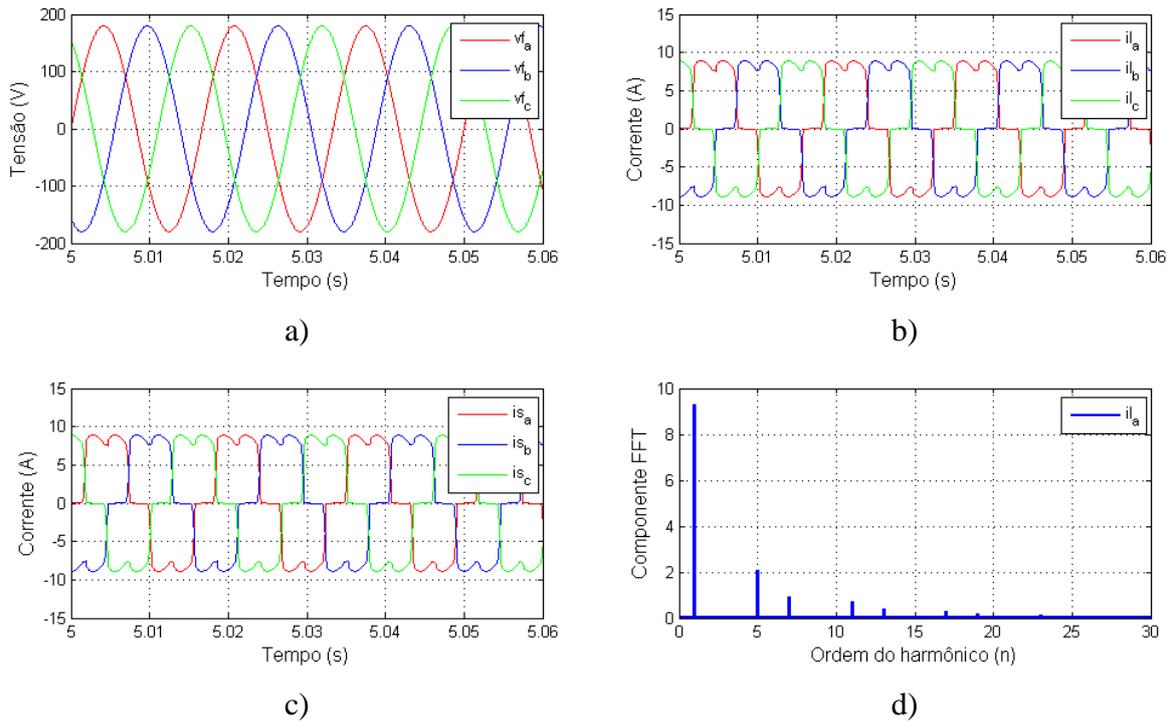


Figura B.5.1.3: Medições antes da atuação do FAP: a) tensões trifásicas no PCC; b) correntes trifásicas drenadas pela carga; c) correntes trifásicas da rede; e d) espectro harmônico da corrente da carga, para a fase ‘a’.

B.5.2 Resultados

Na subseção anterior, foram mostradas as medições de tensão e corrente no sistema antes da conexão do FAP, tal que o sistema supre todo o conteúdo harmônico proveniente da carga, reduzindo a qualidade de energia do mesmo. Ao conectar o FAP ao sistema, ele deve compensar o espectro harmônico gerado pela carga, de maneira que esta só drene a componente de potência real média, \bar{p} , do sistema, conforme estratégia de controle adotada e apresentada em B.4. Na Figura B.5.2.1 são apresentados alguns dos resultados da atuação do FAP, sendo eles: (i) as correntes de referência para a compensação do FAP, juntamente com a corrente sintetizada por ele, para a fase ‘a’; (ii) as correntes da carga, do FAP e na geração, para a fase ‘a’; (iii) as correntes trifásicas sintetizadas pelo FAP; (iv) as correntes trifásicas na geração. Assim, a partir dos resultados mostrados nessa figura é possível verificar o correto funcionamento das estratégias de cálculo da corrente de compensação, bem como do controle das correntes sintetizadas pelo FAP.

Na Figura B.5.2.2 é mostrado o espectro harmônico das correntes da carga, do FAP e do sistema para a fase ‘a’, bem como seus conteúdos harmônicos até a ordem $n = 20$, através da análise FFT de suas formas de onda.

