



Universidade Federal de Juiz de Fora
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

Pablo Carlos de Siqueira Furtado

CONTROLE DE UM FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA BIFÁSICO A TRÊS FIOS
UTILIZANDO A TEORIA $p-q$ MONOFÁSICA

Dissertação de Mestrado

Juiz de Fora
2014

Pablo Carlos de Siqueira Furtado

Controle de um Filtro Ativo de Potência Bifásico a Três Fios utilizando a Teoria $p-q$
Monofásica

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.

Juiz de Fora
2014

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Furtado, Pablo Carlos de Siqueira.

Controle de um filtro ativo de potência bifásico a três fios utilizando a teoria p-q monofásica / Pablo Carlos de Siqueira Furtado. -- 2014.

106 p. : il.

Orientador: Pedro Gomes Barbosa

Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2014.

1. Filtros ativos de potência. 2. Veículos Elétricos. 3. Qualidade de Energia. 4. Teoria p-q. I. Barbosa, Pedro Gomes, orient. II. Título.

Pablo Carlos de Siqueira Furtado

Controle de um Filtro Ativo de Potência Bifásico a Três Fios utilizando a Teoria $p-q$
Monofásica

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 27 de junho de 2014 .

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Orientador

Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D.Eng.

Universidade Federal do Rio de Janeiro, UFRJ

*À minha família e
aos meus amigos.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha mãe, Solange, e minha avó, Amarlene, por toda a educação, amor e cuidados que recebi durante minha vida. À minha madrinha, Janete, pelas ajudas e boa vontade de sempre. À toda minha família, sempre presente e incentivadora.

Minha gratidão aos muitos amigos que fiz no PPEE pelo dia-a-dia agradável, risadas e inúmeras histórias que tenho para contar desse período. Pelo apoio e convivência com os companheiros de NAEP, em especial: Gabriel, Machado, Márcio, Israel e Rodolfo.

Devo agradecer em especial ao Márcio do Carmo pelo suporte no desenvolvimento deste trabalho, por disponibilizar o sistema experimental e por todo o conhecimento transmitido ao longo desse tempo.

Agradeço ao meu orientador, Professor Pedro Gomes, por acreditar no tema, incentivar e participar ativamente do desenvolvimento desta dissertação. Agradeço também pelas orientações e conselhos passados durante esse período.

Ao Professor Henrique Braga pelo acolhimento na minha chegada à UFJF e pela orientação no início do curso de mestrado.

Muito obrigado à CAPES pela bolsa de estudos e à FAPEMIG pelo suporte financeiro concedido a esta pesquisa. Agradeço também à Universidade Federal de Juiz de Fora e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica pela infraestrutura disponibilizada. A todos os trabalhadores dessas instituições pelos serviços prestados.

Finalmente, agradeço a todas as pessoas que de alguma forma participaram da minha vida ao longo da elaboração deste trabalho.

“A importância da educação já foi compreendida, mas cérebros brilhantes também podem produzir grandes sofrimentos. É preciso educar os corações.”

Tensin Gyatso, 14º Dalai Lama

RESUMO

Esta dissertação apresenta uma estratégia para controlar um filtro ativo de potência (FAP) paralelo bifásico a três fios. A aplicação desse FAP pode ser implementada como uma funcionalidade extra do conversor fonte de tensão do sistema de propulsão de veículos elétricos (VE), o que seria útil para compensar instalações elétricas residenciais e comerciais com fornecimento de energia bifásico a três fios. Apresenta-se o princípio de funcionamento do FAP bifásico e é tratada sua modelagem matemática. É feita uma revisão dos conceitos de potências instantâneas p e q em sistemas monofásicos, a chamada teoria p - q monofásica. É mostrada ainda a interpretação dessas grandezas e sua relação com as potências ativa e reativa convencionais. Em seguida, são feitas adaptações na implementação dessa teoria. A principal adaptação está na forma de implementar as transformações $\alpha\beta$ monofásicas. Com essas adaptações, a teoria p - q modificada é utilizada para descrever o algoritmo de controle desenvolvido para o FAP bifásico. A estratégia de compensação adotada consiste na compensação de todas as componentes harmônicas de corrente, da potência reativa e na equalização das correntes nas fases envolvidas. São apresentados resultados obtidos em estudos de simulação da operação do FAP bifásico em regime permanente e sob transitórios das cargas. O trabalho mostra ainda alguns resultados experimentais do FAP em operação. Conclui-se que os resultados obtidos validam o princípio de operação do FAP bifásico e a estratégia de controle proposta.

Palavras-chave: Filtros ativos de potência, veículos elétricos, qualidade de energia, teoria p - q .

ABSTRACT

This thesis presents an strategy to control a two-phase, three-wire shunt active power filter (APF). This APF can be implemented as an extra functionality of the embedded voltage source converter in the propulsion system of an electric vehicle (EV). This application would be useful in the compensation of residential and commercial electrical installations fed by a two-phase three-wire grid connection. The working principle of shunt two-phase APF is presented and its mathematical models are also treated. Concepts of the instantaneous powers p and q , called single-phase p - q theory, are reviewed. The relationship between these quantities and the conventional active and reactive powers is discussed. Then, some adaptations are done in the implementation of such theory. The main one is related to the implementation method of single-phase $\alpha\beta$ transformations. After these adaptations, the modified p - q theory is used to described the developed algorithm to control the two-phase APF. The adopted control strategy consists of compensating all current harmonics and reactive power, as well as equalizing currents in involved phases. Simulation results are presented to show the APF operation in steady-state and under load changes. Yet, some experimental results are presented to show the APF in operation. The obtained results validate the presented working principle and the control strategy proposed in this thesis.

Keywords: Active power filters, electric vehicles, power quality, p - q theory.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | | |
|-----------|--|----|
| Figura 1 | Sistema de propulsão de um Veículo Elétrico <i>Plug-in</i> | 29 |
| Figura 2 | Compensação bifásica com dois FAP monofásicos. | 35 |
| Figura 3 | Compensação bifásica com dois FAP monofásicos compartilhando o barramento CC. | 36 |
| Figura 4 | Diagrama esquemático da conexão bifásica de um veículo <i>plug-in</i> à rede elétrica. | 37 |
| Figura 5 | Conversor VSC trifásico conectado à rede bifásica. | 38 |
| Figura 6 | Representação de vetor espacial no plano e suas componentes ortogonais $\alpha\beta$ | 40 |
| Figura 7 | Representação gráfica da transformada de Park. | 41 |
| Figura 8 | Estados dos interruptores no VSC trifásico e respectivos vetores espaciais de tensão. | 43 |
| Figura 9 | Espaço vetorial formado pelas saídas do VSC trifásico. | 44 |
| Figura 10 | Detalhe da síntese de vetor de tensão através da modulação SVM. | 44 |
| Figura 11 | Geração dos sinais de comando dos interruptores no SVM. | 46 |

| | | |
|-----------|--|----|
| Figura 12 | Modelo do VSC trifásico no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ | 47 |
| Figura 13 | Modelo do VSC trifásico no sistema de coordenadas dq | 48 |
| Figura 14 | VSC monofásico conectado à rede elétrica. | 49 |
| Figura 15 | Diagrama de blocos da dinâmica da tensão CC no FAP bifásico. | 50 |
| Figura 16 | Transformada $\alpha\beta$ monofásica segundo Liu, Yang e Wang (1999). | 54 |
| Figura 17 | Transformada $\alpha\beta$ monofásica segundo Haque (2002). | 54 |
| Figura 18 | Circuito monofásico. | 55 |
| Figura 19 | Resposta em frequência do filtro de quadratura $H(s)$ | 60 |
| Figura 20 | Transformada $\alpha\beta$ monofásica empregando atraso no tempo. | 64 |
| Figura 21 | Diagrama de blocos do filtro passa-faixa baseado no SOGI. | 64 |
| Figura 22 | Resposta em frequência de $V(s)$ | 65 |
| Figura 23 | Resposta em frequência de $Q(s)$ | 66 |
| Figura 24 | Circuito PLL monofásico. | 67 |
| Figura 25 | Diagrama de controle equivalente do q -PLL. | 68 |
| Figura 26 | Diagrama de blocos da estratégia de compensação do FAP bifásico. | 75 |

| | | |
|-----------|---|----|
| Figura 27 | Diagrama dos circuitos utilizados nos estudos de simulação do FAP bifásico. | 78 |
| Figura 28 | Malha simplificada para projeto do controlador de tensão. | 80 |
| Figura 29 | Esquema do controle de tensão no FAP bifásico. | 81 |
| Figura 30 | Malha simplificada para projeto de controladores de correntes. | 81 |
| Figura 31 | Esquema adotado para controle das correntes de saída do FAP bifásico. | 82 |
| Figura 32 | Transformação $\alpha\beta$ monofásica da corrente na fase a | 83 |
| Figura 33 | Transformação $\alpha\beta$ monofásica da corrente na fase b | 83 |
| Figura 34 | Formas de onda geradas pelo circuito de sincronismo SOGI-BPF para a tensão da fase a | 84 |
| Figura 35 | Formas de onda geradas pelo circuito de sincronismo SOGI-BPF para a tensão da fase b | 84 |
| Figura 36 | Correntes da carga bifásica em regime permanente. | 85 |
| Figura 37 | Potências instantâneas da carga bifásica em regime permanente - fase a | 86 |
| Figura 38 | Potências instantâneas da carga bifásica em regime permanente - fase b | 86 |
| Figura 39 | Potências fornecidas pelo FAP bifásico em regime permanente - fase | |

