

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
CÂMPUS CORNÉLIO PROCÓPIO
DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

VINÍCIUS DÁRIO BACON

**ESTUDO E ANÁLISE COMPARATIVA DE TOPOLOGIAS DE
FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA PARALELOS IMPLEMENTADOS
EM SISTEMAS ELÉTRICOS TRIFÁSICOS A QUATRO FIOS**

DISSERTAÇÃO

CORNÉLIO PROCÓPIO

2015

VINÍCIUS DÁRIO BACON

**ESTUDO E ANÁLISE COMPARATIVA DE TOPOLOGIAS DE
FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA PARALELOS IMPLEMENTADOS
EM SISTEMAS ELÉTRICOS TRIFÁSICOS A QUATRO FIOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para obtenção do título de “Mestre em Engenharia Elétrica”.

Orientador: Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva.

CORNÉLIO PROCÓPIO

2015

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

B128 Bacon, Vinícius Dário

Estudo e análise comparativa de topologias de filtros ativos de potência paralelos implementados em sistemas elétricos trifásicos a quatro fios / Vinícius Dário Bacon. –2015.
139 f. : il. color. ; 31 cm

Orientador: Sérgio Augusto Oliveira da Silva.

Dissertação (Mestrado) –Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Cornélio Procópio, 2015.

Bibliografia: p. 132-136.

1. Filtros elétricos ativos. 2. Harmônicos (Ondas elétricas). 3. Sistemas de energia elétrica. 4. Engenharia elétrica – Dissertações. I. Silva, Sérgio Augusto Oliveira da, orient. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDD (22. ed.) 621.3



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Câmpus Cornélio Procópio
Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Mestrado em Engenharia Elétrica



TERMO DE APROVAÇÃO

Estudo e Análise Comparativa de Topologias de Filtros Ativos de Potência Paralelos
Implementados em Sistemas Elétricos Trifásicos a Quatro Fios

por

Vinícius Dário Bacon

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de “Mestre em Ciências” e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.
Cornélio Procópio, 15/12/2015.

Alessandro do Nascimento Vargas, Prof. Dr.
Coordenador do Curso

Banca Examinadora:

Sérgio Augusto Oliveira da Silva, Prof. Dr.
Orientador

Sidelmo Magalhães Silva, Prof. Dr.

Leonardo Poltronieri Sampaio, Prof. Dr.

“A Folha de Aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso do Programa”

Dedico esta dissertação de mestrado a minha amada irmã Vanessa Dário Bacon, aquela que foi minha primeira mestre e professora, aquela quem sempre me incentivou e sempre foi um exemplo para mim.

AGRADECIMENTOS

Agradeço em primeiro lugar a Deus que foi, é, e sempre será o meu auxílio, força e proteção para qualquer desafio ou situação da minha vida. Agradeço a nosso Senhor Jesus Cristo por ser luz para o meu caminho, me ajudando a trilhar meus passos. Agradeço a Virgem Maria pela intercessão e cuidado de mãe que sempre pude contar.

Agradeço a todos os meus familiares que não pouparam esforços e apoio para que eu concluísse mais esta etapa da minha formação acadêmica. Em especial, quero homenagear meu pai José Jorge Bacon, engenheiro por natureza, e minha mãe Marisa Dário Bacon, eterna mestre e professora, que se dispuseram em tudo o que lhes foi possível para dar um futuro próspero à minha vida. Agradeço também pelo amor e carinho do meu padrinho Israel Dário Júnior e minha madrinha Marcia Dário Secco que são para mim exemplos de determinação. Agradeço ainda pelo amor, carinho e apoio também de minha avó Maria Zulmira Bacon, minha tia Lia Bacon, meu avô Israel Dário e sua digníssima senhora Cleide e homenageio também o meu avô Tarquino Bacon e minha avó Nair Dário que já estão na morada eterna.

Agradeço aos amigos que por benção divina sempre pude contar. Lembro aqui de todos os amigos de Cornélio Procópio que com certeza foram decisivos para o sucesso no meu mestrado. Em especial, homenageio o primeiro deles Leonardo Bruno Garcia Campanhol que me fez acreditar que um dia poderia me tornar mestre em ciências e que me acompanha até hoje. Lembro também dos que pude partilhar minha morada Paulo Broniera, Bruno Leandro Galvão Costa, Toni Cler Conti Kutz e Guilherme Pelz. Agradeço ainda a todos os amigos do Centro Integrado de Pesquisa em Controle e Automação (CIPECA), em especial ao Lucas Henrique de Andrade, Alex Sandro Viel Pulici, Clayton Graciola, Tiago Drummond, Fernando Marcos de Oliveira e Marcelo Takami pelo companheirismo.

Agradeço também aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da UTFPR campus Cornélio Procópio. Em especial, quero homenagear o meu orientador Sérgio Augusto Oliveira da Silva que não apenas me ensinou mas também me mostrou que devemos honrar um título de mestre em ciências. Agradeço ainda aos professores da banca Leonardo Poltronieri Sampaio e Sidelmo Magalhães Silva pelas contribuições com o trabalho. E ainda agradeço ao professor Fabio Duran pelo ensinamento e companheirismo.

Agradeço a UTFPR por toda estrutura disponibilizada no Laboratório de Eletrônica de Potência Qualidade de Energia e Energias Renováveis (LEPQER). Agradeço ainda à agência CAPES pela bolsa de demanda social fornecida.

“Quando tocar a nossa última hora, teremos a indizível alegria de ver Aquele que em nosso trabalho apenas pudemos pressentir” Karl Friedrich Gauss (1777-1855)

“Bendito o homem que deposita a confiança no Senhor, e cuja esperança é o Senhor. Assemelha-se à árvore plantada perto da água, que estende as raízes para o arroio; se vier o calor, ela não temerá, e sua folhagem continuará verdejante; não a inquieta a seca de um ano, pois ela continua a produzir frutos.” (Jr 17, 7-8)

RESUMO

BACON, Vinicius Dário. ESTUDO E ANÁLISE COMPARATIVA DE TOPOLOGIAS DE FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA PARALELOS IMPLEMENTADOS EM SISTEMAS ELÉTRICOS TRIFÁSICOS A QUATRO FIOS. 139 f. Dissertação – Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2015.

Este trabalho apresenta o estudo, implementação e análise comparativa de quatro diferentes configurações de Filtros Ativos de Potência Paralelos (FAPPs), os quais empregam as topologias de inversores *Split-Capacitor (SC)*, *Four-Leg (4L)*, *Three Full-Bridge (3FB)* e *Neutral-Point-Clamped (NPC)*. Tais configurações de FAPPs são empregadas para compensação de potência reativa e supressão de correntes harmônicas em sistemas elétricos trifásicos a quatro fios. A fim de realizar tal operação, um algoritmo baseado no sistema de eixos de referência síncrona é utilizado para calcular as correntes de referência de compensação. O modelo matemático da planta de corrente, a qual se refere às correntes de compensação, é obtido para as quatro configurações de FAPPs nas coordenadas abc , sendo que apenas no caso da topologia $4L$ acaba sendo encontrado modelo nas coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$. Conseqüentemente, o controle de corrente para a configuração $4L$ é implementado nas coordenadas $\alpha\beta 0$, enquanto para o restante das topologias de filtro ativo o controle é implementado nas coordenadas estacionárias abc . A planta de tensão, a qual se refere às tensões no barramento c.c., também é modelada matematicamente para os diferentes casos de filtro ativo. Os modelos matemáticos são apresentados de uma maneira unificada, ou seja, a partir do modelo obtido para uma topologia de FAPP é possível encontrar os modelos do restante das topologias. De posse desses modelos, é possível realizar o projeto dos controladores também de maneira unificada, ou seja, considerando uma malha de controle específica, apenas um projeto permite obter os ganhos dos controladores utilizados nas quatro configurações de filtros ativos. Esta metodologia de projeto acaba fazendo com que os controles das quatro diferentes topologias de FAPPs apresentem o mesmo desempenho. No intuito de validar o estudo realizado, bem como avaliar o desempenho das diferentes configurações dos FAPPs em estudo, simulações computacionais, bem como testes experimentais são realizados. Além disso, uma análise comparativa entre as topologias de filtros ativos é apresentada levando em consideração os principais aspectos topológicos, custos, bem como desempenho. Por meio desta análise, é possível definir as aplicações mais adequadas para cada um dos FAPPs estudados.

Palavras-chave: Filtro Ativo de Potência Paralelo, Full-Bridge, Split-Capacitor, Neutral-Point-clamped, Four-Leg, Harmônicos, Qualidade da Energia.

ABSTRACT

BACON, Vinicius Dário. STUDY AND COMPARATIVE ANALYSES OF SHUNT ACTIVE POWER FILTER TOPOLOGIES IMPLEMENTED IN THREE-PHASE FOUR-WIRE SYSTEMS. 139 f. Master Thesis – Electrical Engineering, Federal University of Technology. Cornélio Procópio, 2015.

This work deals with the study and comparative analyses of four Shunt Active Power Filters (SAPFs), which are implemented employing the *Split-Capacitor (SC)*, *Four-Leg (4L)*, *Three Full-Bridge (3FB)* and *Neutral-Point-Clamped (NPC)* inverter topologies. The SAPFs carry out reactive power compensation, as well as harmonic suppression in three-phase four-wire electrical systems. In order to perform the aforementioned conditioning, algorithms based on the synchronous reference frame are used to compute the compensation reference currents. The current plant mathematical models, which are related to the compensation currents, are obtained in the *abc* reference frame considering the studied SAPFs. Only the *4L* topology has the current plant model is obtained in the stationary reference frame $\alpha\beta 0$. Thereby, the current control is implemented in $\alpha\beta 0$ -axes for only the *4L* SAPF, while for the other three SAPFs the control is implemented in the *abc*-axes. The model that represents the voltage plant, which is related to DC-bus voltage, is also presented involving all the studied SAPF topologies. The mathematical modelling are unified, meaning that all the SAPF models can be found from one of them. Thus, from the unified model, it is possible to carry out a unified controller gains design. In other words, the controller gains obtained to a specific SAPF topology can be used to find the controller gains for the other ones. This project methodology allows the obtaining of the same control performance for all the SAPF topologies. In order to validate the theoretical analyses, as well as to evaluate the SAPFs performances, computational simulations and experimental tests are carried out. In addition, comparative analyses of the studied SAPFs are presented, considering the topological features, costs and performance. These comparative analyses allow the determining of the suitable applications for each one of the SAPF topologies.

Keywords: Shunt Active Power Filter, Full-Bridge, Split-Capacitor, Neutral-Point-clamped, Four-Leg, Harmonics, Power Quality.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES – FIGURAS

Figura 2.1 - Princípio de compensação de um FAPP.	38
Figura 3.1 - Configuração geral do FAPP trifásico a quatro fios.	39
Figura 3.2 – FAPP trifásico a três-fios.	40
Figura 3.3 – FAPP trifásico a quatro-fios configuração <i>SC</i>	41
Figura 3.4 – FAPP trifásico a quatro-fios configuração <i>4L</i>	42
Figura 3.5 – FAPP trifásico a quatro-fios configuração <i>3FB</i>	43
Figura 3.6 – FAPP trifásico a quatro-fios configuração <i>NPC</i>	44
Figura 3.7 – Inversor monofásico <i>Half-Bridge (HB)</i>	46
Figura 3.8 – Modulação PWM dois níveis aplicada a um inversor monofásico <i>HB</i>	46
Figura 3.9 – Inversor monofásico <i>Full-Bridge (FB)</i>	47
Figura 3.10 – Modulação PWM três níveis aplicada a um inversor monofásico <i>FB</i>	47
Figura 3.11 – Inversor monofásico <i>Neutral-Point-Clamped (NPC)</i> três níveis.	48
Figura 3.12 – Modulação PWM três níveis aplicada a um inversor monofásico <i>NPC</i>	49
Figura 3.13 – Circuito do inversor <i>Four-Leg</i>	50
Figura 3.14 – Vetores de comutação nas coordenadas $\alpha\beta 0$	51
Figura 3.15 – Dodecaedro formado pelos vértices dos vetores de comutação nas coordenadas $\alpha\beta 0$	52
Figura 4.1 – Circuito de potência dos FAPPs trifásicos: a) <i>SC</i> ; b) <i>4L</i> ; c) <i>3FB</i> ; d) <i>NPC</i>	59
Figura 4.2 – Circuito equivalente por fase dos FAPPs trifásicos: a) <i>SC</i> , <i>3FB</i> , <i>NPC</i> ; b) <i>4L</i>	59
Figura 4.3 – Circuito equivalente no sistema $\alpha\beta 0$ do circuito de potência do FAPP configuração <i>4L</i>	69
Figura 4.4 – Diagrama em blocos da planta de corrente do FAPP configuração <i>4L</i> no sistema $\alpha\beta 0$	70
Figura 4.5 – Diagrama em blocos da planta de corrente dos FAPPs configurações <i>SC</i> , <i>3FB</i> e <i>NPC</i> no sistema <i>abc</i> . Fonte: Autoria Própria.	71
Figura 4.6 – Diagrama em blocos da planta de corrente no sistema <i>abc</i> para diferentes indutores de acoplamento dos FAPPs configurações: (a) <i>SC</i> , (b) <i>3FB</i> e (c) <i>NPC</i>	72
Figura 4.7 – FAPP conectado a um sistema elétrico trifásico.	73
Figura 4.8 – Diagrama em blocos da planta de tensão do circuito de potência dos FAPPs configurações <i>4L</i> , <i>SC</i> , <i>3FB</i> e <i>NPC</i> . Fonte: Autoria Própria.	76

Figura 4.9 – Circuito simplificado para a planta das tensões divididas do barramento c.c.....	76
Figura 5.1 - Diagrama em blocos do FPB para a extração das parcelas id_c e ido	81
Figura 5.2 - Diagrama em Blocos do algoritmo SRF utilizado.	83
Figura 5.3 - Diagrama em blocos do modelo em pequenos sinais do algoritmo 3pPLL.....	86
Figura 5.4 - Diagrama em blocos das malhas de controle das correntes de compensação do FAPP configuração $4L$. Fonte: Autoria Própria.	91
Figura 5.5 - Diagrama em blocos das malhas de controle das correntes de compensação do FAPP configuração SC . Fonte: Autoria Própria.	92
Figura 5.6 - Diagrama em blocos das malhas de controle das correntes de compensação do FAPP configuração $3FB$. Fonte: Autoria Própria.....	92
Figura 5.7 - Diagrama em blocos das malhas de controle das correntes de compensação do FAPP configuração NPC . Fonte: Autoria Própria.....	92
Figura 5.8 - Diagrama de Bode da Planta G_{Pi} , do Sistema Compensado em Malha Aberta G_{MACi} e do Sistema Controlado G_{MAPIi} Referente ao FAPP $4L$	95
Figura 5.9 - Diagrama de blocos do Controle da tensão do Barramento c.c. utilizado nos FAPP configurações: (a) $4L$; (b) SC ; (c) $3FB$; (d) NPC	97
Figura 5.10 - Diagrama em blocos da Malha de Controle da Tensão do Barramento c.c. do FAPP configuração $4L$. Fonte : Autoria Própria.	99
Figura 5.11 - Diagrama em blocos da Malha de Controle da Tensão do Barramento c.c. do FAPP configuração SC . Fonte : Autoria Própria.	99
Figura 5.12 - Diagrama em blocos da Malha de Controle da Tensão do Barramento c.c. do FAPP configuração $3FB$. Fonte : Autoria Própria.....	99
Figura 5.13 - Diagrama em blocos da Malha de Controle da Tensão do Barramento c.c. do FAPP configuração NPC . Fonte : Autoria Própria.....	99
Figura 5.14 - Diagrama de blocos do Controle do desequilíbrio de tensão do Barramento c.c. utilizado nos FAPP configurações SC e NPC	100
Figura 5.15 - Diagrama em blocos da Malha de Controle da Tensão do Barramento c.c. do FAPP configuração SC . Fonte : Autoria Própria.	101
Figura 5.16 - Diagrama em blocos da Malha de Controle da Tensão do Barramento c.c. do FAPP configuração NPC . Fonte : Autoria Própria.....	102
Figura 5.17 - Diagrama de Bode da Planta G_{Pv} , do Sistema Compensado em Malha Aberta G_{MACv} e do Sistema Controlado G_{MAPIv} referente a topologia $4L$	104
Figura 5.18 - Diagrama em blocos da malha de controle do sistema pPLL.....	105

Figura 5.19 - Diagrama de Bode da Planta GP_{pll} , do Sistema Compensado em Malha Aberta $GMAC_{pll}$ e do Sistema Controlado $GMAPI_{pll}$	107
Figura 6.1 – Resultados de simulação para correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} e.....	112
Figura 6.2 – Resultados experimentais para correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} e.....	112
Figura 6.3 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH:	112
Figura 6.4 – Dinâmica das tensões no barramento c.c. no início de Operação do FAPP (50V; 200ms/div):.....	114
Figura 6.5 – Rotina Inicial de Operação do FAPP $4L$ (200V-20A/div; 1s/div):.....	114
Figura 6.6 – Rotina Inicial de Operação do FAPP $3FB$ (100V-20A/div; 1s/div):	114
Figura 6.7 – Rotina Inicial de Operação do FAPP SC : (a) Tensão total do barramento c.c. (V_{cc}) e correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} (200V-20A/div; 1s/div); (b) Tensões divididas do barramento c.c. (V_{cc1} e V_{cc2}) (100V/div; 1s/div).	115
Figura 6.8 – Rotina Inicial de Operação do FAPP NPC : (a) Tensão total do barramento c.c. (V_{cc}) e correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} (200V-20A/div; 2,5s/div); (b) Tensões divididas do barramento c.c. (V_{cc1} e V_{cc2}) (100V/div; 2,5s/div).....	115
Figura 6.9 – Resultados de simulação: Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} para o.....	117
Figura 6.10 – Resultados experimentais: Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} para o	117
Figura 6.11 – Resultados de simulação: Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o FAPP configuração $4L$: (a) Corrente da rede i_{sa} ; (b) Corrente da rede i_{sb} ; (c) Corrente da rede i_{sc}	118
Figura 6.12 – Resultados experimentais: Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o FAPP configuração $4L$: (a) Corrente da rede i_{sa} ; (b) Corrente da rede i_{sb} ; (c) Corrente da rede i_{sc}	118
Figura 6.13 – Resultados de simulação: Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} para o	119

Figura 6.14 – Resultados experimentais: Correntes da carga iLa , iLb , iLc e iLn , correntes da rede isa , isb , isc e isn , correntes de compensação ica , icb , icc e $icne$ tensões do sistema vsa , vsb e vsc para o	119
Figura 6.15 – Resultados de simulação: Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o FAPP configuração SC : (a) Corrente da rede isa ; (b) Corrente da rede isb ; (c) Corrente da rede isc	120
Figura 6.16 – Resultados experimentais: Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o FAPP configuração SC : ((a) Corrente da rede isa ; (b) Corrente da rede isb ; (c) Corrente da rede isc	120
Figura 6.17 – Resultados de simulação: Correntes da carga iLa , iLb , iLc e iLn , correntes da rede isa , isb , isc e isn , correntes de compensação ica , icb , icc e $icne$ tensões do sistema vsa , vsb e vsc para o	121
Figura 6.18 – Resultados experimentais: Correntes da carga iLa , iLb , iLc e iLn , correntes da rede isa , isb , isc e isn , correntes de compensação ica , icb , icc e $icne$ tensões do sistema vsa , vsb e vsc para o	121
Figura 6.19 – Resultados de simulação: Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o FAPP configuração NPC : (a) Corrente da rede isa ; (b) Corrente da rede isb ; (c) Corrente da rede isc	122
Figura 6.20 – Resultados experimentais: Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o FAPP configuração NPC : (a) Corrente da rede isa ; (b) Corrente da rede isb ; (c) Corrente da rede isc	122
Figura 6.21 – Resultados de simulação: Correntes da carga iLa , iLb , iLc e iLn , correntes da rede isa , isb , isc e isn , correntes de compensação ica , icb , icc e $icne$ tensões do sistema vsa , vsb e vsc para o	123
Figura 6.22 – Resultados experimentais: Correntes da carga iLa , iLb , iLc e iLn , correntes da rede isa , isb , isc e isn , correntes de compensação ica , icb , icc e $icne$ tensões do sistema vsa , vsb e vsc para o	123
Figura 6.23 – Resultados de simulação: Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o FAPP configuração $3FB$: (a) Corrente da rede isa ; (b) Corrente da rede isb ; (c) Corrente da rede isc	124

Figura 6.24 – Resultados experimentais: Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o FAPP configuração *3FB*: (a) Corrente da rede *isa*; (b) Corrente da rede *isb*; (c) Corrente da rede *isc*..... 124

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Classificação das variações de tensão de curta duração.	31
Tabela 2.2 – Máxima distorção das harmônicas de corrente em % (IL).	33
Tabela 2.3 – Máxima distorção harmônica em % da tensão na frequência fundamental.	34
Tabela 2.4 – Limites para harmônicos de corrente.	35
Tabela 2.5 – Efeito dos harmônicos derivados do retificador de seis pulsos.	36
Tabela 3.1 – Vetores de Comutação.	51
Tabela 3.2 – Sequências de comutação.	54
Tabela 5.1 – Especificações para Projeto do Controlador PI de Corrente Referente ao FAPP $4L$	93
Tabela 5.2 – Ganhos do controlador PI da Malha de Corrente Referente ao FAPP $4L$ na Coordenada α	95
Tabela 5.3 – Ganhos dos controladores PI da malha de corrente referente aos FAPPs $4L$, SC , $3FB$ e NPC	96
Tabela 5.4 – Especificações para projeto do controlador PI de tensão referente a topologia $4L$	102
Tabela 5.5 – Ganhos do controlador PI da Malha de Tensão referente a topologia $4L$	103
Tabela 5.6 – Ganhos dos controladores PI da Malha de Tensão Referente aos FAPPs $4L$, SC , $3FB$ e NPC	104
Tabela 5.7 – Especificações para projeto do controlador PI do sistema PLL.	105
Tabela 5.8 – Ganhos do controlador PI da Malha de controle do PLL.	107
Tabela 6.1 - Parâmetros das cargas utilizadas.	111
Tabela 6.2 – Distorção harmônica das correntes da rede elétrica isa isb isc obtidas durante a operação dos FAPP $4L$, SC , $3FB$ e NPC	125
Tabela 6.3 – Comparação das principais características das topologias de FAPP $4L$, SC , $3FB$ e NPC	126
Tabela 6.4 – Comparação de Custo entre as Topologias de FAPP $4L$, SC , $3FB$ e NPC	128

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3FB	<i>Three Full-Bridge</i>
4L	<i>Four-Legs</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
c.c.	Corrente Contínua
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
FAP	Filtro Ativo de Potência
FAPP	Filtro Ativo de Potência Paralelo
FB	<i>Full-Bridge</i>
FD	Fator de Deslocamento
FP	Fator de Potência
FPA	Filtro Passa Alta
FPB	Filtro Passa Baixa
FPP	Filtro Passivo de Potência
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PRODIST	Procedimentos de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
SAPF	<i>Shunt Active Power Filter</i>
SC	<i>Split-Capacitor</i>
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
TDD	<i>Total Demand Distortion</i>
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

LISTA DE SÍMBOBLOS

$\alpha\beta 0$	Eixos de referência estacionário
C_{cc}	Capacitância do barramento CC
C_{cc1}	Capacitância do banco superior do barramento CC
C_{cc2}	Capacitância do banco inferior do barramento CC
d	Razão cíclica
dq	Eixos de referência síncrona
f_a	Frequência de amostragem
f_c	Frequência de chaveamento
f_o	Frequência de ondulação da tensão do barramento CC
f_p	Fator de potência
f_s	Frequência da rede elétrica em hertz
i_α, i_β, i_0	Correntes da carga nos eixos $\alpha\beta 0$
i_{cc}	Corrente de saída do controlador do barramento CC
i_{ccT}	Corrente ativa total a ser drenada da rede pelo barramento CC
i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}	Correntes de compensação do filtro ativo das fases abc
$i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$	Correntes de referência de compensação do filtro ativo das fases abc
$i_{c\alpha}, i_{c\beta}, i_{c0}$	Correntes de compensação do filtro ativo nos eixos $\alpha\beta 0$
$i_{c\alpha}^*, i_{c\beta}^*, i_{c0}^*$	Correntes de referência de compensação do filtro ativo nos eixos $\alpha\beta 0$
i_{cn}	Corrente de compensação no terminal de neutro do filtro ativo
i_d, i_q	Corrente da carga nos eixos síncronos dq
i_{d_o}, i_{q_o}	Componentes oscilantes da corrente da carga nos eixos síncronos dq
i_{d_c}, i_{q_c}	Componente contínua da corrente da carga nos eixos síncronos dq
i_{dcm}	Corrente no eixo direto síncrono para carregamento do barramento c.c.
i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}	Correntes das cargas das fases abc
$i_{La1}, i_{Lb1}, i_{Lc1}$	Componentes fundamentais das correntes das cargas das fases abc
$i_{La1}^+, i_{Lb1}^+, i_{Lc1}^+$	Componentes fundamentais de sequência positiva das correntes das cargas das fases abc
$i_{La1}^-, i_{Lb1}^-, i_{Lc1}^-$	Componentes fundamentais de sequência negativa das correntes das cargas das fases abc

$i_{La1}^0, i_{Lb1}^0, i_{Lc1}^0$	Componentes fundamentais de sequência zero das correntes das cargas das fases abc
$i_{Lah}, i_{Lbh}, i_{Lch}$	Componentes harmônicas das correntes das cargas das fases abc
$i_{Lah}^+, i_{Lbh}^+, i_{Lch}^+$	Componentes harmônicas de sequência positiva das correntes das cargas das fases abc
$i_{Lah}^-, i_{Lbh}^-, i_{Lch}^-$	Componentes harmônicas de sequência negativa das correntes das cargas das fases abc
$i_{Lah}^0, i_{Lbh}^0, i_{Lch}^0$	Componentes harmônicas de sequência zero das correntes das cargas das fases abc
i_{Ln}	Corrente de neutro da carga
i_{Ln1}	Componentes fundamentais das corrente de neutro da carga
i_{Lnh}	Componentes fundamentais das corrente de neutro da carga
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Correntes da rede das fases abc
$i_{sa}^*, i_{sb}^*, i_{sc}^*$	Correntes fundamentais de referência das fases abc
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}, i_{s0}$	Correntes da rede nos eixos $\alpha\beta 0$
i_{sd}	Corrente da rede no eixo direto síncrono
i_{sdm}	Valor médio da corrente da rede no eixo direto síncrono
K_{Ii}	Ganho integrativo dos controladores PI de corrente do FAPP $4L$ eixos $\alpha\beta$
K_{Ii0}	Ganho integrativo do controlador PI de corrente do FAPP $4L$ eixo 0
K_{IiSC}	Ganho integrativo do controlador PI de corrente do FAPP SC
$K_{Ii_{3FB}}$	Ganho integrativo do controlador PI de corrente do FAPP $3FB$
$K_{Ii_{NPC}}$	Ganho integrativo do controlador PI de corrente do FAPP NPC
K_{Iv}	Ganho integrativo do controlador PI de tensão total do FAPP $4L$
K_{IvSC}	Ganho integrativo do controlador PI de tensão total do FAPP SC
K_{IvdSC}	Ganho integrativo do controlador PI de desequilíbrio de tensão do FAPP SC
$K_{Iv_{3FB}}$	Ganho integrativo do controlador PI de tensão total do FAPP $3FB$
$K_{Iv_{NPC}}$	Ganho integrativo do controlador PI de tensão total do FAPP NPC
$K_{Ivd_{NPC}}$	Ganho integrativo do controlador PI de desequilíbrio de tensão do FAPP NPC
K_{Ipll}	Ganho integrativo do controlador PI do PLL

K_{Pi}	Ganho proporcional do controlador PI de corrente do FAPP 4L eixos $\alpha\beta$
K_{Pi0}	Ganho proporcional do controlador PI de corrente do FAPP 4L eixo 0
K_{PiSC}	Ganho proporcional do controlador PI de corrente do FAPP SC
K_{Pi3FB}	Ganho proporcional do controlador PI de corrente do FAPP 3FB
K_{PiNPC}	Ganho proporcional do controlador PI de corrente do FAPP NPC
K_{Pv}	Ganho proporcional do controlador PI de tensão total do FAPP 4L
K_{PvSC}	Ganho proporcional do controlador PI de tensão total do FAPP SC
K_{PvdSC}	Ganho proporcional do controlador PI de desequilíbrio de tensão do FAPP SC
K_{Pv3FB}	Ganho proporcional do controlador PI de tensão total do FAPP 3FB
K_{PvNPC}	Ganho proporcional do controlador PI de tensão total do FAPP NPC
K_{PvdNPC}	Ganho proporcional do controlador PI de desequilíbrio de tensão do FAPP NPC
K_{Ppll}	Ganho proporcional do controlador PI do PLL
K_{PWM}	Ganho do modulador PWM
L_{fa}, L_{fb}, L_{fc}	Indutância dos indutores de acoplamento conectado às fases abc
L_f	Indutância padrão dos indutores de acoplamento
$L_f(4L)$	Indutância dos indutores de acoplamento do FAPP na configuração 4L
$L_f(SC)$	Indutância dos indutores de acoplamento do FAPP na configuração SC
$L_f(3FB)$	Indutância dos indutores de acoplamento do FAPP na configuração 3FB
$L_f(NPC)$	Indutância dos indutores de acoplamento do FAPP na configuração NPC
L_{La}, L_{Lb}, L_{Lc}	Indutor de comutação das fases abc
p	Potência ativa instantânea
p'	Potência ativa instantânea fictícia
p^*	Potência ativa instantânea de referência
$R_{Lfa}, R_{Lfb}, R_{Lfc}$	Resistência do indutor de acoplamento conectado às fases abc
R_{Lf}	Resistência padrão dos indutores de acoplamento
$R_{Lf(4L)}$	Resistência dos indutores de acoplamento do FAPP na configuração 4L
$R_{Lf(SC)}$	Resistência dos indutores de acoplamento do FAPP na configuração SC
$R_{Lf(3FB)}$	Resistência dos indutores de acoplamento do FAPP na configuração 3FB

$R_{Lf(NPC)}$	Resistência dos indutores de acoplamento do FAPP na configuração NPC
$sen\theta^+, cos\theta^+$	Coordenadas do vetor unitário síncrono de sequência positiva
T_a	Período de amostragem
T_c	Período de chaveamento
$\bar{u}_a, \bar{u}_b, \bar{u}_c$	Valor médio da tensão pulsada de saída dos inversores das fases abc
$\bar{u}_\alpha, \bar{u}_\beta, \bar{u}_0$	Valor médio da tensão pulsada de saída dos inversores nos eixos $\alpha\beta 0$
v_{ab}	Tensão entre os terminais a e b dos conversores de potência
V_{tri}	Amplitude da triangular do modulador PWM
v_d	Tensão da rede no eixo direto síncrono
v_s	Tensão da rede
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	Tensões da rede das fases abc
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}, v_{s0}$	Tensões da rede nos eixos $\alpha\beta 0$
V_{cc}	Tensão total do barramento CC
V_{cc1}	Tensão no banco superior do barramento CC
V_{cc2}	Tensão no banco inferior do barramento CC
V_{cc}^*	Tensão total de referência do barramento CC
$\hat{\omega}$	Frequência angular de referência do PLL
ω_{ff}	Frequência de <i>feed-forward</i>
ω_s	Frequência angular da rede elétrica
$\hat{\theta}_{pll}$	Ângulo de fase detectado pelo PLL
θ_s^+	Ângulo de fase de sequência positiva das tensões da rede elétrica

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	PROBLEMA	23
1.2	JUSTIFICATIVA	24
1.3	OBJETIVOS	25
1.3.1	Objetivo Geral	25
1.3.2	Objetivos Específicos	26
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	26
2	QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA.....	28
2.1	RECOMENDAÇÕES CONTIDAS NO PRODIST	29
2.1.1	Tensão em Regime Permanente	29
2.1.2	Fator de Potência.....	29
2.1.3	Harmônicos	30
2.1.4	Desequilíbrio de Tensão.....	30
2.1.5	Flutuação de Tensão.....	30
2.1.6	Variação de Tensão de Curta Duração	31
2.1.7	Variação de Frequência.....	31
2.2	RECOMENDAÇÃO IEEE 519	32
2.3	NORMA IEC 61000-3-2	34
2.4	COMPONENTES HARMÔNICAS E COMPONENTES SIMÉTRICAS EM SISTEMAS TRIFÁSICOS A QUATRO FIOS.....	35
2.5	SOLUÇÕES PARA SUPRESSÃO DOS HARMÔNICOS E COMPENSAÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA	37
2.6	CONCLUSÕES.....	38
3	TOPOLOGIAS DE INVERSORES EMPREGADOS EM FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA PARALELOS.....	39
3.1	MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO	45
3.1.1	Modulação Senoidal (SPWM)	45
3.1.2	Modulação Vetorial (SVM)	50
3.2	CONCLUSÕES	57
4	MODELAGEM MATEMÁTICA DOS FAPPS	58
4.1	MODELO MATEMÁTICO DA PLANTA DE CORRENTE DOS FAPPS.....	58

4.1.1 Modelo Matemático em Coordenadas abc	60
4.1.2 Modelo Matemático em Coordenadas $\alpha\beta 0$	63
4.1.3 Função de Transferência do Sistema.....	69
4.2 MODELO MATEMÁTICO DA PLANTA DE TENSÃO DO FAPP	73
4.2.1 Tensão Total do Barramento c.c. (V_{cc})	73
4.2.2 Tensões Divididas do Barramento c.c. (V_{cc1} e V_{cc2})	76
4.3 CONCLUSÕES.....	77
5 SISTEMA DE CONTROLE.....	78
5.1 ALGORITMO PARA GERAÇÃO DAS CORRENTES DE REFERÊNCIA	78
5.1.1 Sistema PLL Trifásico.....	84
5.2 ALGORITMO DE CONTROLE.....	87
5.2.1 Malhas de Controle das Correntes de Compensação	88
5.2.2 Malhas de Controle da Tensão do Barramento c.c.	96
5.2.3 Malha de Controle do Sistema PLL	105
5.2.4 Discretização dos Controladores.....	108
5.3 CONCLUSÕES.....	109
6 RESULTADOS	110
6.1 ENSAIOS COM CARGA NÃO LINEAR.....	111
6.2 CONTROLE DE TENSÃO	113
6.3 COMPENSAÇÃO DE CORRENTE.....	116
6.4 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE AS TOPOLOGIAS DE FAPPs ESTUDADAS...	125
6.4.1 Comparação de Desempenho	125
6.4.2 Comparação Topológica	126
6.4.3 Comparação de Custo	127
7 CONCLUSÃO.....	129
PUBLICAÇÕES RELACIONADAS AO TRABALHO	131
REFERÊNCIAS	132
APÊNDICE A	137

1 INTRODUÇÃO

Com o significativo desenvolvimento de tecnologias que fazem uso da eletrônica de potência, ocorreu a proliferação da conexão de cargas com características não lineares aos sistemas elétricos de potência. Como exemplo de cargas não lineares, podem ser citados os retificadores não controlados, retificadores controlados, fornos a arco elétrico, conversores estáticos de potência, entre outros. A utilização desses tipos de carga pode causar problemas quanto à operação dos sistemas elétricos, além de distorcer a tensão no ponto de acoplamento comum (PAC). (Akagi, 1996; Dugan *et al.*, 2002; Bachry e Styczynski, 2003; Pinto *et al.*, 2009).

A solução mais simples para a supressão das distorções harmônicas causadas pelas cargas não lineares é a utilização de filtros passivos convencionais. Por ser uma solução de baixo custo, essa tem sido amplamente utilizada em aplicações industriais. Entretanto, esse tipo de filtro tem seu desempenho fortemente influenciado pela impedância da rede elétrica, e, além disso, pode apresentar problemas de ressonância (Fang Zheng *et al.*, 1990). Outra desvantagem da utilização de filtros passivos é o fato de ser necessário o conhecimento prévio de quais componentes harmônicas deverão ser compensadas (Grady *et al.*, 1990).

Tendo em vista as desvantagens da filtragem passiva, por volta da década de 1970, passou-se a buscar a supressão ativa das distorções causadas pelas cargas não lineares. Foi então que surgiu o conceito de compensação ativa que, posteriormente, foi chamado de condicionamento da potência de linha ativa (APLC – *Active Power Line Contitioning*). Tratando-se de uma compensação paralela, este conceito propõe a injeção em fase oposta de correntes que contém as mesmas componentes harmônicas que causaram as distorções. O cancelamento das componentes harmônicas que fluíam pela rede elétrica implica em um aumento da qualidade da energia elétrica, já que as correntes drenadas da rede tornam-se, teoricamente, senoidais. Os equipamentos capazes de realizar o APLC são chamados de Filtros Ativos de Potência (FAP), os quais têm sido amplamente estudados, bem como empregados em diferentes aplicações (Grady *et al.*, 1990).

Existem vários tipos de FAP, os quais podem ser classificados de acordo com suas configurações, sendo eles o Filtro Ativo de Potência Série (FAPS) e Filtro Ativo de Potência Paralelo (FAPP) (El-Habrouk *et al.*, 2000; Akagi, 2005). Os FAPS são assim chamados por serem conectados em série com a rede elétrica. Essa topologia de filtro ativo é empregada,

principalmente, para compensação de componentes harmônicas presentes nas tensões da rede, restando uma tensão senoidal para a carga. Por sua vez, os FAPP são assim chamados por serem conectados em paralelo com a rede elétrica. Essa topologia de filtro ativo é empregada, principalmente, para o cancelamento das correntes harmônicas que estejam fluindo pela rede elétrica, resultando em correntes senoidais na rede. Além disso, essas topologias de filtros ativos têm sido empregadas em conjunto com filtros passivos, constituindo as topologias híbridas. Isso porque os filtros ativos híbridos são capazes de minimizar os problemas de ressonância, característicos, como citado anteriormente, dos filtros passivos (Akagi, 1996). Dentre as topologias de FAP citadas, a configuração em paralelo é a mais amplamente utilizada em aplicações envolvendo baixa e média potências, devido a sua simplicidade, eficácia e capacidade de rejeição harmônica (El-Habrouk *et al.*, 2000; Miret *et al.*, 2009).

O princípio básico dos filtros ativos paralelos foi originalmente apresentado para eliminação de correntes harmônicas em sistemas de distribuição em corrente contínua (c.c.) e de alta tensão (Sasaki e Machida, 1971). No trabalho citado, a injeção da corrente de compensação era realizada utilizando amplificadores lineares implicando em uma baixa eficiência. Com o notável avanço dos dispositivos semicondutores, FAPP constituídos por inversores PWM passaram a ser aplicados em sistemas elétricos de corrente alternada (c.a.) para a supressão das componentes harmônicas de corrente (Gyugyi e Strycula, 1976; Fang Zheng *et al.*, 1990).

Desde então, diferentes topologias de FAPPs têm sido desenvolvidas utilizando tanto inversores operando como fonte de tensão (VSI – *Voltage Source Inverter*) quanto como fonte de corrente (CSI – *Current Source Inverter*) (Fang Zheng *et al.*, 1990; Quinn e Mohan, 1992; Chin Lin *et al.*, 1994; Miret *et al.*, 2009; Pinto *et al.*, 2009; Vodyakho e Mi, 2009; Campanhol *et al.*, 2014). No entanto, o inversor fonte de tensão tem sido mais aplicado devido à sua maior eficiência e menor custo. Além disso, com o avanço dos estudos, novas funcionalidades foram atribuídas aos FAPPs, sendo elas a compensação de potência reativa, bem como do desequilíbrio presente na corrente da rede (Akagi, 1996). Essa última funcionalidade está ligada às aplicações que envolvem cargas monofásicas ou bifásicas desequilibradas conectadas a sistemas elétricos trifásicos a três ou quatro fios. Para essas aplicações, foram propostas configurações de FAPPs que possibilitam a conexão do FAPP em sistemas elétricos trifásicos a quatro fios, sendo que essas configurações se diferenciam basicamente pela topologia de inversor utilizada: i) *Split-Capacitor (SC)* (Quinn e Mohan, 1992); ii) *Four-Leg (4L)* (Quinn e Mohan, 1992); iii) *Three Full-Bridge (3FB)* (Chin Lin *et al.*, 1994); iv) *Neutral-Point-Clamped*

(NPC) (Man-Chung *et al.*, 2001). Neste contexto, cada configuração de FAPP em estudo neste trabalho será identificada com a sigla que indica a topologia de inversor utilizada. Este trabalho realiza o estudo, análise e implementação de quatro configurações de filtros ativos de potência paralelo trifásicos, sendo elas as topologias “*Split-Capacitor*” (SC), “*Four-Leg*” (4L), “*Three Full-Bridge*” (3FB) e a “*Neutral Point Clamped*” (NPC). A partir disso, é realizada uma análise comparativa baseada em aspectos envolvendo custo, topologia e desempenho dos filtros ativos.

1.1 PROBLEMA

Os sistemas elétricos de potência têm sido diretamente influenciados face ao grande uso de cargas com características não lineares. O emprego desse tipo de carga implica em altos níveis de correntes harmônicas drenadas da rede elétrica. A circulação destas correntes pelo sistema elétrico ocasiona problemas relacionados à Qualidade de Energia Elétrica (QEE) (Dugan *et al.*, 2002), como também à operação do sistema elétrico (Bachry e Styczynski, 2003).

A interação das correntes harmônicas com a impedância da linha ocasiona a distorção das tensões no ponto de acoplamento comum (PAC) do sistema elétrico de potência. Além disso, podem ser observados alguns efeitos térmicos, sonoros e mecânicos na operação de equipamentos elétricos. Como exemplo, pode-se citar o aquecimento excessivo durante a operação de transformadores, o aumento dos ruídos na frequência audível durante a operação de motores elétricos, assim como oscilações mecânicas desses motores. Outro aspecto relacionado à circulação de correntes harmônicas é a redução do Fator de Potência (FP) do sistema elétrico (Sankaran, 2001).

No caso de sistemas elétricos trifásicos a quatro-fios, pode-se citar outro problema: a conexão de cargas não lineares monofásicas a esta rede provoca a circulação de elevados níveis de corrente no condutor neutro, devido à presença de harmônicos de ordem três e seus múltiplos. As amplitudes destas correntes podem exceder as amplitudes das correntes de fase, causando danos ao condutor de neutro, bem como em transformadores nos quais estas cargas são conectadas (Gruzs, 1990).

Quando cargas não lineares são utilizadas, especialmente em sistemas de distribuição, alguns inconvenientes são introduzidos à operação do sistema elétrico de potência. Existem muitos problemas que podem surgir devido a circulação de correntes harmônicas pela rede elétrica, sendo que alguns deles podem persistir por muito tempo já que geralmente não se suspeita da poluição harmônica como sendo causa de problemas. Dentre estes problemas, pode-

se destacar: i) falha nos capacitores de correção do fator de potência; ii) queima de fusíveis; iii) operação indevida de disjuntores, entre outros (Bachry e Styczynski, 2003).

Considerando aplicações em sistemas elétricos trifásicos a quatro fios, no intuito de contornar os problemas citados, têm sido empregadas diferentes configurações de FAPPs identificadas pela topologia de inversor PWM utilizada, tais como *Split-Capacitor*, *Four-Leg*, *Three Full-Bridge* e *Neutral-Point-Clamped* (Quinn e Mohan, 1992; Chin Lin *et al.*, 1994; Man-Chung *et al.*, 2001; Vodyakho *et al.*, 2008; Pinto *et al.*, 2009; Vodyakho e Mi, 2009; Campanhol *et al.*, 2014). Diferentes topologias de inversores PWM podem trazer diferenças significativas para as configurações de FAPPs dos pontos de vista teórico e prático. O conhecimento de tais diferenças é necessário para o projetista ser capaz de definir qual configuração deve ser utilizada em uma aplicação específica.

1.2 JUSTIFICATIVA

A contribuição deste trabalho consiste no estudo e na análise comparativa de quatro configurações de FAPPs diferenciadas uma da outra pela topologia de inversor utilizada, sendo elas: i) “*Split-Capacitor*” (*SC*) (Quinn e Mohan, 1992); ii) “*Four-Leg*” (*4L*) (Quinn e Mohan, 1992); iii) “*Three Full-Bridge*” (*3FB*) (Chin Lin *et al.*, 1994); iv) “*Neutral Point Clamped*” (*NPC*) (Man-Chung *et al.*, 2001). Tais topologias, são empregadas em sistemas trifásicos a quatro fios, pois possibilitam a conexão do FAPP no condutor de neutro. Na topologia *4L* o terminal de neutro é conectado a um quarto braço inversor, enquanto na topologia *SC* esse terminal é ligado ao ponto central dos capacitores que formam o barramento c.c. Considerando a possibilidade de existir desequilíbrio de tensão na rede elétrica, foi proposta por (Chin Lin *et al.*, 1994) a utilização de três inversores monofásicos de ponte completa (*3FB*) compondo o FAPP. Essa configuração permite o controle de corrente individual por fase, o que pode ser interessante em sistemas com cargas desequilibradas. Mais recentemente, com o intuito de atender a aplicações de média tensão, a topologia de inversor *NPC* tem sido empregada como FAPP (Man-Chung *et al.*, 2001).

No últimos anos, essas quatro configurações de FAPPs têm sido amplamente empregadas (Allmeling, 2004; Montero *et al.*, 2007; Vodyakho *et al.*, 2008; Miret *et al.*, 2009; Pinto *et al.*, 2009; Vodyakho e Mi, 2009; Lezhu e Zhoujun, 2010; Khadkikar *et al.*, 2011; Campanhol *et al.*, 2014), o que torna interessante um estudo comparativo envolvendo tais configurações, incluindo o número de chaves semicondutoras empregadas, bem como o nível

de tensões sobre as mesmas. Além disso, as estratégias de controle adotadas para a geração de referências de compensação, bem como as estratégias de controle de desequilíbrios de tensão no barramento c.c. das topologias SC e NPC devem ser abordadas. Tais estratégias podem implicar na elevação ou diminuição da complexidade dos algoritmos de controle dos FAPPs adotados, bem como nos seus desempenhos estáticos e dinâmicos.

As configurações de FAPPs *SC*, *4L* e *NPC* foram implementadas por (Khadkikar *et al.*, 2011), onde tiveram seus desempenhos avaliados e características comparadas. No entanto, a configuração de FAPP *3FB* não foi considerada, bem como as modelagens matemáticas das diferentes topologias de filtro ativo não foram realizadas. Além disso, o algoritmo utilizado por (Khadkikar *et al.*, 2011) para geração das correntes de referências é baseado na teoria da potência reativa instantânea (teoria *pq*). Algoritmos baseados nesta teoria apresentam desempenho fortemente influenciado pela presença de harmônicos e/ou desequilíbrios nas tensões da rede elétrica (Cardenas *et al.*, 2003). Para contornar esse problema, propõe-se a utilização de algoritmos baseados no sistema de eixos de referência síncrono (método SRF - *Synchronous Reference Frame*) (Bhattacharya e Divan, 1995).

