

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
CÂMPUS CORNÉLIO PROCÓPIO
COORDENAÇÃO DA ENGENHARIA ELÉTRICA
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

VINÍCIUS DÁRIO BACON

**ESTRATÉGIA SELETIVA DE SUPRESSÃO DE CORRENTES
HARMÔNICAS EM SISTEMAS TRIFÁSICOS A TRÊS E QUATRO
FIOS APLICADA A UM FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CORNÉLIO PROCÓPIO

2014

VINÍCIUS DÁRIO BACON

**ESTRATÉGIA SELETIVA DE SUPRESSÃO DE CORRENTES
HARMÔNICAS EM SISTEMAS TRIFÁSICOS A TRÊS E QUATRO
FIOS APLICADA A UM FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO**

Trabalho de conclusão de curso apresentada ao Coordenador da Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para obtenção do título de “Bacharel em Engenharia Elétrica”.

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

CORNÉLIO PROCÓPIO

2014

VINÍCIUS DÁRIO BACON

**ESTRATÉGIA SELETIVA DE SUPRESSÃO DE CORRENTES
HARMÔNICAS EM SISTEMAS TRIFÁSICOS A TRÊS E QUATRO FIOS
APLICADA A UM FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO**

Trabalho de conclusão de curso apresentado às 13 horas do dia 04 de Fevereiro de 2014 como requisito parcial para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista no Programa de Graduação em Engenharia Industrial Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. O candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

Prof.(a) Sérgio Augusto Oliveira da Silva
Professor(a) Orientador(a)
UTFPR/ Campus Cornélio Procópio

Prof.(a) Carolina Ribeiro Rodrigues
Professor(a) Convidado(a)
UTFPR/ Campus Cornélio Procópio

Prof.(a) Leonardo Poltronieri Sampaio
Professor(a) Convidado(a)
UTFPR/ Campus Cornélio Procópio

A Folha de Aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso.

Dedico este trabalho aos meu familiares, em especial a meus pais José Jorge Bacon e Marisa Dário Bacon, que não pouparam esforços na minha formação humana e estudantil, e a meu avô Tarquino Bacon que me ensinou a não desistir até o último instante.

AGRADECIMENTOS

Sobretudo, ao Senhor Deus que esteve junto de mim durante todo o tempo, me guiando, abençoando, protegendo, e dando forças por meio do Teu Santo Espírito de forma com que eu pudesse passar por todos os desafios que me foram postos durante a graduação que se conclui. Também à virgem Maria pela interseção junto a Deus, em especial durante os períodos de decisão e de aflição.

A todos os meus familiares, em especial a minha querida e amada mãe, Marisa, e ao meu querido e amado pai, Jorge, por todo incentivo, exemplo, apoio, amor, e principalmente por terem sempre me apontado o caminho certo em Deus, o qual sempre fez a diferença na minha formação como pessoa e como profissional. A minha primeira professora, a minha querida e amada irmã, Vanessa, que foi sempre para mim exemplo e inspiração. Agradeço também ao meu cunhado, Guilherme, pelo incentivo, e por ter sido para mim inspiração como engenheiro eletricitista.

A minha amada namorada, Luana, por ter sido para mim motivo de alegria e motivação, além de sempre ter me apoiado e compreendido nas minhas decisões.

A todos os meus irmãos do Grupo de Oração Jovem Unidos em Cristo por terem sido as mãos, os olhos, os ouvidos e a boca de Deus em minha vida.

A minha professora Sônia pela indicação da Universidade Tecnológica Federal do Paraná para a minha graduação, e, principalmente, por sempre ter acreditado em mim.

A todos os professores da UTFPR que me acolheram, ensinaram e incentivaram durante estes cinco anos. Em especial, ao professor Sérgio que me esteve orientando, acompanhando, ensinando e apoiando desde o início da minha graduação até o fim dela, de forma com que eu tivesse uma formação profissional pautada por este estimado professor exemplar, dedicado e comprometido. Também em especial, ao professor Bruno Augusto Angélico pelo companheirismo e pela efetiva contribuição na minha formação humana e profissional.

Sou grato por ter conhecido tantos bons amigos neste período de graduação dentre eles, pode-se citar os companheiros de curso Lucas Henrique Salame de Andrade, Alvaro Cezar Parietti Filho, Thiago Takaoka, Tiago Drummond e Marcelo Takami. Ainda destaco todos os amigos do Centro Integrado de Pesquisa em Controle e Automação (CIPECA), dentre eles, pode-se citar os companheiros de pesquisa, Bruno Leandro Galvão Costa, Clayton

Graciola, Tiago Henrique dos Santos, Felipe Postali, Rodrigo Barriviera, Rodrigo Modesto, Leonardo Sampaio, Victor Malvezzi e Hugo Dias. Em especial, agradeço ao companheiro de pesquisa Edson Junior Acordi pelo desenvolvimento e disponibilização do protótipo essencial para a realização deste trabalho.

Agradeço ainda aos companheiros com quem partilhei parte da minha vida, Pedro Henrique Machado, Michel, Vinicius de Andrade Diniz, Diogo Arenhart Marinho, Guilherme Pelz e Tony. Com muito carinho, agradeço ao amigo, companheiro e conselheiro de todas as horas, Leonardo Bruno Garcia, que sempre foi para mim exemplo a ser seguido. Também com muito carinho, agradeço aos companheiros de vida e de pesquisa Paulo Bronieira e Marcelo Dias Predoso, que são também para mim pessoas inspiradoras.

A Fundação Araucária pela ajuda de custo por meio da bolsa de iniciação científica.

Ao Campus Cornélio Procópio, pela liberação do espaço, ferramentas e materiais necessários para o desenvolvimento e conclusão deste trabalho.

“Entrega ao Senhor tuas delícias e ele te dará o que teu coração pede. Entrega ao Senhor o teu futuro, espera nele, que ele vai agir. Fará brilhar como luz tua justiça e o teu direito como o meio dia.” (Salmo 37, 4-6).

RESUMO

BACON, Vinícius Dário. **Estratégia Seletiva de Supressão de Correntes Harmônicas em Sistemas Trifásicos a Três e Quatro Fios Aplicada a um Filtro Ativo de Potência Paralelo**. 2014. 140 f. Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de Engenharia Industrial Elétrica: Ênfase em Eletrotécnica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2014.

Este trabalho propõe o emprego de uma estratégia para geração das correntes de referência de compensação do filtro ativo de potência paralelo (FAPP), a qual permite selecionar quais das parcelas presentes na corrente da carga deverão ser sintetizadas pelo filtro. A estratégia é formada por sete algoritmos baseados no sistema de eixos de referência síncrono (SRF) e será aplicada a um FAPP, o qual utiliza a topologia de inversor *Four-Legs*. No intuito de explorar as potencialidades do método SRF, a estratégia define sete modos de operação do FAPP utilizado em sistemas elétricos trifásicos a quatro fios. Os distintos modos de operação fazem o filtro suprimir de maneira seletiva ou total as componentes harmônicas; compensar ou não a potência reativa; compensar ou não as componentes fundamentais de sequência negativa e/ou zero presentes na corrente da carga. Para formar os diferentes algoritmos o SRF é aplicado considerando as componentes simétricas de sequência positiva negativa e zero, sendo que uma nova técnica para detecção da parcela reativa das componentes de sequência negativa e zero é elaborada. Tendo em vista a aplicação da estratégia para geração das correntes de referência de compensação, é realizada a modelagem do FAPP no sistema de eixos de coordenadas trifásicas abc , assim como no sistema de eixos de coordenadas bifásicas $\alpha\beta 0$. O modelo encontrado no eixo de coordenadas $\alpha\beta 0$ é utilizado neste trabalho, já que este obtém três sistemas desacoplados entre si. Isto permite realizar o controle individual nos eixos de coordenadas $\alpha\beta 0$. Além disso, a razão cíclica considerada no modulador vetorial utilizado para o acionamento das chaves de potência do conversor PWM também é dada nos eixos de coordenadas $\alpha\beta 0$. Utilizando o modelo obtido, os controladores da corrente de compensação e do barramento CC são projetados em tempo contínuo. Em seguida os controladores são discretizados e embarcados em um processador digital de sinais. Desta maneira, por meio de simulações computacionais e testes experimentais a estratégia para geração das correntes de referência de compensação é avaliada, permitindo validar o estudo realizado.

Palavras-chave : Filtro Ativo de Potência Paralelo (FAP), Sistema de Eixos de Referência Síncrona, Harmônicos, Componentes Simétricas, Qualidade de Energia Elétrica (QEE)

ABSTRACT

BACON, Vinícius Dário. **Selective Strategy for Harmonic Current Suppression Used in Three-Wire and Four-Wire Three-Phase Systems Applied to a Shunt Active Power Filter**. 2014. 140 f. Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de Engenharia Industrial Elétrica: Ênfase em Eletrotécnica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procopio, 2014.

This work proposes to use a selective strategy to generate the compensation reference currents of the Shunt Active Power Filter (SAPF), which allows to select what components composing load current should be synthesized by means of the filter. The strategy is composed by seven SRF-based algorithms and it will be applied to a SAPF, which uses the Four-Legs inverter. In order to explore the potentialities of SRF method, the strategy defines seven operation modes for the SAPF used in four-wire three-phase systems. The different operation modes allow: total or selective harmonic suppression; to compensate or not to compensate the reactive power; to compensate or not to compensate the zero-sequence and/or negative-sequence fundamental load currents. The different algorithms are derived from the SRF method considering positive-sequence, negative-sequence and zero-sequence symmetrical components. It is noteworthy that a new technique to detect the negative-sequence and zero-sequence fundamental components related to reactive power is formulated. In view of applying the strategy to generate the compensation reference currents, it is carried out the modelling of the SAPF in abc coordinates, as well as in $\alpha\beta 0$ coordinates. The resulting model for the $\alpha\beta 0$ coordinates is used in this work because, by means of this one, it is possible to obtain three decoupled systems in each coordinate. Additionally, the duty cycle considered in the space vector modulation used to drive the power switches of the PWM converter is too treated in $\alpha\beta 0$ coordinates. Using the $\alpha\beta 0$ model, the compensation current controllers and the dc-bus controller are all projected in continuous time. After this, the controllers are discretized and embedded in a digital signal processor. In this way, by means of numerical simulations and experimental tests the strategy used to generate the compensation reference currents is evaluated, allowing to validate the theoretical studies carried out.

Keywords : Active Power Filter (APF), Synchronous Reference Frame (SRF), Harmonics, Symmetrical Components, Power Quality.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Princípio de compensação de um FAPP.....	33
Figura 2.2 – FAPP trifásico a três-fios.	34
Figura 2.3 – FAPP trifásico a quatro-fios topologia S-C.	35
Figura 2.4 – FAPP trifásico a quatro-fios topologia 3F-B.	36
Figura 2.5 – FAPP trifásico a quatro-fios topologia NPC.....	37
Figura 2.6 – FAPP trifásico a quatro-fios topologia F-L.....	38
Figura 3.1 - Configuração geral do FAPP trifásico a quatro fios.....	39
Figura 3.2 – Circuito de potência do FAPP trifásico a quatro-fios topologia F-L.	40
Figura 3.3 – Circuito equivalente no sistema $\alpha\beta 0$ para o circuito de potência do FAPP.	49
Figura 3.4 – Diagrama em blocos da planta de corrente do circuito de potência do FAPP no sistema $\alpha\beta 0$	51
Figura 3.5 – Diagrama em blocos da planta de tensão do circuito de potência do FAPP.	54
Figura 3.6 – Circuito do inversor <i>Four-Legs</i>	55
Figura 3.7 – Vetores de comutação nas coordenadas $\alpha\beta 0$	56
Figura 3.8 – Dodecaedro formado pelos vértices dos vetores de comutação nas coordenadas $\alpha\beta 0$	57
Figura 4.1 - Diagrama em blocos do FPB para a extração das parcelas i_{d_c} e i_{d_o}	64
Figura 4.2 - Diagrama em Blocos do algoritmo SRF utilizado no Modo de Operação 01.	67
Figura 4.3 - Diagrama em blocos do FPB para a extração das parcelas i_{q_c} e i_{q_o}	67
Figura 4.4 - Diagrama em Blocos do algoritmo SRF utilizado no Modo de Operação 02.	68
Figura 4.5 - Diagrama em blocos dos FPB para a extração das parcelas $i_{d_c}^-$ e $i_{q_c}^-$	69
Figura 4.6 - Diagrama em Blocos do algoritmo SRF utilizado no Modo de Operação 03.	71
Figura 4.7 - Diagrama em Blocos do Algoritmo SRF monofásico.	72
Figura 4.8 - Diagrama em blocos dos FPB para a extração das parcelas $i_{d_c}^0$, $i_{d_o}^0$, $i_{q_c}^0$ e $i_{q_o}^0$	72
Figura 4.9 - Diagrama em Blocos do algoritmo SRF utilizado no Modo de Operação 04.	73
Figura 4.10 - Diagrama em Blocos do algoritmo SRF utilizado no Modo de Operação 05. ...	75
Figura 4.11 - Diagrama em Blocos do Filtro Sintonizado Adaptativo (FSA).....	76
Figura 4.12 - Diagrama em Blocos do algoritmo utilizado no Modo de Operação 06.	78
Figura 4.13 - Carga linear RL considerada.....	79
Figura 4.14 - Diagrama em Blocos do algoritmo utilizado no Modo de Operação 07.	89

Figura 4.15 - (a) Diagrama em Blocos do Sistema pPLL; (b) Modelo Linear do Sistema p-PLL.....	91
Figura 5.1 - Diagrama em blocos das Malhas de Controle das Correntes de Compensação. .	96
Figura 5.2 - Diagrama de Bode da Planta G_{Pi} , do Sistema Compensado em Malha Aberta G_{MACi} e do Sistema Controlado G_{MAPIi}	99
Figura 5.3 - Diagrama de blocos do Controle da tensão do Barramento CC.....	100
Figura 5.4 - Diagrama em blocos das Malhas de Controle da Tensão do Barramento CC...	101
Figura 5.5 - Diagrama de Bode da Planta G_{Pv} , do Sistema Compensado em Malha Aberta G_{MACv} e do Sistema Controlado G_{MAPIv}	103
Figura 5.6 - Diagrama em blocos da malha de controle do sistema p-PLL.	104
Figura 5.7 - Diagrama de Bode da Planta $G_{P_{pll}}$, do Sistema Compensado em Malha Aberta $G_{MAC_{pll}}$ e do Sistema Controlado $G_{MAPI_{pll}}$	106
Figura 6.1 – Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} :.....	111
Figura 6.2 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH	111
Figura 6.3 – Rotina Inicial de Operação do FAPP (200V-20A/div; 1s/div):	112
Figura 6.4 – Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn}	114
Figura 6.5 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH	115
Figura 6.6 – Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn}	117
Figura 6.7 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH	118
Figura 6.8 – Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn}	120
Figura 6.9 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH	121
Figura 6.10 – Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn}	123
Figura 6.11 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH	124
Figura 6.12 – Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn}	126
Figura 6.13 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH	127
Figura 6.14 – Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn}	129

Figura 6.15 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH	129
Figura 6.16 – Potência ativa e fator de deslocamento (DPF – <i>Displacement Power Factor</i>)	131
Figura 6.17 – Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn}	132
Figura 6.18 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH	133

LISTA DE TABELA

Tabela 2.1 – Classificação das variações de tensão de curta duração.	26
Tabela 2.2 – Máxima distorção das harmônicas de corrente em % (I_L).	28
Tabela 2.3 – Máxima distorção harmônica em % da tensão na frequência fundamental.	29
Tabela 2.4 – Limites para harmônicos de corrente.	30
Tabela 2.5 – Efeito dos harmônicos derivados do retificador de seis pulsos.	31
Tabela 3.1 – Vetores de Comutação.	56
Tabela 3.2 – Sequências de comutação.	59
Tabela 4.1 – Modos de operação do FAPP.	63
Tabela 5.1 – Especificações para Projeto dos Controladores PI de Corrente.	97
Tabela 5.2 – Ganhos dos controladores PI das Malhas de Corrente.	99
Tabela 5.3 – Especificações para projeto do controlador PI de tensão.	101
Tabela 5.4 – Ganhos do controlador PI da Malha de Tensão.	102
Tabela 5.5 – Especificações para projeto do controlador PI do sistema PLL.	104
Tabela 5.6 – Ganhos do controlador PI da Malha de controle do PLL.	106
Tabela 6.1 - Parâmetros do protótipo implementado.	110
Tabela 6.2 - Parâmetros das cargas utilizadas em simulações e experimentos prático.	110

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	PROBLEMA	17
1.2	JUSTIFICATIVA	19
1.3	OBJETIVOS	20
1.3.1	Objetivo Geral	20
1.3.2	Objetivos Específicos	21
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	21
2	QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA.....	23
2.1	RECOMENDAÇÕES CONTIDAS NO PRODIST	24
2.1.1	Tensão em regime permanente	24
2.1.2	Fator de Potência.....	24
2.1.3	Harmônicos	25
2.1.4	Desequilíbrio de tensão	25
2.1.5	Flutuação de Tensão.....	25
2.1.6	Variação de tensão de curta duração	26
2.1.7	Variação de frequência.....	26
2.2	NORMA IEEE 519-1992.....	27
2.3	NORMA IEC 61000-3-2	29
2.4	COMPONENTES HARMÔNICAS E COMPONENTES SIMÉTRICAS EM SISTEMAS TRIFÁSICOS A QUATRO FIOS.....	30
2.5	SOLUÇÕES PARA SUPRESSÃO DOS HARMÔNICOS E COMPENSAÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA	32
3	FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO EMPREGANDO INVERSOR FOUR-LEGS.....	39
3.1	MODELO MATEMÁTICO DA PLANTA DE CORRENTE DO FAPP.....	40
3.1.1	Modelo Matemático nas Coordenadas abc	41
3.1.2	Modelo Matemático nas Coordenadas $\alpha\beta 0$	44
3.1.3	Função de Transferência do Sistema.....	50
3.2	MODELO MATEMÁTICO DA PLANTA DE TENSÃO DO FAPP	51
3.3	MODULAÇÃO VETORIAL APLICADA AO INVERSOR FOUR-LEGS	54

3.3.1	Determinação dos Vetores de Comutação	55
3.3.2	Identificação dos Planos de Separação e Setores	57
3.3.3	Identificação dos Planos Limites	58
3.3.4	Definição das Sequências de Comutação	59
3.3.5	Obtenção dos Tempos de Comutação dos Vetores	59
4	ESTRATÉGIA SELETIVA DE SUPRESSÃO DE CORRENTES HARMÔNICAS APLICADA EM SISTEMAS TRIFÁSICOS A TRÊS E QUATRO FIOS	61
4.1	MODOS DE OPERAÇÃO DO FAPP	62
4.1.1	Modo de Operação 01 (MO-01) – CPR, CSN, CSZ e STH.....	63
4.1.2	Modo de Operação 02 (MO-02) – CSN, CSZ e STH	67
4.1.3	Modo de Operação 03 (MO-03) – CSZ e STH	68
4.1.4	Modo de Operação 04 (MO-04) – CSN e STH	70
4.1.5	Modo de Operação 05 (MO-05) – STH	74
4.1.6	Modo de Operação 06 (MO-06) – SSH	76
4.1.7	Modo de Operação 07 (MO-07) – CPR, STH	78
4.2	SISTEMA PLL	90
5	SISTEMA DE CONTROLE.....	93
5.1	MALHAS DE CONTROLE DAS CORRENTES DE COMPENSAÇÃO.....	94
5.1.1	Projeto dos Controladores PI das Malhas de Corrente.....	97
5.2	MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC	100
5.2.1	Projeto do Controlador PI da Malha de Tensão	101
5.3	MALHA DE CONTROLE DO SISTEMA PLL.....	103
5.3.1	Projeto do Controlador PI do Sistema PLL	104
5.4	DISCRETIZAÇÃO DOS CONTROLADORES.....	106
5.4.1	Discretização do Controlador PI do Sistema PLL	107
5.4.2	Discretização do Controlador PI da Malha de Tensão.....	108
5.4.3	Discretização dos Controladores PI das Malhas de Corrente	108
6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	109
6.1	CARGA NÃO LINEAR	110
6.2	CONTROLE DO BARRAMENTO CC	112
6.3	MODO DE OPERAÇÃO 01 (MO-01) – CPR, CSN, CSZ E STH	113
6.4	MODO DE OPERAÇÃO 02 (MO-02) – CSN, CSZ E STH.....	116
6.5	MODO DE OPERAÇÃO 03 (MO-03) – CSZ E STH	119

6.6 MODO DE OPERAÇÃO 04 (MO-04) – CSN E STH.....	122
6.7 MODO DE OPERAÇÃO 05 (MO-05) – STH	125
6.8 MODO DE OPERAÇÃO 06 (MO-06) – SSH	128
6.9 MODO DE OPERAÇÃO 07 (MO-07) – CPR, STH.....	130
7 CONCLUSÕES.....	134
REFERÊNCIAS	136

1 INTRODUÇÃO

Com o avanço da eletrônica de potência, devido ao desenvolvimento dos dispositivos semicondutores, o emprego de cargas com características não lineares vem aumentando gradativamente com o passar dos anos em ambientes industriais, comerciais e residenciais. O uso crescente de cargas não lineares tem interferido fortemente nos sistemas elétricos de potência pelo fato das mesmas drenarem elevadas correntes harmônicas da rede elétrica, contribuindo para a degradação da Qualidade de Energia Elétrica (QEE). Isto ocorre em função da interação das correntes harmônicas com a impedância da linha, ocasionando distorção nas tensões no Ponto de Acoplamento Comum (PAC) do sistema elétrico de potência (DUGAN et al., 2002).

Como forma de elevar a QEE, por meio da redução das correntes harmônicas que circulam no sistema elétrico de potência, têm-se empregado os Filtros Passivos de Potência (FPP), os Filtros Ativos de Potência (FAP), bem como topologias híbridas caracterizadas por utilizar filtros passivos operando em conjunto com filtros ativos.

Os FPP se caracterizam como uma solução já consolidada em aplicações industriais devido ao seu baixo custo de implementação e sua eficácia (DAS; PE; MIEE, 2003). Entretanto, a utilização de filtros passivos 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 (SILVA, 2001). Na ressonância paralela, correntes harmônicas relativamente baixas podem resultar no aparecimento de altas tensões harmônicas no lado da fonte de alimentação. Já na ressonância série, tensões harmônicas relativamente baixas no lado da fonte de alimentação podem resultar no aparecimento de altas correntes no FPP. Além disso, a frequência de sintonia do FPP é fortemente influenciada pela impedância do sistema de alimentação (SILVA, 2001).

Com o intuito de contornar tais problemas, têm-se empregado os FAP, bem como as topologias híbridas. (SINGH; HADDAD; CHANDRA, 1999; QUINN; MOHAN, 1992; AKAGI, 2005, SILVA et. al., 2010; BHATTACHARYA et al., 1991). Os FAP podem ser conectados tanto em série quanto em paralelo com a carga. O FAP série é normalmente utilizado na compensação de distúrbios de tensão da rede, tais como harmônicos, afundamentos e elevações de tensão, dentre outros (BHATTACHARYA et al., 1991; AREDES; WATANABE; 1995). Por sua vez, o Filtro Ativo de Potência Paralelo (FAPP) atua

como uma fonte de corrente não senoidal, mitigando a circulação das correntes harmônicas pela rede elétrica. Além disso, este filtro pode atuar também na correção do fator de potência fundamental, o qual também pode ser denominado fator de deslocamento (AREDES, 1996; AKAGI, 2005; SILVA, 2001).

A adequada operação de um FAP depende, dentre outros fatores, do algoritmo utilizado para obtenção das correntes de referência de compensação. Esse algoritmo é utilizado, principalmente, para detectar as parcelas harmônicas presentes na corrente da carga. (PENG; AKAGI; NABAE, 1993; BHATTACHARYA et al., 1991). Em determinadas aplicações, é possível minimizar os problemas de QEE realizando uma compensação parcial das correntes harmônicas que circulam no sistema elétrico. Desta maneira, há a possibilidade de selecionar as componentes harmônicas a serem sintetizadas pelo FAPP. Isso traz como vantagem, por exemplo, a redução da potência a ser processada pelo filtro. Em sistemas trifásicos, outra forma de otimizar a potência processada pelo FAPP é a não compensação das componentes fundamentais de sequência negativa e de sequência zero, as quais podem estar presentes na corrente drenada da rede elétrica. Além disso, a potência a ser processada pelo FAPP também depende diretamente da compensação da potência reativa da carga.

Desta maneira, neste trabalho é proposto o emprego de uma estratégia para geração das correntes de referência de compensação do FAPP, a qual permite selecionar quais das parcelas presentes na corrente da carga deverão ser sintetizadas pelo filtro. A estratégia é formada por algoritmos baseados no sistema de eixos de referência síncrono (SRF – *Synchronous Reference Frame*) e será aplicada a um FAPP, o qual utiliza a topologia de inversor *Four-Legs*.

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 QEE (DUGAN et al., 2002).

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 durante a 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) total do sistema elétrico (SILVA, 2001).

Já para um sistema elétrico trifásico 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 (CRUZS, 1990).

Para contornar os problemas relacionados às correntes harmônicas drenadas da rede elétrica, um FAP conectado em paralelo com a rede elétrica pode ser empregado para fornecer essas componentes harmônicas. Assim, apenas a componente fundamental da corrente da carga fluirá pela rede elétrica. Além disso, o filtro ativo permite a compensação da potência reativa da carga, assim como do desequilíbrio de carga eventualmente presente em sistemas trifásicos. Desta maneira, a utilização do FAP contribuirá com a melhoria de alguns indicadores ou aspectos ligados à QEE, tais como fator de potência e harmônicos (PRODIST, 2012).

O custo agregado à implementação de um FAP depende, dentre outros fatores, da potência total a ser processada pelo mesmo. Por sua vez, a potência total processada influencia nas perdas envolvidas no funcionamento do FAPP. Portanto, quanto maior a potência total processada pelo filtro, maiores serão os custos de sua implementação, bem como as perdas envolvidas no seu funcionamento. Como forma de otimizar a utilização do FAPP, pode-se buscar formas seletivas de compensação dos harmônicos de corrente. Em sistemas trifásicos, outra forma de se otimizar a potência processada pelo FAPP é a não compensação do desequilíbrio de carga. Além disso, a potência a ser processada pelo FAPP também depende da compensação da potência reativa da carga. Desta maneira, por meio da elaboração de algoritmos adequados de compensação, é possível otimizar a potência total processada pelo FAPP. Uma alternativa para isso é a adoção de uma estratégia de geração de referências de compensação, a qual permite selecionar quais parcelas presentes na corrente da carga devem ser sintetizadas pelo FAPP.

1.2 JUSTIFICATIVA

A contribuição desse trabalho se insere no estudo de uma estratégia que possibilita selecionar quais das parcelas presentes na corrente da carga deverão ser sintetizadas por um FAPP. Esta estratégia é formada por algoritmos baseados no método SRF para geração das correntes de referência de compensação. O FAPP utilizado emprega um inversor trifásico a quatro braços também conhecido como topologia *Four-Legs*. Por meio da utilização da estratégia proposta, é possível otimizar a potência a ser processada pelo FAPP, bem como contribuir com a melhoria da QEE.

Em certas aplicações, os problemas de QEE relacionados aos harmônicos de corrente podem ser minimizados, por meio da redução parcial das componentes harmônicas presentes no sistema elétrico de potência. Isto reduz a potência a ser processada, possibilitando a redução dos custos de implementação desse equipamento.

Em aplicações trifásicas a três fios, é possível realizar a compensação das componentes fundamentais de sequência negativa e zero da corrente drenada da rede elétrica. Essa compensação faz com que as correntes drenadas da rede elétrica sejam sempre balanceadas. Porém, isso reflete em uma maior potência processada pelo FAPP.

Já em sistemas trifásicos a quatro fios, a compensação do desequilíbrio de carga está ligada a compensação de componentes fundamentais, tanto de sequência negativa quanto de sequência zero. Da mesma forma, esta compensação também reflete no aumento de potência processada pelo FAPP.

Outro ponto a ser observado é a compensação da potência reativa da carga, a qual frequentemente é realizada por filtros passivos. Essa potência pode ser também compensada pelo filtro ativo a custo de uma maior potência processada.

Com o intuito de possibilitar a otimização da potência processada na operação do FAPP para uma dada aplicação, é necessário utilizar uma estratégia de controle que permita selecionar quais das parcelas presentes na corrente da carga deverão ser sintetizadas pelo FAPP. Deste modo, ressalta-se a importância do estudo de algoritmos de geração das correntes de referência de compensação do FAPP, o qual possibilita realizar tal estratégia de controle.

Na literatura, são encontradas estratégias para geração da corrente de referência de compensação baseadas na teoria pq (PENG; AKAGI; NABAE, 1993), como também baseadas nos algoritmos SRF (BHATTACHARYA et al., 1991; SILVA et. al. 2010;

CAMPANHOL; SILVA; GOEDEL, 2013). 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. (MONTEIRO; CADAVAL; GONZÁLEZ, 2007). 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 tradicional (WATANABE; AREDES; AKAGI, 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.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

Estudar e implementar uma estratégia que permite selecionar quais das parcelas presentes na corrente da carga deverão ser sintetizadas por um FAPP. Esta estratégia prevê as seguintes possibilidades: suprimir seletivamente ou não as componentes harmônicas; compensar ou não a potência reativa; compensar ou não as componentes fundamentais de sequência negativa presentes na corrente da carga; compensar ou não as componentes fundamentais de sequência zero presentes na corrente da carga. A estratégia é realizada por meio de algoritmos baseados no método SRF para geração da corrente de referência de compensação e é aplicado em um FAPP, o qual emprega um inversor trifásico a quatro braços (topologia *Four-Legs*).

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 algoritmos de geração de referências de corrente de compensação baseados no sistema de eixos de referência síncrona;
- Realizar a modelagem matemática do FAPP de forma a obter a função de transferência que representa seu sistema físico;
- Projetar e discretizar os controladores a serem utilizados nas malhas de controle das correntes e da tensão do barramento CC do filtro ativo;
- Realizar simulações computacionais dos algoritmos de geração de referências de corrente de compensação atuando de modo seletivo durante a operação do FAPP;
- Implementar em protótipo os algoritmos de geração de referências de corrente de compensação atuando de modo seletivo durante a operação do FAPP;
- Realizar testes experimentais de forma a avaliar a potência processada pelo FAPP ao realizar a compensação de modo seletivo.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho de conclusão de curso é organizado de acordo com tópicos abaixo:

- No Capítulo 2, são apresentados os principais aspectos da QEE, os quais se relacionam diretamente com o trabalho. Serão abordados aspectos teóricos sobre conteúdos harmônicos de tensão e corrente, bem como sobre componentes simétricas. As normas e recomendações relacionadas com o serão também apresentadas, assim como algumas soluções para os problemas de QEE serão relatados neste capítulo.
- No Capítulo 3, é apresentada a configuração geral do FAPP aplicado a um sistema trifásico a quatro-fios em estudo. A modelagem matemática do circuito de potência do FAPP é realizada, assim como é apresentada a modulação utilizada para o acionamento do inversor.
- No Capítulo 4, é descrita a estratégia utilizada para a geração das correntes de referência de compensação, a qual permite selecionar quais das parcelas presentes na corrente da carga deverão ser sintetizadas pelo FAPP.

- No Capítulo 5, a metodologia empregada para o projeto dos controladores envolvidos na operação do filtro ativo é descrita, assim como é discutida a implementação dos controladores em um processador digital.
- No Capítulo 6, são apresentados os resultados obtidos por meio de simulações digitais, assim como os resultados obtidos por meio da implementação prática em laboratório.
- No Capítulo 7, são apresentadas as conclusões referentes ao trabalho, assim como as propostas de continuidade.

2 QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA

O termo Qualidade de Energia Elétrica faz referência à 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, 1992).

Cargas com características não lineares, como, por exemplo, os retificadores controlados e não controlados, inversores na conversão cc-ca, 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 correntes 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 (CRUZS, 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 o estudo apresentado nesse 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 (PRODIST, 2012), 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, 1992), 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, 2009). Os

principais pontos retirados das normas e recomendações citadas anteriormente são apresentados nas seções seguintes.

2.1 RECOMENDAÇÕES CONTIDAS NO PRODIST

Por meio do módulo oito de (PRODIST, 2012), 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 pode ser utilizado valores de potência ativa P e potência reativa Q , ou também pode ser utilizado 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%.

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

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

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 em valores eficazes. A grandeza FD pode ser calculada conforme (2.5).

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

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 á 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: (PRODIST, 2009)

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 momentos transitórios, 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 NORMA IEEE 519-1992

A norma internacional IEEE 519 foi introduzida pela primeira vez em 1981 sendo atualizada em 1992. Essa norma 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 norma IEEE 519-1992 podem ser encontrados em (IEEE, 1996).

Alguns dos procedimentos descritos na norma IEEE 519-1992 são designados aos consumidores individuais ligados ao mesmo ponto de acoplamento. Para estes consumidores, a norma 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.

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

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, 1992)

Outros procedimentos e limites descritos na norma 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 em vez do valor eficaz instantâneo da tensão fundamental.

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

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, 1992)

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 2005. Além disso, duas emendas foram adicionadas a última versão desta norma nos anos de 2008 e 2009.

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, 2009).

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 (IEC 1000-3-2).

Tabela 2.4 – Limites para harmônicos de corrente.

Harmônicos ímpares				
Harmônicos	Classe A	Classe B	Classe C	Classe D
[n]	[A]	[A]	[% da fundamental]	[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
$15 \leq n \leq 39$	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	-	-
$8 \leq n \leq 40$	$1,84/n$	$2,76/n$	-	-

Fonte: (IEC, 2009)

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, 1992).

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, 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 do 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 [n]	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, 1992)

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 diminuíram 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.

Em condições equilibradas, os harmônicos de sequência zero estão geralmente ligados aos harmônicos ímpares múltiplos de três. Estes harmônicos 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 acabam se

anulando. Já para sistemas desbalanceados a quatro fios, cada harmônico 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. Portanto, para realizar a análise de sistemas elétricos trifásicos em condições desbalanceadas é necessário utilizar um modelo trifásico que leve em conta as componentes simétricas das correntes e/ou tensões.

2.5 SOLUÇÕES PARA SUPRESSÃO DOS HARMÔNICOS E COMPENSAÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA

Como forma de suprimir correntes harmônicas e compensar potência reativa, têm-se proposto diversas soluções na literatura, dentre as quais se podem citar os Filtros Passivos de Potência (FPP), os Filtros Ativos de Potência (FAP), bem como topologias híbridas (AREDES, 1996; AKAGI, 2005; SINGH; HADDAD; CHANDRA, 1999; QUINN; MOHAN, 1992).

Os FPP se caracterizam como uma solução já consolidada em aplicações industriais devido ao seu baixo custo de implementação e sua eficácia (DAS; PE; MIEE, 2003). Este filtro é composto 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. Portanto, a frequência de sintonia representa a frequência do harmônico de corrente que se deseja eliminar. Entretanto, a utilização de filtros passivos 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, além de serem pesados e volumosos (SILVA, 2001).

Como o intuito de contornar tais problemas, têm-se empregado os FAP, bem como as topologias híbridas, as quais se caracterizam por utilizar filtros passivos operando em conjunto com filtros ativos (SINGH; HADDAD; CHANDRA, 1999; QUINN; MOHAN, 1992; AKAGI, 2005, SILVA et. al., 2010; BHATTACHARYA et al., 1991). Os FAP podem ser conectados tanto em série quanto em paralelo com a carga. O FAP série é normalmente utilizado na compensação de distúrbios de tensão da rede, tais como harmônicos, afundamentos e elevações de tensão, dentre outros (BHATTACHARYA et al., 1991;

AREDES; WATANABE; 1995). Por sua vez, o FAP paralelo atua como uma fonte de corrente não senoidal, cancelando a circulação das correntes harmônicas pela rede elétrica. Além disso, este filtro pode atuar também na correção do fator de potência fundamental, ou também denominado fator de deslocamento (AREDES, 1996; AKAGI, 2005; SILVA, 2001).

Os Filtros Ativos de Potência Paralelos (FAPPs) têm sido empregados em sistemas monofásicos e trifásicos (SINGH; HADDAD; CHANDRA, 1999; QUINN; MOHAN, 1992; AKAGI, 2005). 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 se for necessário. Para sistemas trifásicos a três fios, o FAPP pode ainda ter a função de compensar o desequilíbrio de carga, 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 a forma com que um FAPP realiza a compensação em um sistema elétrico.

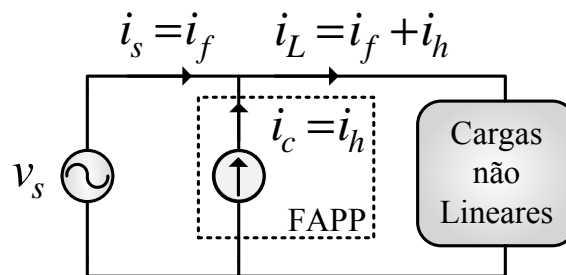


Figura 2.1 - Princípio de compensação de um FAPP.

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 . Desta 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.

Para compor um FAPP, é necessário utilizar um conversor bidirecional em corrente. Na literatura, podem ser encontradas duas topologias deste tipo de conversor, sendo eles o inversor fonte de corrente (CSI - *Current Source Inverter*) e o inversor fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*). Se tratando de FAPP, a topologia de inversor mais utilizada é a VSI, a qual utiliza capacitores no barramento CC (SINGH; HADDAD; CHANDRA, 1999; AKAGI, 2005). Sendo assim, é necessária uma estratégia para controlar o nível de tensão dos capacitores durante o funcionamento do inversor.

Diferentes topologias de inversores VSI têm sido utilizadas para comporem os FAPPs empregados em sistemas elétricos monofásicos e trifásicos (LINDEKE et al., 2004; SOUZA; BARBI, 2000; RANJBAR; JALILIAN; SHOULAIE, 2010; FENILI, 2007; SOUZA, 2000; SINGH; HADDAD; CHANDRA, 1999; QUINN; MOHAN, 1992; AKAGI, 2005, SILVA et. al., 2010) . Em sistemas monofásicos, têm sido utilizadas as topologias de inversores em meia ponte (*half-bridge*) e em ponte completa (*full-bridge*) (LINDEKE et al., 2004; SOUZA; BARBI, 2000; RANJBAR; JALILIAN; SHOULAIE, 2010; FENILI, 2007; SOUZA, 2000). Para sistemas trifásicos, os FAPPs têm sido aplicados tanto a três-fios como a quatro-fios (SINGH; HADDAD; CHANDRA, 1999; QUINN; MOHAN, 1992; AKAGI, 2005, SILVA et. al., 2010). O esquema da topologia de um FAPP aplicado em sistemas trifásicos a três-fios é mostrado na Figura 2.2 (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984; BHATTACHARYA et. al., 1998). A topologia envolve um inversor trifásico com três braços conectados a um único barramento CC, totalizando seis chaves de potência.