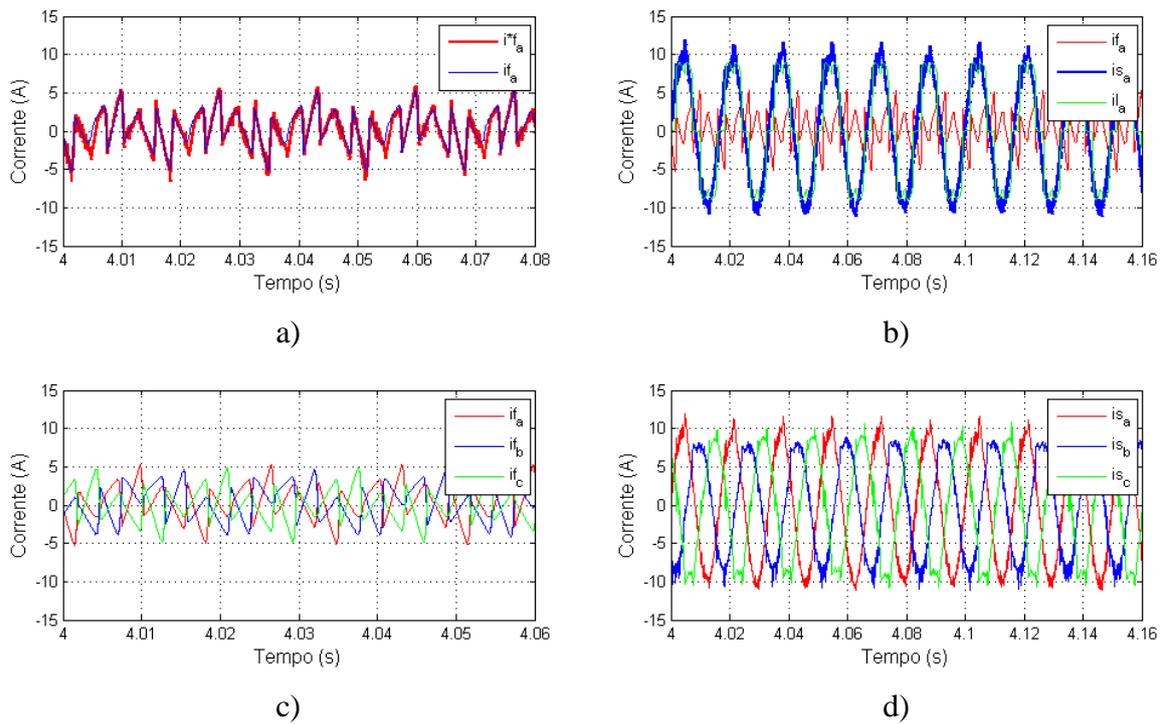


Figura B.5.2.1: Resultados obtidos na simulação do FAP com topologia SS-MMCC completa: a) correntes de referência e do FAP para a fase 'a'; b) as correntes da carga, do FAP e no sistema, para a fase 'a'; c) correntes trifásicas do FAP; d) correntes trifásicas no sistema.