Neste trabalho, será realizada uma análise comparativa das configurações de filtro ativo *SC*, *4L*, *3FB* e *NPC*, levando em consideração os aspectos teóricos e práticos citados anteriormente. Para tanto, as modelagens matemáticas de cada uma das configurações serão realizadas, seguidas de simulações computacionais bem como testes experimentais. Além disso, os algoritmos utilizados na geração das correntes de compensação de referência são todos baseados no sistema de eixos de referência síncrona.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

Estudar e implementar quatro configurações de FAPPs, as quais empregam as topologias de inversores *Split-Capacitor*, *Four-Leg*, *Three Full-Bridge* e *Neutral-Point-Clamped*. Além disso, realizar análises comparativas entre as configurações de FAPPs de acordo com seus aspectos teóricos e práticos.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Estudar os conceitos relacionados à QEE, bem como as normas e recomendações referentes aos harmônicos de tensão e corrente;
- Estudar e comparar os algoritmos de geração de referências de corrente de compensação baseados no sistema de eixos de referência síncrona utilizados para cada uma das configurações de FAPPs em estudo;
- Estudar e comparar as diferentes topologias de inversores empregadas nas configurações de FAPPs em estudo, envolvendo aspectos práticos como o número de chaves semicondutoras utilizadas, bem como o nível de tensões sobre elas;
- Realizar a modelagem matemática das quatro configurações de FAPPs em estudo, estabelecendo uma análise comparativa entre as mesmas;
- Projetar e discretizar os controladores a serem utilizados nas malhas de controle das correntes de compensação e de tensão no barramento c.c. do FAPP;
- Realizar simulações computacionais das quatro configurações de FAPPs e comparar os resultados obtidos;
- Realizar testes experimentais de forma a avaliar e comparar os desempenhos estáticos e dinâmicos de cada uma das configurações de FAPPs;
- Identificar as principais aplicações para as quais se destinam cada uma das configurações de FAPPs em estudo.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Os próximos capítulos deste documento são organizados da seguinte forma:

- No Capítulo 2 são apresentados os principais aspectos da QEE, os quais se relacionam diretamente com o trabalho. São abordados aspectos teóricos sobre conteúdos harmônicos de tensão e corrente, bem como sobre componentes simétricas. As normas e recomendações relacionadas são também apresentadas, assim como algumas soluções para os problemas de QEE são relatados neste capítulo.
- No Capítulo 3 são apresentadas as diferentes topologias de FAPPs que compõem configurações de FAPPs aplicadas em sistemas trifásicos a quatro-fios, assim como são apresentadas as técnicas de modulação utilizadas para o acionamento dos inversores.

- No Capítulo 4 a modelagem matemática do circuito de potência dos FAPPs são realizadas, levando em consideração as plantas de tensão e de corrente, bem como as diferenças entre as configurações de FAPPs em estudo;
- No Capítulo 5 são descritas as estratégias utilizadas para a geração das correntes de compensação de referência, as quais permitem selecionar quais das parcelas presentes na corrente da carga deverão ser sintetizadas pelos FAPPs. Além disso, são apresentadas as malhas de controle utilizadas nas diferentes configurações de FAPPs em estudo, bem como a metodologia empregada para o projeto dos controladores envolvidos;
- No Capítulo 6 são apresentados os resultados obtidos por meio de simulações computacionais das diferentes configurações de FAPPs em estudo;
- No Capítulo 7 são apresentadas as conclusões referentes ao trabalho.

2 QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA

O termo Qualidade de Energia Elétrica está relacionado com a interação entre o consumidor de energia elétrica e a concessionária de energia elétrica (Bollen, 2000). A responsabilidade conferida ao consumidor está relacionada, de maneira geral, com a interferência no Ponto de Acoplamento Comum (PAC) causada pelas cargas utilizadas pelo consumidor (IEEE, 2014).

Cargas com características não lineares, como, por exemplo, os retificadores controlados e não controlados, inversores na conversão c.c.-c.a., cicloconversores, fontes chaveadas, entre outros, drenam correntes da rede elétrica, cuja forma de onda não acompanha linearmente a forma de onda da tensão. Desta maneira, cargas não lineares drenam correntes distorcidas da rede elétrica, mesmo quando são alimentadas por um sistema elétrico com tensões puramente senoidais. Estas correntes distorcidas podem ser analisadas por meio da série de Fourier, o que resulta em uma corrente fundamental somada a várias componentes harmônicas. A interação das correntes harmônicas com a impedância da linha ocasiona a distorção das tensões no PAC do sistema elétrico de potência (Dugan *et al.*, 2002). A conexão de cargas não lineares monofásicas a uma rede elétrica trifásica a quatro fios provoca a circulação de elevados níveis de corrente no condutor neutro, devido à presença de harmônicos de ordem três e seus múltiplos. As amplitudes destas correntes podem exceder as amplitudes das correntes de fase, causando danos ao condutor de neutro, bem como em transformadores nos quais estas cargas são conectadas (Gruzs, 1990).

Parâmetros indicadores de qualidade podem ser exigidos e/ou recomendados tanto para o consumidor quanto para a concessionária por meio de normas e recomendações. Para este trabalho são analisadas apenas as disposições ao consumidor. No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) por meio dos Procedimentos de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), mais especificamente no módulo oito (ANEEL, 2015), apresenta algumas recomendações relacionadas aos distúrbios das tensões dos sistemas elétricos de potência. Já a recomendação do *Institute of Electrical and Electronics Engineers - IEEE* (IEEE, 2014), trata dos limites de harmônicos de tensões e correntes nos sistemas elétricos de potência. Existe ainda uma norma relacionada aos limites máximos de harmônicos de corrente que equipamentos podem drenar da rede elétrica, a qual foi elaborada pela *International Electrotechnical Commission - IEC* (IEC, 2014). Os principais pontos retirados das normas e recomendações citadas anteriormente são apresentados nas seções seguintes.

2.1 RECOMENDAÇÕES CONTIDAS NO PRODIST

No módulo oito de (ANEEL, 2015), a ANEEL procura estabelecer os procedimentos relacionados com a QEE no que diz respeito à qualidade do produto utilizado pelo consumidor, assim como à qualidade do serviço prestado pela concessionária. Com relação ao produto, este módulo define a terminologia, caracteriza os fenômenos, parâmetros e valores de referência, os quais possibilitam à ANEEL definir padrões para os indicadores de QEE. Alguns destes fenômenos, parâmetros e valores são apresentados a seguir.

2.1.1 Tensão em Regime Permanente

Para os níveis de tensão em regime permanente, são definidos os limites adequados, precários e críticos. Esses valores de referência são postos em comparação com os valores de tensão obtidos por meio de um conjunto apropriado de medidas no ponto de conexão com a rede de distribuição, nos pontos de conexão entre distribuidoras, assim como no ponto de conexão com as unidades consumidoras. Caso os valores medidos excedam os limites dos indicadores, a regularização da distribuição deverá ser realizada dentro de um prazo máximo definido, assim como a compensação ao consumidor deverá ser realizada.

2.1.2 Fator de Potência

Para o cálculo do fator de potência fp podem ser utilizados valores de potência ativa P e potência reativa Q , ou também podem ser utilizados valores de energia ativa EA e energia reativa ER , conforme segue:

$$fp = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (2.1)$$

$$fp = \frac{EA}{\sqrt{EA^2 + ER^2}} \quad (2.2)$$

No caso de uma unidade consumidora com tensão inferior a 230 kV, o fator de potência, o qual deve ser calculado a partir de valores obtidos por meio de medição no ponto de conexão, dever estar contido no intervalo entre 0,92 e 1,00 indutivo ou entre 1,00 e 0,92 capacitivo.

2.1.3 Harmônicos

A terminologia utilizada para harmônicos define V como as grandezas de tensão do sistema elétrico, V_h como o valor eficaz de cada componente harmônica presente no sistema; h como a ordem das componentes harmônicas; V_1 como o valor eficaz da componente fundamental; $DTT\%$ como a distorção harmônica total de tensão e $DIT_h\%$ como a distorção harmônica individual de tensão de ordem h . A grandeza $DIT_h\%$ pode ser calculada conforme (2.3), enquanto a grandeza $DTT\%$ é calculada conforme (2.4). No caso de tensão nominal do barramento menor que 1 kV, a $DTT\%$ deve ser menor que 10%.

$$DIT_h\% = \frac{V_h}{V_1} 100\% \quad (2.3)$$

$$DTT\% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} 100\% \quad (2.4)$$

2.1.4 Desequilíbrio de Tensão

O desequilíbrio de tensão é um fenômeno associado a variações dos padrões do sistema de distribuição trifásico. A terminologia utilizada para desequilíbrio de tensão define FD como Fator de Desequilíbrio, V_- como magnitude da tensão de sequência negativa e V_+ como magnitude da tensão de sequência positiva, sendo ambas expressas em valores eficazes. A grandeza FD pode ser calculada conforme (2.5).

$$FD = \frac{V_-}{V_+} 100\% \quad (2.5)$$

2.1.5 Flutuação de Tensão

A flutuação de tensão é definida como uma variação aleatória, repetitiva e esporádica do valor eficaz da tensão. O incômodo provocado pelo efeito da cintilação luminosa no consumidor é parâmetro a ser avaliado pela determinação da qualidade da tensão quanto à flutuação de tensão. Para tanto, são definidos indicadores de qualidade que levam em

consideração a duração, a intensidade e a repetitividade da sensação de cintilação. Além disso, três faixas para classificação dos indicadores de qualidade são definidas, sendo elas, valor adequado, valor precário e valor crítico.

2.1.6 Variação de Tensão de Curta Duração

Variações de tensão são definidos como desvios significativos no valor eficaz da tensão em curtos intervalos de tempo, os quais são classificados de acordo com a Tabela 2.1. Para esse fenômeno, não são atribuídos padrões de desempenho. Cabe às distribuidoras acompanhar e disponibilizar o desempenho das barras de unidades consumidoras.

Tabela 2.1 – Classificação das variações de tensão de curta duração.

Classificação	Denominação	Duração da Variação	Amplitude da tensão (valor eficaz) em relação à tensão de referência
Variação Momentânea de Tensão	Interrupção Momentânea de Tensão	Inferior ou igual a três segundos	Inferior a 0,1 pu
	Afundamento Momentâneo de Tensão	Superior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a três segundos	Superior ou igual a 0,1 pu e inferior a 0,9 pu
	Elevação Momentânea de Tensão	Superior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a três segundos	Superior a 1,1 pu
Variação Temporária de Tensão	Interrupção Temporária de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Inferior a 0,1 pu
	Afundamento Temporário de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Superior ou igual a 0,1 pu e inferior a 0,9 pu
	Elevação Temporária de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Superior a 1,1 pu

Fonte: (ANEEL, 2015)

2.1.7 Variação de Frequência

Em condições normais de operação, e em regime permanente, o sistema de distribuição e as instalações geradoras conectadas devem operar dentro dos limites de frequência definidos entre 59,9 Hz e 60,1 Hz. Já para situações transitórias, quando distúrbios atingem o sistema de distribuição, as instalações geradoras devem garantir que a frequência retorne para faixa entre 59,5 Hz e 60,5 Hz dentro de 30 segundos.

2.2 RECOMENDAÇÃO IEEE 519

A recomendação internacional IEEE 519 foi apresentada pela primeira vez em 1981 sendo atualizada em 2014. Essa recomendação procura fornecer informações sobre a forma de lidar com os problemas envolvidos no controle das correntes harmônicas e na compensação de potência reativa, no que diz respeito às aplicações de conversores estáticos em ambientes industriais e comerciais. Exemplos de aplicações dos procedimentos e limites descritos na recomendação IEEE 519 podem ser encontrados em (IEEE, 2014).

Alguns dos procedimentos descritos na recomendação IEEE 519 são designados aos consumidores individuais ligados ao mesmo ponto de acoplamento. Para estes consumidores, a recomendação revisada estabelece limites de injeção de correntes harmônicas, os quais se aplicam tanto para a distorção harmônica total, quanto para níveis individuais das correntes harmônicas. A distorção harmônica total da corrente consumida é calculada em relação à corrente demandada máxima (TDD - *Total Demand Distortion*), como mostra a equação (2.6). Isto significa que a medição da TDD deve ser feita no pico de consumo.

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} 100\% \quad (2.6)$$

onde:

I_h = valor eficaz de cada componente harmônica presente no sistema;

h = ordem das componentes harmônicas;

I_L = valor eficaz da corrente demandada máxima.

De acordo com o nível de tensão de alimentação (V_s) e do nível de corrente de curto-circuito (I_{cc}), os limites relacionados à TDD, assim como às correntes harmônicas individuais são definidos conforme a Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Máxima distorção das harmônicas de corrente em % (I_L).

Ordem individual das harmônicas (harmônicas individuais)						
$120 \leq (V_s) \leq 69KV$						
I_{cc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 35$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20-50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50-100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100-1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0
$69KV < (V_s) \leq 161KV$						
< 20	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
20-50	3,5	1,75	1,25	0,5	0,25	4,0
50-100	5,0	2,25	2,0	0,75	0,35	6,0
100-1000	6,0	2,75	2,5	1,0	0,5	7,5
> 1000	7,5	3,5	3,0	1,25	0,7	10,0
$(V_s) > 161KV$						
I_{cc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 35$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 50	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
≥ 50	3,0	1,5	1,15	0,45	0,22	3,75
Harmônicas pares são limitadas em 25% dos limites das harmônicas ímpares acima						
Todos os equipamentos de geração de energia são limitados a estes valores de distorção de corrente, independente da relação I_{cc}/I_L .						
I_{cc} = Máxima corrente de curto circuito no PAC.						
I_L = Máxima corrente de demanda da carga (componente fundamental) no PAC.						

Fonte: (IEEE, 2014)

Outros procedimentos e limites descritos na recomendação revisada são designados às concessionárias de energia. Dentre eles, encontram-se os limites para a distorção harmônica individual e total da tensão no PAC. A distorção harmônica total da tensão pode ser calculada por meio da equação (2.7), a qual leva em consideração a tensão nominal do sistema elétrico ao invés do valor eficaz instantâneo da tensão fundamental.

$$THD_{V_n} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_n} 100\% \quad (2.7)$$

onde:

V_h = valor eficaz de cada componente harmônica presente no sistema;

h = ordem das componentes harmônicas;

V_n = valor eficaz da tensão nominal.

A Tabela 2.3 apresenta os limites de distorção harmônica individual e total no PAC do barramento de tensão, para diferentes níveis de tensão do sistema do sistema elétrico.

Tabela 2.3 – Máxima distorção harmônica em % da tensão na frequência fundamental.

Tensão no Barramento do PAC (V_s)	Distorção Harmônica Individual da Tensão (%)	Distorção Harmônica Total da Tensão – THD_{V_n} (%)
$(V_s) \leq 69$ KV	3,0	5,0
$69KV < (V_s) \leq 161KV$	1,5	2,5
$(V_s) > 161$ KV	1,0	1,5

Fonte: (IEEE, 2014)

2.3 NORMA IEC 61000-3-2

A norma internacional IEC 61000-3-2 foi introduzida pela primeira vez em 1995, sendo a última edição publicada em 2014. A norma elaborada pelo IEC trata da limitação das correntes harmônicas injetadas no sistema elétrico de potência. Esta norma se aplica a equipamentos elétricos e eletrônicos conectados a rede de baixa tensão de 50 ou 60 Hz, cuja corrente de entrada atinge até 16 A por fase (IEC, 2014).

Nesta norma os equipamentos são classificados em quatro classes, sendo elas:

- **Classe A:** Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada; aparelhos de uso doméstico, excluindo os da classe D; ferramentas, exceto as portáteis; “*dimmers*” para lâmpadas incandescentes; equipamentos de áudio e todos os demais não incluídos nas classes B, C e D.
- **Classe B:** Ferramentas portáteis e equipamentos de solda não profissional.
- **Classe C:** Dispositivos de iluminação.
- **Classe D:** Computadores pessoais, monitores de vídeo e aparelhos de televisão, com potência ativa de entrada maior que 75W e menor que 600W.

A Tabela 2.4 mostra os limites máximos de correntes harmônicas ímpares e pares até a ordem 40 de acordo com as classes de equipamentos definidas na norma IEC 61000-3-2.

Tabela 2.4 – Limites para harmônicos de corrente.

Harmônicos ímpares				
Harmônicos [h]	Classe A [A]	Classe B [A]	Classe C [% da fundamental]	Classe D [mA/W]
3	2,30	3,45	30xFator de Potência	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,155	7	1,0
9	0,40	0,60	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	0,296
$15 \leq h \leq 39$	2,25	$3,375/n$	3	$3,85/n$
Harmônicos pares				
2	1,08	1,62	2	-
4	0,43	0,645	-	-
6	0,30	0,45	-	-
$8 \leq h \leq 40$	$1,84/n$	$2,76/n$	-	-

Fonte: (IEC, 2014)

2.4 COMPONENTES HARMÔNICAS E COMPONENTES SIMÉTRICAS EM SISTEMAS TRIFÁSICOS A QUATRO FIOS

Este trabalho trata de um filtro ativo aplicado em sistemas elétricos de potência trifásicos a quatro fios. Neste tipo de sistema elétrico, a composição harmônica das correntes e tensões envolvidas pode ser analisada por meio da representação trifásica que utiliza componentes simétricas de sequência positiva, negativa e zero (IEEE, 2014).

Quando as condições do sistema elétrico trifásico podem ser consideradas totalmente equilibradas, ou seja, tensões trifásicas equilibradas e cargas balanceadas, as correntes harmônicas podem assumir sequência positiva, negativa ou zero dependendo da ordem do harmônico em questão.

Para exemplificar as componentes harmônicas de sequência positiva e negativa, considera-se um retificador trifásico de seis pulsos alimentado por tensões trifásicas equilibradas sendo conectado em paralelo com uma máquina trifásica rotativa. O retificador drena correntes harmônicas da rede elétrica, as quais resultam em tensões harmônicas de mesma ordem no PAC. Desta maneira, a tensão aplicada ao estator da máquina rotativa é distorcida. Cada harmônico de tensão irá induzir uma corrente harmônica correspondente no rotor da

máquina rotativa. A composição harmônica da tensão do estator da máquina junto ao efeito causado na composição harmônica da corrente induzida no rotor da máquina é mostrada na Tabela 2.5.

Tabela 2.5 – Efeito dos harmônicos derivados do retificador de seis pulsos.

Harmônicos [h]	Frequência [Hz]	Sequência da componente	Harmônico de tensão do estator [n]	Sentido de Rotação do Harmônico	Harmônico de corrente do rotor [n]
1	60	Positiva	1	Frente	-
5	300	Negativa	5	Trás	6
7	420	Positiva	7	Frente	6
11	660	Negativa	11	Trás	12
13	780	Positiva	13	Frente	12
17	1020	Negativa	17	Trás	18
19	1140	Positiva	19	Frente	18
23	1380	Negativa	23	Trás	24
25	1500	Positiva	25	Frente	24

Fonte: (IEEE, 2014)

Nota-se que cada harmônico pode ser tratado por uma componente simétrica de sequência positiva ou negativa, a qual compõe a corrente ou tensão total. Pela Tabela 2.5 observa-se que, quando induzidos para o rotor, os harmônicos de corrente de sequência positiva diminuiriam em uma ordem, enquanto os harmônicos de sequência negativa aumentaram em uma ordem, em relação aos respectivos harmônicos de tensão. Os harmônicos de tensão aplicados ao estator irão refletir em aquecimento adicional nas bobinas do estator. Por sua vez, os harmônicos de corrente, ao circularem pelo rotor, irão produzir torque reduzido ou pulsante, assim como irá resultar no aquecimento do rotor.

Além dos harmônicos de sequência positiva e negativa exemplificados anteriormente outros tipos de cargas balanceadas podem drenar harmônicos de sequência zero. Estes harmônicos estão ligados aos harmônicos ímpares múltiplos de três, os quais podem resultar no carregamento excessivo do condutor de neutro.

Quando as condições do sistema elétrico trifásico apresentam tensões trifásicas desequilibradas e/ou cargas desbalanceadas, outra análise deve ser realizada. Para sistemas trifásicos desbalanceados a três fios cada harmônico terá sua própria componente de sequência positiva e negativa, enquanto as componentes de sequência zero se anulam. Já para sistemas desbalanceados a quatro fios, cada harmônico de tensão ou corrente terá sua própria

componente de sequência positiva, negativa e zero. Por exemplo, a componente fundamental possui componentes de sequência positiva, negativa e zero, assim como, por exemplo, o quinto harmônico é formado também pelas três componentes simétricas.

2.5 SOLUÇÕES PARA SUPRESSÃO DOS HARMÔNICOS E COMPENSAÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA

Uma solução simples para a correção das distorções harmônicas de corrente causadas pelas cargas não lineares é a utilização de filtros passivos paralelos (FPPs) convencionais. Os FPPs se caracterizam como uma solução já consolidada em aplicações industriais devido ao seu baixo custo de implementação e sua eficácia (Das, 2003). Estes filtros são compostos por elementos armazenadores de energia, sendo eles indutores e capacitores. A escolha dos elementos passivos define a frequência de sintonia do filtro passivo, ou seja, a frequência em que o FPP se comportará como um caminho de baixa impedância para as correntes harmônicas. Portanto, a frequência de sintonia representa a frequência do harmônico de corrente que se deseja eliminar. Entretanto, além de serem pesados e volumosos e estarem sujeitos ao envelhecimento dos elementos passivos, a utilização de FPPs apresenta como desvantagem os problemas de ressonância série e paralela que podem ocorrer tanto entre o filtro e a fonte de alimentação, como entre o filtro e a carga. Outra desvantagem, relacionada com a operação de FPP, é a forte influência causada pela impedância da rede elétrica no desempenho dos filtros passivos (Fang Zheng *et al.*, 1990).

Com o intuito de contornar tais problemas, têm-se empregado os filtros ativos de potência em configurações série (FAPS) e paralelo (FAPP) (Quinn e Mohan, 1992; Chin Lin *et al.*, 1994; Aredes e Watanabe, 1995; Bhattacharya e Divan, 1995; Akagi, 1996; El-Habrouk *et al.*, 2000; Allmeling, 2004; Akagi, 2005). O FAPS é normalmente utilizado na compensação de distúrbios de tensão da rede, tais como harmônicos, afundamentos e elevações de tensão, dentre outros (Aredes e Watanabe, 1995; Bhattacharya e Divan, 1995). Por sua vez, o FAPP atua como uma fonte de corrente não senoidal, cancelando a circulação das correntes harmônicas pela rede elétrica (Quinn e Mohan, 1992; Chin Lin *et al.*, 1994; Allmeling, 2004). Além disso, este filtro pode atuar também na correção do fator de potência fundamental, também denominado fator de deslocamento (Akagi, 2005).

Os Filtros Ativos de Potência Paralelos (FAPPs) têm sido empregados em sistemas monofásicos e trifásicos (El-Habrouk *et al.*, 2000). Em sistemas trifásicos e monofásicos, a

função de um FAPP é realizar a supressão de harmônicos de corrente gerados por cargas não-lineares, além de compensar a potência reativa da carga, caso necessário. No caso de sistemas trifásicos a três fios, o FAPP pode ainda ter a função de compensar o desequilíbrio de corrente na rede, ao anular a componente fundamental de sequência negativa (Bhattacharya *et al.*, 1998). Este tipo de compensação pode também ser realizada em sistemas elétricos trifásicos a quatro fios, ao anular a componente fundamental de sequência negativa e zero (Silva *et al.*, 2010).

A Figura 2.1 ilustra o princípio de compensação de um FAPP atuando apenas na compensação de correntes harmônicas em sistemas monofásicos.

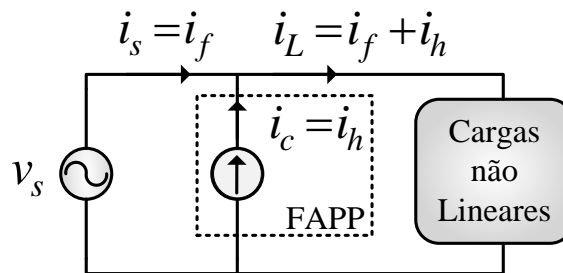


Figura 2.1 - Princípio de compensação de um FAPP.

Como mostrado na Figura 2.1, cargas não lineares drenam uma parcela de corrente fundamental (i_f) junto de uma parcela referente aos harmônicos de corrente (i_h). Em condições ideais, o FAPP assume a função de fornecer para a carga não linear toda a parcela harmônica i_h . Para isso, o FAPP deve injetar uma corrente de compensação i_c que seja igual à parcela harmônica i_h . Conseqüentemente, a corrente fornecida pela rede elétrica (i_s) passa a ser igual à parcela fundamental i_f . Dessa maneira, o FAPP atua na supressão dos harmônicos.

No caso da corrente fundamental i_f apresentar uma parcela reativa i_{fr} , o FAPP também pode assumir a função de compensar tal parcela. Para isso, deve ser acrescentada à corrente de compensação i_c a parcela i_{fr} . Neste caso, o FAPP atuará também na compensação da potência reativa.

2.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados os principais aspectos relacionados à qualidade da energia elétrica, bem como as principais normas e recomendações envolvidas com o tema que têm sido elaboradas no Brasil e no mundo. Tendo em vista tais aspectos, as principais soluções para problemas de qualidade de energia elétrica foram apresentadas, estando entre elas o FAPP. Assim, nos próximos capítulos, seguirá o estudo e implementação de tal solução.

3 TOPOLOGIAS DE INVERSORES EMPREGADOS EM FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA PARALELOS

Na Figura 3.1 é mostrada a configuração completa do esquema que representa o FAPP trifásico em estudo a ser aplicado em sistemas elétricos a quatro fios, a qual é composta por quatro partes, sendo elas: o conversor PWM (*Pulse Width Modulation*) trifásico, o filtro de acoplamento, o modulador e o sistema de controle. O conversor PWM e o filtro de acoplamento compõem o circuito de potência do FAPP, cujas correntes a serem sintetizadas pelo inversor, bem como a tensão no barramento c.c. devem ser controladas. Este controle é realizado pelo sistema de controle, o qual monitora o conteúdo das correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln}) e, a partir disso, gera as respectivas ações de controle (u_{ca} , u_{cb} , u_{cc} , u_{cn}) de modo a sintetizar as correntes de compensação (i_{ca} , i_{cb} , i_{cb} e i_{cn}). O acionamento do conversor PWM é realizado pelo modulador, o qual gera os pulsos para as chaves de potência ($u_{pwm a}$, $u_{pwm b}$, $u_{pwm c}$ e $u_{pwm n}$) a partir das respectivas ações de controle. O conversor PWM é acoplado em paralelo com rede por meio de filtros passa-baixa, composto por indutores, os quais permitem a atenuação das ondulações de corrente devido ao chaveamento do conversor.

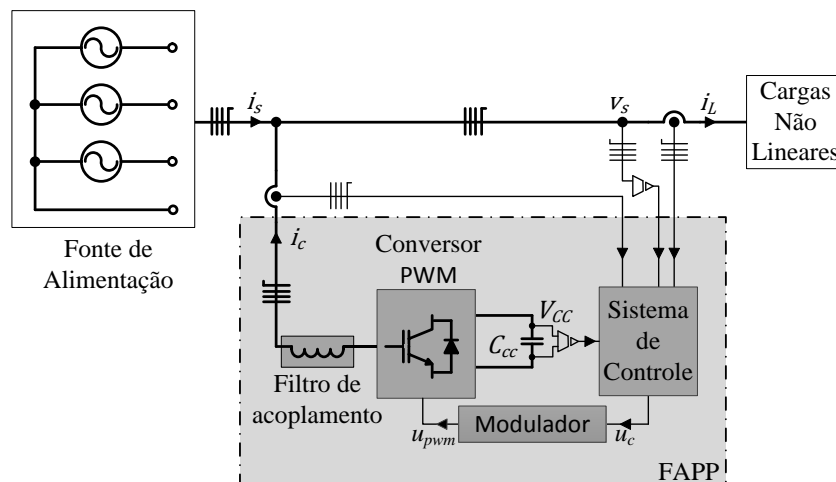


Figura 3.1 - Configuração geral do FAPP trifásico a quatro fios.
Fonte: Autoria Própria

Para compor um FAPP, é necessário utilizar um conversor bidirecional em corrente. Na literatura, podem ser encontradas duas topologias deste conversor, sendo eles o inversor fonte de corrente (CSI - *Current Source Inverter*) e o inversor fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*). Tratando-se de FAPP, a topologia de inversor mais utilizada é a VSI, a qual

utiliza capacitores no barramento c.c. (Akagi, 1996). Sendo assim, é necessária uma estratégia para controlar o nível de tensão dos capacitores durante o funcionamento do inversor.

Diferentes topologias de VSI têm sido utilizadas para comporem os FAPPs empregados em sistemas elétricos monofásicos e trifásicos (Akagi *et al.*, 1984; Quinn e Mohan, 1992; Chin Lin *et al.*, 1994; Souza e Barbi, 2000; Man-Chung *et al.*, 2001; Lindeke *et al.*, 2004; Hamzah *et al.*, 2008). Em sistemas monofásicos, têm sido utilizadas as topologias de inversores em meia ponte (*half-bridge*) e em ponte completa (*full-bridge*) (Souza e Barbi, 2000; Lindeke *et al.*, 2004; Hamzah *et al.*, 2008). Para sistemas trifásicos, os FAPPs têm sido aplicados tanto a três-fios como a quatro-fios (Akagi *et al.*, 1984; Quinn e Mohan, 1992; Chin Lin *et al.*, 1994; Man-Chung *et al.*, 2001). O esquema da configuração de um FAPP aplicado em sistemas trifásicos a três-fios é mostrado na Figura 3.2 (Akagi *et al.*, 1984). A topologia envolve um inversor trifásico com três braços conectados a um único barramento c.c., totalizando seis chaves de potência.

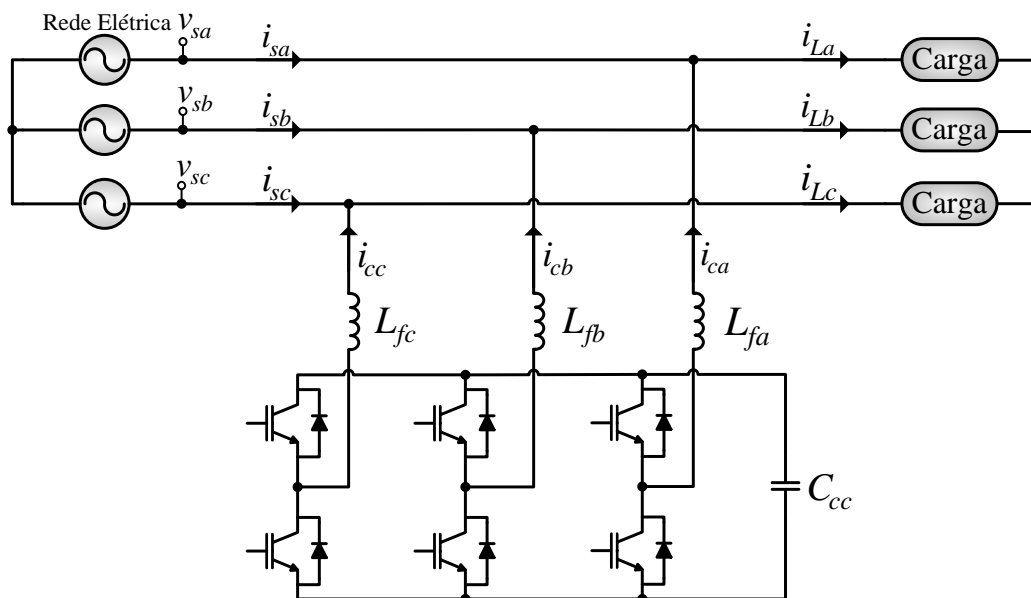


Figura 3.2 – FAPP trifásico a três-fios.

Fonte: Autoria Própria

O esquema da configuração de FAPP formada por um inversor trifásico onde o barramento c.c. é composto por capacitores com derivação central, também conhecido por *Split-Capacitor (SC)*, é mostrado na Figura 3.3 (Quinn e Mohan, 1992). Este inversor é composto por três braços, onde o condutor de neutro é conectado ao ponto central do barramento c.c.. Analisando a conexão do neutro, nota-se que as componentes de sequência zero da corrente da carga irão fluir pelos capacitores. A divisão não proporcional das correntes dos capacitores implica no desequilíbrio das tensões nos mesmos, necessitando uma estratégia de controle adequada para compensar tal desequilíbrio. Cada um dos três braços inversores é conectado à rede elétrica por meio de uma indutância de acoplamento. Esta topologia de FAPP utiliza seis chaves de potência, dois bancos de capacitores para formar o barramento c.c. e três indutores de acoplamento.

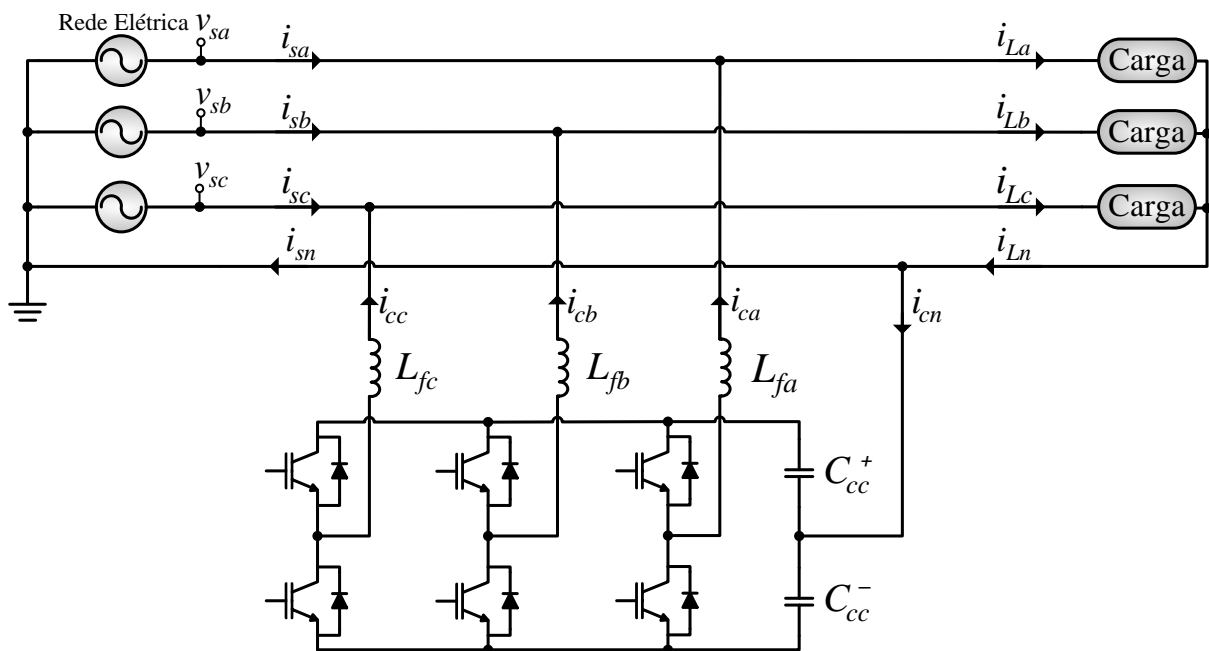


Figura 3.3 – FAPP trifásico a quatro-fios configuração SC.
Fonte: Autoria Própria

O esquema da configuração de FAPP que utiliza um inversor a quatro braços, também conhecido por *Four-Leg (FL)*, é mostrado na Figura 3.4 (Quinn e Mohan, 1992). Este inversor é composto por quatro braços inversores compartilhando o mesmo barramento c.c.. Três dos quatro braços inversores são conectados nas fases da rede por meio de indutores de acoplamento e um último braço inversor é conectado ao condutor de neutro também por meio de um indutor de acoplamento. Esta topologia de FAPP utiliza oito chaves de potência, um banco de capacitores para formar o barramento c.c. e quatro indutores de acoplamento.

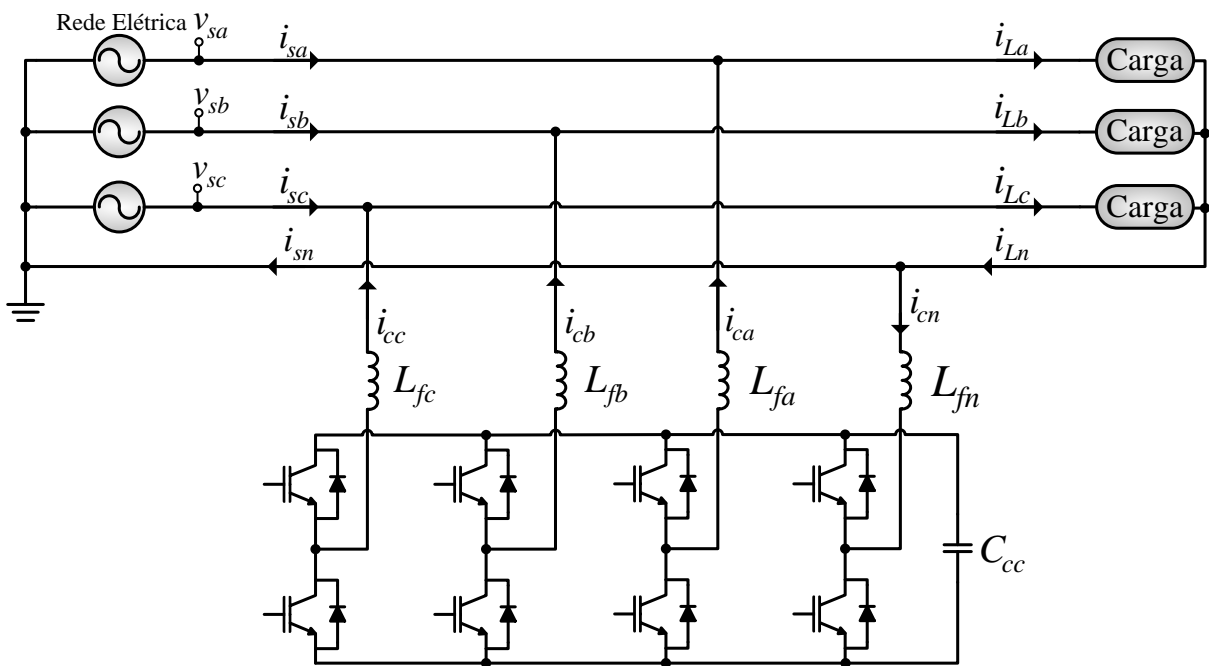


Figura 3.4 – FAPP trifásico a quatro-fios configuração 4L.
Fonte: Autoria Própria

O esquema da configuração de FAPP conhecida por *Three Full-Bridge (3FB)* (Chin Lin *et al.*, 1994) é mostrado da Figura 3.5. Esta topologia é composta por três inversores monofásicos em ponte completa (*Full-Bridge*) compartilhando o mesmo barramento c.c.. Cada um dos três inversores é conectado a uma fase da rede elétrica por meio de um transformador de isolamento. Estes transformadores são necessários para evitar curto-circuito no barramento c.c. no momento da comutação das chaves de potência dos inversores. Nota-se que as indutâncias de dispersão destes transformadores podem ser utilizadas para fazer o papel dos indutores de acoplamento. Esta topologia de FAPP utiliza doze chaves de potência, um banco de capacitor para formar o barramento c.c. e três transformadores de isolamento.

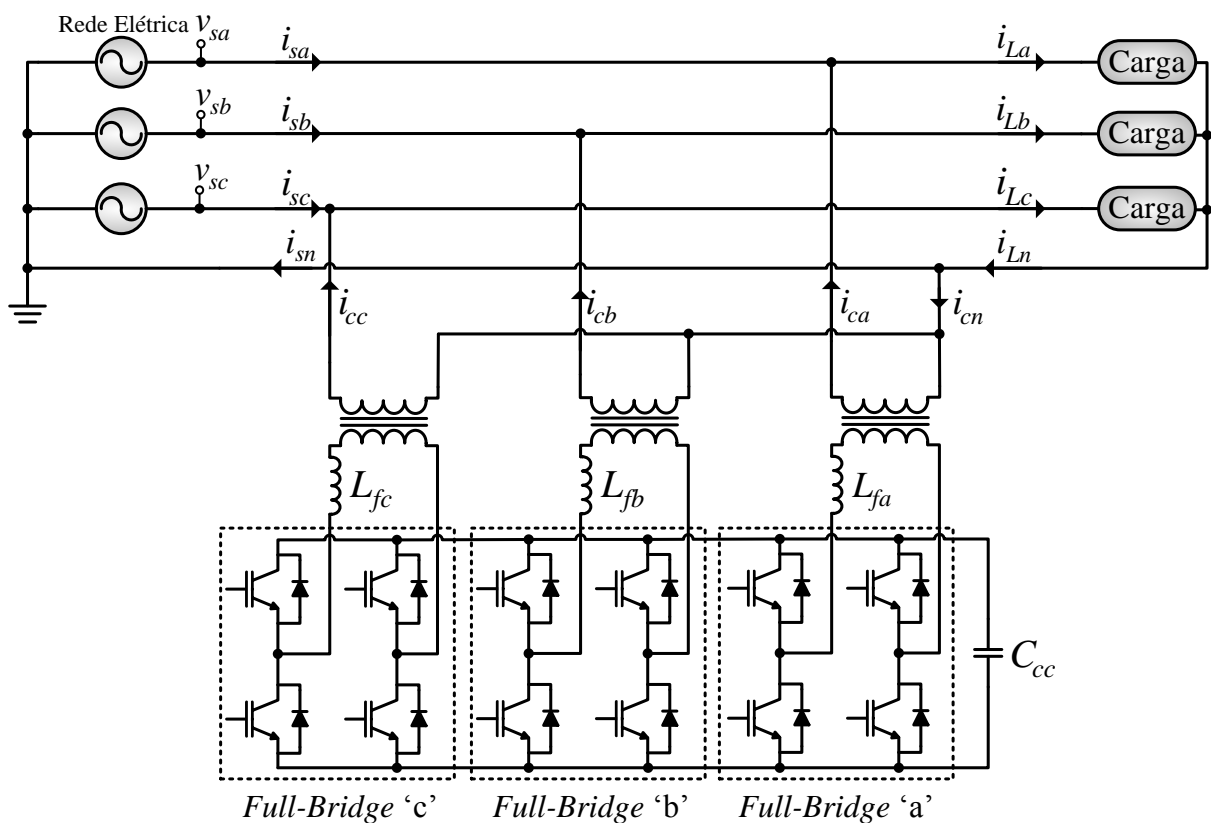


Figura 3.5 – FAPP trifásico a quatro-fios configuração 3FB.

Fonte: Autoria Própria

O esquema da configuração de FAPP formada por um inversor multinível *Neutral Point Clamped (NPC)* é mostrado na Figura 3.6 (Man-Chung *et al.*, 2001). Este inversor é composto por três braços três níveis conectados a um ponto central, onde também é conectado o condutor do neutro. Assim como na topologia *SC*, há a necessidade de se controlar o desequilíbrio das tensões nos capacitores do barramento c.c.. Cada um dos três braços multiníveis é conectado à rede elétrica por meio de uma indutância de acoplamento. Esta topologia de FAPP utiliza doze chaves de potência, seis diodos rápidos, dois bancos de capacitores para o barramento c.c. e três indutores de acoplamento.

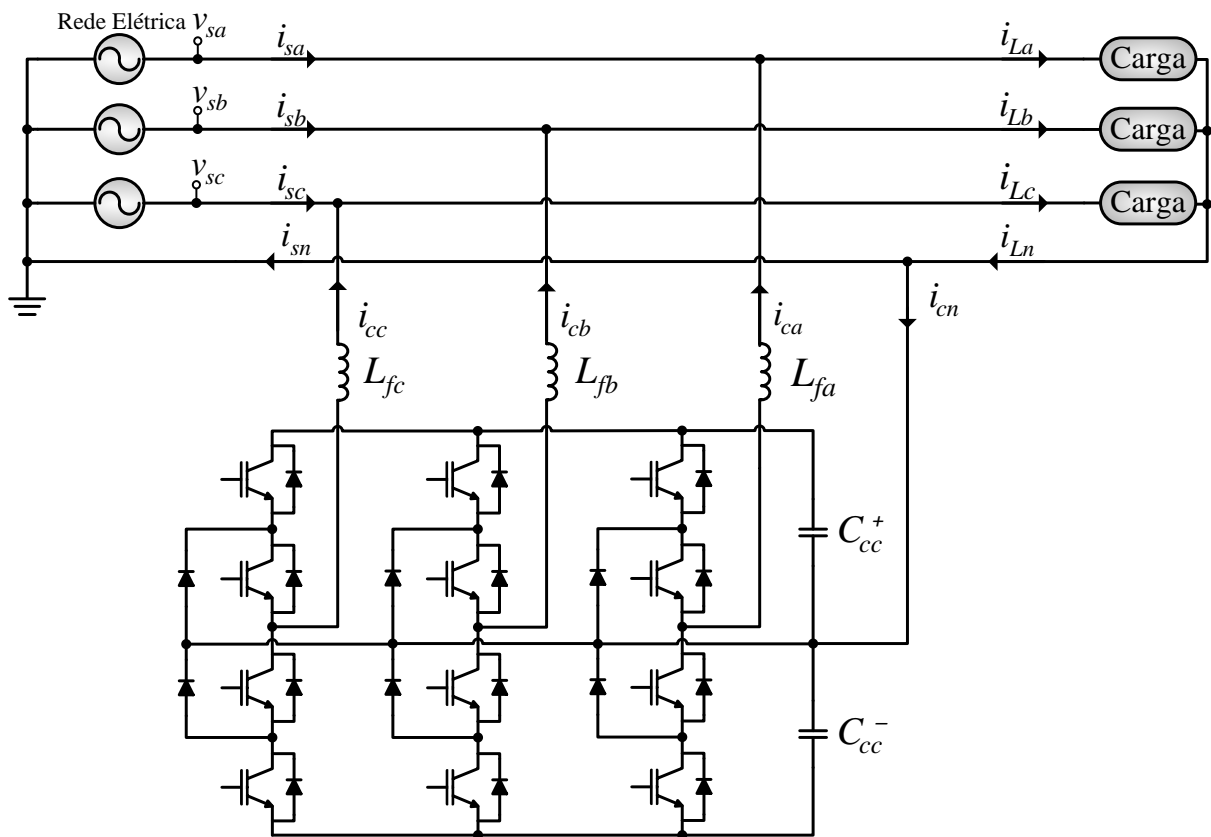


Figura 3.6 – FAPP trifásico a quatro-fios configuração NPC.
Fonte: Autoria Própria

3.1 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

Diversas estratégias de modulação, diferentes em sua concepção e desempenho, têm sido desenvolvidas para realizar a modulação dos inversores fonte de tensão (Holtz, 1992). Dentre elas pode-se citar a modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM) (Patel e Hoft, 1973), a modulação delta (*Delta Modulation* - DM) (Ziogas, 1981) e a modulação PWM senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation* - SPWM) (Boost e Ziogas, 1988). Existe ainda a técnica de modulação vetorial (*Space Vector Modulation* - SVM), a qual foi inicialmente utilizada em inversores trifásicos com três braços, sendo posteriormente aplicada em conversores estáticos c.a.-c.a. trifásicos e monofásicos, e em outras topologias de inversores trifásicos (Pinheiro *et al.*, 2002). Neste trabalho, a técnica SPWM será aplicada aos conversores *SC*, *3FB* e *NPC*, enquanto a técnica SVM será empregada no conversor *4L*.