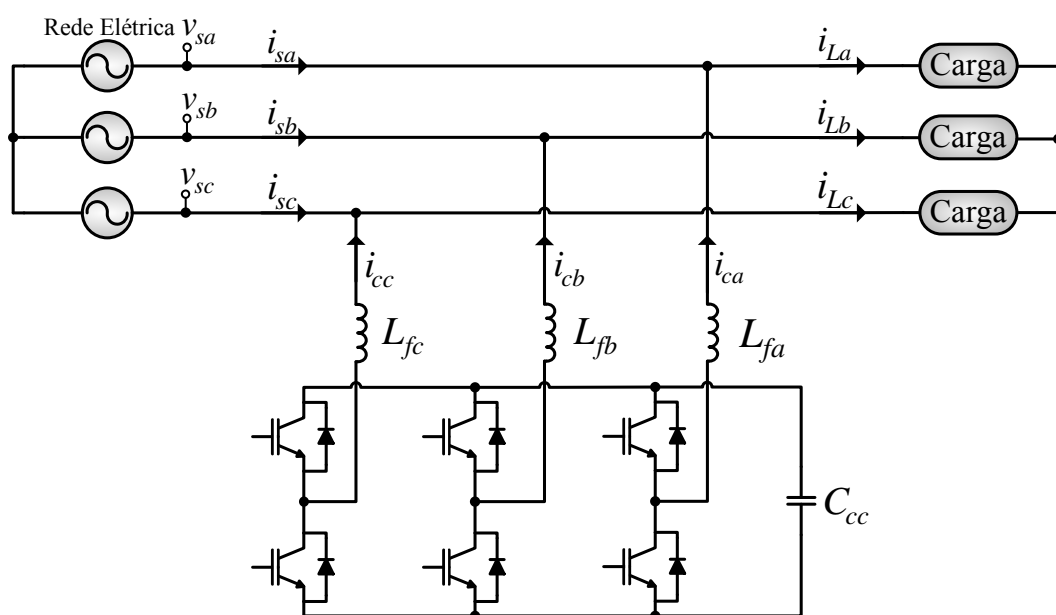


Figura 2.2 – FAPP trifásico a três-fios.

Fonte: Autoria Própria

O esquema da topologia de FAPP formada por um inversor trifásico onde o barramento CC é composto por capacitores dispostos na configuração *Split-Capacitor* (S-C) é mostrado na Figura 2.3. Este inversor é composto por três braços, onde o condutor de neutro é conectado ao ponto central do barramento CC. 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 CC e três indutores de acoplamento.

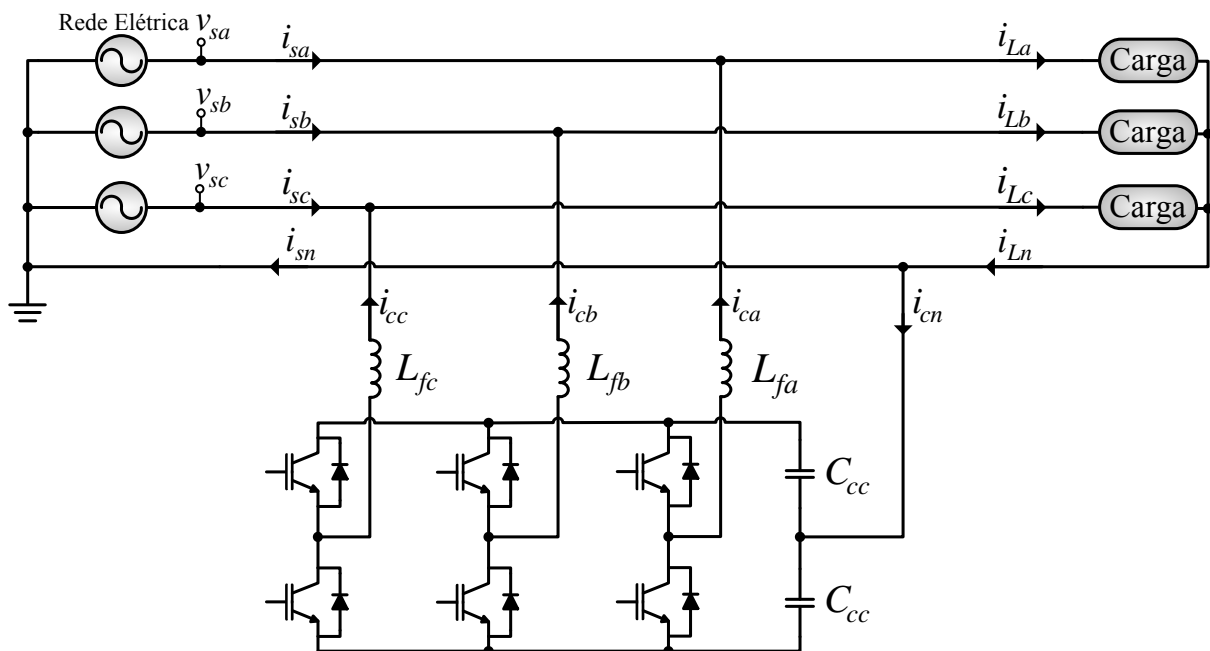


Figura 2.3 – FAPP trifásico a quatro-fios topologia S-C.

Fonte: Autoria Própria

O esquema da topologia de FAPP conhecida por *Three Full-Bridge* (3F-B) (CAMPANHOL; SILVA; GOEDTEL, 2013) é mostrado da Figura 2.4. Esta topologia é composta por três inversores monofásicos em ponte completa (*full-bridge*) compartilhando o mesmo barramento CC. 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 CC 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 CC e três transformadores de isolamento.

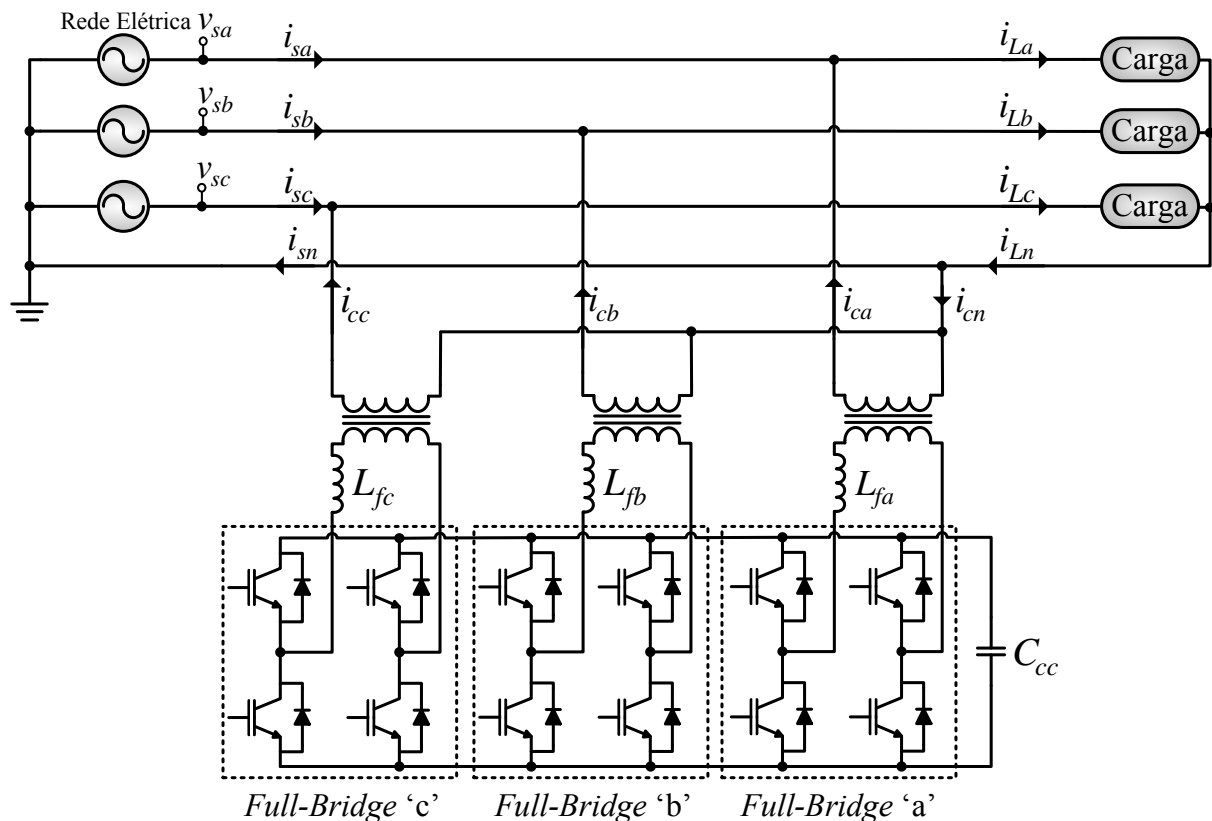


Figura 2.4 – FAPP trifásico a quatro-fios topologia 3F-B.

Fonte: Autoria Própria

O esquema da topologia de FAPP formada por um inversor multinível *Neutral Point Clamped* (NPC) é mostrado na Figura 2.5. Este inversor é composto por três braços multiníveis conectados a um ponto central, onde também é conectado o condutor do neutro. Assim como acontece na topologia S-C, há a necessidade de se controlar o desbalanço de tensão nos capacitores do barramento CC. 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 capacitores para formar o barramento CC e três indutores de acoplamento.

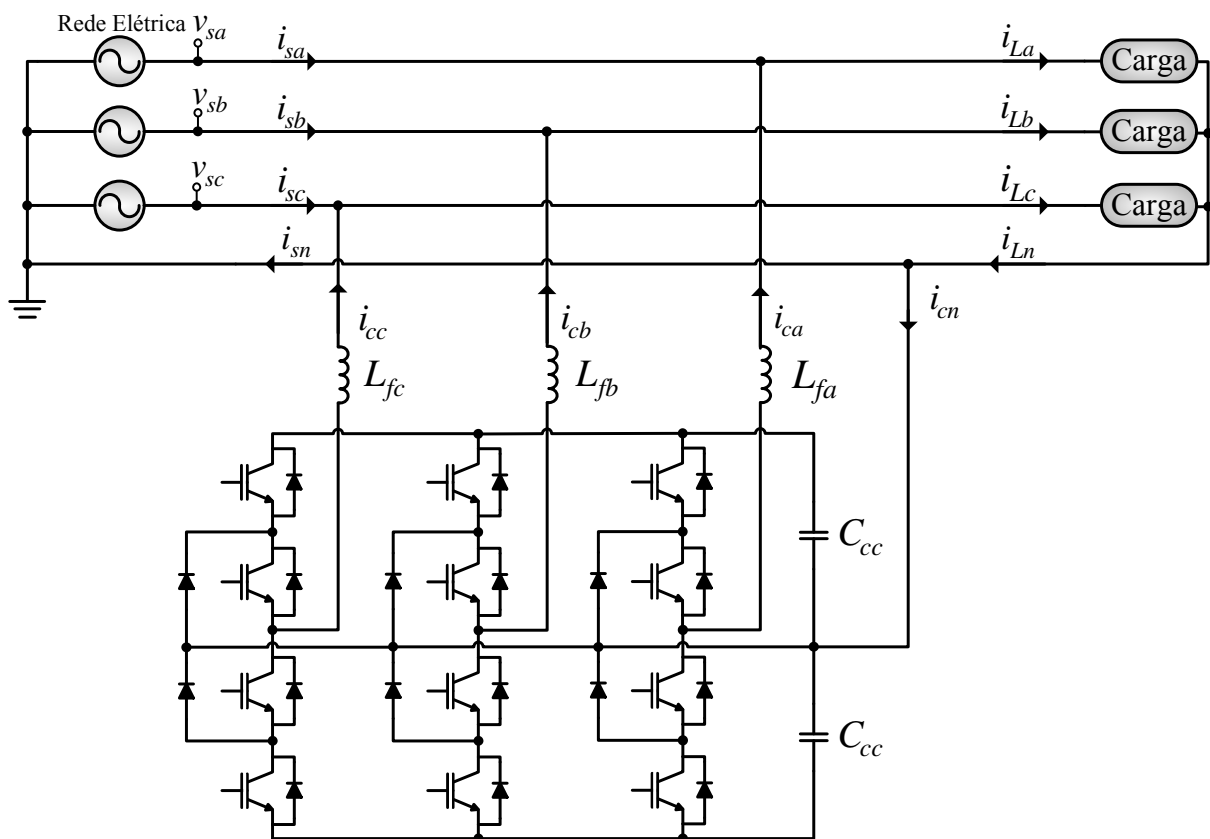


Figura 2.5 – FAPP trifásico a quatro-fios topologia NPC.

Fonte: Autoria Própria

O esquema da topologia de FAPP que utiliza um inversor a quatro braços, também conhecido por *Four-Legs* (F-L), é mostrado na Figura 2.6. Este inversor é composto por quatro braços inversores compartilhando o mesmo barramento CC. 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 CC e quatro indutores de acoplamento.

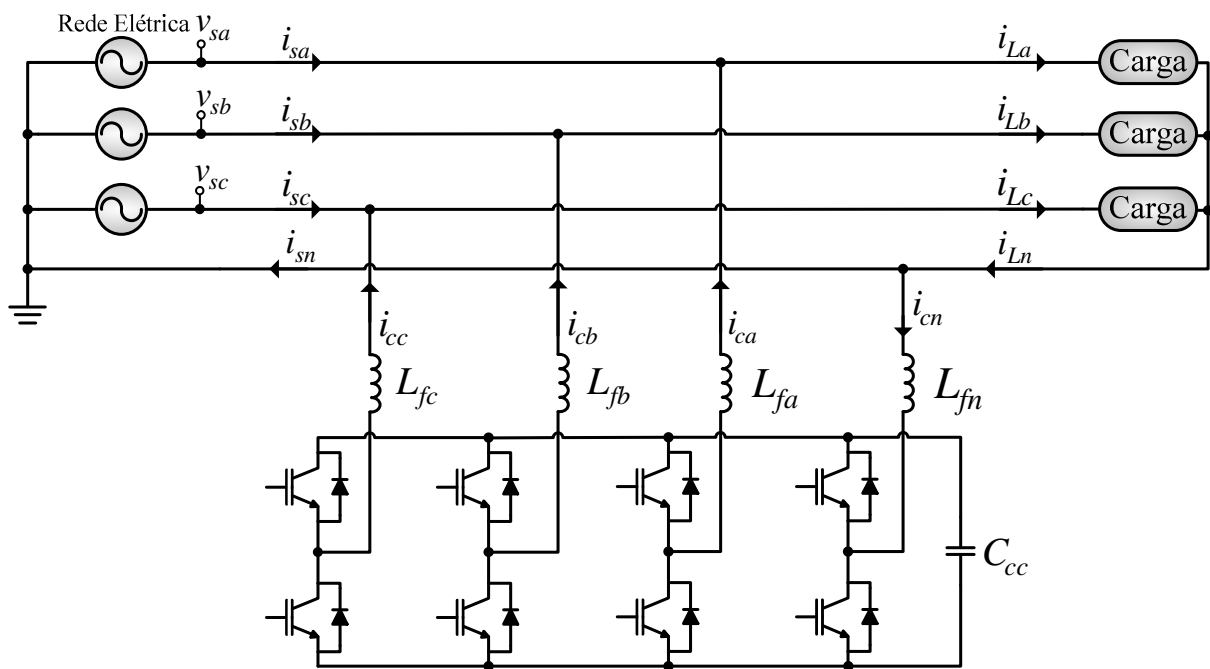


Figura 2.6 – FAPP trifásico a quatro-fios topologia F-L.
Fonte: Autoria Própria

Um atrativo da topologia F-L é o fato da corrente de neutro poder ser controlada por meio do braço adicional. Apesar da necessidade deste braço adicional, quando comparada com a topologia S-C, esta apresenta redução do nível de tensão no barramento CC (CAMPANHOL; SILVA; GOEDTEL, 2013). Além disso, não há a necessidade de realizar o controle para compensar o desequilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC. Por outro lado, quando comparadas à topologia F-L, as topologias 3F-B e a NPC, necessitam de um maior número de chaves de potência (SILVA et. al., 2010). Desta maneira, em função das vantagens apresentadas pela topologia F-L, esta será adotada no desenvolvimento deste trabalho.

3 FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO EMPREGANDO INVERSOR FOUR-LEGS

Neste capítulo, é apresentada a modelagem matemática do circuito de potência do FAPP. Esta pode ser dividida em duas plantas a serem controladas, sendo elas a planta de corrente e a planta de tensão do barramento CC do FAPP. Além disso, o modular utilizado para o acionamento do inversor *Four-Legs* também é apresentado. Por sua vez, o sistema de controle empregado será discutido nos próximos capítulos.

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 CC 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_{pwma} , u_{pwmb} , u_{pwmc} e u_{pwmn}) 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.

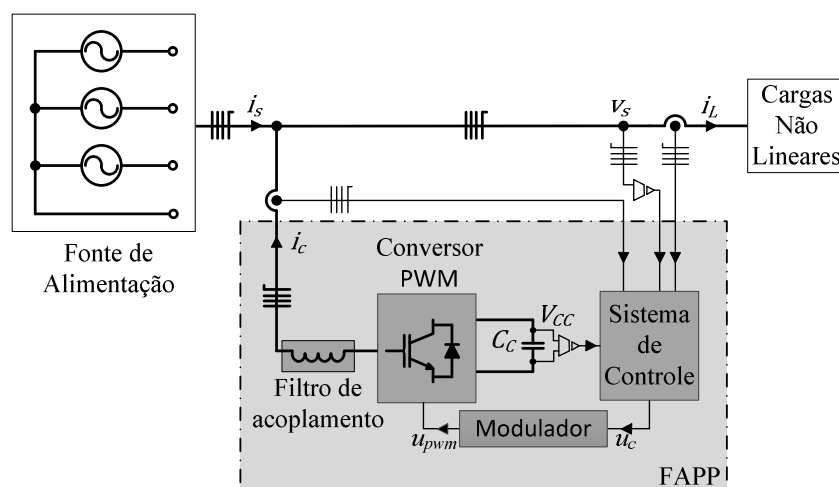


Figura 3.1 - Configuração geral do FAPP trifásico a quatro fios.
Fonte: Autoria Própria

3.1 MODELO MATEMÁTICO DA PLANTA DE CORRENTE DO FAPP

A técnica empregada na modelagem matemática utiliza espaço de estados. Inicialmente, é realizada a modelagem do inversor *Four-Legs* 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 $\alpha\beta 0$. Para a obtenção de ambos os modelos é assumido o circuito mostrado na Figura 3.2. As tensões da rede são medidas como tensões de fase, ou seja, utilizando o condutor de neutro como referência. As chaves de potência são consideradas ideais. As tensões da rede v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} e a tensão do barramento CC V_{cc} são consideradas ideais. Além disso, as indutâncias do filtro de acoplamento são iguais, assim como suas respectivas resistências série, ou seja, $L_{fa} = L_{fb} = L_{fc} = L_{fn} = L_f$ e $R_{Lfa} = R_{Lfb} = R_{Lfc} = R_{Lfn} = R_{Lf}$.

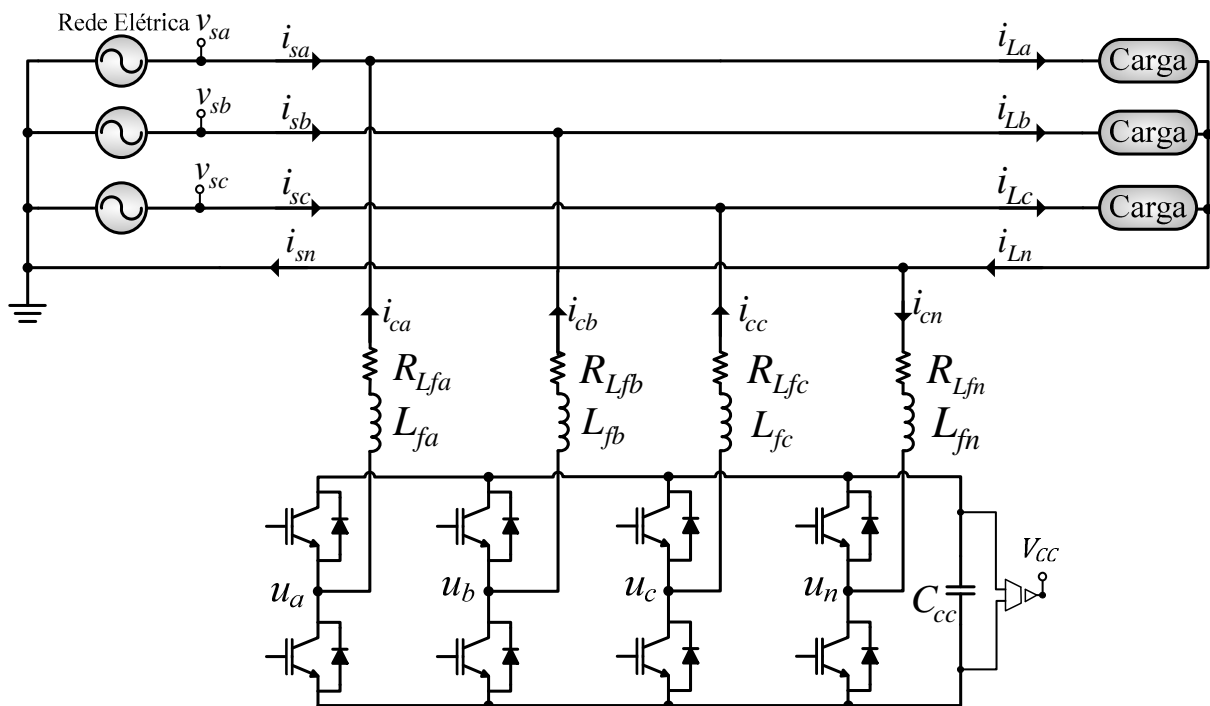


Figura 3.2 – Circuito de potência do FAPP trifásico a quatro-fios topologia F-L.
Fonte: Autoria Própria

3.1.1 Modelo Matemático nas Coordenadas abc

A partir do circuito mostrado na Figura 3.2, aplica-se a lei de Kirchhoff para tensão na malha definida entre os pontos u_a e u_n como mostrado em (3.1).

$$u_{an} = u_a - u_n = R_{Lfa} \cdot i_{ca} + L_{fa} \frac{di_{ca}}{dt} + v_{sa} + L_{fn} \frac{di_{cn}}{dt} + R_{Lfn} \cdot i_{cn} \quad (3.1)$$

Isolando a derivada no tempo de i_{ca} em (3.1), tem-se:

$$\frac{di_{ca}}{dt} = \frac{1}{L_{fa}} \left(u_{an} - v_{sa} - R_{Lfa} \cdot i_{ca} - L_{fn} \frac{di_{cn}}{dt} - R_{Lfn} \cdot i_{cn} \right) \quad (3.2)$$

Refazendo o mesmo procedimento para a malha definida entre os pontos u_b e u_n , obtêm-se (3.3) e (3.4).

$$u_{bn} = u_b - u_n = R_{Lfb} \cdot i_{cb} + L_{fb} \frac{di_{cb}}{dt} + v_{sb} + L_{fn} \frac{di_{cn}}{dt} + R_{Lfn} \cdot i_{cn} \quad (3.3)$$

$$\frac{di_{cb}}{dt} = \frac{1}{L_{fb}} \left(u_{bn} - v_{sb} - R_{Lfb} \cdot i_{cb} - L_{fn} \frac{di_{cn}}{dt} - R_{Lfn} \cdot i_{cn} \right) \quad (3.4)$$

Já para a malha definida entre os pontos u_c e u_n obtêm-se (3.5) e (3.6) utilizando o mesmo procedimento.

$$u_{cn} = u_c - u_n = R_{Lfc} \cdot i_{cc} + L_{fc} \frac{di_{cc}}{dt} + v_{sc} + L_{fn} \frac{di_{cn}}{dt} + R_{Lfn} \cdot i_{cn} \quad (3.5)$$

$$\frac{di_{cc}}{dt} = \frac{1}{L_{fc}} \left(u_{cn} - v_{sc} - R_{Lfc} \cdot i_{cc} - L_{fn} \frac{di_{cn}}{dt} - R_{Lfn} \cdot i_{cn} \right) \quad (3.6)$$

Somando-se (3.1), (3.3) e (3.5) tem-se:

$$\begin{aligned}
u_{an} + u_{bn} + u_{cn} &= R_{Lf}(i_{ca} + i_{cb} + i_{cc}) + L_f \left(\frac{di_{ca}}{dt} + \frac{di_{cb}}{dt} + \frac{di_{cc}}{dt} \right) \\
&+ (v_{sa} + v_{sb} + v_{sc}) + 3L_{fn} \frac{di_{cn}}{dt} + 3R_{Lf} \cdot i_{cn}
\end{aligned} \tag{3.7}$$

Sabe-se que:

$$i_{ca} + i_{cb} + i_{cc} = i_{cn} \tag{3.8}$$

Derivando ambos os lados de (3.8), obtém-se:

$$\frac{di_{ca}}{dt} + \frac{di_{cb}}{dt} + \frac{di_{cc}}{dt} = \frac{di_{cn}}{dt} \tag{3.9}$$

Substituindo (3.8) e (3.9) em (3.7), encontra-se a seguinte equação:

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 4R_{Lf} \cdot i_{cn} + 4L_f \frac{di_{cn}}{dt} + v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} \tag{3.10}$$

Isolando a derivada no tempo de i_{cn} em (3.10), tem-se:

$$\frac{di_{cn}}{dt} = \frac{1}{4L_f} (u_{an} + u_{bn} + u_{cn} - v_{sa} - v_{sb} - v_{sc} - 4R_{Lf} \cdot i_{cn}) \tag{3.11}$$

Substituindo (3.11) em (3.2), (3.4) e (3.6) é possível obter as seguintes equações diferenciais, respectivamente:

$$\frac{di_{ca}}{dt} = -\frac{R_{Lf}}{L_f} (i_{ca}) + \frac{1}{4L_f} [(3u_{an} - u_{bn} - u_{cn}) + (-3v_{sa} + v_{sb} + v_{sc})] \tag{3.12}$$

$$\frac{di_{cb}}{dt} = -\frac{R_{Lf}}{L_f} (i_{cb}) + \frac{1}{4L_f} [(-u_{an} + 3u_{bn} - u_{cn}) + (v_{sa} - 3v_{sb} + v_{sc})] \tag{3.13}$$

$$\frac{di_{cc}}{dt} = -\frac{R_{Lf}}{L_f} (i_{cc}) + \frac{1}{4L_f} [(-u_{an} - u_{bn} + 3u_{cn}) + (v_{sa} + v_{sb} - 3v_{sc})] \tag{3.14}$$

Desta maneira, (3.12), (3.13) e (3.14) podem ser reescritas na forma matricial, como segue abaixo:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ca}}{dt} \\ \frac{di_{cb}}{dt} \\ \frac{di_{cc}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} -3 & 1 & 1 \\ 1 & -3 & 1 \\ 1 & 1 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Em (3.15), é obtido o modelo em espaço de estados nas coordenadas abc do circuito de potência do FAPP empregando inversor *Four-Legs*. 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 u_{an} , u_{bn} e u_{cn} 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 (3.16).

$$\begin{aligned} A &= \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \\ B &= \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \\ F &= \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} -3 & 1 & 1 \\ 1 & -3 & 1 \\ 1 & 1 & -3 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.16)$$

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 (3.15), 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 (3.16), é possível encontrar a equação (3.17).

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Fd(t) \quad (3.17)$$

Onde:

$$\dot{x}(t) = \left[\frac{di_{ca}}{dt} \quad \frac{di_{cb}}{dt} \quad \frac{di_{cc}}{dt} \right]^T;$$

$$x(t) = [i_{ca} \quad i_{cb} \quad i_{cc}]^T$$

$$u(t) = [u_{an} \quad u_{bn} \quad u_{cn}]^T;$$

$$d(t) = [v_{sa} \quad v_{sb} \quad v_{sc}]^T$$

3.1.2 Modelo Matemático nas Coordenadas $\alpha\beta 0$

A transformada de Clarke, dada por (3.18), permite realizar a transformação do sistema de eixos de coordenadas trifásicas abc para o sistema de eixos de coordenadas bifásicas $\alpha\beta 0$. Já a transformação inversa de Clarke é dada por (3.19), a qual permite retornar ao sistema de coordenadas abc a partir do sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$.

$$\begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \\ z_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_a \\ z_b \\ z_c \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$\begin{bmatrix} z_a \\ z_b \\ z_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \\ z_0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Desta forma, a matriz de transformação é dada por (3.20), enquanto a matriz de transformação inversa é dada por (3.21).

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$[T_{i_{\alpha\beta 0}}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Observa-se que a matrizes $[T_{i_{\alpha\beta 0}}]$ não é obtida calculando a matriz inversa de $[T_{\alpha\beta 0}]$. Isto pode ser provado multiplicando-se as duas matrizes como mostrado em (3.22). Nota-se que o resultado dessa multiplicação não é exatamente a matriz identidade I .

$$[T_{\alpha\beta 0}][T_{i_{\alpha\beta 0}}] = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \frac{3}{2}I \quad (3.22)$$

Reescrevendo a equação (3.19) de maneira simplificada, obtém-se:

$$Z_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} [T_{i_{\alpha\beta 0}}] Z_{\alpha\beta 0} \quad (3.23)$$

Portanto, conforme (3.23), 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 (3.24), (3.25) e (3.26) respectivamente.

$$x(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} [T_{i_{\alpha\beta 0}}] x(t)_{\alpha\beta 0} \quad (3.24)$$

$$u(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} [T_{i_{\alpha\beta 0}}] u(t)_{\alpha\beta 0} \quad (3.25)$$

$$d(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} [T_{i_{\alpha\beta 0}}] d(t)_{\alpha\beta 0} \quad (3.26)$$

onde:

$$x_{\alpha\beta 0}(t) = i_{\alpha\beta 0} = [i_{c\alpha} \quad i_{c\beta} \quad i_{c0}]^T; \quad u_{\alpha\beta 0}(t) = [u_{\alpha}(t) \quad u_{\beta}(t) \quad u_0(t)]^T$$

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

Substituindo (3.24), (3.25) e (3.26) em (3.17), encontra-se:

$$\begin{aligned} \sqrt{2/3} [T_{i\alpha\beta 0}] \dot{x}_{\alpha\beta 0}(t) \\ = A \sqrt{2/3} [T_{i\alpha\beta 0}] x_{\alpha\beta 0}(t) + B \sqrt{2/3} [T_{i\alpha\beta 0}] u_{\alpha\beta 0}(t) \\ + F \sqrt{2/3} [T_{i\alpha\beta 0}] d_{\alpha\beta 0}(t) \end{aligned} \quad (3.27)$$

Simplificando e multiplicando ambos os lados de (3.27) por $[T_{\alpha\beta 0}]$, tem-se:

$$\begin{aligned} [T_{\alpha\beta 0}] [T_{i\alpha\beta 0}] \dot{x}_{\alpha\beta 0}(t) \\ = [T_{\alpha\beta 0}] A [T_{i\alpha\beta 0}] x_{\alpha\beta 0}(t) + [T_{\alpha\beta 0}] B [T_{i\alpha\beta 0}] u_{\alpha\beta 0}(t) \\ + [T_{\alpha\beta 0}] F [T_{i\alpha\beta 0}] d_{\alpha\beta 0}(t) \end{aligned} \quad (3.28)$$

Substituindo (3.16), (3.20) e (3.21) em (3.28), o termo formado pela matriz de estado A pode ser calculada como dado em (3.29).

$$\begin{aligned} [T_{\alpha\beta 0}] A [T_{i\alpha\beta 0}] u_{\alpha\beta 0}(t) \\ = \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} u_{\alpha\beta 0}(t) \end{aligned} \quad (3.29)$$

Realizando as operações matriciais de (3.29), obtém-se:

$$[T_{\alpha\beta 0}] A [T_{i\alpha\beta 0}] u_{\alpha\beta 0}(t) = \frac{3}{2} I A u_{\alpha\beta 0}(t) \quad (3.30)$$

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

$$\begin{aligned}
& [T_{\alpha\beta 0}]B [T_{i_{\alpha\beta 0}}] u_{\alpha\beta 0}(t) \\
&= \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} u_{\alpha\beta 0}(t) \tag{3.31}
\end{aligned}$$

Realizando as operações matriciais de (3.31), obtém-se:

$$\begin{aligned}
& [T_{\alpha\beta 0}]B [T_{i_{\alpha\beta 0}}] u_{\alpha\beta 0}(t) \\
&= \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 4 + 1 + 1 & -\sqrt{3} + \sqrt{3} & \frac{4}{\sqrt{2}} - \frac{2}{\sqrt{2}} - \frac{2}{\sqrt{2}} \\ -\sqrt{3} + \sqrt{3} & 3 + 3 & \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{2}} - \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{1}{2\sqrt{2}} - \frac{1}{2\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{3}} - \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{3}} & \frac{1}{2} + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \end{bmatrix} u_{\alpha\beta 0}(t) \tag{3.32}
\end{aligned}$$

Simplificando (3.32), é possível encontrar a matriz de entrada nas coordenadas $\alpha\beta 0$ ($B_{\alpha\beta 0}$) como segue abaixo:

$$[T_{\alpha\beta 0}]B [T_{i_{\alpha\beta 0}}] u_{\alpha\beta 0}(t) = \frac{3}{2} I B_{\alpha\beta 0} u_{\alpha\beta 0}(t) \tag{3.33}$$

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 (3.34):

$$[T_{\alpha\beta 0}]F [T_{i_{\alpha\beta 0}}] d_{\alpha\beta 0}(t) = \frac{3}{2} I F_{\alpha\beta 0} d_{\alpha\beta 0}(t) \tag{3.34}$$

onde:

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

Substituindo (3.22), (3.30), (3.33) e (3.34) em (3.28), e simplificando, encontra-se o modelo em espaço de estados nas coordenadas $\alpha\beta 0$ do circuito de potência do FAPP empregando inversor *Four-Legs* representado por (3.36)

$$\begin{aligned} \dot{x}_{\alpha\beta 0}(t) &= Ax_{\alpha\beta 0}(t) + B_{\alpha\beta 0} u_{\alpha\beta 0}(t) + F_{\alpha\beta 0} d_{\alpha\beta 0}(t) \\ \begin{bmatrix} \frac{di_{c\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{c\beta}}{dt} \\ \frac{di_{c0}}{dt} \end{bmatrix} &= \frac{R_{L_f}}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \\ i_{c0} \end{bmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} -4 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{s0} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.36)$$

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 esta topologia trifásica de FAPP pode operar como três módulos monofásicos desacoplados entre si quando utilizada o sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$. Sendo assim, a partir de (3.36) é possível encontrar as equações que representam estes módulos monofásicos nas coordenadas $\alpha\beta 0$, conforme é dado em (3.37), (3.38) e (3.39).

$$\frac{di_{c\alpha}}{dt} = -\frac{R_{L_f} \cdot i_{c\alpha}}{L_f} + \frac{u_\alpha}{L_f} - \frac{v_{s\alpha}}{L_f} \quad (3.37)$$

$$\frac{di_{c\beta}}{dt} = -\frac{R_{L_f} \cdot i_{c\beta}}{L_f} + \frac{u_\beta}{L_f} - \frac{v_{s\beta}}{L_f} \quad (3.38)$$

$$\frac{di_{c0}}{dt} = -\frac{R_{L_f} \cdot i_{c0}}{L_f} + \frac{u_0}{4L_f} - \frac{v_{s0}}{4L_f} \quad (3.39)$$

Por meio de algumas manipulações matemáticas em (3.37), (3.38) e (3.39) obtêm-se as tensões de entrada sintetizadas pelo inversor (u_α, u_β, u_0) em função das tensões nos indutores

($v_{L_f\alpha}, v_{L_f\beta}, v_{L_f0}$), nos resistores ($v_{R_{L_f\alpha}}, v_{R_{L_f\beta}}, v_{R_{L_f0}}$) e das tensões da rede ($v_{s\alpha}, v_{s\beta}, v_{s0}$), como segue:

$$u_\alpha = v_{R_{L_f\alpha}} + v_{L_f\alpha} + v_{s\alpha} \quad (3.40)$$

$$u_\beta = v_{R_{L_f\beta}} + v_{L_f\beta} + v_{s\beta} \quad (3.41)$$

$$u_0 = 4v_{R_{L_f0}} + 4v_{L_f0} + v_{s0} \quad (3.42)$$

onde:

$$\begin{aligned} v_{R_{L_f\alpha}} &= R_{L_f} \cdot i_{c\alpha}; & v_{R_{L_f\beta}} &= R_{L_f} \cdot i_{c\beta}; & v_{R_{L_f0}} &= R_{L_f} \cdot i_{c0} \\ v_{L_f\alpha} &= L_f \cdot \frac{di_{c\alpha}}{dt}; & v_{L_f\beta} &= L_f \cdot \frac{di_{c\beta}}{dt}; & v_{L_f0} &= L_f \cdot \frac{di_{c0}}{dt} \end{aligned}$$

A partir de (3.40), (3.41) e (3.42), pode-se representar o modelo nas coordenadas $\alpha\beta0$ para o circuito de potência do FAPP empregando o inversor *Four-Legs*, como é mostrado na Figura 3.3. 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.

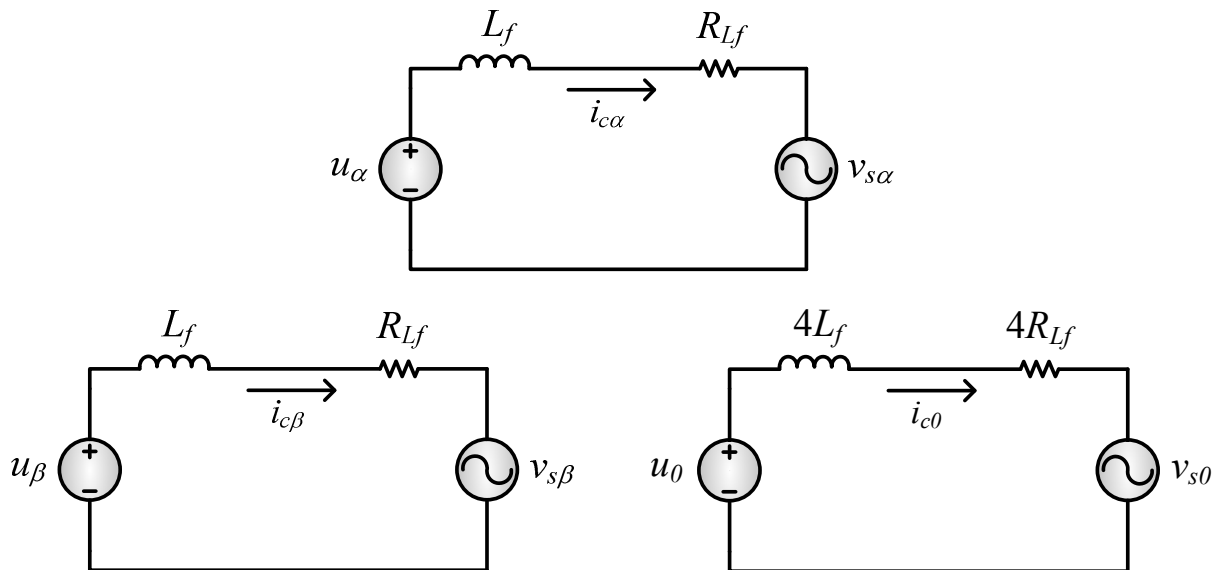


Figura 3.3 – Circuito equivalente no sistema $\alpha\beta0$ para o circuito de potência do FAPP.