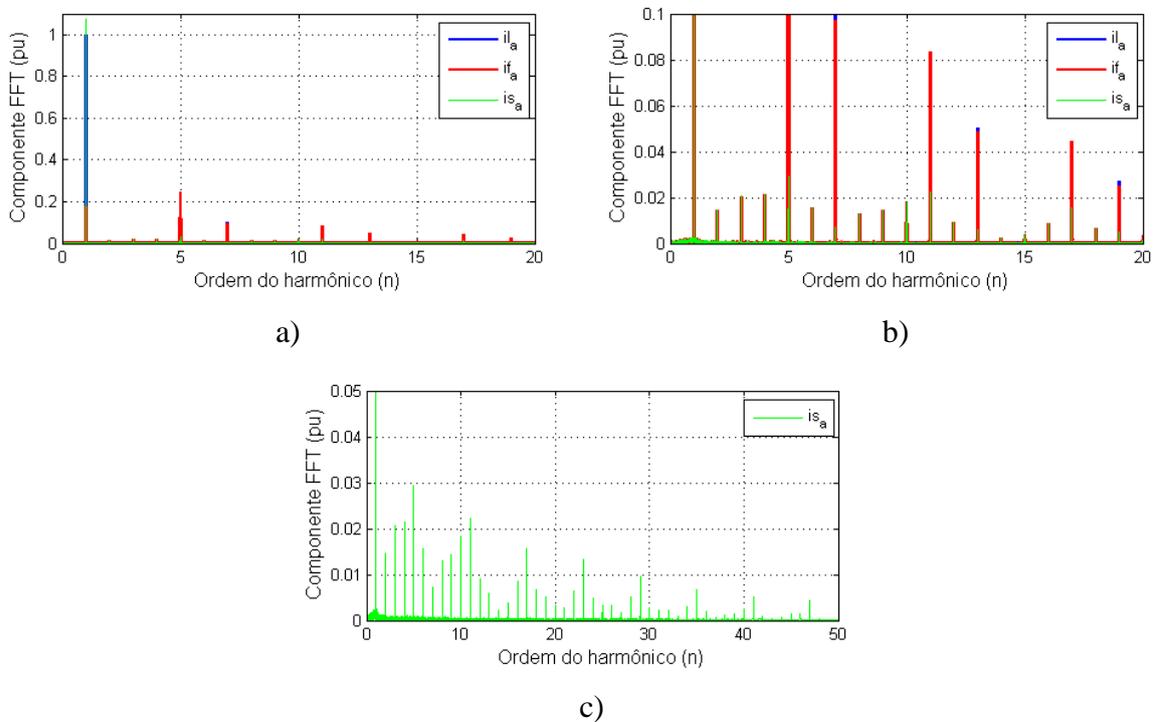


Figura B.5.2.2: Resultados obtidos na simulação do FAP com topologia SS-MMCC completa: a) espectro de frequências; b) detalhe do espectro de frequências das correntes da carga, do filtro e do sistema, respectivamente; e c) espectro de frequências da corrente do sistema, todos para a fase 'a'.

Analisando os resultados apresentados na Figura B.5.2.2 é possível verificar que o FAP é capaz de suprir, quase em sua totalidade, as componentes harmônicas drenadas pela carga. No entanto, verificou-se que ele também injeta componentes em outras frequências harmônicas na rede. Na Tabela B.5.2.1 são mostrados: (i) o THD medido usando uma ferramenta interna do PSIM; (ii) o TDD calculado a partir das componentes harmônicas; (iii) e a porcentagem de algumas componentes harmônicas, com relação à corrente máxima demandada pela(s) carga(s) no PCC, importante para verificação da norma IEEE.

Tabela B.5.2.1: Distorções medidas na corrente do sistema na fase ‘a’.

Ordem (n) / Índice	Distorção	Observação
5	2,95%	Maior distorção dentre as componentes ímpares da faixa $n \leq 11$
11	2,22%	Maior distorção dentre as componentes ímpares da faixa $11 \leq n < 17$
17	1,57%	Maior distorção dentre as componentes ímpares da faixa $17 \leq n < 23$
23	1,32%	Maior distorção dentre as componentes ímpares da faixa $23 \leq n < 35$
35	0,68%	Maior distorção dentre as componentes ímpares da faixa $35 \leq n \leq 50$
4	2,14%	Maior distorção dentre as componentes pares da faixa $n \leq 11$
12	0,89%	Maior distorção dentre as componentes pares da faixa $11 \leq n < 17$
18	0,66%	Maior distorção dentre as componentes pares da faixa $17 \leq n < 23$
28	0,52%	Maior distorção dentre as componentes pares da faixa $23 \leq n < 35$
40	0,24%	Maior distorção dentre as componentes pares da faixa $35 \leq n \leq 50$
TDD	6,74%	Calculado a partir das componentes acima
THD	8,5%	Calculado usando ferramentas do PSIM

Os resultados apresentados na Tabela B.5.2.1 foram analisados comparando-os com os limites apresentados na Tabela 4.1, considerando a faixa de $100 < I_{sc}/I_l < 1000$, determinada pelos parâmetros adotados no sistema. Dessa forma, verificou-se que os limites para as componentes individuais dos harmônicos ímpares foram respeitados. Além disso, os limites para as componentes pares também foram respeitados, exceto para a componente $n = 28$, a qual ficou 0,02% acima do permitido. Por fim, o TDD calculado foi de 6,74%, também dentro do limite permitido. Com relação ao THD de corrente, nada é especificado nesta norma. Apesar da injeção de harmônicos pelo FAP no sistema, os resultados apresentados validam a nova topologia de conversor MMCC proposta, bem como as estratégias de controle adotadas e adaptadas neste trabalho para serem usadas com ela.

Já na Figura B.5.2.3 são mostradas as tensões dos capacitores para as duas pernas do conversor, correspondentes às fases ‘a’ e ‘b’, a partir da qual verifica-se que os capacitores estão balanceados e regulados em torno do valor nominal. O *ripple* medido ficou dentro da faixa de 1% do valor nominal, respeitando o limite para o qual as capacitâncias foram calculadas, vide subseção B.3.2. Assim, esses resultados comprovam a eficácia das estratégias de ABTC e de regulação das tensões dos capacitores, bem como o correto dimensionamento dos controladores PI.

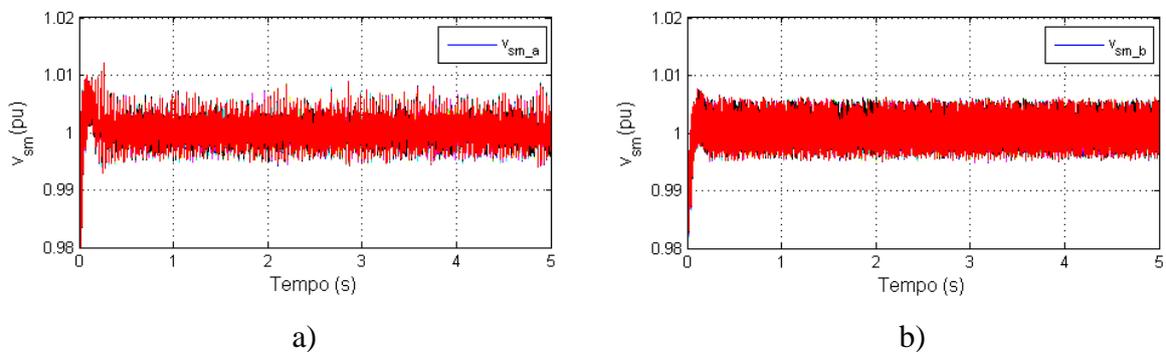


Figura B.5.2.3: Tensão nos capacitores dos submódulos para as fases: a) ‘a’ e b) ‘b’.