| | | |
|-----------|--|----|
| | <i>a.</i> | 86 |
| Figura 40 | Potências fornecidas pelo FAP bifásico em regime permanente - fase <i>b.</i> | 86 |
| Figura 41 | Correntes sintetizadas pelo FAP bifásico em regime permanente. ... | 87 |
| Figura 42 | Correntes fornecidas pelo sistema elétrico em regime permanente. ... | 87 |
| Figura 43 | Tensão fundamental e corrente da elétrica em regime permanente - fase <i>a.</i> | 88 |
| Figura 44 | Tensão fundamental e corrente da rede em regime permanente - fase <i>b.</i> | 88 |
| Figura 45 | Tensão do barramento CC do FAP bifásico em regime permanente. | 88 |
| Figura 46 | Formas de onda das correntes da carga bifásica durante o desligamento das cargas conectadas entre a fase <i>b</i> e o <i>neutro</i> | 89 |
| Figura 47 | Formas de onda das correntes do FAP bifásico no desligamento das cargas conectadas entre a fase <i>b</i> e o <i>neutro</i> | 90 |
| Figura 48 | Potências reais nos terminais do FAP durante o desligamento das cargas conectadas entre a fase <i>b</i> e o <i>neutro</i> | 90 |
| Figura 49 | Formas de onda das correntes fluindo pelo sistema elétrico após o desligamento das cargas conectadas entre a fase <i>b</i> e o <i>neutro</i> | 91 |
| Figura 50 | Formas de onda das correntes drenadas pela carga devido à variação da carga elétrica conectada entre as fases <i>a</i> e <i>b</i> | 91 |

| | | |
|-----------|--|----|
| Figura 51 | Formas de onda das correntes sintetizadas pelo VSC devido à variação da carga conectada entre as fases a e b | 91 |
| Figura 52 | Correntes do sistema de distribuição com transitório da carga $a-b$ | 92 |
| Figura 53 | Tensão fundamental e corrente i_{sa} com mudança da carga $a-b$ - fase a | 92 |
| Figura 54 | Tensão fundamental e corrente i_{sa} com mudança da carga $a-b$ - fase b | 92 |
| Figura 55 | Tensão CC nos estudos de variação da carga bifásica. | 93 |
| Figura 56 | Tensão de fase e corrente da carga experimental - fase a | 94 |
| Figura 57 | Tensão de fase e corrente da carga experimental - fase b | 94 |
| Figura 58 | Corrente da carga experimental - neutro. | 94 |
| Figura 59 | Correntes sintetizadas pelo FAP bifásico experimental. | 95 |
| Figura 60 | Tensão e corrente do sistema elétrico experimental - fase a | 95 |
| Figura 61 | Tensão e corrente do sistema elétrico experimental - fase b | 96 |
| Figura 62 | Corrente do sistema elétrico experimental - neutro. | 96 |
| Figura 63 | Tempo de execução do algoritmo de controle no DSP. | 97 |

LISTA DE TABELAS

| | | |
|-----------|--|----|
| Tabela 1 | Serviços oferecidos com a conexão V2G. | 26 |
| Tabela 2 | Funções do VSC dos veículos elétricos. | 28 |
| Tabela 3 | Limites de potência para ligação bifásica de consumidor em baixa tensão. | 33 |
| Tabela 4 | Potência nominal do motor de VE comerciais. | 34 |
| Tabela 5 | Vetores espaciais, estados dos interruptores e tensões de fase e linha no VSC trifásico. | 42 |
| Tabela 6 | Erro no deslocamento de fase pelo filtro de quadratura na variação da frequência da rede elétrica. | 61 |
| Tabela 7 | Erro no deslocamento de fase pela função de atraso temporal na variação da frequência da rede elétrica. | 63 |
| Tabela 8 | Erros no deslocamento de fase e amplitude no SOGI-BPF na variação da frequência da rede elétrica. | 66 |
| Tabela 9 | Grandezas do sistema bifásico nas coordenadas estacionárias. | 71 |
| Tabela 10 | Parâmetros da rede de distribuição e do FAP bifásico simulados. | 78 |
| Tabela 11 | Parâmetros das cargas do sistema simulado. | 79 |

Tabela 12 Distorção harmônica total das correntes no sistema experimental. . . 96

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT Associação Brasileira de Normas Técnicas

BPF Filtro passa-faixa (do inglês, *Band-Pass Filter*)

CA corrente alternada

CC corrente contínua

DSP processador digital de sinais (do inglês, *Digital Signal Processor*)

EMI interferência eletromagnética (do inglês, *Electromagnetic Interference*)

FAP Filtros ativos de potência

FACTS sistemas de transmissão flexível em corrente alternada (do inglês, *Flexible AC Transmission System*)

IEC Comissão Eletromecânica Internacional (do inglês, *International Electrotechnical Commission*)

IGBT transistores bipolares de porta isolada (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*)

LPF filtro passa-baixa (do inglês, *Low-pass filter*)

NAEP Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência

MCI motores à combustão interna

MOSFET transistores de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (do inglês, *Metal-Oxide Field Effect Transistor*)

MSIP motor síncrono de ímãs permanentes

P proporcional

PCC ponto de conexão comum

PAC ponto de acoplamento comum

PI Proporcional-Integral

PLL *Phase locked loop*

PWM modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*)

SEP sistema elétrico de potência

SOGI integrador generalizado de segunda ordem (do inglês, *Second-order generalized integrator*)

SSI integradores senoidais no sistema de coordenadas estacionárias (do inglês, *Stationary sinusoidal integrators*)

SVGEN gerador de vetor espacial (do inglês, *Space Vector Generator*)

SVM modulação por vetor espacial (do inglês, *Space Vector Modulation*)

THD distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion*)

TI *Texas Instruments*

V2G “do veículo para a rede” (do inglês, *Vehicle-to-Grid*)

VE veículo elétrico

VEB veículos elétricos à bateria

VEH veículo elétrico híbrido

VEP veículo elétrico *plug-in*

VSC conversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*)

SUMÁRIO

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | Introdução | 25 |
| 1.1 | Identificação do problema | 25 |
| 1.2 | Contextualização da pesquisa | 26 |
| 1.3 | Veículo elétricos <i>plug-in</i> | 28 |
| 1.4 | Motivação do estudo | 29 |
| 1.5 | Objetivos da pesquisa | 30 |
| 1.6 | Estrutura da dissertação | 31 |
| 2 | Operação de um veículo elétrico como FAP bifásico | 33 |
| 2.1 | Introdução | 33 |
| 2.2 | Possíveis topologias de VSC para síntese do FAP bifásico | 34 |
| 2.3 | Modelagem matemática do VSC trifásico | 37 |
| 2.3.1 | Vetores espaciais e coordenadas bidimensionais | 38 |
| 2.3.2 | Modulação PWM vetorial | 41 |
| 2.3.3 | Dinâmica das correntes no VSC trifásico | 45 |
| 2.4 | Dinâmica da tensão CC | 48 |
| 2.5 | Conclusões parciais | 50 |
| 3 | Cálculo de correntes de referência usando a teoria $p-q$ monofásica | 53 |
| 3.1 | Introdução | 53 |
| 3.2 | Teoria $p-q$ monofásica | 54 |
| 3.3 | Interpretação das potências instantâneas monofásicas | 56 |
| 3.3.1 | Sistema monofásico com tensão e corrente senoidais | 56 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 3.3.2 | Sistema monofásico com tensão senoidal e corrente distorcida | 57 |
| 3.3.3 | Sistema monofásico com tensão e corrente distorcidas | 58 |
| 3.4 | A implementação da transformação $\alpha\beta$ monofásica | 59 |
| 3.4.1 | Filtro de quadratura | 59 |
| 3.4.2 | Função de atraso temporal | 61 |
| 3.5 | Métodos baseados na extração da componente fundamental de tensão . . . | 64 |
| 3.5.1 | SOGI-BPF | 64 |
| 3.5.2 | q-PLL | 67 |
| 3.6 | Controle de um FAP paralelo bifásico | 70 |
| 3.6.1 | Cálculo das potências instantâneas da carga | 70 |
| 3.6.2 | Seleção das potências de compensação | 72 |
| 3.6.3 | Correntes de referência para o FAP bifásico | 73 |
| 3.7 | Conclusões parciais | 76 |
| 4 | Resultados de simulações e experimentais | 77 |
| 4.1 | Introdução | 77 |
| 4.2 | Parâmetros do sistema | 77 |
| 4.3 | Especificação dos controladores | 79 |
| 4.3.1 | Controlador de tensão | 79 |
| 4.3.2 | Controladores de corrente | 81 |
| 4.4 | Transformações $\alpha\beta$ monofásicas | 82 |
| 4.4.1 | Transformação das correntes | 82 |
| 4.4.2 | Transformação das tensões | 83 |
| 4.5 | Operação do FAP em regime permanente | 85 |
| 4.6 | Operação do FAP com variações na carga | 89 |
| 4.7 | Resultados Experimentais | 93 |
| 4.8 | Conclusões parciais | 97 |

| | |
|---|------------|
| 5 Conclusões finais | 99 |
| 5.1 Produção científica resultante desta pesquisa | 100 |
| 5.2 Trabalhos futuros | 101 |
| Referências | 103 |

1 INTRODUÇÃO

1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

Filtros ativos de potência (FAP) são conversores eletrônicos que operam conectados a sistemas elétricos. De forma geral, eles podem ser projetados para operar em série, compensando distorções nas tensões, ou em paralelo, com o objetivo de filtrar harmônicos de corrente. Os princípios de operação dos FAP foram propostos no final da década de 1970 (GYUGYI & STRYCUDA, 1976) e início da década de 1980 (AKAGI; KANAZAWA & NABAE, 1984). Diferentes topologias de conversores e algoritmos de controle já foram estudados e publicados na literatura técnica científica para o controle dos FAP série e paralelo (SINGH; AL-HADDAD & CHANDRA, 1999; BHATTACHARYA; CHAKRABORTY & BHATTACHARYA, 2009).

Os FAP paralelos sintetizam em seus terminais correntes harmônicas de maneira a compensar as correntes distorcidas drenadas por cargas não lineares. Eles também podem compensar a potência reativa nos terminais das cargas ou uma quantidade de potência demandada pelo sistema elétrico ao qual estão conectados (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007).

Embora um grande número de trabalhos sobre FAP trifásicos e monofásicos sejam encontrados atualmente na literatura, o estudo da aplicação de FAP em redes elétricas bifásicas a três fios (2 fases + neutro) ainda não foi explorado suficientemente. Uma possível aplicação para os FAP bifásicos (2F+N) se encontra na compensação de cargas residenciais e comerciais, já que uma parcela considerável de consumidores desses tipos é atendida por uma ligação bifásica no sistema de distribuição trifásico. Como o custo de um FAP ainda é elevado para um consumidor de pequeno porte, essa aplicação pode se tornar mais viável num futuro próximo, com a recente proposta de utilização dos conversores eletrônicos embarcados em veículos elétricos (RODRIGUES et al., 2012a, 2012b).