Fonte: Autoria Própria

3.1.3 Função de Transferência do Sistema

Considera-se o sistema linear e invariante no tempo descrito por (3.36) desprezando o vetor de distúrbio $d(t)$. A este modelo, acrescenta-se a equação de saída como dado em (3.43).

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

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{c\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{c\beta}}{dt} \\ \frac{di_{c0}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \\ i_{c0} \end{bmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha n} \\ u_{\beta n} \\ u_{c0} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

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

onde:

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

A expressão da função de transferência em termos das matrizes do modelo pode ser obtida por (3.44) (OGATA, 2011).

$$G_i(s) = C(sI - A)^{-1}B_{\alpha\beta 0} \quad (3.44)$$

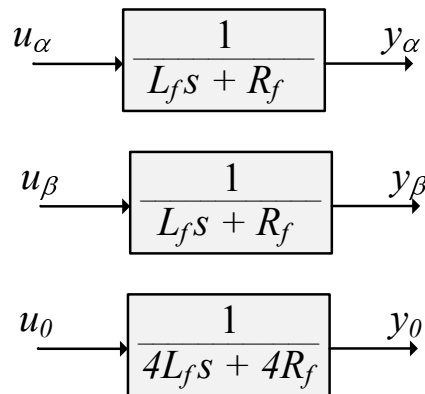
Substituindo as respectivas matrizes em (3.44), obtém-se:

$$G_i(s) = [1 \quad 1 \quad 1] \left(s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} - \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \right)^{-1} \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Realizando as operações matriciais em (3.45), é possível encontrar as funções de transferências da planta de corrente do FAPP nas coordenadas $\alpha\beta 0$ para o vetor de entrada $u_{\alpha\beta 0}(t)$, como é dado abaixo:

$$G_i(s) = \frac{y_{\alpha\beta 0}(s)}{u_{\alpha\beta 0}(s)} = \left[\frac{1}{(R_{Lf} + s \cdot L_f)} \quad \frac{1}{(R_{Lf} + s \cdot L_f)} \quad \frac{1}{4(R_{Lf} + s \cdot L_f)} \right] \quad (3.46)$$

Portanto, o modelo encontrado para a planta de corrente do FAPP 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 3.4.



**Figura 3.4 – Diagrama em blocos da planta de corrente do circuito de potência do FAPP no sistema $\alpha\beta 0$.
Fonte: Autoria Própria**

3.2 MODELO MATEMÁTICO DA PLANTA DE TENSÃO DO FAPP

O modelo matemático apresentada nesta seção é baseado nos modelos apresentados em (ACORDI, 2012) e (SILVA, 2001). A potência instantânea trifásica (p) de um sistema trifásico 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:

$$p = v_{sa}i_{sa} + v_{sb}i_{sb} + v_{sc}i_{sc} \quad (3.47)$$

Esta potência ativa instantânea pode também ser representada no eixo bifásico estacionário $\alpha\beta 0$, como dado por (3.48), 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.

$$p = v_{s\alpha}i_{s\alpha} + v_{s\beta}i_{s\beta} + v_{s0}i_{s0} \quad (3.48)$$

Considerando o sistema elétrico equilibrado com tensões senoidais, a equação (3.48) pode ser reescrita como segue:

$$p = v_{s\alpha}i_{s\alpha} + v_{s\beta}i_{s\beta} \quad (3.49)$$

A potência instantânea trifásica calculada por (3.49) pode também ser representada no eixo de referência síncrono, em função das tensões no eixo direto (v_d) e das correntes no eixo direto (i_d), como dado por (3.50).

$$p = 3 \frac{v_d}{\sqrt{2}} \frac{i_d}{\sqrt{2}} = \frac{3}{2} v_d i_d \quad (3.50)$$

O termo contínuo da corrente no eixo direto (i_{dm}) representa a parcela ativa de corrente. A tensão v_d é formada apenas pelo termo contínuo, já que foi considerada tensões senoidais. Portanto, é possível calcular a potência ativa instantânea do sistema trifásico (p_m) por meio de (3.51).

$$p_m = \frac{3}{2} v_d i_{dm} \quad (3.51)$$

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 deste equipamento. Esta potência ativa pode ser calculada em função da tensão contínua no eixo direto v_{dm} e da corrente contínua no eixo direto i_{qcm} como segue:

$$p_{cm} = \frac{3}{2} v_{dm} i_{qcm} \quad (3.52)$$

Assumindo que não há perdas na transferência de potência entre o lado CA e o lado CC, a potência p_{cm} será igual à potência que chega ao barramento CC (p_{cc}). Assim, a potência p_{cc} pode ser calculada por:

$$p_{cc} = v_{cc} i_{cc} = \frac{3}{2} v_d i_{dcm} = p_{cm} \quad (3.53)$$

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

A corrente i_{cc} se trata da corrente drenada pelo capacitor do barramento, assim pode ser calculada por meio de (3.54).

$$i_{cc} = C_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} \quad (3.54)$$

A partir de (3.53), a corrente i_{cc} também pode ser calculada por:

$$i_{cc} = \frac{3 v_d i_{dcm}}{2 v_{cc}} \quad (3.55)$$

Desta maneira, substituindo (3.55) em (3.54), obtém-se:

$$\frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{3 v_d i_{dcm}}{2 C_{cc} v_{cc}} \quad (3.56)$$

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} . 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, pode-se reescrever (3.56) como:

$$\frac{d\langle v_{cc}(t) \rangle}{dt} = \frac{3 v_d \langle i_{dcm}(t) \rangle}{2 C_{cc} \langle v_{cc}(t) \rangle} \quad (3.57)$$

onde:

$$\begin{aligned} \langle v_{cc}(t) \rangle &= V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t); \\ \langle i_{dcm}(t) \rangle &= I_{dcm} + \hat{i}_{dcm}(t) \end{aligned}$$

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

$$[V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t)] \left[\frac{dV_{cc}}{dt} + \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} \right] = \frac{3 v_d [I_{dcm} + \hat{i}_{dcm}(t)]}{2 C_{cc}} \quad (3.58)$$

Aplicando a propriedade distributiva no lado esquerdo de (3.58), encontra-se:

$$V_{cc} \frac{dV_{cc}}{dt} + V_{cc} \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} + \hat{v}_{cc}(t) \frac{dV_{cc}}{dt} + \hat{v}_{cc}(t) \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} = \frac{3 v_d [I_{dcm} + \hat{i}_{dcm}(t)]}{2 C_{cc}} \quad (3.59)$$

Seguindo a técnica de modelagem por pequenos sinais, desconsideram-se os termos CC e os termos CA de segunda ordem. Assim, pode-se reescrever (3.59) como é dado abaixo:

$$V_{cc} \frac{d\hat{v}_{cc}(t)}{dt} = \frac{3 v_d \hat{i}_{dcm}(t)}{2 C_{cc}} \quad (3.60)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (3.60), é possível encontrar a função de transferência da planta de tensão do FAPP dada por (3.61), a qual considera como entrada a corrente $\hat{i}_{dcm}(t)$ e como saída a tensão $\hat{v}_{cc}(t)$.

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_{dcm}(s)} = \frac{3 v_d}{2 V_{cc} C_{cc} s} \quad (3.61)$$

Portanto, o diagrama de blocos que representa a planta de tensão do FAPP é mostrado na Figura 3.4

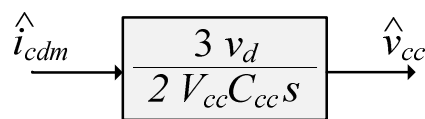


Figura 3.5 – Diagrama em blocos da planta de tensão do circuito de potência do FAPP.
Fonte: Autoria Própria

3.3 MODULAÇÃO VETORIAL APLICADA AO INVERSOR FOUR-LEGS

Várias técnicas convencionais de modulação têm sido utilizadas para acionamentos de inversores (HOLTZ, 1992). Dentre elas pode-se citar a modulação por largura de pulso (PWM) (PATEL; HOFT, 1973), a modulação delta (*Delta Modulation - DM*) (ZIOGAS, 1981) e a modulação PWM senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation - SPWM*) (BOOST; 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 CA-CA trifásicos e monofásicos, e em outras topologias de inversores trifásicos (PINHEIRO et al., 2002). Esta técnica de modulação tem sido muito utilizada no controle conversores CC-CA, pois seu uso permite 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. Além disso, a utilização desta técnica vetorial permite elevar o índice de modulação em um fator de $2/\sqrt{3}$ quando comparada á técnica SPWM (SHEN; LEHN, 2002; ACORDI, 2012). Neste trabalho, a modulação SVM é empregada no acionamento do inversor F-L mostrado na Figura 3.6.

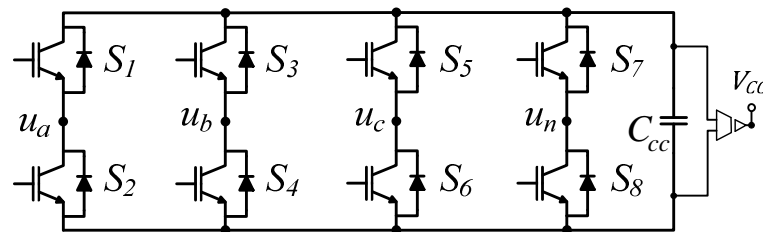


Figura 3.6 – Circuito do inversor *Four-Legs*.
Fonte: Autoria Própria

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).

3.3.1 Determinação dos Vetores de Comutação

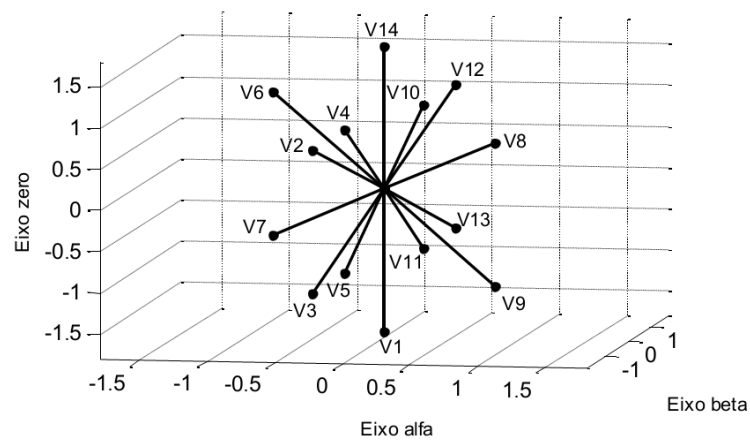
Considerando que os pares de interruptores S_1 - S_2 , S_3 - S_4 , S_5 - S_6 , S_7 - S_8 do inversor da Figura 3.6 são comandados de forma complementar, é possível determinar dezesseis possíveis estados de condução do inversor. Para cada um desses estados existirá tensões u_{an} , u_{bn} e u_{cn} particulares, as quais podem ser representadas nas coordenadas $\alpha\beta 0$ pelas tensões u_α , u_β e u_0 . A Tabela 3.1 mostra detalhadamente estes estados, juntas 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 3.7.

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 3.7 – 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 3.7, 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 3.8.

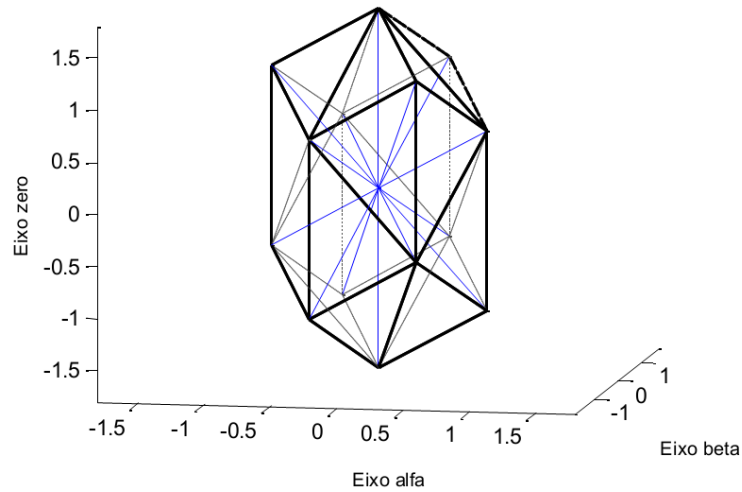


Figura 3.8 – Dodecaedro formado pelos vértices dos vetores de comutação nas coordenadas $\alpha\beta 0$.
Fonte: (ACORDI, 2012)

3.3.2 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:

$$PS_1 = [0 \quad \sqrt{2} \quad 0] \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (3.62)$$

$$PS_2 = [-\sqrt{6}/2 \quad \sqrt{2}/2 \quad 0] \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (3.63)$$

$$PS_3 = [\sqrt{6}/2 \quad \sqrt{2}/2 \quad 0] \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (3.64)$$

$$PS_4 = [\sqrt{6}/3 \quad 0 \quad \sqrt{3}/3] \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (3.65)$$

$$PS_5 = \begin{bmatrix} -\sqrt{6}/6 & -\sqrt{2}/2 & \sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (3.66)$$

$$PS_6 = \begin{bmatrix} -\sqrt{6}/6 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (3.67)$$

3.3.3 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:

$$PL_1 = \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & 0 & \sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.68)$$

$$PL_2 = \begin{bmatrix} -\sqrt{6}/6 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.69)$$

$$PL_3 = \begin{bmatrix} -\sqrt{6}/6 & -\sqrt{2}/2 & \sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.70)$$

$$PL_4 = \begin{bmatrix} \sqrt{6}/2 & \sqrt{2}/2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.71)$$

$$PL_5 = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.72)$$

$$PL_6 = \begin{bmatrix} -\sqrt{6}/2 & \sqrt{2}/2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.73)$$

$$PL_7 = \begin{bmatrix} -\sqrt{6}/2 & -\sqrt{2}/2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.74)$$

$$PL_8 = \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.75)$$

$$PL_9 = \begin{bmatrix} \sqrt{6}/2 & -\sqrt{2}/2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.76)$$

$$PL_{10} = \begin{bmatrix} \sqrt{6}/6 & \sqrt{2}/2 & -\sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.77)$$

$$PL_{11} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}/3 & 0 & -\sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.78)$$

$$PL_{12} = \begin{bmatrix} \sqrt{6}/6 & -\sqrt{2}/2 & -\sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \quad (3.79)$$

3.3.4 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)

3.3.5 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 .

$$[v_8 \quad v_{12} \quad v_{14}] \begin{bmatrix} \Delta t_8 \\ \Delta t_{12} \\ \Delta t_{14} \end{bmatrix} = u_{cmd} T_s \quad (3.80)$$

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:

$$\begin{bmatrix} \Delta t_8 \\ \Delta t_{12} \\ \Delta t_{14} \end{bmatrix} = M_1 \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} T_s \quad (3.81)$$

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:

$$\Delta t_n = T_s - \Delta t_8 - \Delta t_{12} - \Delta t_{14} \quad (3.82)$$

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 (3.83).

$$\Delta t_0 = \Delta t_{15} = \frac{\Delta t_n}{2} \quad (3.83)$$

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).

4 ESTRATÉGIA SELETIVA DE SUPRESSÃO DE CORRENTES HARMÔNICAS APLICADA EM SISTEMAS TRIFÁSICOS A TRÊS E QUATRO FIOS

O sistema de controle, o qual faz parte da configuração geral do FAPP (Figura 3), pode ser dividido em duas partes, sendo elas o algoritmo para geração das referências de controle e o algoritmo de controle. O algoritmo para a geração das referências de controle é tratado neste capítulo, enquanto o controlador será apresentado no próximo capítulo.

De maneira geral, o FAPP deve ser capaz de monitorar instantaneamente o conteúdo harmônico das correntes da carga (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln}) e, a partir disso, sintetizar as correntes de compensação (i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn}) de forma a contribuir com a melhoria de alguns indicadores ou aspectos 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. 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. Como neste trabalho o controle é realizado nas coordenadas $\alpha\beta 0$, as correntes de referência de compensação também são geradas nos eixos $\alpha\beta 0$ ($i_{c\alpha}^*$, $i_{c\beta}^*$, i_{c0}^*).

O algoritmo utilizado neste trabalho para a geração das correntes de referência de compensação é baseado no sistema de eixos de referência síncrona (método *SRF* – *Synchronous Reference Frame*). Este método foi inicialmente concebido para a compensação ativa de um filtro ativo série híbrido em sistemas elétricos trifásicos a três fios (BHATTACHARYA; DIVAN; BANERJEE, 1991; BHATTACHARYA; DIVAN, 1995). Em seguida, o método SRF foi também aplicado na compensação ativa de filtros ativos em sistemas monofásicos (CAMPANHOL; SILVA; GOEDTEL, 2013) e trifásicos a quatro fios (SILVA et. al. 2010; ACORDI, 2012). Neste trabalho, são exploradas as potencialidades do método SRF aplicado a sistemas trifásicos a três e quatro fios.

Quando sistemas trifásicos a três fios são utilizados para alimentar cargas trifásicas desbalanceadas, correntes trifásicas desequilibradas são drenadas da rede elétrica (i_a , i_b e i_c), as quais possuem correntes fundamentais também desequilibradas (i_{a1} , i_{b1} e i_{c1}). Por sua vez, as correntes fundamentais i_a , i_b e i_c possuem componentes de sequência positiva (i_{a1}^+ , i_{b1}^+ e i_{c1}^+) e negativa (i_{a1}^- , i_{b1}^- e i_{c1}^-). Se estas cargas ainda forem não lineares, as correntes

i_a, i_b e i_c também possuem correntes harmônicas (i_{ah}, i_{bh} e i_{ch}), as quais apresentarão suas próprias componentes de sequência positiva (i_{ah}^+, i_{bh}^+ e i_{ch}^+) e negativa (i_{ah}^-, i_{bh}^- e i_{ch}^-).

Já em sistemas trifásicos a quatro fios, correntes trifásicas desequilibradas incluem a corrente do neutro (i_a, i_b, i_c e i_n), e também possuem correntes fundamentais desequilibradas (i_{a1}, i_{b1}, i_{c1} e i_{n1}). Por sua vez, as correntes fundamentais i_{a1}, i_{b1}, i_{c1} e i_{n1} possuem componentes de sequência positiva (i_{a1}^+, i_{b1}^+ e i_{c1}^+), negativa (i_{a1}^-, i_{b1}^- e i_{c1}^-) e zero (i_{a1}^0, i_{b1}^0 e i_{c1}^0). No caso do emprego de cargas não lineares, as correntes i_a, i_b, i_c e i_n também possuem correntes harmônicas (i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} e i_{nh}), as quais apresentarão suas próprias componentes de sequência positiva (i_{ah}^+, i_{bh}^+ e i_{ch}^+), negativa (i_{ah}^-, i_{bh}^- e i_{ch}^-) e zero ($i_{ah}^0, i_{bh}^0, i_{ch}^0$). Vale ressaltar que, ao drenar correntes harmônicas de sequência zero, as componentes de sequência zero i_{ah}^0, i_{bh}^0 e i_{ch}^0 circularão, necessariamente, pelo sistema elétrico mesmo estando a carga e a rede equilibradas.

Em determinadas aplicações, é possível minimizar os problemas de QEE realizando uma compensação parcial das correntes harmônicas que circulam no sistema elétrico. Isto traz como vantagem, por exemplo, a redução da potência a ser processada pelo filtro. Sendo assim, neste trabalho, é empregada uma estratégia seletiva de supressão de correntes harmônicas, a qual permite realizar sete modos distintos de operação.

4.1 MODOS DE OPERAÇÃO DO FAPP

Nesta seção, serão descritos os algoritmos SRF que compõem estratégia seletiva de supressão de correntes harmônicas empregada neste trabalho. Com o intuito de explorar a versatilidade do método SRF, estes algoritmos foram elaborados dando origem a sete distintos modos de operação do FAPP. A diferença encontrada entre os modos de operação está relacionada com a seleção das parcelas presentes na corrente da carga que deverão ser sintetizadas por um FAPP. Assim, cinco aspectos relacionados com os modos de operação podem ser definidos, sendo eles:

- Compensação da potência reativa (CPR);
- Compensação das componentes fundamentais de sequência negativa (CSN);
- Compensação das componentes fundamentais de sequência zero (CSZ).
- Supressão total das componentes harmônicas (STH);
- Supressão seletiva das componentes harmônicas (SSH);

Para cada modo de operação (MO) cada um destes aspectos pode ser considerado ou não, como pode ser observado na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Modos de operação do FAPP.

	MO-01	MO-02	MO-03	MO-04	MO-05	MO-06	MO-07
CPR	✓						✓
CSN	✓	✓		✓			
CSZ	✓	✓	✓				
STH	✓	✓	✓	✓	✓		✓
SSH						✓	

4.1.1 Modo de Operação 01 (MO-01) – CPR, CSN, CSZ e STH

De acordo com a Tabela 4.1, no MO-01, é realizada a compensação de todas as fvpárceas indesejáveis presentes nas correntes da carga, sendo elas a parcela de corrente reativa, as componentes fundamentais de sequência negativa e zero, e as componentes harmônicas. Desta maneira, apenas a parcela ativa das componentes fundamentais de sequência positiva presentes na corrente da carga serão drenadas da rede elétrica durante a realização do MO-01.

Como visto anteriormente, os algoritmos utilizados para implementar os modos de operação são baseados no método SRF, o qual 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_a , i_b e i_c) são medidas e transformadas do sistema trifásico estacionário abc para o sistema bifásico estacionário $\alpha\beta 0$, conforme equação (4.1).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Em seguida, as correntes i_α e i_β podem ser transformadas em grandezas ortogonais no sistema de eixos síncronos dq por meio de (4.2).

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^+) & \text{sen}(\theta^+) \\ -\text{sen}(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

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_{d_c} e i_{q_c}) e termos oscilantes (i_{d_o} e i_{q_o}), conforme é dado abaixo:

$$\begin{aligned} i_d &= i_{d_c} + i_{d_o} \\ i_q &= i_{q_c} + i_{q_o} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Com a transformação para o sistema de eixos síncrono, as componentes fundamentais de sequência positiva (i_{a1}^+ , i_{b1}^+ e i_{c1}^+) tornam-se termos contínuos (i_{d_c} e i_{q_c}), sendo que estes correspondem, respectivamente, às parcelas ativa e reativa de i_{a1}^+ , i_{b1}^+ e i_{c1}^+ . O termo contínuo i_{d_c} pode ser facilmente extraído da respectiva corrente i_d por meio de um Filtro Passa Baixa (FPB), como mostrado na Figura 4.1. 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; FRANK; DIVAN; BANERJEE, 1996). Além disso, como mostrado na Figura 4.1, o termo oscilante do eixo direto i_{d_o} também pode ser obtido ao subtrair o termo i_{d_c} da corrente i_d .

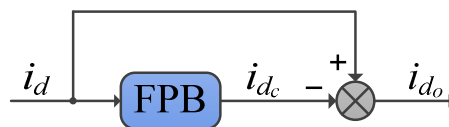


Figura 4.1 - Diagrama em blocos do FPB para a extração das parcelas i_{d_c} e i_{d_o}

Por outro lado, as componentes fundamentais de sequência negativa (i_{a1}^-, i_{b1}^- e i_{c1}^-) são transformadas em parcelas oscilantes com frequência de 120 Hz (ordem 2) nos eixos síncronos ($i_{d_{o2}}$ e $i_{q_{o2}}$). De modo geral, as correntes harmônicas também passam a ser representadas como termos oscilantes ($i_{d_{oh}}$ e $i_{q_{oh}}$) sobrepostos aos termos contínuos. Assim a equação (4.3) pode ser reescrita como segue abaixo:

$$\begin{aligned} i_d &= i_{d_c} + i_{d_{o2}} + i_{d_{oh}} \\ i_q &= i_{q_c} + i_{q_{o2}} + i_{q_{oh}} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Quando representadas nos eixos dq , as componentes harmônicas de sequência positiva (i_{ah}^+, i_{bh}^+ e i_{ch}^+) 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_{ah}^-, i_{bh}^- e i_{ch}^-) 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 (4.5).

$$\begin{aligned} i_a^0 &= i_{a1}^0 + i_{ah}^0 \\ i_b^0 &= i_{b1}^0 + i_{bh}^0 \\ i_c^0 &= i_{c1}^0 + i_{ch}^0 \end{aligned} \quad (4.5)$$

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 (4.1). Conforme (4.6), a corrente i_0 pode ser dividida em um termo fundamental (i_{0f}), o qual é relacionado com as correntes i_{a1}^0, i_{b1}^0 e i_{c1}^0 , e um termo harmônico (i_{0h}), o qual é relacionado com as correntes i_{ah}^0, i_{bh}^0 e i_{ch}^0 . (ACORDI, 2012).

$$i_0 = i_{0f} + i_{0h} \quad (4.6)$$

Tanto as componentes i_{a1}^-, i_{b1}^- e i_{c1}^- , quanto as componentes i_{a1}^0, i_{b1}^0 e i_{c1}^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 deseja-se 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 ($i_{c\alpha}^*, i_{c\beta}^*$ e i_{c0}^*). 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 $i_{c\alpha}^*, i_{c\beta}^*$ e i_{c0}^* . 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 (4.7). Já a corrente de referência i_{c0}^* é obtida diretamente da corrente i_0 , como dado por (4.8).

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^+) & -\text{sen}(\theta^+) \\ \text{sen}(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_{o2}} + i_{d_{oh}} \\ i_{qc} + i_{q_{o2}} + i_{q_{oh}} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

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

$$i_{c0}^* = i_{0f} + i_{0h} = i_0 \quad (4.8)$$

Na Figura 4.2, é mostrado o algoritmo SRF correspondente ao modo de operação 01, por meio do qual são implementadas as equações (4.7) e (4.8). 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, se obtém correntes da rede senoidais, equilibradas e em fase com as respectivas tensões fundamentais de sequência positiva.

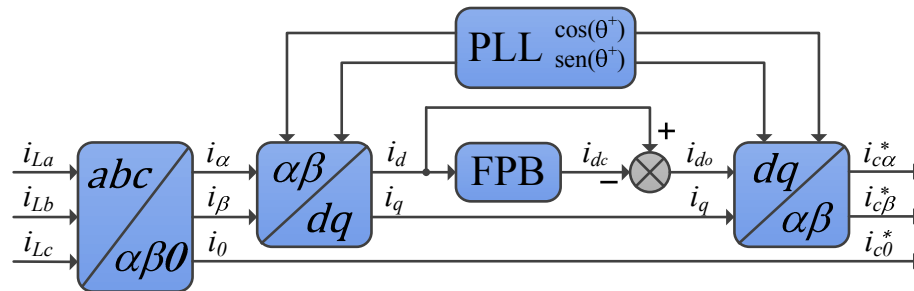


Figura 4.2 - Diagrama em Blocos do algoritmo SRF utilizado no Modo de Operação 01.

4.1.2 Modo de Operação 02 (MO-02) – CSN, CSZ e STH

De acordo com a Tabela 4.1, no MO-02, é realizada a compensação das componentes fundamentais de sequência negativa e zero, bem como a supressão total das componentes harmônicas. Assim, apenas as componentes fundamentais de sequência positiva presentes na corrente da carga serão drenadas da rede elétrica durante a realização do MO-02.

A potência reativa da carga pode ser desconsiderada da compensação. Isto é feito desconsiderando no algoritmo de compensação o termo contínuo i_{qc} , o qual corresponde à parcela reativa das correntes fundamentais de sequência positiva da carga. Para isto, é necessário utilizar um FPB no eixo q para extrair o termo i_{qc} da corrente i_q , conforme é mostrado na Figura 4.3. Assim como foi realizado para o eixo d , subtrai-se o termo i_{qc} da corrente i_q para obter o termo oscilante do eixo em quadratura i_{qo} .

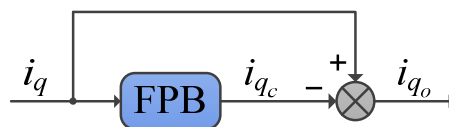


Figura 4.3 - Diagrama em blocos do FPB para a extração das parcelas i_{qc} e i_{qo}

Conseqüentemente, neste segundo modo de operação, o termo i_{qc} é desconsiderado da compensação, enquanto os outros termos dos eixos dq considerados no primeiro modo de operação são mantidos. Assim, as correntes de referência $i_{c\alpha}^*$, $i_{c\beta}^*$ são obtidas por meio da

transformação para as coordenadas $\alpha\beta$, a qual é dada em (4.9). Já a corrente de referência i_{c0}^* é obtida diretamente da corrente i_o , como dado por (4.10).

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^+) & -\text{sen}(\theta^+) \\ \text{sen}(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_{o2}} + i_{d_{oh}} \\ i_{q_{o2}} + i_{q_{oh}} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

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

$$i_{c0}^* = i_{o_f} + i_{o_h} = i_o \quad (4.10)$$

Na Figura 4.4, é mostrado o algoritmo SRF correspondente ao modo de operação 02, o qual implementa as equações (4.9) e (4.10). A utilização deste segundo algoritmo permite efetuar a compensação do desequilíbrio das correntes de carga, assim como a supressão de todas as correntes harmônicas. Desta maneira, se obtém correntes da rede senoidais, equilibradas e com fase diferente das respectivas tensões fundamentais de sequência positiva, haja vista que a parcela de potência reativa da carga não foi compensada.

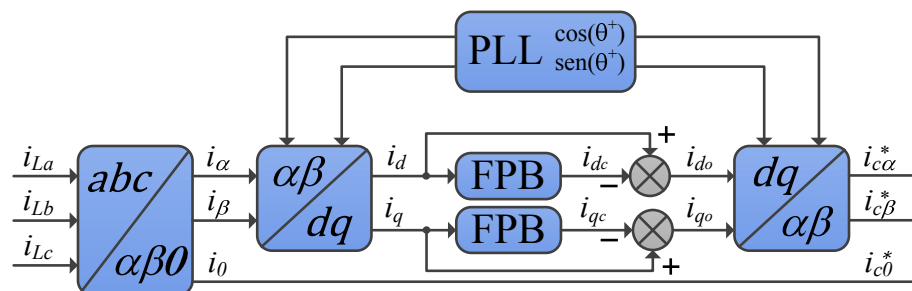


Figura 4.4 - Diagrama em Blocos do algoritmo SRF utilizado no Modo de Operação 02.

4.1.3 Modo de Operação 03 (MO-03) – CSZ e STH

De acordo com a Tabela 4.1, no MO-03, é realizada a compensação das componentes fundamentais de sequência zero, bem como a supressão total das componentes harmônicas. Assim, apenas as componentes fundamentais de sequência positiva (i_{a1}^+ , i_{b1}^+ e i_{c1}^+) e negativa (i_{a1}^- , i_{b1}^- e i_{c1}^-) presentes na corrente da carga serão drenadas da rede elétrica durante a realização do MO-03.

No intuito de implementar o MO-03, as componentes fundamentais (i_{a1}^- , i_{b1}^- e i_{c1}^-) devem ser desconsideradas das correntes de compensação. As componentes fundamentais de sequência negativa podem ser detectadas aplicando o método SRF levando em consideração o

vetor unitário síncrono com a tensão de sequência negativa do sistema elétrico (BHATTACHARYA et. al., 1998). Embora este processo tenha sido concebido para sistemas trifásicos a três fios, este pode ser também utilizado em sistemas trifásicos a quatro fios. Para isto, as correntes i_α e i_β são transformadas em grandezas ortogonais no sistema de eixos síncronos dq por meio de (4.11).

$$\begin{bmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^-) & \text{sen}(\theta^-) \\ -\text{sen}(\theta^-) & \cos(\theta^-) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Para a obtenção das correntes i_d^- (direta) e i_q^- (quadratura), utiliza-se um sistema 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 negativa (θ^-), onde $\theta^- = -\theta^+$. As correntes i_d^- e i_q^- podem ser decompostas em termos contínuos ($i_{d_c}^-$ e $i_{q_c}^-$) e termos oscilantes ($i_{d_o}^-$ e $i_{q_o}^-$), conforme é dado abaixo:

$$\begin{aligned} i_d^- &= i_{d_c}^- + i_{d_o}^- \\ i_q^- &= i_{q_c}^- + i_{q_o}^- \end{aligned} \quad (4.12)$$

Com a transformação para os eixos síncronos dq , por meio de (4.11), as componentes fundamentais de sequência negativa (i_{a1}^- , i_{b1}^- e i_{c1}^-) se tornam os termos contínuos $i_{d_c}^-$ e $i_{q_c}^-$, os quais podem ser extraídos das respectivas correntes i_d^- e i_q^- por meio de dois FPB, como mostrado na Figura 4.5.

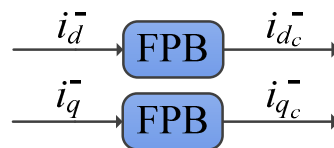


Figura 4.5 - Diagrama em blocos dos FPB para a extração das parcelas $i_{d_c}^-$ e $i_{q_c}^-$.

Os termos contínuos $i_{d_c}^-$ e $i_{q_c}^-$ podem ser transformados para as coordenadas $\alpha\beta$, conforme é dado em (4.13), obtendo as correntes $i_{c\alpha}^-$ e $i_{c\beta}^-$ que correspondem às componentes fundamentais de sequência negativa.

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^- \\ i_{c\beta}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^-) & \text{sen}(\theta^-) \\ -\text{sen}(\theta^-) & \cos(\theta^-) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_c}^- \\ i_{q_c}^- \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Para este terceiro modo de operação, os cálculos para a determinação das correntes de compensação são semelhantes aos realizados no segundo modo de operação. Para efeito de nomenclatura, as grandezas relacionadas com as correntes de compensação obtidas a partir da sequência positiva foram redefinidas por $i'_{c\alpha}$ e $i'_{c\beta}$, ou seja:

$$\begin{bmatrix} i'_{c\alpha} \\ i'_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^+) & -\text{sen}(\theta^+) \\ \text{sen}(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_{o2}} + i_{d_{oh}} \\ i_{q_{o2}} + i_{q_{oh}} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

$$\begin{bmatrix} i'_{c\alpha} \\ i'_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^+) & -\text{sen}(\theta^+) \\ \text{sen}(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_o} \\ i_{q_o} \end{bmatrix}$$

Neste caso, as componentes i_{a1}^- , i_{b1}^- e i_{c1}^- devem ser desconsideradas da compensação. Desta forma, basta subtrair $i_{c\alpha}^-$ e $i_{c\beta}^-$ das correntes $i'_{c\alpha}$ e $i'_{c\beta}$. Assim, as correntes de referência $i_{c\alpha}^*$ e $i_{c\beta}^*$ são obtidas conforme (4.15).

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i'_{c\alpha} - i_{c\alpha}^- \\ i'_{c\beta} + i_{c\beta}^- \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Na Figura 4.6, é mostrado o algoritmo SRF correspondente ao modo de operação 03, o qual implementa as equações (4.13), (4.14) e (4.15). A utilização deste terceiro algoritmo permite efetuar a compensação da componente fundamental de sequência zero, assim como a supressão de todas correntes harmônicas de sequência. Desta maneira, se obtém correntes da rede senoidais, desequilibradas e com fase diferente das respectivas tensões fundamentais de sequência positiva.

4.1.4 Modo de Operação 04 (MO-04) – CSN e STH

De acordo com a Tabela 4.1, no MO-04, é realizada a compensação das componentes fundamentais de sequência negativa, e a supressão total das componentes harmônicas. Assim, apenas as componentes fundamentais de sequência positiva (i_{a1}^+ , i_{b1}^+ e i_{c1}^+) e zero

(i_{a1}^0, i_{b1}^0 e i_{c1}^0) presentes na corrente da carga serão drenadas da rede elétrica durante a realização do MO-04.

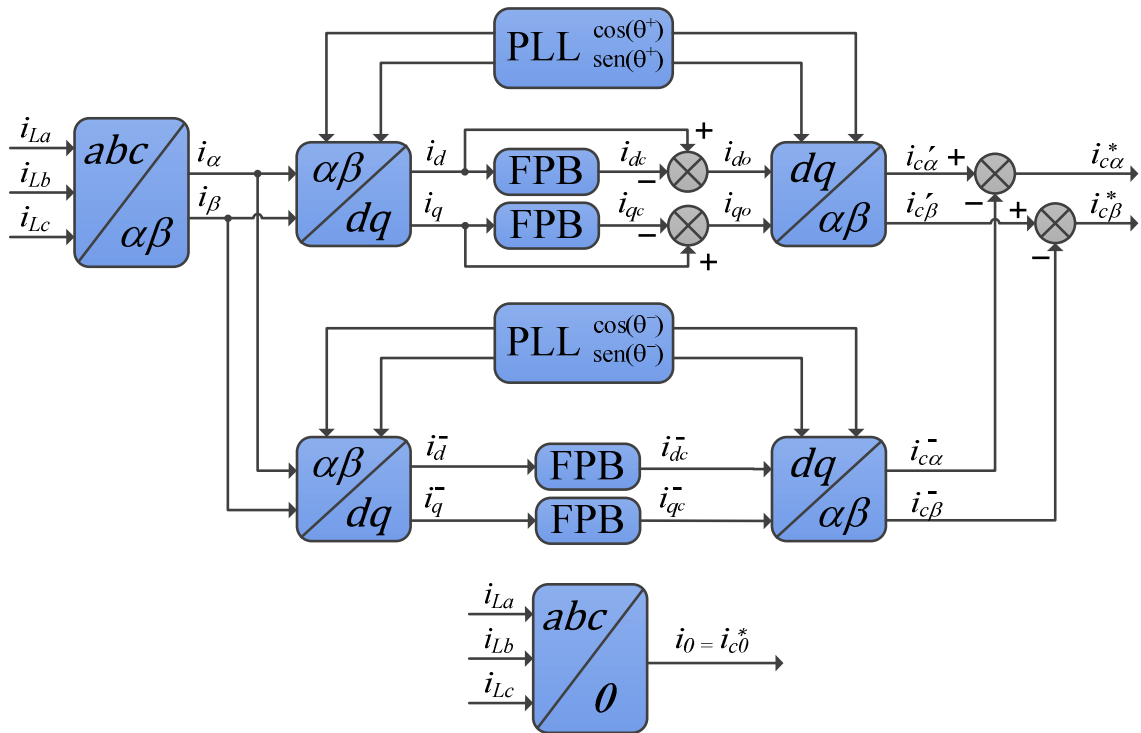


Figura 4.6 - Diagrama em Blocos do algoritmo SRF utilizado no Modo de Operação 03.