Apêndice C

Neste Apêndice são mostrados resultados de simulação adicionais.

C.1 SS-MMCC reduzida

Aqui são apresentados os resultados de simulação para a topologia SS-MMCC reduzida dimensionada de forma que o FPP é sintonizado na interfrequência $h_{FPP} = 5,484f_1$, tal que a tensão CC necessária para sua operação é de 3,6 kV, conforme mostrado na seção 2.3.3.2. Ainda, assim como para as demais topologias discutidas no Capítulo 4, aqui são apresentados os resultados somente para compensação de 5° harmônico.

Na Figura C.1.1 são apresentadas as seguintes formas de onda resultantes da ação do FHP em questão: (i) as correntes de referência para a compensação do FHP, juntamente com a corrente sintetizada por ele, para ambas as fases 'a' e 'b'; (ii) as correntes da carga, do FHP e na rede, para as fases 'a' e 'b'; e (iii) o espectro harmônico das correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase 'a'. Assim, a partir dessa Figura C.1.1 é possível verificar o correto funcionamento das estratégias de cálculo da corrente de compensação, bem como do controle das correntes sintetizadas pelo FHP.

A partir da Figura C.1.1a, as amplitudes das componentes do erro de rastreamento para o controle da corrente foram: (i) $\cong 0,87\%$ para a frequência fundamental (componente responsável pela queda de tensão nos terminais do FPP na frequência fundamental); (ii) $\cong 0,05\%$ para $n = 5$. Ainda, analisando os resultados apresentados na Figura C.1.1c é possível verificar que o FHP é capaz de suprir, quase em sua totalidade, a componente harmônica drenada pela carga.

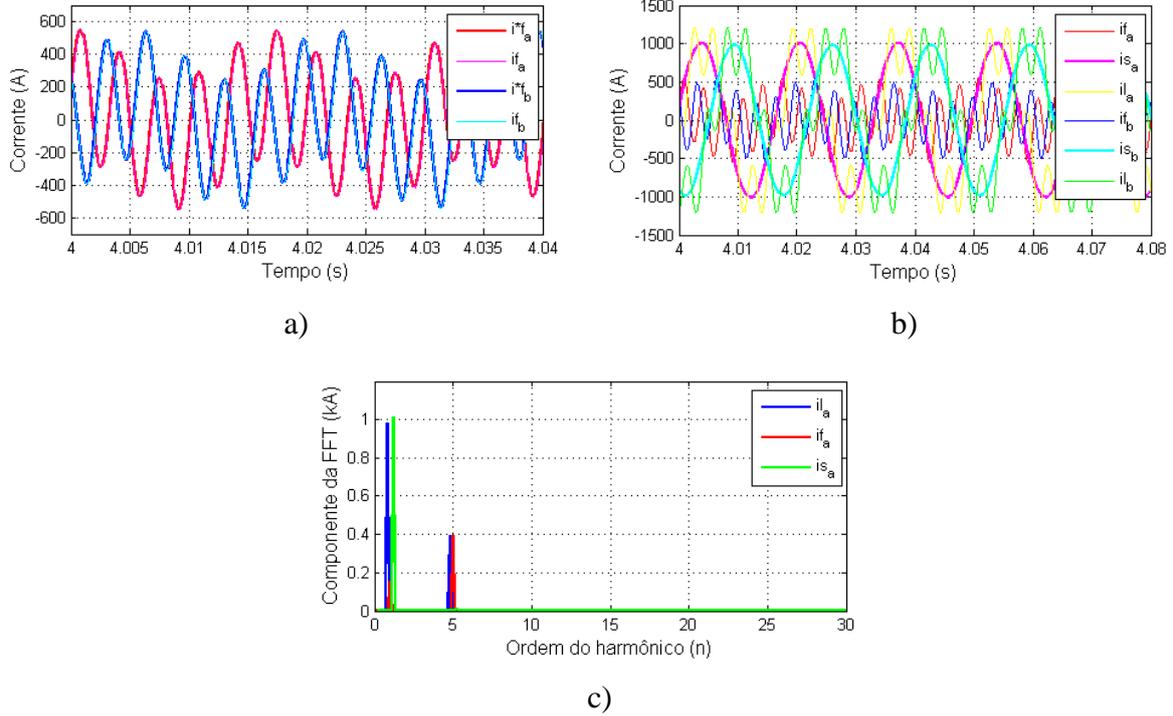


Figura C.1.1: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia SS-MMCC reduzida com FPP sintonizado em $h_{FPP} = 5,484f_1$: a) correntes de referência e do FHP para as fases ‘a’ e ‘b’; b) as correntes da carga, do FHP e na geração, para as fases ‘a’ e ‘b’; c) o espectro harmônico das correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’.