3.1.1 Modulação Senoidal (SPWM)

A modulação por largura de pulso senoidal (SPWM) é baseada na comparação de um sinal de controle (v_{ctrl}) de baixa frequência com um sinal triangular com frequência igual a frequência de chaveamento (f_s) desejada. Como resultado desta comparação, obtém-se um sinal de pulsos (u_{PWM}), cuja frequência é fixa (f_s) enquanto a largura do pulso é variável. Este sinal u_{PWM} é aquele utilizado para realizar o chaveamento dos interruptores de potência. Desta forma, variando o sinal v_{ctrl} é possível variar a tensão média na saída do inversor.

Aplicando a técnica SPWM em um inversor monofásico meia ponte, ou *Half-Bridge* (*HB*), mostrado na Figura 3.7, as chaves S_1 e S_2 sempre são acionadas de maneira complementar. Assim, o sinal resultante da comparação (u_{PWM}) é utilizado para acionamento da chave S_1 , enquanto a chave S_2 recebe o sinal complementar de u_{PWM} . Como resultado do chaveamento, dois níveis de tensão serão percebidos na tensão u_{ao} ($u_a - u_0$), sendo eles $+(V_{cc}/2)$ e $-(V_{cc}/2)$. Portanto, para o inversor *HB* pode ser obtida uma modulação SPWM de dois níveis, como mostrada na Figura 3.8, onde $V_{cc} = 300 V$. Analisando a Figura 3.8 é possível determinar o ganho do inversor *HB*, ou seja a relação entre a tensão média na saída do inversor (\bar{u}_{ao}) e o sinal de controle v_{ctrl} , como dado por (3.1), onde V_{tri} é a amplitude da triangular (Mohan *et al.*, 1995).

$$G_{HB} = \frac{\bar{u}_{ao}}{v_{ctrl}} = \frac{V_{cc}}{2V_{tri}} \quad (3.1)$$

Observa-se que a relação dada por (3.1) também pode ser adotada para cada fase do inversor SC , sabendo que esta topologia é composta por três inversores HB ($G_{SC} = G_{HB}$).

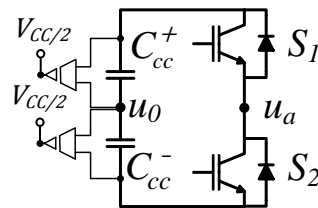


Figura 3.7 – Inversor monofásico *Half-Bridge* (HB).
Fonte: Autoria Própria

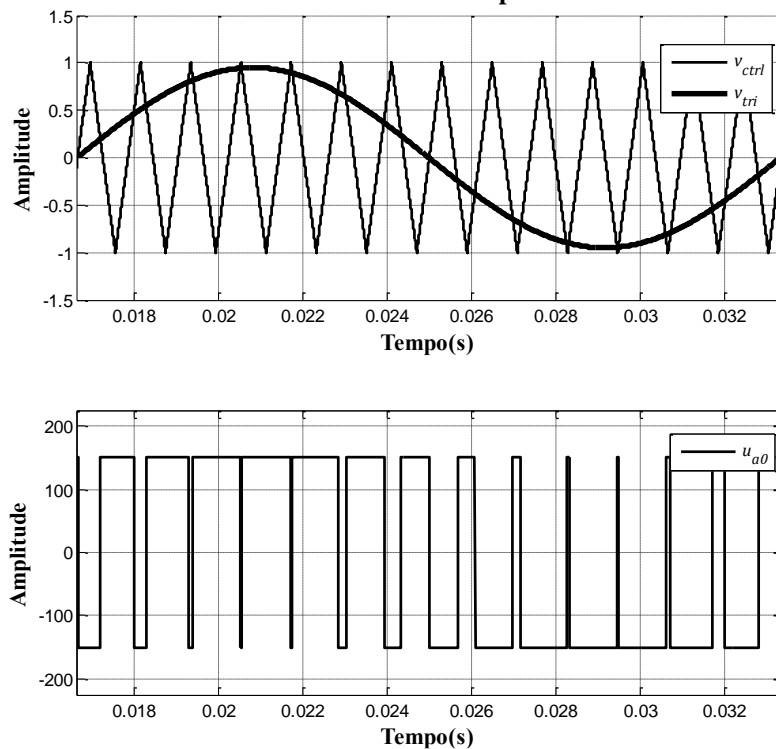


Figura 3.8 – Modulação PWM dois níveis aplicada a um inversor monofásico HB .
Fonte: Autoria Própria

A técnica SPWM também pode ser aplicada ao inversor monofásico *Full-Bridge* (FB). Este conversor apresenta dois braços inversores, cujo par de chaves, (S_1 e S_2) ou (S_3 e S_4), sempre atuam de maneira complementar. Para acionamento das chaves, é necessário gerar dois sinais PWM (u_{PWM1} e u_{PWM2}), sendo um para cada braço inversor. Estes sinais PWM podem ser obtidos por meio da comparação de dois sinais de controle diferentes (v_{ctrl1} e v_{ctrl2}) com a mesma triangular (v_{tri}) como mostrado na Figura 3.10. Um primeiro sinal PWM (u_{PWM1}) é gerado utilizando o próprio sinal de controle ($v_{ctrl1} = v_{ctrl}$), enquanto o segundo sinal PWM (u_{PWM2}) é gerado utilizando o sinal de controle defasado em 180° ($v_{ctrl2} = -v_{ctrl}$). Como resultado do chaveamento, três níveis de tensão serão percebidos na tensão u_{ab} ($u_a - u_b$), sendo eles $+V_{cc}$, zero e $-V_{cc}$. Portanto, para o inversor FB pode ser obtida uma modulação

SPWM de três níveis, como mostrada na Figura 3.10, onde $V_{cc} = 300\text{ V}$. Analisando a Figura 3.10 é possível determinar o ganho do inversor FB , ou seja a relação entre a tensão média na saída do inversor (\bar{u}_{ab}) e o sinal de controle v_{ctrl} , como dado por (3.7), onde V_{tri} é a amplitude da triangular (Mohan *et al.*, 1995).

$$G_{FB} = \frac{\bar{u}_{ab}}{v_{ctrl}} = \frac{V_{cc}}{V_{tri}} \quad (3.2)$$

Observa-se que a relação dada por (3.7) também pode ser adotada para cada fase do inversor $3FB$, sabendo que esta topologia é composta por três inversores FB ($G_{3FB} = G_{FB}$).

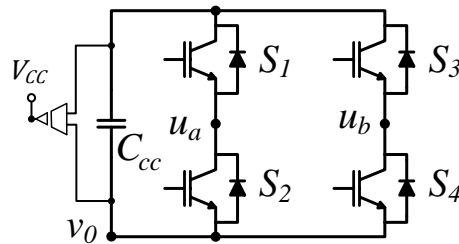


Figura 3.9 – Inversor monofásico *Full-Bridge* (FB).
Fonte: Autoria Própria

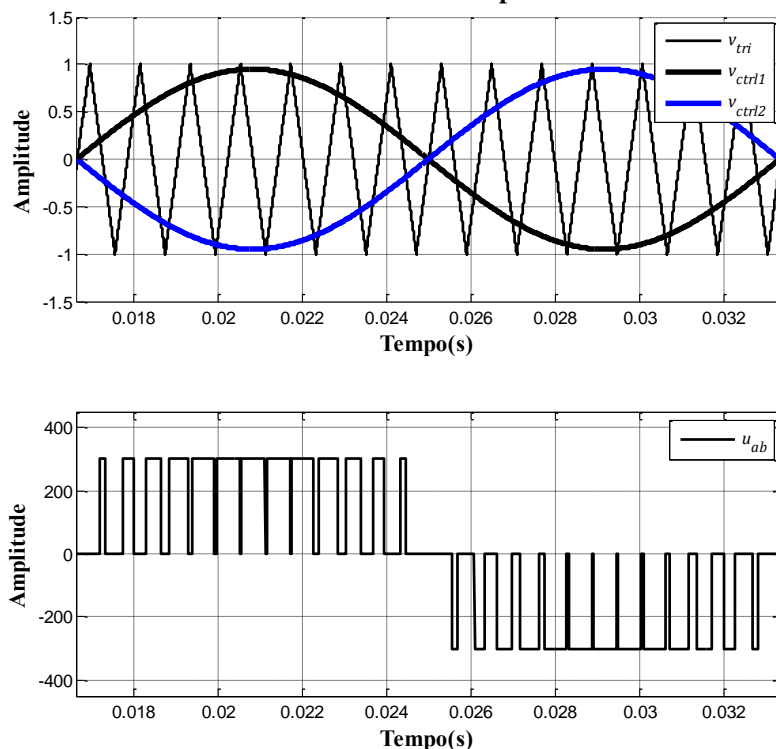


Figura 3.10 – Modulação PWM três níveis aplicada a um inversor monofásico FB .
Fonte: Autoria Própria

A técnica SPWM pode ainda ser aplicada ao inversor monofásico NPC mostrado na Figura 3.11. Neste conversor os pares de chaves a serem acionados de maneira complementar são S_1 e S_3 , S_2 e S_4 . Dessa forma, dois sinais PWM (u_{PWM1} e u_{PWM2}) devem ser gerados para

acionamento de cada par de chaves ($S_1 - S_3$) e ($S_2 - S_4$). Para a geração destes sinais PWM, o mesmo sinal de controle (v_{ctrl}) é comparado a duas triangulares diferentes (v_{tri1} e v_{tri2}) (Santos, 2011), conforme mostrado na Figura 3.10. A primeira triangular v_{tri1} é utilizada para realizar a comparação com o semiciclo positivo de v_{ctrl} , gerando u_{PWM1} . Por sua vez, a segunda triangular v_{tri2} é utilizada para realizar a comparação com o semiciclo negativo de v_{ctrl} , gerando u_{PWM2} . Nota-se que sempre um dos braços inversores estará sendo chaveado na frequência f_s , enquanto o outro braço terá os estados de suas chaves mantidos constantes até a próxima troca de semiciclo. Analisando a Figura 3.10 é possível determinar a equação que define a razão cíclica da chave S_1 para o semiciclo positivo em função do sinal de controle v_{ctrl} e a amplitude da triangular V_{tri} , como dado por (3.3).

$$D_1 = \frac{v_{ctrl}}{2V_{tri}} \quad (3.3)$$

Por sua vez, a tensão u_{a0} pode ser obtida a partir da razão cíclica D_1 e a tensão do barramento c.c. (V_{cc}), como segue abaixo:

$$V_{a0} = \frac{V_{cc}D_1}{2} \quad (3.4)$$

Utilizando (3.3) e (3.4), é possível determinar o ganho do inversor *NPC*, ou seja a relação entre a tensão média na saída do inversor (\bar{u}_{a0}) e o sinal de controle v_{ctrl} , como dado por (3.7), onde V_{tri} é o valor da amplitude da triangular.

$$G_{NPC} = \frac{\bar{u}_{a0}}{v_{ctrl}} = \frac{V_{cc}}{4V_{tri}} \quad (3.5)$$

Observa-se que a relação dada por (3.5) também pode ser adotada para cada fase do inversor trifásico *NPC*, sabendo que esta topologia é composta por três inversores monofásicos *NPC*. Nota-se em (3.5) e (3.1) que foi encontrado para o inversor *NPC* o mesmo ganho do inversor *SC*.

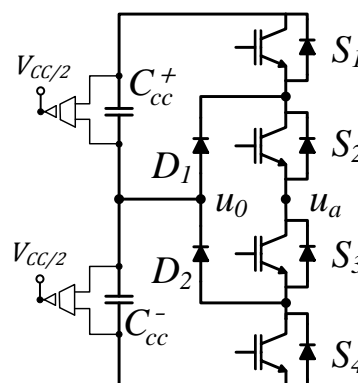
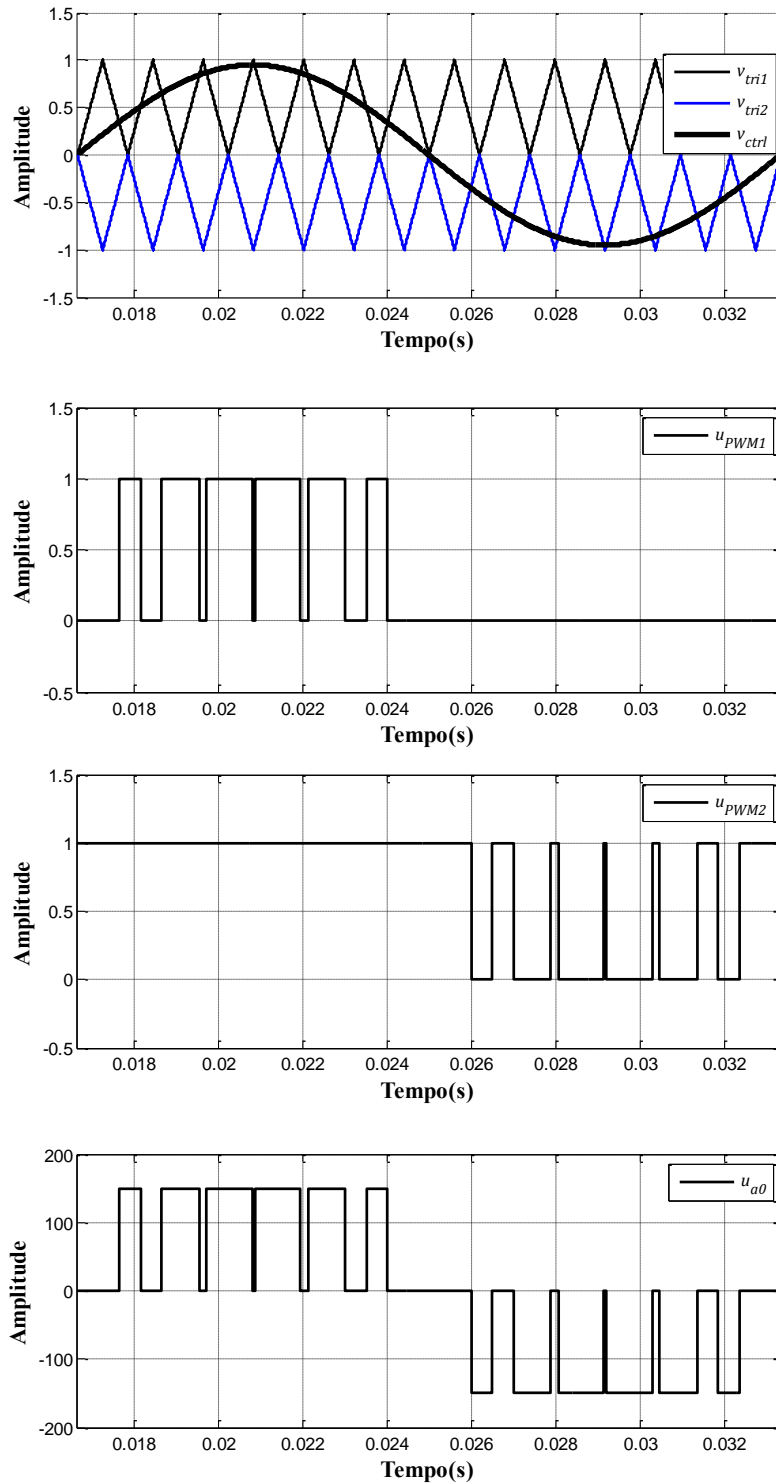


Figura 3.11 – Inversor monofásico *Neutral-Point-Clamped (NPC)* três níveis.
Fonte: Autoria Própria



**Figura 3.12 – Modulação PWM três níveis aplicada a um inversor monofásico NPC.
Fonte: Autoria Própria**

3.1.2 Modulação Vetorial (SVM)

A técnica de modulação vetorial (SVM) tem sido muito utilizada no controle conversores c.c.-c.a., pois seu uso pode permitir a redução do número de comutações das chaves de potência, assim como do nível de conteúdo harmônico das tensões de saída quando comparada às outras técnicas de modulação citadas. Quando aplicada ao inversor $4L$, a utilização desta técnica vetorial permite elevar o índice de modulação em um fator de $2/\sqrt{3}$ quando comparada á técnica SPWM (Shen e Lehn, 2002). Neste trabalho, a modulação SVM é empregada no acionamento do inversor $4L$ mostrado na Figura 3.13.

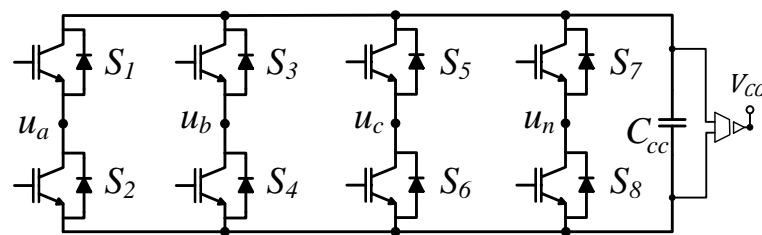


Figura 3.13 – Circuito do inversor *Four-Leg*.
Fonte: Autoria Própria

Na modulação SVM, cinco etapas de implementação podem ser identificadas, sendo elas: determinação dos vetores de comutação; identificação dos planos de separação e setores; identificação dos planos limites; definição da sequência de comutação e obtenção dos tempos de comutação dos vetores (Pinheiro *et al.*, 2002).

3.1.2.1 Determinação dos Vetores de Comutação

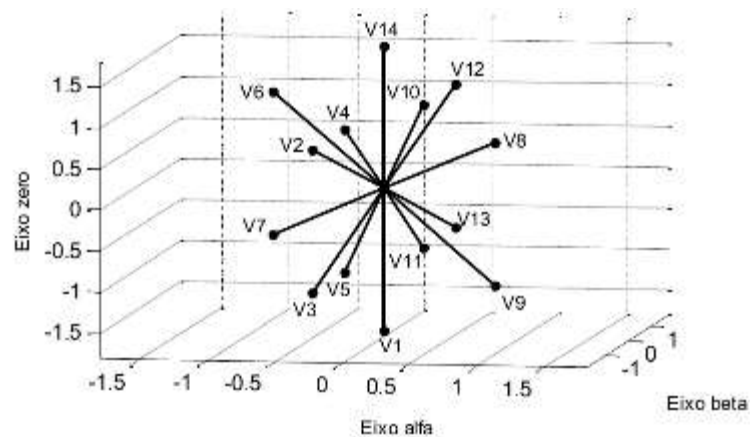
Considerando que os pares de interruptores S_1 - S_2 , S_3 - S_4 , S_5 - S_6 , S_7 - S_8 do inversor da Figura 3.13 são comandados de forma complementar, é possível determinar dezesseis possíveis estados de condução do inversor. Para cada um desses estados existirá tensões u_{an} , u_{bn} e u_{cn} particulares, as quais podem ser representadas nas coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ pelas tensões u_α , u_β e u_0 . A Tabela 3.1 mostra detalhadamente estes estados, junto das respectivas tensões normalizadas em relação à tensão V_{cc} .

Aplicando-se a transformada de Clarke nos dezesseis possíveis vetores de comutação mostrados na Tabela 3.1, obtêm-se os vetores de comutação representados nas coordenadas $\alpha\beta 0$, conforme mostra a Figura 3.14.

Tabela 3.1 – Vetores de Comutação.

Estado das Chaves				Tensões Normalizadas						Vetores
S_1	S_3	S_5	S_7	u_{an}	u_{bn}	u_{cn}	u_α	u_β	u_0	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	v_0
0	0	0	1	-1	-1	-1	0	0	$-\sqrt{3}$	v_1
0	0	1	0	0	0	1	$-\sqrt{6}/6$	$-\sqrt{2}/2$	$\sqrt{3}/3$	v_2
0	0	1	1	-1	-1	0	$-\sqrt{6}/6$	$-\sqrt{2}/2$	$-2\sqrt{3}/3$	v_3
0	1	0	0	0	1	0	$-\sqrt{6}/6$	$\sqrt{2}/2$	$\sqrt{3}/3$	v_4
0	1	0	1	-1	0	-1	$-\sqrt{6}/6$	$\sqrt{2}/2$	$-2\sqrt{3}/3$	v_5
0	1	1	0	0	1	1	$-\sqrt{6}/3$	0	$2\sqrt{3}/3$	v_6
0	1	1	1	-1	0	0	$-\sqrt{6}/3$	0	$-\sqrt{3}/3$	v_7
1	0	0	0	1	0	0	$\sqrt{6}/3$	0	$\sqrt{3}/3$	v_8
1	0	0	1	0	-1	-1	$\sqrt{6}/3$	0	$-2\sqrt{3}/3$	v_9
1	0	1	0	1	0	1	$\sqrt{6}/6$	$-\sqrt{2}/2$	$2\sqrt{3}/3$	v_{10}
1	0	1	1	0	-1	0	$\sqrt{6}/6$	$-\sqrt{2}/2$	$-\sqrt{3}/3$	v_{11}
1	1	0	0	1	1	0	$\sqrt{6}/6$	$\sqrt{2}/2$	$2\sqrt{3}/3$	v_{12}
1	1	0	1	0	0	-1	$\sqrt{6}/6$	$\sqrt{2}/2$	$-\sqrt{3}/3$	v_{13}
1	1	1	0	1	1	1	0	0	$\sqrt{3}$	v_{14}
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	v_{15}

Fonte: (Acordi, 2012)

Figura 3.14 – Vetores de comutação nas coordenadas $\alpha\beta 0$.

Fonte: (Acordi, 2012)

Verifica-se que existem dois vetores nulos (v_0 e v_{15}) que não são representados na Figura 3.14, mas estão localizados na origem dos eixos $\alpha\beta 0$. Percebe-se que os vértices dos 16 vetores de comutação formam um dodecaedro, como mostrado na Figura 3.15.

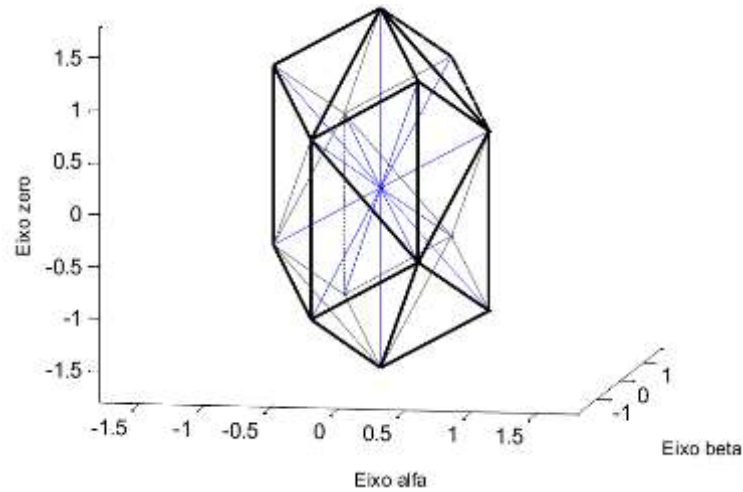


Figura 3.15 – Dodecaedro formado pelos vértices dos vetores de comutação nas coordenadas $\alpha\beta 0$.

Fonte: (Acordi, 2012)

3.1.2.2 Identificação dos Planos de Separação e Setores

Considerando u_{cmd} o vetor que representa a tensão a ser produzida pelo inversor, é possível definir, neste espaço de tensões formado pelo dodecaedro, 24 setores diferentes em formato de tetraedros, onde em cada um destes setores existem três vetores de comutação não nulos próximos ao vetor u_{cmd} . Os seis planos de separação (PS_1 , PS_2 , PS_3 , PS_4 , PS_5 e PS_6) localizados entre estes setores podem ser calculados nas coordenadas $\alpha\beta 0$ a partir das equações dadas abaixo:

$$PS_1 = [0 \quad \sqrt{2} \quad 0] \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (3.6)$$

$$PS_2 = [-\sqrt{6}/2 \quad \sqrt{2}/2 \quad 0] \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (3.7)$$

$$PS_3 = [\sqrt{6}/2 \quad \sqrt{2}/2 \quad 0] \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (3.8)$$

$$PS_4 = [\sqrt{6}/3 \quad 0 \quad \sqrt{3}/3] \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (3.9)$$

$$PS_5 = \begin{bmatrix} -\sqrt{6}/6 & -\sqrt{2}/2 & \sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (3.10)$$

$$PS_6 = \begin{bmatrix} -\sqrt{6}/6 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (3.11)$$

3.1.2.3 Identificação dos Planos Limites

A possibilidade de sintetização de tensão pelo inversor é definida por meio dos planos limites (Pinheiro *et al.*, 2002). Os doze planos limites ($PL_1, PL_2, PL_3, PL_4, PL_5, PL_6, PL_7, PL_8, PL_9, PL_{10}, PL_{11}$ e PL_{12}) são representados como dado nas equações abaixo, respectivamente:

$$PL_1 = \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & 0 & \sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.12)$$

$$PL_2 = \begin{bmatrix} -\sqrt{6}/6 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.13)$$

$$PL_3 = \begin{bmatrix} -\sqrt{6}/6 & -\sqrt{2}/2 & \sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.14)$$

$$PL_4 = \begin{bmatrix} \sqrt{6}/2 & \sqrt{2}/2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.15)$$

$$PL_5 = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.16)$$

$$PL_6 = \begin{bmatrix} -\sqrt{6}/2 & \sqrt{2}/2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.17)$$

$$PL_7 = \begin{bmatrix} -\sqrt{6}/2 & -\sqrt{2}/2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.18)$$

$$PL_8 = \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.19)$$

$$PL_9 = \begin{bmatrix} \sqrt{6}/2 & -\sqrt{2}/2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.20)$$

$$PL_{10} = \begin{bmatrix} \sqrt{6}/6 & \sqrt{2}/2 & -\sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.21)$$

$$PL_{11} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}/3 & 0 & -\sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.22)$$

$$PL_{12} = \begin{bmatrix} \sqrt{6}/6 & -\sqrt{2}/2 & -\sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.23)$$

3.1.2.4 Definição das Sequências de Comutação

A sequência de comutação implantada para foi a do tipo simétrica, onde os quatro braços do inversor comutam em alta frequência, resultando em uma baixa distorção harmônica (Pinheiro *et al.*, 2002). Estas sequências são descritas na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Sequências de comutação.

Setor	Sequência de Comutação	Setor	Sequência de Comutação
1	$v_0-v_8-v_{12}-v_{14}-v_{15}-v_{14}-v_{12}-v_8-v_0$	13	$v_0-v_2-v_6-v_{14}-v_{15}-v_{14}-v_6-v_2-v_0$
2	$v_0-v_8-v_{12}-v_{14}-v_{15}-v_{14}-v_{12}-v_8-v_0$	14	$v_0-v_2-v_6-v_7-v_{15}-v_7-v_6-v_2-v_0$
3	$v_0-v_8-v_{12}-v_{14}-v_{15}-v_{14}-v_{12}-v_8-v_0$	15	$v_0-v_2-v_3-v_7-v_{15}-v_7-v_3-v_2-v_0$
4	$v_0-v_8-v_{12}-v_{14}-v_{15}-v_{14}-v_{12}-v_8-v_0$	16	$v_0-v_1-v_3-v_7-v_{15}-v_7-v_3-v_1-v_0$
5	$v_0-v_4-v_{12}-v_{14}-v_{15}-v_{14}-v_{12}-v_4-v_0$	17	$v_0-v_2-v_{10}-v_{14}-v_{15}-v_{14}-v_{10}-v_2-v_0$
6	$v_0-v_4-v_{12}-v_{13}-v_{15}-v_{13}-v_{12}-v_4-v_0$	18	$v_0-v_2-v_{10}-v_{11}-v_{15}-v_{11}-v_{10}-v_2-v_0$
7	$v_0-v_4-v_5-v_{13}-v_{15}-v_{13}-v_5-v_4-v_0$	19	$v_0-v_2-v_3-v_{11}-v_{15}-v_{11}-v_3-v_2-v_0$
8	$v_0-v_1-v_5-v_{13}-v_{15}-v_{13}-v_5-v_1-v_0$	20	$v_0-v_1-v_3-v_{11}-v_{15}-v_{11}-v_3-v_1-v_0$
9	$v_0-v_4-v_6-v_{14}-v_{15}-v_{14}-v_6-v_4-v_0$	21	$v_0-v_8-v_{10}-v_{14}-v_{15}-v_{14}-v_{10}-v_8-v_0$
10	$v_0-v_4-v_6-v_7-v_{15}-v_7-v_6-v_4-v_0$	22	$v_0-v_8-v_{10}-v_{11}-v_{15}-v_{11}-v_{10}-v_8-v_0$
11	$v_0-v_4-v_5-v_7-v_{15}-v_7-v_5-v_4-v_0$	23	$v_0-v_8-v_9-v_{11}-v_{15}-v_{11}-v_9-v_8-v_0$
12	$v_0-v_1-v_5-v_7-v_{15}-v_7-v_5-v_1-v_0$	24	$v_0-v_1-v_9-v_{11}-v_{15}-v_{11}-v_9-v_1-v_0$

Fonte: (Acordi, 2012)

3.1.2.5 Obtenção dos Tempos de Comutação dos Vetores

Conforme o setor de localização do vetor u_{cmd} , é necessário obter o tempo de aplicação de cada vetor de comutação em um período de comutação T_s . Considerando a localização do

vetor u_{cmd} no setor 1, e a sequência de vetores $v_0-v_8-v_{12}-v_{14}-v_{15}-v_{14}-v_{12}-v_8-v_0$ conforme a Tabela 3.2, a duração total de aplicação de cada vetor não nulo de comutação v_8 , v_{12} e v_{14} em um período T_s é denominada por Δt_8 , Δt_{12} e Δt_{14} , enquanto o tempo de aplicação total dos vetores nulos v_0 e v_{15} é denominada Δt_0 . O tempo de aplicação de cada vetor de comutação pode ser calculado por (3.24).

$$[v_8 \quad v_{12} \quad v_{14}] \begin{bmatrix} \Delta t_8 \\ \Delta t_{12} \\ \Delta t_{14} \end{bmatrix} = u_{cmd} T_s \quad (3.24)$$

Como os vetores v_8 , v_{12} e v_{14} são linearmente independentes, as durações Δt_8 , Δt_{12} e Δt_{14} podem ser obtidas por:

$$\begin{bmatrix} \Delta t_8 \\ \Delta t_{12} \\ \Delta t_{14} \end{bmatrix} = M_1 \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} T_s \quad (3.25)$$

onde:

$$M_1 = [v_8 \quad v_{12} \quad v_{14}]^{-1}$$

$$u_{cmd} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix}$$

O tempo total de aplicação (Δt_n) dos vetores nulos v_0 e v_{15} , pode ser calculado como segue:

$$\Delta t_n = T_s - \Delta t_8 - \Delta t_{12} - \Delta t_{14} \quad (3.26)$$

Este tempo Δt_0 é dividido igualmente entre os vetores. Assim, os tempos de abertura Δt_0 e Δt_{15} correspondente aos vetores nulos v_0 e v_{15} pode ser encontrado por (3.27).

$$\Delta t_0 = \Delta t_{15} = \frac{\Delta t_n}{2} \quad (3.27)$$

A mesma metodologia é aplicada para a obtenção dos tempos de comutação dos vetores para o restante dos setores, como é mostrado em (Acordi, 2012).

3.1.2.6 Ganho Estático do Inversor 4L (G_{4L})

Durante a operação do inversor 4L mostrado na Figura 3.13, têm-se as tensões u_{an} , u_{bn} e u_{cn} variando entre zero, $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$, de acordo com as respectivas razões cíclicas fase-neutro D_{an} , D_{bn} , D_{cn} . Tais razões cíclicas podem ser obtidas a partir dos tempos de comutação dos vetores dados na seção anterior. Assim, o valor médio de u_{an} , u_{bn} e u_{cn} pode ser calculado pela equação (3.28) de acordo com (Zhang, 1998). Aplicando a transformação para o sistema bifásico estacionário $\alpha\beta 0$ em ambos os lados de (3.28), obtém-se as tensões $\bar{u}_{\alpha\beta 0}$ em função das respectivas razões cíclicas nas coordenadas $\alpha\beta 0$ (D_α , D_β , D_0), como é dado por (3.29).

$$\begin{aligned} [\bar{u}_{an} \quad \bar{u}_{bn} \quad \bar{u}_{cn}]^T &= V_{cc}[D_{an} \quad D_{bn} \quad D_{cn}]^T \\ \bar{u}_{abc} &= V_{cc}D_{abc} \end{aligned} \quad (3.28)$$

onde \bar{u}_{abc} representa o valor médio das tensões u_{abc} .

$$\begin{aligned} [\bar{u}_\alpha \quad \bar{u}_\beta \quad \bar{u}_0]^T &= V_{cc}[D_\alpha \quad D_\beta \quad D_0]^T \\ u_{\alpha\beta 0} &= V_{cc}D_{\alpha\beta 0} \end{aligned} \quad (3.29)$$

O processo de modulação do inversor pode ser modelado matematicamente considerando o ganho estático K_{pwm} (Matavelli e Buso, 2006), sendo que este ganho representa a razão entre D_α , D_β , D_0 e os respectivos sinais de controle $v_{ctrl\alpha}$, $v_{ctrl\beta}$ e v_{ctrl0} geradas pelos controladores, como é dado por (3.30), onde \hat{V}_{tri} é o valor de amplitude da triangular.

$$K_{pwm} = \frac{D_\alpha}{v_{ctrl\alpha}} = \frac{D_\beta}{v_{ctrl\beta}} = \frac{D_0}{v_{ctrl0}} = \frac{1}{2\hat{V}_{tri}} \quad (3.30)$$

De acordo com (3.29) e (3.30) é possível determinar o ganho do inversor 4L, ou seja a relação entre as tensões médias na saída do inversor ($\bar{u}_{\alpha\beta 0}$) e o sinal de controle v_{ctrl} :

$$G_{4L} = \frac{\bar{u}_\alpha}{\hat{v}_{ctrl}} = \frac{\bar{u}_\beta}{\hat{v}_{ctrl}} = \frac{\bar{u}_0}{\hat{v}_{ctrl}} = \frac{V_{cc}}{2\hat{V}_{tri}} \quad (3.31)$$

3.2 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado o estudo sobre um dos principais componentes estruturais de um FAPP, o conversor PWM. Trata-se de um conversor c.c./c.a., ou seja, um inversor que se aplica sob a forma de diferentes topologias em sistemas trifásicos a três fios. Dentre estas topologias, destacam-se os inversores *4L*, *SC*, *3FB*, e *NPC*. A modulação de tais topologias de inversor foram estudadas e foram obtidos ganhos estáticos que representam matematicamente as modulações. A informação destes ganhos será importante para formar a representação matemática completa dos FAPPs compostos pelos inversores citados. O estudo sobre a modelagem matemática do circuito de potência dos FAPPs é apresentado no próximo capítulo.

4 MODELAGEM MATEMÁTICA DOS FAPPs

Neste capítulo é apresentada a modelagem matemática do circuito de potência das configurações de FAPPs estudadas neste trabalho, sendo elas as configuração *SC*, *4L*, *3FB* e *NPC*. O circuito de potência de uma dada configuração de FAPP é composto pelo inversor PWM em conjunto com os filtros de acoplamento indutivos. Este circuito pode ser interpretado como duas plantas a serem controladas, sendo elas a planta de corrente de compensação e a planta de tensão do barramento c.c.. As plantas de corrente referentes a cada configuração de FAPP em estudo são modeladas matematicamente na seção 5.1. Por sua vez, as plantas de tensão das topologias de FAPP em estudo são modeladas matematicamente na seção 5.2.

4.1 MODELO MATEMÁTICO DA PLANTA DE CORRENTE DOS FAPPs

A metodologia empregada para modelagem matemática dos circuitos utiliza a técnica de espaço de estados. Inicialmente, é realizada a modelagem matemática nas coordenadas de eixos estacionários trifásicos *abc*. Em seguida, a partir deste primeiro modelo encontrado, é obtido o modelo nas coordenadas de eixos estacionários bifásico $\alpha\beta 0$. Na Figura 4.1, os circuitos de potência das topologias de FAPPs em estudo são apresentados. As tensões da rede são medidas como tensões de fase, ou seja, utilizando o condutor de neutro como referência. Neste modelo, as seguintes considerações são adotadas: chaves de potência ideais, tensões da rede v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} senoidais e equilibradas, e a tensão do barramento c.c. (V_{cc}) constante. Além disso, as indutâncias do filtro de acoplamento são consideradas iguais entre as fases e, a princípio, entre as topologias de FAPPs, assim como suas respectivas resistências série, ou seja, $L_{fa} = L_{fb} = L_{fc} = L_f$ e $R_{Lfa} = R_{Lfb} = R_{Lfc} = R_{Lf}$ para todas as topologias.

A análise dos circuitos de potência trifásicos apresentados na Figura 4.1 pode ser realizada com o auxílio de circuitos equivalentes monofásicos, os quais representam cada uma das fases dos circuitos trifásicos originais. Assim, a partir de cada malha monofásica destacada nos circuitos da Figura 4.1 é possível obter os circuitos equivalentes monofásicos mostrados na Figura 4.2, onde o subscrito “*k*” indica as fases “*abc*” e a tensão \bar{u}_k representa o valor médio da tensão pulsada de saída dos inversores (vide Capítulo 3). Para as configurações *SC*, *3FB* e *NPC*, foi encontrado o mesmo circuito equivalente monofásico, o qual é mostrado na Figura 4.2 (a). No caso da configuração *3FB* foi considerado um transformador ideal de relação de transformação unitária. Apenas para a configuração *4L* foi encontrado um circuito equivalente

monofásico diferente, o qual é mostrado na Figura 4.2 (b). No entanto, observa-se uma similaridade entre os dois circuitos equivalentes encontrados. Ao considerar a indutância de neutro L_{fn} e sua resistência série R_{Lf} ambas iguais a zero, é possível encontrar o circuito equivalente da Figura 4.2 (a) a partir do circuito da Figura 4.2 (b). Para maior generalidade, será realizada a modelagem matemática apenas do circuito da Figura 4.2 (b), referente à configuração $4L$. Por sua vez, o modelo matemático do circuito da Figura 4.2 (a), referente às topologias SC , $3FB$ e NPC será obtido a partir do modelo encontrado para a configuração $4L$.

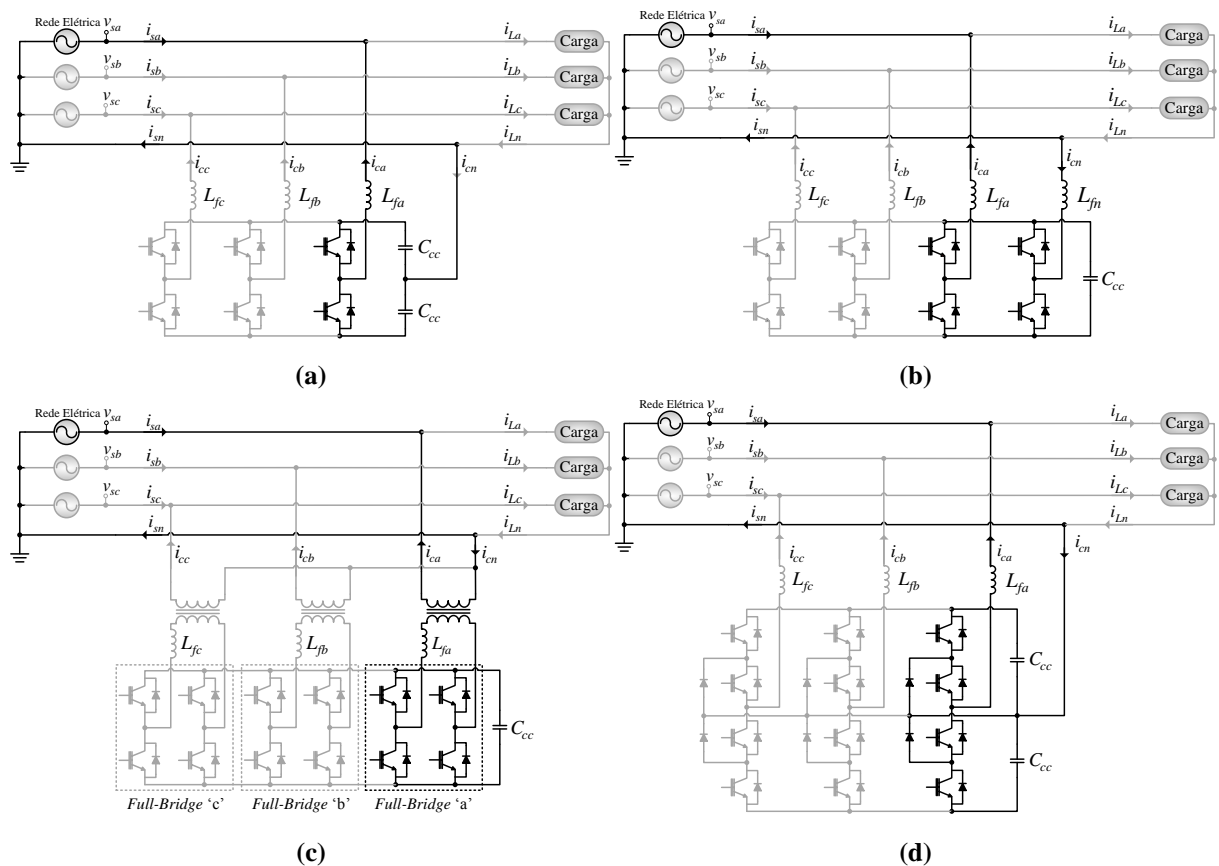


Figura 4.1 – Circuito de potência dos FAPPs trifásicos: a) SC; b) 4L; c) 3FB; d) NPC
Fonte: Autoria Própria

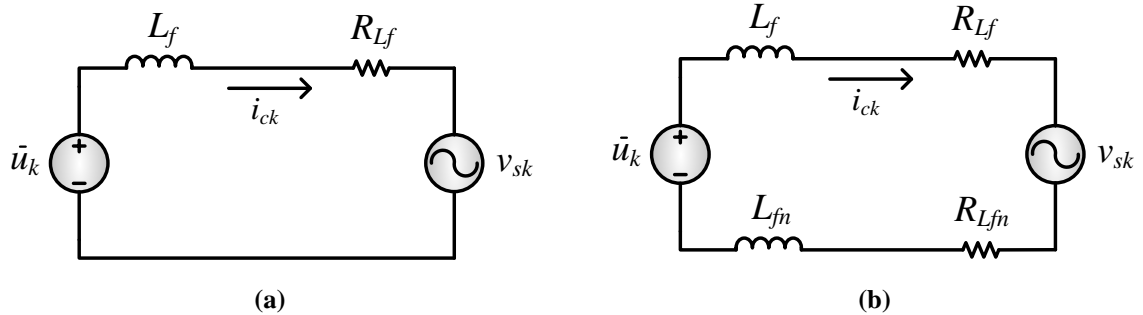


Figura 4.2 – Circuito equivalente por fase dos FAPPs trifásicos: a) SC, 3FB, NPC; b) 4L
Fonte: Autoria Própria

4.1.1 Modelo Matemático em Coordenadas abc

A partir do circuito mostrado na Figura 4.2 (b), aplica-se a lei de Kirchhoff para tensão como mostrado em (4.1).

$$\bar{u}_k = R_{L_f} i_{ck} + L_f \frac{di_{ck}}{dt} + v_{sk} + L_{fn} \frac{di_{cn}}{dt} + R_{L_{fn}} i_{cn} \quad (4.1)$$

Isolando a derivada no tempo de i_{ck} em (4.1), tem-se:

$$\frac{di_{ck}}{dt} = \frac{1}{L_f} \left(\bar{u}_k - v_{sa} - R_{L_f} i_{ca} - L_{fn} \frac{di_{cn}}{dt} - R_{L_{fn}} i_{cn} \right) \quad (4.2)$$

Somando-se (4.1) para cada uma das fases ($k = a, b, c$) tem-se:

$$\begin{aligned} \bar{u}_a + \bar{u}_b + \bar{u}_c &= R_{L_f} (i_{ca} + i_{cb} + i_{cc}) + L_f \left(\frac{di_{ca}}{dt} + \frac{di_{cb}}{dt} + \frac{di_{cc}}{dt} \right) \\ &+ (v_{sa} + v_{sb} + v_{sc}) + 3L_{fn} \frac{di_{cn}}{dt} + 3R_{L_{fn}} i_{cn} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Sabe-se que:

$$i_{ca} + i_{cb} + i_{cc} = i_{cn} \quad (4.4)$$

Derivando ambos os lados de (4.4), obtém-se:

$$\frac{di_{ca}}{dt} + \frac{di_{cb}}{dt} + \frac{di_{cc}}{dt} = \frac{di_{cn}}{dt} \quad (4.5)$$

Substituindo (4.4) e (4.5) em (4.3), encontra-se a seguinte equação:

$$\bar{u}_a + \bar{u}_b + \bar{u}_c = (R_{L_f} + 3R_{L_{fn}}) i_{cn} + (L_f + 3L_{fn}) \frac{di_{cn}}{dt} + v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} \quad (4.6)$$

Isolando a derivada no tempo de i_{cn} em (4.6), tem-se:

$$\frac{di_{cn}}{dt} = \frac{1}{(L_f + 3L_{fn})} (\bar{u}_a + \bar{u}_b + \bar{u}_c - v_{sa} - v_{sb} - v_{sc} - (R_{L_f} + 3R_{L_{fn}})i_{cn}) \quad (4.7)$$

Substituindo (4.7) em (4.2), é possível obter as equações diferenciais dadas em (4.8), (4.9) e (4.10), uma para cada fase “ k ”, ou seja, para a fase a , b e c , respectivamente.

$$\frac{di_{ca}}{dt} = \frac{R_{L_f}}{L_f} \cdot i_{ca} + \frac{((L_f + 2L_{fn})\bar{u}_a + L_{fn}(v_{sb} + v_{sc} - \bar{u}_b - \bar{u}_c) - (L_f + 2L_{fn})v_{sa})}{L_f(L_f + 3L_{fn})} \quad (4.8)$$

$$\frac{di_{cb}}{dt} = \frac{R_{L_f}}{L_f} \cdot i_{cb} + \frac{((L_f + 2L_{fn})\bar{u}_b + L_{fn}(v_{sa} + v_{sc} - \bar{u}_a - \bar{u}_c) - (L_f + 2L_{fn})v_{sb})}{L_f(L_f + 3L_{fn})} \quad (4.9)$$

$$\frac{di_{cc}}{dt} = \frac{R_{L_f}}{L_f} \cdot i_{cc} + \frac{((L_f + 2L_{fn})\bar{u}_c + L_{fn}(v_{sa} + v_{sb} - \bar{u}_a - \bar{u}_b) - (L_f + 2L_{fn})v_{sc})}{L_f(L_f + 3L_{fn})} \quad (4.10)$$

Considerando $L_f = L_{fn}$, as equações diferenciais de (4.8), (4.9) e (4.10), podem ser reescritas na forma matricial, como segue abaixo:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ca}}{dt} \\ \frac{di_{cb}}{dt} \\ \frac{di_{cc}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R_{L_f}}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{u}_a \\ \bar{u}_b \\ \bar{u}_c \end{bmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} -3 & 1 & 1 \\ 1 & -3 & 1 \\ 1 & 1 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Em (4.11), é obtido o modelo em espaço de estados nas coordenadas abc do circuito de potência do FAPP configuração $4L$, referente ao circuito da Figura 4.2 (b). Nota-se que se trata de um modelo linear invariante no tempo, o qual apresenta como variáveis de estado as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} , como grandezas de entrada as tensões sintetizadas pelo inversor \bar{u}_a , \bar{u}_b e \bar{u}_c e como distúrbios as tensões da rede v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} . Deste modelo, obtém-se a matriz de estado A , a matriz de entrada B e a matriz de distúrbio F dadas por (4.12).

$$A = \frac{R_{L_f}}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; B = \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{bmatrix}; F = \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} -3 & 1 & 1 \\ 1 & -3 & 1 \\ 1 & 1 & -3 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Os elementos das matrizes B e F que estão fora da diagonal principal apresentam valores não nulos. Isto indica que existe um acoplamento entre as grandezas de entrada do sistema. Reescrevendo o modelo dado em (4.11), de maneira simplificada, em função do vetor de variáveis de estado $x(t)$ do vetor de entrada $u(t)$, do vetor de distúrbio $d(t)$ e das matrizes dadas por (4.12), é possível encontrar a equação (4.13).