No intuito de implementar o MO-04, as componentes fundamentais (i_{a1}^0, i_{b1}^0 e i_{c1}^0) devem ser desconsideradas das correntes de compensação. As componentes (i_{a1}^0, i_{b1}^0 e i_{c1}^0) são representadas pela corrente i_0 obtida por meio de (4.1). Para isto, o método SRF deve ser aplicado para detectar a componente fundamental i_{0f} da corrente i_0 . Em uma análise isolada, a corrente i_0 forma um sistema monofásico. A criação de um sistema trifásico fictício permite aplicar o método SRF em sistemas monofásicos (CAMPANHOL, 2013; MODESTO, 2007). Baseando-se nesta ideia, a obtenção da componente fundamental de sequência zero parte da criação de um sistema bifásico estacionário fictício, o qual pode ser obtido a partir da corrente i_0 . Como mostrado na Figura 4.7, a corrente i_0 é assumida como a coordenada fictícia “ α' ” ($i'_{0\alpha}$), enquanto a coordenada fictícia “ β' ” ($i'_{0\beta}$) é obtida introduzindo um atraso de $\pi/2$ rad na corrente i_0 . Uma vez obtidas as correntes $i'_{0\alpha}$ e $i'_{0\beta}$, estas são transformadas em grandezas no sistema de eixos síncronos dq por meio de (4.16). Como resultado disto, são obtidas as correntes i_d^0 e i_q^0 fictícias (Figura 4.7).

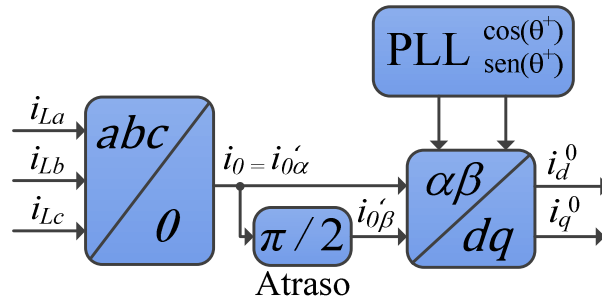


Figura 4.7 - Diagrama em Blocos do Algoritmo SRF monofásico.

As correntes i_d^0 e i_q^0 são formadas pelos respectivos termos contínuos ($i_{d_c}^0$ e $i_{q_c}^0$) e oscilatórios ($i_{d_o}^0$ e $i_{q_o}^0$), conforme dado por (4.17).

$$\begin{bmatrix} i_d^0 \\ i_q^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^+) & \text{sen}(\theta^+) \\ -\text{sen}(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0\alpha}' \\ i_{0\beta}' \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$\begin{aligned} i_d^0 &= i_{d_c}^0 + i_{d_o}^0 \\ i_q^0 &= i_{q_c}^0 + i_{q_o}^0 \end{aligned} \quad (4.17)$$

Os termos $i_{d_c}^0$ e $i_{q_c}^0$ representam a componente fundamental (i_{0f}), a qual está presente na corrente i_0 , e podem ser obtidos utilizando um FPB, como é mostrado na Figura 4.8. Por sua vez, os termos $i_{d_o}^0$ e $i_{q_o}^0$ representam as componentes harmônicas (i_{0h}), as quais estão presentes na corrente i_0 , e podem ser obtidas subtraindo os termos contínuos $i_{d_c}^0$ e $i_{q_c}^0$ das respectivas correntes i_d^0 e i_q^0 (Figura 4.8).

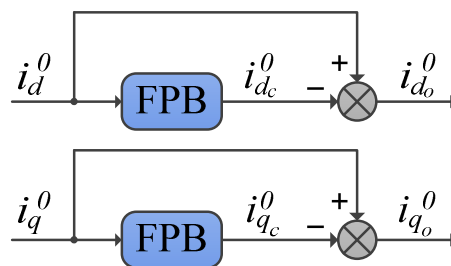


Figura 4.8 - Diagrama em blocos dos FPB para a extração das parcelas $i_{d_c}^0$, $i_{d_o}^0$, $i_{q_c}^0$ e $i_{q_o}^0$.

Transformando os termos $i_{d_o}^0$ e $i_{q_o}^0$ para o sistema bifásico estacionário, por meio de (4.18), obtêm-se na coordenada α' a corrente $i_{0h\alpha}'$ que representa a corrente harmônica i_{0h} .

$$i_{0h} = i'_{0h\alpha} = [\cos(\theta^+) \quad -\text{sen}(\theta^+)] \begin{bmatrix} i_{d_o}^0 \\ i_{q_o}^0 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Para este quarto modo de operação, os cálculos envolvidos na obtenção das correntes de referência $i_{c\alpha}^*$ e $i_{c\beta}^*$ são os mesmos realizados para o segundo modo de operação, como é dado por (4.19). Já a corrente de referência i_{c0}^* é obtida a partir da corrente i_{0h} , conforme (4.20), o que significa que as componentes fundamentais de sequência zero i_{a1}^0 , i_{b1}^0 e i_{c1}^0 não serão compensadas.

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^+) & -\text{sen}(\theta^+) \\ \text{sen}(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_{o2}} + i_{d_{oh}} \\ i_{q_{o2}} + i_{q_{oh}} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

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

$$i_{c0}^* = i_{0h} \quad (4.20)$$

Na Figura 4.9, é mostrado o algoritmo SRF correspondente ao modo de operação 04, o qual implementa as equações (4.19) e (4.20). A utilização do MO-04 permite compensar a componente fundamental de sequência negativa, assim como a suprimir totalmente as correntes harmônicas. Desta maneira, se obtém correntes da rede senoidais, desequilibradas e com fase diferente das respectivas tensões fundamentais de sequência positiva.

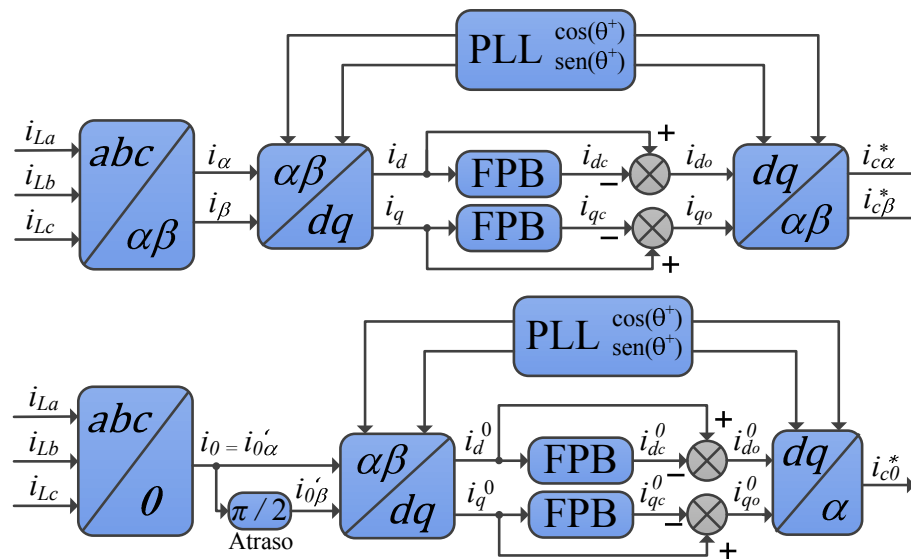


Figura 4.9 - Diagrama em Blocos do algoritmo SRF utilizado no Modo de Operação 04.

4.1.5 Modo de Operação 05 (MO-05) – STH

De acordo com a Tabela 4.1, no MO-05, é realizada a supressão total das componentes harmônicas. Assim, as componentes fundamentais de sequência positiva (i_{a1}^+ , i_{b1}^+ e i_{c1}^+), negativa (i_{a1}^- , i_{b1}^- e i_{c1}^-) e zero (i_{a1}^0 , i_{b1}^0 e i_{c1}^0) presentes na corrente da carga serão drenadas da rede elétrica durante a realização do MO-05.

Para conseguir a supressão exclusiva dos harmônicos presentes na corrente da carga, qualquer componente fundamental deve ser desconsiderada no cálculo das correntes de referência de compensação $i_{c\alpha}^*$, $i_{c\beta}^*$ e i_{c0}^* . Nota-se que os modos de operação 02, 03 e 04 devem ser utilizados para formar o quinto modo de operação em questão.

Os cálculos envolvendo sequência positiva são desenvolvidos da mesma forma que foi realizado para o segundo modo de operação, conforme é dado por (4.21). Desta maneira, o termo i_{qc} , o qual é relacionado à parcela de corrente fundamental reativa, é desconsiderado dos cálculos.

$$\begin{bmatrix} i'_{c\alpha} \\ i'_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^+) & -\text{sen}(\theta^+) \\ \text{sen}(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_o} \\ i_{q_o} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Por outro lado, os cálculos envolvidos com as componentes de sequência negativa são desenvolvidos da mesma forma que foi realizado para o MO-03, conforme (4.22).

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^- \\ i_{c\beta}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^-) & -\text{sen}(\theta^-) \\ \text{sen}(\theta^-) & \cos(\theta^-) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_c}^- \\ i_{d_c}^- \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Assim, como dado por (4.23), as correntes de referência $i_{c\alpha}^*$ e $i_{c\beta}^*$ são calculadas desconsiderando as correntes $i_{c\alpha}^-$ e $i_{c\beta}^-$, as quais são relacionadas com as componentes fundamentais i_{a1}^- , i_{b1}^- e i_{c1}^- .

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i'_{c\alpha} - i_{c\alpha}^- \\ i'_{c\beta} - i_{c\beta}^- \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Por sua vez, a corrente de referência i_{c0}^* é obtida por (4.24), da mesma maneira que foi adotado para o quarto modo de operação. Neste cálculo as componentes fundamentais i_{a1}^0 , i_{b1}^0 e i_{c1}^0 são desconsideradas.

$$i_{c0}^* = i_{0h} \quad (4.24)$$

Na Figura 4.10, é mostrado o algoritmo SRF correspondente ao modo de operação 05, no qual são implementadas as equações (4.22), (4.23) e (4.24). A utilização deste quinto algoritmo permite desconsiderar a compensação das componentes fundamentais de sequência negativa e zero, assim como a compensação da potência reativa da carga relacionada às correntes de sequência positiva. Portanto, apenas a supressão das correntes harmônicas é alcançada, obtendo correntes da rede senoidais, desequilibradas e com fase diferente das respectivas tensões fundamentais de sequência positiva.

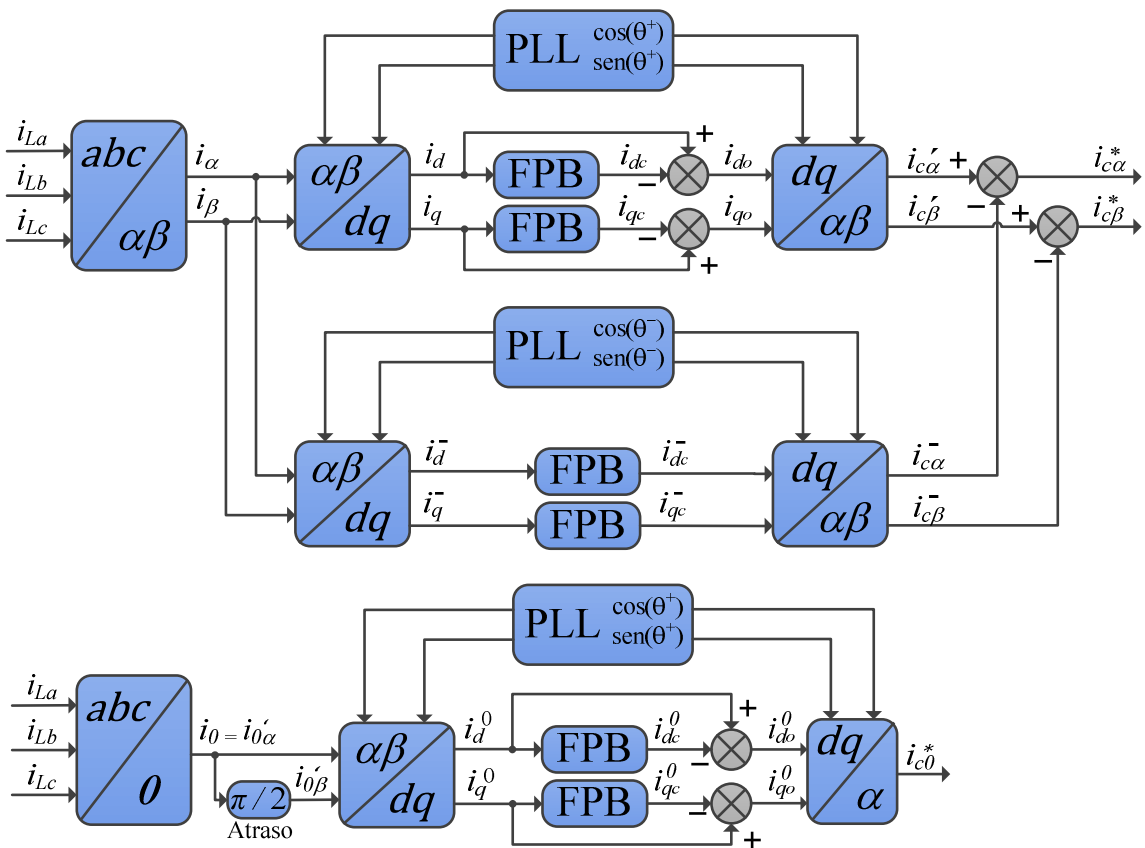


Figura 4.10 - Diagrama em Blocos do algoritmo SRF utilizado no Modo de Operação 05.

4.1.6 Modo de Operação 06 (MO-06) – SSH

De acordo com a Tabela 4.1, no MO-06, é realizada a supressão seletiva das componentes harmônicas. Assim, as componentes harmônicas não selecionadas e as componentes fundamentais de sequência positiva (i_{a1}^+ , i_{b1}^+ e i_{c1}^+), negativa (i_{a1}^- , i_{b1}^- e i_{c1}^-) e zero (i_{a1}^0 , i_{b1}^0 e i_{c1}^0) presentes na corrente da carga serão drenadas da rede elétrica durante a realização do MO-05.

A compensação exclusiva de harmônicos pode ainda ser realizada de maneira seletiva, ou seja, determinando quais componentes harmônicas devem ser suprimidos da corrente drenada da rede elétrica. Uma maneira de realizar isto é utilizando filtros sintonizados, os quais apresentam uma banda passante com uma faixa estreita de frequência.

Em (WIDROW et. al., 1975) é proposto um filtro adaptativo para eliminação de ruído, o qual é baseado na teoria de Wiener. Este filtro designado para aplicações digitais oferece o atrativo de oferecer um fácil controle da banda passante, quando comparado a filtros não adaptativos (SILVA et. al., 2013). Uma modificação deste filtro para aplicações envolvendo extração das componentes fundamentais de sinais distorcidos é realizada em (SILVA et. al., 2013), obtendo o Filtro Sintonizado Adaptativo (FSA) representado na Figura 4.11.

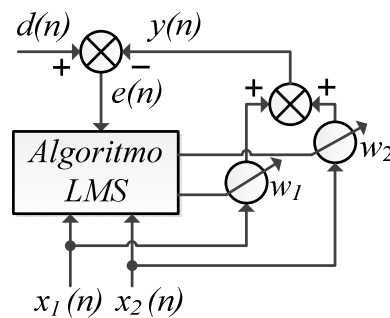


Figura 4.11 - Diagrama em Blocos do Filtro Sintonizado Adaptativo (FSA).

O esquema apresentado na Figura 4.11 trata de um filtro digital de resposta impulsiva infinita (FIR – *Finite Impulsive Response*) de primeira ordem, o qual tem seus pesos $w_1(n)$ e $w_2(n)$ adaptados de acordo com um algoritmo LMS (*Least Mean Square*). Nota-se que é possível encontrar a saída atual $y(n)$ do filtro digital utilizando as entrada $x_1(n)$ e $x_2(n)$ e os pesos $w_1(n)$ e $w_2(n)$ também atuais, como é dado por (4.25).

$$y(n) = x_1(n)w_1(n) + x_2(n)w_2(n) \quad (4.25)$$

A partir do erro $e(n)$ entre o sinal distorcido $d(n)$ e a saída $y(n)$, o algoritmo LMS é utilizado para calcular os valores dos pesos do próximo passo de cálculo $w_1(n+1)$ e $w_2(n+1)$, como dado por (4.26) e (4.27). O parâmetro μ representa o passo de adaptação.

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (4.26)$$

$$w_1(n+1) = w_1(n) + 2\mu e(n) x_1(n) \quad (4.27)$$

$$w_2(n+1) = w_2(n) + 2\mu e(n) x_2(n)$$

As entradas $x_1(n)$ e $x_2(n)$ são dois sinais senoidais em quadratura cuja frequência determina a frequência de sintonia ω_s do FSA. Nota-se que estes sinais de entrada podem ser facilmente obtidos por meio de um sistema PLL. Assim, ao aplicar um sinal distorcido $d(n)$ na entrada do filtro, será obtido um sinal de saída $y(n)$ que representa a componente harmônica de frequência ω_s presente em $d(n)$. Considerando que a frequência ω_s seja exatamente a frequência da componente harmônica a ser filtrada, nenhum atraso de fase será obtido com a filtragem (WIDROW et. al., 1975). No entanto, o passo de adaptação μ está relacionado com a velocidade do sistema, assim como com a largura da banda passante do filtro.

Baseando-se no modo de operação 05 (Figura 4.10), as correntes de referência $i_{c\alpha}^*$ e $i_{c\beta}^*$ são calculadas a partir de (4.28), enquanto a corrente de referência i_{c0}^* é obtida por (4.29).

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i'_{c\alpha} - i_{c\alpha}^- \\ i'_{c\beta} - i_{c\beta}^- \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

$$i_{c0}^* = i_{0h} \quad (4.29)$$

Uma vez obtidas as correntes de referência de compensação, é possível selecionar quais componentes serão compensadas utilizando vários FSA em paralelo em cada uma das coordenadas $\alpha\beta 0$, como mostrado na Figura 4.12. Desta maneira, são obtidas as correntes de referência de compensação i_{cas}^* , $i_{c\beta s}^*$ e i_{c0s}^* formadas apenas pelas componentes harmônicas (ordem $h_a, h_b, h_c \dots$) a serem suprimidas.

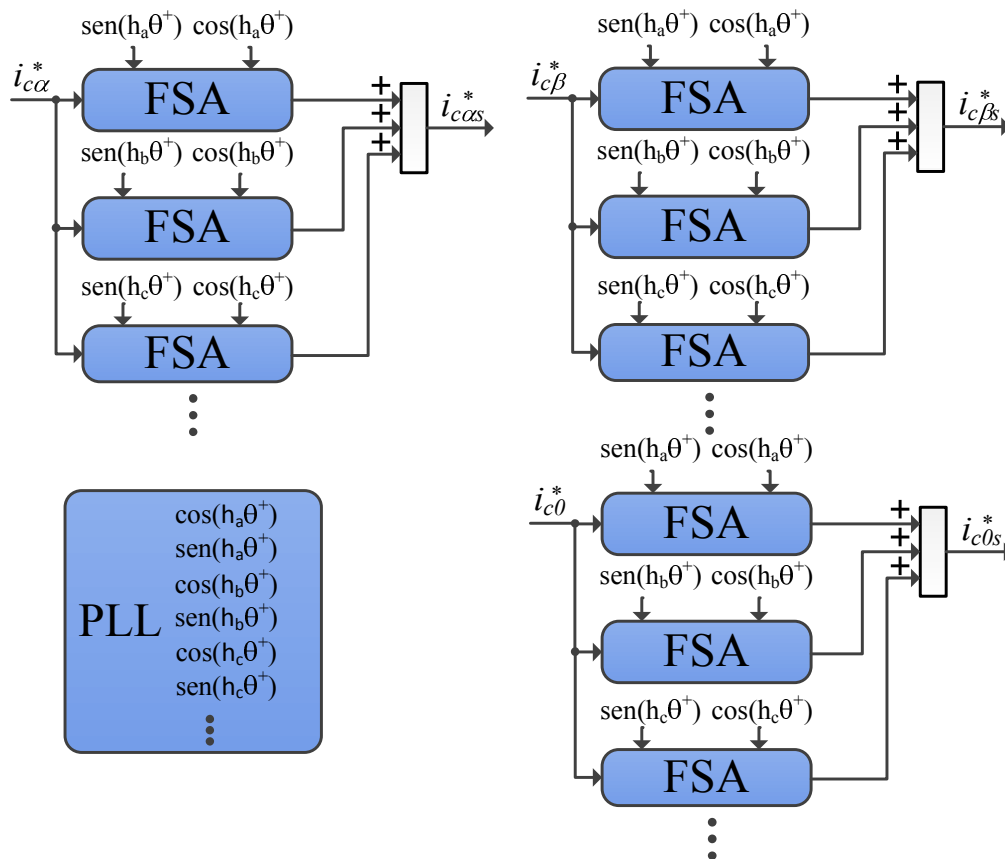


Figura 4.12 - Diagrama em Blocos do algoritmo utilizado no Modo de Operação 06.

4.1.7 Modo de Operação 07 (MO-07) – CPR, STH

De acordo com a Tabela 4.1, no MO-07, é realizada a compensação da potência reativa e a supressão total das componentes harmônicas. Assim, apenas as parcelas ativas das componentes fundamentais de sequência positiva (i_{a1}^+ , i_{b1}^+ e i_{c1}^+), negativa (i_{a1}^- , i_{b1}^- e i_{c1}^-) e zero (i_{a1}^0 , i_{b1}^0 e i_{c1}^0) presentes na corrente da carga serão drenadas da rede elétrica durante a realização do MO-07.

A diferença entre este sétimo modo de operação e o MO-01 está na compensação das componentes de sequência negativa e zero. No primeiro modo de operação, as componentes de sequência negativa i_{a1}^- , i_{b1}^- e i_{c1}^- e zero i_{a1}^0 , i_{b1}^0 e i_{c1}^0 são compensadas de maneira total, ou seja, incluindo tanto as respectivas parcelas ativas e reativas. Assim, para a realização do MO-01, não foi necessário separar as parcelas ativas e reativas presentes nas correntes fundamentais de sequência negativa e zero. Já para este sétimo modo de operação, pretende-se compensar as parcelas reativas das componentes de sequência negativa i_{a1}^- , i_{b1}^- e i_{c1}^- e zero i_{a1}^0 , i_{b1}^0 e i_{c1}^0 , além das parcelas reativas das componentes de sequência positiva i_{a1}^+ , i_{b1}^+ e i_{c1}^+ .

Portanto, no intuito de implementar o MO-07 é necessário utilizar o método SRF para separar as parcelas reativas das correntes fundamentais de sequência negativa e zero.

Inicialmente, será descrita a técnica utilizada para alcançar a compensação da potência reativa. Em seguida, será descrita a técnica envolvida na supressão total dos harmônicos.

4.1.7.1 Técnica para Compensação de Potência Reativa Considerando Sequência Positiva, Negativa e Zero

Nesta seção, é apresentada a técnica para detecção das parcelas reativas das componentes de sequência positiva (i_{a1}^+, i_{b1}^+ e i_{c1}^+), negativa (i_{a1}^-, i_{b1}^- e i_{c1}^-) e zero (i_{a1}^0, i_{b1}^0 e i_{c1}^0). Vale ressaltar que trata-se de uma nova técnica desenvolvida durante os estudos envolvidos neste trabalho. Embora esta técnica possa ser aplicada a qualquer tipo de carga trifásica (linear ou não linear) conectada a um sistema a quatro fios, para facilitar a compreensão da técnica, considera-se três cargas lineares RL representadas por resistores conectados em série indutores como mostrado na Figura 4.13. A carga representada em Figura 4.13 é alimentada por tensões trifásicas v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} senoidais de frequência f_s , as quais podem ser representadas por fasores, como é dado abaixo:

$$\begin{aligned} v_{sa} &= V_a \text{sen}(2\pi f_s t) = V_a \angle 0^\circ \\ v_{sb} &= V_b \text{sen}(2\pi f_s t - 120^\circ) = V_b \angle -120^\circ \\ v_{sc} &= V_c \text{sen}(2\pi f_s t + 120^\circ) = V_c \angle 120^\circ \end{aligned} \quad (4.30)$$

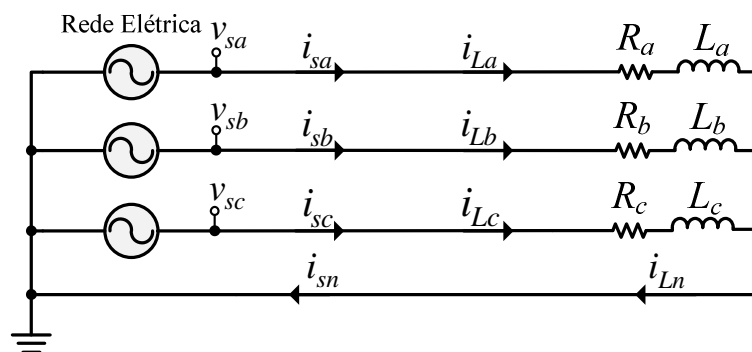


Figura 4.13 - Carga linear RL considerada.

Utilizando o teorema de Fortescue (DUGAN, 2002), as componentes simétricas do sistema trifásico dado acima podem ser calculadas por (4.31).

$$\begin{bmatrix} v^0 \\ v^+ \\ v^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1\angle 120^\circ & 1\angle 240^\circ \\ 1 & 1\angle 240^\circ & 1\angle 120^\circ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Utilizando (4.31), a partir da componente v^+ , encontram-se as componentes simétricas de sequência positiva (v_{sa}^+ , v_{sb}^+ e v_{sc}^+), dadas por (4.32).

$$\begin{aligned} v_{sa}^+ &= \left(\frac{V_a + V_b + V_c}{3} \right) \angle 0^\circ \\ v_{sb}^+ &= \left(\frac{V_a + V_b + V_c}{3} \right) \angle -120^\circ \\ v_{sc}^+ &= \left(\frac{V_a + V_b + V_c}{3} \right) \angle 120^\circ \end{aligned} \quad (4.32)$$

Nota-se que as componentes de sequência positiva sempre apresentarão o mesmo ângulo de fase que as respectivas tensões de fase (v_{sa} , v_{sb} e v_{sc}), mesmo que o sistema esteja desequilibrado, ou seja, $V_a \neq V_b \neq V_c$. Portanto, neste estudo serão consideradas as tensões da rede equilibradas, ou seja, $V_a = V_b = V_c = V$. Desta maneira, a equação (4.30) pode ser reescrita como segue abaixo:

$$v_{sa} = V \angle 0^\circ; \quad v_{sb} = V \angle -120^\circ; \quad v_{sc} = V \angle 120^\circ \quad (4.33)$$

As equações que representam as cargas lineares da Figura 4.13 são dadas por (4.34).

$$\begin{aligned} Z_a &= R_a + j\omega L_a = |Z_a| \angle \varphi_{La} \\ Z_b &= R_b + j\omega L_b = |Z_b| \angle \varphi_{Lb} \\ Z_c &= R_c + j\omega L_c = |Z_c| \angle \varphi_{Lc} \end{aligned} \quad (4.34)$$

onde:

$$\begin{aligned} \omega &= 2\pi f_s; & \varphi_{La} &= \tan^{-1} \left(\frac{\omega L_a}{R_a} \right); \\ \varphi_{Lb} &= \tan^{-1} \left(\frac{\omega L_b}{R_b} \right); & \varphi_{Lc} &= \tan^{-1} \left(\frac{\omega L_c}{R_c} \right). \end{aligned}$$

A aplicação das tensões v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} nas cargas Z_a , Z_b e Z_c , respectivamente, resulta na circulação das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} , como dado por (4.35)

$$\begin{aligned} i_{La} &= \frac{v_{a2}}{Z_a} = \frac{V}{|Z_a|} \angle -\varphi_{La} \\ i_{Lb} &= \frac{v_{b2}}{Z_b} = \frac{V}{|Z_b|} \angle -\varphi_{Lb} - 120^\circ \\ i_{Lc} &= \frac{v_{c2}}{Z_c} = \frac{V}{|Z_c|} \angle -\varphi_{Lc} + 120^\circ \end{aligned} \quad (4.35)$$

De acordo com o teorema de Fortescue, as correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} podem ser decompostas em componentes simétricas de sequência positiva (i^+), negativa (i^-) e zero (i^0), as quais podem ser representadas por (4.36) após algumas manipulações matemáticas.

$$\begin{aligned} i^+ &= I^+ \angle \varphi^+; \quad i^- = I^- \angle \varphi^- \\ i^0 &= I^0 \angle \varphi^0 \end{aligned} \quad (4.36)$$

onde:

$$\begin{aligned} I^+ &= \sqrt{A_+^2 + B_+^2}; \quad \varphi^+ = \text{atan} \left(\frac{B_+}{A_+} \right) \\ I^- &= \sqrt{A_-^2 + B_-^2}; \quad \varphi^- = \text{atan} \left(\frac{B_-}{A_-} \right) \\ I^0 &= \sqrt{A_0^2 + B_0^2}; \quad \varphi^0 = \text{atan} \left(\frac{B_0}{A_0} \right) \end{aligned}$$

onde:

$$\begin{aligned} A_+ &= \frac{V}{3} \left(\frac{R_a}{|Z_a|^2} + \frac{R_b}{|Z_b|^2} + \frac{R_c}{|Z_c|^2} \right); \quad B_+ = -\frac{V\omega}{3} \left(\frac{L_a}{|Z_a|^2} + \frac{L_b}{|Z_b|^2} + \frac{L_c}{|Z_c|^2} \right) \\ A_- &= \frac{V}{3} \left\{ \frac{R_a}{|Z_a|^2} + \left[\frac{-R_b + \sqrt{3}\omega L_b}{2|Z_b|^2} \right] + \left[\frac{-R_c - \sqrt{3}\omega L_c}{2|Z_c|^2} \right] \right\} \\ B_- &= \frac{V}{3} \left\{ -\frac{\omega L_a}{|Z_a|^2} - \left[\frac{-\omega L_b - \sqrt{3}R_b}{2|Z_b|^2} \right] - \left[\frac{-\omega L_c + \sqrt{3}R_c}{2|Z_c|^2} \right] \right\} \\ A_0 &= \frac{V}{3} \left\{ \frac{R_a}{|Z_a|^2} + \left[\frac{-R_b - \sqrt{3}\omega L_b}{2|Z_b|^2} \right] + \left[\frac{-R_c + \sqrt{3}\omega L_c}{2|Z_c|^2} \right] \right\} \\ B_0 &= \frac{V}{3} \left\{ -\frac{\omega L_a}{|Z_a|^2} - \left[\frac{-\omega L_b + \sqrt{3}R_b}{2|Z_b|^2} \right] - \left[\frac{-\omega L_c - \sqrt{3}R_c}{2|Z_c|^2} \right] \right\} \end{aligned}$$

A partir de (4.36), a componente de sequência positiva i^+ pode ser decomposta em dois termos em quadratura i_d^+ e i_q^+ , como dado abaixo.

$$i^+ = i_d^+ + i_q^+ \quad (4.37)$$

onde:

$$\begin{aligned} i_d^+ &= A_+ = I^+ \cos(\varphi^+) \\ i_q^+ &= jB_+ = I^+ \sin(\varphi^+) \end{aligned}$$

Nota-se que o vetor corrente relacionado com o termo i_d^+ encontra-se alinhado com o vetor tensão v^+ , por isso o mesmo está relacionado com a potência ativa. Por outro lado, o vetor de corrente referente ao termo i_q^+ está em quadratura com o respectivo vetor tensão v^+ , e assim está relacionado com a potência reativa. A compensação do termo i_q^+ representa a compensação reativa das componentes de sequência positiva i_{a1}^+, i_{b1}^+ e i_{c1}^+ . Nota-se que é necessário ainda realizar a detecção das parcelas reativas das componentes de sequência negativa (i_{a1}^-, i_{b1}^- e i_{c1}^-) e zero (i_{a1}^0, i_{b1}^0 e i_{c1}^0). Para isto, pretende-se encontrar as equações nas coordenadas abc que representem estas parcelas reativas restantes, sendo que isto é realizado a seguir.

Considerando apenas a compensação do termo de sequência positiva i_q^+ , como realizado no MO-01, as correntes i_{la} , i_{lb} e i_{lc} passariam a circular pela rede elétrica, sendo que estas correntes podem ser calculadas por meio de (4.38).

$$\begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1\angle 240^\circ & 1\angle 120^\circ \\ 1 & 1\angle 120^\circ & 1\angle 240^\circ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i^0 \\ i_d^+ \\ i^- \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

onde:

$$\begin{aligned} i_{la} &= A_{la} + jB_{la} \\ i_{lb} &= A_{lb} + jB_{lb} \\ i_{lc} &= A_{lc} + jB_{lc} \end{aligned}$$

Para facilitar os cálculos matemáticos, a seguinte substituição é realizada:

$$\begin{aligned} j &= 1\angle 90^\circ = \cos(\omega t) \\ 1 &= 1\angle 0^\circ = \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (4.39)$$

Após algumas manipulações matemáticas envolvendo (4.38) e (4.39), é possível encontrar as expressões para as correntes compensadas i_{la} , i_{lb} , i_{lc} , como dado por (4.40).

$$\begin{aligned} i_{la} &= i_{la_d} + i_{la_q} \\ i_{lb} &= i_{lb_d} + i_{lb_q} \\ i_{lc} &= i_{lc_d} + i_{lc_q} \end{aligned} \quad (4.40)$$

onde:

$$\begin{aligned} i_{la_d} &= A_{la} \text{sen}(\omega t) \quad i_{la_q} = B_{la} \text{cos}(\omega t) \\ A_{la} &= \frac{VR_a}{|Z_a|^2}; B_{la} = \frac{V\omega}{3} \left(-\frac{2L_a}{|Z_a|^2} + \frac{L_b}{|Z_b|^2} + \frac{L_c}{|Z_c|^2} \right) \\ i_{lb_d} &= A_{lb} \text{sen}(\omega t - 120^\circ); \quad i_{lb_q} = B_{lb} \text{cos}(\omega t - 120^\circ) \\ A_{lb} &= \frac{VR_b}{|Z_b|^2}; B_{lb} = \frac{V\omega}{3} \left(-\frac{2L_b}{|Z_b|^2} + \frac{L_a}{|Z_a|^2} + \frac{L_c}{|Z_c|^2} \right) \\ i_{lc_d} &= A_{lc} \text{sen}(\omega t + 120^\circ); \quad i_{lc_q} = B_{lc} \text{cos}(\omega t + 120^\circ) \\ A_{lc} &= \frac{VR_c}{|Z_c|^2}; B_{lc} = \frac{V\omega}{3} \left(-\frac{2L_c}{|Z_c|^2} + \frac{L_a}{|Z_a|^2} + \frac{L_b}{|Z_b|^2} \right) \end{aligned}$$

Nota-se que a compensação do termo i_q^+ não garante a compensação total da potência reativa da carga, já que restaram nas correntes compensadas os termos em quadratura com as respectivas tensões de fase (i_{laq} , i_{lbq} e i_{lcq}). Desta maneira, é necessário também compensar os respectivos termos para alcançar a compensação total da potência reativa da carga, ou seja, as correntes compensadas que circulariam pela rede elétrica i_{sa}^* , i_{sb}^* , e i_{sc}^* devem ser representadas por (4.41). Neste caso, observa-se que, em cada uma das fases, circularia apenas a parcela ativa da corrente drenada pela carga conectada à respectiva fase.

$$\begin{aligned} i_{sa}^* &= \frac{VR_a}{|Z_a|^2} \text{sen}(\omega t); \quad i_{sb}^* = \frac{VR_b}{|Z_b|^2} \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ i_{sc}^* &= \frac{VR_c}{|Z_c|^2} \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (4.41)$$

Após algumas deduções matemáticas, é possível reescrever os termos descritos em (4.40) i_{laq} , i_{lbq} e i_{lcq} em função das constantes encontradas A_0 , A_- , B_0 e B_- relacionadas com as correntes da carga, como dado por (4.42).

$$\begin{aligned}
i_{la_q} &= (B_0 + B_-) \cos(\omega t) \\
i_{lb_q} &= \left[-\frac{1}{2}(B_0 + B_-) + \frac{\sqrt{3}}{2}(A_0 - A_-) \right] \cos(\omega t - 120^\circ) \\
i_{lc_q} &= \left[-\frac{1}{2}(B_0 + B_-) - \frac{\sqrt{3}}{2}(A_0 - A_-) \right] \cos(\omega t + 120^\circ)
\end{aligned} \tag{4.42}$$

Uma vez obtidos as equações nas coordenadas abc dadas por (4.42), as quais representam as parcelas reativas restantes i_{la_q} , i_{lb_q} e i_{lc_q} a serem compensadas, é necessário agora encontrar uma forma de detectar estas correntes utilizando o método SRF. Como este método é baseado no sistema de eixos síncronos dq , as correntes i_{la_q} , i_{lb_q} e i_{lc_q} devem ser transformadas em grandezas ortogonais nos eixos dq . Antes disso, as correntes i_{la_q} , i_{lb_q} e i_{lc_q} devem ser representadas nos eixos $\alpha\beta 0$, como dado por (4.43).

$$\begin{aligned}
i_{l\alpha_q} &= -\frac{\sqrt{3}(A_0 - A_-)}{2\sqrt{2}} \text{sen}(\omega t) + \frac{\sqrt{3}(B_0 + B_-)}{2\sqrt{2}} \cos(\omega t) \\
i_{l\beta_q} &= -\frac{\sqrt{3}(B_0 + B_-)}{2\sqrt{2}} \text{sen}(\omega t) - \frac{\sqrt{3}(A_0 - A_-)}{2\sqrt{2}} \cos(\omega t) \\
i_{l0_q} &= \frac{\sqrt{3}(A_0 - A_-)}{2} \text{sen}(\omega t) + \frac{\sqrt{3}(B_0 + B_-)}{2} \cos(\omega t)
\end{aligned} \tag{4.43}$$

Sabendo que as correntes i_{la_q} , i_{lb_q} e i_{lc_q} foram concebidas considerando a compensação do termo de sequência positiva i_q^+ , é possível perceber que estas correntes são formadas apenas por componentes de sequência negativa e zero. Por isso, as correntes i_{la_q} , i_{lb_q} e i_{lc_q} podem ser transformadas em grandezas ortogonais nos eixos dq aplicando método SRF para sequência negativa e zero. Desta maneira, as correntes $i_{lq\alpha}$ e $i_{lq\beta}$ são transformadas em grandezas ortogonais $i_{ld_q}^-$ e $i_{lq_q}^-$, como descrito por (4.44).

$$\begin{bmatrix} i_{ld_q}^- \\ i_{lq_q}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^-) & \text{sen}(\theta^-) \\ -\text{sen}(\theta^-) & \cos(\theta^-) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{l\alpha_q} \\ i_{l\beta_q} \end{bmatrix} \tag{4.44}$$

Substituindo (4.43) em (4.44), podem ser obtidas as equações que representam $i_{ld_q}^-$ e $i_{lq_q}^-$ em função das constantes A_0 , A_- , B_0 e B_- , como segue abaixo:

$$i_{\bar{l}d_q} = -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(A_0 - A_-)}{2}; \quad i_{\bar{l}q_q} = -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(B_0 + B_-)}{2} \quad (4.45)$$

Considerando o método SRF aplicado para sequência zero, um sistema bifásico estacionário fictício pode ser obtido a partir da corrente i_{l0_q} obtida por meio de (4.43). Desta maneira, a corrente i_{l0_q} é assumida como a coordenada fictícia α' ($i'_{l0\alpha_q} = i_{l0_q}$) obtida em (4.43), enquanto a coordenada fictícia β' ($i'_{l0\beta_q}$) é obtida introduzindo um atraso de $\pi/2$ rad. na corrente i_{l0_q} . Uma vez obtidas as correntes $i'_{l0\alpha_q}$ e $i'_{l0\beta_q}$, estas são transformadas em grandezas ortogonais no sistema de eixos síncronos por meio de (4.46). Como resultado disto, são obtidas as correntes $i_{ld_q}^0$ e $i_{lq_q}^0$, as quais são formadas apenas por termos contínuos $i_{ld_{qc}}^0$ e $i_{lq_{qc}}^0$, respectivamente, como dado por (4.47). Isto ocorre porque foi considerada carga linear.

$$\begin{bmatrix} i_{ld_q}^0 \\ i_{lq_q}^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^+) & \text{sen}(\theta^+) \\ -\text{sen}(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{l0\alpha_q} \\ i'_{l0\beta_q} \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

onde:

$$\begin{aligned} i'_{l0\alpha_q} &= i_{l0_q} = \frac{\sqrt{3}(A_0 - A_-)}{2} \text{sen}(\omega t) + \frac{\sqrt{3}(B_0 + B_-)}{2} \cos(\omega t) \\ i'_{l0\beta_q} &= \frac{\sqrt{3}(A_0 - A_-)}{2} \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{\sqrt{3}(B_0 + B_-)}{2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \\ i_{ld_q}^0 &= i_{ld_{qc}}^0 + i_{ld_{qo}}^0 = i_{ld_{qc}}^0 \\ i_{lq_q}^0 &= i_{lq_{qc}}^0 + i_{lq_{qo}}^0 = i_{lq_{qc}}^0 \end{aligned} \quad (4.47)$$

A partir de (4.46), podem ser obtidas as equações que representam $i_{ld_q}^0$ e $i_{lq_q}^0$ em função das constantes A_0 , A_- , B_0 e B_- , como segue abaixo:

$$i_{ld_q}^0 = \sqrt{3} \frac{(A_0 - A_-)}{2}; \quad i_{lq_q}^0 = \sqrt{3} \frac{(B_0 + B_-)}{2} \quad (4.48)$$

Sabendo que as constantes A_0 , A_- , B_0 e B_- dependem exclusivamente da carga, é possível perceber que o cálculo das correntes $i_{\bar{l}d_q}$, $i_{\bar{l}q_q}$, $i_{ld_q}^0$ e $i_{lq_q}^0$, por meio de (4.45) e (4.48), é aplicado para qualquer outra carga. Além disso, observa-se que para calcular as correntes

i_{ldq}^- , i_{lq}^- , i_{ldq}^0 e i_{lq}^0 utilizando (4.45) e (4.48), basta obter o valor das constantes A_0 , A_- , B_0 e B_- . Para isto, o método SRF para sequência negativa e zero é aplicado, agora, para as correntes da carga i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} dadas por (4.35).