1.2 CONTEXTUALIZAÇÃO DA PESQUISA

O desenvolvimento de tecnologias veiculares de propulsão elétrica e híbrida, relacionadas ao que tem-se chamado de veículo elétrico (VE) e veículo elétrico híbrido (VEH), respectivamente, tem recebido a atenção de pesquisadores e incentivos de instituições governamentais e indústrias como uma alternativa para mitigar os problemas associados aos veículos convencionais. Vislumbra-se novas oportunidades para a diversificação das fontes de energia utilizadas nos meios de transporte, o uso de recursos renováveis e a geração distribuída de energia (VOELCKER, 2009; BOULANGER et al., 2011). No caso do VEH, tem-se a redução das emissões de gases poluentes e ruídos uma vez que motores à combustão interna (MCI) são utilizados de forma auxiliar, como reserva, ou até mesmo totalmente dispensados.

Simultaneamente ao desenvolvimento dos VE e VEH, observa-se uma tendência de modernização das redes de distribuição de energia elétrica visando melhorias da eficiência, qualidade e confiabilidade. Fazem parte das medidas propostas a utilização de novos sistemas inteligentes de medição, automatização e transmissão de dados além da integração de fontes renováveis e distribuídas de energia. Neste contexto, espera-se que os VE conectados à rede participem ativamente desses ambientes denominados redes elétricas inteligentes (do inglês, *SmartGrids*).

Nessas novas redes inteligentes, os equipamentos embarcados do VE – como baterias, conversores eletrônicos de potência, controladores digitais e instrumentos de comunicação – podem ser empregados para oferecer diversos serviços ancilares à rede elétrica, também chamados serviços “do veículo para a rede” (do inglês, *Vehicle-to-Grid*) (V2G). Alguns exemplos de serviços V2G estão listados na Tabela 1 (IPAKCHI & ALBUYEH, 2009; YILMAZ & KREIN, 2013; RODRIGUES et al., 2012a).

Tabela 1: Serviços oferecidos com a conexão V2G.

| Tipo de serviço |
|--|
| 1. Suporte de potência ativa – regulação de frequência; |
| 2. Suporte de potência reativa – regulação de tensão; |
| 3. Nivelamento da curva de carga; |
| 4. Suporte a fontes renováveis e intermitentes de energia; |
| 5. Reserva girante; |
| 6. Filtragem ativa de correntes harmônicas. |

Basicamente, os VE podem prestar esses serviços de forma isolada ou em pontos

agregadores. Na primeira opção, o veículo presta serviço a uma carga específica ou opera disperso na rede de distribuição. Na operação em ponto agregadores, uma tarefa é dividida entre diversos veículos estacionados num mesmo local, que operam cooperativamente. Esse caso se aplicaria a locais que costumam concentrar veículos como, por exemplo, estacionamentos comerciais, *shopping centers*, condomínios residenciais e universidades.

Os serviços V2G que envolvem carga e descarga de baterias ainda enfrentam limitações por causa das tecnologias de armazenamento disponíveis, isto é, as baterias utilizadas atualmente sofrem redução de vida útil como consequência de ciclos sucessivos de carga e descarga. Nesse caso, o custo associado à degradação de baterias reduz os benefícios econômicos da operação em modo V2G. Esses tipos de serviços necessitam também de comunicação com o operador do sistema elétrico de potência (SEP), que deve coordenar a operação dos VE conectados de forma (YILMAZ & KREIN, 2013).

Mais especificamente, o funcionamento do VE como FAP compreende a filtragem ativa de correntes harmônicas drenadas por uma carga ou fluindo pelas linhas de distribuição. Pode também ser incluída a compensação de potência reativa da carga ou demandada pelo SEP. Nesse modo de operação não é necessário utilizar o banco de baterias do VE. Ainda assim, a carga ou descarga das baterias pode ocorrer simultaneamente à operação como FAP e por estes motivos, essa torna-se uma funcionalidade interessante para VE conectados à rede em um estágio inicial de implementação de sistemas V2G (RODRIGUES, 2013).

Como previamente mencionado, um VE pode ser operado como FAP de forma independente e sem comunicação com o operador do sistema, agregador ou outros veículos. A compensação ativa de uma instalação residencial é uma aplicação adequada nesta situação. Isto beneficia principalmente o sistema de distribuição pela redução do fluxo de potência reativa e de correntes harmônicas e pelo melhor balanceamento das cargas. O sistema passa a ser utilizado de forma mais eficiente, reduzindo ou postergando intervenções de manutenção e expansão (RODRIGUES, 2013).

Nesse contexto, a operação V2G de um VE deve reduzir os custos de se manter um veículo desse tipo, servindo de incentivo à substituição dos veículos convencionais a combustão interna. De forma geral, a pesquisa e desenvolvimento de tecnologias no intuito de incentivar a utilização de VE está atrelada ao aproveitamento mais eficiente, racional e sustentável dos recursos disponíveis.

1.3 VEÍCULO ELÉTRICOS PLUG-IN

O termo *veículo elétrico* é empregado de maneira generalizada para referenciar todos os veículos que usam motores elétricos para tração. Diferentes critérios, no entanto, podem ser empregados para classificar esses veículos em diferentes tipos. Aqueles alimentados unicamente por energia elétrica, sem motor à combustão, são chamados veículos elétricos à bateria (VEB). Quando o VE possui também um motor à combustão, é denominado veículo elétrico híbrido (VEH). Esta combinação pode ser do tipo série, paralela, série-paralela ou complexa. Ainda, os VE com capacidade de conexão à rede elétrica são conhecidos por veículo elétrico *plug-in* (VEP) (MARRA et al., 2012; CHAN & WONG, 2004).

Uma topologia possível de sistema de propulsão elétrica de um VEP é mostrada na Figura 1, na qual estão destacados os principais componentes. O motor elétrico empregado nos VE comerciais é geralmente trifásico do tipo motor síncrono de ímãs permanentes (MSIP). Um relé de estado sólido, ou outro tipo de dispositivo de seccionamento, é incluído com o propósito de impedir que o motor elétrico seja energizado quando o VE é conectado à rede elétrica. O barramento elétrico que liga o VE ao sistema de distribuição recebe o nome de ponto de conexão comum (PCC). Um conversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*) (VSC) é responsável por realizar a interface entre a rede elétrica e um barramento de corrente contínua (CC). Esse barramento CC é geralmente composto por um banco de capacitores. Na Tabela 2 estão descritas as funções básicas do VSC trifásico tipicamente embarcado em VE. Um conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional é responsável por controlar o fluxo de energia entre os capacitores do barramento CC e o banco de baterias. Ou seja, esse conversor tem função de realizar a carga e descarga das baterias. O banco de baterias é o principal elemento de armazenamento de energia do VE (RODRIGUES, 2013).

Tabela 2: Funções do VSC dos veículos elétricos.

| Descrição das funções dos VSC embarcados |
|--|
| 1. Inversor \rightarrow durante o acionamento do motor; |
| 2. Retificador \rightarrow durante a carga das baterias. |

Neste trabalho será considerado um acréscimo de função para o VSC embarcado, de tal forma que ele possa desempenhar a função de filtro ativo de potência. Essa ideia foi proposta recentemente por Rodrigues et al. (2012a). A topologia mostrada na Figura 1 permite diferentes tipos de conexão do VEP à rede elétrica. Numa conexão trifásica

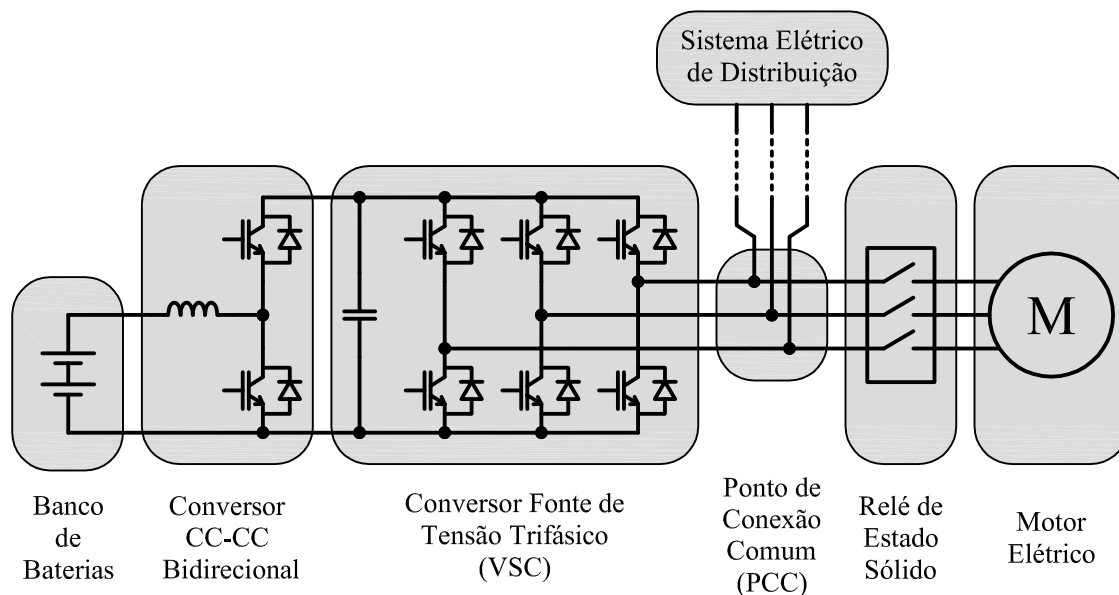


Figura 1: Sistema de propulsão de um Veículo Elétrico *Plug-in*.