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Fw(t) \quad (4.13)$$

Onde:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \left[\frac{di_{ca}}{dt} \quad \frac{di_{cb}}{dt} \quad \frac{di_{cc}}{dt} \right]^T; \\ x(t) &= [i_{ca} \quad i_{cb} \quad i_{cc}]^T \\ u(t) &= [\bar{u}_a \quad \bar{u}_b \quad \bar{u}_c]^T; \\ w(t) &= [v_{sa} \quad v_{sb} \quad v_{sc}]^T \end{aligned}$$

Por outro lado, considerando L_{fn} igual a zero, as equações diferenciais de (4.8), (4.9) e (4.10), podem ser reescritas na forma matricial, como segue abaixo:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ca}}{dt} \\ \frac{di_{cb}}{dt} \\ \frac{di_{cc}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{u}_a \\ \bar{u}_b \\ \bar{u}_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Em (4.14), é obtido o modelo em espaço de estados nas coordenadas abc do circuito de potência dos FAPPs configurações SC , $3FB$ e NPC , referente ao circuito da Figura 4.2 (a). Nota-se que se trata de um modelo linear invariante no tempo, o qual apresenta como variáveis de estado as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} , como grandezas de entrada as tensões sintetizadas pelo inversor \bar{u}_a , \bar{u}_b e \bar{u}_c e como distúrbios as tensões da rede v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} . Deste modelo, obtem-se a matriz de estado A_{abc} , a matriz de entrada B_{abc} e a matriz de distúrbio F_{abc} dadas por (4.15).

$$\begin{aligned}
A_{abc} &= \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \\
B_{abc} &= \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
F_{abc} &= \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4.15}$$

Os elementos das matrizes B_{abc} e F_{abc} que estão fora da diagonal principal apresentam valores nulos. Isto indica que não existe um acoplamento entre as grandezas de entrada do sistema. Reescrevendo o modelo dado em (4.14), de maneira simplificada, em função do vetor de variáveis de estado $x(t)$ do vetor de entrada $u(t)$, do vetor de distúrbio $d(t)$ e das matrizes dadas por (4.15), é possível encontrar a equação (4.16).

$$\dot{x}(t) = A_{abc}x(t) + B_{abc}u(t) + F_{abc}w(t) \tag{4.16}$$

Onde:

$$\begin{aligned}
\dot{x}(t) &= \left[\frac{di_{ca}}{dt} \quad \frac{di_{cb}}{dt} \quad \frac{di_{cc}}{dt} \right]^T; \\
x(t) &= [i_{ca} \quad i_{cb} \quad i_{cc}]^T \\
u(t) &= [\bar{u}_a \quad \bar{u}_b \quad \bar{u}_c]^T; \\
w(t) &= [v_{sa} \quad v_{sb} \quad v_{sc}]^T
\end{aligned}$$

4.1.2 Modelo Matemático em Coordenadas $\alpha\beta 0$

Apenas o modelo matemático acoplado dado em (4.13) será representado nas coordenadas $\alpha\beta 0$. A transformada de Clarke, dada por (4.17), permite realizar a transformação do sistema de eixos de coordenadas trifásicas abc para o sistema de eixos de coordenadas trifásicas $\alpha\beta 0$. Já a transformação inversa de Clarke é dada por (4.18), a qual permite retornar ao sistema de coordenadas abc a partir do sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$.

$$\begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \\ z_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_a \\ z_b \\ z_c \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$\begin{bmatrix} z_a \\ z_b \\ z_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \\ z_0 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Desta forma, a matriz de transformação é dada por (4.19), enquanto a matriz de transformação inversa é dada por (4.20).

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$[T_{i\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Observa-se que a matrizes $[T_{i\alpha\beta 0}]$ não pode obtida calculando a matriz inversa de $[T_{\alpha\beta 0}]$. Isto pode ser provado multiplicando-se as duas matrizes como mostrado em (4.21). Nota-se que o resultado dessa multiplicação não é exatamente a matriz identidade I .

$$[T_{\alpha\beta 0}][T_{i\alpha\beta 0}] = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \frac{3}{2} I \quad (4.21)$$

Reescrevendo a equação (4.18) de maneira simplificada, obtém-se:

$$Z_{abc} = \sqrt{2/3} [T_{i_{\alpha\beta 0}}] Z_{\alpha\beta 0} \quad (4.22)$$

Portanto, conforme (4.22), o vetor de variáveis de estado $x(t)$, o vetor de entrada $u(t)$ e o vetor de distúrbio $d(t)$ concebidos nas coordenadas abc podem ser representados como mostrado em (4.23), (4.24) e (4.25) respectivamente.

$$x(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} [T_{i_{\alpha\beta 0}}] x(t)_{\alpha\beta 0} \quad (4.23)$$

$$u(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} [T_{i_{\alpha\beta 0}}] u(t)_{\alpha\beta 0} \quad (4.24)$$

$$d(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} [T_{i_{\alpha\beta 0}}] d(t)_{\alpha\beta 0} \quad (4.25)$$

onde:

$$x_{\alpha\beta 0}(t) = i_{\alpha\beta 0} = [i_{c\alpha} \quad i_{c\beta} \quad i_{c0}]^T; \quad u_{\alpha\beta 0}(t) = [\bar{u}_\alpha(t) \quad \bar{u}_\beta(t) \quad \bar{u}_0(t)]^T$$

$$d_{\alpha\beta 0}(t) = [v_{s\alpha}(t) \quad v_{s\beta}(t) \quad v_{s0}(t)]^T$$

Substituindo (4.23), (4.24) e (4.25) em (4.13), encontra-se:

$$\begin{aligned} & \sqrt{2/3} [T_{i_{\alpha\beta 0}}] \dot{x}_{\alpha\beta 0}(t) \\ & = A \sqrt{2/3} [T_{i_{\alpha\beta 0}}] x_{\alpha\beta 0}(t) + B \sqrt{2/3} [T_{i_{\alpha\beta 0}}] u_{\alpha\beta 0}(t) + F \sqrt{2/3} [T_{i_{\alpha\beta 0}}] d_{\alpha\beta 0}(t) \end{aligned} \quad (4.26)$$

Simplificando e multiplicando ambos os lados de (4.26) por $[T_{\alpha\beta 0}]$, tem-se:

$$\begin{aligned} & [T_{\alpha\beta 0}] [T_{i_{\alpha\beta 0}}] \dot{x}_{\alpha\beta 0}(t) \\ & = [T_{\alpha\beta 0}] A [T_{i_{\alpha\beta 0}}] x_{\alpha\beta 0}(t) + [T_{\alpha\beta 0}] B [T_{i_{\alpha\beta 0}}] u_{\alpha\beta 0}(t) \\ & + [T_{\alpha\beta 0}] F [T_{i_{\alpha\beta 0}}] d_{\alpha\beta 0}(t) \end{aligned} \quad (4.27)$$

Substituindo (4.12), (4.19) e (4.20) em (4.27), o termo formado pela matriz de estado A pode ser calculada como dado em (4.28).

$$\begin{aligned}
& [T_{\alpha\beta 0}]A [T_{i\alpha\beta 0}] u_{\alpha\beta 0}(t) \\
&= \frac{R_{L_f}}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} u_{\alpha\beta 0}(t) \quad (4.28)
\end{aligned}$$

Realizando as operações matriciais de (4.28), obtém-se:

$$[T_{\alpha\beta 0}]A [T_{i\alpha\beta 0}] u_{\alpha\beta 0}(t) = \frac{3}{2} I A u_{\alpha\beta 0}(t) \quad (4.29)$$

Por sua vez, o termo formado pela matriz de entrada B pode ser calculado conforme segue abaixo:

$$\begin{aligned}
& [T_{\alpha\beta 0}]B [T_{i\alpha\beta 0}] u_{\alpha\beta 0}(t) \\
&= \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} u_{\alpha\beta 0}(t) \quad (4.30)
\end{aligned}$$

Realizando as operações matriciais de (4.30), obtém-se:

$$\begin{aligned}
& [T_{\alpha\beta 0}]B [T_{i\alpha\beta 0}] u_{\alpha\beta 0}(t) \\
&= \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 4 + 1 + 1 & -\sqrt{3} + \sqrt{3} & \frac{4}{\sqrt{2}} - \frac{2}{\sqrt{2}} - \frac{2}{\sqrt{2}} \\ -\sqrt{3} + \sqrt{3} & 3 + 3 & \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{2}} - \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{1}{2\sqrt{2}} - \frac{1}{2\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{3}} - \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{3}} & \frac{1}{2} + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \end{bmatrix} u_{\alpha\beta 0}(t) \quad (4.31)
\end{aligned}$$

Simplificando (4.31), é possível encontrar a matriz de entrada nas coordenadas $\alpha\beta 0$ ($B_{\alpha\beta 0}$) como segue abaixo:

$$[T_{\alpha\beta 0}]B [T_{i\alpha\beta 0}] u_{\alpha\beta 0}(t) = \frac{3}{2}I B_{\alpha\beta 0} u_{\alpha\beta 0}(t) \quad (4.32)$$

onde:

$$B_{\alpha\beta 0} = \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Realizando o mesmo procedimento para o termo formado pela matriz de distúrbio F , é possível encontrar a matriz de distúrbios nas coordenadas $\alpha\beta 0$ ($F_{\alpha\beta 0}$), conforme (4.33):

$$[T_{\alpha\beta 0}]F [T_{i\alpha\beta 0}] d_{\alpha\beta 0}(t) = \frac{3}{2}I F_{\alpha\beta 0} w_{\alpha\beta 0}(t) \quad (4.33)$$

onde:

$$F_{\alpha\beta 0} = \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} -4 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

Substituindo (4.21), (4.29), (4.32) e (4.33) em (4.27), e simplificando, encontra-se o modelo em espaço de estados nas coordenadas $\alpha\beta 0$ do circuito de potência do FAPP empregando inversor *Four-Leg* representado por (4.34).

$$\dot{x}_{\alpha\beta 0}(t) = Ax_{\alpha\beta 0}(t) + B_{\alpha\beta 0} u_{\alpha\beta 0}(t) + F_{\alpha\beta 0} w_{\alpha\beta 0}(t)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{c\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{c\beta}}{dt} \\ \frac{di_{c0}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R_{L_f}}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \\ i_{c0} \end{bmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{u}_\alpha \\ \bar{u}_\beta \\ \bar{u}_0 \end{bmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} -4 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{s0} \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Os elementos das matrizes B e F que estão fora da diagonal principal apresentam valores nulos. Isto indica que o problema relacionado ao acoplamento entre os sinais de entrada do

sistema foi contornado por meio da modelagem em $\alpha\beta 0$. Além disso, é possível notar que a FAPP trifásico na configuração $4L$ pode operar como três módulos monofásicos desacoplados entre si quando utilizada o sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$. Sendo assim, a partir de (5.34) é possível encontrar as equações que representam estes módulos monofásicos nas coordenadas $\alpha\beta 0$, conforme dado em (4.35), (4.36) e (4.37).

$$\frac{di_{c\alpha}}{dt} = -\frac{R_{Lf} \cdot i_{c\alpha}}{L_f} + \frac{\bar{u}_\alpha}{L_f} - \frac{v_{s\alpha}}{L_f} \quad (4.35)$$

$$\frac{di_{c\beta}}{dt} = -\frac{R_{Lf} \cdot i_{c\beta}}{L_f} + \frac{\bar{u}_\beta}{L_f} - \frac{v_{s\beta}}{L_f} \quad (4.36)$$

$$\frac{di_{c0}}{dt} = -\frac{R_{Lf} \cdot i_{c0}}{L_f} + \frac{\bar{u}_0}{4L_f} - \frac{v_{s0}}{4L_f} \quad (4.37)$$

Por meio de algumas manipulações matemáticas em (4.35), (4.36) e (4.37) obtêm-se as tensões de entrada sintetizadas pelo inversor ($\bar{u}_\alpha, \bar{u}_\beta, \bar{u}_0$) em função das tensões nos indutores ($v_{L_{f\alpha}}, v_{L_{f\beta}}, v_{L_{f0}}$), nas resistências ($v_{R_{Lf\alpha}}, v_{R_{Lf\beta}}, v_{R_{Lf0}}$) e das tensões da rede ($v_{s\alpha}, v_{s\beta}, v_{s0}$), como segue:

$$\bar{u}_\alpha = v_{R_{Lf\alpha}} + v_{L_{f\alpha}} + v_{s\alpha} \quad (4.38)$$

$$\bar{u}_\beta = v_{R_{Lf\beta}} + v_{L_{f\beta}} + v_{s\beta} \quad (4.39)$$

$$\bar{u}_0 = 4v_{R_{Lf0}} + 4v_{L_{f0}} + v_{s0} \quad (4.40)$$

onde:

$$v_{R_{Lf\alpha}} = R_{Lf} i_{c\alpha}; \quad v_{R_{Lf\beta}} = R_{Lf} i_{c\beta}; \quad v_{R_{Lf0}} = R_{Lf} i_{c0}$$

$$v_{L_{f\alpha}} = L_f \frac{di_{c\alpha}}{dt}; \quad v_{L_{f\beta}} = L_f \frac{di_{c\beta}}{dt}; \quad v_{L_{f0}} = L_f \frac{di_{c0}}{dt}$$

A partir de (4.38), (4.39) e (4.40), pode-se representar o modelo nas coordenadas $\alpha\beta 0$ para o circuito de potência do FAPP configuração $4L$, como é mostrado na Figura 4.3. Nota-se que o circuito encontrado para as coordenadas α e β são idênticos ao circuito equivalente por fase da Figura 4.2 (a), enquanto o circuito encontrado para a coordenada 0 é similar ao circuito da Figura 4.2 (a). Este é representado por três circuitos monofásicos desacoplados, sendo um

deles na coordenada α , outro na coordenada β e o último na coordenada 0. Portanto, é possível utilizar três controles individuais em cada uma das coordenadas deste sistema. Assim, seguindo a teoria clássica de controle, é preciso encontrar as funções de transferência que representem estes três circuitos monofásicos.

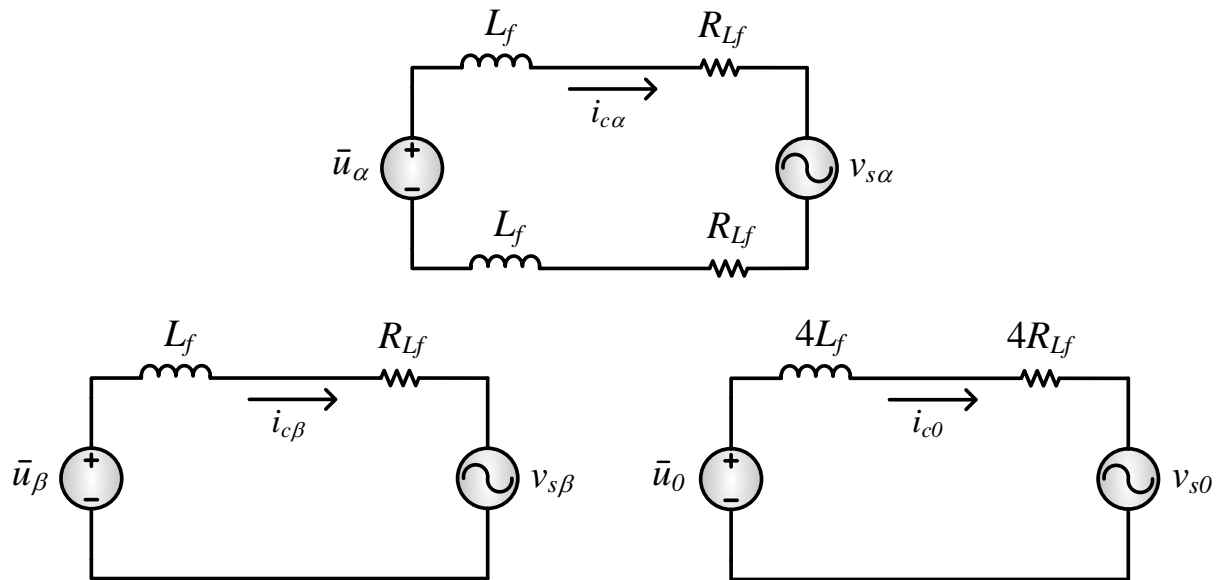


Figura 4.3 – Circuito equivalente no sistema $\alpha\beta 0$ do circuito de potência do FAPP configuração $4L$.
Fonte: Autoria Própria

4.1.3 Função de Transferência do Sistema

Considera-se o sistema linear e invariante no tempo descrito por (4.34) desprezando o vetor de distúrbio $w(t)$, pois deseja-se representar o modelo na forma do domínio da frequência. A este modelo acrescenta-se a equação de saída como dado em (4.41).

$$\dot{x}_{\alpha\beta 0}(t) = Ax_{\alpha\beta 0}(t) + B_{\alpha\beta 0} u_{\alpha\beta 0}(t)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{c\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{c\beta}}{dt} \\ \frac{di_{c0}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R_{L_f}}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \\ i_{c0} \end{bmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{u}_\alpha \\ \bar{u}_\beta \\ \bar{u}_0 \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

$$y_{\alpha\beta 0}(t) = Cx_{\alpha\beta 0}(t)$$

onde:

$$C = [1 \quad 1 \quad 1]$$

A expressão da função de transferência em termos das matrizes do modelo pode ser obtida por (4.42) (OGATA, 2011).

$$G_{i_{\alpha\beta 0}}(s) = C(sI - A)^{-1}B_{\alpha\beta 0} \quad (4.42)$$

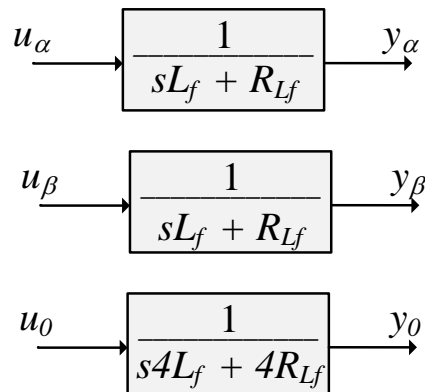
Substituindo as respectivas matrizes em (4.42), obtém-se:

$$G_{i_{\alpha\beta 0}}(s) = [1 \quad 1 \quad 1] \left(s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} - \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \right)^{-1} \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

Realizando as operações matriciais em (4.43), é possível encontrar as funções de transferências da planta de corrente do FAPP na configuração $4L$ nas coordenadas $\alpha\beta 0$ para o vetor de entrada $u_{\alpha\beta 0}(t)$, como é dado abaixo:

$$G_{i_{\alpha\beta 0}}(s) = \frac{y_{\alpha\beta 0}(s)}{u_{\alpha\beta 0}(s)} = \begin{bmatrix} \frac{1}{(sL_f + R_{Lf})} & \frac{1}{(sL_f + R_{Lf})} & \frac{1}{4(sL_f + R_{Lf})} \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

Portanto, o modelo encontrado para a planta de corrente do FAPP na configuração $4L$ pode ser representado por três funções de transferência desacopladas, sendo uma para a coordenada α , a outra para a coordenada β , e por fim uma última para a coordenada 0 , como representado no diagrama em blocos da Figura 4.4.



**Figura 4.4 – Diagrama em blocos da planta de corrente do FAPP configuração $4L$ no sistema $\alpha\beta 0$.
Fonte: Autoria Própria**

Considerando a equivalência entre o circuito da Figura 4.3 para a coordenada α com o circuito da Figura 4.2 (a), é possível adotar para as fases a , b e c dos FAPPs configurações SC , $3FB$ e NPC a mesma função de transferência da planta de corrente encontrada para o FAPP configuração $4L$ na coordenada α . Assim, as funções de transferências da planta de corrente dos FAPPs configurações SC , $3FB$ e NPC nas coordenadas abc para o vetor de entrada $u_{abc}(t)$ são dadas abaixo:

$$G_{i_{abc}}(s) = \frac{y_{abc}(s)}{u_{abc}(s)} = \left[\frac{1}{(sL_f + R_{L_f})} \quad \frac{1}{(sL_f + R_{L_f})} \quad \frac{1}{(sL_f + R_{L_f})} \right] \quad (4.45)$$

Portanto, o modelo encontrado para a planta de corrente dos FAPPs configurações SC , $3FB$ e NPC pode ser representado por três funções de transferência desacopladas, sendo uma para cada coordenada abc , como representado no diagrama em blocos da Figura 4.5.

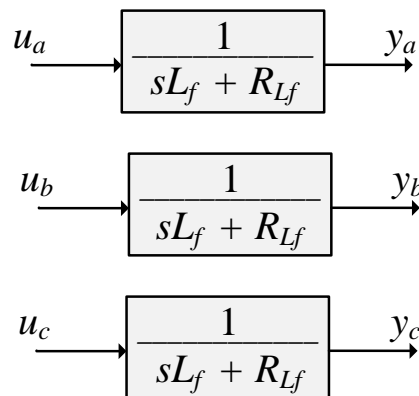


Figura 4.5 – Diagrama em blocos da planta de corrente dos FAPPs configurações SC , $3FB$ e NPC no sistema abc . Fonte: Autoria Própria

A modelagem matemática para a planta de corrente realizada até aqui assumiu que os indutores de acoplamento apresentavam o mesmo valor de indutância e resistência série. Para expandir o modelo de forma a considerar diferentes indutores de acoplamento entre ao FAPP, considera-se que as resistências série ($R_{L_f(4L)}$, $R_{L_f(SC)}$, $R_{L_f(3FB)}$ e $R_{L_f(NPC)}$) e as indutâncias ($L_{f(4L)}$, $L_{f(SC)}$, $L_{f(3FB)}$ e $L_{f(NPC)}$) para os indutores de acoplamento dos FAPP topologia $4L$, SC , $3FB$, e NPC , respectivamente. Para facilitar a análise, considera-se que as indutâncias e resistências série dos filtros variam sempre na mesma proporção representada por um ganho, $K_{f(SC)}$, $K_{f(3FB)}$ e $K_{f(NPC)}$. Estes ganhos são encontrados em relação à indutância $L_{f(4L)} = L_f$ e a resistência $R_{L_f(4L)} = R_{L_f}$ do FAPP topologia $4L$ como segue:

$$L_{f(4L)} = L_f; \quad R_{L_f(4L)} = R_{L_f} \quad (4.46)$$

$$L_{f(SC)}K_{f(SC)} = L_f; \quad R_{L_f(SC)}K_{f(SC)} = R_{L_f} \quad (4.47)$$

$$L_{f(3FB)}K_{f(3FB)} = L_f; \quad R_{L_f(3FB)}K_{f(3FB)} = R_{L_f} \quad (4.48)$$

$$L_{f(NPC)}K_{f(NPC)} = L_f; \quad R_{L_f(NPC)}K_{f(NPC)} = R_{L_f} \quad (4.49)$$

onde: $K_{f(SC)} = \frac{L_f}{L_{f(SC)}} = \frac{R_{L_f}}{R_{L_f(SC)}}; K_{f(3FB)} = \frac{L_f}{L_{f(3FB)}} = \frac{R_{L_f}}{R_{L_f(3FB)}}; K_{f(NPC)} = \frac{L_f}{L_{f(NPC)}} = \frac{R_{L_f}}{R_{L_f(NPC)}}$

Assim, levando em conta (4.47), (4.48) e (4.49), a equação (4.45), a qual descreve o modelo para a planta de corrente dos FAPPs topologia *SC*, *3FB* e *NPC*, pode ser reescrita como dado por (4.50), (4.51) e (4.52), obtendo novas funções de transferência $G_{i(SC)abc}$, $G_{i(3FB)abc}$ e $G_{i(NPC)abc}$, respectivamente..

$$G_{i(SC)abc}(s) = \frac{y_{abc(SC)}(s)}{u_{abc(SC)}(s)} = \begin{bmatrix} \frac{K_{f(SC)}}{(sL_f + R_{L_f})} & \frac{K_{f(SC)}}{(sL_f + R_{L_f})} & \frac{K_{f(SC)}}{(sL_f + R_{L_f})} \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

$$G_{i(3FB)abc}(s) = \frac{y_{abc(3FB)}(s)}{u_{abc(3FB)}(s)} = \begin{bmatrix} \frac{K_{f(3FB)}}{(sL_f + R_{L_f})} & \frac{K_{f(3FB)}}{(sL_f + R_{L_f})} & \frac{K_{f(3FB)}}{(sL_f + R_{L_f})} \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

$$G_{i(NPC)abc}(s) = \frac{y_{abc(NPC)}(s)}{u_{abc(NPC)}(s)} = \begin{bmatrix} \frac{K_{f(NPC)}}{(sL_f + R_{L_f})} & \frac{K_{f(NPC)}}{(sL_f + R_{L_f})} & \frac{K_{f(NPC)}}{(sL_f + R_{L_f})} \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

Portanto, levando em conta (4.50), (4.51) e (4.52), o modelo encontrado para a planta de corrente dos FAPPs configurações *SC*, *3FB* e *NPC* pode ser representado pelo diagrama em blocos da Figura 4.8. Nota-se que a referência é a topologia *4L*, assim para este FAPP permanece o modelo mostrado na Figura 4.6.

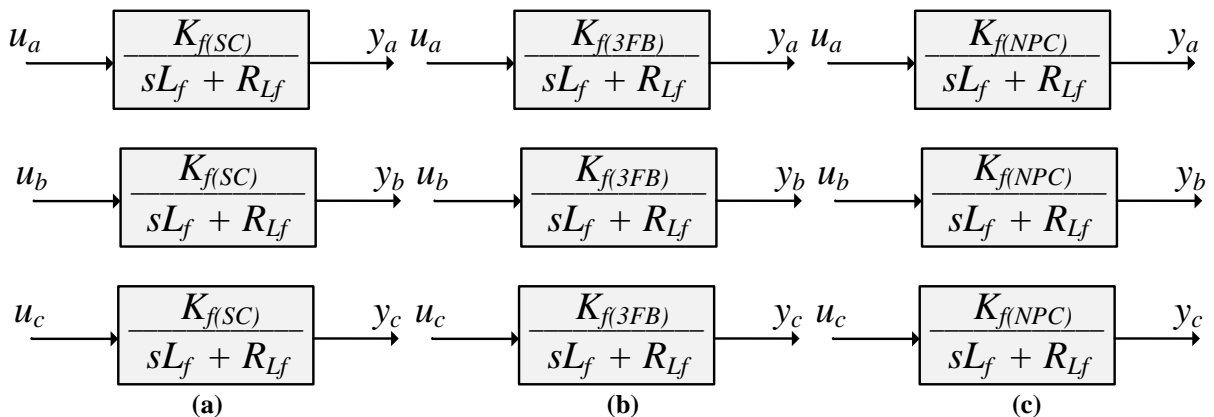


Figura 4.6 – Diagrama em blocos da planta de corrente no sistema *abc* para diferentes indutores de acoplamento dos FAPPs configurações: (a) *SC*, (b) *3FB* e (c) *NPC*.

Fonte: Autoria Própria

4.2 MODELO MATEMÁTICO DA PLANTA DE TENSÃO DO FAPP

4.2.1 Tensão Total do Barramento c.c. (V_{cc})

O modelo matemático da planta de tensão do FAPP apresentado por (Silva, 2001; Acordi, 2012) é descrito nesta seção.

Considerando um FAPP conectado a um sistema elétrico trifásico a quatro fios, conforme mostrado na Figura 4.7, a potência instantânea trifásica (p) do sistema elétrico pode ser definida em função das tensões de fase de entrada (v_{sa} , v_{sb} e v_{sc}) e das correntes de fase de entrada (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}), como é dado abaixo:

$$p = v_{sa}i_{sa} + v_{sb}i_{sb} + v_{sc}i_{sc} \quad (4.53)$$

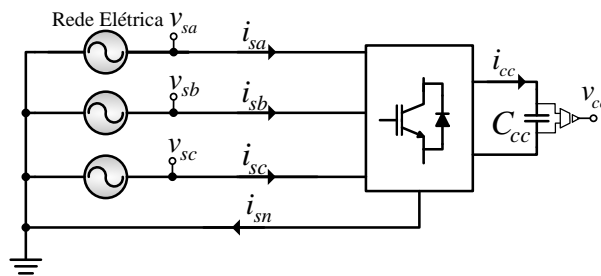


Figura 4.7 – FAPP conectado a um sistema elétrico trifásico
Fonte: Autoria Própria

Esta potência ativa instantânea pode também ser representada no eixo trifásico estacionário $\alpha\beta 0$, como dado por (4.54), em função das tensões e correntes de entrada representada no eixo $\alpha\beta 0$, ($v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$ e v_{s0}) e ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ e i_{s0}), respectivamente.

$$p = v_{s\alpha}i_{s\alpha} + v_{s\beta}i_{s\beta} + v_{s0}i_{s0} \quad (4.54)$$

Considerando o sistema elétrico puramente senoidal e equilibrado, a equação (4.54) pode ser reescrita como segue:

$$p = v_{sa}i_{sa} + v_{sb}i_{sb} \quad (4.55)$$

A potência instantânea trifásica calculada por (4.53) pode também ser representada no eixo de referência síncrono, em função da tensão no eixo direto (v_d) e da corrente no eixo direto (i_{sd}), como dado por (4.56).

$$p = v_d i_{sd} \quad (4.56)$$

onde:

$$\begin{aligned} i_{sd} &= \cos(\theta^+) i_\alpha + \text{sen}(\theta^+) i_\beta; \\ v_d &= \cos(\theta^+) v_\alpha + \text{sen}(\theta^+) v_\beta \end{aligned}$$

Como pode ser notado, para a obtenção da corrente i_{sd} e da tensão v_d , utilizam-se as coordenadas do vetor síncrono às tensões da rede elétrica ($\cos(\theta^+)$ e $\text{sen}(\theta^+)$). O termo contínuo (i_{sdm}) da corrente i_d representa a parcela ativa de corrente, enquanto a tensão v_d é formada apenas por um termo contínuo, já que foi considerado tensões da rede são senoidais. Assim, considerando que o FAPP realiza a compensação das correntes harmônicas e reativas da carga, idealmente, é possível calcular a potência ativa instantânea do sistema trifásico (p_m) por meio de (4.57).

$$p_m = v_d i_{sdm} \quad (4.57)$$

Durante a operação do FAPP, considera-se a existência de uma parcela ativa de potência p_{cm} sendo drenada da rede elétrica para compensar as perdas envolvidas na operação do sistema como um todo, ou seja, esta parcela ativa de corrente drenada da rede (i_{dcm}) tem a função de regular a tensão do barramento c.c.. Esta potência ativa pode ser calculada como segue:

$$p_{cm} = v_d i_{dcm} \quad (4.58)$$

Assumindo que a potência entre o lado c.a. é igual ao do lado c.c., ou seja, a potência p_{cm} é igual à potência do barramento c.c. (p_{cc}), tem-se que:

$$p_{cc} = v_{cc} i_{cc} = v_d i_{dcm} = p_{cm} \quad (4.59)$$

onde v_{cc} e i_{cc} são a tensão e a corrente no barramento c.c., respectivamente.

A corrente i_{cc} pode ser calculada como dado em (4.60). A partir de (4.59), a corrente i_{cc} também pode ser calculada por (4.61).

$$i_{cc} = C_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} \quad (4.60)$$

$$i_{cc} = \frac{v_d i_{dcm}}{v_{cc}} \quad (4.61)$$

Desta maneira, substituindo (4.61) em (4.59), obtém-se:

$$\frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{v_d i_{dcm}}{C_{cc} v_{cc}} \quad (4.62)$$

Utilizando a técnica de modelagem por pequenos sinais, assume-se que a tensão v_{cc} é composta por uma pequena perturbação $\hat{v}_{cc}(t)$ sobreposta ao seu valor médio V_{cc} calculado para um período de chaveamento (T_c). Da mesma maneira, assume-se que a corrente i_{dcm} é composta por uma pequena perturbação $\hat{i}_{dcm}(t)$ sobreposta ao seu valor médio I_{dcm} . Assim, é possível reescrever (4.62) como:

$$\frac{d\langle v_{cc}(t) \rangle}{dt} = \frac{v_d \langle i_{dcm}(t) \rangle_{T_c}}{C_{cc} \langle v_{cc}(t) \rangle_{T_c}} \quad (4.63)$$

onde:

$$\langle v_{cc}(t) \rangle_{T_c} = V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t); \quad \langle i_{dcm}(t) \rangle_{T_c} = I_{dcm} + \hat{i}_{dcm}(t)$$

Expandindo os termos $\langle v_{cc}(t) \rangle$ e $\langle i_{dcm}(t) \rangle$, obtém-se:

$$[V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t)] \left[\frac{dV_{cc}}{dt} + \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} \right] = \frac{v_d [I_{dcm} + \hat{i}_{dcm}(t)]}{C_{cc}} \quad (4.64)$$

Aplicando a propriedade distributiva no lado esquerdo de (4.64), encontra-se:

$$V_{cc} \frac{dV_{cc}}{dt} + V_{cc} \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} + \hat{v}_{cc}(t) \frac{dV_{cc}}{dt} + \hat{v}_{cc}(t) \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} = \frac{v_d [I_{dcm} + \hat{i}_{dcm}(t)]}{C_{cc}} \quad (4.65)$$

Seguindo a técnica de modelagem por pequenos sinais, desconsideram-se os termos c.c. e os termos c.a. de segunda ordem. Assim, pode-se reescrever (4.65) como é dado em (4.66). Aplicando a transformada de Laplace em (4.66), é possível encontrar a função de transferência da planta de tensão do FAPP dada por (4.67), a qual considera como entrada a corrente $\hat{i}_{dcm}(t)$ e como saída a tensão $\hat{v}_{cc}(t)$. Portanto, o diagrama de blocos que representa a planta de tensão do FAPP é mostrado na Figura 4.8.

$$V_{cc} \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} = \frac{v_d \hat{i}_{dcm}(t)}{C_{cc}} \quad (4.66)$$

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_{dcm}(s)} = \frac{v_d}{V_{cc} C_{cc} s} \quad (4.67)$$

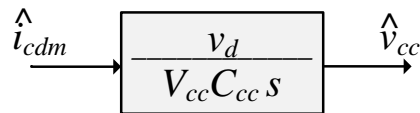


Figura 4.8 – Diagrama em blocos da planta de tensão do circuito de potência dos FAPPs configurações 4L, SC, 3FB e NPC. Fonte: Autoria Própria

Como as quatro configurações de FAPPs estudadas neste trabalho são conectadas a sistemas trifásicos a quatro fios, e ainda utilizam o mesmo algoritmo SRF trifásico, o modelo para a planta de tensão apresentado nesta seção vale para as quatro configurações de FAPPs.

4.2.2 Tensões Divididas do Barramento c.c. (V_{cc1} e V_{cc2})

As configurações de FAPPs SC e NPC apresentam o barramento c.c. dividido em C_{cc1} e C_{cc2} como pode ser visto na Figura 3.7 e na Figura 3.11, respectivamente. Para análise matemática, considera-se o circuito equivalente simplificado da Figura 4.9.

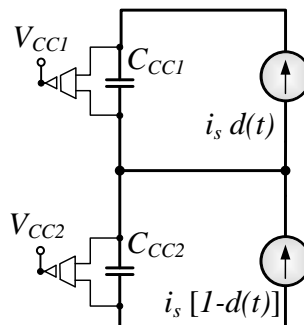


Figura 4.9 – Circuito simplificado para a planta das tensões divididas do barramento c.c.. Fonte: Autoria Própria

As correntes nos capacitores C_{cc1} e C_{cc2} podem ser representadas pelas equações (4.68) e (4.69), em função das tensões sobre os mesmos V_{cc1} e V_{cc2} , respectivamente. Aplicando a transformada de Laplace em (4.68) e (4.69), é possível obter a função de transferência para o desequilíbrio de tensão, considerando apenas uma das fases, como dado por (4.70). Considerando $C_{cc1} = C_{cc2}$, a função de transferência que descreve a influência das três fases no desequilíbrio das tensões do barramento é dada por (4.71).

$$i_{C_{cc1}} = i_s d(t) = C_{cc1} \frac{dV_{cc1}}{dt} \quad (4.68)$$

$$i_{C_{cc2}} = i_s [1 - d(t)] = C_{cc2} \frac{dV_{cc2}}{dt} \quad (4.69)$$

$$\frac{V_{cc1}(s) - V_{cc2}(s)}{i_s(s)} = \frac{d(t)}{s C_{cc1}} - \frac{d(t) - 1}{s C_{cc2}} \quad (4.70)$$

$$\frac{V_{cc1}(s) - V_{cc2}(s)}{i_s(s)} = \frac{3}{2C_{cc1} s} \quad (4.71)$$

4.3 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado a modelagem matemática do circuito de potência das configurações de FAPPs estudadas neste trabalho, sendo elas as configuração *SC*, *4L*, *3FB* e *NPC*. A modelagem matemática é realizadas sob dois diferentes pontos de vista, sendo eles o ponto de vista de tensão elétrica e o ponto de vista de corrente elétrica. Toda a modelagem é conduzida levando em consideração as similaridades entre os circuitos equivalentes que representam os FAPPs diferenciados apenas pela topologia de inversor utilizada. Sob ponto de vista de corrente, esta estratégia permitiu a representação dos circuitos de potência dos FAPPs por meio de funções de transferência diferenciadas apenas por um ganho. O mesmo aconteceu quando tomado o ponto de vista de tensão. Tais funções de transferência serão importantes para a realização do projeto dos controladores empregados para controle das correntes e tensões dos filtros ativos. No próximo capítulo é apresentado o projeto de tais controladores.

5 SISTEMA DE CONTROLE

O sistema de controle que constitui a configuração geral do FAPP (Figura 3.1) foi dividido em duas partes, sendo elas: algoritmo para geração das referências de controle e algoritmo de controle. O algoritmo para a geração das referências de controle é tratado na seção 5.1, enquanto na seção 5.2 é apresentado o sistema de controle do FAPP, o qual é composto por três partes principais, sendo elas: malha de controle da corrente de compensação, malha de controle da tensão do barramento c.c. e malha de controle do sistema PLL (*Phase-Locked Loop*).

5.1 ALGORITMO PARA GERAÇÃO DAS CORRENTES DE REFERÊNCIA

De maneira geral, o FAPP deve sintetizar as correntes de compensação (i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn}) de forma a contribuir com a melhoria de alguns indicadores ligados à QEE. As correntes i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} são sintetizadas a partir de um controle em malha fechada, o qual busca acompanhar as respectivas correntes de referência de compensação. As referências para as correntes de compensação são geradas por meio de algoritmos que extraem instantaneamente das correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln}) as componentes que devem ser compensadas. Portanto, dentre outros fatores, a operação adequada de um FAPP depende do desempenho e precisão do algoritmo utilizado para obtenção das correntes de referência de compensação.

Na literatura, são encontradas estratégias para geração das correntes de referência de compensação baseadas na teoria da potência reativa instantânea (teoria pq) (Peng *et al.*, 1988), como também baseadas no sistema de eixos de referência síncrona (método SRF) (Bhattacharya *et al.*, 1991; Bacon e Silva, 2014; 2015c). Algoritmos baseados na teoria pq apresentam desempenho fortemente influenciado pela presença de harmônicos e/ou desequilíbrios nas tensões da rede elétrica. A ocorrência desses distúrbios de tensão pode ocasionar distorções nas correntes de referência a serem geradas por estes algoritmos (Bhattacharya e Divan, 1995). Como uma forma de contornar este problema, tem sido proposta a utilização de um sistema PLL (*Phase-Locked Loop*) em conjunto com a teoria pq (Watanabe *et al.*, 2004). Neste último caso, a componente fundamental de sequência positiva da tensão da rede elétrica detectada pelo algoritmo PLL é utilizada para encontrar as correntes de referência de compensação.

A utilização do método SRF também é capaz de contornar a influência dos problemas relacionados aos distúrbios de tensão na geração das referências de compensação. Esse método

caracteriza-se por realizar a mudança dos termos fundamentais de corrente do eixo estacionário abc em grandezas contínuas nos eixos síncronos dq . Esses eixos síncronos são assim denominados por girarem na velocidade síncrona em relação aos vetores espaciais de tensão/corrente. Os vetores síncronos necessários para a representação das correntes nos eixos dq são gerados também por um sistema PLL.

O algoritmo utilizado neste trabalho para a geração das correntes de referência de compensação é baseado no método *SRF – Synchronous Reference Frame*. Este método foi inicialmente concebido para a operação de um filtro ativo série híbrido em sistemas elétricos trifásicos a três fios (Bhattacharya *et al.*, 1991). Em seguida, o método SRF foi também aplicado na compensação por filtros ativos em sistemas monofásicos (Angélico *et al.*, 2014) e trifásicos a quatro fios (Silva *et al.*, 2010).

Quando sistemas trifásicos a três fios são utilizados para alimentar cargas trifásicas desbalanceadas, correntes trifásicas desequilibradas são drenadas da rede elétrica (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}), as quais possuem componentes fundamentais também desequilibradas (i_{La1} , i_{Lb1} e i_{Lc1}). Por sua vez, as correntes fundamentais i_{La1} , i_{Lb1} e i_{Lc1} possuem componentes de sequência positiva (i_{La1}^+ , i_{Lb1}^+ e i_{Lc1}^+) e negativa (i_{La1}^- , i_{Lb1}^- e i_{Lc1}^-). Se estas cargas ainda forem não lineares, as correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} também possuirão correntes harmônicas (i_{Lah} , i_{Lbh} e i_{Lch}) as quais apresentarão suas próprias componentes de sequência positiva (i_{Lah}^+ , i_{Lbh}^+ e i_{Lch}^+) e negativa (i_{Lah}^- , i_{Lbh}^- e i_{Lch}^-).

Já em sistemas trifásicos a quatro fios, correntes trifásicas desequilibradas incluem a corrente do neutro (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln}), e também podem possuir correntes fundamentais desequilibradas (i_{La1} , i_{Lb1} , i_{Lc1} e i_{Ln1}). Por sua vez, as correntes fundamentais i_{La1} , i_{Lb1} , i_{Lc1} e i_{Ln1} possuem componentes de sequência positiva (i_{La1}^+ , i_{Lb1}^+ e i_{Lc1}^+), negativa (i_{La1}^- , i_{Lb1}^- e i_{Lc1}^-) e zero (i_{La1}^0 , i_{Lb1}^0 e i_{Lc1}^0). No caso do emprego de cargas não lineares, as correntes i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} também possuirão componentes harmônicas (i_{Lah} , i_{Lbh} , i_{Lch} e i_{Lnh}), as quais apresentarão suas próprias componentes de sequência positiva (i_{Lah}^+ , i_{Lbh}^+ e i_{Lch}^+), negativa (i_{Lah}^- , i_{Lbh}^- e i_{Lch}^-) e zero (i_{Lah}^0 , i_{Lbh}^0 , i_{Lch}^0). Vale ressaltar que, ao drenar correntes harmônicas de sequência zero, as componentes de sequência zero i_{Lah}^0 , i_{Lbh}^0 e i_{Lch}^0 circularão, necessariamente, pelo sistema elétrico mesmo estando a carga e a rede equilibradas.

Neste trabalho, todas as configurações de FAPPs são operadas de forma a realizar a compensação de todas as parcelas indesejadas presentes nas correntes da carga, sendo elas: i) a parcela de corrente reativa; ii) as componentes fundamentais de sequência negativa e zero,

referentes ao desequilíbrio de corrente; iii) as componentes harmônicas. Desta maneira, apenas a parcela ativa das componentes fundamentais de sequência positiva presentes na corrente da carga será drenada da rede elétrica. Em outras palavras, as correntes da rede elétrica se tornarão senoidais e equilibradas, e ainda de estarão em fase com as tensões do sistema elétrico após a atuação do FAPP.

O método SRF propõe a representação de tensões e/ou correntes dos eixos trifásicos estacionários abc em grandezas ortogonais no sistema de eixos síncronos dq . Para tanto, as correntes drenadas pela carga (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}) são medidas e transformadas do sistema trifásico estacionário abc para o sistema bifásico estacionário $\alpha\beta 0$, conforme equação (5.1).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Em seguida, as correntes i_α e i_β podem ser transformadas em grandezas ortogonais no sistema de eixos síncronos dq por meio de (5.2).

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^+) & \text{sen}(\theta^+) \\ -\text{sen}(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Para a obtenção das correntes i_d (direta) e i_q (quadratura), utiliza-se um sistema de detecção de fase (PLL) para gerar as coordenadas do vetor tensão v^+ ($\cos(\theta^+)$ e $\text{sen}(\theta^+)$), as quais são sincronizadas com o ângulo de fase da tensão fundamental de sequência positiva (θ^+). De maneira geral, as correntes do eixo direto (d) representam as parcelas de corrente ativa, enquanto as correntes do eixo em quadratura (q) representam as parcelas de corrente reativa. As correntes ortogonais i_d e i_q podem ser decompostas em termos contínuos (i_{dc} e i_{qc}) e termos oscilantes (i_{do} e i_{qo}), conforme é dado abaixo:

$$\begin{aligned} i_d &= i_{dc} + i_{do} \\ i_q &= i_{qc} + i_{qo} \end{aligned} \quad (5.3)$$

Com a transformação para o sistema de eixos síncrono, as componentes fundamentais de sequência positiva (i_{La1}^+ , i_{Lb1}^+ e i_{Lc1}^+) tornam-se termos contínuos (i_{dc} e i_{qc}), sendo que estes correspondem, respectivamente, às parcelas ativa e reativa de i_{La1}^+ , i_{Lb1}^+ e i_{Lc1}^+ . O termo contínuo i_{dc} pode ser facilmente extraído da respectiva corrente i_d por meio de um Filtro Passa Baixa (FPB), como mostrado na Figura 5.1. Este processo de filtragem não introduz erros de fase consideráveis tanto na frequência fundamental, quanto nas frequências harmônicas, o que representa um atrativo do método SRF (Bhattacharya *et al.*, 1996). Além disso, como mostrado na Figura 5.1, o termo oscilante do eixo direto i_{do} também pode ser obtido ao subtrair o termo i_{dc} da corrente i_d .