Na Figura C.1.2 são mostrados: (i) N_{on} em cada perna do SS-MMCC reduzido juntamente com \bar{N}_{on} ; e (ii) as tensões V_F no PCC, juntamente com V_{FPP} e V_{FAP} , para as fases ‘a’ e ‘b’. A partir da Figura C.1.2Figura 4.12a verifica-se que a função de custo g_i também está controlando adequadamente \bar{N}_{on} , dado que $\bar{N}_{on}^* = N_{sm}/2$ para topologias SS-MMCC com SM em meia-ponte. Além disso, verifica-se que N_{on} está variando dentro do conjunto de teste do MPC dado por $[0, N_{sm}]$. Por fim, a partir da Figura C.1.2b é possível observar a queda de tensão na componente fundamental nos terminais do FPP, e como ela permite a redução da capacidade nominal do FAP.

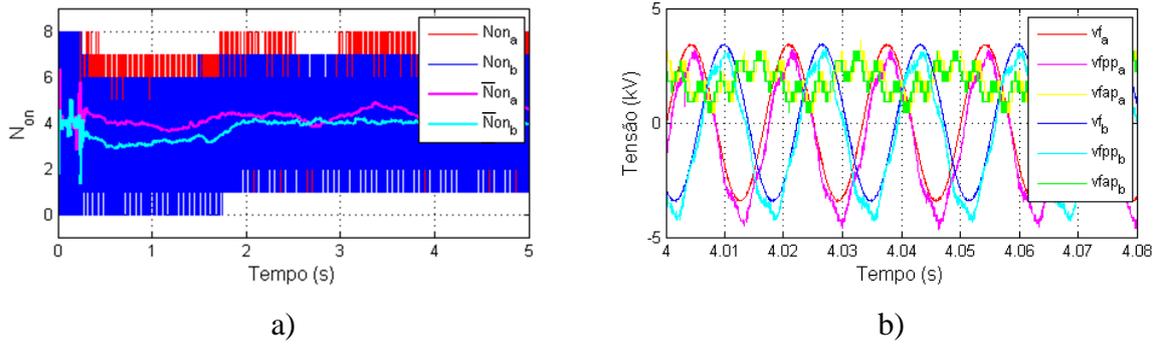


Figura C.1.2: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia SS-MMCC reduzida com FPP sintonizado em $h_{FPP} = 5,484f_1$: a) N_{on} e \bar{N}_{on} para as fases ‘a’ e ‘b’; b) V_{FAP} , V_{FPP} e V_F para as fases ‘a’ e ‘b’.

Na Figura C.1.3 Figura 4.13 são mostradas as tensões dos capacitores, em pu, para cada uma das fases do SS-MMCC reduzido, em que se verifica que os capacitores estão balanceados e regulados em torno do valor nominal.

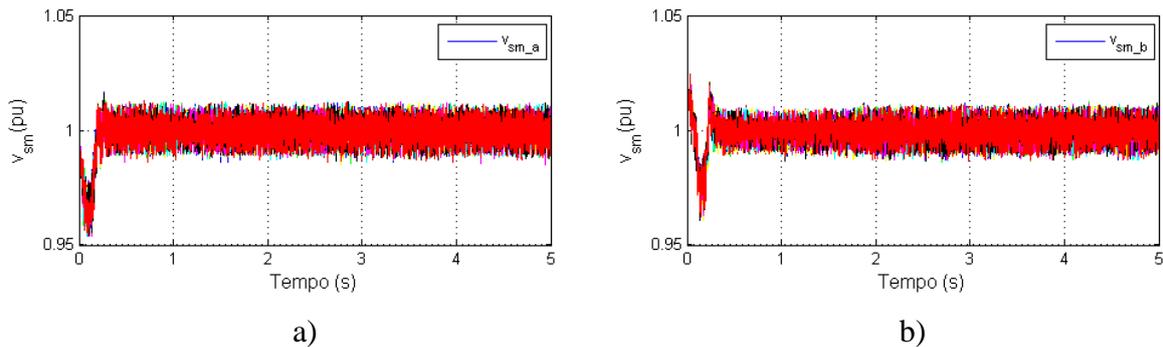


Figura C.1.3: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia SS-MMCC reduzida com FPP sintonizado em $h_{FPP} = 5,484f_1$: tensões nos capacitores dos SMs das fases: a) ‘a’; b) ‘b’.