No intuito de aplicar o método SRF para sequência negativa, as correntes medidas da carga i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} podem ser transformadas do eixo trifásico estacionário abc para o eixo bifásico estacionário $\alpha\beta 0$, obtendo i_α , i_β e i_0 . Aplicando o método SRF para sequência negativa, as correntes i_α e i_β grandezas podem ser transformadas em grandezas ortogonais no sistema de eixos síncronos dq por meio de (4.49). Como resultado disto, são obtidas as correntes i_d^- e i_q^- , as quais são formadas pelos respectivos termos contínuos (i_{dq}^- e i_{dq}^-) e oscilatórios (i_{dqo}^- e i_{dqo}^-), conforme dado por (4.50).

$$\begin{bmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^-) & \text{sen}(\theta^-) \\ -\text{sen}(\theta^-) & \cos(\theta^-) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

$$\begin{aligned} i_d^- &= i_{dq}^- + i_{dqo}^- \\ i_q^- &= i_{dq}^- + i_{dqo}^- \end{aligned} \quad (4.50)$$

A partir de (4.49) e (4.36), os termos contínuos i_{dq}^- e i_{dq}^- podem ser representados em função das constantes A_- e B_- , como dado abaixo:

$$i_{dq}^- = \sqrt{3/2} A_-; \quad i_{dq}^- = -\sqrt{3/2} B_- \quad (4.51)$$

No intuito de aplicar o método SRF para sequência zero, outro sistema bifásico estacionário fictício pode ser obtido a partir da corrente i_0 obtida por meio de (4.52). Desta maneira, a corrente i_0 é assumida como a coordenada fictícia “ α' ” ($i'_{0\alpha}$), enquanto a coordenada fictícia “ β' ” ($i'_{0\beta}$) é obtida introduzindo um atraso de $\pi/2$ rad. na corrente i_0 . Uma vez obtidas as correntes $i'_{0\alpha}$ e $i'_{0\beta}$, estas são transformadas em grandezas ortogonais no sistema de eixos síncronos dq por meio de (4.52). Como resultado disto, são obtidas as correntes i_d^0 e i_q^0 , as quais são formadas pelos respectivos termos contínuos (i_{dq}^0 e i_{dq}^0) e oscilatórios (i_{dqo}^0 e i_{dqo}^0), conforme dado por (4.53). Os termos oscilatórios i_{dqo}^0 e i_{dqo}^0 são nulos, já que foi considerada carga linear.

$$\begin{bmatrix} i_d^0 \\ i_q^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^+) & \text{sen}(\theta^+) \\ -\text{sen}(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{0\alpha} \\ i'_{0\beta} \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

$$\begin{aligned} i_d^0 &= i_{d_c}^0 + i_{d_o}^0 = i_{d_c}^0 \\ i_q^0 &= i_{q_c}^0 + i_{q_o}^0 = i_{q_c}^0 \end{aligned} \quad (4.53)$$

A partir de (4.52) e (4.36), os termos contínuos $i_{d_c}^0$ e $i_{q_c}^0$ podem ser representados em função das constantes A_0 e B_0 , como dado abaixo:

$$i_{d_c}^0 = \sqrt{3} A_0; \quad i_{q_c}^0 = \sqrt{3} B_0 \quad (4.54)$$

Utilizando (4.51) e (4.53), as equações dadas por (4.45) e (4.48) que representam nos eixos dq as parcelas reativas restantes i_{laq} , i_{lbq} e i_{lcq} , podem ser calculadas a partir das correntes nos eixos dq obtidas da carga ($i_{d_c}^-$, $i_{q_c}^-$, $i_{d_c}^0$ e $i_{q_c}^0$), como segue:

$$\begin{aligned} i_{ldq}^- &= -\frac{(i_{d_c}^0 - \sqrt{2} i_{d_c}^-)}{2\sqrt{2}}; & i_{lq}^- &= -\frac{(i_{q_c}^0 - \sqrt{2} i_{q_c}^-)}{2\sqrt{2}} \\ i_{ldq}^0 &= \frac{(i_{d_c}^0 - \sqrt{2} i_{d_c}^-)}{2}; & i_{lq}^0 &= \frac{(i_{q_c}^0 - \sqrt{2} i_{q_c}^-)}{2} \end{aligned} \quad (4.55)$$

4.1.7.2 Técnica para Supressão Total dos Harmônicos.

A supressão total das componentes harmônicas da corrente drenada da rede elétrica pode ser alcançada considerando os termos oscilatórios relacionados aos harmônicos $i_{d_{oh}}$, $i_{q_{oh}}$, $i_{d_o}^0$ e $i_{q_o}^0$. Assim, as correntes de referência formadas apenas por harmônicas $i_{c\alpha h}$ e $i_{c\beta h}$ são calculadas por (4.56), enquanto, a corrente de referência $i_{c_{oh}}$ é obtida por (4.57).

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha h} \\ i_{c\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^+) & -\text{sen}(\theta^+) \\ \text{sen}(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_{oh}} \\ i_{q_{oh}} \end{bmatrix} \quad (4.56)$$

$$i_{c_{oh}} = i_{oh} = [\cos(\theta^+) \quad -\text{sen}(\theta^+)] \begin{bmatrix} i_{d_o}^0 \\ i_{q_o}^0 \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

4.1.7.3 Algoritmo Completo

Para alcançar a supressão total das componentes harmônicas da corrente drenada da rede elétrica, assim como a compensação total da potência reativa da carga, é preciso unir as duas técnicas apresentadas anteriormente. Para os cálculos relacionados com a sequência positiva, considera-se a compensação do termo contínuo no eixo em quadratura i_{qc} , o qual está relacionado à componente i_q^+ , assim como o termo oscilatório i_o . Assim, as correntes $i'_{c\alpha}$ e $i'_{c\beta}$ são calculadas conforme (4.58).

$$\begin{bmatrix} i'_{c\alpha} \\ i'_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^+) & -\text{sen}(\theta^+) \\ \text{sen}(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_o} \\ i_{q_c} + i_{q_o} \end{bmatrix} \quad (4.58)$$

Os cálculos envolvendo sequência negativa, dados por (4.59), procuram desconsiderar apenas as parcelas ativas das componentes fundamentais de sequência negativa i_{a1}^-, i_{b1}^- e i_{c1}^- , sendo ela a diferença obtida entre os termos contínuos $i_{d_c}^-$ e $i_{q_c}^-$ e os termos referentes à parcela reativa $i_{ld_q}^-$ e $i_{lq_q}^-$. Assim, as correntes de referência de compensação $i_{c\alpha}^*$ e $i_{c\beta}^*$ são encontradas por (4.60). Desta maneira, apenas as parcelas reativa das componentes fundamentais de sequência negativa i_{a1}^-, i_{b1}^- e i_{c1}^- são compensados.

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^- \\ i_{c\beta}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta^-) & -\text{sen}(\theta^-) \\ \text{sen}(\theta^-) & \cos(\theta^-) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_c}^- - i_{ld_q}^- \\ i_{q_c}^- - i_{lq_q}^- \end{bmatrix} \quad (4.59)$$

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i'_{c\alpha} - i_{c\alpha}^- \\ i'_{c\beta} - i_{c\beta}^- \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

Para os cálculos envolvendo sequência zero, os termos referentes à parcela reativa $i_{ld_q}^0$ e $i_{lq_q}^0$ devem ser considerados, assim como os termos relacionados com as componentes harmônicas $i_{d_o}^0$ e $i_{q_o}^0$. Assim a corrente de referência de compensação i_{c0}^* é obtida como dado por (4.61).

$$i_{c0}^* = [\cos(\theta^+) \quad -\text{sen}(\theta^+)] \begin{bmatrix} i_{d_o}^0 + i_{ld_q}^0 \\ i_{q_o}^0 + i_{lq_q}^0 \end{bmatrix} \quad (4.61)$$

Na Figura 4.14, é mostrado o algoritmo SRF correspondente ao modo de operação 07, o qual implementa as equações (4.59), (4.60) e (4.61). A utilização deste sétimo algoritmo permite efetuar supressão total de harmônicos e compensação total de potência reativa, ou seja, as componentes fundamentais de sequência negativa e zero relacionados à potência ativa não são consideradas. Portanto, obtêm-se correntes da rede senoidais, desequilibradas e em fase com as respectivas tensões fundamentais de sequência positiva. Além disso, em cada uma das fases, circula apenas a parcela ativa da corrente drenada pela carga conectada à respectiva fase.

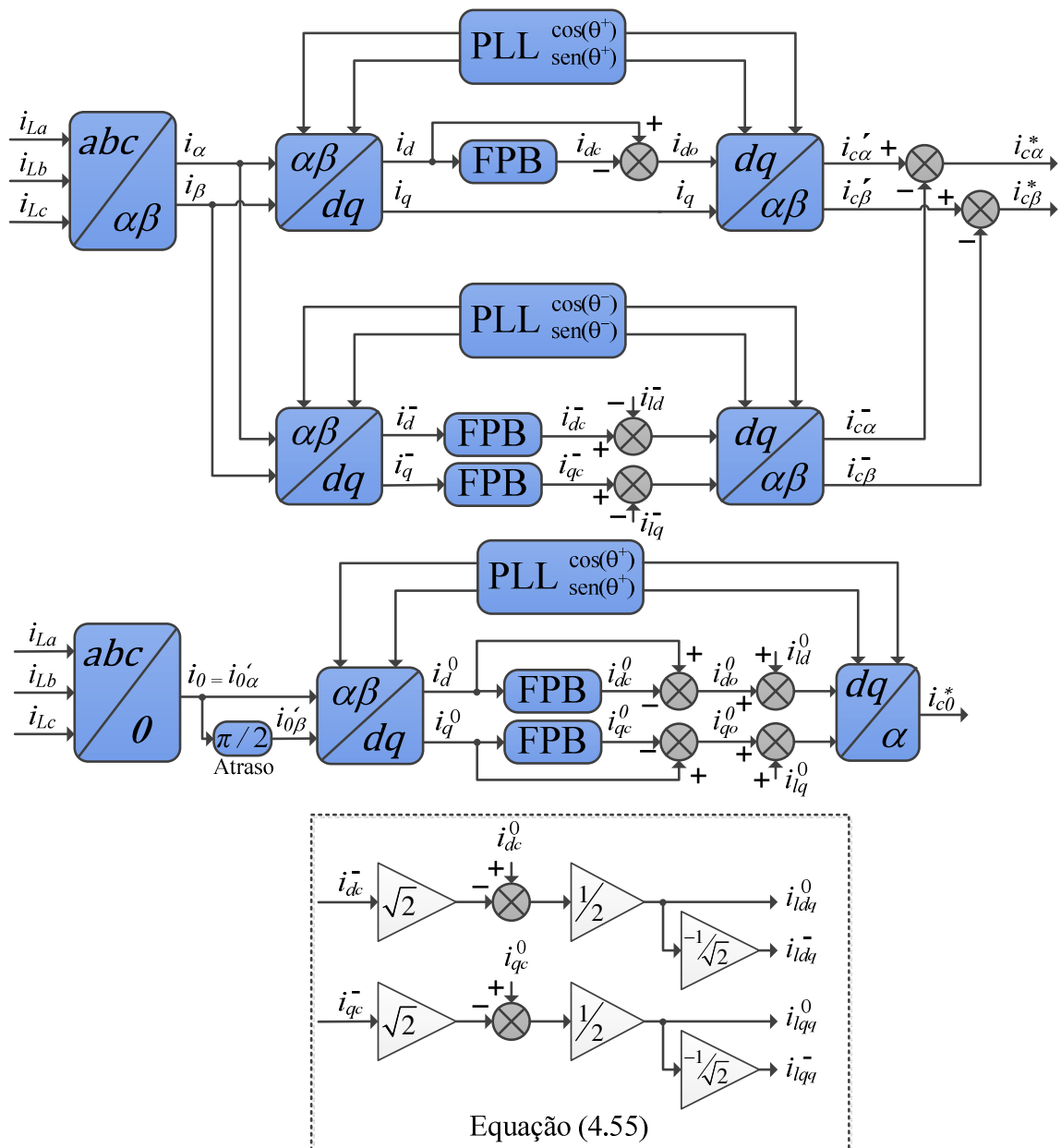


Figura 4.14 - Diagrama em Blocos do algoritmo utilizado no Modo de Operação 07.

4.2 SISTEMA PLL

Como já mencionado anteriormente, é necessário um sistema PLL para gerar as coordenadas dos vetores unitários $\cos(\theta^+)$, $\sin(\theta^+)$, $\cos(\theta^-)$, $\sin(\theta^-)$, as quais são utilizadas na implementação do método SRF para sequência positiva e negativa. Na literatura, têm sido propostas várias topologias trifásicas (KAURA; BLASKO, 1997; SILVA et al., 2006; ROLIM, 2006) e monofásicas (SILVA; NOVOCHADLO; MODESTO, 2008; FILHO et al., 2008) de sistemas PLL. Para fins de implementação, a topologia monofásica de PLL proposta por (SILVA, 2008), a qual é denominada pPLL, foi empregada neste trabalho.

O sistema pPLL monofásico é baseado na teoria da potência ativa instantânea trifásica. Assim é necessária a criação um sistema trifásico fictício representado por grandezas bifásicas fictícias no sistema de eixos estacionário bifásico ($\alpha\beta$). Para isto, como mostrado na Figura 4.15 (a), a tensão monofásica da fase a medida da rede (v_{sa}) pode representar a própria tensão do eixo fictício α (v'_α), e introduzindo um atraso de fase de $\pi/2$ radianos na tensão v_{sa} é possível obter a tensão do eixo fictício β (v'_β). O princípio de operação pPLL se caracteriza pelo cancelamento da componente CC (\bar{p}') presente na potência instantânea fictícia p' (Figura 4.15 (a)), a qual é calculada no sistema bifásico estacionário $\alpha\beta$. No momento em que a potência \bar{p}' for anulada, o sinal de saída do pPLL estará sincronizado em frequência e ângulo de fase com as tensões da rede. Para que isto aconteça, as correntes fictícias i'_α e i'_β devem ser ortogonais às respectivas tensões fictícias v'_α e v'_β . Mais precisamente, a dinâmica do pPLL leva o ângulo $\hat{\theta}_{pll}$ a estar $\pi/2$ radianos atrasado em relação ao ângulo de fase da rede θ_a , como segue abaixo:

$$\hat{\theta}_{pll} = \theta_a - \pi/2 \quad (4.62)$$

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 pPLL a frequência angular ω_{ff} (*feed-forward*) é somada à saída do controlador PI, como é possível observar na Figura 4.15. O ângulo de fase $\hat{\theta}_{pll} = \hat{\omega}t$, por sua vez, é obtido integrando a frequência angular $\hat{\omega}$. As correntes de realimentação fictícias i'_α e i'_β são obtidas a partir do ângulo de fase $\hat{\theta}_{pll}$.

A modelagem por pequenos sinais do sistema pPLL, a qual é apresentada em (SILVA; NOVOCHADLO; MODESTO, 2008), permite encontrar o diagrama em blocos mostrado na Figura 4.15 (b).

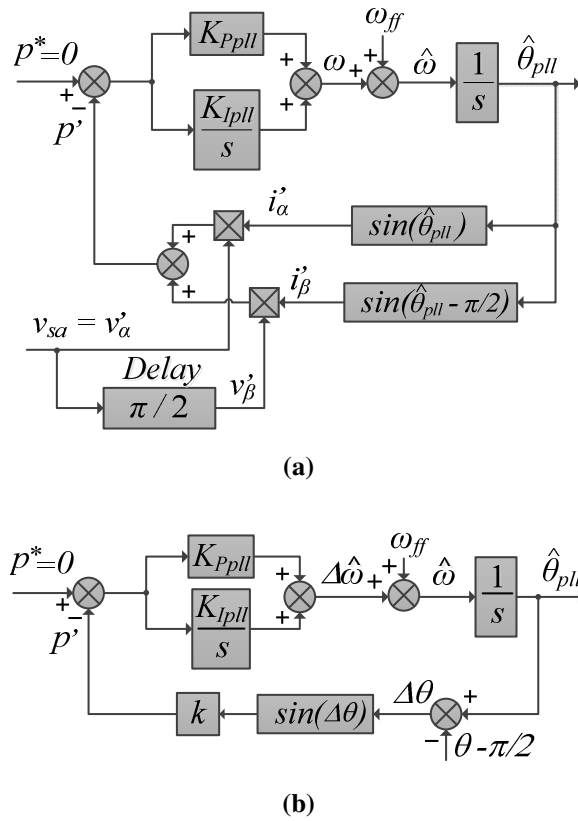


Figura 4.15 - (a) Diagrama em Blocos do Sistema pPLL; (b) Modelo Linear do Sistema p-PLL.

A utilização de um sistema PLL monofásico em uma aplicação trifásica é possível porque, mesmo para sistemas desequilibrados, o ângulo de fase das tensões a , b e c são equivalentes ao ângulo de fase das respectivas componentes de sequência positiva (v_{sa}^+ , v_{sb}^+ e v_{sc}^+), como pode ser observado nas equações (4.30) e (4.32). Mais especificamente, o ângulo de fase da tensão a (θ_{sa}) pode ser considerado igual ao ângulo de fase de sequência positiva (θ_{sa}^+). Desta maneira, a equação (4.62) pode ser reescrita como dado por (4.63). O ângulo de fase de sequência negativa θ_{sa}^- pode ser obtido a partir do ângulo de fase de sequência positiva θ_{sa}^+ , ou seja, $\theta_{sa}^- = -\theta_{sa}^+$. Considerando isto, a equação (4.63) pode ser reescrita por (4.64).

$$\hat{\theta}_{pll} = \theta_{sa}^+ - \pi/2 \quad (4.63)$$

$$-\hat{\theta}_{pll} = \theta_{sa}^- + \pi/2 \quad (4.64)$$

Portanto, as coordenadas $\cos(\theta_{sa}^+)$, $\text{sen}(\theta_{sa}^+)$, $\cos(\theta_{sa}^-)$ e $\text{sen}(\theta_{sa}^-)$ representam os vetores tensão de sequência positiva v^+ e negativa v^- , podem ser calculadas por (4.65) e (4.66), respectivamente.

$$\text{sen}(\theta_{sa}^+) = \text{sen}(\hat{\theta}_{plu} + \pi/2) = \cos(\hat{\theta}_{plu}) \quad (4.65)$$

$$-\cos(\theta_{sa}^+) = -\cos(\hat{\theta}_{plu} + \pi/2) = \text{sen}(\hat{\theta}_{plu})$$

$$-\text{sen}(\theta_{sa}^-) = -\text{sen}(-\hat{\theta}_{plu} - \pi/2) = \cos(-\hat{\theta}_{plu}) \quad (4.66)$$

$$\cos(\theta_{sa}^-) = \cos(-\hat{\theta}_{plu} - \pi/2) = \text{sen}(-\hat{\theta}_{plu})$$

Considerando (4.65) e (4.66), as coordenadas dos vetores v^+ e v^- ($\cos(\theta^+)$, $\text{sen}(\theta^+)$, $\cos(\theta^-)$, $\text{sen}(\theta^-)$) utilizadas na implementação do método SRF para sequência positiva e negativa podem ser obtidas assumindo $\theta^+ = \hat{\theta}_{plu}$ e $\theta^- = -\hat{\theta}_{plu}$, como dado por (4.67) e (4.68), respectivamente.

$$\cos(\theta^+) = \cos(\hat{\theta}_{plu}) \quad (4.67)$$

$$\text{sen}(\theta^+) = \text{sen}(\hat{\theta}_{plu})$$

$$\cos(\theta^-) = \cos(-\hat{\theta}_{plu}) \quad (4.68)$$

$$\text{sen}(\theta^-) = \text{sen}(-\hat{\theta}_{plu})$$

5 SISTEMA DE CONTROLE

O sistema de controle que constitui a configuração geral do FAPP (Figura 3) 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 foi tratado no capítulo 4. Neste capítulo 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 do barramento CC e malha de controle do sistema PLL.

Todas as malhas de controle utilizam controladores proporcional-integral (PI), os quais se encontram embarcados no processador digital de sinais com ponto flutuante TMS320F28335 da Texas Instruments. Tendo em vista a implementação digital, os controladores são projetados utilizando uma metodologia em tempo contínuo e, em seguida, são discretizados utilizando o método trapezoidal. A metodologia empregada para o projeto dos controladores foi apresentada em (CAMPANHOL, 2012) e se baseia na teoria clássica de controle (OGATA, 2011). 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 (5.1).

$$\varphi_C = MF_d - (\varphi_p|_{\omega_c} + 180^\circ) \quad (5.1)$$

- Etapa 2 – Inclusão de um compensador de fase G_C representado por (5.2) 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 .

$$G_C(s) = \frac{Ts + 1}{s} = \frac{\frac{-s}{\operatorname{tg}(\varphi_C)\omega_c} + 1}{s} \quad (5.2)$$

- Etapa 3 – Inclusão do ganho K_c dado por (5.3) em série com o sistema compensado, de modo a fazer com que o módulo do sistema compensado em malha aberta G_{MAC} na frequência ω_c tenha um ganho de 0 dB.

$$K_c = \frac{1}{|G_{MAC}|_{\omega_c}} \quad (5.3)$$

Com a realização das três etapas citadas anteriormente é possível obter a função de transferência G_{PI} dada por (5.4), a qual representa um controlador PI genérico.

$$G_{PI}(s) = \frac{u_c(s)}{e(s)} = \frac{K_P s + K_I}{s} = K_c \frac{T s + 1}{s} \quad (5.4)$$

5.1 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 pelo modelo matemático da planta de corrente apresentado no Capítulo 3. Utilizando o modelo nas coordenadas $\alpha\beta 0$ descrito por (3.36), as tensões u_α , u_β e u_0 são consideradas as entradas, enquanto as correntes $i_{c\alpha}$, $i_{c\beta}$ e i_{c0} representam as saídas do sistema, respectivamente. Assim, três controles individuais podem ser definidos em cada coordenada do sistema bifásico estacionário.

Durante a operação do inversor F-L mostrado na Figura 3.6, 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} . Assim, o valor médio de u_{an} , u_{bn} e u_{cn} pode ser calculado pela equação (5.5) de acordo com (ZHANG, 1998).

$$\begin{aligned} [\bar{u}_{an} \quad \bar{u}_{bn} \quad \bar{u}_{cn}]^T &= V_{cc} [D_{an} \quad D_{bn} \quad D_{cn}]^T \\ \bar{u}_{abc} &= V_{cc} D_{abc} \end{aligned} \quad (5.5)$$

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

Aplicando a transformação para o sistema bifásico estacionário $\alpha\beta 0$ em ambos os lados de (5.5), 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 abaixo:

$$\begin{aligned} [\bar{u}_\alpha \quad \bar{u}_\beta \quad \bar{u}_0]^T &= V_{cc} [D_\alpha \quad D_\beta \quad D_0]^T \\ \bar{u}_{\alpha\beta 0} &= V_{cc} D_{\alpha\beta 0} \end{aligned} \quad (5.6)$$

onde $\bar{u}_{\alpha\beta 0}$ representa o valor médio de $u_{\alpha\beta 0}$.

Portanto, considerando (3.43) e (5.6), a equação que representa a planta de corrente do circuito de potência do FAPP, a qual foi dada por (3.46), pode ser reescrita tomando o vetor de razão cíclica $D_{\alpha\beta 0}$ como entrada do sistema e o vetor de corrente $i_{\alpha\beta 0}$ como saída do sistema, conforme dado por (3.46).

$$G_{iD}(s) = \frac{i_{\alpha\beta 0}(s)}{D_{\alpha\beta 0}(s)} = \begin{bmatrix} \frac{V_{cc}}{(R_{Lf} + s \cdot L_f)} & \frac{V_{cc}}{(R_{Lf} + s \cdot L_f)} & \frac{V_{cc}}{4(R_{Lf} + s \cdot L_f)} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

O processo de modulação do inversor pode ser modelado matematicamente por dois processos, sendo eles o ganho estático e o atraso de tempo (MATTAVELLI, 2006). O ganho estático K_{pwm} representa a razão entre D_α , D_β , D_0 e as respectivas ações de controle $u_{c\alpha}$, $u_{c\beta}$ e u_{c0} geradas pelos controladores, como é dado por (5.8) (LINDEKE, 2003).

$$K_{pwm} = \frac{D_\alpha}{u_{c\alpha}} = \frac{D_\beta}{u_{c\beta}} = \frac{D_0}{u_{c0}} = \frac{2}{P_{pwm}} \quad (5.8)$$

onde P_{pwm} é o valor pico a pico da portadora triangular.

Além disso, considera-se um atraso equivalente à metade do período de chaveamento T_s envolvendo o modulador PWM (MATTAVELLI, 2006). Este atraso é representado por uma aproximação de Padé de primeira ordem, como é dado por (5.9).

$$G_{T_s}(s) = \frac{u_{c\alpha}}{u'_{c\alpha}} = \frac{u_{c\beta}}{u'_{c\beta}} = \frac{u_{c0}}{u'_{c0}} = \frac{1 - \frac{sT_s}{4}}{1 + \frac{sT_s}{4}} \quad (5.9)$$

Considerando (3.46), nota-se que a planta de corrente é igual para as coordenadas “ α ” e “ β ”, enquanto para a coordenada “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, considerando os erros podem ser representadas como dado abaixo:

$$G_{PI\alpha}(s) = \frac{u'_{c\alpha}}{e_\alpha} = G_{PI\beta}(s) = \frac{u'_{c\beta}}{e_\beta} = K_{Pi} + \frac{K_{Ii}}{s} = \frac{K_{Pi}s + K_{Ii}}{s} \quad (5.10)$$

$$G_{PI0}(s) = \frac{u'_{c0}}{e_0} = 4K_{Pi} + \frac{4K_{Ii}}{s} = \frac{4K_{Pi}s + 4K_{Ii}}{s}$$

Considerando (3.46), (5.8), (5.9) e (5.10), as malhas de controle das correntes de compensação podem ser representada pelo diagrama em blocos mostrado na Figura 5.1. Nota-se que, para projetar os controladores PI das três coordenadas $\alpha\beta 0$, basta dimensionar os ganhos K_{Pi} e K_{Ii} . Para isto, apenas a malha de controle da coordenada “ α ” é projetada, considerando para o projeto a planta G_{Pi} dada por (5.11).

$$G_{Pi}(s) = G_{iD\alpha}(s)K_{pwm}G_{Ts}(s) = \frac{V_{cc}}{(R_{Lf} + s.L_f)} K_{pwm} \frac{1 - sT_s/4}{1 + sT_s/4} \quad (5.11)$$

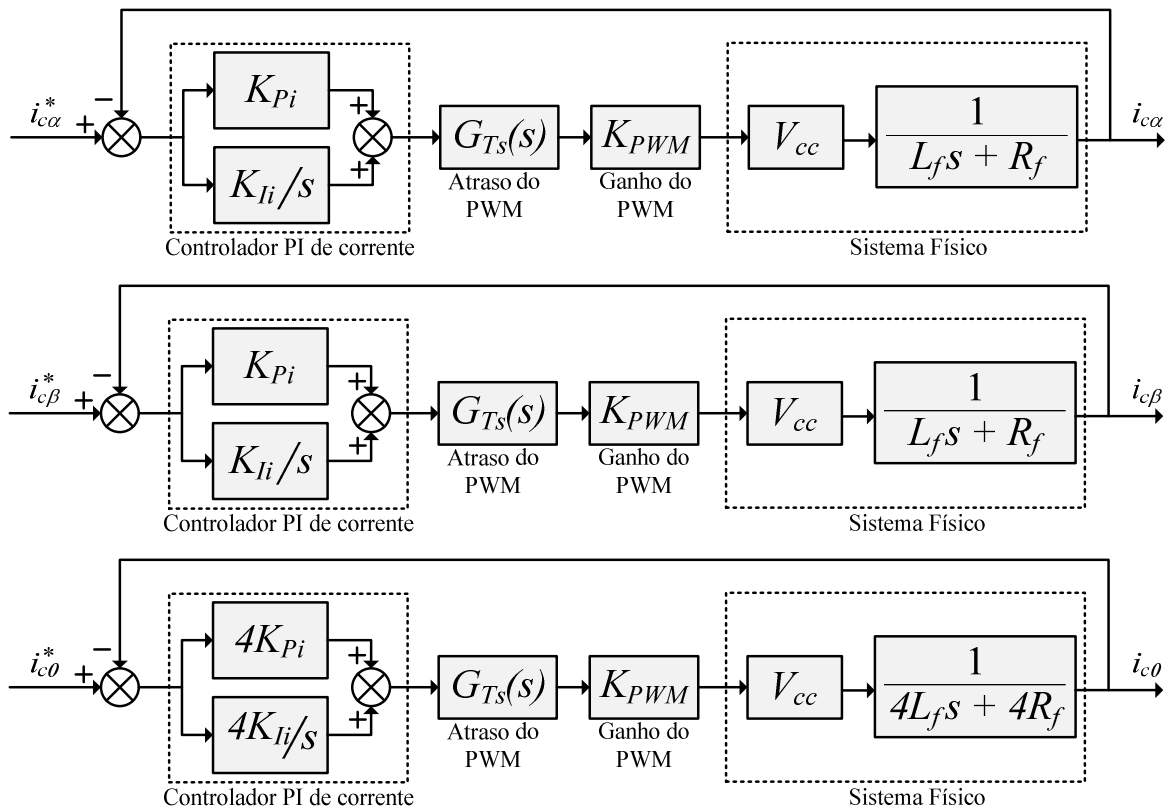


Figura 5.1 - Diagrama em blocos das Malhas de Controle das Correntes de Compensação.

A partir do diagrama em blocos mostrado na Figura 5.1, é possível obter a mesma função de transferência que representa a malha de controle da corrente de referência de compensação para as coordenadas $\alpha\beta 0$, como segue abaixo:

$$\frac{i_{c\alpha}(s)}{i_{c\alpha}^*(s)} = \frac{i_{c\beta}(s)}{i_{c\beta}^*(s)} = \frac{i_{c0}(s)}{i_{c0}^*(s)} = \frac{N_2 s^2 + N_1 s + N_0}{D_3 s^3 + D_2 s^2 + D_1 s + D_1} \quad (5.12)$$

onde:

$$\left. \begin{aligned} N_0 &= V_{cc} K_{pwm} K_{Ii} \\ N_1 &= V_{cc} K_{pwm} [K_{Pi} - K_{Ii}(T_s/4)] \\ N_2 &= -V_{cc} K_{pwm} K_{Pi} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} D_0 &= V_{cc} K_{pwm} K_{Ii} \\ D_1 &= R_{Lf} + V_{cc} K_{pwm} (K_{Pi} - K_{Ii}(T_s/4)) \\ D_2 &= (T_s/4) R_{Lf} - V_{cc} K_{pwm} K_{Pi} (T_s/4) + L_f \\ D_3 &= (T_s/4) L_f \end{aligned}$$

5.1.1 Projeto dos Controladores PI das Malhas de Corrente

Como parâmetros de projeto dos controladores PI das malhas de corrente, consideram-se os dados que constam da Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Especificações para Projeto dos Controladores PI de Corrente.

Frequência de chaveamento dos inversor <i>Four-Legs</i>	$f_s = 20\text{kHz}$
Margem de fase desejada	$MF_{di} = 50^\circ$
Frequência de cruzamento desejada	$\omega_{ci} = 2 \cdot \pi \cdot f_{ch}/6 \text{ rad/s}$
Indutância de acoplamento	$L_f = 1,075\text{mH}$
Resistência série do indutor de acoplamento	$R_{Lf} = 0,22\Omega$
Tensão do barramento CC	$V_{cc} = 400\text{V}$
Ganho do modulador PWM	$K_{PWM} = 5,333 \times 10^{-4}$

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 (5.13). Em seguida, calcula-se por meio de (5.1) o ângulo de fase a ser compensado (φ_{ci}) conforme é dado por (5.14):

$$\varphi_{pi}|_{\omega_{ci}} = \angle \left[\frac{V_{cc}K_{pwm}}{[R_{Lf} + (i\omega_{ci}) \cdot L_f]} \frac{1 - (i\omega_{ci})T_s/4}{1 + (i\omega_{ci})T_s/4} \right] = -118,7816^\circ \quad (5.13)$$

$$\varphi_{ci} = MF_{di} - (\varphi_{pi} + 180^\circ) = -11,2184^\circ \quad (5.14)$$

Na segunda etapa da metodologia de projeto, encontra-se por meio de (5.2) a função de transferência do compensador de fase G_{ci} , como é mostrado por (5.15). Em seguida, G_{ci} é introduzido em série com a planta G_{pi} , obtendo $G_{MA_{ci}}$ como dado por (5.16).

$$G_{ci}(s) = \frac{\frac{-s}{tg(\varphi_{ci})\omega_{ci}} + 1}{s} = \frac{T_i s + 1}{s} = \frac{2,4073 \cdot 10^{-4} s + 1}{s} \quad (5.15)$$

$$G_{MA_{ci}}(s) = \frac{T_i s + 1}{s} \frac{V_{cc}K_{pwm}}{(R_{Lf} + s \cdot L_f)} \frac{1 - sT_s/4}{1 + sT_s/4} \quad (5.16)$$

Na terceira etapa da metodologia de projeto, calcula-se por meio de (5.3) o ganho K_{ci} , conforme mostrado por (5.17). 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 (5.18). Finalmente, o sistema controlado em malha aberta $G_{MA_{PIi}}$ é dado por (5.19).

$$K_{ci} = \frac{1}{|G_{MA_{ci}}|_{\omega_{ci}}} = \frac{1}{\left| \frac{[T_i(i\omega_{ci}) + 1]V_{cc}K_{pwm}[1 - (i\omega_{ci})T_s/4]}{(i\omega_{ci})[R_{Lf} + (i\omega_{ci}) \cdot L_f][1 + (i\omega_{ci})T_s/4]} \right|} \quad (5.17)$$

$$K_{ci} = 4,3 \cdot 10^5$$

$$G_{PIi}(s) = K_{ci} \left(\frac{T_i s + 1}{s} \right) \quad (5.18)$$

$$G_{PIi}(s) = \left(\frac{103,5s + 4,3 \cdot 10^5}{s} \right) = \left(\frac{K_{Pi}s + K_{Ii}}{s} \right)$$

$$G_{MA_{PIi}}(s) = \left(\frac{K_{Pi}s + K_{Ii}}{s} \right) \left(\frac{V_{cc}K_{pwm}}{(R_{Lf} + s \cdot L_f)} \frac{1 - sT_s/4}{1 + sT_s/4} \right) \quad (5.19)$$

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.

Tabela 5.2 – Ganhos dos controladores PI das Malhas de Corrente.

$$K_{Pi} = 103,5$$

$$K_{Ii} = 4,3 \cdot 10^5$$

Na Figura 5.2 é apresentado o diagrama de Bode contendo a resposta em frequência da planta G_{Pi} , do sistema compensado em malha aberta G_{MACi} e do sistema controlado G_{MAPi} em malha aberta. Nota-se que os parâmetros de projetos foram alcançados por meio da metodologia aplicada.