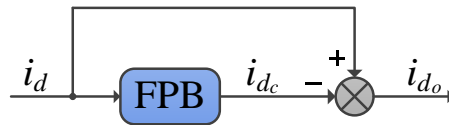


Figura 5.1 - Diagrama em blocos do FPB para a extração das parcelas i_{dc} e i_{do}

Por outro lado, as componentes fundamentais de sequência negativa (i_{La1}^- , i_{Lb1}^- e i_{Lc1}^-) são transformadas em parcelas oscilantes com frequência de 120 Hz (ordem 2) nos eixos síncronos (i_{do2} e i_{qo2}). De modo geral, as correntes harmônicas também passam a ser representadas como termos oscilantes (i_{doh} e i_{qoh}) sobrepostos aos termos contínuos. Assim a equação (5.3) pode ser reescrita como segue abaixo:

$$\begin{aligned} i_d &= i_{dc} + i_{do2} + i_{doh} \\ i_q &= i_{qc} + i_{qo2} + i_{qoh} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Quando representadas nos eixos dq , as componentes harmônicas de sequência positiva (i_{Lah}^+ , i_{Lbh}^+ e i_{Lch}^+) sofrem um decréscimo de uma ordem na sua frequência, em relação a que era apresentada nos eixos abc . Por exemplo, o sétimo harmônico de sequência positiva apresenta uma frequência de 420 Hz (ordem 7) nos eixos abc e 360Hz (ordem 6) nos eixos dq . Já as componentes harmônicas de sequência negativa (i_{Lah}^- , i_{Lbh}^- e i_{Lch}^-) sofrem um acréscimo de uma ordem na sua frequência, em relação a que era apresentada nos eixos abc , ou seja, o quinto harmônico de sequência negativa apresenta uma frequência de 300 Hz (ordem 5) nos eixos abc e 360Hz (ordem 6) nos eixos dq (Silva, 2001). Nota-se que o efeito causado nas componentes de corrente, pela transformação dos eixos abc para os eixos dq é semelhante ao que ocorre

quando cada harmônico é induzido do estator para o rotor de uma máquina rotativa, como apresentado na Tabela 2.5.

Em sistemas trifásicos a três fios, não existe corrente de neutro, ou seja, as componentes de sequência zero são nulas. Entretanto, em sistemas trifásicos a quatro fios, a corrente de neutro, na maioria das vezes, está presente. Neste caso, existirão correntes de sequência zero (i_a^0, i_b^0 e i_c^0), as quais podem ser formadas tanto por componentes fundamentais (i_{a1}^0, i_{b1}^0 e i_{c1}^0) quanto por componentes harmônicas (i_{ah}^0, i_{bh}^0 e i_{ch}^0), como está representado em (5.5).

$$\begin{aligned} i_a^0 &= i_{a1}^0 + i_{ah}^0 \\ i_b^0 &= i_{b1}^0 + i_{bh}^0 \\ i_c^0 &= i_{c1}^0 + i_{ch}^0 \end{aligned} \quad (5.5)$$

Estas componentes não são representadas pelas correntes nos eixos síncronos, mas sim pela corrente no eixo 0 do sistema bifásico estacionário (i_0) obtida por (5.1). Conforme (5.6), a corrente i_0 pode ser dividida em um termo fundamental (i_{0f}), o qual é relacionado com as correntes i_{La1}^0, i_{Lb1}^0 e i_{Lc1}^0 , e um termo harmônico (i_{0h}), o qual é relacionado com as correntes i_{Lah}^0, i_{Lbh}^0 e i_{Lch}^0 .

$$i_0 = i_{0f} + i_{0h} \quad (5.6)$$

Tanto as componentes i_{La1}^-, i_{Lb1}^- e i_{Lc1}^- , quanto as componentes i_{La1}^0, i_{Lb1}^0 e i_{Lc1}^0 estão relacionadas com o desequilíbrio da carga, ou, caso esta seja equilibrada, estas estão relacionadas com o desequilíbrio das tensões da rede. Portanto, todas estas componentes fundamentais devem ser compensadas caso se deseja obter correntes equilibradas do sistema trifásico. Isto pode ser efetuado por meio método SRF ao incluir os termos $i_{0f}, i_{d_{o2}}$ e $i_{q_{o2}}$ na geração das correntes de referência de compensação (i_{ca}^*, i_{cb}^* e i_{cc}^*). Além disso, o filtro ativo pode operar na compensação da potência reativa da carga. Para isto, o termo i_{qc} deve estar incluído no algoritmo para geração das correntes de referência para o controle de corrente i_{ca}^*, i_{cb}^* e i_{cc}^* . Ao incluir também o termo relacionado aos harmônicos de corrente ($i_{0h}, i_{d_{oh}}$ e $i_{q_{oh}}$) na geração das correntes de referência, é possível realizar a supressão destes harmônicos. Uma vez obtidos todos os termos dos eixos síncronos que se deseja compensar, realiza-se a transformação destes termos de volta para as coordenadas $\alpha\beta$ no intuito de se obter as correntes

de referência $i_{c\alpha}^*$ e $i_{c\beta}^*$, conforme (5.7). Já a corrente de referência i_{c0}^* é obtida diretamente da corrente i_o , como dado por (5.8). Uma vez obtidas as correntes $i_{c\alpha}^*$, $i_{c\beta}^*$ e i_{c0}^* , é possível obter as correntes de referência também nas coordenadas abc (i_{ca}^* , i_{cb}^* e i_{cc}^*) utilizando a transformada inversa de Clark.

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^+) & -\text{sen}(\theta^+) \\ \text{sen}(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_{o2}} + i_{d_{oh}} \\ i_{q_c} + i_{q_{o2}} + i_{q_{oh}} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^+) & -\text{sen}(\theta^+) \\ \text{sen}(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_o} \\ i_q \end{bmatrix}$$

$$i_{c0}^* = i_{of} + i_{oh} = i_o \quad (5.8)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \\ i_{c0}^* \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Na Figura 5.2, é mostrado o algoritmo SRF utilizado neste trabalho para todas as configurações de FAPPs em estudo, por meio do qual são implementadas as equações (5.7), (5.8) e (5.9). A utilização deste algoritmo permite efetuar a compensação do desequilíbrio, potência reativa, assim como supressão de todas as componentes harmônicas das correntes de carga. Desta maneira, obtém-se correntes na rede senoidais, equilibradas e em fase com as respectivas tensões fundamentais de sequência positiva.

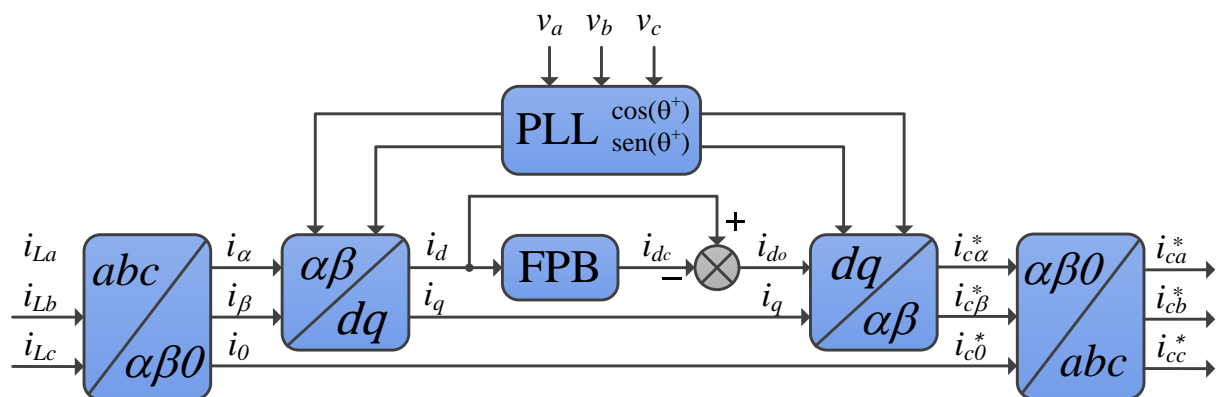


Figura 5.2 - Diagrama em Blocos do algoritmo SRF utilizado.

5.1.1 Sistema PLL Trifásico

Como já mencionado anteriormente, é necessário um sistema PLL para gerar as coordenadas dos vetores unitários $\cos(\theta^+)$ e $\sin(\theta^+)$, os quais são utilizadas na implementação do método SRF. Na literatura, têm sido propostas várias topologias trifásicas (Kaura e Blasko, 1997; Silva *et al.*, 2002; Bacon e Silva, 2015b; a; Silva e Bacon, 2015). Os sistemas PLL convencionais baseados na teoria da potência ativa instantânea trifásica (3pPLL), bem como no sistema de eixo de referência síncrona (SRF-PLL) apresentam desempenho limitado quando as tensões da rede elétrica se encontram distorcidas e/ou desequilibradas. Por esse motivo, foi proposto por (Silva e Bacon, 2015) um sistema PLL trifásico alternativo que melhora o desempenho do sistema 3pPLL. O algoritmo proposto envolve o uso de filtros adaptativos (AFs – *Adaptive Filters*), assim como de um detector de sequência positiva (PSD – *Positive Sequence Detector*), formando o algoritmo chamado AF-PSD-3pPLL. Os AFs são implementados para a extração da componente fundamental das tensões da rede elétrica (Bacon *et al.*, 2013; Bacon *et al.*, 2014), enquanto o PSD é empregado para obter as componentes fundamentais de sequência positiva. Assim, os AFs permitem a filtragem dos harmônicos, enquanto o PSD remove os erros causados pelo desequilíbrio nas tensões da rede.

Neste trabalho o algoritmo AF-PSD-3pPLL será implementado devido às vantagens citadas. Na Figura 5.3 (a), é mostrada a configuração completa do algoritmo AF-PSD-3pPLL. Como pode ser visto, são utilizados três AFs para detectar as componentes fundamentais (y_a , y_b e y_c) de cada uma das tensões da rede elétrica (v_a , v_b e v_c). As componentes fundamentais y_a , y_b e y_c definidas conforme (5.10), (5.11) e (5.12) são encontradas a partir dos pares de pesos adaptativos $w_{(1,2)a}$, $w_{(1,2)b}$ e $w_{(1,2)c}$, respectivamente, bem como do ângulo de fase detectado pelo algoritmo 3pPLL ($\hat{\theta}_{pll}$). Os pesos $w_{(1,2)a}$, $w_{(1,2)b}$ e $w_{(1,2)c}$ se adaptam de acordo o algoritmo de adaptação por mínima média do erro quadrático (LMS - *Least Mean Square*).

$$y_a = w_{1a} \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} - \pi/2) - w_{2a} \text{sen}(\hat{\theta}_{pll}) \quad (5.10)$$

$$y_b = w_{1b} \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} - 7\pi/6) - w_{2b} \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} - 2\pi/3) \quad (5.11)$$

$$y_c = w_{1c} \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} + \pi/6) - w_{2c} \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} + 2\pi/3) \quad (5.12)$$

Em (Silva e Bacon, 2015), foi mostrado que a partir dos pesos adaptativos $w_{(1,2)a}$, $w_{(1,2)b}$ e $w_{(1,2)c}$, bem como do ângulo de fase $\hat{\theta}_{pll}$ é possível obter as componentes fundamenais

de sequência positiva (y_a^+, y_b^+ e y_c^+) referentes às tensões trifásicas medidas na rede elétrica (v_a, v_b e v_c). Além disso é possível normalizar y_a^+, y_b^+ e y_c^+ em relação ao valor de pico das componentes fundamentais de sequência positiva (A), conforme (5.13), (5.14), (5.15) e (5.16), obtendo v_a^+, v_b^+ e v_c^+ .

$$A = \sqrt{z_1^2 + z_2^2} \cong z_1 \quad (5.13)$$

$$v_a^+ = y_a^+ / A = [z_1 \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} - \pi/2) - z_2 \text{sen}(\hat{\theta}_{pll})] / A \quad (5.14)$$

$$v_b^+ = y_b^+ / A = [z_1 \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} - 7\pi/6) - z_2 \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} - 2\pi/3)] / A \quad (5.15)$$

$$v_c^+ = y_c^+ / A = [z_1 \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} + \pi/6) - z_2 \text{sen}(\hat{\theta}_{pll} + 2\pi/3)] / A \quad (5.16)$$

onde:

$$z_1 = (w_{1a} + w_{1b} + w_{1c}) / 3 \quad (5.17)$$

$$z_2 = (w_{2a} + w_{2b} + w_{2c}) / 3 \quad (5.18)$$

Como pode ser notado na Figura 5.3 (a), os sinais de entrada do sistema de 3pPLL são as componentes de sequência positiva normalizadas v_a^+, v_b^+ e v_c^+ detectadas pelo PSD referentes às tensões trifásicas medidas na rede elétrica (v_a, v_b e v_c). O princípio de funcionamento do sistema PLL apresentado é o cancelamento da parcela média (\bar{p}') da potência instantânea fictícia (p') (Figura 5.3 (a)). A referência de frequência angular do PLL ($\hat{\omega} = 2\pi f_s$) é dada pela saída proporcional-integral (PI), onde f_s é a frequência nominal da tensão da rede elétrica. O ângulo $\hat{\theta}_{pll}$ é obtido pela integração da referência de frequência angular $\hat{\omega}$ que será uma estimativa confiável da frequência da rede (ω_s). Assim, o ângulo $\hat{\theta}_{pll}$ é usado para calcular correntes fictícias de realimentação i'_{sa} e i'_{sc} .

No momento em que a potência \bar{p}' for anulada, o sinal de saída do PLL estará sincronizado em frequência e ângulo de fase com as tensões da rede. Para que isto aconteça, as correntes fictícias i'_{sa} e i'_{sc} devem ser ortogonais às respectivas tensões fictícias $v'_{s(ba)}$ e $v'_{s(bc)}$. Mais precisamente, a dinâmica do 3pPLL leva o ângulo $\hat{\theta}_{pll}$ a estar $\pi/2$ radianos atracado, porém adiantado em relação ao ângulo de fase das componente fundamental de sequência positiva referente as tensões da rede elétrica (θ_s^+), como segue abaixo:

$$\hat{\theta}_{pll} = \theta_s^+ + \pi/2 \quad (5.19)$$

O controlador proporcional-integral (PI) é o responsável por anular a potência \bar{p}' , sendo que sua saída irá representar a própria frequência angular da rede ($\omega = 2\pi f_s$), onde f_s é a frequência nominal da rede em hertz. Com o intuito de melhorar resposta dinâmica inicial do PLL a frequência angular ω_{ff} (*feed-forward*) é somada à saída do controlador PI, como é possível observar na Figura 5.3 (a).

A modelagem por pequenos sinais do sistema 3pPLL, a qual é apresentada em (Silva *et al.*, 2002), permite encontrar o diagrama em blocos mostrado na Figura 5.3 (b). Para obtenção dos ganhos do controlador PI (K_{Ppll} e K_{Ipll}) envolvidos no algoritmo AF-PSD-3pPLL é possível considerar o diagrama da Figura 5.3 (b). Uma vez obtido os ganhos K_{Ppll} e K_{Ipll} é possível encontrar o passo de adaptação dos filtros adaptativos (Bacon e Silva, 2015b).

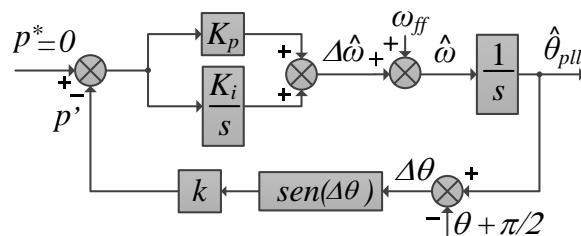
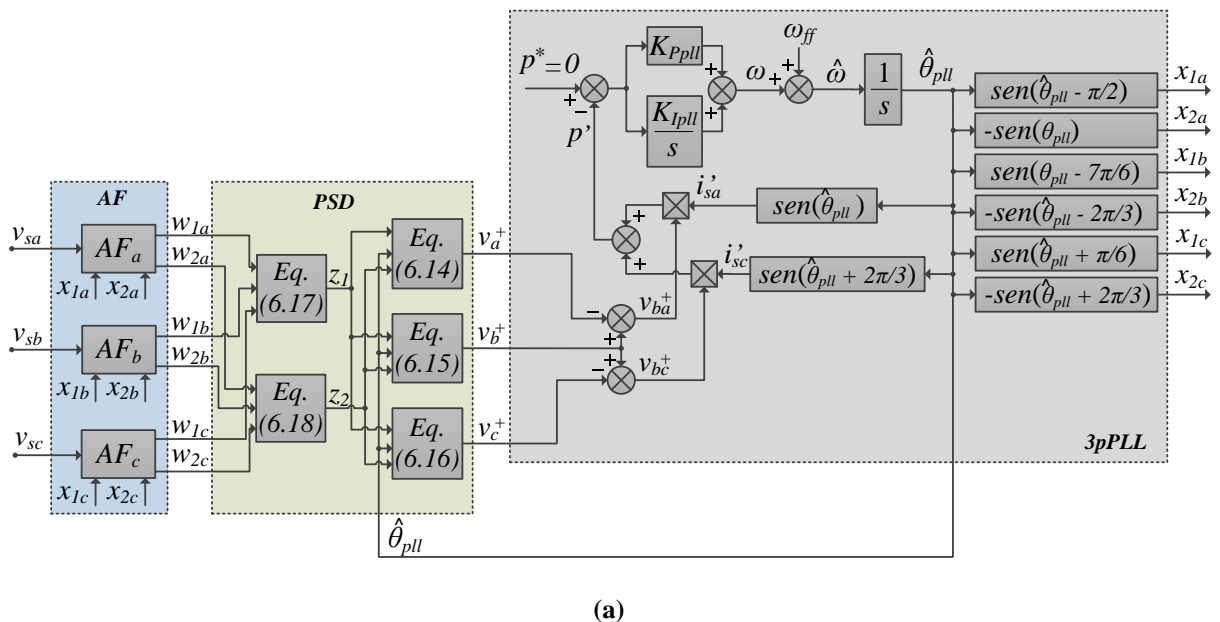


Figura 5.3 - Diagrama em blocos do modelo em pequenos sinais do algoritmo 3pPLL.

Analisando (5.19), nota-se que o ângulo de fase detectado pelo PLL ($\hat{\theta}_{pll}$) está atracado com ângulo de fase de sequência positiva (θ_s^+). Portanto, é possível obter as coordenadas do

vetor tensão de sequência positiva ($\cos(\theta^+)$, $\text{sen}(\theta^+)$) utilizadas no algoritmo SRF diretamente do ângulo de fase do PLL $\hat{\theta}_{pll}$, conforme dado por (5.20).

$$\begin{aligned}\cos(\theta^+) &= \cos(\hat{\theta}_{pll}) \\ \text{sen}(\theta^+) &= \text{sen}(\hat{\theta}_{pll})\end{aligned}\tag{5.20}$$

5.2 ALGORITMO DE CONTROLE

Neste capítulo são apresentados os algoritmos de controle que compõem as configurações dos FAPPs em estudo neste trabalho. Um dado algoritmo de controle utilizado em um filtro ativo pode ser dividido em três partes principais, sendo elas: malha de controle da corrente de compensação, malha de controle da tensão do barramento c.c. e malha de controle do sistema PLL. Neste trabalho todas as malhas de controle utilizam controladores PI, os quais foram embarcados no processador digital de sinais TMS320F28335 da Texas Instruments. Tendo em vista a implementação digital, os controladores foram projetados utilizando uma metodologia em tempo contínuo e, em seguida, foram discretizados utilizando o método trapezoidal. A metodologia empregada para o projeto dos controladores foi apresentada em (Angélico *et al.*, 2014). Além disso, esta metodologia utiliza a análise da resposta em frequência e pode ser dividida em três etapas, sendo elas:

- Etapa 1 – Cálculo do ângulo de fase a ser compensado (φ_c) cujo objetivo é a obtenção de uma margem de fase desejada MF_d na frequência de cruzamento especificada ω_c , de acordo com o ângulo de fase φ_p apresentado pela planta com dado em (5.21).

$$\varphi_c = MF_d - (\varphi_p|_{\omega_c} + 180^\circ)\tag{5.21}$$

- Etapa 2 – Inclusão de um compensador de fase G_C representado por (5.22) em série com a planta G_P , de modo a ajustar o ângulo de fase do sistema compensado em malha aberta G_{MAC} , de acordo com a margem de fase MF_d .

$$G_C(s) = \frac{Ts + 1}{s} = \frac{\frac{-s}{\text{tg}(\varphi_c)\omega_c} + 1}{s}\tag{5.22}$$

- Etapa 3 – Inclusão do ganho K_c dado por (5.23) em série com o sistema compensado, de modo a fazer com que o módulo do sistema compensado em malha aberta G_{MA_C} na frequência ω_c tenha um ganho de 0 dB.

$$K_c = \frac{1}{|G_{MA_C}|_{\omega_c}} \quad (5.23)$$

Com a realização das três etapas citadas anteriormente é possível obter a função de transferência G_{PI} dada por (5.24), a qual representa um controlador PI genérico.

$$G_{PI}(s) = \frac{u_c(s)}{e(s)} = \frac{K_p s + K_I}{s} = K_c \frac{T s + 1}{s} \quad (5.24)$$

5.2.1 Malhas de Controle das Correntes de Compensação

O comportamento das correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cb} e i_{cn} sintetizadas pelo FAPP foi representado pelos modelos matemáticos das plantas de corrente apresentados no Capítulo 5 para diferentes configurações de FAPPs.

Considerando o ganho do inversor $4L$ dado em (3.31), a equação que representa a planta de corrente do circuito de potência do FAPP na configuração $4L$, a qual foi dada por (4.44), pode ser reescrita tomando os sinais de controle $v_{ctrl(\alpha,\beta,0)}$ como entrada do sistema e o vetor de corrente $i_{\alpha\beta 0}$ como saída do sistema, conforme dado por (5.25).

$$G_{i(4L)}(s) = \frac{i_{\alpha\beta 0}(s)}{v_{ctrl(\alpha\beta 0)}(s)} = \left[\frac{G_{4L}}{(R_{Lf} + s \cdot L_f)} \quad \frac{G_{4L}}{(R_{Lf} + s \cdot L_f)} \quad \frac{G_{4L}}{4(R_{Lf} + s \cdot L_f)} \right] \quad (5.25)$$

Considerando o ganho dos inversores, dados em (3.1), (3.2) e (3.5), as equações que representam a planta de corrente dos FAPPs nas configurações SC , $3FB$ e NPC , a qual foi dada por (4.50), (4.51) e (4.52), pode ser reescrita tomando os sinais de controle $v_{ctrl(a)}$, $v_{ctrl(b)}$, $v_{ctrl(c)}$ como entrada do sistema e as correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} e i_{cc} como saída do sistema, como é dado por (5.26), (5.27) e (5.28). Nota-se que foram obtidas três funções de transferência diferentes, sendo uma para cada tipo de configuração. Além disso, é possível perceber que as três configurações citadas apresentam o mesmo modelo matemático para as três fases.

$$G_{i(SC)}(s) = \frac{i_a(s)}{v_{ctrl(a)}(s)} = \frac{i_b(s)}{v_{ctrl(b)}(s)} = \frac{i_c(s)}{v_{ctrl(c)}(s)} = \frac{K_f(SC)G_{SC}}{(R_{Lf} + sL_f)} \quad (5.26)$$

$$G_{i(3FB)}(s) = \frac{i_a(s)}{v_{ctrl(a)}(s)} = \frac{i_b(s)}{v_{ctrl(b)}(s)} = \frac{i_c(s)}{v_{ctrl(c)}(s)} = \frac{K_f(3FB)G_{3FB}}{(R_{Lf} + sL_f)} \quad (5.27)$$

$$G_{i(NPC)}(s) = \frac{i_a(s)}{v_{ctrl(a)}(s)} = \frac{i_b(s)}{v_{ctrl(b)}(s)} = \frac{i_c(s)}{v_{ctrl(c)}(s)} = \frac{K_f(NPC)G_{NPC}}{(R_{Lf} + sL_f)} \quad (5.28)$$

Com o intuito de comparar o modelo obtido para as plantas de corrente obtidas das quatro diferentes configurações de FAPPs em análise, as funções de transferência dadas em (5.26), (5.27) e (5.28) podem ser reescritas multiplicando o numerador, bem como o denominador pelo ganho do inversor $4L$ (G_{4L}), como dado por (5.29), (5.30) e (5.31). Nota-se uma semelhança entre as funções de transferências $G_{i(SC)}$, $G_{i(3FB)}$ e $G_{i(NPC)}$ encontradas para a planta de corrente dos FAPPs configurações SC , $3FB$ e NPC com aquela encontrada para o FAPP configuração $4L$ ($G_{i(4L)}$). A diferença entre tais funções de transferência pode ser representada por ganhos constantes relacionados ao ganho estático de cada inversor PWM.

$$G_{i(SC)}(s) = \frac{K_f(SC)G_{SC}}{G_{4L}} \frac{G_{4L}}{(R_{Lf} + sL_f)} = \frac{K_f(SC)G_{SC}}{G_{4L}} G_{i(4L)}(s) \quad (5.29)$$

$$G_{i(3FB)}(s) = \frac{K_f(3FB)G_{3FB}}{G_{4L}} \frac{G_{4L}}{(R_{Lf} + sL_f)} = \frac{K_f(3FB)G_{3FB}}{G_{4L}} G_{i(4L)}(s) \quad (5.30)$$

$$G_{i(NPC)}(s) = \frac{K_f(NPC)G_{NPC}}{G_{4L}} \frac{G_{4L}}{(R_{Lf} + sL_f)} = \frac{K_f(NPC)G_{NPC}}{G_{4L}} G_{i(4L)}(s) \quad (5.31)$$

De acordo com (Matavelli e Buso, 2006), um atraso equivalente à metade do período de chaveamento T_s envolvendo o modulador PWM deve ainda ser considerado no modelo matemático da planta de corrente dos FAPPs. Este atraso é representado por uma aproximação de Padé de primeira ordem tanto nas coordenadas $\alpha\beta 0$ quanto nas coordenadas abc , como dado por (5.32).

$$G_{T_s}(s) = \frac{v_{ctrl(\alpha,\beta,0)}}{v'_{ctrl(\alpha,\beta,0)}} = \frac{v_{ctrl(a,b,c)}}{v'_{ctrl(a,b,c)}} = \frac{1 - \frac{sT_s}{4}}{1 + \frac{sT_s}{4}} \quad (5.32)$$

O papel dos controladores PI das malhas de corrente de um FAPP é anular o erro (e) existente entre as correntes de compensação e suas respectivas referências a partir de uma ação de controle (u_c). Apenas no caso da configuração $4L$ o erro deve ser calculado nas coordenadas $\alpha\beta 0$, conforme (5.33), já para o restante das configurações (SC , $3FB$ e NPC) o erro deve ser calculado nas coordenadas abc , conforme (5.34). Por sua vez, o sinal u_c sempre é utilizado como sinais de controle para acionamento dos inversores, sempre respeitando as coordenadas nas quais o controle está sendo implementado, como dado em (5.35) e (5.36).

$$e_{(\alpha,\beta,0)} = i_{c(\alpha,\beta,0)}^* - i_{c(\alpha,\beta,0)} \quad (5.33)$$

$$e_{(a,b,c)} = i_{c(a,b,c)}^* - i_{c(a,b,c)} \quad (5.34)$$

$$u_{c(\alpha,\beta,0)} = v'_{ctrl(\alpha,\beta,0)} \quad (5.35)$$

$$u_{c(a,b,c)} = v'_{ctrl(a,b,c)} \quad (5.36)$$

Considerando (5.25), nota-se que a planta de corrente para o FAPP na configuração $4L$ é a mesma para as coordenadas “ α ” ($G_{i(4L)\alpha}$) e “ β ” ($G_{i(4L)\beta}$), enquanto para a coordenada “ 0 ” ($G_{i(4L)0}$) a planta de corrente é um quarto das demais. Tendo em vista a obtenção de controladores com um mesmo desempenho nas três coordenadas, as funções de transferência dos controladores PI utilizados na configuração $4L$ ($G_{PI_{4L(\alpha,\beta,0)}}$) podem ser representadas como dado por (5.37). Dessa forma, o ganho de um quarto da planta $G_{i(4L)0}$ é anulado pelo ganho de quatro do controlador $G_{PI_{4L(0)}}$. Isso implica em um sistema compensado para a coordenada “ 0 ” ($G_{i(4L)0}G_{PI_{4L(0)}}$) idêntico aqueles obtidos para as coordenadas “ α ” ($G_{i(4L)\alpha}G_{PI_{4L(\alpha)}}$) e “ β ” ($G_{i(4L)\beta}G_{PI_{4L(\beta)}}$).

No caso das configurações de filtro ativo SC , $3FB$ e NPC , foram obtidas as funções de transferência $G_{i(SC)}$, $G_{i(3FB)}$ e $G_{i(NPC)}$, as quais diferem entre si apenas por um ganho $\frac{G_{SC}}{G_{4L}}$, $\frac{G_{3FB}}{G_{4L}}$ e $\frac{G_{NPC}}{G_{4L}}$, respectivamente, em relação à função de transferência $G_{i(4L)\alpha}$, como pode ser notado analisando (5.25), (5.29), (5.30) e (5.31). Tendo em vista a obtenção de controladores com um mesmo desempenho para as quatro diferentes configurações de FAPPs, as funções de transferência dos controladores PI utilizados nas configurações SC ($G_{PI_{SC(a,b,c)}}$), $3FB$ ($G_{PI_{3FB(a,b,c)}}$) e NPC ($G_{PI_{NPC(a,b,c)}}$) podem ser representadas como dado por (5.38), (5.39) e

(5.40), respectivamente. Dessa forma, o ganho de $\frac{G_{SC}}{G_{4L}}$, $\frac{G_{3FB}}{G_{4L}}$ e $\frac{G_{NPC}}{G_{4L}}$ das plantas $G_{i(SC)}$, $G_{i(3FB)}$ e $G_{i(NPC)}$ são anulados pelo ganho de $\frac{G_{4L}}{G_{SC}}$, $\frac{G_{4L}}{G_{3FB}}$ e $\frac{G_{4L}}{G_{NPC}}$ quatro dos controladores $G_{PI_{SC(a,b,c)}}$, $G_{PI_{3FB(a,b,c)}}$ e $G_{PI_{NPC(a,b,c)}}$. Isso implica em sistemas compensados para as configurações $4L$ ($G_{i(4L)\alpha}G_{PI_{4L(\alpha)}}$), SC ($G_{i(SC)}G_{PI_{SC(a,b,c)}}$), $3FB$ ($G_{i(3FB)}G_{PI_{3FB(a,b,c)}}$) e NPC ($G_{i(NPC)}G_{PI_{NPC(a,b,c)}}$) idênticas entre si.

$$G_{PI_{4L(\alpha,\beta)}}(s) = K_{Pi} + \frac{K_{Ii}}{s} = \frac{K_{Pi}s + K_{Ii}}{s} \quad (5.37)$$

$$G_{PI_{4L(0)}}(s) = K_{Pi_0} + \frac{K_{Ii_0}}{s} = 4G_{PI_{4L(\alpha)}}(s) = 4 \frac{K_{Pi}s + K_{Ii}}{s}$$

$$G_{PI_{SC(a,b,c)}}(s) = K_{Pi_{SC}} + \frac{K_{Ii_{SC}}}{s} = \frac{G_{4L}}{K_{f(SC)}G_{SC}} G_{PI_{4L(\alpha)}}(s) = \frac{G_{4L}}{K_{f(SC)}G_{SC}} \frac{K_{Pi}s + K_{Ii}}{s} \quad (5.38)$$

$$G_{PI_{3FB(a,b,c)}}(s) = K_{Pi_{3FB}} + \frac{K_{Ii_{3FB}}}{s} = \frac{G_{4L}}{K_{f(3FB)}G_{3FB}} G_{PI_{4L(\alpha)}}(s) = \frac{G_{4L}}{K_{f(3FB)}G_{3FB}} \frac{K_{Pi}s + K_{Ii}}{s} \quad (5.39)$$

$$G_{PI_{NPC(a,b,c)}}(s) = K_{Pi_{NPC}} + \frac{K_{Ii_{NPC}}}{s} = \frac{G_{4L}}{K_{f(NPC)}G_{NPC}} G_{PI_{4L(\alpha)}}(s) = \frac{G_{4L}}{K_{f(NPC)}G_{NPC}} \frac{K_{Pi}s + K_{Ii}}{s} \quad (5.40)$$

Considerando (5.25), (5.32), (5.33), (5.35) e (5.37) as malhas de controle das correntes de compensação para a configuração $4L$ podem ser representadas pelo diagrama em blocos mostrado na Figura 5.4.

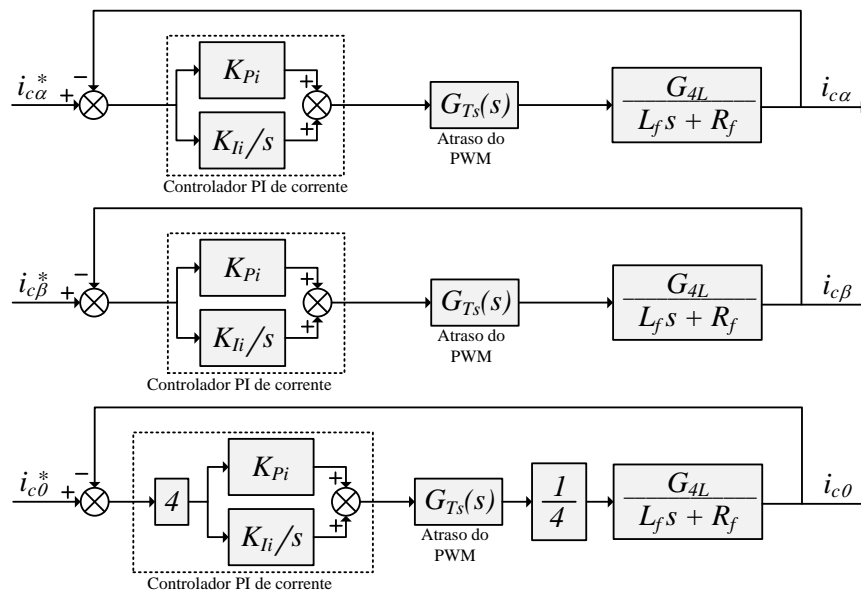


Figura 5.4 - Diagrama em blocos das malhas de controle das correntes de compensação do FAPP configuração $4L$. Fonte: Autoria Própria.

Já para as configurações *SC*, *3FB* e *NPC*, as malhas de controle das correntes de compensação podem ser representadas pelos diagrama em blocos mostrados na Figura 5.5, Figura 5.6 e Figura 5.7, respectivamente, de acordo com (5.29), (5.30), (5.31), (5.32), (5.34), (5.36), (5.38), (5.39) e (5.40).

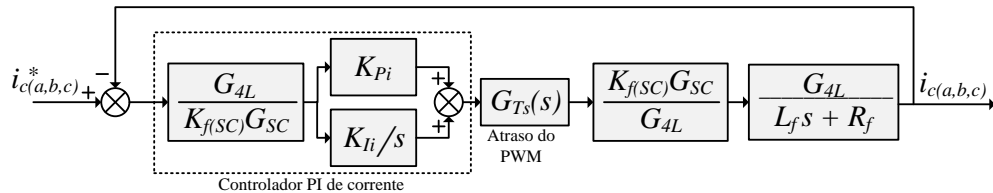


Figura 5.5 - Diagrama em blocos das malhas de controle das correntes de compensação do FAPP configuração *SC*. Fonte: Autoria Própria.

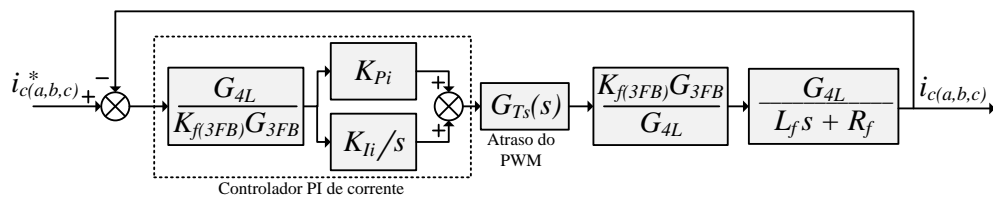


Figura 5.6 - Diagrama em blocos das malhas de controle das correntes de compensação do FAPP configuração *3FB*. Fonte: Autoria Própria.

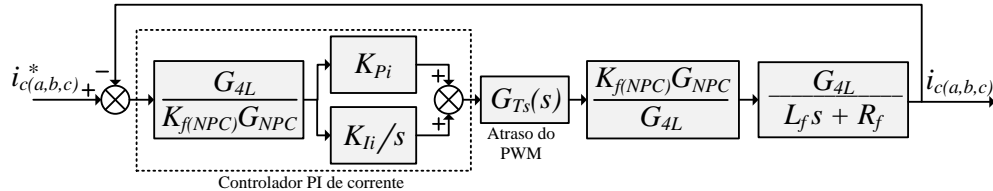


Figura 5.7 - Diagrama em blocos das malhas de controle das correntes de compensação do FAPP configuração *NPC*. Fonte: Autoria Própria.

Analisando os diagramas em blocos apresentados nas quatro últimas Figuras 5.4 a 5.7, nota-se que para projetar os controladores PI das quatro configurações de FAPPs basta dimensionar os ganhos K_{Pi} e K_{Ii} . Para isto, apenas a malha de controle da coordenada “ α ” da configuração *4L* é projetada, considerando para o projeto a planta G_{Pi} dada por (5.41).

$$G_{Pi}(s) = G_{Ts}(s)G_{i(4L)\alpha} = \frac{1 - sT_s/4}{1 + sT_s/4} \frac{G_{4L}}{(R_{Lf} + s.L_f)} \quad (5.41)$$

Observa-se ainda a partir dos diagramas em blocos mostrado nas quatro últimas Figuras 5.4 a 5.7 que, para as quatro diferentes configurações de FAPPs analisadas, é possível obter a

mesma função de transferência que representa as malhas de controle das correntes de compensação, como segue abaixo:

$$G_{ic}(s) = \frac{i_c(s)}{i_c^*(s)} = \frac{N_2 s^2 + N_1 s + N_0}{D_3 s^3 + D_2 s^2 + D_1 s + D_0} \quad (5.42)$$

onde i_c pode representar $i_{c(\alpha,\beta,0)}$ ou $i_{c(a,b,c)}$; i_c^* pode representar $i_{c(\alpha,\beta,0)}^*$ ou $i_{c(a,b,c)}^*$, dependendo a configuração de FAPP, e ainda:

$$\begin{aligned} N_0 &= G_{4L} K_{Ii} & D_0 &= G_{4L} K_{Ii} \\ N_1 &= G_{4L} [K_{Pi} - K_{Ii}(T_s/4)] & D_1 &= R_{Lf} + G_{4L} (K_{Pi} - K_{Ii}(T_s/4)) \\ N_2 &= -G_{4L} K_{Pi} & D_2 &= (T_s/4)R_{Lf} - G_{4L} K_{Pi}(T_s/4) + L_f \\ & & D_3 &= (T_s/4)L_f \end{aligned}$$

5.2.1.1 Projeto dos Controladores PI das Malhas de Corrente

Neta seção será realizado apenas o projeto dos ganhos K_{Pi} e K_{Ii} do controlador PI utilizado na malha de controle de corrente para a coordenada “ α ” ($G_{PI_{4L(\alpha)}}$) da configuração 4L. Isso porque, a partir de tais ganhos, é possível obter o restante dos controladores utilizados nas malhas de controle de corrente referentes às outras coordenadas “ β ” ($G_{PI_{4L(\beta)}}$) e “0” ($G_{PI_{4L(0)}}$), bem como os controladores utilizados nas malhas de controle de corrente dos FAPPs configurações SC ($G_{PI_{SC(a,b,c)}}$), 3FB ($G_{PI_{3FB(a,b,c)}}$) e NPC ($G_{PI_{NPC(a,b,c)}}$). Como parâmetros de projeto do controlador PI utilizado na malha de controle de corrente para a coordenada “ α ” ($G_{PI_{4L(\alpha)}}$), consideram-se os dados que constam da Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Especificações para Projeto do Controlador PI de Corrente Referente ao FAPP 4L.

Frequência de chaveamento dos inversor <i>Four-Leg</i>	$f_s = 20\text{kHz}$
Margem de fase desejada	$MF_{di} = 60^\circ$
Frequência de cruzamento desejada	$\omega_{ci} = 2 \cdot \pi \cdot f_{ch}/10 \text{ rad/s}$
Indutância de acoplamento	$L_f = 1\text{mH}$
Resistência série do indutor de acoplamento	$R_{Lf} = 0,22\Omega$
Tensão do barramento c.c.	$V_{cc} = 400\text{V}$
Amplitude da triangular	$V_{tri} = 1875$

Na primeira etapa da metodologia de projeto, o ângulo de fase φ_{pi} apresentado pela planta G_{Pi} na frequência especificada ω_{ci} é encontrado utilizando (5.43). Em seguida, calcula-se por meio de (5.21) o ângulo de fase a ser compensado (φ_{Ci}) conforme é dado por (5.44):

$$\varphi_{pi}|_{\omega_{ci}} = \angle \left[\frac{V_{cc}/\hat{V}_{tri}}{[R_{Lf} + (i\omega_{ci}) \cdot L_f]} \frac{1 - (i\omega_{ci})T_s/4}{1 + (i\omega_{ci})T_s/4} \right] = -106.8511^\circ \quad (5.43)$$

$$\varphi_{Ci} = MF_{di} - (\varphi_{pi} + 180^\circ) = -13,1489^\circ \quad (5.44)$$

Na segunda etapa da metodologia de projeto, encontra-se por meio de (5.22) a função de transferência do compensador de fase G_{Ci} , como é mostrado por (5.45). Em seguida, G_{Ci} é introduzido em série com a planta G_{Pi} , obtendo $G_{MA_{Ci}}$ como dado por (5.46).

$$G_{Ci}(s) = \frac{\frac{-s}{tg(\varphi_{Ci})\omega_{ci}} + 1}{s} = \frac{T_i s + 1}{s} = \frac{3,406 \cdot 10^{-4} s + 1}{s} \quad (5.45)$$

$$G_{MA_{Ci}}(s) = \frac{T_i s + 1}{s} \frac{V_{cc}/\hat{V}_{tri}}{(R_{Lf} + s \cdot L_f)} \frac{1 - sT_s/4}{1 + sT_s/4} \quad (5.46)$$

Na terceira etapa da metodologia de projeto, calcula-se por meio de (5.23) o ganho K_{Ci} , conforme mostrado por (5.47). Em seguida, inclui-se o ganho K_{Ci} em série com o sistema $G_{MA_{Ci}}$, obtendo a expressão completa do controlador PI dada por (5.48). Finalmente, o sistema controlado em malha aberta $G_{MA_{Pli}}$ é dado por (5.49). Na Tabela 5.2 são apresentados os valores encontrados para os ganhos K_{Pi} e K_{Ii} referentes aos controladores PI das malhas de controle das correntes de compensação.

$$K_{Ci} = \frac{1}{|G_{MA_{Ci}}|_{\omega_{ci}}} = \frac{1}{\left| \frac{[T_i(i\omega_{ci}) + 1]V_{cc}/\hat{V}_{tri}[1 - (i\omega_{ci})T_s/4]}{(i\omega_{ci})[R_{Lf} + (i\omega_{ci}) \cdot L_f][1 + (i\omega_{ci})T_s/4]} \right|} = 3,3683 \cdot 10^5 \quad (5.47)$$

$$G_{Pli}(s) = K_{Ci} \left(\frac{T_i s + 1}{s} \right) \quad (5.48)$$

$$G_{Pli}(s) = \left(\frac{94,255s + 2,8841 \cdot 10^5}{s} \right) = \left(\frac{K_{Pi}s + K_{Ii}}{s} \right)$$

$$G_{MAPIi}(s) = \left(\frac{K_{Pi}s + K_{Ii}}{s} \right) \left(\frac{V_{cc}/\hat{V}_{tri}}{(R_{Lf} + s.L_f)} \frac{1 - sT_s/4}{1 + sT_s/4} \right) \quad (5.49)$$

Tabela 5.2 – Ganhos do controlador PI da Malha de Corrente Referente ao FAPP 4L na Coordenada α .

$K_{Pi} = 115 \Omega$
$K_{Ii} = 3,37.10^5 \Omega/s$

Na Figura 5.8 é apresentado o diagrama contendo a resposta em frequência da planta G_{Pi} , do sistema compensado em malha aberta G_{MACi} e do sistema controlado G_{MAPIi} em malha aberta referente ao FAPP configuração 4L. Nota-se que os parâmetros de projetos foram alcançados.

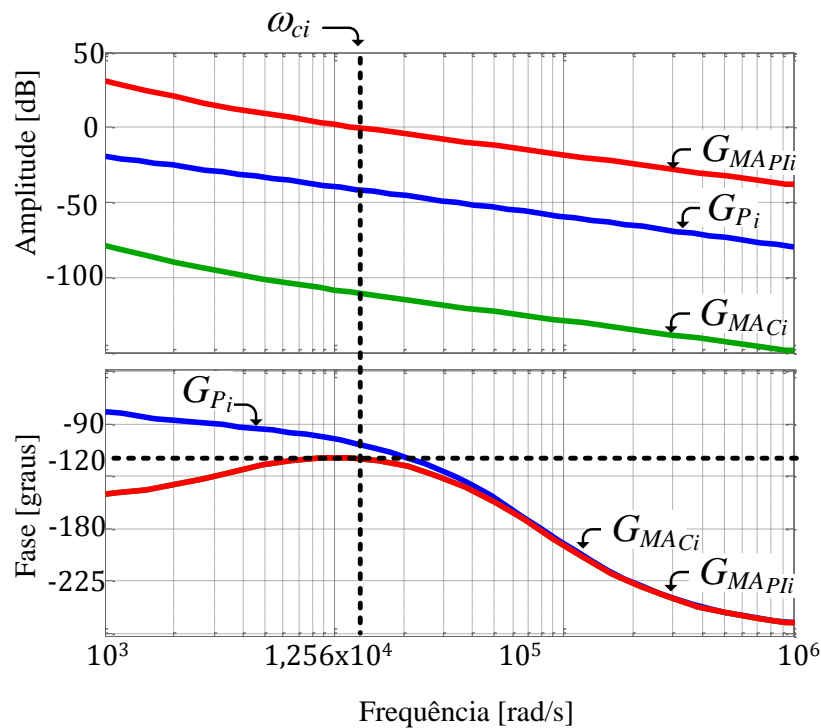


Figura 5.8 - Diagrama de Bode da Planta G_{Pi} , do Sistema Compensado em Malha Aberta G_{MACi} e do Sistema Controlado G_{MAPIi} Referente ao FAPP 4L.