C.2 DS-MMCC reduzida

Nesta subsecção são apresentados os resultados obtidos ao utilizar a topologia DS-MMCC reduzida como FHP para compensação de ambos 5° e 7° harmônicos da carga não-linear, ampliando sua banda de atuação.

Na Figura C.2.1 são apresentados os resultados de simulação obtidos, sendo eles: (a) as correntes de referência para a compensação do FHP, juntamente com a corrente sintetizada por ele, para as fases ‘a’ e ‘b’; (b) as correntes da carga, do FHP e na geração, para as fases ‘a’ e ‘b’; (c) as correntes trifásicas sintetizadas pelo FHP; (d) as correntes trifásicas na geração; (e) o espectro harmônico das correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’. A partir desses resultados é possível observar o correto

funcionamento das estratégias de cálculo da corrente de compensação, bem como do controle das correntes sintetizadas pelo FHP.

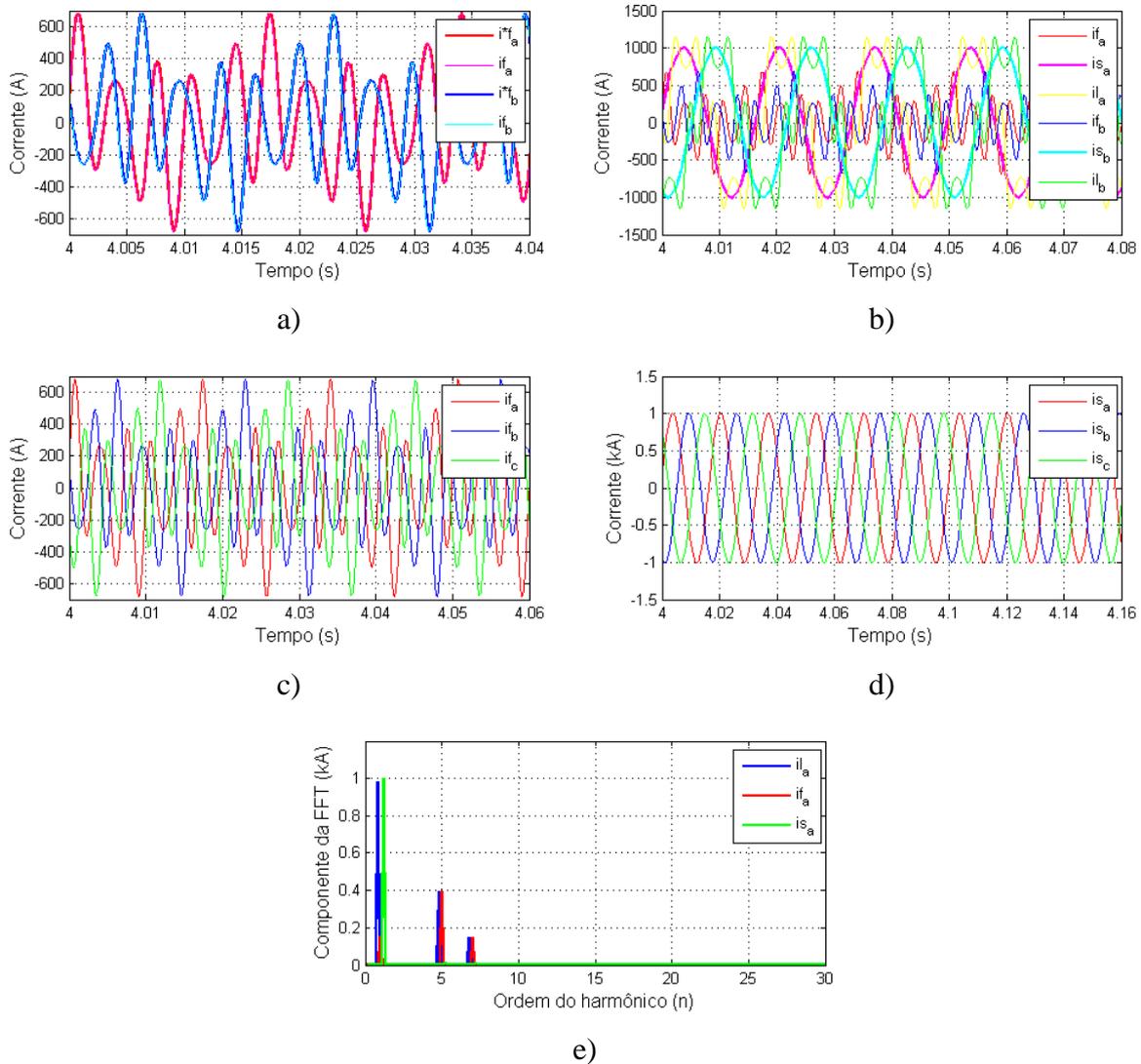


Figura C.2.1: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia DS-MMCC reduzida compensando 5° e 7° harmônicos: a) correntes de referência e do FHP para as fases ‘a’ e ‘b’; b) as correntes da carga, do FHP e na geração, para as fases ‘a’ e ‘b’; c) correntes trifásicas do FHP; d) correntes trifásicas na geração; e) o espectro harmônico das correntes da carga, do FHP e na geração, para a fase ‘a’.