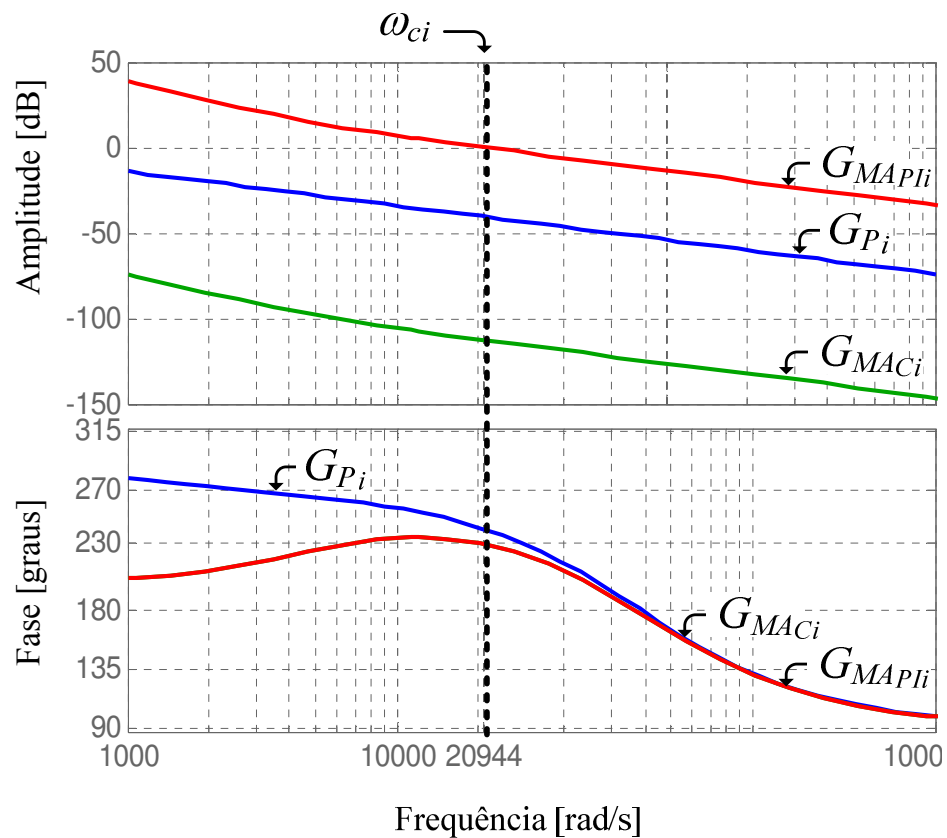


Figura 5.2 - Diagrama de Bode da Planta G_{Pi} , do Sistema Compensado em Malha Aberta G_{MACi} e do Sistema Controlado G_{MAPi} .

5.2 MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC

Como visto no Capítulo 3, 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. 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 CC tende a cair em função da descarga dos capacitores (SILVA, 2001). Portanto, é necessário controlar a tensão no barramento CC considerando a drenagem de uma parcela de corrente fundamental i_{cm} da rede elétrica. Por estar relacionada apenas com potência ativa, esta parcela de 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 seqüência 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 5.3, 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.

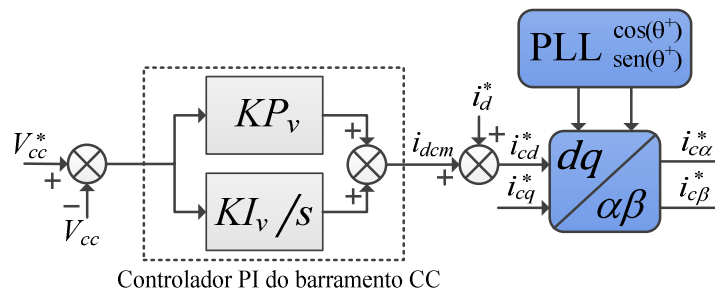


Figura 5.3 - Diagrama de blocos do Controle da tensão do Barramento CC.

No capítulo 3, obteve-se a planta de tensão dada por (3.61) e representada na Figura 3.5 levando em consideração a potência p_{cm} relacionada à corrente i_{dcm} . Portanto, a planta de tensão considerada para projeto dos controladores pode obtida diretamente de (3.61), como segue abaixo:

$$G_{pv}(s) = G_v(s) = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_{dcm}(s)} = \frac{3 v_d}{2 V_{cc} C_{cc} s} \quad (5.20)$$

Utilizando um controlador PI é possível construir o diagrama em blocos que representa o controle da tensão do barramento CC, o qual é mostrado na Figura 5.4.

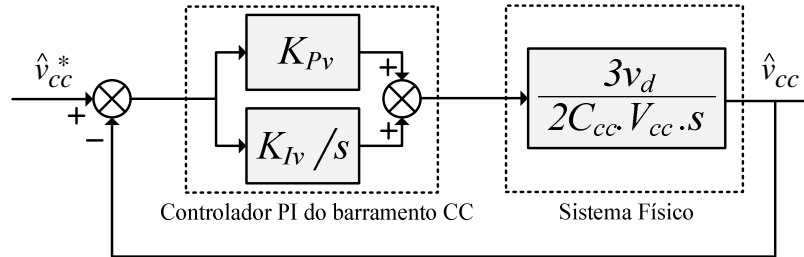


Figura 5.4 - Diagrama em blocos das Malhas de Controle da Tensão do Barramento CC.

A partir do diagrama em blocos mostrado na Figura 5.4, é possível obter a função de transferência em malha fechada do controle da tensão \hat{v}_{cc} , como segue abaixo:

$$\frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{v}_{cc}^*(s)} = \frac{3v_d K_{Pv} s + 3v_d K_{Iv}}{2C_{cc} V_{cc} s^2 + 3v_d K_{Pv} s + 3v_d K_{Iv}} \quad (5.21)$$

5.2.1 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 5.3.

Tabela 5.3 – Especificações para projeto do controlador PI de tensão.

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 CC	$C_{cc} = 4,7 \text{ mF}$
Tensão no barramento CC	$V_{cc} = 400 \text{ V}$
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 (5.22). Em seguida, calcula-se por meio de (5.1) o ângulo de fase a ser compensado (φ_{cv}) conforme é dado por (5.23):

$$\varphi_{pv}|_{\omega_{cv}} = \angle \left[\frac{3 v_d}{2 V_{cc} C_{cc} (i \omega_{cv})} \right] = -90^\circ \quad (5.22)$$

$$\varphi_{cv} = MF_{dv} - (\varphi_{pv} + 180^\circ) = -35^\circ \quad (5.23)$$

Na segunda etapa da metodologia de projeto, encontra-se por meio de (5.2) o compensador de fase G_{cv} , como é mostrado por (5.24). Em seguida, o compensador G_{cv} é introduzido em série com a planta G_{pv} , obtendo G_{MACv} como dado por (5.25).

$$G_{cv}(s) = \frac{\frac{-s}{tg(\varphi_{cv})\omega_{cv}} + 1}{s} = \frac{T_v s + 1}{s} = \frac{0,09092 s + 1}{s} \quad (5.24)$$

$$G_{MACv}(s) = \frac{T_v s + 1}{s} \frac{3 v_d}{2 V_{cc} C_{cc} s} \quad (5.25)$$

Na terceira etapa da metodologia de projeto, calcula-se por meio de (5.3) o ganho K_{cv} , conforme mostrado por (5.26). Em seguida, o ganho K_{cv} é incluído em série com o sistema G_{MACv} , obtendo a expressão completa do controlador PI dada por (5.27). O sistema controlado em malha aberta G_{MAPIv} é dado por (5.28).

$$K_{cv} = \frac{1}{|G_{MACv}|_{\omega_{cv}}} = \frac{1}{\left| \frac{T_v(i\omega_{cv}) + 1}{s} \frac{3 v_d}{2 V_{cc} C_{cc} (i\omega_{cv})} \right|} \quad (5.26)$$

$$K_{cv} = 0,8063$$

$$G_{PIv}(s) = \left(\frac{0,0733 s + 0,8063}{s} \right) = \left(\frac{K_{pv} s + K_{lv}}{s} \right) \quad (5.27)$$

$$G_{MAPIv}(s) = \left(\frac{K_{pv} s + K_{lv}}{s} \right) \left(\frac{3 v_d}{2 V_{cc} C_{cc} s} \right) \quad (5.28)$$

Portanto, na Tabela 5.4, são apresentados os valores encontrados para os ganhos K_{pv} e K_{lv} referentes ao controlador PI da malha de controle da tensão V_{cc} .

Tabela 5.4 – Ganhos do controlador PI da Malha de Tensão.

$$K_{pv} = 0,0733$$

$$K_{lv} = 0,8063$$

Na Figura 5.5, 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. Nota-se que os parâmetros de projetos foram alcançados por meio da metodologia aplicada.

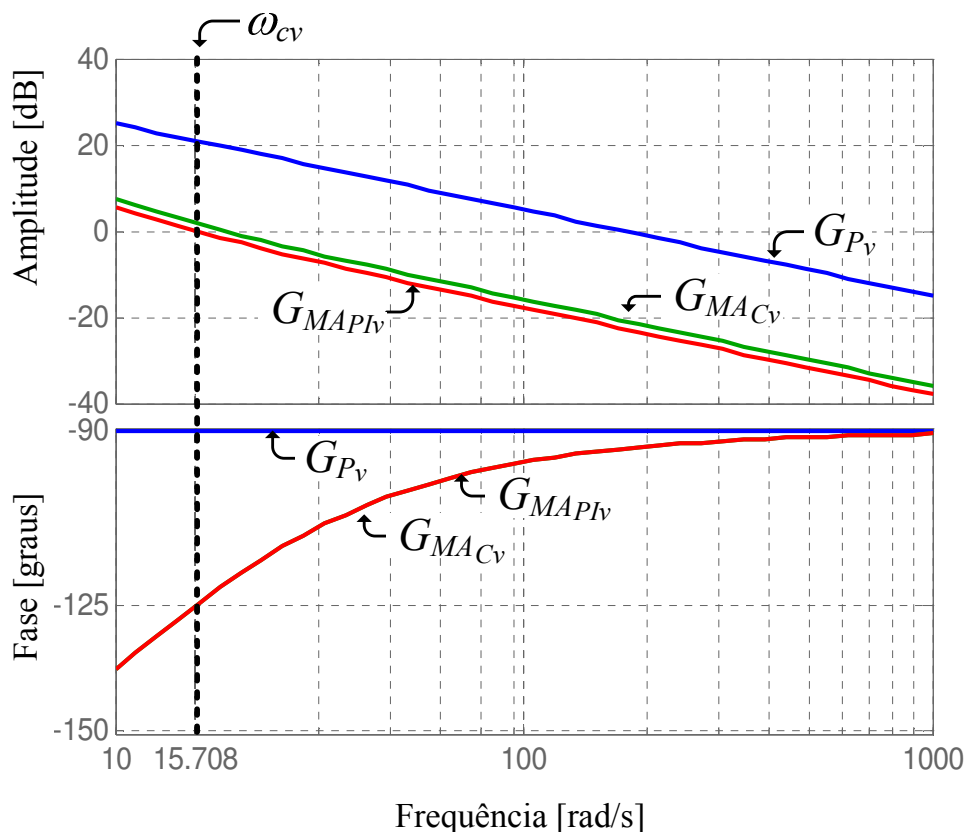


Figura 5.5 - Diagrama de Bode da Planta G_{Pv} , do Sistema Compensado em Malha Aberta G_{MACv} e do Sistema Controlado G_{MAPIv} .

5.3 MALHA DE CONTROLE DO SISTEMA PLL

Como visto no Capítulo 4, o sistema p-PLL monofásico apresentado por (SILVA, 2008) é utilizado neste trabalho para gerar os vetores unitários necessários para a geração das correntes de referência de compensação. Nota-se que o algoritmo p-PLL mostrado na Figura 4.15 (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, $\text{sen}(\Delta\theta) = \Delta\theta$ (SILVA, 2008). Desconsiderando frequência angular ω_{ff} , é possível obter a malha de controle equivalente do sistema p-PLL apresentada na Figura 5.6, para uma tensão de entrada de amplitude k .

Considerando as entradas do sistema PLL normalizadas ($k = 1$), é possível obter a função de transferência dada por (5.29), 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 (5.30).

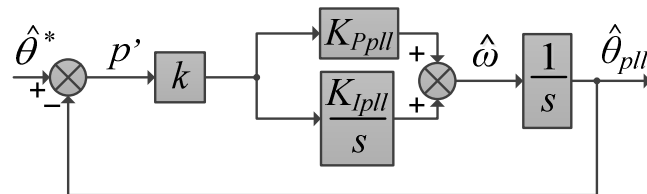


Figura 5.6 - Diagrama em blocos da malha de controle do sistema p-PLL.

$$G_{ppll}(s) = \frac{1}{s} \quad (5.29)$$

$$\frac{\hat{\theta}_{pll}(s)}{\hat{\theta}^*(s)} = \frac{K_{ppll}s + K_{Ipll}}{s^2 + K_{ppll}s + K_{Ipll}} \quad (5.30)$$

5.3.1 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 5.5.

Tabela 5.5 – Especificações para projeto do controlador PI do sistema PLL.

Margem de fase desejada	$MF_{dpll} = 80^\circ$
Frequência de cruzamento desejada	$\omega_{cpll} = 2 \cdot \pi \cdot 120/8,5 \text{ rad/s}$

Na primeira etapa da metodologia de projeto, o ângulo de fase φ_{ppll} apresentado pela planta G_{ppll} na frequência especificada ω_{cpll} é encontrado como é dado por (5.31). Em seguida, calcula-se por meio de (5.1) o ângulo de fase a ser compensado (φ_{cpll}) conforme é dado por (5.32):

$$\varphi_{pv}|_{\omega_{cpll}} = \angle \left[\frac{1}{(i\omega_{cpll})} \right] = -90^\circ \quad (5.31)$$

$$\varphi_{Cpll} = MF_{dpll} - (\varphi_{ppll} + 180^\circ) = -10^\circ \quad (5.32)$$

Na segunda etapa da metodologia de projeto, por meio de (5.2), o compensador de fase G_{Cpll} é encontrado, como é mostrado por (5.33). Em seguida, o compensador G_{Cpll} é introduzido em série com a planta G_{Ppll} , obtendo G_{MACpll} como dado por (5.34).

$$G_{Cpll}(s) = \frac{\frac{-s}{tg(\varphi_{Cpll})\omega_{cpll}} + 1}{s} = \frac{T_{pll}s + 1}{s} = \frac{0,063935 s + 1}{s} \quad (5.33)$$

$$G_{MACpll}(s) = \frac{T_{pll}s + 1}{s} \frac{1}{s} \quad (5.34)$$

Na terceira etapa da metodologia de projeto, deve-se calcular por meio de (5.3) o ganho K_{cpll} , conforme mostrado por (5.35). Em seguida, inclui-se o ganho K_{cpll} em série com o sistema G_{MACpll} , obtendo a expressão completa do controlador PI dada por (5.36). O sistema controlado em malha aberta $G_{MAPIpll}$ é dado por (5.37).

$$K_{cpll} = \frac{1}{|G_{MACpll}|_{\omega_{cpll}}} = \frac{1}{\left| \frac{T_{pll}(i\omega_{cpll}) + 1}{s} \frac{1}{(i\omega_{cpll})} \right|} \quad (5.35)$$

$$K_{cpll} = 1,3663 \cdot 10^3$$

$$G_{PIpll}(s) = K_{cpll} \left(\frac{T_{pll}s + 1}{s} \right) \quad (5.36)$$

$$G_{PIpll}(s) = \left(\frac{87,3562 s + 1,3663 \cdot 10^3}{s} \right) = \left(\frac{K_{Ppll}s + K_{Ipll}}{s} \right)$$

$$G_{MAPIpll}(s) = \left(\frac{K_{Ppll}s + K_{Iv}}{s} \right) \left(\frac{1}{s} \right) \quad (5.37)$$

Portanto, na Tabela 5.4, 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 5.6 – Ganhos do controlador PI da Malha de controle do PLL.

$K_{P_{pll}} = 87,3562$
$K_{I_{pll}} = 1,3663 \cdot 10^3$

Na Figura 5.7, é apresentado o diagrama de Bode para a resposta em frequência da planta $G_{P_{pll}}$, do sistema compensado em malha aberta $G_{MA_{C_{pll}}}$ e do sistema controlado $G_{MA_{PI_{pll}}}$ em malha aberta. Nota-se que os parâmetros de projetos foram alcançados por meio da metodologia aplicada.

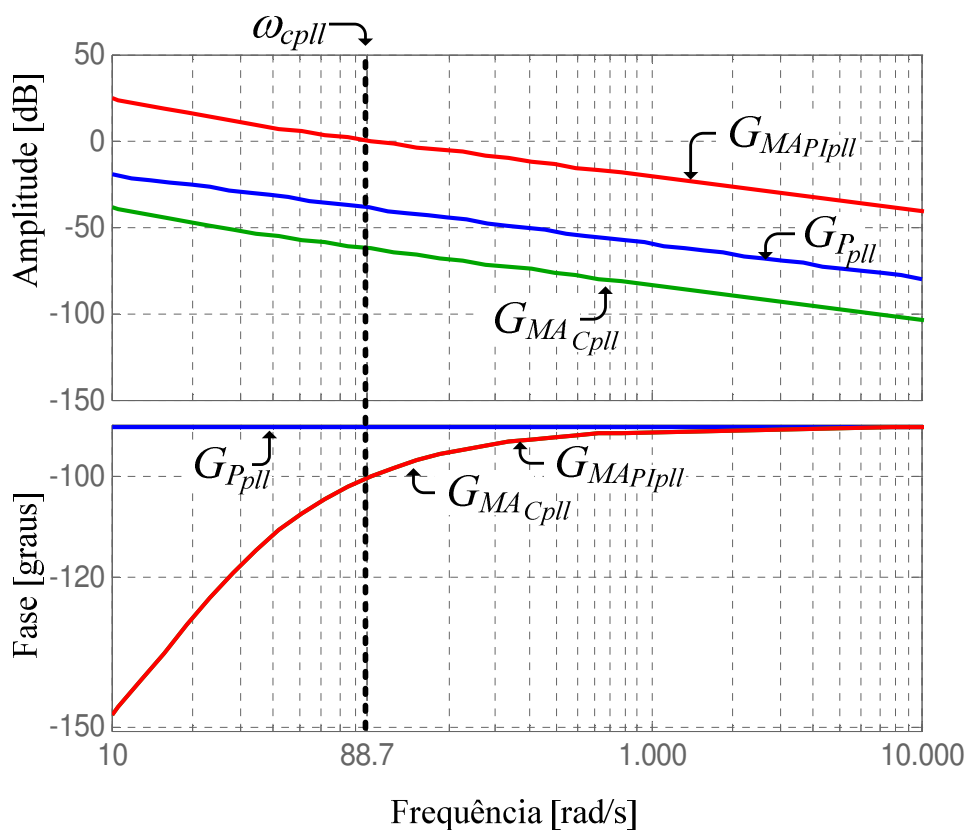


Figura 5.7 - Diagrama de Bode da Planta $G_{P_{pll}}$, do Sistema Compensado em Malha Aberta $G_{MA_{C_{pll}}}$ e do Sistema Controlado $G_{MA_{PI_{pll}}}$.

5.4 DISCRETIZAÇÃO DOS CONTROLADORES

Uma vez obtidos os controladores em tempo contínuo, como dado por (5.4), 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:

$$s \leftarrow \frac{2}{T_a} \frac{z-1}{z+1} \quad (5.38)$$

onde T_a representa o período de amostragem utilizado na implementação digital.

Realizando a substituição representada por (5.38) na função de transferência de um controlador PI genérico $G_{PI}(s)$ dada por (5.4), obtém-se as seguintes funções de transferência em tempo discreto $G_{PI}(z)$:

$$G_{PI}(z) = \frac{u_c(z)}{e(z)} = a \left[\frac{1 + bz^{-1}}{(1 - z^{-1})} \right] \quad (5.39)$$

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 (5.39), é possível obter a equação a diferença genérica a ser utilizada na implementação dos controladores PI em DSP, a qual é apresentada abaixo:

$$u_c(k) = a e(k) + ab e(k-1) + u_c(k-1) \quad (5.40)$$

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;

5.4.1 Discretização do Controlador PI do Sistema PLL

A partir de (5.39) e (5.40), considerando $T_a = 16,6667 \mu s$, e utilizando os ganhos K_{Ppl} e K_{Ipl} dados na Tabela 5.5, é possível encontrar a equação a diferença utilizada para a

implementação do controlador PI envolvido na malha de controle do sistema PLL empregado, como segue abaixo:

$$u_{cpil}(k) = 87,3675687 e_{pil}(k) - 87,3447966 e_{pil}(k - 1) + u_{cpil}(k - 1) \quad (5.41)$$

5.4.2 Discretização do Controlador PI da Malha de Tensão

A partir de (5.39) e (5.40), considerando $T_a = 16,6667 \mu s$, e utilizando os ganhos K_{Pi} e K_{Ii} dados na Tabela 5.4, é possível encontrar a equação a diferença utilizada para a implementação do controlador PI envolvido na malha de tensão, como segue abaixo:

$$u_{cv}(k) = 0,0733142 e_v(k) - 0,0732940 e_v(k - 1) + u_{cv}(k - 1) \quad (5.42)$$

5.4.3 Discretização dos Controladores PI das Malhas de Corrente

A partir de (5.39) e (5.40), considerando $T_a = 16,6667 \mu s$, e utilizando os ganhos K_{Pi} e K_{Ii} dados na Tabela 5.2, é possível encontrar as equações a diferença utilizadas para a implementação dos controladores PI envolvidos nas malhas de correntes definidas para as coordenadas $\alpha\beta 0$, como segue abaixo:

$$\begin{aligned} u_{c\alpha}(k) &= 108,9019 e_{\alpha}(k) - 98,1507 e_{\alpha}(k - 1) + u_{c\alpha}(k - 1) \\ u_{c\beta}(k) &= 108,9019 e_{\beta}(k) - 98,1507 e_{\beta}(k - 1) + u_{c\beta}(k - 1) \\ u_{c0}(k) &= 435,6075 e_0(k) - 392,6028 e_0(k - 1) + u_{c0}(k - 1) \end{aligned} \quad (5.43)$$

6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos por meio de simulação computacional, assim como por meio de experimentos práticos. Os sete modos de operação pertencentes às estratégias seletivas apresentadas no Capítulo 4 são avaliados por meio de simulações. Além disso, resultados experimentais são apresentados para os modos de operação 01, 02, 03, 04, 05 e 07 apresentados na Tabela 4.1. O controle do barramento CC também é avaliado por meio de testes experimentais.

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

Para a realização dos experimentos foi utilizada a infraestrutura disponível no Laboratório de Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Energias Renováveis (LEPQER) do Campus Cornélio Procópio da UTFPR. Esta infraestrutura inclui um protótipo de um FAPP o qual utiliza um inversor *Four-Legs* SKS46F fabricado pela Semikron aplicado a um sistema elétrico trifásico a quatro fios. Para a medição de tensão e corrente, são utilizados sensores de efeito hall. Os sinais medidos são condicionados por meio de circuitos eletrônicos para serem adquiridos por um processador digital de sinais (*Digital Signal Processor* - DSP). O sistema de controle completo do FAPP é embarcado em no DSP ponto flutuante modelo F28335 fabricado pela *Texas Instruments*, incluindo os controladores PI, os algoritmos SRF e PLL, bem como o modulador vetorial. Os principais parâmetros de implementação prática são apresentados na Tabela 6.1. No laboratório, ainda encontra-se disponível um osciloscópio digital Tektronix TPS 2024 com quatro canais isolados para a aquisição dos resultados. Além disso, foi utilizado o medidor de qualidade da energia elétrica Fluke 43B para a medição dos espectros harmônicos, da taxa de distorção harmônica (TDH)

das correntes, das potências aparente (S) e ativa (P), bem como do Fator de Deslocamento (FD) das correntes de carga e da rede já compensadas.

Tabela 6.1 - Parâmetros do protótipo implementado.

Tensão eficaz de fase da rede elétrica	$V_s = 127V$
Frequência da rede elétrica	$f = 60Hz$
Indutores de acoplamento do FAPP	$L_f = 1,075mH$
Tensão do Barramento CC	$V_{cc} = 400V$
Capacitância do barramento CC	$C_{cc} = 4,7mF$
Taxa de amostragem do conversor A/D	$T_a = 40kHz$
Frequência de chaveamento do inversor	$f_s = 20kHz$

6.1 CARGA NÃO LINEAR

Uma única carga é considerada para a realização de todas as simulações, bem como todos os experimentos práticos. Esta carga pode ser dividida em três módulos monofásicos conectados individualmente a cada fase 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 CC de cada retificador é conectada uma carga RL desbalanceadas, como é mostrado na Tabela 6.2, de forma que as correntes drenadas por estas cargas serão também desbalanceadas e apresentarão diferentes fatores de deslocamento FD (Tabela 6.2).

Tabela 6.2 - Parâmetros das cargas utilizadas em simulações e experimentos prático.

Fase 'a'	Fase 'b'	Fase 'c'
Retificador monofásico de onda completa com carga RL ($R_{La}=5,52\Omega$ e $L_a=14,95mH$) Em serie com indutor ($L_{La}= 1,2mH$)	Retificador monofásico de onda completa com carga RL ($R_{Lb}=6,785\Omega$ e $L_b=20,7mH$) Em serie com indutor ($L_{Lb}= 2,5mH$)	Retificador monofásico de onda completa com carga RL ($R_{Lc}=8,28\Omega$ e $L_b=25,3mH$) Em serie com indutor ($L_{Lb}= 4mH$)
$S = 1,86kVA$	$S = 1,43kVA$	$S = 1,16kVA$
$P = 1,68kW$	$P = 1,26kW$	$P = 1,00kW$
$FD = 0,94$	$FD = 0,91$	$FD = 0,89$

Na Figura 6.1, as correntes de fase (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}) e do neutro (i_{Ln}) drenadas pela carga descrita na Tabela 6.2 são mostradas junto com as tensões de fase do sistema elétrico (v_{sa} , v_{sb} e v_{sc}). Os espectros harmônicos das correntes são mostrados na Figura 6.2.

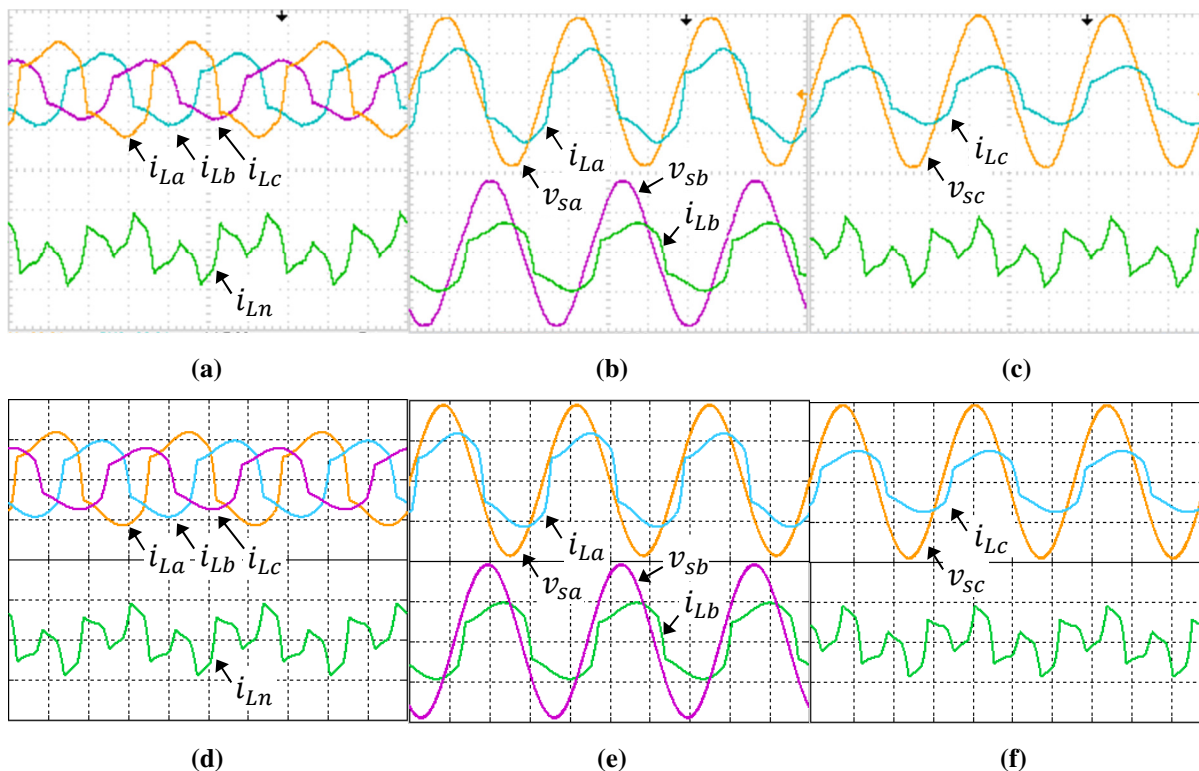


Figura 6.1 – Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} : (a), (b) e (c) resultados experimentais; (d), (e) e (f) resultados de simulação; (20A-200V/div; 5ms/div).

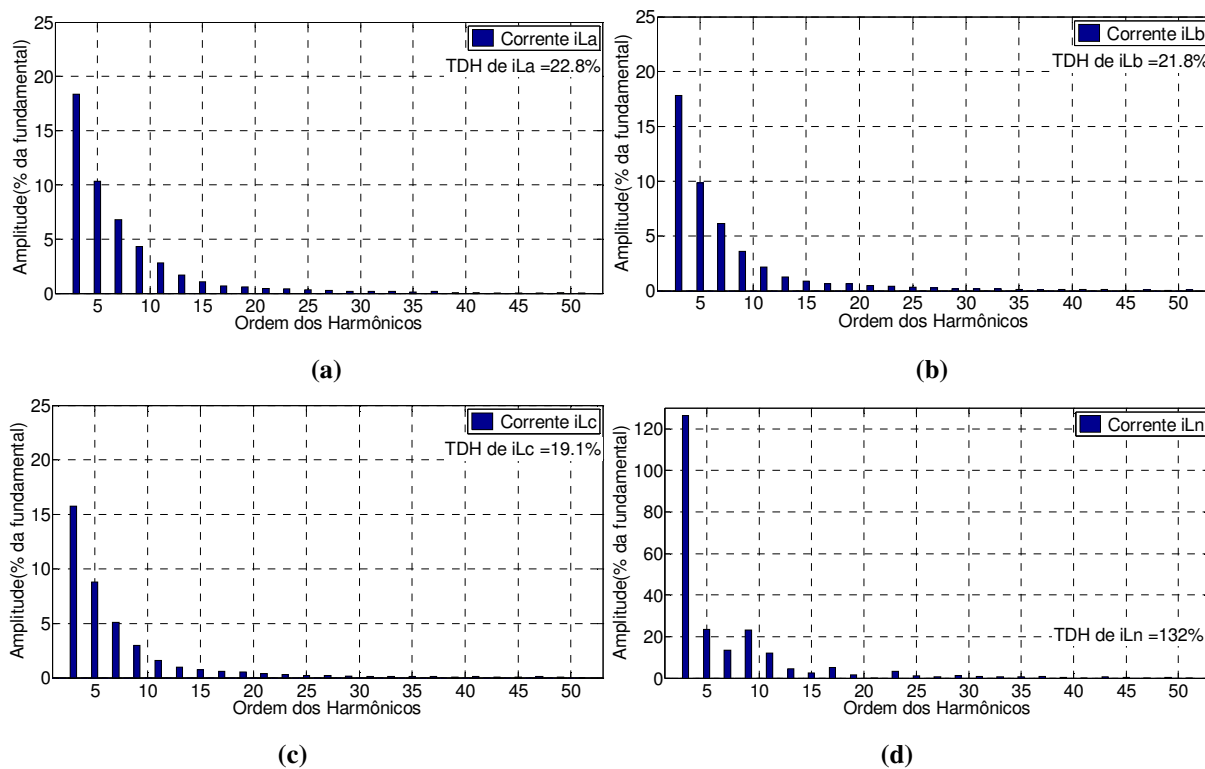


Figura 6.2 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH (dados experimentais): (a) Corrente da carga i_{La} ; (b) Corrente da carga i_{Lb} ; (c) Corrente da carga i_{Lc} ; (d) Corrente da carga i_{Ln} .

6.2 CONTROLE DO BARRAMENTO CC

Na Figura 6.3, é mostrada a tensão no barramento tensão V_{CC} junto com as correntes drenadas da rede i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} durante a dinâmica inicial de operação do FAPP. Observando o comportamento da tensão V_{CC} durante este período de operação do FAPP é possível definir quatro etapas diferentes (E_1 , E_2 , E_3 e E_4), as quais são descritas a seguir.

Na primeira etapa E_1 , o conversor PWM ainda se encontra desconectado da rede elétrica, por isso o nível de tensão é relativamente baixo, em torno de 15 V, 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 CC são carregados contando com resistores de pré-carga, elevando a tensão V_{CC} para aproximadamente 300 V. Observa-se que as correntes drenadas da rede elétrica apresentam amplitude reduzida porque, na etapa E_2 , resistores de pré-carga são conectados em série com o FAPP. Quando os capacitores do barramento CC já estão carregados, um contator de partida que 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 311 V e mantida assim até que seja dado início ao acionamento do FAPP. No instante em que o FAPP é acionado, tem início a etapa E_4 , na qual o controle de tensão procura elevar a tensão V_{CC} até ao nível de referência de 400 V. Para manter a tensão V_{CC} elevada, correntes relativamente maiores são drenadas da rede elétrica na etapa E_4 . Após a realização das quatro etapas citadas, o FAPP está pronto para começar a sintetizar a corrente de compensação.

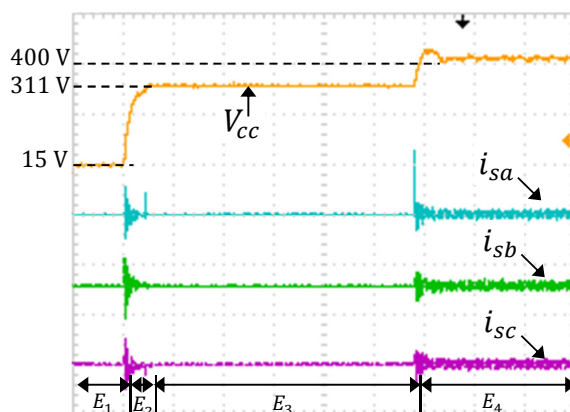


Figura 6.3 – Rotina Inicial de Operação do FAPP (200V-20A/div; 1s/div):
 (a) Tensão do barramento V_{CC} ; (b) Correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} .

6.3 MODO DE OPERAÇÃO 01 (MO-01) – CPR, CSN, CSZ E STH

Nesta seção são apresentados os resultados relacionados ao modo de operação 01, levando em consideração a forma de onda, a medição do FD, o espectro harmônico e a medição do TDH das correntes drenadas da rede elétrica i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} .

Os resultados obtidos por meio dos experimentos práticos são comparados aos resultados obtidos por meio de simulações computacionais na Figura 6.4. As formas de onda das correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} são mostradas nas Figuras 6.4 (a) e (d), enquanto as formas de onda das correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} são mostradas nas Figuras 6.4 (b) e (e). Nota-se que as correntes da rede se tornaram equilibradas. Além disso, os resultados são mostrados individualmente por fase nas Figuras 6.4 (c), (f), (g), (h), (j), (k), nas quais são apresentadas as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} em conjunto com as respectivas correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} , tensões de fase v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} e correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} . Observa-se que as correntes da rede estão em fase com as respectivas tensões. Isto é confirmado pela medição do fator de deslocamento que obteve $FD = 1$ para as três fases. Os resultados para o neutro são também mostrados individualmente nas Figuras 6.4 (i) e (l), nas quais é apresentada a corrente da rede i_{sn} em conjunto com a respectiva corrente de compensação i_{cn} e corrente da carga i_{Ln} . Nota-se que toda a corrente de neutro i_{Ln} consumida pela carga é fornecida pelo FAPP.

Os espectros harmônicos das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} comparados com os limites estabelecidos pela norma IEEE 519-1992 são mostrados nas Figuras 6.5 (a), (b) e (c), respectivamente. Observa-se que as TDH das três correntes da rede se encontram abaixo do estabelecido pela norma (5%), embora não sejam obedecidos alguns limites de harmônicos individuais. Assim, os resultados da Figura 6.5 mostram que por meio deste modo de operação é possível realizar a supressão dos harmônicos. Como a corrente i_{sn} drenada pelo neutro da rede é idealmente nula para este modo de operação, o espectro harmônico e a TDH desta corrente não são analisados.

Portanto, o acionamento do FAPP levando em consideração o modo de operação 01 permite obter correntes da rede senoidais, equilibradas e em fase com as respectivas tensões fundamentais, assim como foi previsto pela análise teórica apresentada no Capítulo 4.

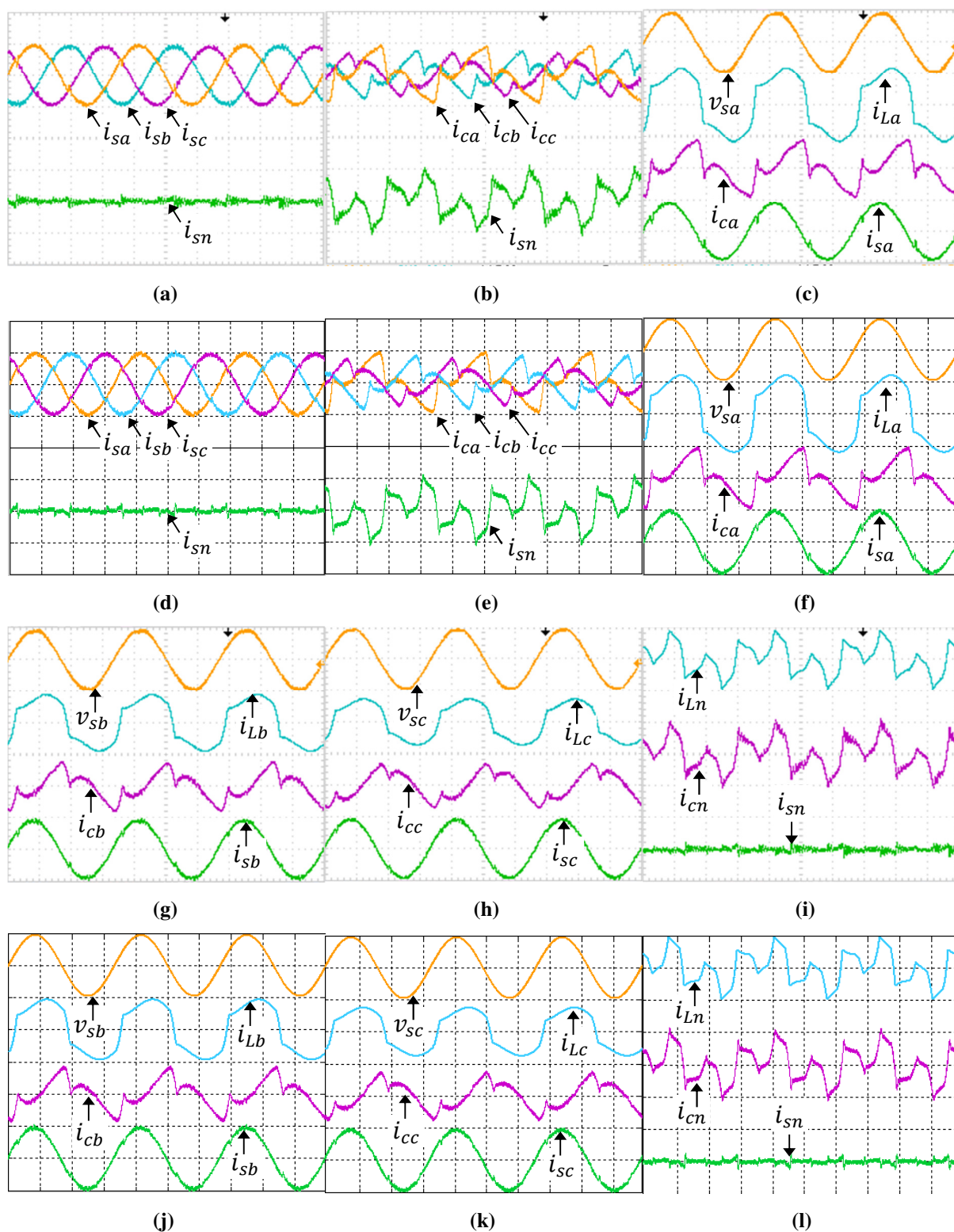


Figura 6.4 – Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} para o modo de operação 01: resultados experimentais (a), (b), (c), (g), (h) e (i); resultados de simulação (d), (e), (f), (j), (k) e (l); (20A-200V/div; 5ms/div).