(3F), cada um dos três braços do *VSC* é conectado a uma fase do sistema elétrico. Já a conexão monofásica pode ser feita a uma fase e neutro (F+N) ou a duas fases (2F) do sistema elétrico, enquanto os interruptores estáticos do braço restante no *VSC* não são operados. Estes tipos de conexão estão previstas nas recomendações técnicas norte-americanas *SAE J1772* e na normatização internacional da Comissão Eletromecânica Internacional (do inglês, *International Electrotechnical Commission (IEC)*). Esta última, foi recentemente adotada no Brasil pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) na norma *NBR IEC 61851-1:2013* (ABNT, 2013; SAE, 2012)

1.4 MOTIVAÇÃO DO ESTUDO

No Brasil, é comum que as concessionárias de energia disponibilizem um padrão de alimentação bifásico a determinados grupos de consumidores residenciais e comerciais, isto é, o fornecimento de energia elétrica é feito através de dois condutores fase e um condutor neutro, que derivam de um sistema elétrico trifásico a quatro fios. Essa é uma opção simples para que o consumidor tenha disponíveis dois níveis de tensão (fase-neutro e fase-fase). Geralmente, o que determina a opção por esse tipo de ligação são a demanda do cliente e as normas da própria concessionária local (AMPLA, 2011; LIGHT, 2013; ELETROPAULO, 2014; CPFL, 2012; CEMIG, 2013; COPEL, 2008).

Não existem, na legislação nacional atual, limites de correntes harmônicas ou fator de potência que se apliquem a instalações residenciais e comerciais de pequeno e médio porte. Com a presença de diversos tipos de equipamentos eletrônicos, essas instala-

ções geralmente possuem características não lineares, desequilibradas e reativas (PIRES, 2006; PATIDAR & SINGH, 2009; GONZALEZ; SILVA & ALMEIDA, 2006; SOUZA, 2006; HARDIE & WATSON, 2010) e, como estão em grande número e dispersas no sistema de distribuição, causam efeitos indesejáveis como desequilíbrios de tensão e correntes, distorções harmônicas de tensão, sobrecarga dos condutores, sobreaquecimento de transformadores, entre outros (PIRES, 2006; SABIN & SUNDARAM, 1996; REDL; TENTI & WYK, 1997).

Para realizar a conexão de um VEP em uma instalação bifásica, segundo as normas anteriormente mencionadas, existem duas possibilidades: as conexões fase-neutro e fase-fase. A conexão monofásica fase-neutro causa o desequilíbrio das correntes drenadas da rede e a prestação de serviços V2G pode ser feita apenas em uma fase. A conexão fase-fase é possível para recarga de baterias, mas prejudica a operação como FAP, uma vez que se considera uma carga bifásica a três fios. A outra forma de conexão do VE prevista nas normas é a ligação trifásica, mas para realizar essa ligação seria necessário adaptar o padrão de fornecimento de energia do consumidor.

No entanto, uma conexão bifásica a três fios ($2 \text{ fases} + \text{neutro}$) também é possível para a topologia mostrada na Figura 1. Nesse tipo de ligação, o VE deve ser conectado a duas fases e ao neutro da rede elétrica, tanto para recarga de baterias quanto para a prestação de serviços V2G. Desta forma, a operação como FAP pode servir para condicionar o consumo de energia de uma instalação bifásica, adequando-a à forma mais conveniente para rede elétrica. São assim minimizados os problemas relacionados a correntes harmônicas, potência reativa e desequilíbrios.

No contexto até então apresentado, o objetivo principal deste trabalho é apresentar o princípio de funcionamento e uma estratégia de controle para operar um FAP bifásico, que pode ser implementado num VE para condicionar o consumo de energia elétrica de uma instalação residencial bifásica a três fios, buscando mitigar problemas associados a essas cargas.

1.5 OBJETIVOS DA PESQUISA

Como forma de alcançar o objetivo principal deste trabalho, serão seguidos os seguintes objetivos específicos:

- i.* Descrever o conceito de conexão bifásica de um VEP à rede elétrica, tendo como objetivo a aplicação do VSC como filtro ativo de potência bifásico;

- ii.* Estudar a modelagem matemática do VSC trifásico, especificamente quando conectado a uma rede bifásica;
- iii.* Mostrar como a teoria monofásica de potências instantâneas pode ser empregada para calcular as correntes de referência para controle do filtro ativo bifásico;
- iv.* Projetar controladores para as malhas de controle de correntes e tensão aplicáveis ao FAP bifásico;
- v.* Realizar simulações computacionais para validar os conceitos discutidos ao longo do trabalho; e
- vi.* Apresentar alguns resultados experimentais para validação dos conceitos apresentados.

1.6 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No Capítulo 2, é apresentado um estudo sobre a conexão bifásica de um VEP a um sistema elétrico. É feita também a modelagem matemática do FAP bifásico, derivando as malhas de controle de correntes e tensão CC.

O Capítulo 3 faz uma revisão dos conceitos da versão da teoria $p-q$ para sistemas monofásicos. Esses conceitos são utilizados na elaboração de um algoritmo para cálculo das correntes de referência para um FAP bifásico.

No Capítulo 4, são apresentados os resultados de simulações computacionais obtidos com um modelo digital implementado no *software* PSIM. Neste capítulo, também são apresentados os controladores de correntes e tensão no FAP bifásico, tendo em vista o modelo do conversor e das características dos sinais de referência a serem seguidos. Para completar as análises e discussões, são incluídos no final do capítulo alguns resultados obtidos em laboratório com um protótipo experimental.

Finalmente, no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões gerais resultantes deste trabalho e propostas de trabalhos futuros para a continuidade desta pesquisa.

2 OPERAÇÃO DE UM VEÍCULO ELÉTRICO COMO FAP BIFÁSICO

2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo descreve o esquema bifásico de ligação de um veículo elétrico *plug-in* à rede de distribuição em baixa tensão. O objetivo é mostrar o princípio de funcionamento do VSC embarcado como filtro ativo de potência bifásico. Deve-se ter em mente, que este trabalho chama de bifásicos os circuitos com ligação do tipo fase-fase-neutro, isto porque os circuitos de alimentação fase-fase são tratados como monofásicos com um nível de tensão mais elevado.

A conexão bifásica é especialmente interessante no caso de consumidores residenciais e comerciais atendidos por ligação bifásica a três fios. Os critérios que definem os limites de potência desses consumidores são determinados por cada empresa concessionária de energia. A Tabela 3 resume os requisitos estabelecidos por algumas dessas empresas, principalmente para instalações urbanas. Além dos limites de potência, são geralmente impostas restrições quanto a alguns equipamentos na instalação, como por exemplo máquinas de solda (AMPLA, 2011; LIGHT, 2013; ELETROPAULO, 2014; CPFL, 2012; CEMIG, 2013; COPEL, 2008).

Tabela 3: Limites de potência para ligação bifásica de consumidor em baixa tensão.

| Concessionária | Tensão (V) | Potência (kVA) |
|-----------------|------------|----------------|
| AES Eletropaulo | 127/220 | ≤ 20 |
| | 120/208 | ≤ 20 |
| | 115/230 | > 5 |
| CEMIG | 127/220 | < 15 |
| | 127/254 | < 15 |
| COPEL | 127/220 | < 14 |
| CPFL Paulista | 127/220 | 12 a 25 |
| | 220/380 | 15 a 25 |
| Light | 127/220 | < 8 |
| Ampla | 127/220 | 8 a 10 |

A potência do motor de alguns veículos elétricos comerciais é mostrada na Tabela 4. Logicamente, os conversores eletrônicos do sistema de tração devem possuir capacidade de processar tais potências (RODRIGUES et al., 2012a). Da comparação com os dados da Tabela 3, pode-se constatar que o VSC embarcado num VEP é capaz de operar para condicionar a energia demandada por um consumidor bifásico típico.

Tabela 4: Potência nominal do motor de VE comerciais.

| Fabricante | Modelo | Potência do Motor (kW) |
|----------------|-----------------------------|------------------------|
| Toyota | Prius Hybrid | 60 |
| | Prius Hybrid <i>Plug-in</i> | 60 |
| General Motors | Volt | 111 |
| Hyundai | Sonata Hybrid | 30 |
| Nissan | Leaf | 80 |

Deve-se notar que, apesar dos níveis de potência dos motores, as correntes de recarga dos VE são reduzidas, isto porque os documentos normativos e recomendações técnicas preveem a limitação das correntes de recarga dos VE (ABNT, 2013; SAE, 2012). Essa medida permite que alimentadores já existentes sejam capazes de realizar a recarga dos bancos de baterias. Por outro lado, um tempo maior é necessário para a recarga. A norma adotada no Brasil, por exemplo, prevê correntes de 16 A ou 32 A, no caso de VE ligado diretamente à rede por ligação monofásica ou trifásica (ABNT, 2013).

Esses níveis de corrente são comumente encontrados nas instalações monofásicas e bifásicas, isto é, o padrão de alimentação de uma instalação consumidora bifásica atual, já seria capaz de contemplar, sem modificações, a recarga de um VE. Naturalmente, o esquema bifásico de conexão de um VE pode ser empregado por consumidores com instalações trifásicas a quatro fios. Nesse caso, a carga de baterias, função de FAP ou demais serviços auxiliares, são realizados pelas duas fases, pelas quais o VE é conectado à rede.

2.2 POSSÍVEIS TOPOLOGIAS DE VSC PARA SÍNTESE DO FAP BIFÁSICO

Tendo em vista a compensação de correntes harmônicas e potência reativa em duas fases do sistema, a princípio seriam necessários dois FAP monofásicos. A topologia desse esquema de compensação é ilustrada de forma simplificada na Figura 2. Cada um desses filtros é controlado para sintetizar uma corrente de compensação, de acordo

com a carga na fase correspondente. Os sistemas de controle dos filtros podem ser totalmente separados. Dessa forma a compensação de uma fase independe totalmente da outra.

As grandezas associadas a cada fase do sistema são representadas pelos subscritos a , b e c , enquanto o condutor neutro é indicado pelo índice n . Os índices adotados para representar as correntes da carga, da fonte e do FAP são l , s e f , iniciais dos termos em inglês *load*, *source* e *filter*, respectivamente.