Os ganhos K_{Pi} e K_{Ii} definem diretamente os controladores PI representados pelas funções de transferência $G_{PI4L(\alpha)}$ e $G_{PI4L(\beta)}$. O restante dos controladores PI de corrente representados pelas funções de transferência $G_{PI4L(0)}$, $G_{PI3SC(a,b,c)}$, $G_{PI3FB(a,b,c)}$ e $G_{PINPC(a,b,c)}$ são

encontrados multiplicando os ganhos K_{Pi} e K_{Ii} por respectivos fatores definidos em (5.37), (5.38), (5.39) e (5.40), respectivamente. Tais fatores dependem do ganho estático dos inversores (G_{4L} , G_{SC} , G_{3FB} e G_{NPC}) definidos em (3.31), (3.1), (3.2) e (3.5), respectivamente, os quais dependem dos parâmetros V_{cc} e \hat{V}_{tri} . Um resumo dos parâmetros necessários para obtenção dos ganhos dos controladores PI de corrente utilizados nas quatro configurações de FAPPs em estudo junto dos respectivos ganhos obtidos é mostrado na Tabela 5.3. Os dados da tabela levam em consideração os parâmetros relativos aos protótipos utilizado para os testes experimentais.

Tabela 5.3 – Ganhos dos controladores PI da malha de corrente referente aos FAPPs 4L, SC, 3FB e NPC.

Configuração de FAPP	V_{cc} [V]	V_{tri}	Ganho Estático do Inversor	Ganho do Filtro de Acoplamento	Ganho dos Controladores PI
4L	400	1875	0,10667	-	$K_{Pi} = 115 \Omega$; $K_{Pi_0} = 345 \Omega/s$ $K_{Ii} = 3,37 \cdot 10^5 \Omega$; $K_{Ii_0} = 10,1 \cdot 10^5 \Omega/s$
SC	460	1875	0,12267	1	$K_{Pi_{SC}} = 100 \Omega$ $K_{Ii_{SC}} = 2,93 \cdot 10^5 \Omega/s$
3FB	230	1875	0,12267	1,37	$K_{Pi_{3FB}} = 73 \Omega$ $K_{Ii_{3FB}} = 2,14 \cdot 10^5 \Omega/s$
NPC	460	2500	0,046	0,83333	$K_{Pi_{NPC}} = 320 \Omega$ $K_{Ii_{NPC}} = 9,37 \cdot 10^5 \Omega/s$

5.2.2 Malhas de Controle da Tensão do Barramento c.c.

Como visto no Capítulo 4, durante a operação do FAPP uma parcela de potência ativa p_{cm} deve ser drenada da rede elétrica para compensar as perdas envolvidas, por exemplo, no chaveamento e condução das chaves de potência, bem como nos elementos de filtragem. Caso estas perdas não sejam consideradas no controle do FAPP, a energia armazenada nos capacitores pode ser consumida para suprir tais perdas. Conseqüentemente, a tensão do barramento c.c. tende a cair em função da descarga dos capacitores (Silva, 2001). Portanto, é necessário controlar a tensão no barramento c.c. considerando a drenagem de uma parcela de corrente fundamental i_{cm} da rede elétrica. Por estar relacionada apenas à potência ativa, esta parcela da corrente i_{cm} pode ser representada no eixo direto (d) do sistema bifásico síncrono, obtendo a corrente i_{dcm} . Desta maneira, o controle da tensão V_{cc} pode ser realizado utilizando

o método SRF utilizando a sequência positiva. Para isto, a parcela de corrente i_{dcm} é considerada no cálculo das correntes de referência de compensação $i_{c\alpha}^*$ e $i_{c\beta}^*$, como mostrado na Figura 5.9, onde i_d^* representa a corrente de referência genérica do eixo d obtida por meio da estratégia apresentada no Capítulo 4. Nota-se que a malha de controle da tensão V_{cc} gera as referências para as malhas de controle da corrente $i_{c\alpha}$, ou seja, a malha de tensão é uma malha externa à malha de corrente.

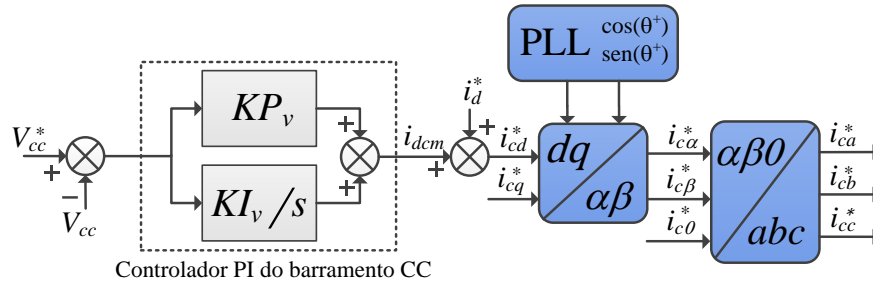


Figura 5.9 - Diagrama de blocos do Controle da tensão do Barramento c.c. utilizado nos FAPP configurações: (a) 4L; (b) SC; (c) 3FB; (d) NPC.

No capítulo 5, obteve-se a planta de tensão dada por (4.67) e representada na Figura 4.8 levando em consideração a potência p_{cm} relacionada à corrente i_{dcm} . A função de transferência G_v , a qual é dada em função dos parâmetros V_{cc} , C_{cc} e v_d , pode ser utilizada para as quatro configurações de FAPPs. A tensão no eixo direto (v_d) assume os mesmo valor, independente da configuração de FAPP. No entanto, a tensão no barramento c.c. (V_{cc}), bem como os capacitores deste barramento (C_{cc}), ambos podem assumir valores diferentes dependendo da configuração de FAPP em análise. Assim, é possível reescrever (4.67) para cada uma das configurações de filtro ativo 4L, SC, 3FB e NPC, em função das tensões $V_{cc(4L)}$, $V_{cc(SC)}$, $V_{cc(3FB)}$, $V_{cc(NPC)}$, bem como das capacitâncias $C_{cc(4L)}$, $C_{cc(SC)}$, $C_{cc(3FB)}$ e $C_{cc(NPC)}$ como é dado por (5.50), (5.51), (5.52) e (5.53), respectivamente.

$$G_{v(4L)}(s) = \frac{v_d}{V_{cc(4L)} C_{cc(4L)} s} \quad (5.50)$$

$$G_{v(SC)}(s) = \frac{v_d}{V_{cc(SC)} C_{cc(SC)} s} \quad (5.51)$$

$$G_{v(3FB)}(s) = \frac{v_d}{V_{cc(3FB)} C_{cc(3FB)} s} \quad (5.52)$$

$$G_{v(NPC)}(s) = \frac{v_d}{V_{cc(NPC)} C_{cc(NPC)} s} \quad (5.53)$$

As funções de transferência dadas em (5.51), (5.52) e (5.53) podem ser reescritas multiplicando o numerador, bem como o denominador por $(V_{cc(4L)}C_{cc(4L)})$, como dado por (5.29), (5.30) e (5.31). Nota-se uma semelhança entre as funções de transferências encontradas para a planta de corrente dos FAPPs configurações *SC*, *3FB* e *NPC* com aquela encontrada para o FAPP configuração *4L* ($G_{v(4L)}$).

$$G_{v(SC)}(s) = \frac{V_{cc(4L)}C_{cc(4L)}}{V_{cc(SC)}C_{cc(SC)}} \frac{v_d}{V_{cc(4L)}C_{cc(4L)} s} \quad (5.54)$$

$$G_{v(3FB)}(s) = \frac{V_{cc(4L)}C_{cc(4L)}}{V_{cc(3FB)}C_{cc(3FB)}} \frac{v_d}{V_{cc(4L)}C_{cc(4L)} s} \quad (5.55)$$

$$G_{v(NPC)}(s) = \frac{V_{cc(4L)}C_{cc(4L)}}{V_{cc(NPC)}C_{cc(NPC)}} \frac{v_d}{V_{cc(4L)}C_{cc(4L)} s} \quad (5.56)$$

No caso das configurações de filtro ativo *SC*, *3FB* e *NPC*, foram obtidas as funções de transferência $G_{v(SC)}$, $G_{v(3FB)}$ e $G_{v(NPC)}$, as quais se diferem apenas por um ganho $\frac{V_{cc(4L)}C_{cc(4L)}}{V_{cc(SC)}C_{cc(SC)}}$, $\frac{V_{cc(4L)}C_{cc(4L)}}{V_{cc(3FB)}C_{cc(3FB)}}$ e $\frac{V_{cc(4L)}C_{cc(4L)}}{V_{cc(NPC)}C_{cc(NPC)}}$, respectivamente, da função de transferência $G_{v(4L)}$, como pode ser notado analisando (5.50), (5.54), (5.55) e (5.56). Tendo em vista a obtenção de controladores com um mesmo desempenho nas diferentes configurações de FAPPs, as funções de transferência dos controladores PI utilizados nas configurações *4L* ($G_{PIv(4L)}$) *SC* ($G_{PIv(SC)}$), *3FB* ($G_{PIv(3FB)}$) e *NPC* ($G_{PIv(NPC)}$) podem ser representadas como segue:

$$G_{PIv(4L)}(s) = K_{Pv} + \frac{K_{Iv}}{s} = \frac{K_{Pv}s + K_{Iv}}{s} \quad (5.57)$$

$$G_{PIv(SC)}(s) = K_{PvSC} + \frac{K_{IvSC}}{s} = \frac{V_{cc(SC)}C_{cc(SC)}}{V_{cc(4L)}C_{cc(4L)}} \frac{K_{Pv}s + K_{Iv}}{s} \quad (5.58)$$

$$G_{PIv(3FB)}(s) = K_{Pv3FB} + \frac{K_{Iv3FB}}{s} = \frac{V_{cc(3FB)}C_{cc(3FB)}}{V_{cc(4L)}C_{cc(4L)}} \frac{K_{Pv}s + K_{Iv}}{s} \quad (5.59)$$

$$G_{PIv(NPC)}(s) = K_{PvNPC} + \frac{K_{IvNPC}}{s} = \frac{V_{cc(NPC)}C_{cc(NPC)}}{V_{cc(4L)}C_{cc(4L)}} \frac{K_{Pv}s + K_{Iv}}{s} \quad (5.60)$$

Considerando os pares de equação (5.50) e (5.57), (5.54) e (5.58), (5.55) e (5.59), (5.56) e (5.60), é possível representar a malha de controle do barramento c.c. dos FAPPs configurações

4L, SC, 3FB e NPC pelos diagrama em blocos mostrados na Figura 5.10, Figura 5.11, Figura 5.12 e Figura 5.13, respectivamente.

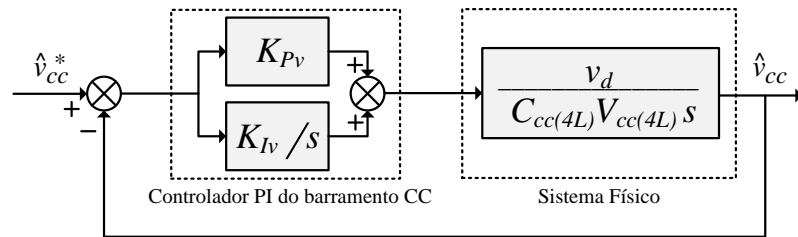


Figura 5.10 - Diagrama em blocos da Malha de Controle da Tensão do Barramento c.c. do FAPP configuração 4L. Fonte : Autoria Própria.

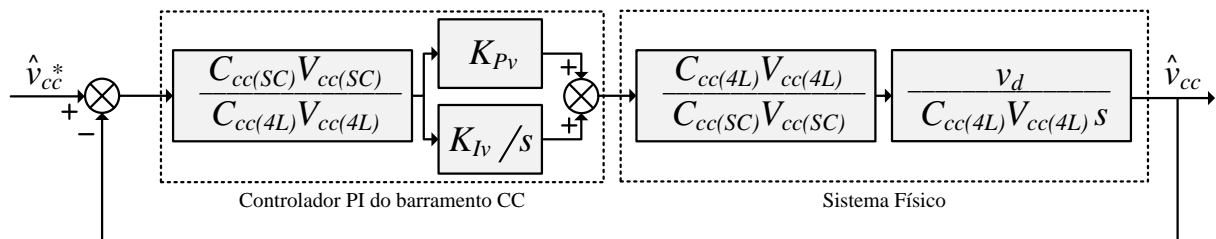


Figura 5.11 - Diagrama em blocos da Malha de Controle da Tensão do Barramento c.c. do FAPP configuração SC. Fonte : Autoria Própria.

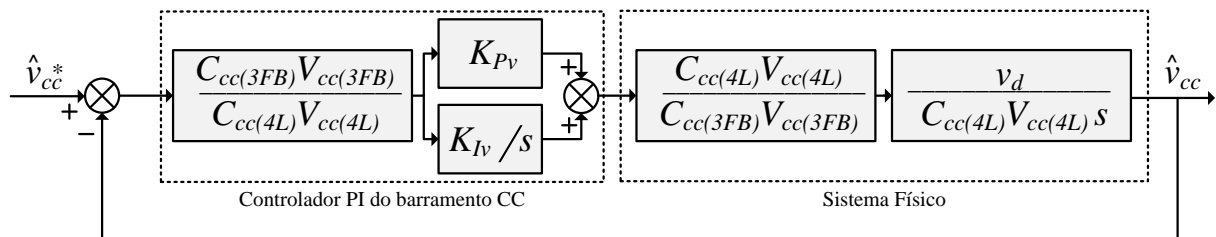


Figura 5.12 - Diagrama em blocos da Malha de Controle da Tensão do Barramento c.c. do FAPP configuração 3FB. Fonte : Autoria Própria.

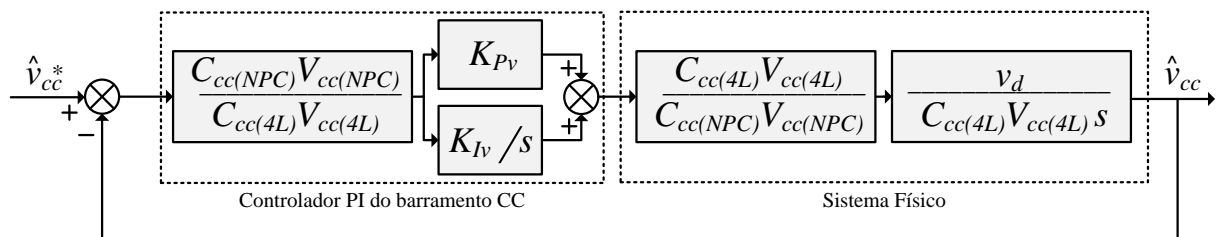


Figura 5.13 - Diagrama em blocos da Malha de Controle da Tensão do Barramento c.c. do FAPP configuração NPC. Fonte : Autoria Própria.

Analisando os diagramas em blocos apresentados nas quatro últimas figuras, nota-se que para projetar os controladores PI de tensão das quatro configurações de FAPPs basta dimensionar os ganhos K_{Pv} e K_{Iv} . Para isto, apenas a malha de controle da configuração 4L é projetada, considerando para o projeto a planta G_{Pv} dada por (5.41).

$$G_{Pv}(s) = G_{v(4L)}(s) = \frac{v_d}{V_{cc(4L)} C_{cc(4L)} s} \quad (5.61)$$

Observa-se ainda a partir dos diagramas em blocos mostrado nas quatro últimas figuras que, para as quatro diferentes configurações de FAPPs analisadas, é possível obter a mesma função de transferência que representa as malhas de controle da tensão no barramento c.c., como segue abaixo:

$$\frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{v}_{cc}^*(s)} = \frac{v_d K_{Pv} s + v_d K_{Iv}}{C_{cc(4L)} V_{cc(4L)} s^2 + v_d K_{Pv} s + v_d K_{Iv}} \quad (5.62)$$

Apenas nas configurações de FAPPs que apresentam o banco de capacitores dividido, ou seja, nas configurações *SC* e *NPC*, é necessário manter as duas partes do barramento com o mesmo nível de tensão. Para tanto, é aplicada uma técnica de controle de forma a garantir que a tensão na metade superior no barramento (V_{cc1}) seja a mesma que aquela da metade inferior do barramento (V_{cc2}). O diagrama em blocos da Figura 5.14 representa a malha de controle do desequilíbrio de tensão, a qual é implementada na coordenada “0” do sistema estacionário.

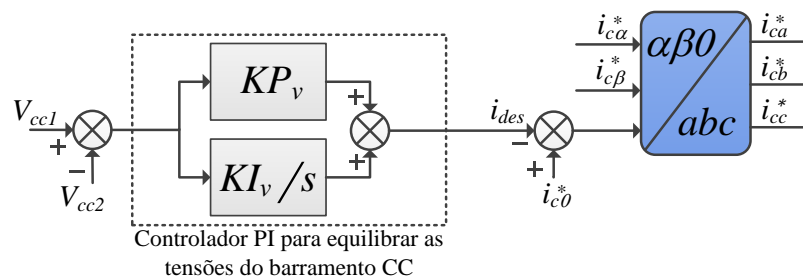


Figura 5.14 - Diagrama de blocos do Controle do desequilíbrio de tensão do Barramento c.c. utilizado nos FAPP configurações *SC* e *NPC*.

A função de transferência que descreve a planta para desequilíbrio de tensão, dada em (4.71), pode ser reescrita em termos das capacitâncias $C_{cc(SC)}$ e $C_{cc(NPC)}$, como segue:

$$G_{vd(SC)}(s) = \frac{3}{2C_{cc(SC)} s} \quad (5.63)$$

$$G_{vd(NPC)}(s) = \frac{3}{2C_{cc(NPC)} s} \quad (5.64)$$

Multiplicando o numerador, bem como o denominador de (5.63) e (5.64) por $(V_{cc(4L)}C_{cc(4L)})$, obtêm-se (5.29), (5.30) e (5.31). Nota-se uma semelhança entre as funções de transferências encontradas para a planta de corrente dos FAPPs configurações *SC*, *3FB* e *NPC* com aquela encontrada para o FAPP configuração *4L* ($G_{v(4L)}$).

$$G_{vd(SC)}(s) = \frac{3}{2C_{cc(SC)}s} = \frac{3V_{cc(4L)}C_{cc(4L)}}{2C_{cc(SC)}v_d} \frac{v_d}{V_{cc(4L)}C_{cc(4L)}s} \quad (5.65)$$

$$G_{vd(NPC)}(s) = \frac{3}{2C_{cc(NPC)}s} = \frac{3V_{cc(4L)}C_{cc(4L)}}{2C_{cc(NPC)}v_d} \frac{1}{V_{cc(4L)}C_{cc(4L)}s} \quad (5.66)$$

No caso das configurações de filtro ativo *SC*, *NPC*, foram obtidas as funções de transferência $G_{vd(SC)}$ e $G_{vd(NPC)}$, as quais se diferem apenas por $\frac{3V_{cc(4L)}C_{cc(4L)}}{2C_{cc(SC)}v_d}$ e $\frac{3V_{cc(4L)}C_{cc(4L)}}{2C_{cc(NPC)}v_d}$, respectivamente, da função de transferência $G_{v(4L)}$, como pode ser notado analisando (5.50), (5.65) e (5.66). Tendo em vista a obtenção de controladores com um mesmo desempenho nas diferentes configurações de FAPPs, as funções de transferência dos controladores PI utilizados nas configurações *SC* ($G_{PIvd(SC)}$) e *NPC* ($G_{PIvd(NPC)}$) podem ser representadas como dado por:

$$G_{PIvd(SC)}(s) = K_{PvdSC} + \frac{K_{IvdSC}}{s} = \frac{2C_{cc(SC)}v_d}{3V_{cc(4L)}C_{cc(4L)}} \frac{K_{Pv}s + K_{Iv}}{s} \quad (5.67)$$

$$G_{PIvd(NPC)}(s) = K_{PvdNPC} + \frac{K_{IvdNPC}}{s} = \frac{2C_{cc(NPC)}v_d}{3V_{cc(4L)}C_{cc(4L)}} \frac{K_{Pv}s + K_{Iv}}{s} \quad (5.68)$$

Considerando os pares de equação (5.65) e (5.67), (5.66) e (5.68), é possível representar a malha de controle do desequilíbrio das tensões do barramento c.c. dos FAPPs configurações *SC* e *NPC* pelos diagrama em blocos mostrados na Figura 5.15 e Figura 5.16, respectivamente.

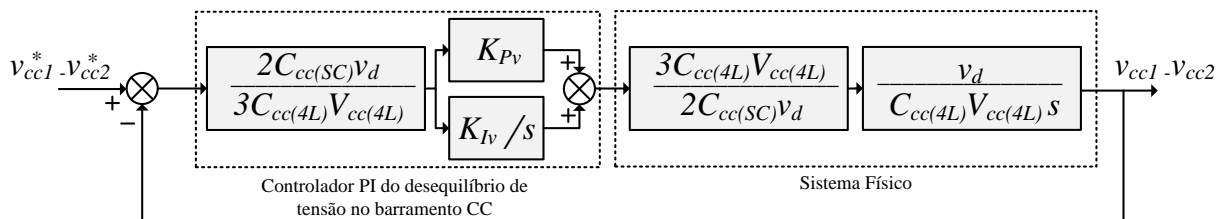


Figura 5.15 - Diagrama em blocos da Malha de Controle da Tensão do Barramento c.c. do FAPP configuração *SC*. Fonte : Autoria Própria.

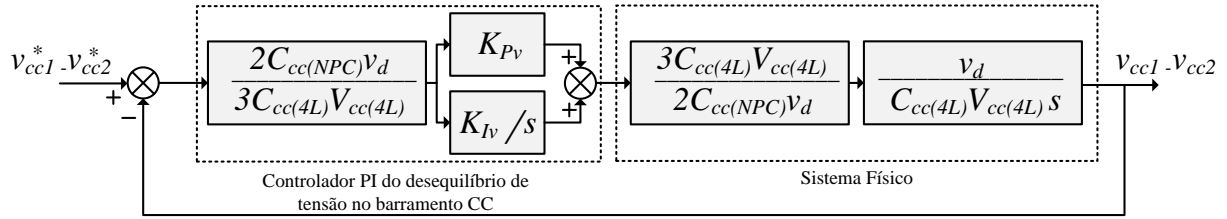


Figura 5.16 - Diagrama em blocos da Malha de Controle da Tensão do Barramento c.c. do FAPP configuração NPC. Fonte : Autoria Própria.

Analisando os diagramas em blocos apresentados nas duas últimas figuras, nota-se que os controladores PI $G_{PI_{vd(SC)}}$ e $G_{PI_{vd(NPC)}}$ também podem ser obtidos a partir dos ganhos K_{Pv} e K_{Iv} . Observa-se ainda a partir dos diagramas em blocos mostrado nas duas últimas figuras que é possível obter a mesma função de transferência que representa as malhas de controle do desequilíbrio de tensão, como segue abaixo:

$$\frac{v_{cc1}(s) - v_{cc2}(s)}{v_{cc1}^*(s) - v_{cc2}^*(s)} = \frac{v_d K_{Pv} s + v_d K_{Iv}}{C_{cc(4L)} V_{cc(4L)} s^2 + v_d K_{Pv} s + v_d K_{Iv}} \quad (5.69)$$

5.2.2.1 Projeto do Controlador PI da Malha de Tensão

Como parâmetros de projeto do controlador PI da malha de tensão, consideram-se os dados que constam da Tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Especificações para projeto do controlador PI de tensão referente a topologia 4L.

Margem de fase desejada	$MF_{dv} = 55^\circ$
Frequência de cruzamento desejada	$\omega_{cv} = 2 \cdot \pi \cdot 2,5 \text{ rad/s}$
Capacitância do barramento c.c.	$C_{cc(4L)} = 4,7 \text{ mF}$
Tensão no barramento c.c.	$V_{cc(4L)} = 400 \text{ V}$
Tensão de fase da rede no eixo síncrono d	$v_d = 220 \text{ V}$

Na primeira etapa da metodologia de projeto, o ângulo de fase φ_{pv} apresentado pela planta G_{Pv} na frequência especificada ω_{cv} é encontrado utilizando (5.70). Em seguida, calcula-se por meio de (5.21) o ângulo de fase a ser compensado (φ_{cv}) conforme é dado por (5.71): Na segunda etapa da metodologia de projeto, encontra-se por meio de (5.22) o compensador de fase G_{cv} , como é mostrado por (5.72). Em seguida, o compensador G_{cv} é introduzido em série

com a planta G_{Pv} , obtendo G_{MACv} como dado por (5.73). Na terceira etapa da metodologia de projeto, calcula-se por meio de (5.23) o ganho K_{cv} , conforme mostrado por (5.74). Em seguida, o ganho K_{cv} é incluído em série com o sistema G_{MACv} , obtendo a expressão completa do controlador PI dada por (5.75). O sistema controlado em malha aberta G_{MAPIv} é dado por (5.76).

$$\varphi_{pv}|_{\omega_{cv}} = \angle \left[\frac{3 v_d}{2 V_{CC(4L)} C_{CC(4L)} (i\omega_{cv})} \right] = -90^\circ \quad (5.70)$$

$$\varphi_{cv} = MF_{dv} - (\varphi_{pv} + 180^\circ) = -35^\circ \quad (5.71)$$

$$G_{Cv}(s) = \frac{\frac{-s}{\operatorname{tg}(\varphi_{cv})\omega_{cv}} + 1}{s} = \frac{T_v s + 1}{s} = \frac{0,09092 s + 1}{s} \quad (5.72)$$

$$G_{MACv}(s) = \frac{T_v s + 1}{s} \frac{v_d}{V_{CC(4L)} C_{CC(4L)} s} \quad (5.73)$$

$$K_{cv} = \frac{1}{|G_{MACv}|_{\omega_{cv}}} = \frac{1}{\left| \frac{T_v(i\omega_{cv}) + 1}{s} \frac{v_d}{V_{CC(4L)} C_{CC(4L)} (i\omega_{cv})} \right|} \quad (5.74)$$

$$K_{cv} = 1,20945$$

$$G_{PIv}(s) = \left(\frac{0,10996 s + 1,20945}{s} \right) = \left(\frac{K_{Pv} s + K_{Iv}}{s} \right) \quad (5.75)$$

$$G_{MAPIv}(s) = \left(\frac{K_{Pv} s + K_{Iv}}{s} \right) \left(\frac{v_d}{V_{CC(4L)} C_{CC(4L)} s} \right) \quad (5.76)$$

Portanto, na Tabela 5.5, são apresentados os valores encontrados para os ganhos K_{Pv} e K_{Iv} referentes ao controlador PI da malha de controle da tensão V_{CC} .

Tabela 5.5 – Ganhos do controlador PI da Malha de Tensão referente a topologia 4L.

$K_{Pv} = 0,11 \Omega$
$K_{Iv} = 1,2094 \Omega/s$

Na Figura 5.17, é apresentado o diagrama de Bode para a resposta em frequência da planta G_{Pv} , do sistema compensado em malha aberta G_{MACv} e do sistema controlado G_{MAPIv} em malha aberta referentes à configuração 4L. Nota-se que os parâmetros de projetos foram alcançados por meio da metodologia aplicada.

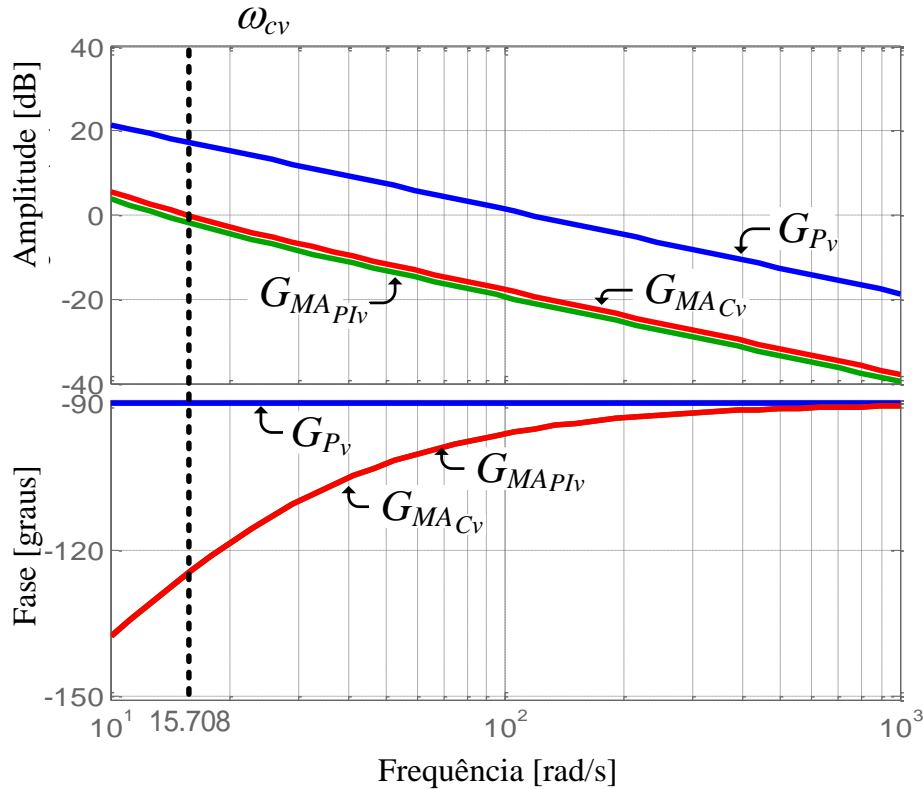


Figura 5.17 - Diagrama de Bode da Planta G_{Pv} , do Sistema Compensado em Malha Aberta G_{MAcv} e do Sistema Controlado G_{MAPlv} referente a topologia 4L.

Os ganhos K_{Pv} e K_{Iv} definem diretamente os controladores PI representados pelas funções de transferência $G_{PIv(4L)}$. O restante dos controladores PI de tensão representados pelas funções de transferência $G_{PIv(SC)}$, $G_{PIv(3FB)}$ e $G_{PIv(NPC)}$ são encontrados multiplicando os ganhos K_{Pv} e K_{Iv} por respectivos fatores definidos em (5.58), (5.59) e (5.60), respectivamente. Tais fatores dependem dos parâmetros V_{cc} e C_{cc} . Um resumo dos parâmetros necessários para obtenção dos ganhos dos controladores PI de tensão utilizados nas quatro configurações de FAPPs em estudo junto dos respectivos ganhos obtidos é mostrado na Tabela 5.3

Tabela 5.6 – Ganhos dos controladores PI da Malha de Tensão Referente aos FAPPs 4L, SC, 3FB e NPC.

Configuração de FAPP	V_{cc} [V]	C_{cc} [F]	Ganho dos Controladores PI
4L	400	0,0047	$K_{Pv} = 0,11 \Omega$; $K_{Iv} = 1,2094 \Omega/s$
SC	460	0,0047	$K_{PvSC} = 0,1265 \Omega$; $K_{IvSC} = 1,3908 \Omega/s$ $K_{PvdSC} = 0,0403 \Omega$; $K_{IvdSC} = 0,4434 \Omega/s$
3FB	230	0,00215	$K_{Pv3FB} = 0,0289 \Omega$; $K_{Iv3FB} = 0,3181 \Omega/s$
NPC	460	0,00235	$K_{PvNPC} = 0,06325 \Omega$; $K_{IvNPC} = 0,6954 \Omega/s$ $K_{PvdNPC} = 0,02017 \Omega$; $K_{IvdNPC} = 0,2217 \Omega/s$

5.2.3 Malha de Controle do Sistema PLL

Como visto anteriormente, o sistema pPLL trifásico apresentado por (Silva *et al.*, 2002) é utilizado neste trabalho para gerar os vetores unitários necessários para a geração das correntes de referência de compensação. Nota-se que o algoritmo pPLL mostrado na Figura 5.3 (a) utiliza um controlador PI, o qual deve ser projetado. Para pequenos valores de $\Delta\theta$, o termo $\text{sen}(\Delta\theta)$ da Figura 4.15 (a) se comporta linearmente, ou seja, $\text{sen}(\Delta\theta) = \Delta\theta$. Desconsiderando a frequência angular ω_{ff} , é possível obter a malha de controle equivalente do sistema p-PLL, apresentada na Figura 5.18, onde k representa a amplitude de tensão de fase da rede elétrica.

Considerando $k = 1$, ou seja, tensões de entrada normalizadas, é possível obter a função de transferência dada por (5.77), a qual representa a planta a ser controlada. Além disso, para ($k = 1$), a função de transferência que relaciona o ângulo de fase detectado pelo PLL $\hat{\theta}_{pll}$ e o ângulo de fase da rede elétrica $\hat{\theta}^*$ pode ser obtida como é dado por (5.78).

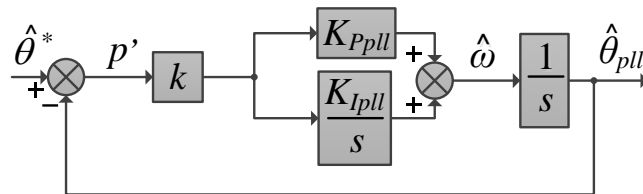


Figura 5.18 - Diagrama em blocos da malha de controle do sistema pPLL.

$$G_{Ppll}(s) = \frac{1}{s} \quad (5.77)$$

$$\frac{\hat{\theta}_{pll}(s)}{\hat{\theta}^*(s)} = \frac{K_{Ppll}s + K_{Ipll}}{s^2 + K_{Ppll}s + K_{Ipll}} \quad (5.78)$$

5.2.3.1 Projeto do Controlador PI do Sistema PLL

Como parâmetros de projeto do controlador PI do sistema PLL, consideram-se os dados que constam da Tabela 5.7.

Tabela 5.7 – Especificações para projeto do controlador PI do sistema PLL.

Margem de fase desejada	$MF_{dpll} = 70^\circ$
Frequência de cruzamento desejada	$\omega_{cpll} = 2 \cdot \pi \cdot 120/5 \text{ rad/s}$

Na primeira etapa da metodologia de projeto, o ângulo de fase φ_{ppl} apresentado pela planta G_{Ppl} na frequência especificada ω_{cpl} é encontrado como é dado por (5.79). Em seguida, calcula-se por meio de (5.21) o ângulo de fase a ser compensado (φ_{cpl}) conforme (5.80):

$$\varphi_{pv}|_{\omega_{cpl}} = \angle \left[\frac{1}{(i\omega_{cpl})} \right] = -90^\circ \quad (5.79)$$

$$\varphi_{cpl} = MF_{dpl} - (\varphi_{ppl} + 180^\circ) = -20^\circ \quad (5.80)$$

Na segunda etapa da metodologia de projeto, por meio de (5.22), o compensador de fase G_{cpl} é encontrado, como é mostrado por (5.81). Em seguida, o compensador G_{cpl} é introduzido em série com a planta G_{Ppl} , obtendo G_{MACpl} como dado por (5.82).

$$G_{cpl}(s) = \frac{\frac{-s}{\operatorname{tg}(\varphi_{cpl})\omega_{cpl}} + 1}{s} = \frac{T_{ppl}s + 1}{s} = \frac{0,01822 s + 1}{s} \quad (5.81)$$

$$G_{MACpl}(s) = \frac{T_{ppl}s + 1}{s} \frac{1}{s} \quad (5.82)$$

Na terceira etapa da metodologia de projeto, deve-se calcular por meio de (5.23) o ganho K_{cpl} , conforme mostrado por (5.83). Em seguida, inclui-se o ganho K_{cpl} em série com o sistema G_{MACpl} , obtendo a expressão completa do controlador PI dada por (5.84). O sistema controlado em malha aberta G_{MAPIpl} é dado por (5.85).

$$K_{cpl} = \frac{1}{|G_{MACpl}|_{\omega_{cpl}}} = \frac{1}{\left| \frac{T_{ppl}(i\omega_{cpl}) + 1}{s} \frac{1}{(i\omega_{cpl})} \right|} \quad (5.83)$$

$$K_{cpl} = 7.777,4$$

$$G_{PIpl}(s) = K_{cpl} \left(\frac{T_{ppl}s + 1}{s} \right) \quad (5.84)$$

$$G_{PIpl}(s) = \left(\frac{87,3562 s + 1,3663 \cdot 10^3}{s} \right) = \left(\frac{K_{Ppl}s + K_{Ipl}}{s} \right)$$

$$G_{MAPIpll}(s) = \left(\frac{K_{Ppll}s + K_{Iv}}{s} \right) \left(\frac{1}{s} \right) \quad (5.85)$$

Portanto, na Tabela 5.5, são apresentados os valores encontrados para os ganhos K_{Ppll} e K_{Ipll} referentes ao controlador PI da malha de controle do sistema PLL.

Tabela 5.8 – Ganhos do controlador PI da Malha de controle do PLL.

$K_{Ppll} = 141.7$
$K_{Ipll} = 7.777,4$

Na Figura 5.19, é apresentado o diagrama de Bode para a resposta em frequência da planta G_{Ppll} , do sistema compensado em malha aberta G_{MACpll} e do sistema controlado $G_{MAPIpll}$ em malha aberta. Nota-se que os parâmetros de projetos foram alcançados por meio da metodologia aplicada.

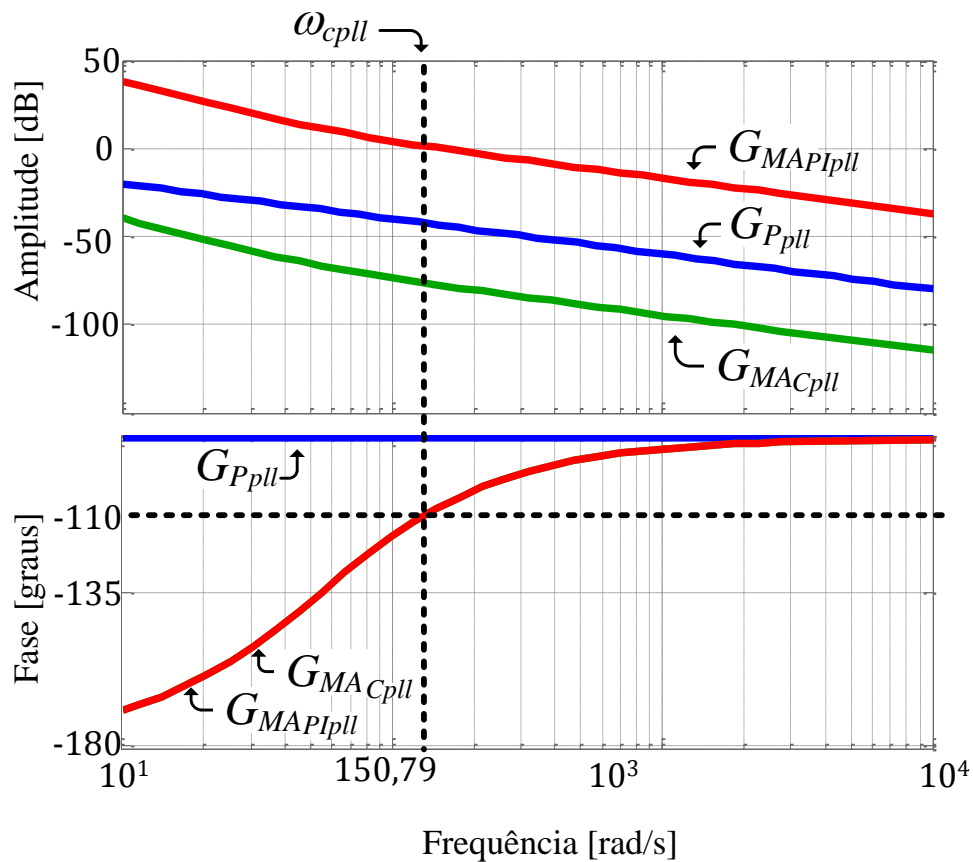


Figura 5.19 - Diagrama de Bode da Planta G_{Ppll} , do Sistema Compensado em Malha Aberta G_{MACpll} e do Sistema Controlado $G_{MAPIpll}$.

5.2.4 Discretização dos Controladores

Uma vez obtidos os controladores em tempo contínuo, como dado por (5.24), é possível obter os controladores em tempo discreto. Para este fim, são empregadas as técnicas de discretização, sendo que neste trabalho é utilizado o método trapezoidal (MATTAVELLI, 2006). Este método consiste na substituição do termo “s”, presente na função de transferência do controlador, pelo termo dado abaixo:

$$s \leftarrow \frac{2}{T_a} \frac{z-1}{z+1} \quad (5.86)$$

onde T_a representa o período de amostragem utilizado na implementação digital, o qual é o inverso da frequência de amostragem f_a ($T_a = 1/f_a$).

Realizando a substituição representada por (5.86) na função de transferência de um controlador PI genérico $G_{PI}(s)$ dada por (5.24), obtém-se as seguintes funções de transferência em tempo discreto $G_{PI}(z)$:

$$G_{PI}(z) = \frac{u_c(z)}{e(z)} = a \left[\frac{1 + bz^{-1}}{(1 - z^{-1})} \right] \quad (5.87)$$

onde:

$$a = \frac{(2K_P + T_a K_I)}{2} \quad b = \frac{(T_a K_I - 2K_P)}{(2K_P + T_a K_I)}$$

Considerando a função de transferência $G_{PI}(z)$ dada por (5.87), é possível obter a equação a diferença genérica a ser utilizada na implementação dos controladores PI em DSP, a qual é apresentada abaixo:

$$u_c(k) = a e(k) + ab e(k-1) + u_c(k-1) \quad (5.88)$$

onde:

$u_c(k)$ = amostra atual da ação de controle; $u_c(k-1)$ = amostra anterior da ação de controle;
 $e(k)$ = amostra atual do erro do sistema; $e(k-1)$ = amostra anterior do erro do sistema;

5.3 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado o algoritmo SRF utilizado para a geração das correntes de referência utilizadas para controle das correntes de compensação dos FAPPs. O sistema PLL, o qual é necessário para a implementação dos algoritmos SRF, foi estudado e apresentado. Além disso, os algoritmos de controles em malha fechada foram apresentados. Os controladores PI utilizados nas diferentes malhas de controle empregadas nos filtros ativos foram projetados por meio da análise da resposta em frequência. Para isso, fez-se uso das representações matemáticas do circuito de potência e dos moduladores, as quais foram obtidas nos capítulos anteriores. O projeto dos controladores foi realizado levando em consideração a similaridade entre as funções de transferências obtidas no capítulo anterior. Considerando todas as malhas de controle de corrente, só foi necessário realizar um único projeto de controlador, já que a partir dos ganhos obtidos para o controlador de uma das malhas é possível obter diretamente os ganhos dos controladores das demais malhas de corrente. O mesmo fato aconteceu para as malhas de controle de tensão. O controlador presente no sistema PLL também foi projetado por análise da resposta em frequência. Por fim, este capítulo apresentou a técnica utilizada para a discretização dos controladores.

6 RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos por meio de simulações computacionais, bem como por meio de testes experimentais realizados para as quatro diferentes topologias de FAPP estudadas (*4L*, *SC*, *3FB* e *NPC*). Ambos os controles da tensão no barramento c.c. e das correntes de compensação são avaliados para cada uma das quatro configurações de filtros. Conforme o Capítulo 5, neste trabalho as quatro configurações de FAPP são empregadas na compensação das correntes de carga, considerando desequilíbrios de corrente, potência reativa, assim como supressão de todas as componentes harmônicas. Nos testes experimentais bem como nas simulações computacionais foram utilizados os parâmetros já dados pelas Tabelas 5.3 5.6 e 5.9 e além disso: frequência de amostragem $f_a = 60 \text{ kHz}$; tensão eficaz e frequência da rede $V_s = 127 \text{ V}$ e $f_s = 60 \text{ Hz}$; frequência de chaveamento $f_c = 20 \text{ kHz}$.

As simulações computacionais foram realizadas em tempo discreto utilizando o software MATLAB/Simulink, com o qual é possível implementar a estrutura de um FAPP (Figura 3.1) contendo o sistema de controle, o algoritmo SRF, o modulador, o inversor de tensão e os indutores de acoplamento. Alguns fatores relativos à operação do sistema real foram considerados nas simulações, tais como o atraso de aquisição dos sinais analógicos devido aos filtros *anti-aliasing*, a discretização das grandezas de tensão e correntes medidas, o tempo morto das chaves de potência dos inversores de tensão e o tempo de atuação do conversor PWM (MATTAVELLI, 2006). A consideração destes fatores se faz relevantes quando se deseja encontrar resultados de simulações mais próximos daqueles obtidos pelos ensaios práticos.

Os testes experimentais para os quatro FAPPs foram realizados utilizando três protótipos. Devido a algumas similaridades entre os circuitos dos FAPP *SC* e *4L*, um mesmo protótipo é utilizado para implementar os testes experimentais para ambas as configurações. Este protótipo utiliza um inversor *Four-Leg* SKS 46F fabricado pela Semikron o qual já apresenta o banco de capacitores do barramento c.c. com derivação central. A maneira de conectar o inversor com o condutor neutro da rede elétrica determinará a topologia de FAPP implementada. Um segundo protótipo, o qual utiliza inversores *Full-Bridge* monofásico SKS 30F fabricado pela SEMIKRON, foi utilizado para a coleta dos resultados para a topologia *3FB*. Estes dois protótipos citados já se encontravam implementados em laboratório. Sendo assim, apenas o FAPP utilizando o inversor trifásico *NPC* foi desenvolvido. Em todos os protótipos são utilizados sensores de efeito hall para a medição de tensão e corrente. Os sinais medidos são condicionados por meio de circuitos eletrônicos para serem adquiridos para um processador

digital de sinais (*Digital Signal Processor* - DSP). O sistema controle dos FAPPs é embarcado em DSP ponto flutuante da série C2000 da *Texas Instruments*, junto dos algoritmos SRF e PLL, bem como os moduladores PWM.

Por meio das simulações computacionais, bem como testes experimentais são analisados os espectros harmônicos das correntes drenadas da rede elétrica, obtidas para cada um dos casos, e comparados com os limites recomendados pela recomendação IEEE 519. Para a medição dos espectros harmônicos e das taxas de distorção harmônicas (TDHs) das correntes da rede nos testes práticos, foi utilizado o medidor de qualidade da energia elétrica modelo 43B do fabricante Fluke. Na comparação dos resultados obtidos, a componente fundamental da corrente na rede (I_1) é considerada igual à máxima corrente demandada (I_L) definida pela recomendação IEEE-519. Assim, a TDH se torna igual à TDD, a qual é definida pela recomendação. Além disso, a corrente de curto circuito mais crítica definida na recomendação (I_{cc}) foi considerada ($I_{cc}/I_L < 20$).