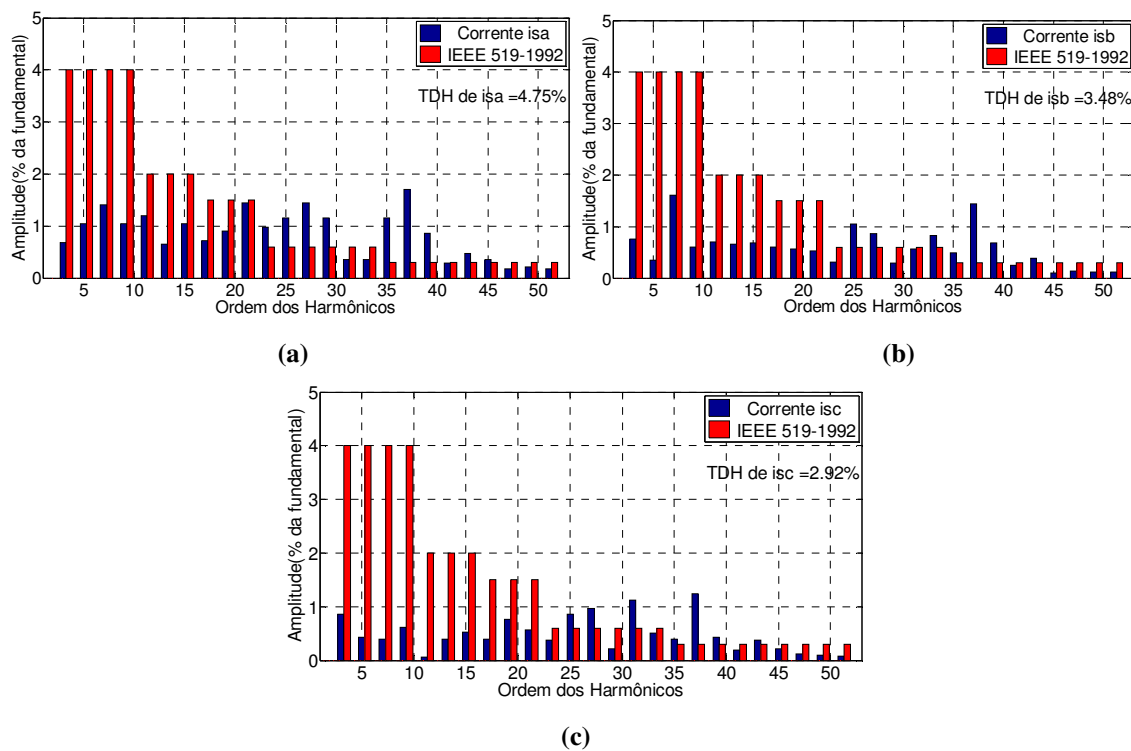


Figura 6.5 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o modo de operação 01 (dados experimentais): (a) Corrente da rede i_{sa} ; (b) Corrente da rede i_{sb} ; (c) Corrente da rede i_{sc} .

6.4 MODO DE OPERAÇÃO 02 (MO-02) – CSN, CSZ E STH

Nesta seção são apresentados os resultados relacionados ao modo de operação 02, levando em consideração a forma de onda, a medição do FD, o espectro harmônico e a medição do TDH das correntes drenadas da rede elétrica i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} .

Os resultados obtidos por meio dos experimentos práticos são comparados aos resultados obtidos por meio de simulações computacionais na Figura 6.6. As formas de onda das correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} são mostradas nas Figuras 6.6 (a) e (d), enquanto as formas de onda das correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} são mostradas nas Figuras 6.6 (b) e (e). Nota-se que as correntes da rede se tornaram equilibradas. Além disso, os resultados são mostrados individualmente por fase nas Figuras 6.6 (c), (f), (g), (h), (j), (k), nas quais são apresentadas as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} em conjunto com as respectivas correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} , tensões de fase v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} e correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} . Observa-se que as correntes da rede não estão em fase com as respectivas tensões. Isto é confirmado pela medição do fator de deslocamento que obteve $FD = 0,95$ para as três fases. Os resultados para o neutro são também mostrados individualmente nas Figuras 6.6 (i) e (l), nas quais é apresentada a corrente da rede i_{sn} em conjunto com a respectiva corrente de compensação i_{cn} e corrente da carga i_{Ln} . Nota-se que toda a corrente de neutro i_{Ln} consumida pela carga é fornecida pelo FAPP.

Os espectros harmônicos das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} comparados com os limites estabelecidos pela norma IEEE 519-1992 são mostrados nas Figuras 6.7 (a), (b) e (c), respectivamente. Observa-se que a TDH se encontra abaixo do estabelecido pela norma (5%) para as correntes i_{sb} e i_{sc} , assim como próxima deste limite para a corrente i_{sa} . Mesmo que não sejam obedecidos alguns limites de harmônicos individuais, os resultados mostram que por meio deste modo de operação é possível realizar a supressão dos harmônicos. Como a corrente i_{sn} drenada pelo neutro da rede é idealmente nula para este modo de operação, o espectro harmônico e a TDH desta corrente não são analisados.

Portanto, o acionamento do FAPP levando em consideração o modo de operação 02 permite obter correntes da rede senoidais, equilibradas e com fase diferente das respectivas tensões, assim como foi previsto pela análise teórica apresentada no Capítulo 4.

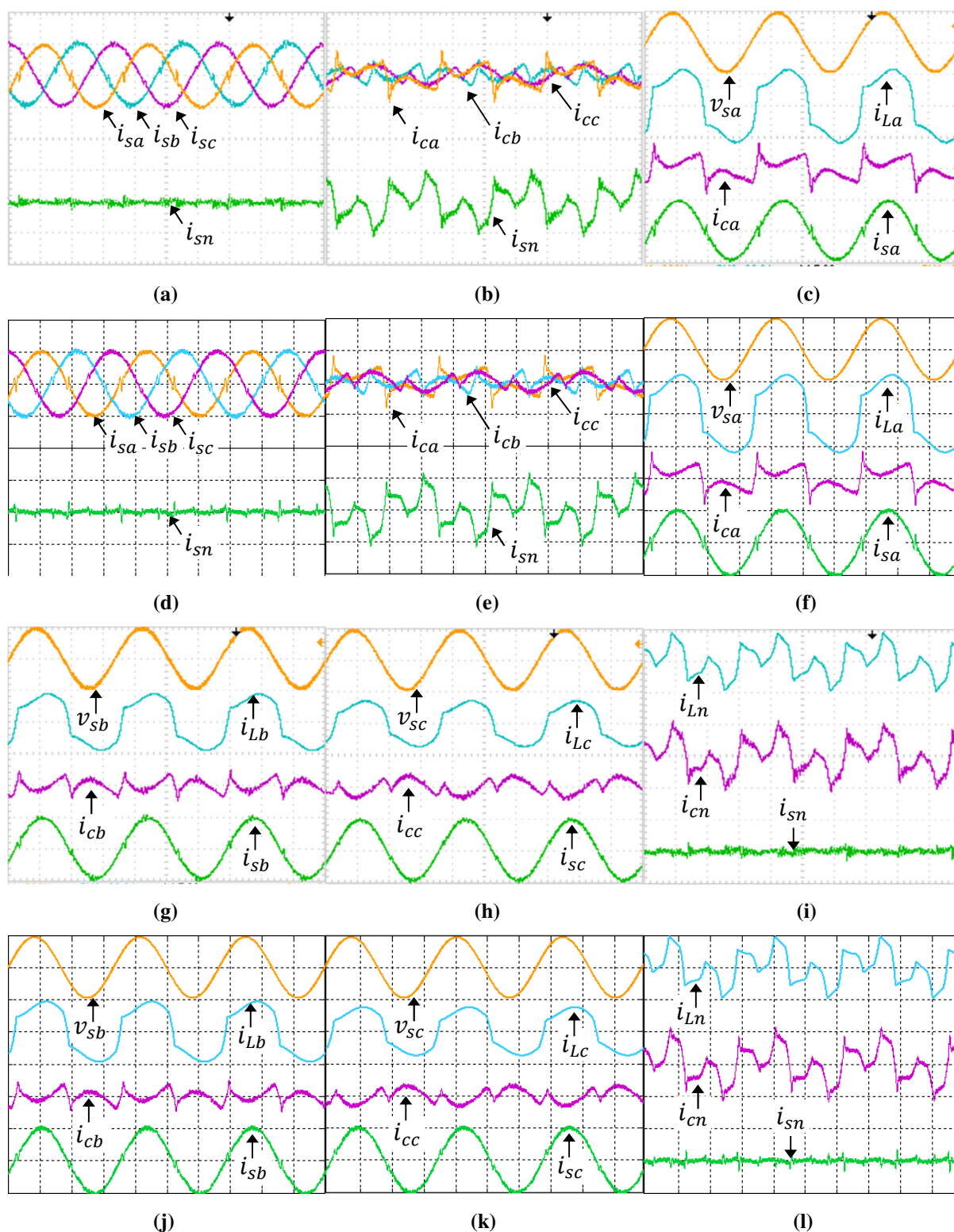


Figura 6.6 – Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} para o modo de operação 02: resultados experimentais (a), (b), (c), (g), (h) e (i); resultados de simulação (d), (e), (f), (j), (k) e (l); (20A-200V/div; 5ms/div).

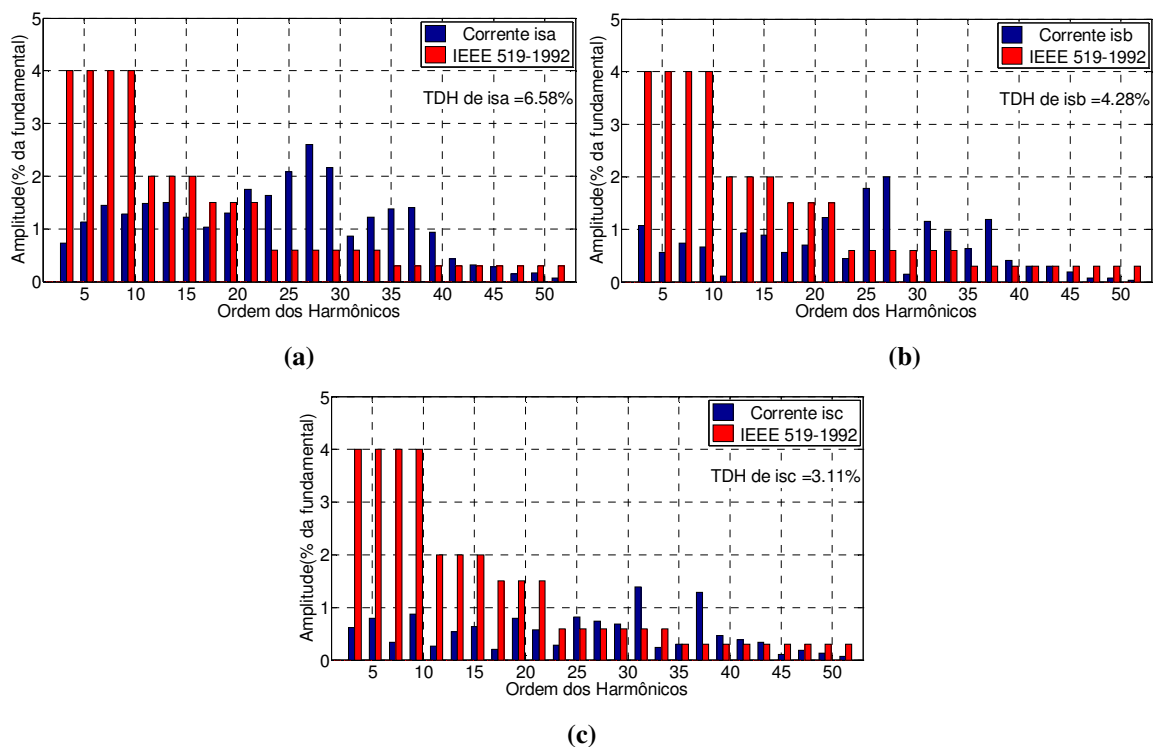


Figura 6.7 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o modo de operação 02 (dados experimentais): (a) Corrente da rede i_{sa} ; (b) Corrente da rede i_{sb} ; (c) Corrente da rede i_{sc} .

6.5 MODO DE OPERAÇÃO 03 (MO-03) – CSZ E STH

Nesta seção são apresentados os resultados relacionados ao modo de operação 03, levando em consideração a forma de onda, a medição do FD, o espectro harmônico e a medição do TDH das correntes drenadas da rede elétrica i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} .

Os resultados obtidos por meio dos experimentos práticos são comparados aos resultados obtidos por meio de simulações computacionais na Figura 6.8. As formas de onda das correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} são mostradas nas Figuras 6.8 (a) e (d), enquanto as formas de onda das correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} são mostradas nas Figuras 6.8 (b) e (e). Nota-se que as correntes da rede não foram equilibradas. Além disso, os resultados são mostrados individualmente por fase nas Figuras 6.8 (c), (f), (g), (h), (j), (k), nas quais são apresentadas as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} em conjunto com as respectivas correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} , tensões de fase v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} e correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} . Observa-se que as correntes da rede não estão em fase com as respectivas tensões. Isto é confirmado pela medição do fator de deslocamento que obteve $FD = 0,97$ para a fase “a”, $FD = 0,89$ para a fase “b” e $FD = 0,97$ para a fase “c”. Os resultados para o neutro são também mostrados individualmente nas Figuras 6.8 (i) e (l), nas quais é apresentada a corrente da rede i_{sn} em conjunto com a respectiva corrente de compensação i_{cn} e corrente da carga i_{Ln} . Nota-se que a corrente de neutro i_{sn} drenada da rede é nula, mesmo sendo drenadas correntes desbalanceadas. Isto se explica pelo fato de ter sido desconsiderado da compensação as componentes fundamentais de sequência negativa.

Os espectros harmônicos das correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} comparados com os limites estabelecidos pela norma IEEE 519-1992 são mostrados nas Figuras 6.9 (a), (b) e (c), respectivamente. Observa-se que a TDH se encontra abaixo do estabelecido pela norma (5%) para as correntes i_{sb} e i_{sc} , assim como próxima deste limite para a corrente i_{sa} . Mesmo que não sejam obedecidos alguns limites de harmônicos individuais, os resultados mostram que por meio deste modo de operação é possível realizar a supressão dos harmônicos. Não se analisa o espectro harmônico e a TDH da corrente i_{sn} , já que esta corrente é idealmente nula.

Portanto, o acionamento do FAPP levando em consideração o modo de operação 02 permite obter correntes da rede senoidais, desequilibradas e com fase diferente das respectivas tensões, assim como foi previsto pela análise teórica apresentada no Capítulo 4.

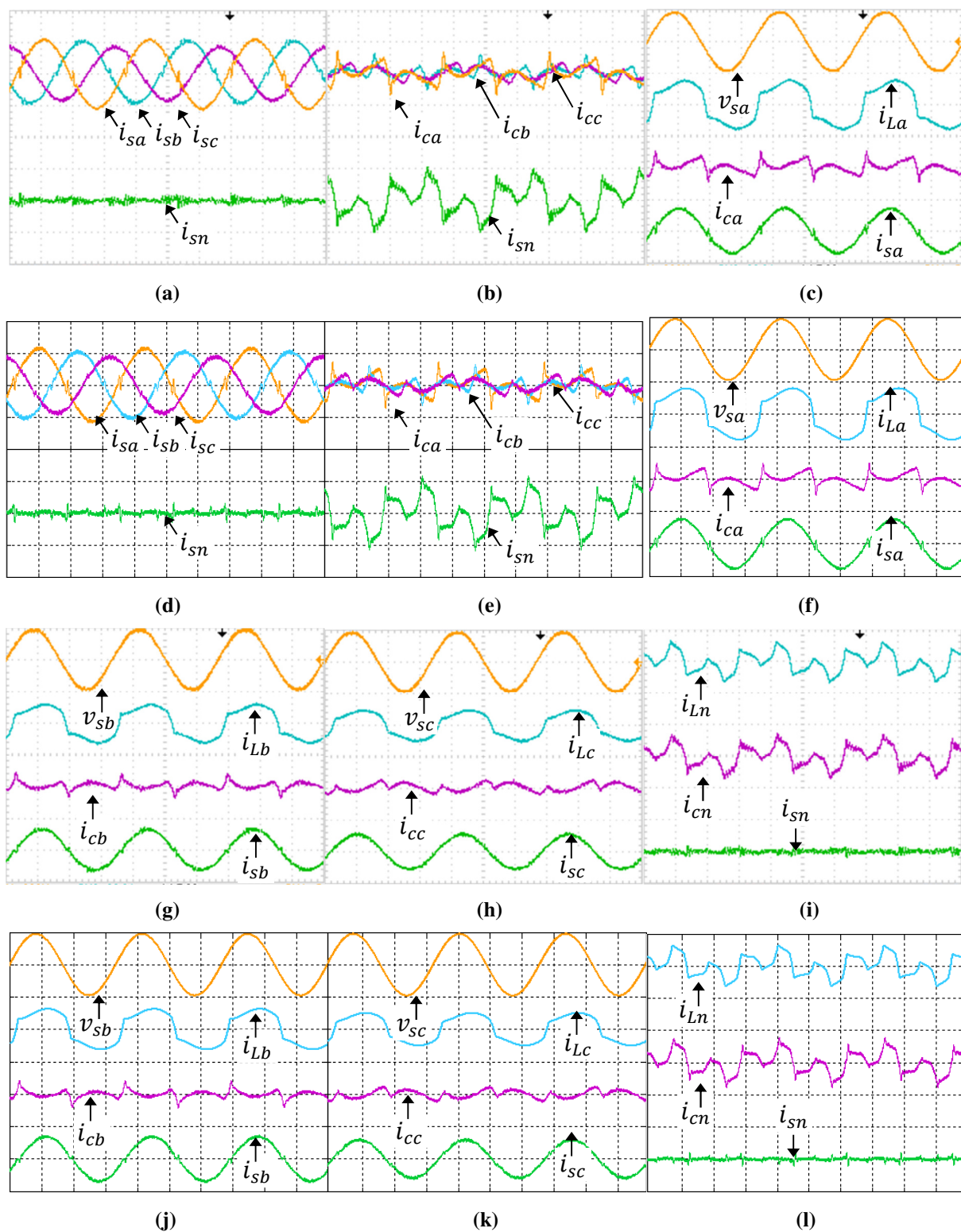


Figura 6.8 – Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} para o modo de operação 03: resultados experimentais (a), (b), (c), (g), (h) e (i); resultados de simulação (d), (e), (f), (j), (k) e (l); (a), (b), (d) e (e) 20A/div; (c), (f), (g), (h), (i), (j), (k) e (l) 30A/div; (200V/div; 5ms/div).

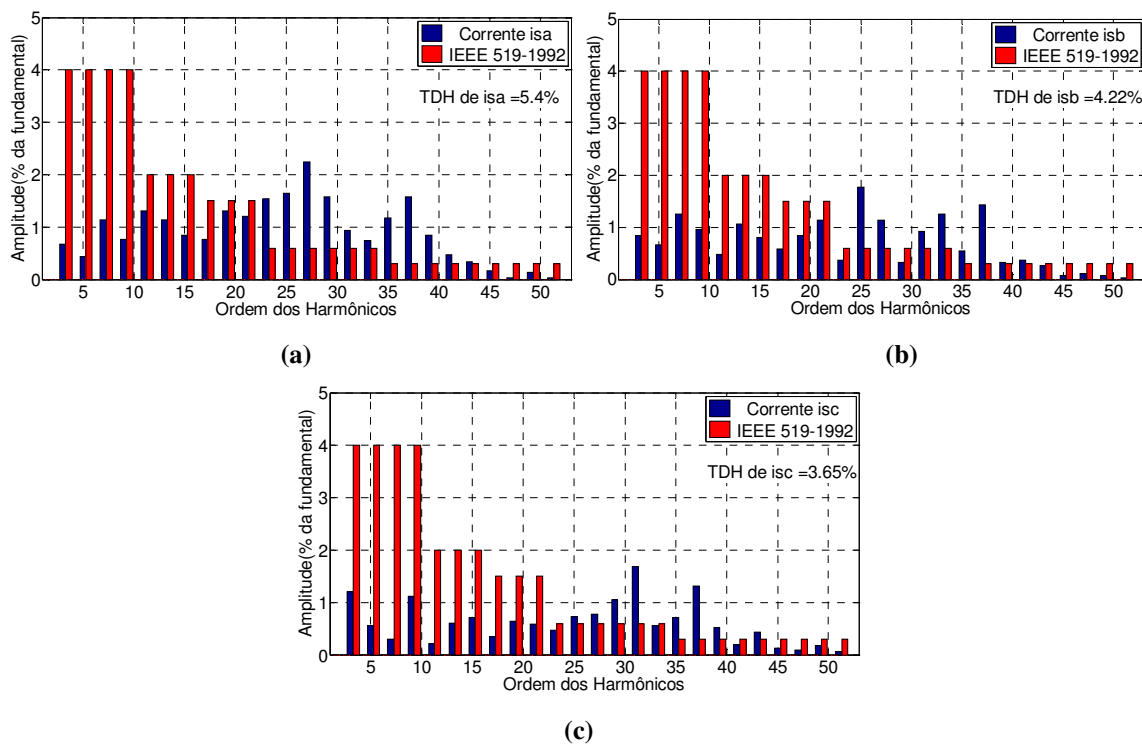


Figura 6.9 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o modo de operação 03 (dados experimentais): (a) Corrente da rede i_{sa} ; (b) Corrente da rede i_{sb} ; (c) Corrente da rede i_{sc} .

6.6 MODO DE OPERAÇÃO 04 (MO-04) – CSN E STH

Nesta seção são apresentados os resultados relacionados ao modo de operação 04, levando em consideração a forma de onda, a medição do FD, o espectro harmônico e a medição do TDH das correntes drenadas da rede elétrica i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} .

Os resultados obtidos por meio dos experimentos práticos são comparados aos resultados obtidos por meio de simulações computacionais na Figura 6.10. As formas de onda das correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} são mostradas nas Figuras 6.10 (a) e (d), enquanto as formas de onda das correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} são mostradas nas Figuras 6.10 (b) e (e). Nota-se que as correntes da rede não foram equilibradas. Além disso, os resultados são mostrados individualmente por fase nas Figuras 6.10 (c), (f), (g), (h), (j), (k), nas quais são apresentadas as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} em conjunto com as respectivas correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} , tensões de fase v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} e correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} . Observa-se que as correntes da rede não estão em fase com as respectivas tensões. Isto é confirmado pela medição do fator de deslocamento que obteve $FD = 0,94$ para a fase “a”, $FD = 0,98$ para a fase “b” e $FD = 0,90$ para a fase “c”. Os resultados para o neutro são também mostrados individualmente nas Figuras 6.10 (i) e (l), nas quais é apresentada a corrente da rede i_{sn} em conjunto com a respectiva corrente de compensação i_{cn} , tensão de fase v_{sc} e corrente da carga i_{Ln} . Nota-se que a corrente de neutro i_{sn} drenada da rede se aproxima da componente fundamental da corrente de neutro i_{Ln} consumida pela carga. Isto se explica pelo fato de ter sido desconsiderado a compensação das componentes fundamentais de sequência zero.

Os espectros harmônicos das correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} comparados com os limites estabelecidos pela norma IEEE 519-1992 são mostrados nas Figuras 6.11 (a), (b) e (c), respectivamente. Adicionalmente, o espectro harmônico da corrente i_{sn} é mostrado na Figura 6.11 (d). Observa-se que a TDH se encontra abaixo do estabelecido pela norma (5%) para as correntes i_{sb} e i_{sc} , assim como próxima deste limite para a corrente i_{sa} . Para a corrente i_{sn} , é possível perceber a redução significativa da TDH de 132% para 25,4%. Mesmo que não sejam obedecidos alguns limites de harmônicos individuais, os resultados mostram que é possível realizar a supressão dos harmônicos.

Portanto, o acionamento do FAPP levando em consideração o modo de operação 04 permite obter correntes da rede senoidais, desequilibradas e com fase diferente das respectivas tensões, assim como foi previsto pela análise teórica apresentada no Capítulo 4.

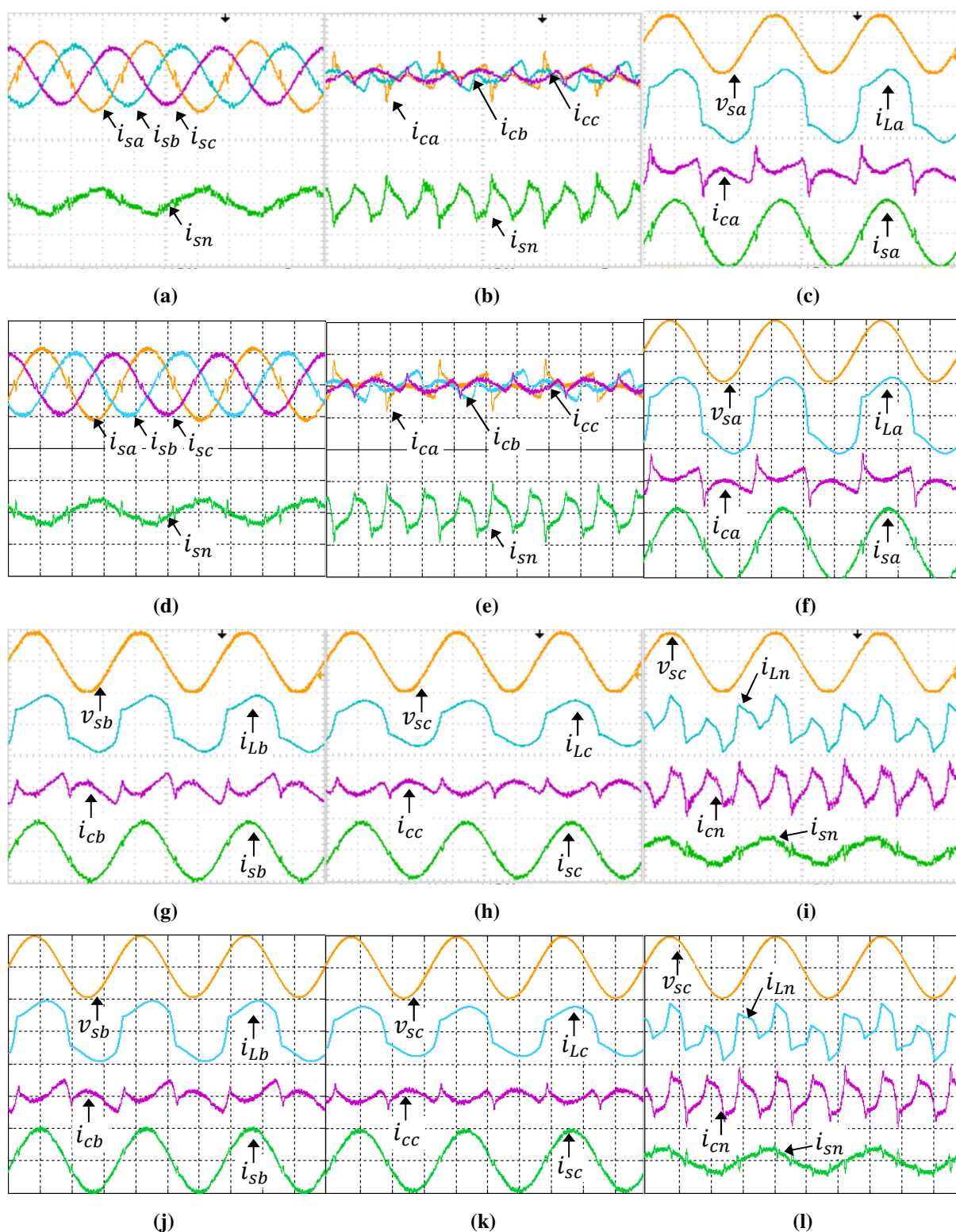


Figura 6.10 – Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} para o modo de operação 04: resultados experimentais (a), (b), (c), (g), (h) e (i); resultados de simulação (d), (e), (f), (j), (k) e (l); (20A-200V/div; 5ms/div).

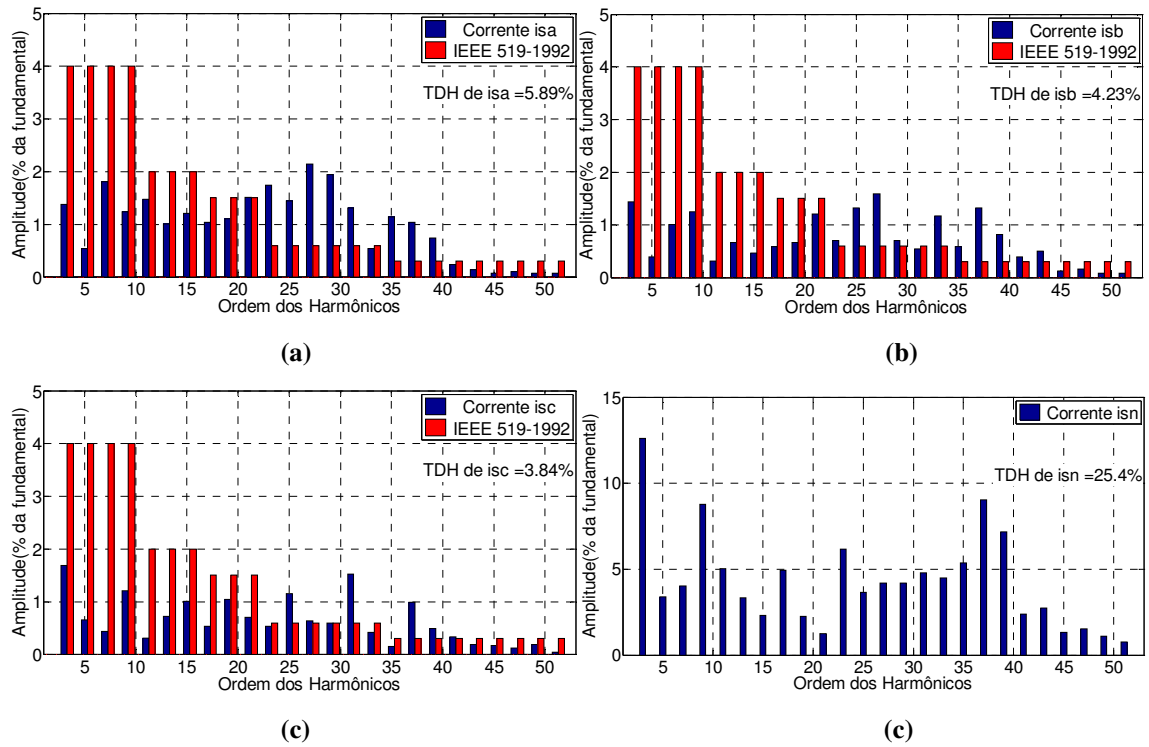


Figura 6.11 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o modo de operação 04 (dados experimentais): (a) Corrente da rede i_{sa} ; (b) Corrente da rede i_{sb} ; (c) Corrente da rede i_{sc} .

6.7 MODO DE OPERAÇÃO 05 (MO-05) – STH

Nesta seção são apresentados os resultados relacionados ao modo de operação 05, levando em consideração a forma de onda, a medição do FD, o espectro harmônico e a medição do TDH das correntes drenadas da rede elétrica i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} .

Os resultados obtidos por meio dos experimentos práticos são comparados aos resultados obtidos por meio de simulações computacionais na Figura 6.12. As formas de onda das correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} são mostradas nas Figuras 6.12 (a) e (d), enquanto as formas de onda das correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} são mostradas nas Figuras 6.12 (b) e (e). Nota-se que as correntes da rede não foram equilibradas. Isto se explica pelo fato de ter sido desconsiderado a compensação das componentes fundamentais de sequência negativa e zero. Além disso, os resultados são mostrados individualmente por fase nas Figuras 6.12 (c), (f), (g), (h), (j), (k), nas quais são apresentadas as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} em conjunto com as respectivas correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} , tensões de fase v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} e correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} . Observa-se que as correntes da rede não estão em fase com as respectivas tensões. Isto é confirmado pela medição do fator de deslocamento que obteve $FD = 0,96$ para a fase “a”, $FD = 0,94$ para a fase “b” e $FD = 0,92$ para a fase “c”. Os resultados para o neutro são também mostrados individualmente nas Figuras 6.12 (i) e (l), nas quais é apresentada a corrente da rede i_{sn} em conjunto com a respectiva corrente de compensação i_{cn} , tensão de fase v_{sc} e corrente da carga i_{Ln} . Nota-se que a corrente de neutro i_{sn} drenada da rede se aproxima da componente fundamental da corrente de neutro i_{Ln} consumida pela carga. Isto se explica pelo fato de ter sido desconsiderado a compensação das componentes fundamentais de sequência zero.

Os espectros harmônicos das correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} comparados com os limites estabelecidos pela norma IEEE 519-1992 são mostrados nas Figuras 6.13 (a), (b) e (c), respectivamente. Adicionalmente, o espectro harmônico da corrente i_{sn} é mostrado na Figura 6.13 (d). Observa-se que a TDH se encontra próxima do estabelecido pela norma (5%) para as três fases. Para a corrente i_{sn} , é possível perceber a redução significativa da TDH de 132% para 26,2%. Mesmo que não sejam obedecidos alguns limites de harmônicos individuais, os resultados mostram que é possível realizar a supressão dos harmônicos.

Portanto, o acionamento do FAPP levando em consideração o modo de operação 05 permite obter correntes da rede senoidais, desequilibradas e com fase diferente das respectivas tensões, assim como foi previsto pela análise teórica apresentada no Capítulo 4.

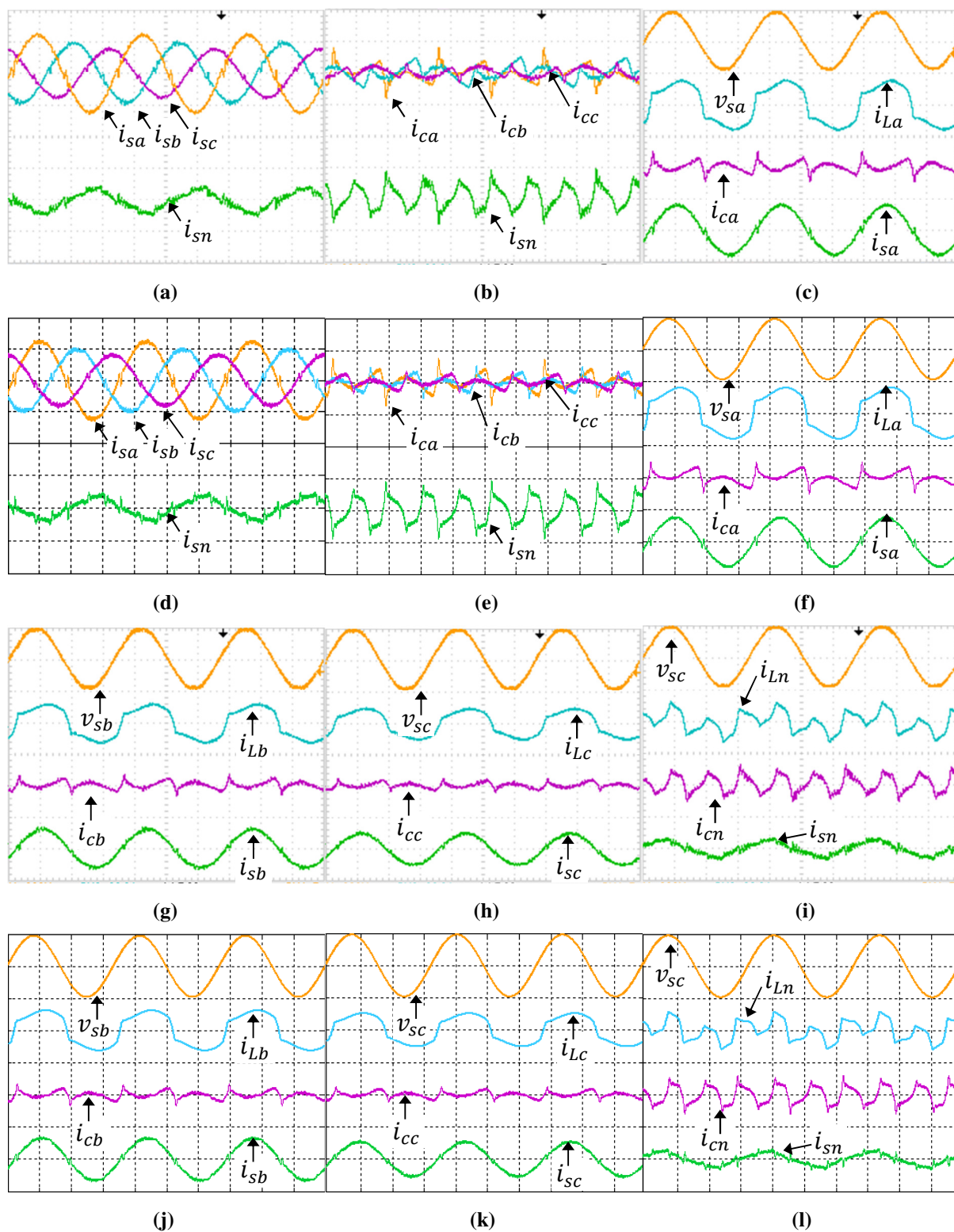


Figura 6.12 – Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} para o modo de operação 05: resultados experimentais (a), (b), (c), (g), (h) e (i); resultados de simulação (d), (e), (f), (j), (k) e (l); (a), (b), (d) e (e) 20A/div; (c), (f), (g), (h), (i), (j), (k) e (l) 30A/div; (200V/div; 5ms/div).