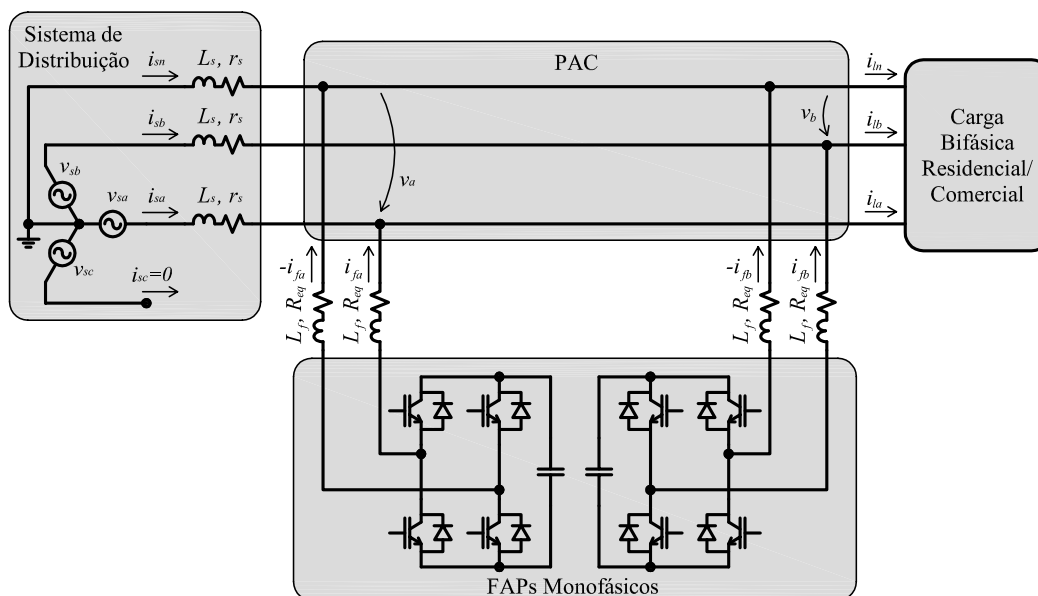


Figura 2: Compensação bifásica com dois FAP monofásicos.

Alternativamente, esses dois conversores monofásicos podem ser integrados para compartilhar o mesmo barramento CC. A topologia resultante dessa integração está ilustrada na Figura 3. Dessa forma, um único capacitor é necessário para a construção do FAP bifásico. Contudo, o controle das correntes no lado de corrente alternada (CA) dos dois conversores continua sendo realizado de forma independente. Já o controle da tensão CC pode ser realizado de forma compartilhada pelos dois conversores. Mas também, existe a possibilidade de que apenas um dos conversores monofásicos execute essa tarefa.

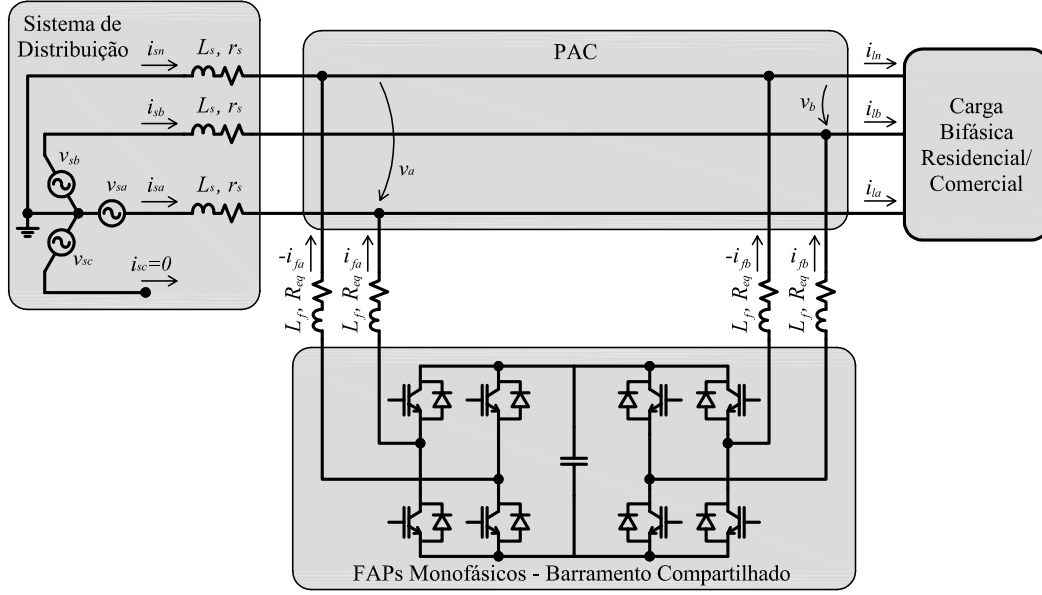


Figura 3: Compensação bifásica com dois FAP monofásicos compartilhando o barramento CC.

Como os dois conversores monofásicos da Figura 3 possuem dois braços ligados ao mesmo condutor, no ponto de acoplamento comum (PAC), que é o condutor neutro do sistema elétrico, esses braços podem ser integrados, sendo substituídos por um único braço que realiza a síntese das duas correntes simultaneamente. Portanto, a corrente que deve ser sintetizada pelo braço semicondutor equivalente é dada por (2.1).

$$i_{fn} = -(i_{fa} + i_{fb}). \quad (2.1)$$

Essa integração possibilita a aplicação da topologia de um VSC trifásico convencional, como aquele embarcado em VEs para a síntese do FAP bifásico. A operação desse VSC como FAP bifásico pode ser entendida como a superposição de dois FAP monofásicos. Uma das vantagens observadas no uso dessa topologia é a redução do número de interruptores estáticos. A Figura 4 ilustra com detalhes o esquema de ligação bifásica do sistema de propulsão de um VEP a duas fases do sistema elétrico. Note que apenas o VSC embarcado é utilizado para implementar essa funcionalidade no VE.

Este trabalho convencionou a nomenclatura de ligação a - b - n . Apesar disso, qualquer par de fases pode ser utilizado. Além do mais, a nomenclatura adotada não tem nenhuma ligação com a sequência de fases do sistema. O banco de indutores destacado tem função de filtrar componentes de alta frequência das correntes sintetizadas. Esses componentes são utilizados apenas durante a conexão com a rede, então não devem ser embarcados para evitar seu peso e volume no VE.

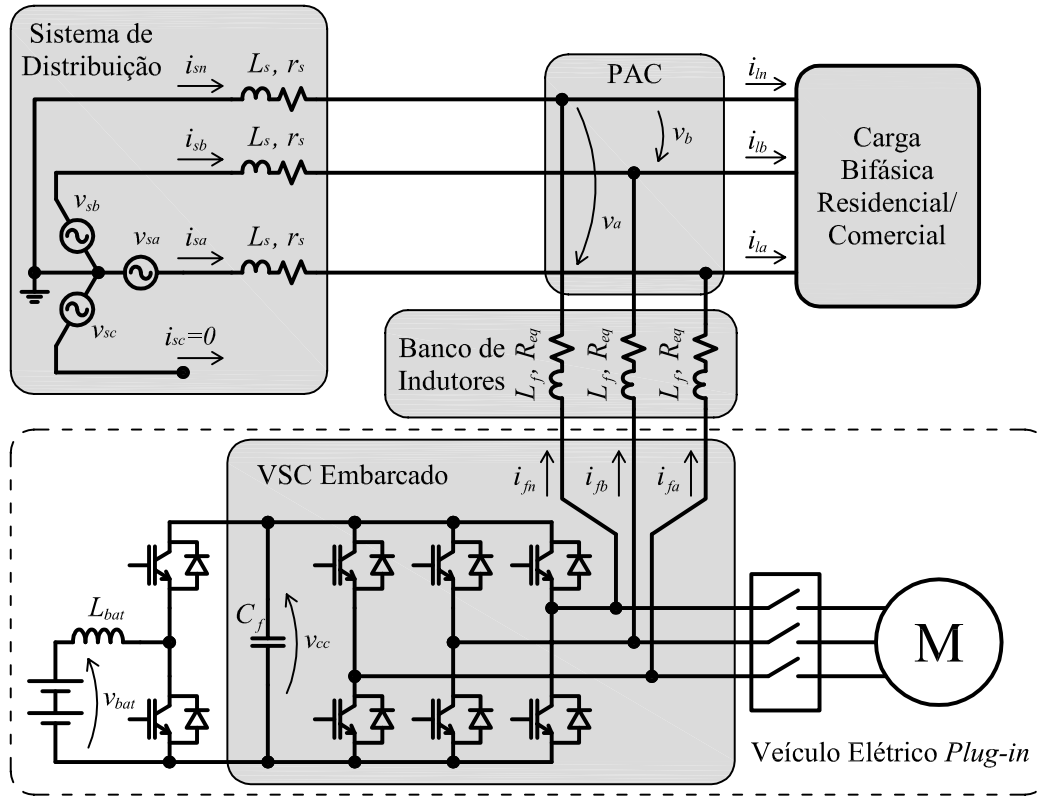


Figura 4: Diagrama esquemático da conexão bifásica de um veículo *plug-in* à rede elétrica.

A utilização do VSC trifásico mostrado na Figura 4, permite o controle das correntes sintetizadas por técnicas bem estabelecidas para sistemas trifásicos em geral. Para realizar o controle da tensão do barramento CC do FAP bifásico, optou-se neste trabalho, pela abordagem do conversor como a operação sobreposta de dois VSCs monofásicos. Essas abordagens são tratadas nas subseções seguintes.

2.3 MODELAGEM MATEMÁTICA DO VSC TRIFÁSICO

A topologia e funcionamento do VSC trifásico estão bem descritos na literatura (YAZDANI & IRAVANI, 2010; MOHAN; UNDELAND & ROBBINS, 1995). Podem ser encontrados comercialmente VE que empregam tanto transistores bipolares de porta isolada (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*) (IGBT), quanto transistores de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (do inglês, *Metal-Oxide Field Effect Transistor*) (MOSFET) (RODRIGUES et al., 2012a).

Na Figura 5, é ilustrada a situação em que um VSC trifásico se encontra em conexão bifásica com a rede. Essa configuração difere da ligação trifásica convencional pela ausência de uma fonte de *fem* conectada em série com o terceiro ramo do conversor.

As grandezas de cada fase, nesse caso, são identificadas por índices que representam fase a , fase b e o neutro n .