6.1 ENSAIOS COM CARGA NÃO LINEAR

A carga considerada para a realização das simulações e dos experimentos realizados com todas as configurações de FAPP pode ser dividida em três módulos monofásicos conectados individualmente a cada uma das fases da rede elétrica trifásica. Cada um dos três módulos é formado por um indutor conectado em série com um retificador em ponte completa. Do lado c.c. de cada retificador é conectada uma carga resistiva indutiva (RL) arranjo série ou resistiva capacitiva (RC) arranjo paralelo, como mostrado na Tabela 6.1. Nas Figuras 6.1 e 6.2, as correntes de fase (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}) e do neutro (i_{Ln}) drenadas pela carga descrita na Tabela 6.1 são mostradas junto com as tensões de fase do sistema elétrico (v_{sa} , v_{sb} e v_{sc}) obtidas por meio de simulações e testes experimentais, respectivamente. Os espectros harmônicos das correntes são mostrados na Figura 6.3.

Tabela 6.1 - Parâmetros das cargas utilizadas.

Fase 'a'	Fase 'b'	Fase 'c'
Retificador monofásico de onda completa com carga RL série ($R_{La}=6,24\Omega$ e $L_a=15,6\text{mH}$) Em serie com indutor ($L_{La}= 1,3\text{mH}$)	Retificador monofásico de onda completa com carga RL série ($R_{Lb}=9,72\Omega$ e $L_b=24,2\text{mH}$) Em serie com indutor ($L_{Lb}= 3\text{mH}$)	Retificador monofásico de onda completa com carga RC paralelo ($R_{Lc}=29\Omega$ e $C_c=940\mu\text{F}$) Em serie com indutor ($L_{Lb}= 6.1\text{mH}$)
$S = 2,01\text{kVA}$	$S = 1,38\text{kVA}$	$S = 910\text{kVA}$
$P = 1,81\text{kW}$	$P = 1,23\text{kW}$	$P = 730\text{W}$
$FD = 0,94$	$FD = 0,91$	$FD = 0,92$
$TDH = 22,2\%$	$TDH = 20\%$	$TDH = 55\%$

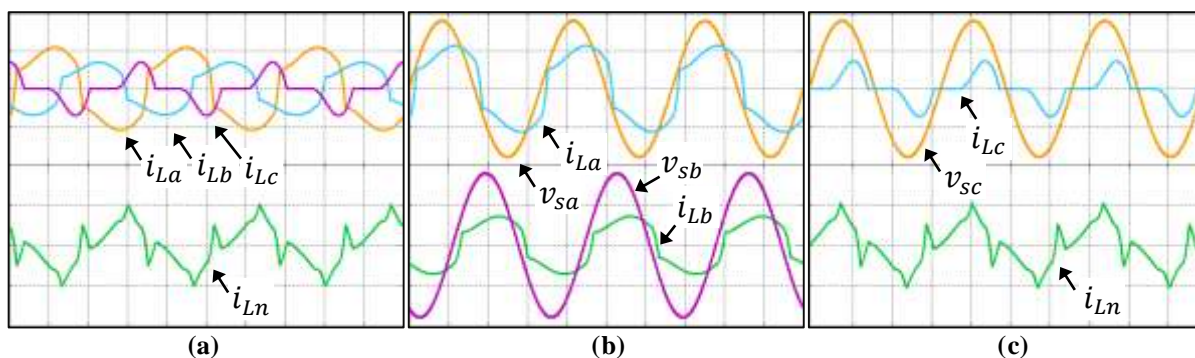


Figura 6.1 – Resultados de simulação para correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} (20A-200V/div; 5ms/div).

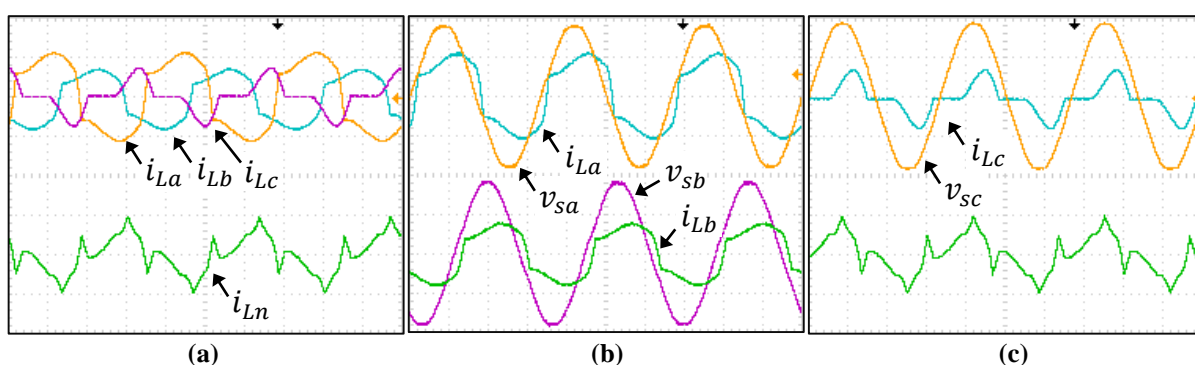


Figura 6.2 – Resultados experimentais para correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} (20A-200V/div; 5ms/div).

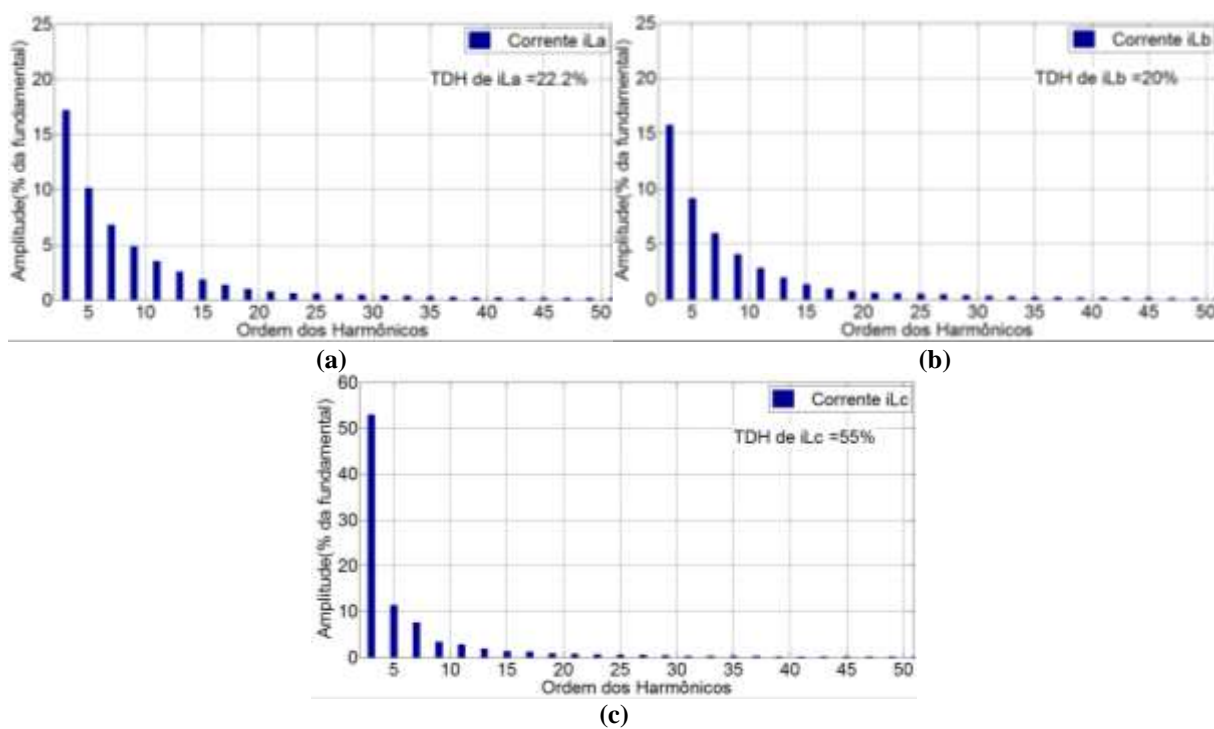


Figura 6.3 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH: (a) Corrente da carga i_{La} ; (b) Corrente da carga i_{Lb} ; (c) Corrente da carga i_{Lc} .

6.2 CONTROLE DE TENSÃO

Nesta seção são apresentados os resultados relacionados ao controle da tensão no barramento c.c. (V_{cc}), os quais foram obtidos para as quatro configurações de FAPP estudadas.

Na Figura 6.4 é mostrado o comportamento dinâmico obtido por meio da simulação do controle da tensão V_{cc} durante o início de operação dos FAPPs. Nestas simulações foram adotados referência de tensão em 400V, 460V, 230V e 460V e tensão inicial de 311V, 360V, 180V e 360V para as topologias $4L$, SC , $3FB$ e NPC , respectivamente. Além disso, no intuito de verificar o controle do desequilíbrio de tensão necessários na operação das topologias SC e NPC , a tensão medida na metade superior do barramento c.c. (V_{cc1}) também é mostrada. Nota-se que o tempo de estabilização das tensões V_{cc} e V_{cc1} é o mesmo em todos os casos, ou seja, em torno de 800 ms.

Nas Figuras 6.5, 6.6, 6.7 e 6.8 são mostradas as tensões do barramento c.c. junto com as correntes drenadas da rede i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} durante a dinâmica inicial de operação dos protótipos de FAPP topologia $4L$, $3FB$, SC e NPC , respectivamente. Tal dinâmica acontece em quatro etapas distintas (E_1 , E_2 , E_3 e E_4). Na primeira etapa E_1 , o conversor PWM ainda se encontra desconectado da rede elétrica, por isso o nível de tensão é relativamente baixo sendo que esta tensão é mantida apenas pelos *drivers* das chaves de potência do conversor. O instante inicial da segunda etapa de operação (E_2) é definido pelo momento em que o conversor PWM é conectado à rede elétrica. Durante a etapa E_2 , as chaves de potência encontram-se abertas fazendo o FAPP se comportar como um retificador não controlado. Desta maneira, os capacitores do barramento c.c. são carregados contando com resistores de pré-carga, elevando a tensão V_{cc} . Observa-se que as correntes drenadas da rede elétrica apresentam amplitudes reduzidas porque, na etapa E_2 , os resistores de pré-carga são conectados em série com o FAPP. Quando os capacitores do barramento c.c. já estão carregados, um contator fecha um curto-circuito entre os terminais dos resistores de pré-carga dando início à etapa E_3 . Assim, a tensão V_{cc} é elevada para aproximadamente 311V, 360V, 180V ou 360V, e se mantém assim até que seja dado início ao acionamento dos FAPP topologia $4L$, SC , $3FB$ e NPC , respectivamente. No instante em que os FAPPs topologia $4L$, SC , $3FB$ e NPC são acionados, tem-se início a etapa E_4 , na qual o controle de tensão procura elevar a tensão V_{cc} até ao nível de referência de 400V, 460V, 230V e 460V, respectivamente. Observa-se que a simulação representada pela Figura 6.4 corresponde à etapa E_4 . Após a realização das quatro etapas citadas, o FAPP está pronto para começar a sintetizar as correntes de compensação.

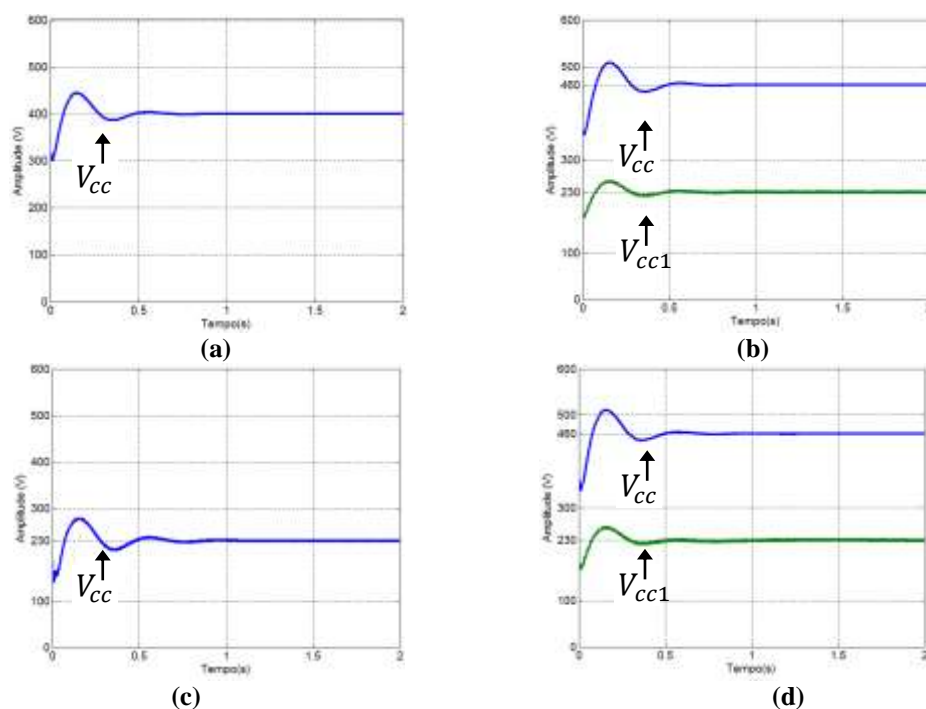


Figura 6.4 – Dinâmica das tensões no barramento c.c. no início de Operação do FAPP (50V; 200ms/div):
 (a) 4L; (b) SC; (c) 3FB; (d) NPC.

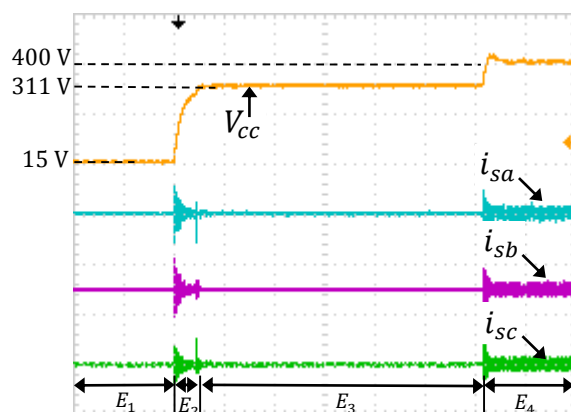


Figura 6.5 – Rotina Inicial de Operação do FAPP 4L (200V-20A/div; 1s/div):
 (a) Tensão do barramento V_{cc} ; (b) Correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} .

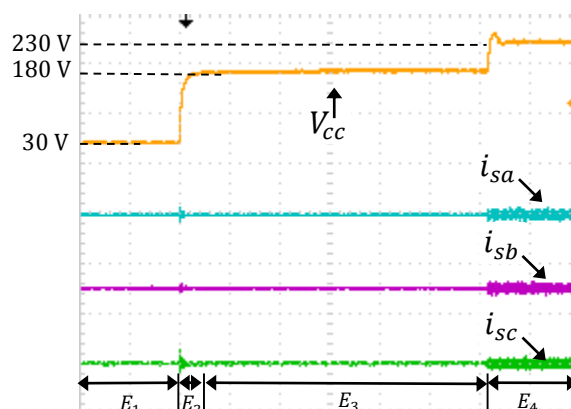


Figura 6.6 – Rotina Inicial de Operação do FAPP 3FB (100V-20A/div; 1s/div):
 (a) Tensão do barramento V_{cc} ; (b) Correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} .

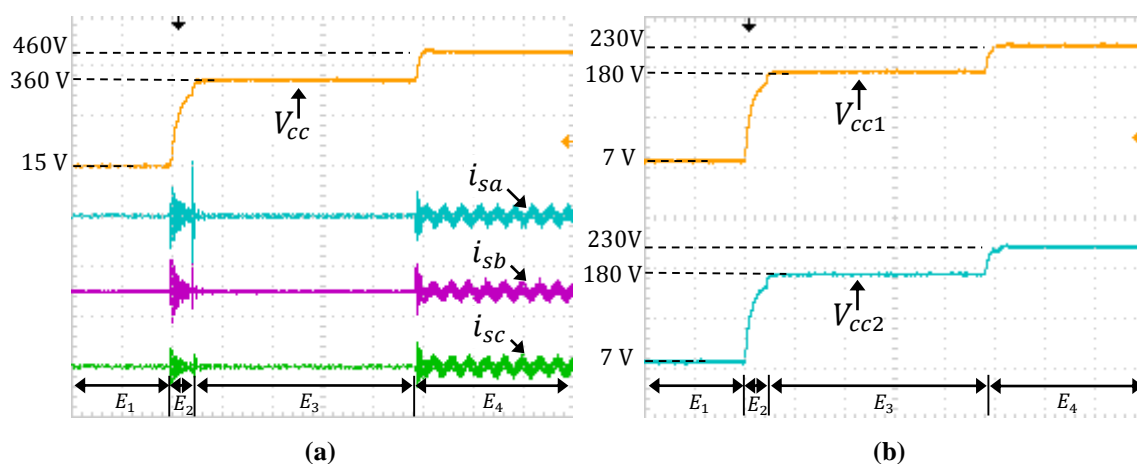


Figura 6.7 – Rotina Inicial de Operação do FAPP SC: (a) Tensão total do barramento c.c. (V_{cc}) e correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} (200V-20A/div; 1s/div); (b) Tensões divididas do barramento c.c. (V_{cc1} e V_{cc2}) (100V/div; 1s/div).

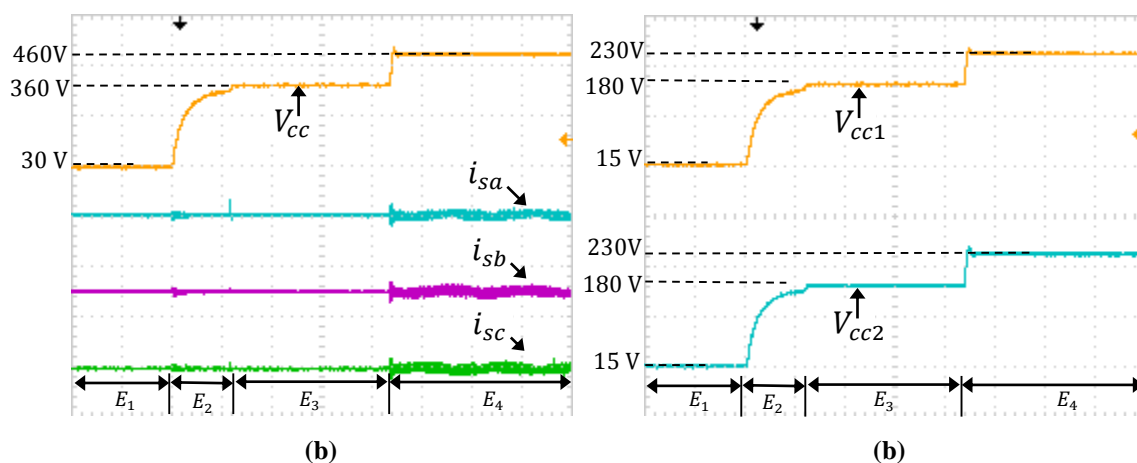


Figura 6.8 – Rotina Inicial de Operação do FAPP NPC: (a) Tensão total do barramento c.c. (V_{cc}) e correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} (200V-20A/div; 2,5s/div); (b) Tensões divididas do barramento c.c. (V_{cc1} e V_{cc2}) (100V/div; 2,5s/div).

6.3 COMPENSAÇÃO DE CORRENTE

Nesta seção são apresentados os resultados relacionados à compensação de corrente realizadas por meio das quatro configurações de FAPP estudadas. As figuras de resultados são agrupadas de acordo com a configuração de FAPP empregada e são apresentadas na seguinte ordem: *4L* (Figura 6.9 a Figura 6.12), *SC* (Figura 6.13 a Figura 6.16), *NPC* (Figura 6.17 a Figura 6.20), *3FB* (Figura 6.21 a Figura 6.24). Para cada configuração de filtro ativo, os resultados de simulação são apresentados em conjunto com os experimentais, sendo que o tipo do resultado é identificado na legenda de cada figura. A análise dos resultados obtidos para cada configuração de filtro ativo é realizada de acordo com as formas de onda, bem como os espectros harmônicos de grandezas elétricas.

No intuito de avaliar o desempenho da compensação de corrente são apresentadas formas de onda para: correntes da rede (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn}); correntes de compensação (i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn}); correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln}) e tensões de fase (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}). Nota-se uma grande similaridade pode ser observada entre os resultados obtidos por simulação em relação aos resultados experimentais. Assim, tanto nas simulações quanto nos experimentos, nota-se que as correntes da rede tornaram-se equilibradas e com formato muito próximo ao senoidal com o emprego dos FAPPs. Neste aspecto, nota-se que foi realizada a supressão das correntes harmônicas, bem como foi compensado o desequilíbrio das correntes da carga. Além disso, observa-se que as correntes da rede estão em fase com as respectivas tensões, mostrando que a compensação da potência reativa foi efetuada.

No intuito de quantificar o desempenho da supressão das correntes harmônicas, o espectro harmônico de cada uma das correntes da rede é apresentado em conjunto com os níveis de harmônicos recomendados pelo IEEE. Além disso, a TDH também é apresentada em conjunto com cada espectro harmônico. De maneira geral, observa-se que as correntes da rede obtidas por meio da operação dos FAPPs apresentam TDH abaixo ou próximo do estabelecido pela recomendação IEEE (5%), embora não sejam obedecidos alguns limites de harmônicos individuais.

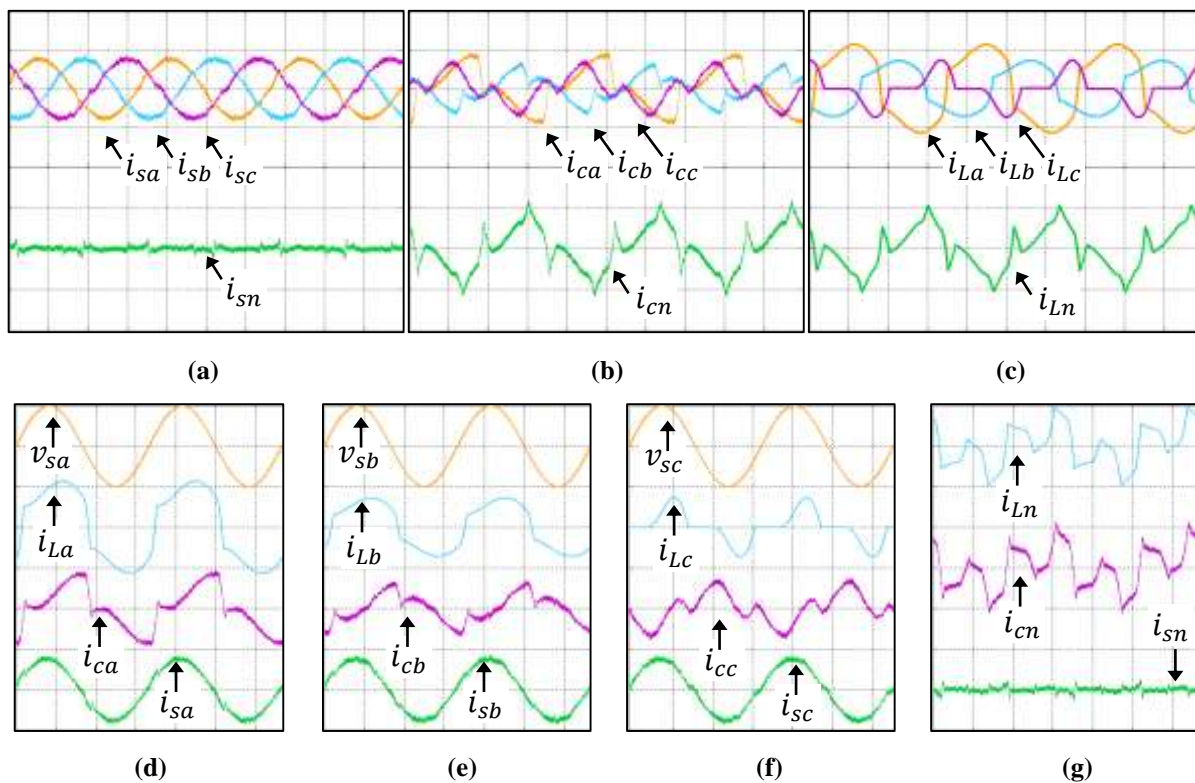


Figura 6.9 – Resultados de simulação: Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} para o FAPP configuração 4L; (20A-200V/div; 5ms/div).

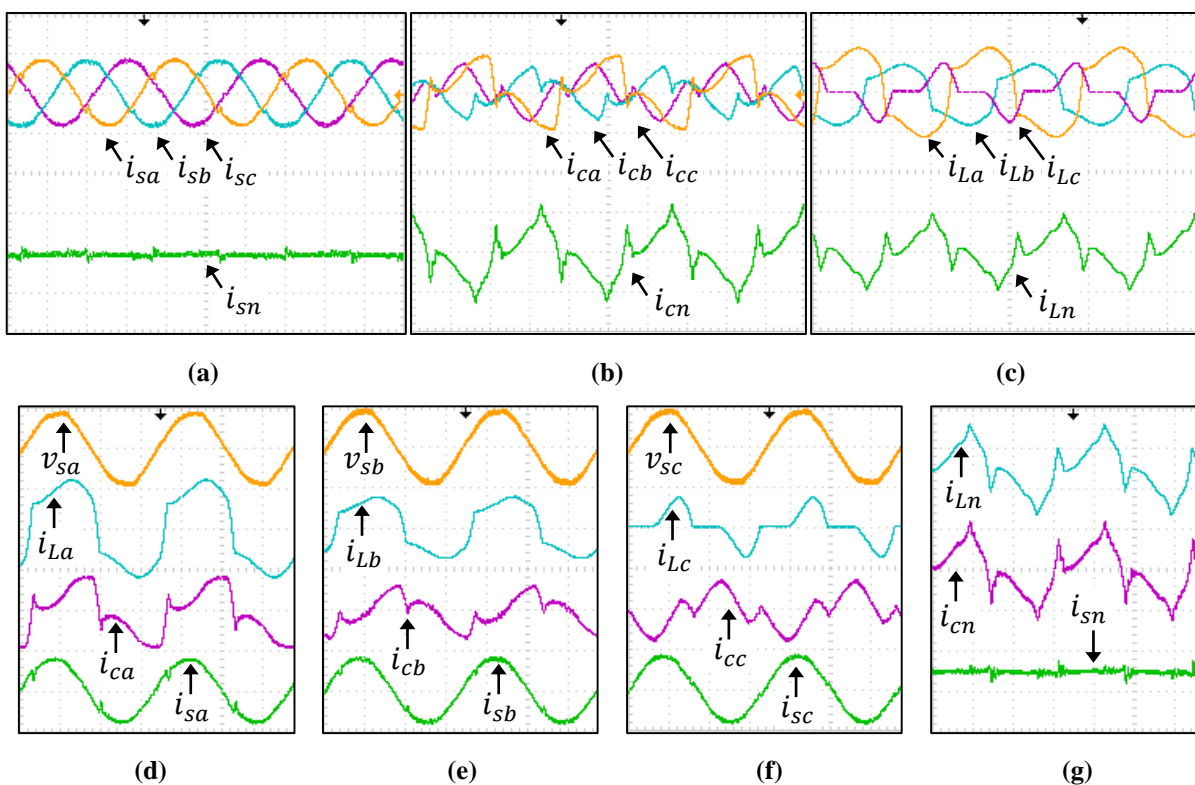


Figura 6.10 – Resultados experimentais: Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} para o FAPP configuração 4L; (20A-200V/div; 5ms/div).

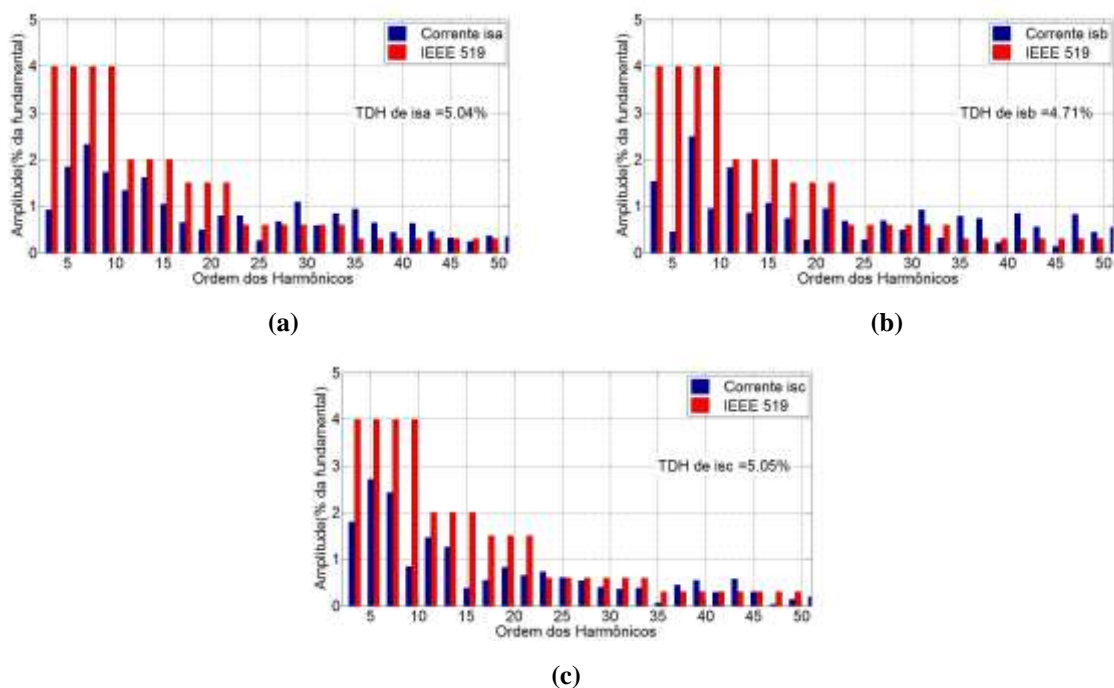


Figura 6.11 – Resultados de simulação: Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o FAPP configuração 4L: (a) Corrente da rede i_{sa} ; (b) Corrente da rede i_{sb} ; (c) Corrente da rede i_{sc} .

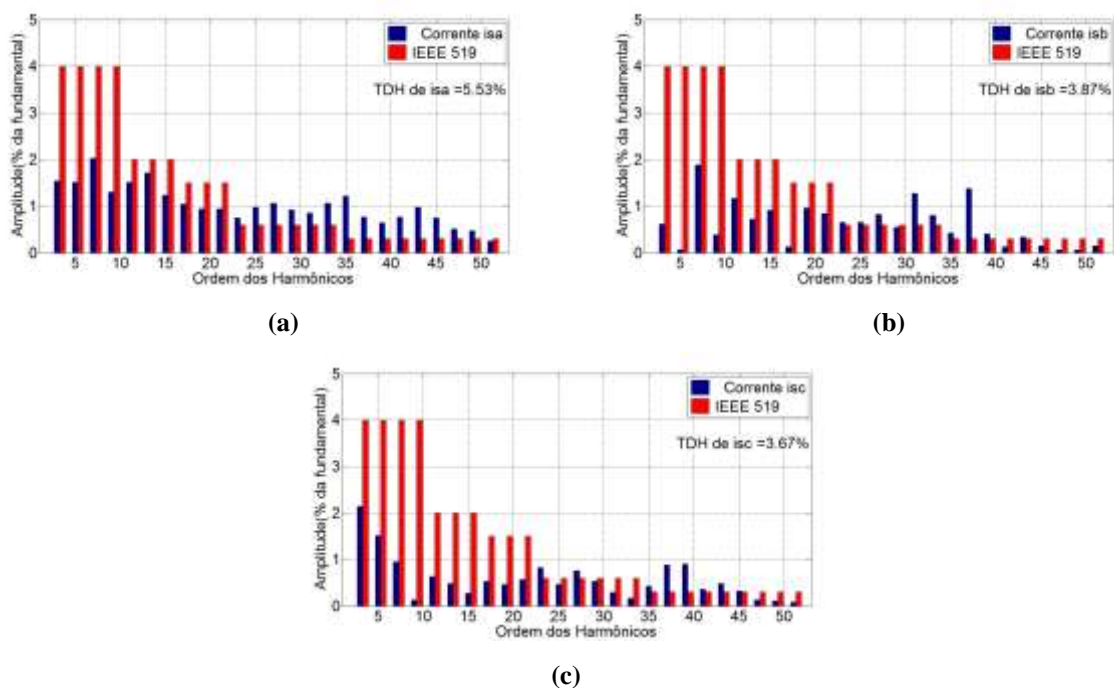


Figura 6.12 – Resultados experimentais: Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o FAPP configuração 4L: (a) Corrente da rede i_{sa} ; (b) Corrente da rede i_{sb} ; (c) Corrente da rede i_{sc} .

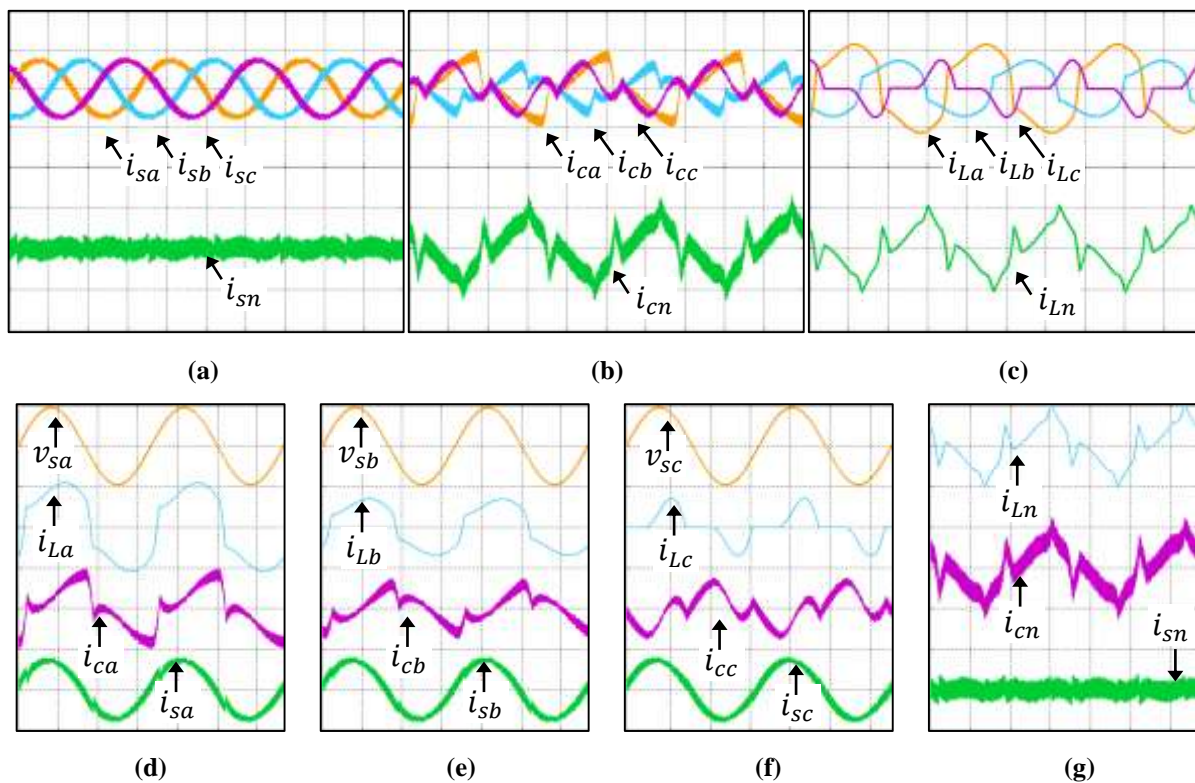


Figura 6.13 – Resultados de simulação: Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} para o FAPP configuração SC; (20A-200V/div; 5ms/div).

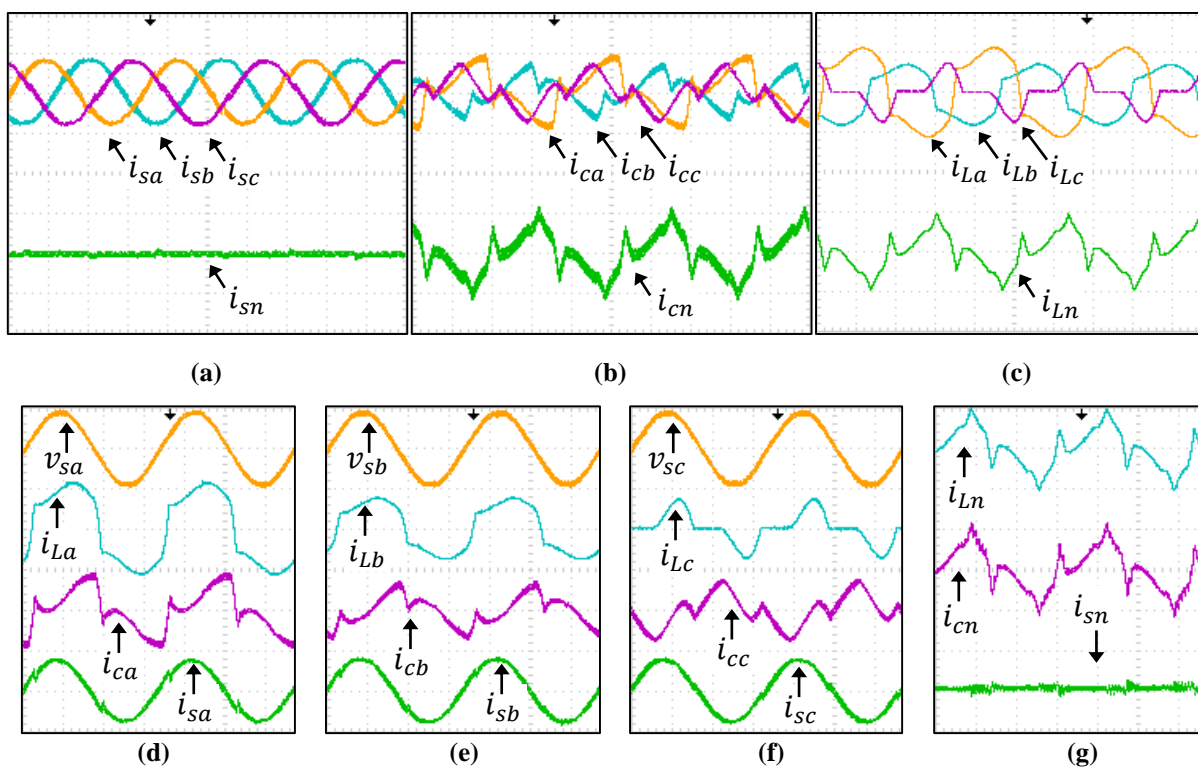


Figura 6.14 – Resultados experimentais: Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} para o FAPP configuração SC; (20A-200V/div; 5ms/div).

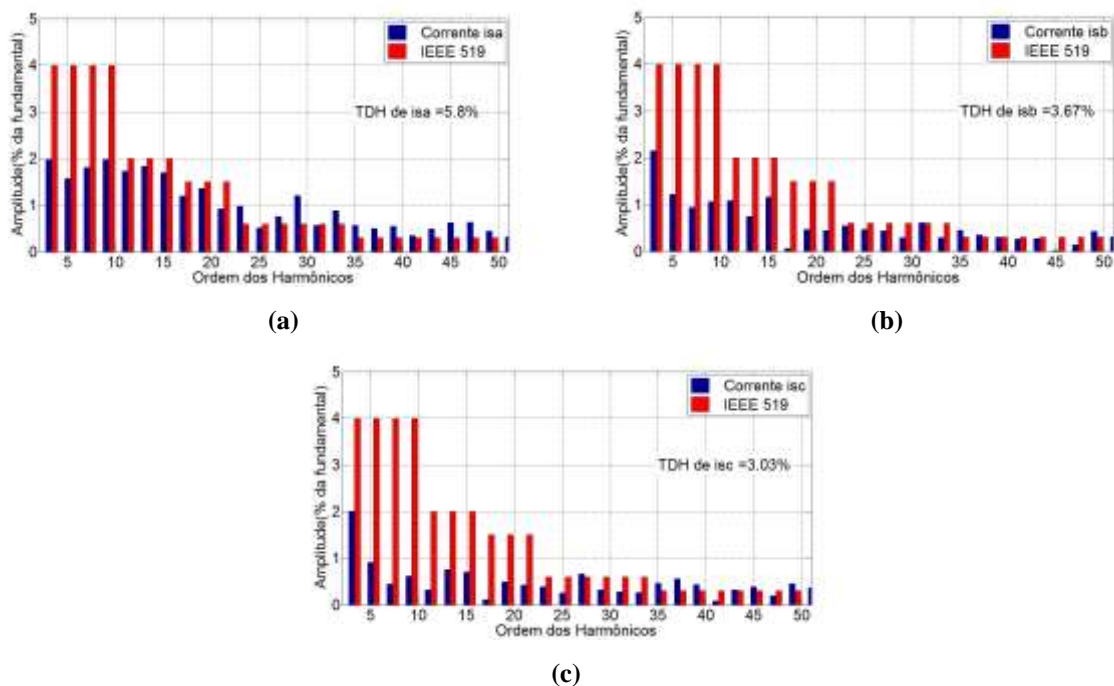


Figura 6.15 – Resultados de simulação: Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o FAPP configuração SC: (a) Corrente da rede i_{sa} ; (b) Corrente da rede i_{sb} ; (c) Corrente da rede i_{sc} .

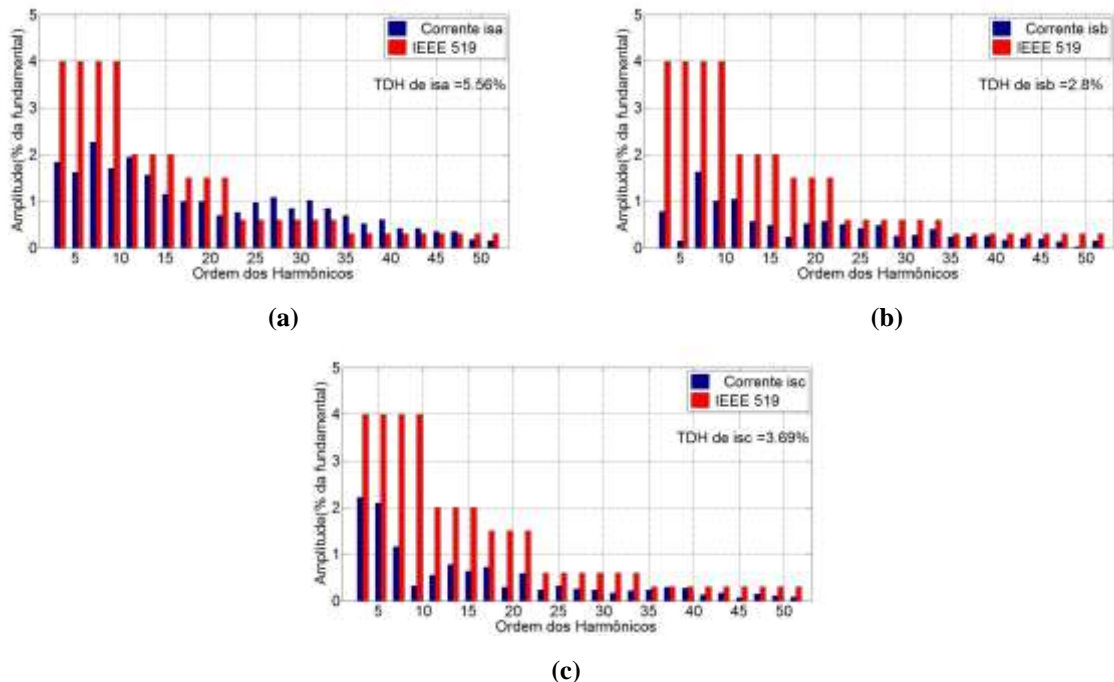


Figura 6.16 – Resultados experimentais: Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o FAPP configuração SC: (a) Corrente da rede i_{sa} ; (b) Corrente da rede i_{sb} ; (c) Corrente da rede i_{sc} .

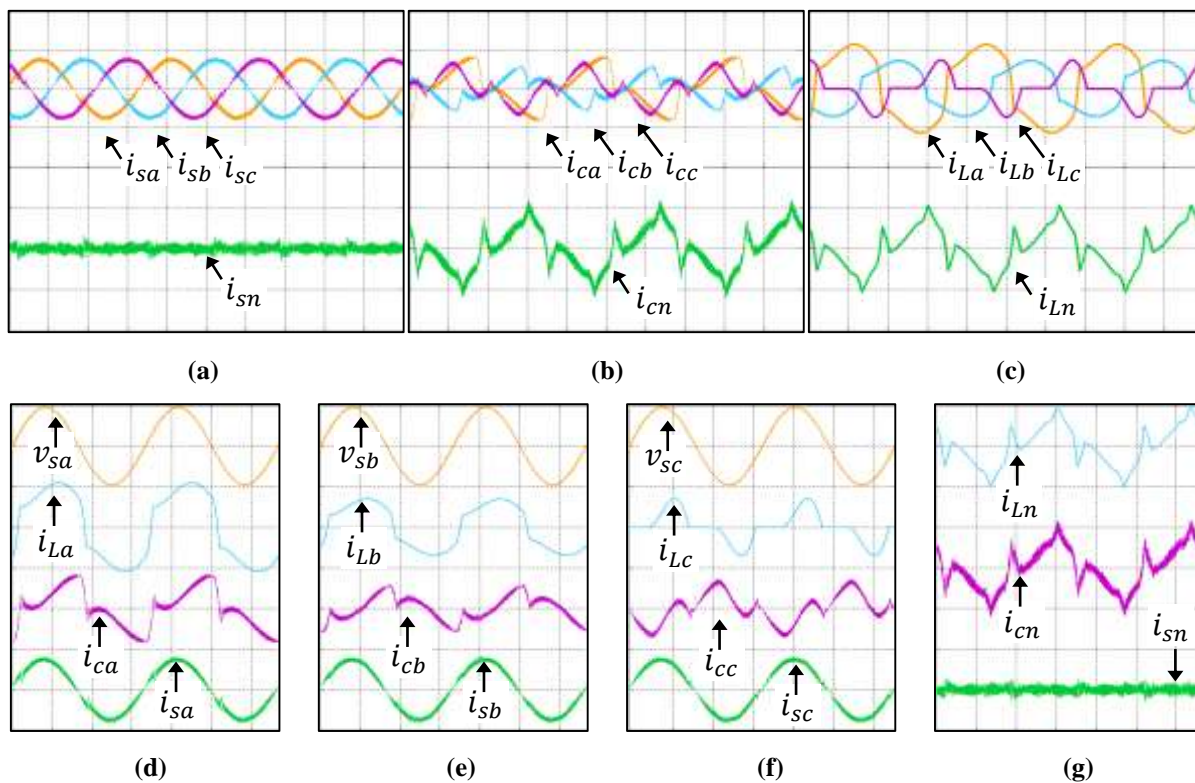


Figura 6.17 – Resultados de simulação: Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} para o FAPP configuração NPC; (20A-200V/div; 5ms/div).