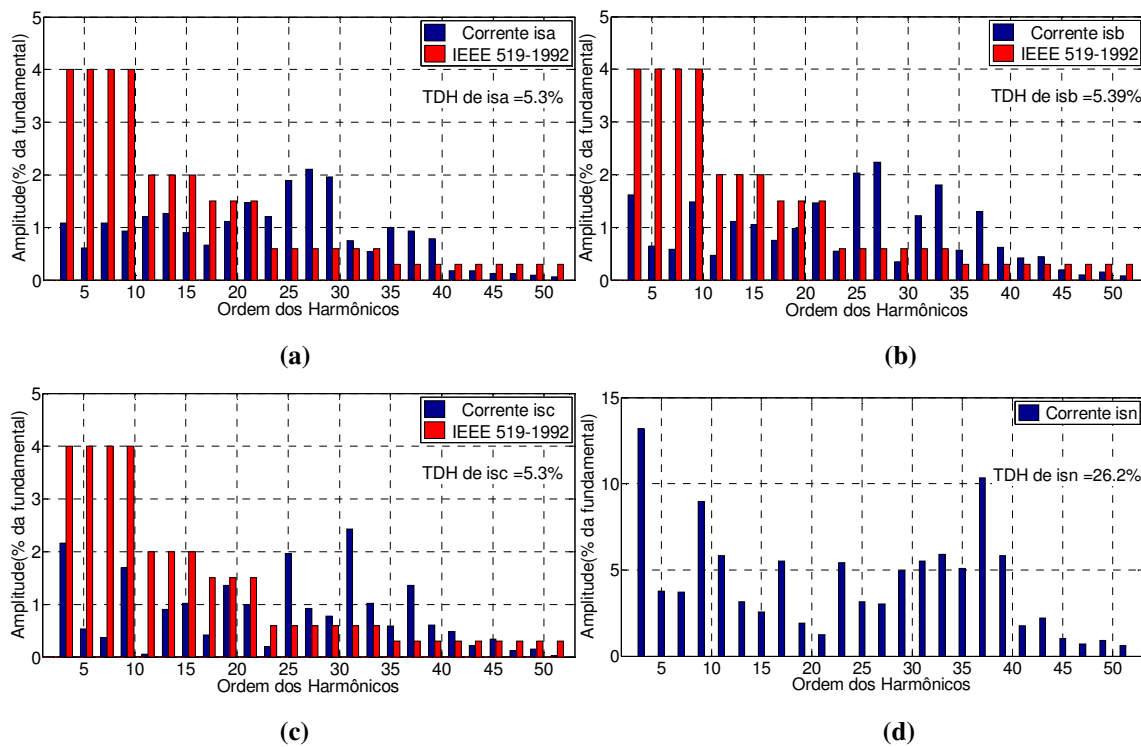


Figura 6.13 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o modo de operação 05 (dados experimentais): (a) Corrente da rede i_{sa} ; (b) Corrente da rede i_{sb} ; (c) Corrente da rede i_{sc} .

6.8 MODO DE OPERAÇÃO 06 (MO-06) – SSH

Nesta seção são apresentados os resultados relacionados ao modo de operação 05, levando em consideração a forma de onda, a medição do FD, o espectro harmônico e a medição do TDH das correntes drenadas da rede elétrica i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} . Os harmônicos selecionados para serem suprimidos foram o terceiro e o quinto.

Os resultados obtidos por meio de simulações computacionais são mostrados na Figura 6.14. As formas de onda das correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} são mostradas nas Figuras 6.14 (a) e (d), enquanto as formas de onda das correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} são mostradas nas Figuras 6.14 (b) e (e). Nota-se que as correntes da rede não foram equilibradas. Isto se explica pelo fato de ter sido desconsiderado a compensação das componentes fundamentais de sequência negativa e zero. Além disso, os resultados são mostrados individualmente por fase nas Figuras 6.14 (c), (f), (g), (h), (j), (k), nas quais são apresentadas as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} em conjunto com as respectivas correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} , tensões de fase v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} e correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} . Observa-se que as correntes da rede não estão em fase com as respectivas tensões. Os resultados para o neutro são também mostrados individualmente nas Figuras 6.14 (i) e (l), nas quais é apresentada a corrente da rede i_{sn} em conjunto com a respectiva corrente de compensação i_{cn} , tensão de fase v_{sc} e corrente da carga i_{Ln} . Nota-se que a corrente de neutro i_{sn} drenada da rede se aproxima da componente fundamental da corrente de neutro i_{Ln} consumida pela carga. Isto se explica pelo fato de ter sido desconsiderado a compensação das componentes fundamentais de sequência zero.

Os espectros harmônicos das correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} comparados com os limites estabelecidos pela norma IEEE 519-1992 são mostrados nas Figuras 6.15 (a), (b) e (c), respectivamente. Adicionalmente, o espectro harmônico da corrente i_{sn} é mostrado na Figura 6.15 (d). Observa-se que apenas as componentes harmônicas correspondentes aos harmônicos selecionados, ou seja, apenas o terceiro e o quinto harmônicos foram suprimidos significativamente. Além disso, percebe-se que a TDH diminuiu significativamente de 22,8% para 10,97% na fase *a*, de 21,8% para 10,26% na fase *b*, de 19,1% para 8,82% na fase *c* e 132% para 44,11%. Portanto, o acionamento do FAPP levando em consideração o modo de operação 05 permite a supressão selecionada dos harmônicos.

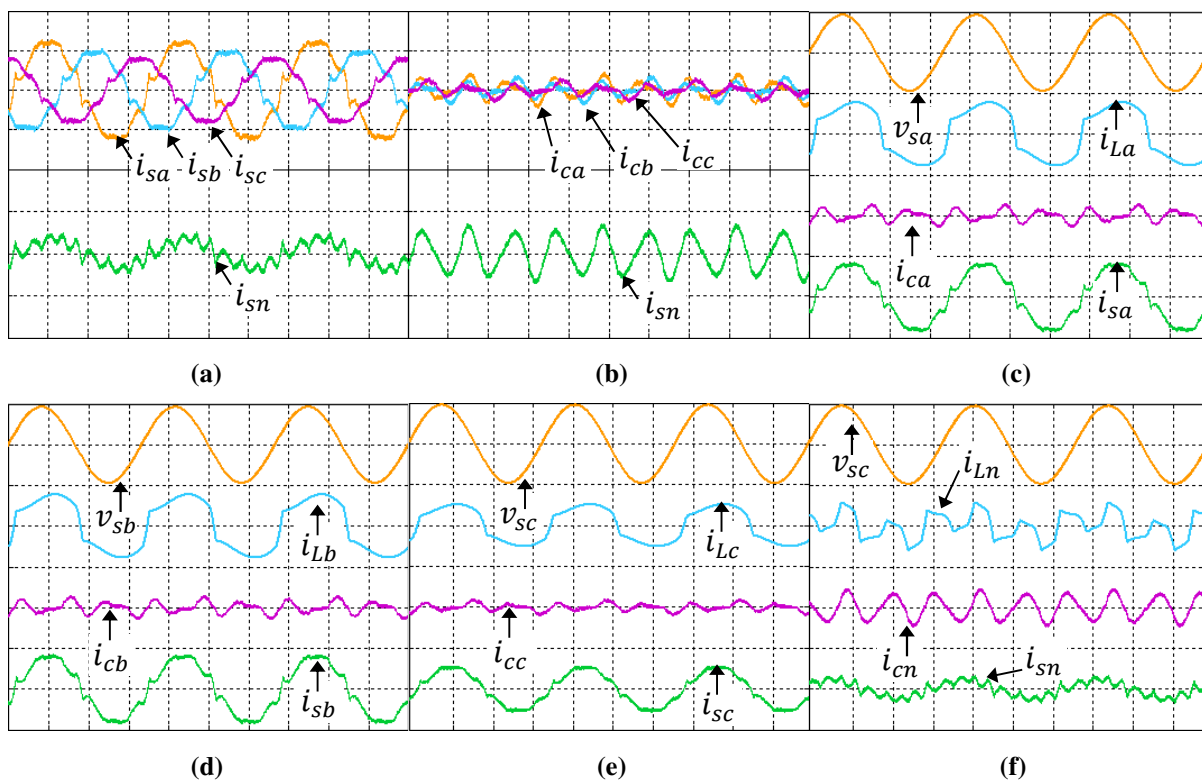


Figura 6.14 – Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} para o modo de operação 06: resultados de simulação; (a), (b) 20A/div; (c), (d), (e), (f) 30A/div; (200V/div; 5ms/div).

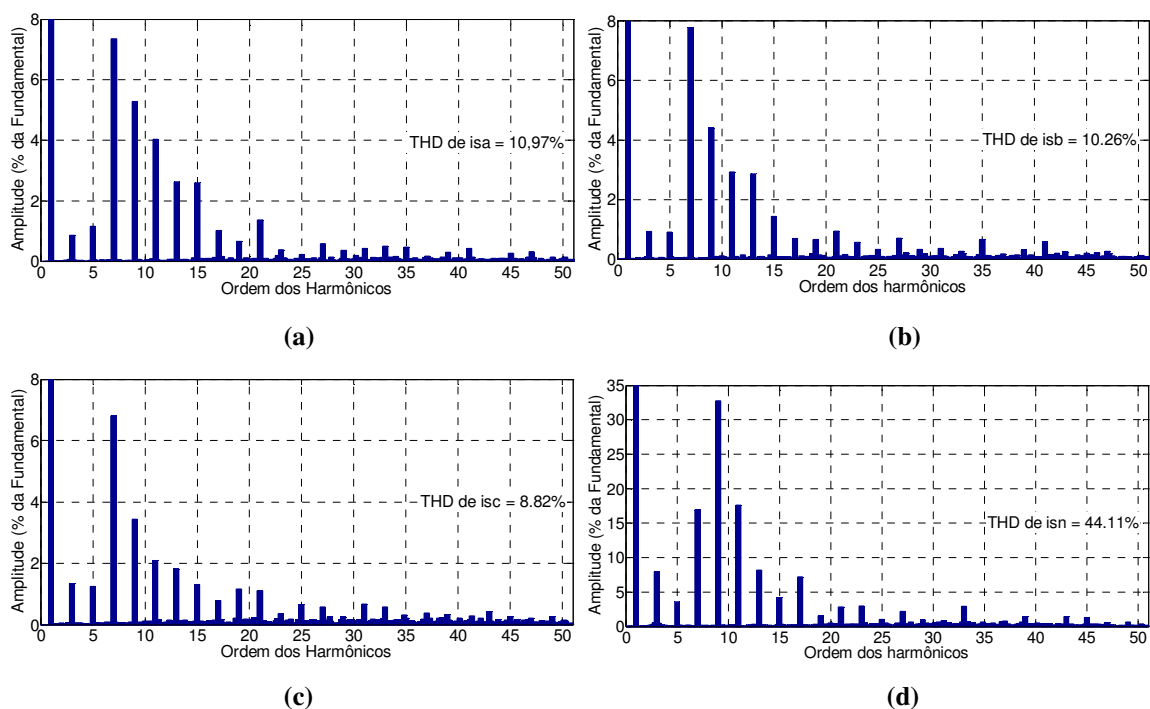


Figura 6.15 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e THD para o modo de operação 06 (dados de simulação): (a) Corrente da rede i_{sa} ; (b) Corrente da rede i_{sb} ; (c) Corrente da rede i_{sc} .

6.9 MODO DE OPERAÇÃO 07 (MO-07) – CPR, STH

Nesta seção são apresentados os resultados relacionados ao modo de operação 07, levando em consideração a forma de onda, a medição do FD, o espectro harmônico e a medição do TDH das correntes drenadas da rede elétrica i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} . Além disso, nesta seção são apresentados os resultados para a potência ativa drenada da rede elétrica.

Somente para este modo de operação, são apresentados os resultados para a medição da potência ativa drenada da rede elétrica, obtendo $P_{sa}=1,75$ kW, $P_{sb}=1,33$ kW e $P_{sc}=1,07$ kW para as fases a , b , c , respectivamente como mostrado na Figura 6.16. Nota-se que estas potências ativas correspondem às potências ativas $P_{La}=1,68$ kW, $P_{Lb}=1,26$ kW, e $P_{Lc}=1,00$ kW, as quais são drenadas pelas cargas das fases a , b , c respectivamente, somadas a potência drenada da rede para carregamento do barramento CC $p_{cm}=0,07$ kW/fase.

Os resultados obtidos por meio dos experimentos práticos são comparados aos resultados obtidos por meio de simulações computacionais na Figura 6.17. As formas de onda das correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} são mostradas nas Figuras 6.17 (a) e (d), enquanto as formas de onda das correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} são mostradas nas Figuras 6.17 (b) e (e). Nota-se que as correntes da rede não foram equilibradas. Isto se explica pelo fato de ter sido desconsiderada a compensação de uma parte das componentes fundamentais de sequência negativa e zero. Além disso, os resultados são mostrados individualmente por fase nas Figuras 6.17 (c), (f), (g), (h), (j), (k), nas quais são apresentadas as correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} em conjunto com as respectivas correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} , tensões de fase v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} e correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} . Observa-se que as correntes da rede estão em fase com as respectivas tensões. Isto é confirmado pela medição mostrada na Figura 6.16 do fator de deslocamento que obteve $FD = 1$ para as fases a e b e $FD = 0,99$ para a fase c . Os resultados para o neutro são também mostrados individualmente nas Figuras 6.17 (i) e (l), nas quais é apresentada a corrente da rede i_{sn} em conjunto com a respectiva corrente de compensação i_{cn} , tensão de fase v_{sc} e corrente da carga i_{Ln} . Nota-se que a corrente de neutro i_{sn} drenada da rede se aproxima da componente fundamental da corrente de neutro i_{Ln} consumida pela carga. Isto se explica pelo fato de ter sido desconsiderado da compensação de uma parte das componentes fundamentais de sequência zero.

Os espectros harmônicos das correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} comparados com os limites estabelecidos pela norma IEEE 519-1992 são mostrados nas Figuras 6.18 (a), (b) e (c), respectivamente. Além disso, o espectro harmônico da corrente i_{sn} é mostrado na Figura 6.18

(d). Observa-se que a TDH se encontra abaixo do estabelecido pela norma (5%) para as três fases. Para a corrente i_{sn} , é possível perceber a redução significativa da TDH de 132% para 25,4%. Mesmo que não sejam obedecidos alguns limites de harmônicos individuais, os resultados mostram que é possível realizar a supressão dos harmônicos.

Portanto, o acionamento do FAPP levando em consideração o modo de operação 07 permite obter correntes da rede senoidais, desequilibradas e em fase com as respectivas tensões, assim como foi previsto pela análise teórica apresentada no Capítulo 4. Além disso, por meio de cada fase a , b e c , circulam individualmente as parcelas ativa das corrente de carga i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} , respectivamente.

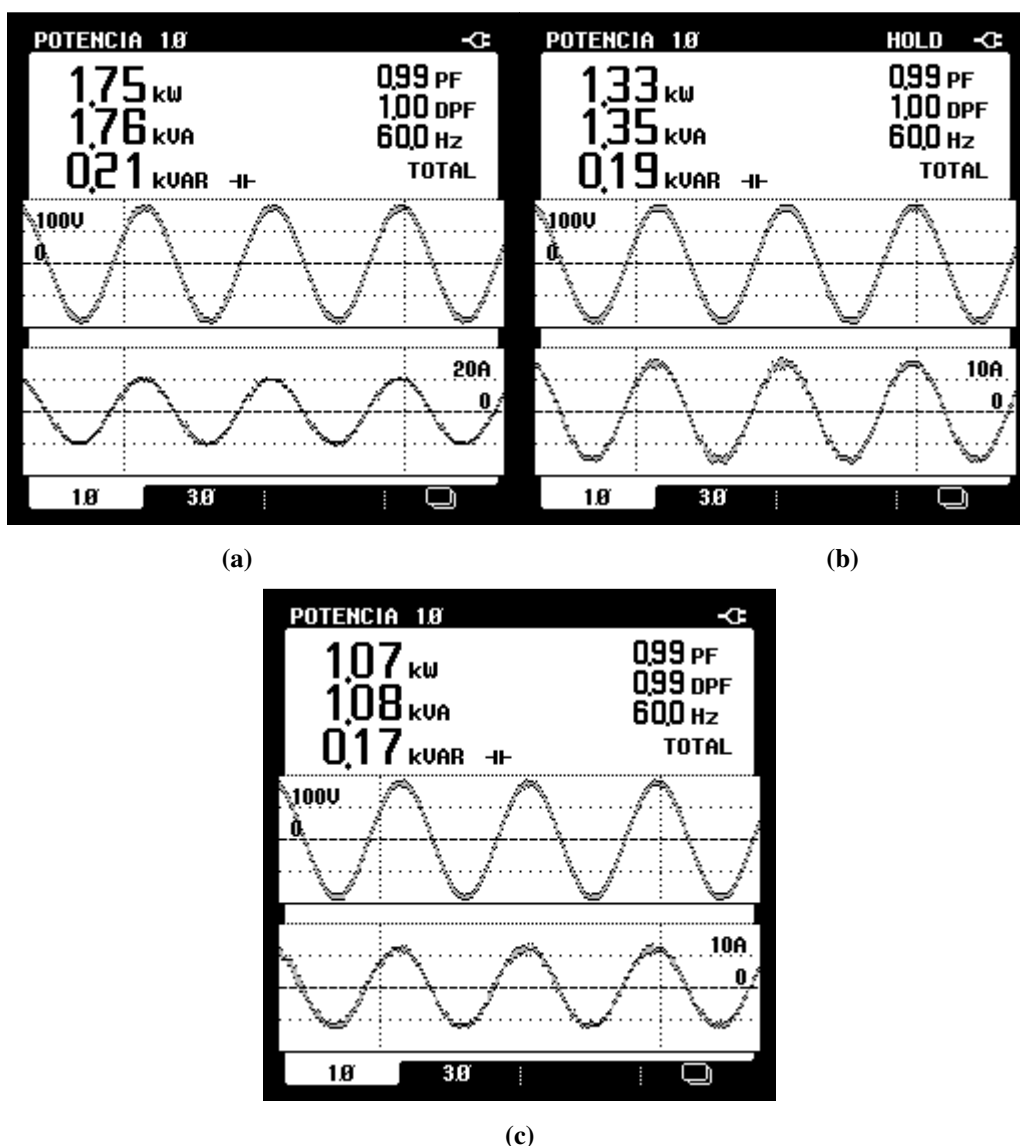


Figura 6.16 – Potência ativa e fator de deslocamento (DPF – *Displacement Power Factor*) para o modo de operação 07 (dados experimentais): (a) Fase a da rede elétrica; (b) Fase b da rede elétrica; (c) Fase c da rede elétrica.

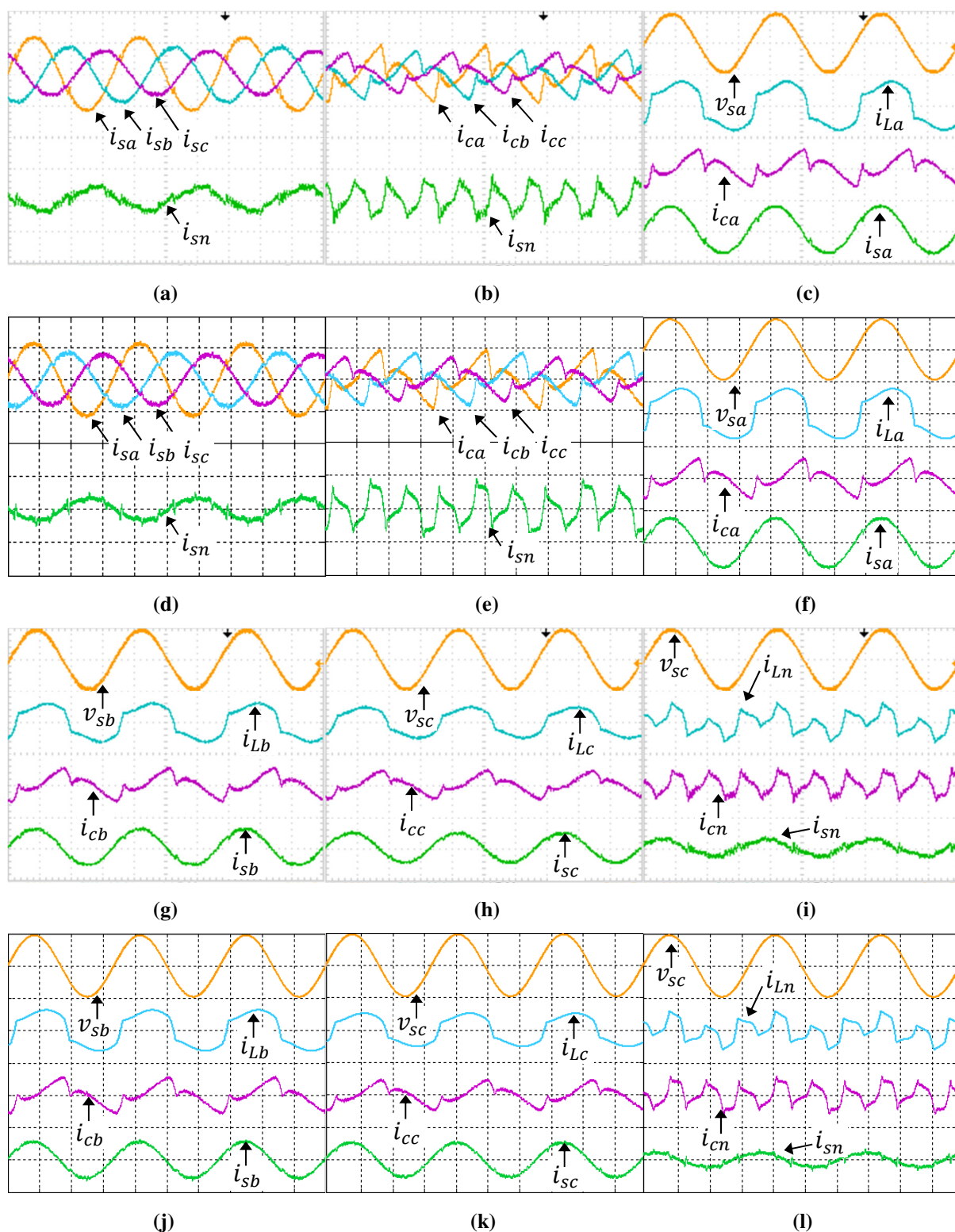


Figura 6.17 – Correntes da carga i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} e i_{Ln} , correntes da rede i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e i_{sn} , correntes de compensação i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} e i_{cn} e tensões do sistema v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} para o modo de operação 06: resultados experimentais (a), (b), (c), (g), (h) e (i); resultados de simulação (d), (e), (f), (j), (k) e (l); (a), (b), (d) e (e) 20A/div; (c), (f), (g), (h), (i), (j), (k) e (l) 30A/div; (200V/div; 5ms/div).

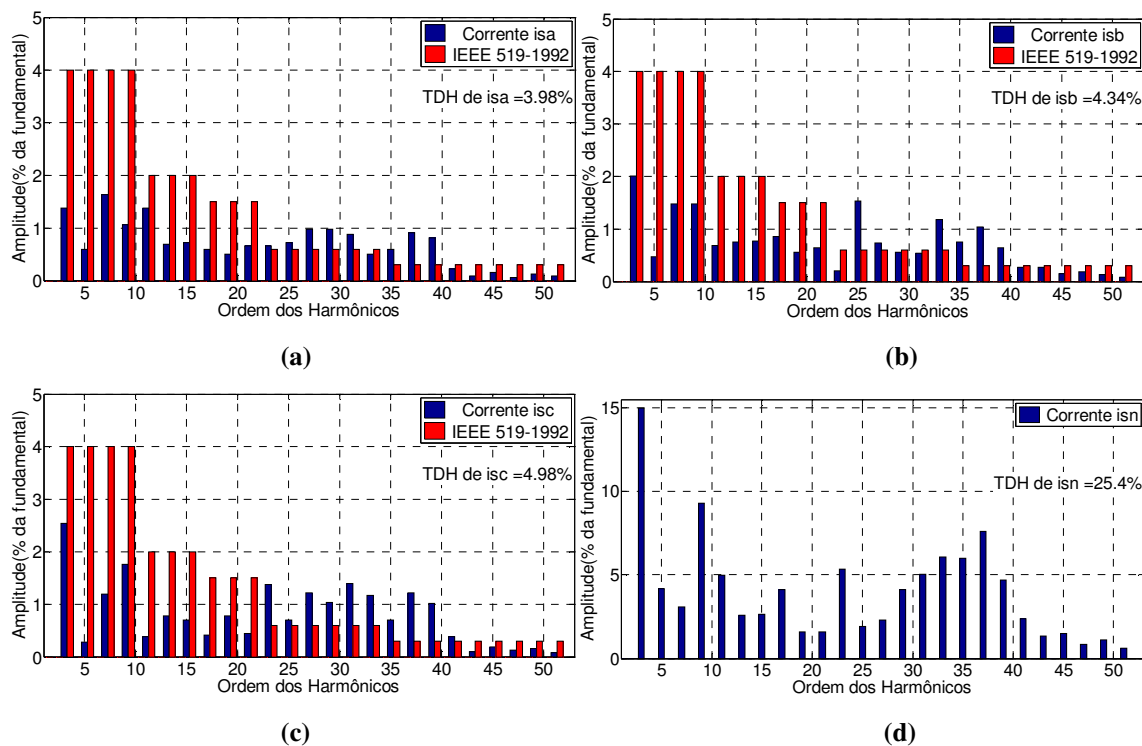


Figura 6.18 – Amplitude dos harmônicos em porcentagem em relação a fundamental e TDH para o modo de operação 07 (dados experimentais): (a) Corrente da rede i_{sa} ; (b) Corrente da rede i_{sb} ; (c) Corrente da rede i_{sc} .

7 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi proposto o emprego de uma estratégia para geração das correntes de referência de compensação do FAPP, a qual permite selecionar quais das parcelas presentes na corrente da carga deverão ser sintetizadas pelo filtro. Esta estratégia prevê as seguintes possibilidades: suprimir seletivamente ou não as componentes harmônicas; compensar ou não a potência reativa; compensar ou não as componentes fundamentais de sequência negativa presentes na corrente da carga; compensar ou não as componentes fundamentais de sequência zero presentes na corrente da carga. A estratégia é formada por algoritmos baseados no sistema de eixos de referência síncrono. Com o intuito de explorar as potencialidades do método SRF em aplicações em sistemas elétricos trifásicos a quatro fios, foram desenvolvidos sete algoritmos distintos para geração das correntes de referências de compensação, formando uma estratégia com sete modos de operação do FAPP. Vale ressaltar, que foi desenvolvida uma nova técnica para obtenção das parcelas reativas das componentes fundamentais de sequência negativa e zero, dando origem ao modo de operação 07.

No intuito da aplicação da estratégia em um FAPP, o qual utiliza a topologia de inversor *Four-Legs*, neste trabalho desenvolveu-se um estudo sobre os conceitos relacionados à QEE, assim como algoritmos de geração de referências de corrente de compensação baseados no método SRF. A modelagem matemática do FAPP foi realizada no sistema de eixos de coordenadas trifásicas abc , assim como no sistema de eixos de coordenadas bifásicas $\alpha\beta 0$, sendo que o modelo encontrado no eixo de coordenadas $\alpha\beta 0$ foi utilizado. Isto porque este modelo obtém três sistemas desacoplados entre si, o que permite realizar o controle individual nos eixos de coordenadas $\alpha\beta 0$. Além disso, o modulador vetorial utilizado lida com as razões cíclicas também representadas nos eixos de coordenadas $\alpha\beta 0$. Utilizando o modelo encontrado, foi possível projetar e discretizar os controladores a serem utilizados nas malhas de controle das correntes e da tensão do barramento CC do filtro ativo.

No intuito de validar o estudo realizado, foram obtidos resultados via simulações computacionais e implementação em protótipo. Os sete modos de operação foram avaliados, e apresentaram desempenho satisfatório e correspondente aos aspectos teóricos. Além disso, os resultados puderam mostrar a versatilidade do método SRF quando utilizado para a geração das correntes de referência de compensação de um FAPP aplicado em um sistema elétrico a quatro fios.

Como propostas de continuidade deste trabalho, pode ser realizado a análise da potência processada pelo FAPP durante os diferentes modos de operação no intuito de justificar a compensação seletiva das componentes presentes na corrente da carga.

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**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, PR, 2012.

AKAGI, H. Active Harmonics Filters. **Proceedings of the IEEE**, v. 93, n. 12, p. 2128 – 2141, dez. 2005.

AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. **Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components**. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. IA-20, no. 3, p. 625 – 630, maio/junho. 1984.

AREDES, M. **Active Power Line Conditioners**. Dr-Ing. Thesis, Technische Universität Berlin, 1996.

AREDES, M.; WATANABE, E. H. **New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters**. *IEEE Transactions on Power Delivery*. Vol. 10, no. 3, p. 1649 – 1656, julho. 1995.

BHATTACHARYA, S.; CHENG, P-T.; DIVAN, D. M. **Hybrid Solutions for Improving Passive Filter Performance in High Power Applications**. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 33, no. 3, p. 732 – 747, maio/junho. 2007.

BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. M.; BANERJEE, B. B. **Synchronous Frame Harmonic Isolator Using Active Series Filter**, in *Proceedings of 4th European Conference on Power Electronics and Application*. Florencia, 1991, p. 30-35.

BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. M. **Synchronous Frame Based Controller Implementation for a Hybrid Series Active Filter System**, in *Proceedings of IEEE Industry Applications Conference, IAS Annual Meeting*, Orlando, 1995, p. 2531-2540.

BHATTACHARYA, S. et. al. **Parallel Active Filter System Implementation and Design Issues for Utility Interface of Adjustable Speed Drive Systems**, in *Proceedings of IEEE Industry Applications Conference*, San Diego, 1996, p. 1032-1039.

BHATTACHARYA, S. et. al. **Active Filter system Implementation**. *IEEE Industry Applications Magazine*. Vol.4, no. 5, p. 47-63, setembro/outubro. 1998.

BOLLEN, M. H. J. **Understanding Power Quality Problems**. 1. Ed. New Jersey: IEEE Press, 2000.

BOOST, M. A.; ZIOGAS, P. D. **State-of-the-art carrier techniques: A critical evaluation**. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 24, no. 9, p. 271 – 279, março. 1988.

CAMPANHOL, L. B. G.; SILVA, S. A. O.; GOEDEL, A. **Filtro Ativo de Potência Paralelo Aplicado em Sistemas Trifásicos a Quatro-Fios**. *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*. Vol. 18, no. 1, p. 782 – 792, fevereiro. 2013.

CAMPANHOL, L. B. G. **Filtro Ativo de Potência Paralelo Utilizando Inversores Monofásicos Full-Bridge Aplicado em Sistemas Trifásicos a Quatro-Fios**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procopio, PR, 2012.

CHEN, C. L.; LIN, C. E.; HUANG, C. L. **An Active Filter for Unbalanced Three-Phase System Using Synchronous Detection Method**, in *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '94*, Taipei, China, 1994.

CRUZS, T. M. **A Survey of Neutral Currents in Three-Phase Computer Power Systems**. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 26, no. 4, p. 719 – 725, julho/agosto. 1990.

DAI, N.; WONG, M.; HAN, Y. H. **Application of a three-level NPC inverter as a three-phase four-wire power quality compensator by generalized 3DSVM**. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 21, no. 2, p. 1 – 10, março. 2006.

DAS, J. C.; PE; MIEE, Sr. **Passive Filters-Potentialities and Limitations**. in IEEE Pulp and Paper Industry Technical Conference, Atlanta, USA., 2003, p. 187-197.

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

FENILI, M. P. **Estudo e implementação de um filtro ativo paralelo monofásico de 8kVA**. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2007.

GRIÑÓ, R. et. al. **Digital repetitive control of a three-phase four-wire shunt active filter**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 54, no. 3, p. 1495 – 1503, junho. 2007.

HADDAD, K. et. al. **Dynamic Performance of Three-Phase Four Wire Active Filters**, in *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '97*. Atlanta, 1997, p. 206-212.

HOLTZ, J. **Pulsewidth modulation – A survey**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 39, no. 5, p. 410 – 420, outubro. 1992.

INTERNATIONAL ELETROTECHNICAL COMISSION, **IEC 61000-3-2**: International Std. Electromagnetic Compatibility (EMC) - Parte 3: Limits – Seção 2: Limits for Harmonic Current Emissions. Geneve Switzerland, 2009.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, **IEEE 519**: International Std. Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. 1992.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, **IEEE P519A/D5**: International Std. Guide for Applying Harmonic Limits on Power Systems. 1996.

KAURA, V.; BLASKO, V. **Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions**. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 33, no. 1, p. 58 – 63, janeiro/fevereiro. 1997.

KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A. **An Independent Control Approach for Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter Based on Three H-Bridge Topology Under Unbalanced Load Conditions**, in *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC*, Rhodes, Greece, 2008.

LINDEKE, D. **Projeto de um filtro ativo paralelo de 1kVA usando técnicas de controle analógico e digital**. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2003.

LINDEKE, D. et. al. **Single Phase Active Power Filter Controlled with a Digital Signal Processor – DSP**, in *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '2001*, Aachen, 2004.

MATTAPELLI, P.; BUSO, S. **Digital control in power electronics**. 1. ed. Morgan & Claypool, 2006.

MODESTO, R. A. **Método de compensação ativa de potência aplicado a um filtro ativo paralelo monofásico**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual de Londrina, Londrina, PR, 2007.

MONTEIRO, M. I. M.; CADAVAL, E. R.; GONZÁLEZ, F. B. **Comparison of Control Strategies for Shunt Active Power Filters in Three-Phase Four-Wire System.** *IEEE Transaction on Power Electronics*. Vol. 22, no. 1, pp. 229 – 236, janeiro. 2007.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno.** 5. ed. São Paulo: Pearson, 2011.

PAKDEL, M.; FARZANEH-FARD, H. A. **Control Strategy for Load Balancing and Power Factor Correction in Three-Phase Four-Wire Systems Using a Shunt Active Power Filter,** in *Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT 2006*, Mumbai, 2006, p. 579-584.

PATEL, H. S.; HOFT, R. G. **Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I - Harmonic Elimination.** *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 9, no. 3, p. 310 – 317, maio. 1973.

PENG, F. Z.; AKAGI, H.; NABAE, A. **Compensation Characteristics of a Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters.** *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 29, no. 1, p. 144 – 152, janeiro/fevereiro. 1993.

PENG, F. Z.; AKAGI, H. **A New Approach to Harmonic Compensation in Power System: A Combined Systems of Shunt Passive and Series Active Filter.** *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 26, no. 6, p. 983 – 990, novembro/dezembro. 1990.

PINHEIRO, H. et al. **Space Vector Modulation for Voltage-Source Inverters: A Unified Approach,** in *Proceedings of IEEE Industrial Electronics Conference, IECON*, 2002, p. 23-29.

PREGITZER, R. et. al. **Simulation and Implementation Results of a 3-phase 4-wire Shunt Active Power Filter,** in *Proceedings of International Conference on Harmonics and Quality of Power*, Cascais, Portugal, 2006.

QUINN, C. A.; MOHAN, N. **Active Filtering of Harmonic Currents in Three-Phase, Four-Wire Systems with Three-Phase and Single-Phase Non-Linear Loads,** in *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '92*, Boston, 1992, p. 829-836.

QUINN, C. A.; MOHAN, N.; MEHTA, H. **A Four-Wire, Current-Controlled Converter Provides Harmonic Neutralization in Three-Phase, Four-Wire Systems,** in *Proceedings of*

IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '93, San Diego, 1993, p. 841-846.

RANJBAR, M; JALILIAN, A.; SHOULAIE, A. **Dsp-Based Digital Control of a Single-Phase Shunt Active Power Filter Under Distorted Voltage Source**, in *Proceedings of IEEE Power Electronic Drive Systems & Technologies Conference, PEDSTC*, Tehran, Iran, 2010, p. 376-381.

ROLIM, L. G. B.; COSTA, D. R.; AREDES, M. **Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 53, no. 6, p. 829-836, dezembro. 2006.

SHEN, D.; LEHN, P. W. **Fixed-Frequency Space-Vector-Modulation Control for Three-Phase Four-Leg Active Power Filters**, *IEEE Electric Power Applications*. Vol. 149, no. 4, p. 268-274, Julho. 2002.

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

SILVA, S. A. O. et. al. **Synchronous Reference Frame Based Controllers Applied to Shunt Active Power Filters in Three-Phase Four-Wire Systems**, in *Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT 2010*, Valparaiso, Chile, 2010, p. 832-837.

SILVA, S. A. O. et. al. **An Adaptive Phase-Locked Loop Algorithm for Single-Phase Utility Connected System**, in *European Power Electronics Conference and Applications, EPE*, França, 2013.

SINGH, B.; HADDAD, K. A.; CHANDRA, A. **A Review of Active Filters for Power Quality Improvement**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 46, no. 5, p. 960 – 971, outubro. 1999.

SOUZA, F. P. de. **Correção do fator de potência para instalações de baixa potência empregando filtro ativo**. Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, SC, 2000.

SOUZA, F. P. de; BARBI, I. **Single-Phase Active Power Filters for Distributed Power Factor Correction**, in *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '2000*, Galway, 2000.

SRIANTHUMRONG, S.; FUJITA, H.; AKAGI, H. **Stability analysis of a series active filter integrated with a double-series diode rectifier**. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 17, no. 1, p. 117 – 124, janeiro. 2002.

VODYAKHO, O. et. al. **Novel direct current-space-vector control for shunt active power filters based on the three-level inverter**. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 23, no. 4, p. 1668 – 1678, julho. 2008.

WATANABE, E. H.; AREDES, M.; AKAGI, H. **The P-Q Theory for Active Filter Control: Some Problems and Solutions**. *Sba Controle & Automação*. Vol. 15, no. 1, p. 78 – 84, março. 2004.

WIDROW, B.; GLOVER Jr., J.R.; McCOOL, J.M.; KAUNITZ, J.; WILLIAMS, C.S.; HEAN, R.H.; ZEIDLER, J.R., DONG, E. Jr.; GOODLIN, R.C. **Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications**, in *Proceedings of the IEEE*, 1975, 63, (12), pp. 1692 – 1716.

ZHANG, R. **High performance power converter systems for nonlinear and unbalanced load/source**. Dissertação - Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia – USA, 1998.

ZIOGAS, P. D. **The Delta Modulation Technique in Static PWM Inverters**. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 17, no. 2, p. 199 – 204, março. 1981.