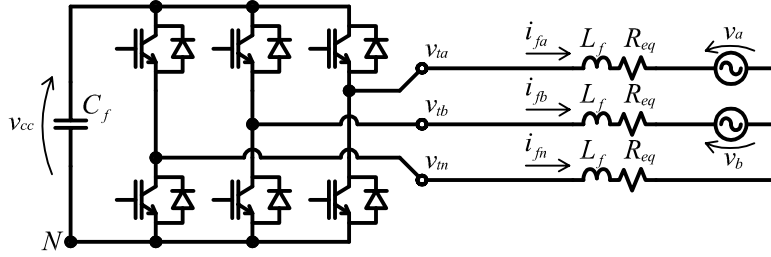


Figura 5: Conversor VSC trifásico conectado à rede bifásica.

Cada interruptor do VSC pode assumir o estado de condução (ligado) ou de bloqueio (desligado). A comutação desses interruptores produz as tensões terminais v_{ta} , v_{tb} e v_{tn} , referenciadas ao ponto N, dadas por:

$$v_{tk} = \begin{cases} V_{cc}, & \text{quando o interruptor superior está ligado, ou} \\ 0, & \text{quando o interruptor inferior está ligado,} \end{cases} \quad (2.2)$$

onde V_{cc} representa a tensão CC média sobre o capacitor do conversor eletrônico e $k \in \{a, b, c\}$

Os interruptores de um mesmo braço do conversor da Figura 5 devem ser controlados de forma complementar para evitar que o barramento CC seja curto circuitado (YAZDANI & IRAVANI, 2010; MOHAN; UNDELAND & ROBBINS, 1995). Na prática existe um pequeno intervalo de tempo entre o comando para desligar um interruptor e o comando para ligar o outro. Esse tempo é chamado de tempo morto (mais comumente conhecido pelo termo em inglês, *dead time*) e garante que o interruptor de um ramo só ligue depois que o outro foi efetivamente desligado (ALMEIDA, 2011).

Nas subseções seguintes serão descritas as definições de vetores espaciais e estratégia de controle dos interruptores estáticos do VSC trifásico. Em seguida, é apresentado o modelo que representa a dinâmica das correntes sintetizadas pelo conversor.

2.3.1 VETORES ESPACIAIS E COORDENADAS BIDIMENSIONAIS

Esta seção apresenta o conceito de vetores espaciais, utilizados para representação de grandezas trifásicas. Essas definições serão úteis na modelagem e controle do VSC trifásico. Da representação vetorial derivam diretamente os sistemas de coordenadas estacionárias ($\alpha\beta$) e coordenadas síncronas (dq). Esses sistemas simplificam o con-

trole de grandezas trifásicas, passando de três para dois o número de variáveis a serem controladas. No sistema dq existe ainda a vantagem de que um problema com referências senoidais equilibradas é transformado em um problema equivalente com referências constantes. Isso permite simplificar os controladores empregados (YAZDANI & IRAVANI, 2010).

Toma-se como ponto de partida a representação das grandezas trifásicas por um vetor espacial. Essas grandezas podem ser sinais de corrente, tensão ou sinais de referência. Seja então um conjunto de sinais trifásicos, representado de forma genérica nas coordenadas naturais abc por:

$$\begin{cases} x_a(t) = X \cos(\omega t) \\ x_b(t) = X \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \\ x_c(t) = X \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}, \quad (2.3)$$

onde $\omega = 2\pi f$ representa a frequência angular e X é o valor de pico das grandezas senoidais instantâneas (YAZDANI & IRAVANI, 2010; AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007).

O vetor espacial complexo é definido a partir das grandezas trifásicas nas coordenadas naturais, segundo a expressão:

$$\vec{\mathbf{x}} = \frac{2}{3} \left[x_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} x_b(t) + e^{-j\frac{2\pi}{3}} x_c(t) \right]. \quad (2.4)$$

Substituindo as expressões de (2.3) em (2.4) e fazendo manipulações algébricas, obtém-se (2.5), ou seja, essa definição resulta em um vetor complexo de amplitude X constante e que gira no sentido anti-horário com frequência angular ω (YAZDANI & IRAVANI, 2010; AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007).

$$\vec{\mathbf{x}} = X e^{j\omega t} \quad (2.5)$$

A decomposição de $\vec{\mathbf{x}}$ em suas partes real e imaginária leva à representação do sinal trifásico nas coordenadas ortogonais chamadas de $\alpha\beta$. Na Figura 6, são ilustrados os eixos do sistema de coordenadas abc , o vetor espacial e suas componentes real (x_α) e imaginária (β). A direção dos eixos é feita de tal forma que o vetor espacial de uma grandeza trifásica senoidal de sequência positiva gire, simultaneamente, na sequências $a-b-c$ e $\alpha-\beta$. A transformação entre os sistemas de coordenadas pode ser realizada dire-

tamente pela transformada de Clarke que, desprezando o eixo referente à componente de sequência 0, é escrita conforme (YAZDANI & IRAVANI, 2010; AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007):

$$\begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

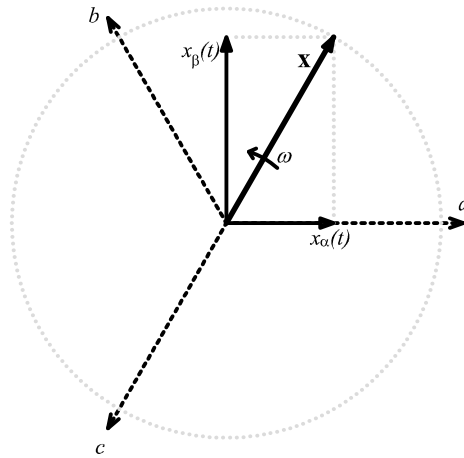


Figura 6: Representação de vetor espacial no plano e suas componentes ortogonais $\alpha\beta$.

Ao trabalhar com o sistema de coordenadas $\alpha\beta$, três tensões ou correntes trifásicas equilibradas podem ser representadas por apenas duas grandezas, ambas também senoidais, porém defasadas de 90° ($\pi/2$ rad).

Uma segunda alternativa para representação das grandezas elétricas trifásicas é a utilização do sistema de coordenadas síncronos ou sistema $dq0$ (YAZDANI & IRAVANI, 2010; AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007). Nesse sistema de coordenadas, as grandezas senoidais assumem um comportamento estacionário, o que por sua vez simplifica o projeto dos controladores usados para garantir que as correntes sintetizadas pelo FAP sigam seus sinais de referência com erro nulo em regime permanente (GHETTI et al., 2010).

Na Figura 7, é mostrada uma representação gráfica do sistema de coordenadas síncrono. Nessa figura assume-se que o eixo d na mesma direção e sentido do vetor \mathbf{x} , girando com a mesma frequência angular ω . Já o eixo q é adiantado de 90° em relação ao eixo d . A transformação $\alpha\beta \rightarrow dq$ é realizada pela projeção ortogonal das grandezas em $\alpha\beta$ sobre os eixos d e q (YAZDANI & IRAVANI, 2010; AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007).

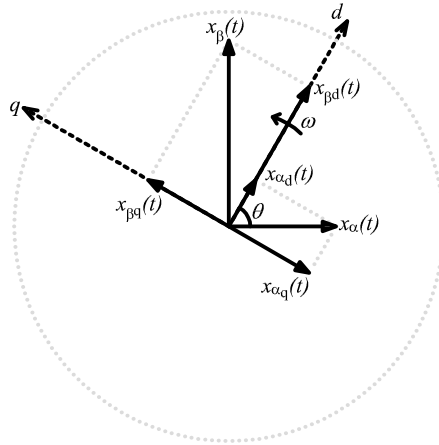


Figura 7: Representação gráfica da transformada de Park.

O ângulo θ é a posição angular síncrona, ou seja, $\theta = \omega t$. Este valor é geralmente calculado por um circuito de sincronismo denominado como *Phase locked loop* (PLL). Um circuito desse tipo será descrito no próximo capítulo deste trabalho. As componentes em dq podem ser calculadas a partir das componentes $\alpha\beta$ de um sinal trifásico segundo a transformada de Park:

$$\begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix}; \quad (2.7)$$

ou diretamente a partir das variáveis escritas nas coordenadas naturais, por:

$$\begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} = \left(\frac{2}{3}\right) \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

onde o fator $\left(\frac{2}{3}\right)$ garante que a grandeza CC obtida tenha o valor da amplitude dos sinais senoidais de entrada (YAZDANI & IRAVANI, 2010).

2.3.2 MODULAÇÃO PWM VETORIAL

A modulação por vetor espacial (do inglês, Space Vector Modulation) (SVM) é uma técnica frequentemente utilizada para implementar a modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*) (PWM) em conversores trifásicos (BUSO & MATTAVELLI, 2006). Essa técnica ganhou espaço com o desenvolvimento e redução de custos de microprocessadores e processador digital de sinais (do inglês, *Digital Signal*

Processor) (DSP). Atualmente essa é uma técnica básica para controlar os estados dos interruptores estáticos de conversores trifásicos (ALMEIDA, 2011).

O VSC trifásico pode assumir oito estados diferentes, de acordo com a combinação de interruptores ligados ou desligados. A cada estado corresponde um vetor espacial que representa as tensões terminais do VSC. Cada um desses estados está descrito na Figura 8 e na Tabela 5. Os símbolos s_a , s_b e s_n são usados para indicar o *status* do interruptor superior de cada braço do conversor: 1 indica interruptor ligado e 0 indica interruptor desligado. Como mencionado anteriormente, os *status* dos interruptores do mesmo braço são sempre complementares (BUSO & MATTAVELLI, 2006; ALMEIDA, 2011).