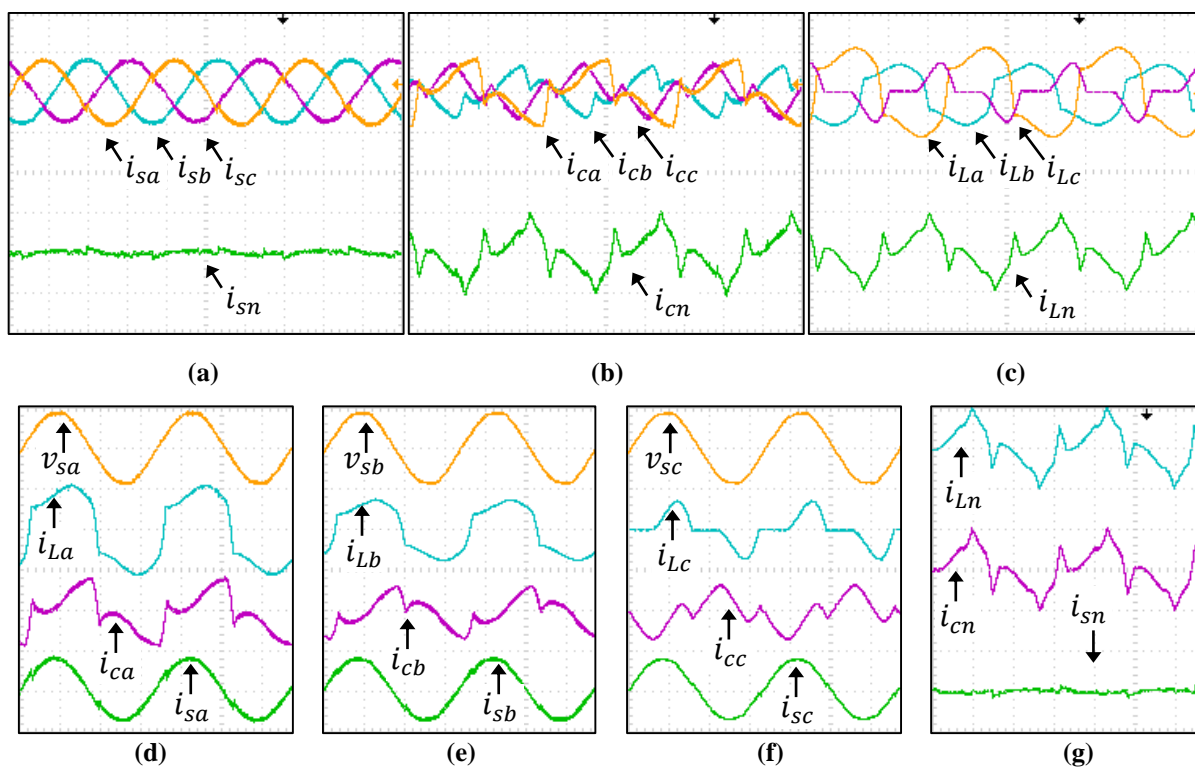


Figura 6.18 – Resultados experimentais: Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} para o FAPP configuração NPC; (20A-200V/div; 5ms/div).

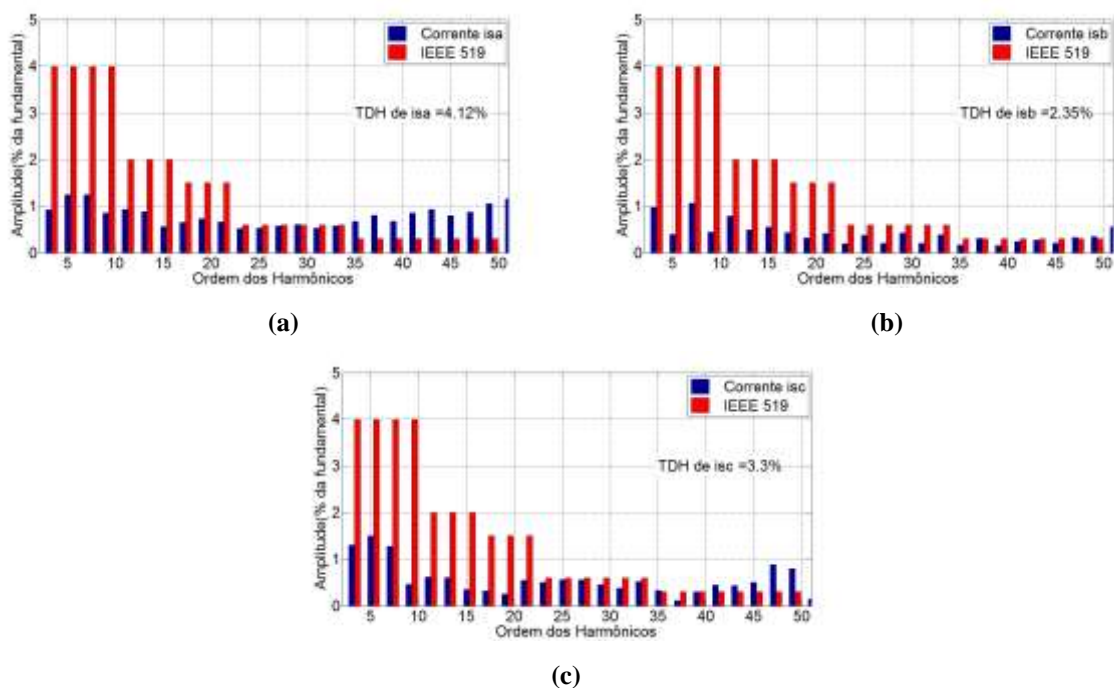


Figura 6.19 – Resultados de simulação: Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o FAPP configuração NPC: (a) Corrente da rede i_{sa} ; (b) Corrente da rede i_{sb} ; (c) Corrente da rede i_{sc} .

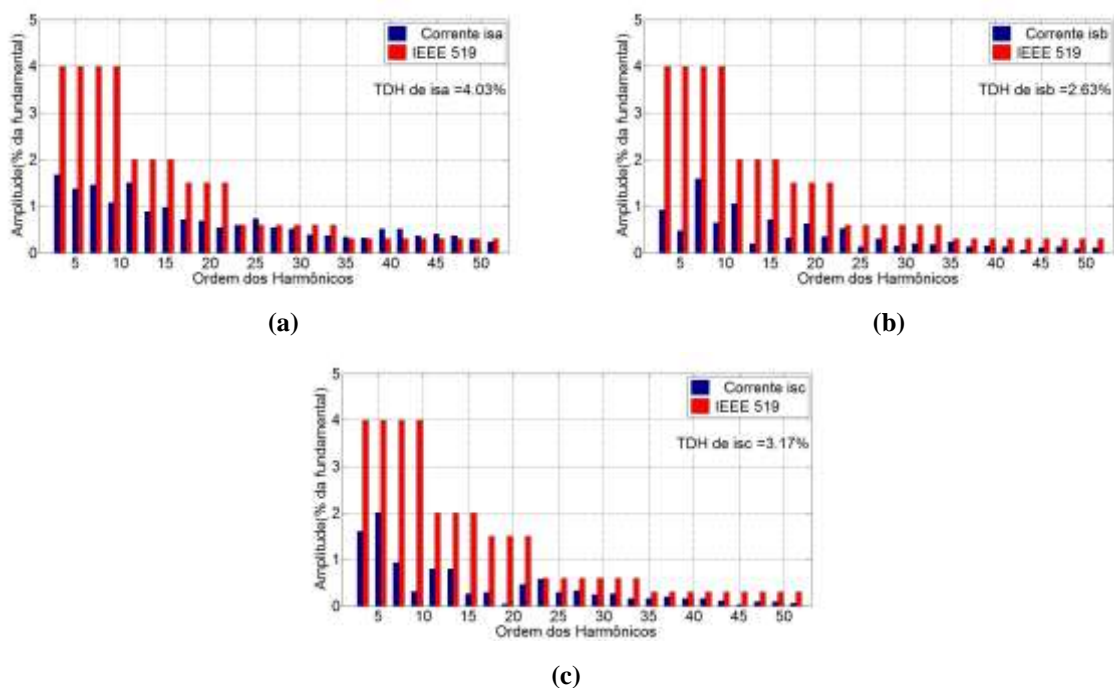


Figura 6.20 – Resultados experimentais: Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o FAPP configuração NPC: (a) Corrente da rede i_{sa} ; (b) Corrente da rede i_{sb} ; (c) Corrente da rede i_{sc} .

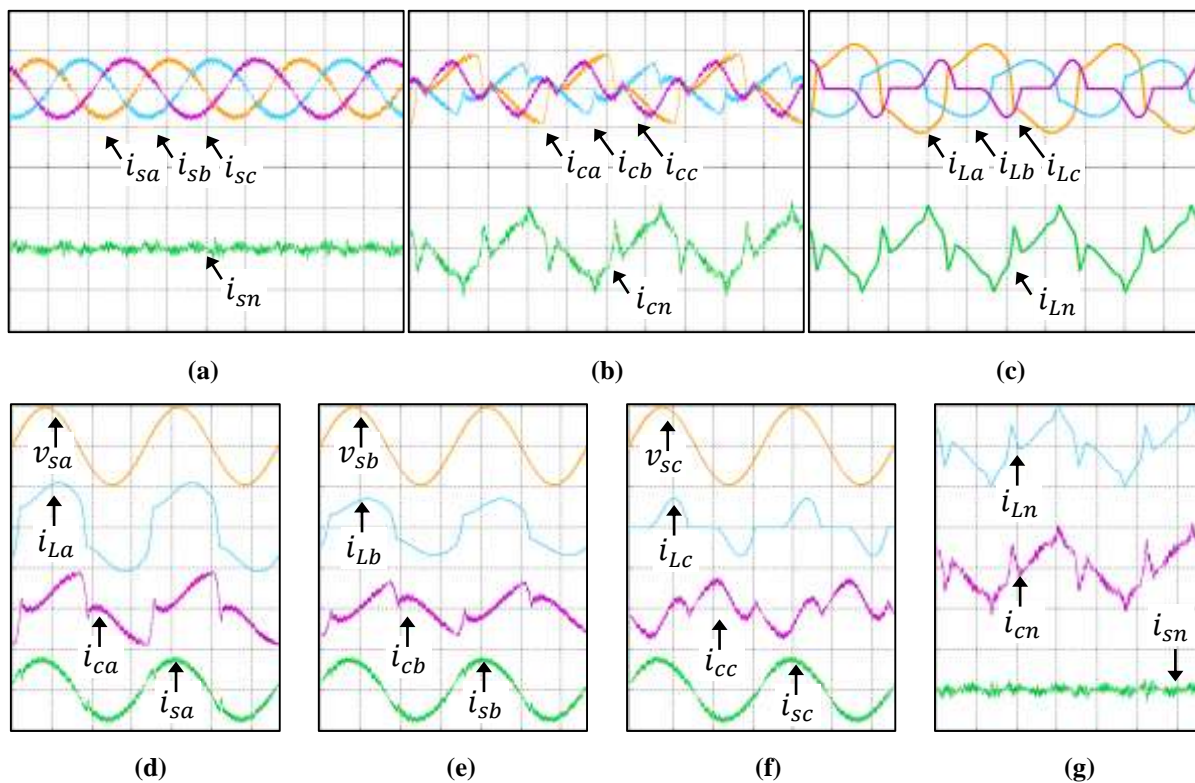


Figura 6.21 – Resultados de simulação: Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} para o FAPP configuração 3FB (20A-200V/div; 5ms/div).

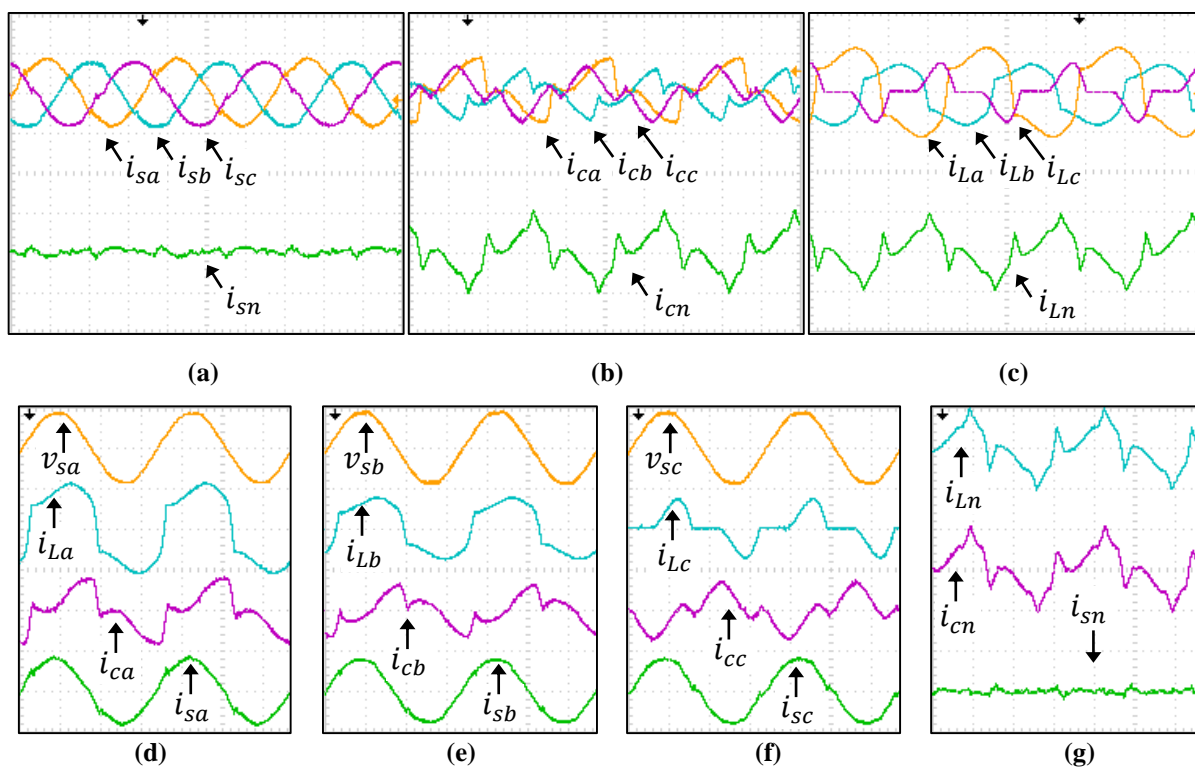


Figura 6.22 – Resultados experimentais: Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} para o FAPP configuração 3FB; (20A-200V/div; 5ms/div).

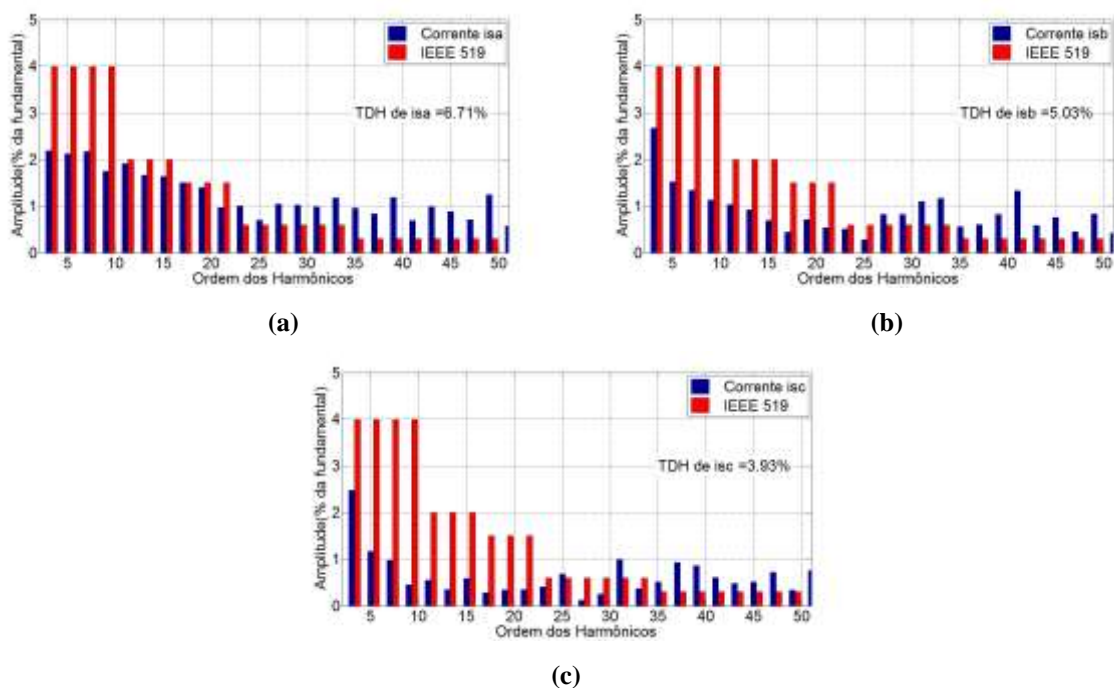


Figura 6.23 – Resultados de simulação: Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o FAPP configuração 3FB: (a) Corrente da rede i_{sa} ; (b) Corrente da rede i_{sb} ; (c) Corrente da rede i_{sc} .

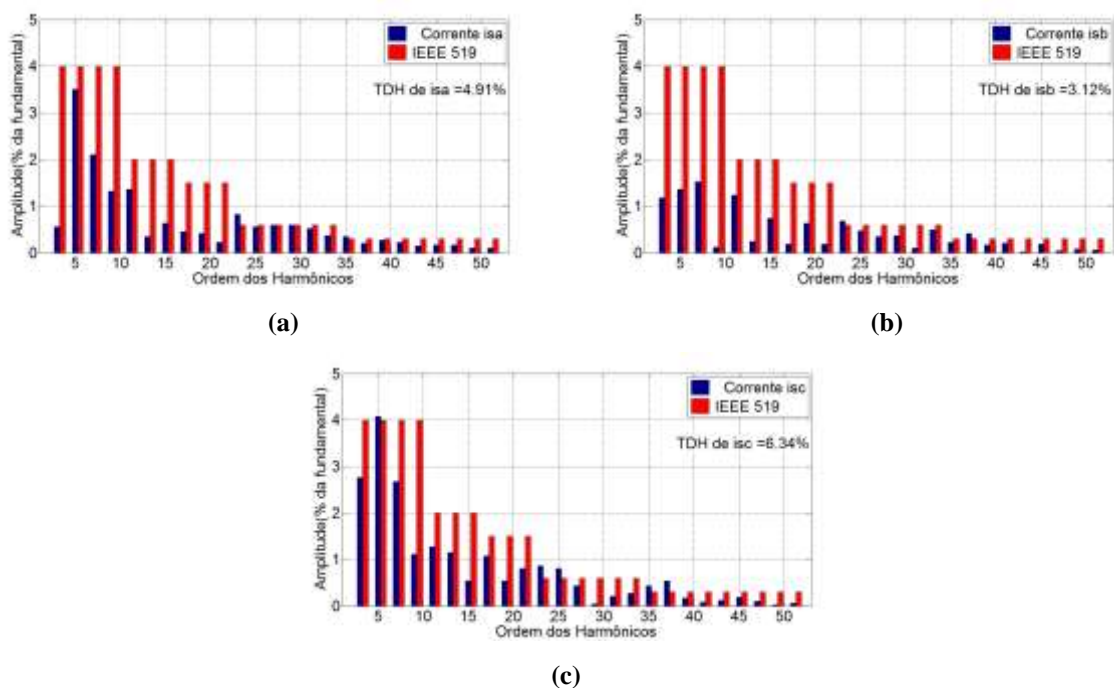


Figura 6.24 – Resultados experimentais: Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o FAPP configuração 3FB: (a) Corrente da rede i_{sa} ; (b) Corrente da rede i_{sb} ; (c) Corrente da rede i_{sc} .

6.4 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE AS TOPOLOGIAS DE FAPPs ESTUDADAS

Diante do estudo realizado, bem como dos resultados apresentados, nesta seção as quatro configurações de FAPP (*4L*, *SC*, *3FB* e *NPC*) são comparadas de forma a definir as vantagens e desvantagens de cada estrutura. A seguir a análise comparativa é apresentada em três etapas com relação ao desempenho, a topologia e ao custo de cada estrutura.

6.4.1 Comparação de Desempenho

Como foi possível notar a partir dos resultados apresentados, as quatro configurações de FAPP desempenharam adequadamente a função de obter correntes na rede elétrica equilibradas, em fase com as respectivas tensões e senoidais com baixo conteúdo harmônico. Na Tabela 6.2 é mostrado um resumo das TDH das correntes de cada fase da rede elétrica obtidas para cada topologia de FAPP. É possível notar uma proximidade dos resultados considerando as diferentes topologias. Esta proximidade é explicada pelo fato dos ganhos dos controladores PI das malhas de corrente dos quatro FAPPs terem sido projetados de forma a encontrar os mesmos parâmetros de projeto, ou seja, a mesma frequência de cruzamento e a mesma margem de fase. Em uma análise mais criteriosa da Tabela 6.2 a topologia que obteve a menor distorção harmônica na corrente da rede foi a configuração NPC, considerando as três fases da rede elétrica “a”, “b” e “c”. Sendo assim, para o ajuste de controle selecionado no Capítulo 5, o FAPP configuração NPC pode ser considerado o que apresentou melhor desempenho quanto a supressão de correntes harmônicas na rede elétrica.

Tabela 6.2 – Distorção harmônica das correntes da rede elétrica i_{sa} i_{sb} i_{sc} obtidas durante a operação dos FAPP *4L*, *SC*, *3FB* e *NPC*.

Topologia de FAPP	$TDH_{i_{sa}}$ [%]	$TDH_{i_{sb}}$ [%]	$TDH_{i_{sc}}$ [%]
<i>4L</i>	5,53	3,69	3,67
<i>SC</i>	5,56	2,8	3,69
<i>3FB</i>	4,91	3,12	6,34
<i>NPC</i>	4,03	2,63	3,17

6.4.2 Comparação Topológica

Nesta seção é apresentada uma comparação do ponto de vista topológico entre as configurações de FAPP em estudo, sendo elas, *4L*, *SC*, *3FB* e *NPC*. No intuito de definir as aplicações mais adequadas para o emprego de cada uma das quatro configurações da FAPP em estudo, uma análise comparativa dos principais aspectos topológicos de cada configuração é apresentada na Tabela 6.3. Um importante aspecto de comparação é o nível de tensão no barramento c.c., o qual se relaciona diretamente com o dimensionamento dos bancos de capacitores. Sabe-se que a tensão no barramento c.c. deve superar 311V, 360V, 180V e 360V para as topologias *4L*, *SC*, *3FB* e *NPC*, considerando aplicações de 127V de tensão de fase eficaz na rede (V_s) (Khadkikar et al., 2011; Campanhol et al., 2014).

Tabela 6.3 – Comparação das principais características das topologias de FAPP *4L*, *SC*, *3FB* e *NPC*.

	Topologia <i>4L</i>	Topologia <i>SC</i>	Topologia <i>3FB</i>	Topologia <i>NPC</i>
Interruptores de Potência	8	6	12	12
Capacitores do barramento c.c.	1	2	1	2
Indutores de Acoplamento	4	3	3	3
Transformadores de isolamento	-	-	3	-
Tensão no barramento c.c.	$> (2,45 V_s)$	$> (2,815 V_s)$	$> (1,414 V_s)$	$> (2,815 V_s)$
Aplicação Adequada	baixa e média potências/ baixas tensões	baixa e média potências/ baixas tensões	média e alta potências/ altas tensões	média e alta potências/ altas tensões

Como pode ser notado na Tabela 6.3, a topologia *SC* é a que apresenta menor número de interruptores de potência. Entretanto, juntamente com a topologia *NPC*, é a que necessita da maior tensão no barramento c.c., já que esta deve superar a tensão eficaz da rede elétrica V_s em um fator maior que 2,815. Maior tensão no barramento leva a maiores tensões sobre os interruptores o que indica que a topologia *SC* se adequa para aplicações em baixas tensões e de baixa ou média potências. A topologia *4L* necessita de tensão no barramento c.c. próxima à tensão que a topologia *SC* necessita, já que deve superar a tensão V_s em um fator maior que 2,45. Isso indica que a configuração *4L* também se adequa a aplicações em baixas tensões e de baixa ou média potências. Por outro lado, por utilizar quatro braços inversores, esta topologia necessita de mais dois interruptores de potência e mais um indutor de acoplamento, quando

comparada à configuração de três braços inversores *SC*. Por sua vez, a topologia *NPC* é uma das que apresentam o maior número de interruptores de potência, ou seja, doze. Entretanto, a topologia multinível apresenta menores níveis de tensão sobre as chaves mesmo necessitando do mesmo nível de tensão no barramento c.c. que a topologia *SC*. Assim, a topologia de FAPP *NPC* é indicada para aplicações em alta tensão e de média ou alta potências. A outra topologia com maior número de interruptores de potência é a *3FB*. A utilização de inversores monofásicos nesta topologia faz esta necessitar da menor tensão no barramento c.c. já que esta deve superar a tensão eficaz da rede elétrica V_s em um fator maior que 1,414. Menor tensão no barramento c.c. leva a menores tensões sobre os interruptores, o que indica que a topologia *3FB* se adequa a aplicações em tensões mais elevadas e de média ou alta potências. A grande desvantagem dessa configuração é a necessidade de utilização de três transformadores de isolamento, o que indica maiores custos, peso e volume. Para compensar essa desvantagem, é possível dispensar o uso de indutores de acoplamento ao aproveitar a indutância de dispersão dos transformadores.

6.4.3 Comparação de Custo

Uma comparação de custo é apresentada nesta seção para exemplificar o emprego dos FAPPs em estudo em sistemas trifásicos a quatro fios de baixa tensão, ou seja, $V_s = 127V$. A relação completa dos custos envolvendo tais aplicações são relacionadas na Tabela 6.4. Nesta relação considera-se: módulo inversor contendo dois IGBTs; circuito de *driver* que possibilita o acionamento de dois interruptores de potência; indutores de acoplamento; transformadores de isolamento; indutores de acoplamento, os quais foram dispensados no caso da topologia *3FB*; capacitores do barramento c.c. e elementos diversos compostos por sensores de efeito Hall, circuitos de condicionamento, DSP, dissipadores, fontes auxiliares, contadores para partida, dentre outros. Para simplificação, os elementos diversos foram mantidos iguais para as quatro configurações. A potência nominal considerada para dimensionamento do circuito de potência foi de 4,5kVA, ou seja, 1,5kVA por fase. Os custos individuais de cada item foram considerados conforme (Campanhol *et al.*, 2013). Cada custo estimado é dado em relação ao valor base de 1pu., o qual se refere ao custo total envolvido com a implementação da topologia *3FB*.

Analisando a Tabela 6.4, nota-se que a topologia que apresentou maiores custos foi a *3FB*, principalmente devido aos transformadores de isolamento. As configurações *4L* e *NPC* apresentaram custos próximos entre si e abaixo da topologia *3FB*. Já o FAPP *SC* foi que

apresentou os menores custos de implementação nesta comparação, sendo assim, o mais indicado para aplicações de baixa e média potências e em baixas tensões.

Tabela 6.4 – Comparação de Custo entre as Topologias de FAPP *4L*, *SC*, *3FB* e *NPC* para 4,5kVA e $V_s=127V$.

	Topologia <i>4L</i>	Topologia <i>SC</i>	Topologia <i>3FB</i>	Topologia <i>NPC</i>
Módulo Inversor (IGBTs)	4 (40A/1200V) 0,22 pu.	3 (40A/1200V) 0,165 pu.	6 (40A/600V) 0,23 pu.	6 (40A/600V) 0,23 pu.
Circuito de driver	4 0,13 pu.	3 0,1 pu.	6 0,19 pu.	6 0,19 pu.
Indutores de Acoplamento	4 0,225 pu.	3 0,17 pu.	-	3 0,17 pu.
Transformadores de isolamento	-	-	3 0,32 pu.	-
Capacitor c.c.	1 (500 V) 0,105 pu.	2 (350V) 0,08 pu.	1 (350V) 0,04 pu.	2 (350V) 0,08 pu.
Diversos	0,22 pu.	0,22 pu.	0,22 pu.	0,22 pu.
Custo Total	0,9 pu. (moderado)	0,735 pu. (baixo)	1 pu. (alto)	0,89 pu. (moderado)

7 CONCLUSÃO

Neste trabalho foram apresentados o estudo, a análise comparativa e a implementação de quatro configurações de filtro ativo de potência paralelo, as quais empregam as topologias de inversores *Split-Capacitor (SC)*, *Four-Leg (FL)*, *Three Full-Bridge (3FB)* e *Neutral-Point-Clamped (NPC)*. Os principais aspectos relacionados à QEE foram apresentados, assim como as normas e recomendações relacionadas e algumas soluções para os problemas de QEE. As diferentes topologias de FAPPs que compõem diferentes configurações de FAPPs aplicado a um sistema trifásico a quatro-fios foram estudadas, pontuando suas principais diferenças. As técnicas de modulação utilizadas para o acionamento dos inversores foram apresentadas, sendo possível definir diferentes ganhos de tensão para as topologias de inversores. Cada configuração de FAPP foi modelada do ponto de vista de corrente e de tensão, obtendo as plantas de corrente e de tensão. De posse dos modelos matemáticos foi possível definir as diferentes malhas de controle para as quatro diferentes topologias de FAPPs.

Foi demonstrada a existência de uma grande similaridade entre as malhas de controle de corrente, bem como entre as malhas de controle de tensão. Este fato permitiu projetar os ganhos de todos os controladores PI de corrente utilizados nas quatro topologias de filtro ativo por meio de apenas um projeto de controlador PI para um dado parâmetro de projeto. Por sua vez, os ganhos de todos os controladores PI de tensão também foram obtidos por meio de um único projeto de controlador PI para um dado parâmetro de projeto. Dessa forma, todos os controles de corrente deveriam apresentar o desempenho muito similares teoricamente, já que foram todos ajustados para um mesmo parâmetro de projeto. Pelo mesmo motivo, a mesma similaridade de desempenho deveria ser apresentada pelos controladores de tensão.

Os resultados experimentais e de simulação apresentados puderam comprovar a similaridade esperada entre o desempenho dos controles de corrente de compensação realizados pelas quatro diferentes topologias. Isso porque tanto o visual quanto as distorções harmônicas medidas ficaram sempre muito próximas entre as diferentes topologias. A similaridade dos controles de tensão foi também comprovada por meio dos resultados de simulação e validada na prática.

Uma análise comparativa foi ainda realizada entre as configurações de filtro ativo em estudo. Três etapas de comparação foram realizadas, sendo elas, a comparação de desempenho, comparação de topologia e comparação de custo. A comparação de desempenho elegeu o FAPP topologia NPC ligeiramente superior às demais quanto a supressão de correntes harmônicas da

rede elétrica. Entretanto destaca-se que as quatro topologias apresentaram resultados muito próximos ao recomendado pela recomendação IEEE 519. Na análise topológica pode-se indicar as aplicações mais adequadas para cada topologia de FAPP. Senda assim, a topologia *SC* e *4L* foram destinadas a aplicações em baixa tensão envolvendo baixa e média potência, enquanto as topologias *NPC* e *3FB* foram indicadas para aplicações em alta tensão envolvendo média e alta potência. Por sua vez, o custo foi avaliado considerando uma aplicação em baixa tensão e potência em 4,5kVA. Neste estudo se destacou a topologia *SC* como sendo a opção de baixo custo e desempenho satisfatório.

Como propostas de continuidade deste trabalho pode-se citar:

- Testar outras estratégias de controle como por realimentação de estados, controle ressonante e repetitivo;
- Realizar o projeto dos controladores em tempo discreto e comparar com controles projetados em tempo contínuo;
- Utilizar e comparar os inversores estudados aplicados para processamento de energia fotovoltaica.

PUBLICAÇÕES RELACIONADAS AO TRABALHO

- BACON, V. D.; OLIVEIRA DA SILVA, S. A. Performance improvement of a three-phase phase-locked-loop algorithm under utility voltage disturbances using non-autonomous adaptive filters. **Power Electronics, IET**, v. 8, n. 11, p. 2237-2250, 2015. ISSN 1755-4535.
- BACON, V. D. SILVA, S.A.O.; CAMPANHOL, L.B.G.; ANGÉLICO, B.A. Stability analysis and performance evaluation of a single-phase phase-locked loop algorithm using a non-autonomous adaptive filter. **Power Electronics, IET**, v. 7, n. 8, p. 2081-2092, 2014. ISSN 1755-4535.
- SILVA, S.A.O.; BACON, V.D. **A three-phase adaptive phase-locked loop scheme for utility grid-connected systems**. Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), 2015 17th European Conference on, 2015, 8-10 Sept. 2015. p.1-10.
- BACON, V. D.; SILVA, S.A.O. **Selective Harmonic Currents Suppressing Applied to a Three-Phase Shunt Active Power Filter Based on Adaptive Filters**. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência/ Southern Power Electronics Conference. COBEP/SPEC '15, 2015.
- BACON, V. D.; SILVA, S.A.O. **An Adaptive Phase-Locked Loop Structure for Three-Phase Utility Grid-Connected Systems**. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência/ Southern Power Electronics Conference. COBEP/SPEC '15, 2015.
- BACON, V. D.; SILVA, S.A.O. **Supressão Seletiva de Correntes Harmônicas em Sistemas Trifásicos Utilizando Filtros Adaptativos**. Congresso Brasileiro de Automática. CBA '14, 2014.

REFERÊNCIAS

- ACORDI, E. J. **Estudo e Implementação de um Filtro Ativo de Potência Paralelo Aplicado em Sistemas Trifásicos a Quatro Fios com Controle e Modulação Vetorial**. 2012. (Dissertação de Mestrado). UTFPR - Campus Cornélio Procopio
- AKAGI, H. New trends in active filters for power conditioning. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 32, n. 6, p. 1312-1322, 1996. ISSN 0093-9994.
- _____. Active Harmonic Filters. **Proceedings of the IEEE**, v. 93, n. 12, p. 2128-2141, 2005. ISSN 0018-9219.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. IA-20, n. 3, p. 625-630, 1984. ISSN 0093-9994.
- ALLMELING, J. A control structure for fast harmonics compensation in active filters. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 19, n. 2, p. 508-514, 2004. ISSN 0885-8993.
- ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional. Modulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica** 2015.
- ANGÉLICO, B. A.; CAMPANHOL, L. B. G.; OLIVEIRA DA SILVA, S. A. Proportional-integral/proportional-integral-derivative tuning procedure of a single-phase shunt active power filter using Bode diagram. **Power Electronics, IET**, v. 7, n. 10, p. 2647-2659, 2014. ISSN 1755-4535.
- AREDES, M.; WATANABE, E. H. New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 10, n. 3, p. 1649-1656, 1995. ISSN 0885-8977.
- BACHRY, A.; STYCZYNSKI, Z. A. An analysis of distribution system power quality problems resulting from load unbalance and harmonics. Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2003 IEEE PES, 2003, 7-12 Sept. 2003. p.763-766 vol.2.
- BACON, V. D.; SILVA, S. A. O. Supressão Seletiva de Correntes Harmônicas em Sistemas Trifásicos Utilizando Filtros Adaptativos. Congresso Brasileiro de Automática (CBA'14), 2014.
- _____. An Adaptive Phase-Locked Loop Structure for Three-Phase Utility Grid-Connected Systems. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência/ Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC'15), 2015a.
- _____. Performance improvement of a three-phase phase-locked-loop algorithm under utility voltage disturbances using non-autonomous adaptive filters. **Power Electronics, IET**, v. 8, n. 11, p. 2237-2250, 2015b. ISSN 1755-4535.

_____. Selective Harmonic Currents Suppressing Applied to a Three-Phase Shunt Active Power Filter Based on Adaptive Filters., Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência/Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC'15), 2015c.

BACON, V. D.; SILVA, S. A. O.; CAMPANHOL, L. B. G. Single-phase frequency detector algorithm applied to grid-connected power conditioning systems. Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on, 2013, 2-6 Sept. 2013. p.1-10.

BACON, V. D. et al. Stability analysis and performance evaluation of a single-phase phase-locked loop algorithm using a non-autonomous adaptive filter. **Power Electronics, IET**, v. 7, n. 8, p. 2081-2092, 2014. ISSN 1755-4535.

BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system. Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE, 1995, 8-12 Oct 1995. p.2531-2540 vol.3.

BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. M.; BANERJEE, B. Synchronous Reference Frame Harmonic Isolator Using Series Active Filter. 4th EPE, 1991, Florence. p.030-035.

BHATTACHARYA, S. et al. Parallel active filter system implementation and design issues for utility interface of adjustable speed drive systems. Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE, 1996, 6-10 Oct 1996. p.1032-1039 vol.2.

_____. Active filter system implementation. **Industry Applications Magazine, IEEE**, v. 4, n. 5, p. 47-63, 1998. ISSN 1077-2618.

BOLLEN, M. H. J. **Understanding Power Quality Problems**. New Jersey: IEEE Press, 2000.

BOOST, M. A.; ZIOGAS, P. D. State-of-the-art carrier PWM techniques: a critical evaluation. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 24, n. 2, p. 271-280, 1988. ISSN 0093-9994.

CAMPANHOL, L. B. G.; SILVA, S. A. O.; GOEDTEL, A. **Filtro Ativo de Potência Paralelo Aplicado em Sistemas Trifásicos a Quatro-Fios**. Eletrônica de Potência. Campo Grande: SOBRAEP. 18: 782-792 p. 2013.

_____. Application of shunt active power filter for harmonic reduction and reactive power compensation in three-phase four-wire systems. **Power Electronics, IET**, v. 7, n. 11, p. 2825-2836, 2014. ISSN 1755-4535.

CARDENAS, V. et al. Comparative analysis of real time reference generation techniques for four-wire shunt active power filters. Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual, 2003, 15-19 June 2003. p.791-796 vol.2.

CHIN LIN, C.; LIN, C. E.; HUANG, C. L. An active filter for unbalanced three-phase system using synchronous detection method. Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record., 25th Annual IEEE, 1994, 20-25 Jun 1994. p.1451-1455 vol.2.

DAS, J. C. Passive filters-potentialities and limitations. Pulp and Paper Industry Technical Conference, 2003. Conference Record of the 2003 Annual, 2003, 16-20 June 2003. p.187-197.

DUGAN, R. C. et al. **Electrical Power Systems Quality**. 2. New York: McGraw, 2002.

EL-HABROUK, M.; DARWISH, M. K.; MEHTA, P. Active power filters: a review. **Electric Power Applications, IEE Proceedings -**, v. 147, n. 5, p. 403-413, 2000. ISSN 1350-2352.

FANG ZHENG, P.; AKAGI, H.; NABAE, A. A new approach to harmonic compensation in power systems-a combined system of shunt passive and series active filters. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 26, n. 6, p. 983-990, 1990. ISSN 0093-9994.

GRADY, W. M.; SAMOTYJ, M. J.; NOYOLA, A. H. Survey of active power line conditioning methodologies. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 5, n. 3, p. 1536-1542, 1990. ISSN 0885-8977.

GRUZS, T. M. A survey of neutral currents in three-phase computer power systems. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 26, n. 4, p. 719-725, 1990. ISSN 0093-9994.

GYUGYI, L.; STRYCUDA, E. C. **Active ac power filters**: 529 p. 1976.

HAMZAH, M. K.; GHAFAR, A. F. A.; HUSSAIN, M. N. M. Single-phase half-bridge shunt active power filter employing fuzzy logic control. Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, 2008, 15-19 June 2008. p.552-558.

HOLTZ, J. Pulsewidth modulation-a survey. Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE, 1992, 29 Jun-3 Jul 1992. p.11-18 vol.1.

IEC. **Electromagnetic compatibility (EMC). Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase)** 2014.

IEEE. **IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992): IEEE: 1-29 p. 2014.**

KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 33, n. 1, p. 58-63, 1997. ISSN 0093-9994.

KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A.; SINGH, B. Digital signal processor implementation and performance evaluation of split capacitor, four-leg and three H-bridge-based three-phase four-wire shunt active filters. **Power Electronics, IET**, v. 4, n. 4, p. 463-470, 2011. ISSN 1755-4535.

LEZHU, C.; ZHOIJUN, J. Three-phase four-wire shunt active power filter based on DSP. Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2010 the 5th IEEE Conference on, 2010, 15-17 June 2010. p.948-951.

LINDEKE, D. et al. Single phase active power filter controlled with a digital signal processor - DSP. Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, 2004, 20-25 June 2004. p.1024-1027 Vol.2.

MAN-CHUNG, W. et al. Three-dimensional pulse-width modulation technique in three-level power inverters for three-phase four-wired system. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 16, n. 3, p. 418-427, 2001. ISSN 0885-8993.

MATAVELLI, P.; BUSO, S. **Digital Control in Power Electronics**. Morgan & Claypool, 2006.

MIRET, J. et al. Selective Harmonic-Compensation Control for Single-Phase Active Power Filter With High Harmonic Rejection. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 56, n. 8, p. 3117-3127, 2009. ISSN 0278-0046.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. Jhon Willey & Sons Inc., 1995.

MONTERO, M. I. M.; CADAVAL, E. R.; GONZALEZ, F. B. Comparison of Control Strategies for Shunt Active Power Filters in Three-Phase Four-Wire Systems. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 22, n. 1, p. 229-236, 2007. ISSN 0885-8993.

PATEL, H. S.; HOFT, R. G. Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I--Harmonic Elimination. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. IA-9, n. 3, p. 310-317, 1973. ISSN 0093-9994.

PENG, F. Z.; AKAGI, H.; NABAE, A. A novel harmonic power filter. Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE, 1988, 11-14 April 1988. p.1151-1159 vol.2.

PINHEIRO, H. et al. Space vector modulation for voltage-source inverters: a unified approach. IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the], 2002, 5-8 Nov. 2002. p.23-29 vol.1.

PINTO, J. G. et al. Field results on developed three-phase four-wire Shunt Active Power Filters. Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE, 2009, 3-5 Nov. 2009. p.480-485.

QUINN, C. A.; MOHAN, N. Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase nonlinear loads. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual, 1992, 23-27 Feb 1992. p.829-836.

SANKARAN, C. **Power Quality**. Florida, USA: CRC Press, 2001.

SANTOS, C. A. **Análise e Projeto de um Conversor NPC para Interligação de Sistemas de Conversão de Energia à Rede Elétrica**. 2011. (Dissertação de Mestrado). Universidade Federal do Ceará

SASAKI, H.; MACHIDA, T. A New Method to Eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic Flux Compensation-Considerations on Basic Design. **Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on**, v. PAS-90, n. 5, p. 2009-2019, 1971. ISSN 0018-9510.

SHEN, D.; LEHN, P. W. Fixed-frequency space-vector-modulation control for three-phase four-leg active power filters. **Electric Power Applications, IEE Proceedings -**, v. 149, n. 4, p. 268-274, 2002. ISSN 1350-2352.

SILVA, S. A. O. **Sistemas de Energia Ininterrupta Line Interactive Trifásicos com Compensação Ativa de Potência Série e Paralela**. 2001. (Tese de Doutorado). Universidade Federal de Minas Gerais, MG.

SILVA, S. A. O.; BACON, V. D. A three-phase adaptive phase-locked loop scheme for utility grid-connected systems. Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), 2015 17th European Conference on, 2015, 8-10 Sept. 2015. p.1-10.

SILVA, S. A. O. et al. A three-phase line-interactive UPS system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 38, n. 6, p. 1581-1590, 2002. ISSN 0093-9994.

SILVA, S. A. O. et al. Synchronous reference frame based controllers applied to shunt active power filters in three-phase four-wire systems. Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on, 2010, 14-17 March 2010. p.832-837.

SOUZA, F. P.; BARBI, I. Single-phase active power filters for distributed power factor correction. Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual, 2000, 2000. p.500-505 vol.1.

VODYAKHO, O.; MI, C. C. Three-Level Inverter-Based Shunt Active Power Filter in Three-Phase Three-Wire and Four-Wire Systems. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 24, n. 5, p. 1350-1363, 2009. ISSN 0885-8993.

VODYAKHO, O.; TAEHYUNG, K.; SANGSHIN, K. Three-level inverter based active power filter for the three-phase, four-wire system. Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, 2008, 15-19 June 2008. p.1874-1880.

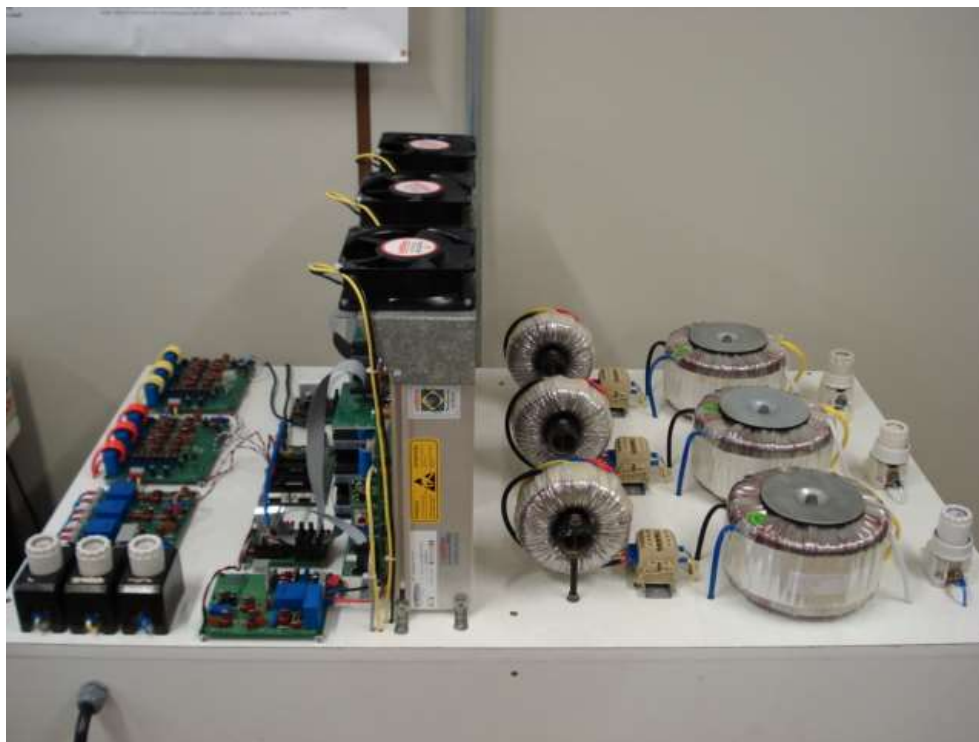
WATANABE, E. H.; AREDES, M.; AKAGI, H. The p-q theory for active filter control: some problems and solutions. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, v. 15, p. 78-84, 2004. ISSN 0103-1759. Disponível em: <http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-17592004000100010&nrm=iso>.

ZHANG, R. **High Performance Power Converter Systems for Nonlinear and Unbalanced Load/Source**. 1998. (Doctor of Philosophy). Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia.

ZIOGAS, P. D. The Delta Modulation Technique in Static PWM Inverters. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. IA-17, n. 2, p. 199-204, 1981. ISSN 0093-9994.

APÊNDICE A

Fotografias do protótipo do FAPP topologia 3FB.



Fotografia do protótipo utilizado para implementar os FAPPs 4L e SC.



Fotografia do protótipo do FAPP topologia NPC. Este protótipo foi desenvolvido durante este trabalho.