A partir da Figura C.2.1a, as amplitudes das componentes do erro de rastreamento para o controle da corrente foram: (i) $\cong 0,97\%$ para a frequência fundamental (componente responsável pela queda de tensão nos terminais do FPP na frequência fundamental); (ii) $\cong 0,17\%$ para $n = 5$; (iii) $\cong 0,27\%$ para $n = 7$. Pelas Figura C.2.1c e Figura C.2.1d verifica-se que as três fases estão equilibradas. Ainda, analisando os resultados

apresentados na Figura C.2.1e é possível verificar que o FHP é capaz de suprir as componentes harmônicas drenadas pela carga.

Na Figura C.2.2 são mostrados: (i) N_{on} em cada fase juntamente com \bar{N}_{on} ; e (ii) as tensões V_F no PCC, juntamente com V_{FPP} e V_{FAP} , para as fases ‘a’ e ‘b’. A partir da Figura C.2.2a verifica-se o que a função de custo g_i , referente ao laço de controle de corrente CA, também está controlando adequadamente \bar{N}_{on} , dado que $\bar{N}_{on}^* = 0$ para topologias DS-MMCC. Além disso, verifica-se que N_{on} está variando dentro do conjunto de teste do MPC dado por $[-N_{sm}/2, N_{sm}/2]$. Ainda, a partir da Figura C.2.2b é possível verificar que na tensão de saída do conversor predominam os harmônicos de 5^a e 7^a ordens. Por fim, a partir da Figura C.2.2c é possível observar a queda de tensão na componente fundamental nos terminais do FPP, e como ela permite a redução da capacidade nominal do FAP.

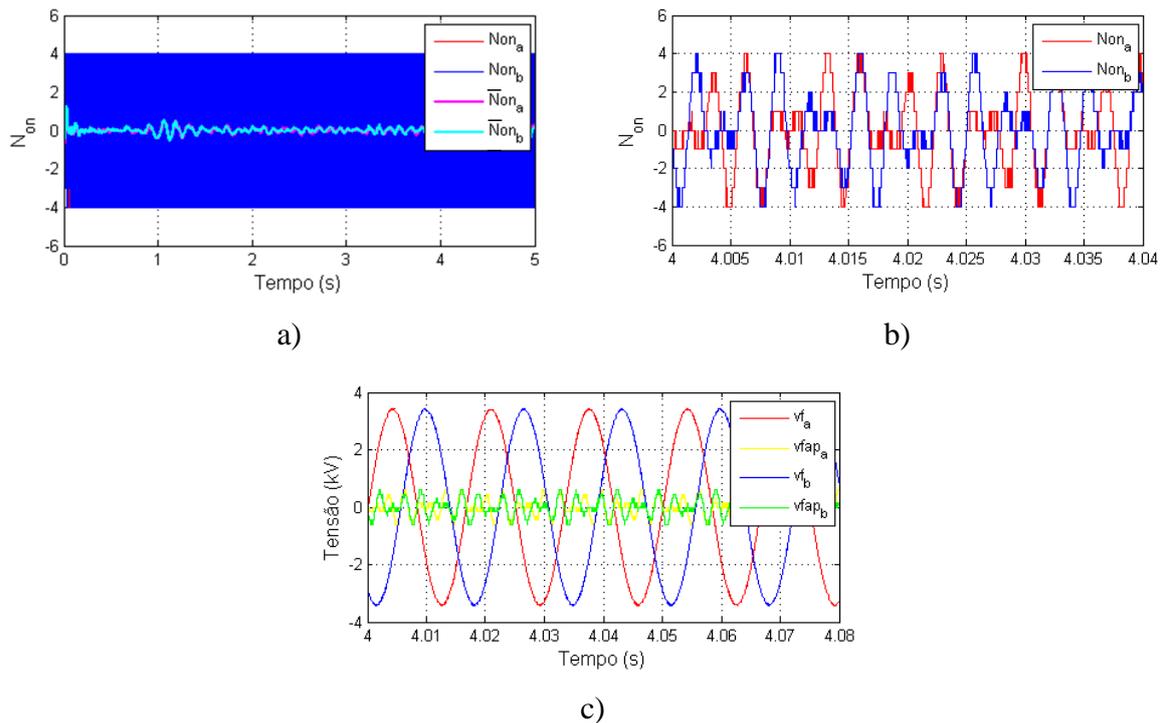


Figura C.2.2: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia DS-MMCC reduzida compensando 5^o e 7^o harmônicos: a) N_{on} e \bar{N}_{on} para as fases ‘a’ e ‘b’; b) zoom em N_{on} para as fases ‘a’ e ‘b’; e c) V_{FAP} , V_{FPP} e V_F para as fases ‘a’ e ‘b’.