Tabela 5: Vetores espaciais, estados dos interruptores e tensões de fase e linha no VSC trifásico.

| Vetor espacial | <i>Status</i> dos interruptores | | | Tensões terminais | | | Tensões de linha | | |
|--------------------|---------------------------------|-------|-------|-------------------|-----------|-----------|------------------|-----------|-----------|
| | s_a | s_b | s_n | v_{ta} | v_{tb} | v_{tn} | v_{ab} | v_{bn} | v_{na} |
| \mathbf{v}_{000} | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| \mathbf{v}_{100} | 1 | 0 | 0 | $+V_{cc}$ | 0 | 0 | $+V_{cc}$ | 0 | $-V_{cc}$ |
| \mathbf{v}_{110} | 1 | 1 | 0 | $+V_{cc}$ | $+V_{cc}$ | 0 | 0 | $+V_{cc}$ | $-V_{cc}$ |
| \mathbf{v}_{010} | 0 | 1 | 0 | 0 | $+V_{cc}$ | 0 | $-V_{cc}$ | $+V_{cc}$ | 0 |
| \mathbf{v}_{011} | 0 | 1 | 1 | 0 | $+V_{cc}$ | $+V_{cc}$ | $-V_{cc}$ | 0 | $-V_{cc}$ |
| \mathbf{v}_{001} | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | $+V_{cc}$ | 0 | $-V_{cc}$ | $+V_{cc}$ |
| \mathbf{v}_{101} | 1 | 0 | 1 | $+V_{cc}$ | 0 | $+V_{cc}$ | $+V_{cc}$ | $-V_{cc}$ | 0 |
| \mathbf{v}_{111} | 1 | 1 | 1 | $+V_{cc}$ | $+V_{cc}$ | $+V_{cc}$ | 0 | 0 | 0 |

A representação desses vetores no plano é mostrada na Figura 9. Deve-se notar que \mathbf{v}_{000} e \mathbf{v}_{111} são vetores nulos, representados pelo ponto central do plano. O espaço vetorial, formado por esses vetores, pode ser dividido em seis setores iguais, que estão identificados por algarismos romanos (BUSO & MATTAVELLI, 2006; ALMEIDA, 2011).

Um vetor de tensão de saída desejado, representado no sistema $\alpha\beta$, é obtido pela superposição dos vetores de saída do VSC. Dessa forma, se for tomada a média em um período de modulação, o vetor de saída desejado foi sintetizado (BUSO & MATTAVELLI, 2006). Em outras palavras, um vetor de referência é sintetizado pela combinação linear de vetores gerados pelo VSC. Os coeficientes dessa combinação dão a fração do período de modulação que o VSC deve permanecer em um determinado estado (ALMEIDA, 2011). Este procedimento é explicado tomando-se como base a representação mostrada na Figura 10.

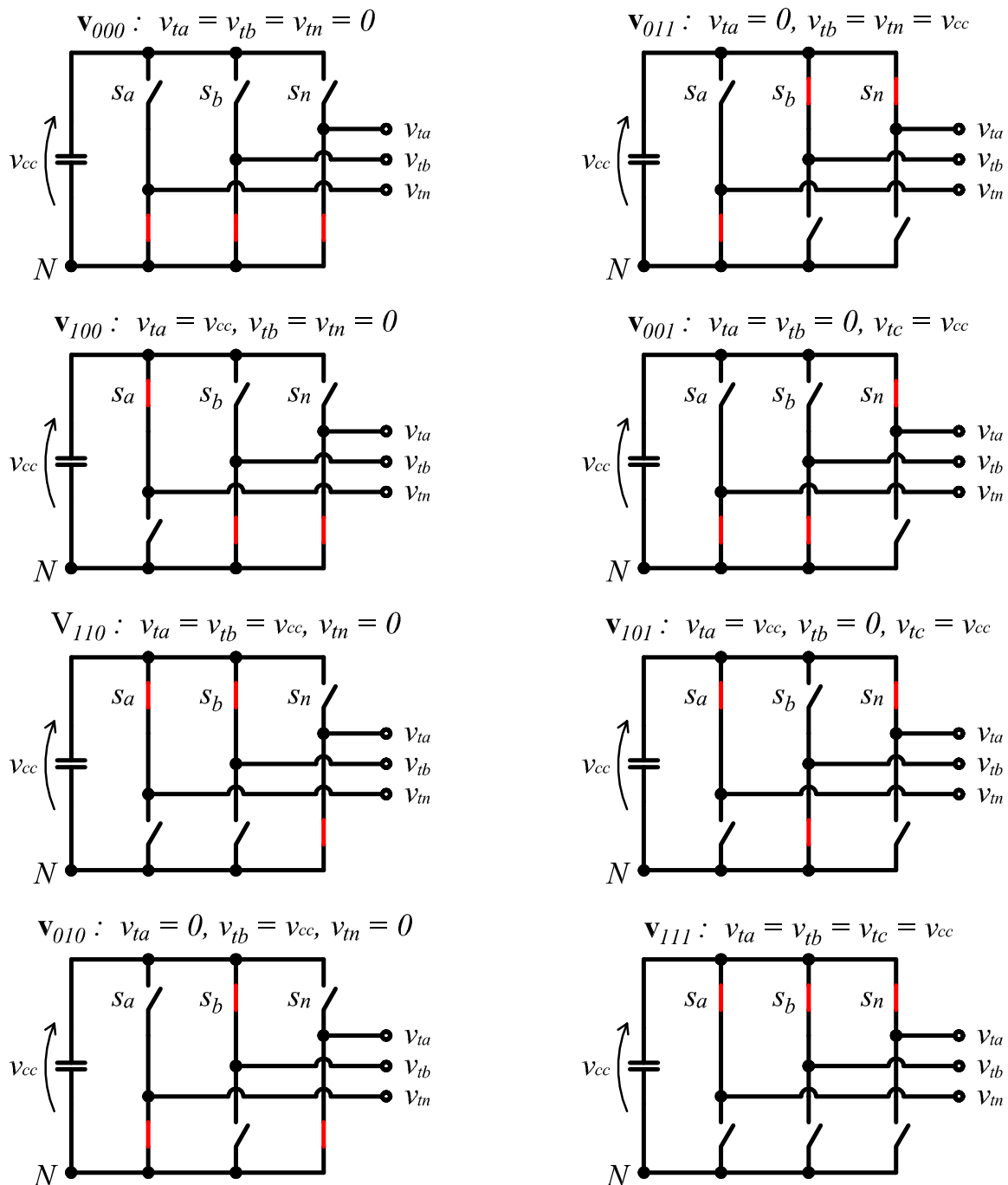


Figura 8: Estados dos interruptores no VSC trifásico e respectivos vetores espaciais de tensão.

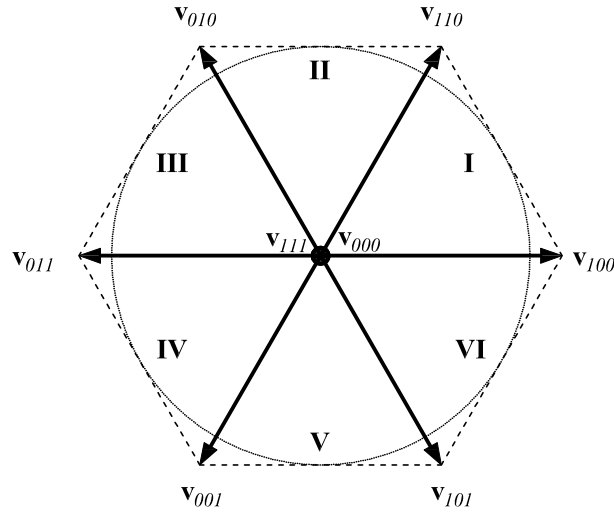


Figura 9: Espaço vetorial formado pelas saídas do VSC trifásico.

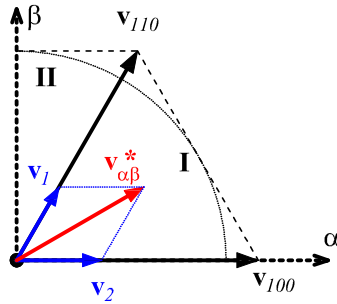


Figura 10: Detalhe da síntese de vetor de tensão através da modulação SVM.

Deseja-se que o conversor reproduza em sua saída o vetor de referência $\mathbf{v}_{\alpha\beta}^*$. Para isso serão ponderados os vetores adjacentes (\mathbf{v}_{100} e \mathbf{v}_{110}) e os vetores nulos. A combinação linear que expressa o vetor de saída é dada por (ALMEIDA, 2011):

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \delta_0 \mathbf{v}_{000} + \delta_1 \mathbf{v}_{100} + \delta_2 \mathbf{v}_{110} + \delta_3 \mathbf{v}_{111}, \quad (2.9)$$

onde:

$$\begin{cases} \delta_1 = \frac{|\mathbf{v}_1|}{|\mathbf{v}_{100}|} \\ \delta_2 = \frac{|\mathbf{v}_2|}{|\mathbf{v}_{110}|} \\ \delta_0 = \delta_3 = \frac{1 - \delta_1 - \delta_2}{2} \end{cases} \quad (2.10)$$

Os tempos que o VSC deve permanecer em cada estado podem ser calculados em função do período de comutação T_s , de acordo com:

$$\begin{cases} T_1 = \delta_1 T_s \\ T_2 = \delta_2 T_s \\ T_0 = T_3 = \delta_0 T_s = \delta_3 T_s \end{cases} . \quad (2.11)$$

A implementação digital do SVM num DSP deve então seguir as seguintes etapas (BUSO & MATTAVELLI, 2006):

- i.* identificação do setor e vetores adjacentes ao vetor de referência;
- ii.* cálculo dos valores de $|\mathbf{v}_1|$ e $|\mathbf{v}_2|$;
- iii.* cálculo dos coeficientes δ por (2.11).

Diferentes algoritmos podem ser implementados para realizar esses procedimentos. Um deles é utilizado nos DSP fabricados pela *Texas Instruments*. O módulo gerador de vetor espacial (do inglês, *Space Vector Generator*) (SVGGEN) recebe as componentes $\alpha\beta$ do vetor de referência e retorna os tempos de comutação dos interruptores (TEXAS, 2011). O procedimento de cálculo realizado pelo módulo SVGGEN está descrito de forma detalhada por Valle (2013).

De posse dos coeficientes δ , estes valores são comparados com uma onda triangular de referência para gerar os comandos dos interruptores estáticos. Um padrão simétrico de comutação é exemplificado na Figura 11. Note que o padrão de comutação sempre ocorre para dois ciclos adjacentes. A vantagem do padrão mostrado nessa figura, se comparado com outros possíveis, é a menor distorção harmônica observada na corrente de saída do VSC (BUSO & MATTAVELLI, 2006).