Por fim, na Figura C.2.3 são mostradas as tensões dos capacitores, em pu, para cada uma das fases do SS-MMCC e para o elo CC. A partir da Figura C.2.3a e Figura C.2.3b verifica-se que os capacitores estão balanceados e regulados em torno do valor

nominal. Ainda, o *ripple* medido ficou dentro da faixa de 3% do valor nominal, respeitando o limite para o qual as capacitâncias foram calculadas, vide subseção 2.3.4.2. Já na Figura C.2.3c verifica-se que as tensões de C_1 e C_2 estão corretamente reguladas em torno de seus valores nominais, e com *ripple* medido dentro da faixa de 10 % considerada no cálculo das capacitâncias.

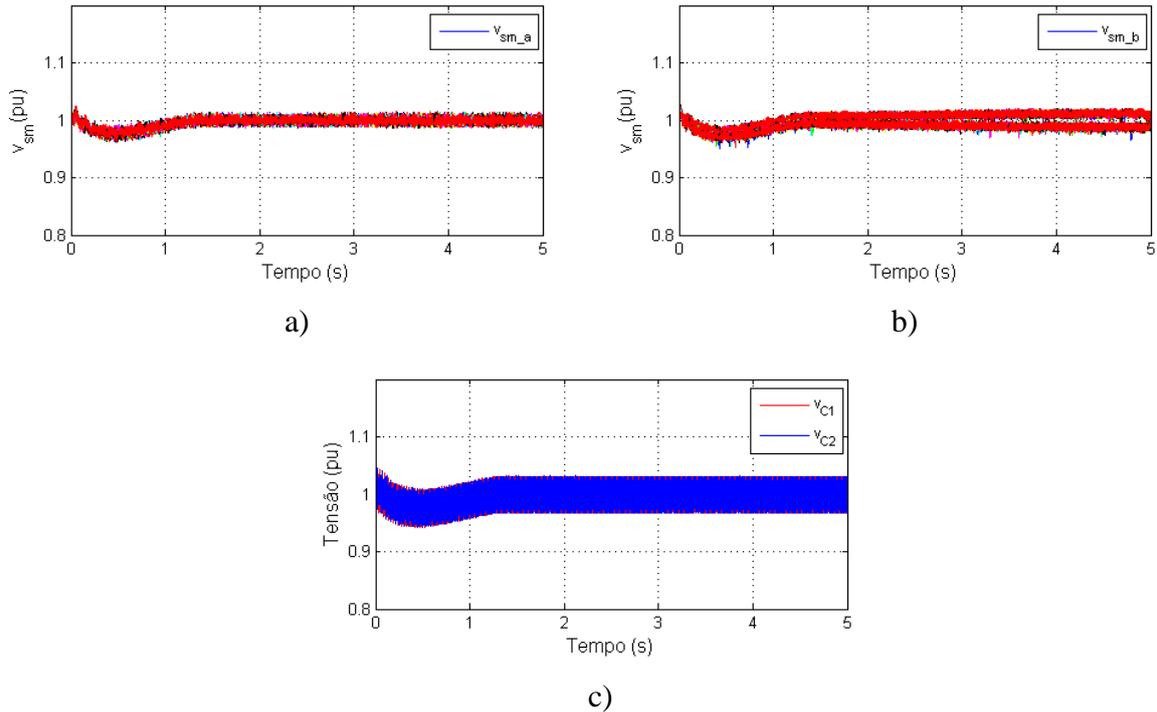


Figura C.2.3: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia DS-MMCC reduzida compensando 5° e 7° harmônicos: tensões nos capacitores dos SMs das fases: a) ‘a’; b) ‘b’ ; e c) v_{c1} e v_{c2} .

Por fim, na Figura C.2.4 são mostradas as componentes de corrente circulante, as quais não foram reguladas.

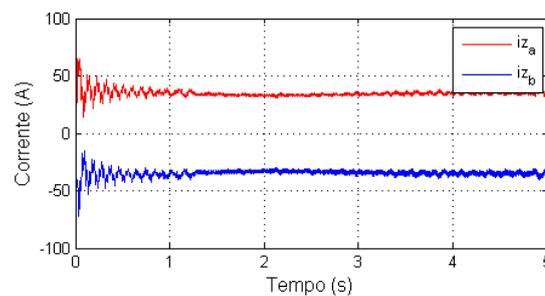


Figura C.2.4: Resultados obtidos na simulação do FHP com topologia DS-MMCC reduzida compensando 5° e 7° harmônicos: correntes circulantes (não reguladas).