2.3.3 DINÂMICA DAS CORRENTES NO VSC TRIFÁSICO

Esta seção apresenta a modelagem do VSC trifásico tendo em vista a conexão bifásica ao sistema de distribuição e o conceito de vetores espaciais é empregado para tal. Desprezando as componentes de tensão e corrente, devidas à comutação dos interruptores, pode-se escrever o seguinte sistema de equações dinâmicas para o circuito equivalente mostrado na Figura 5 (ALMEIDA, 2011):

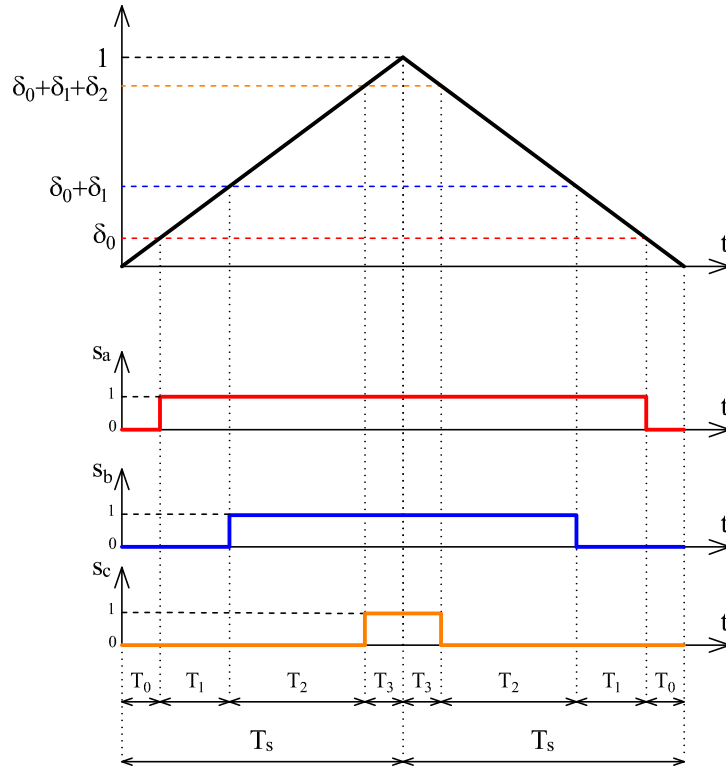


Figura 11: Geração dos sinais de comando dos interruptores no SVM.

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fa}}{dt} = -R_{eq}i_{fa} + v_{ta} - v_a \\ L_f \frac{di_{fb}}{dt} = -R_{eq}i_{fb} + v_{tb} - v_b \\ L_f \frac{di_{fn}}{dt} = -R_{eq}i_{fn} + v_{tn} \end{cases}, \quad (2.12)$$

onde R_{eq} representa a associação série da resistência parasita do indutor de saída (r_f) e do interruptor em condução (r_{on}) (ALMEIDA, 2011).

A representação espacial das grandezas envolvidas permite escrever (2.12) na sua forma vetorial conforme (2.13):

$$L_f \frac{d\mathbf{i}_f}{dt} = -R_{eq}\mathbf{i}_f + \mathbf{v}_t - \mathbf{v} \quad (2.13)$$

onde \mathbf{i}_f , \mathbf{v}_t e \mathbf{v} são os vetores espaciais de corrente de saída, tensão terminal e tensão da rede bifásica, respectivamente (ALMEIDA, 2011). O cálculo de \mathbf{v} considera nula a componente da fase c , que é a fase conectada ao condutor neutro da rede.

Essa expressão também pode ser escrita em termos das componentes α e β (ALMEIDA, 2011):

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{f\alpha}}{dt} = -R_{eq}i_{f\alpha} + v_{t\alpha} - v_\alpha \\ L_f \frac{di_{f\beta}}{dt} = -R_{eq}i_{f\beta} + v_{t\beta} - v_\beta \end{cases}, \quad (2.14)$$

onde $i_{f\alpha}$, $v_{t\alpha}$ e v_α são as componentes sobre o eixo α dos vetores \mathbf{i}_f , \mathbf{v}_t e \mathbf{v} , respectivamente. As componentes sobre o eixo β seguem o mesmo raciocínio.

Aplicando a transformada de Laplace a (2.14) obtém-se a equação no domínio da frequência complexa que será utilizada no projeto dos controladores de corrente do VSC:

$$\begin{cases} sL_f I_{f\alpha}(s) = -R_{eq}I_{f\alpha}(s) + V_{t\alpha}(s) - V_\alpha(s) \\ sL_f I_{f\beta}(s) = -R_{eq}I_{f\beta}(s) + V_{t\beta}(s) - V_\beta(s) \end{cases}, \quad (2.15)$$

onde $I_{f\alpha}(s)$, $V_{t\alpha}(s)$ e $V_\alpha(s)$ são as transformadas de Laplace de $i_{f\alpha}$, $v_{t\alpha}$ e v_α , respectivamente. O mesmo princípio é válido para o eixo β .

A Figura 12 ilustra o diagrama de blocos que representa a dinâmica do VSC com o filtro indutivo no sistema de coordenadas α e β .

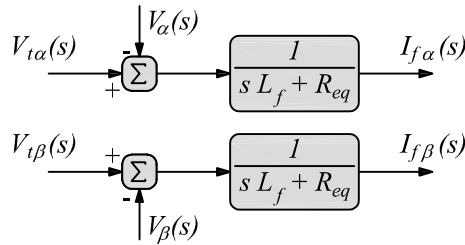


Figura 12: Modelo do VSC trifásico no sistema de coordenadas $\alpha\beta$.

Como descrito anteriormente, os vetores espaciais podem ser também representados nas coordenadas síncronas. Utilizando essa representação, a dinâmica das correntes do VSC é descrita por (2.16) (ALMEIDA, 2011):

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fd}}{dt} = -R_{eq}i_{fd} + \omega L_f i_{fq} + v_{td} - v_d \\ L_f \frac{di_{fq}}{dt} = -R_{eq}i_{fq} - \omega L_f i_{fd} + v_{tq} - v_q \end{cases}, \quad (2.16)$$

onde i_{fd} , v_{td} e v_d são as projeções no eixo direto dos vetores de corrente de saída, tensão terminal e tensão da rede bifásica, respectivamente. As projeções no eixo em quadratura são i_{fq} , v_{tq} e v_q , respectivamente.

Nota-se que no sistema dq existe um acoplamento cruzado entre as correntes dos eixos direto e em quadratura, dado pelos termos $+\omega L_f i_q$ e $-\omega L_f i_d$. No domínio da frequência essa dinâmica é descrita por (ALMEIDA, 2011):

$$\begin{cases} L_f I_{fd}(s) = +\omega L_f I_{fq}(s) - R_{eq} I_{fd}(s) + V_{td}(s) - V_d(s) \\ L_f I_{fq}(s) = -\omega L_f I_{fd}(s) - R_{eq} I_{fq}(s) + V_{tq}(s) - V_q(s) \end{cases}, \quad (2.17)$$

onde $I_{fd}(s)$, $V_{td}(s)$ e $V_d(s)$ são as transformadas de Laplace de i_{fd} , v_{td} e v_d , respectivamente. De forma similar, $I_{fq}(s)$, $V_{tq}(s)$ e $V_q(s)$ são as transformadas de Laplace de i_{fq} , v_{tq} e v_q , respectivamente.

O diagrama de blocos utilizado para representar o VSC trifásico no sistema de coordenadas dq é mostrado na Figura 13.

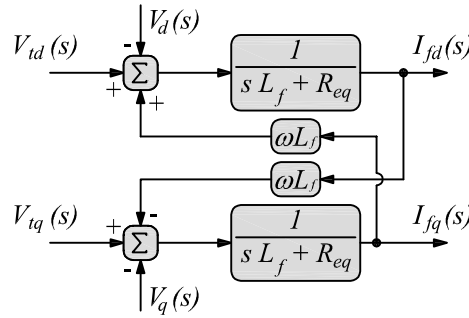


Figura 13: Modelo do VSC trifásico no sistema de coordenadas dq .

2.4 DINÂMICA DA TENSÃO CC

A capacidade do VSC de sintetizar corretamente as correntes i_{fa} , i_{fb} e i_{fn} depende do valor da tensão no barramento CC do conversor. Mais especificamente, o valor médio de V_{cc} deve ser maior que o valor de pico da tensão de linha (fase-fase) da rede elétrica. As perdas por condução e por comutação nos interruptores estáticos e nas resistências parasitas dos demais componentes do circuito tendem a descarregar o capacitor no lado CC do conversor. Por isso, uma parcela de potência ativa deve ser drenada constantemente do sistema elétrico para manter no nível de tensão CC do conversor (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007).

Como mencionado anteriormente, a dinâmica da tensão CC é estudada neste trabalho considerando o FAP bifásico como a sobreposição de dois FAPs monofásicos que compartilham o mesmo barramento CC. A Figura 14 ilustra o circuito esquemático de um VSC monofásico, que se considera operar em dois níveis, conectado entre fase e

neutro do sistema elétrico (SOUZA, 2000).

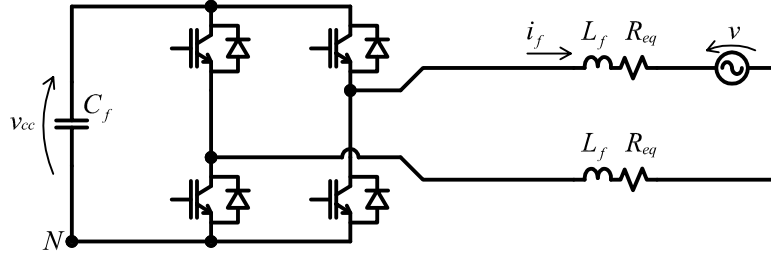


Figura 14: VSC monofásico conectado à rede elétrica.

A relação entre a tensão CC e a corrente no capacitor é dada, no domínio da frequência complexa s , por

$$\frac{V_{cc}(s)}{I_c(s)} = \frac{1}{sC_f}. \quad (2.18)$$

Considerando que a frequência de comutação do conversor é muito maior que a frequência fundamental da rede, Yazdani e Iravani (2010) mostram que a corrente média no capacitor CC, tomada em um período de comutação, se relaciona com a corrente no lado CA do VSC por

$$I_c(s) = mI_f(s) = (2D - 1)I_f(s), \quad (2.19)$$

onde m e D são o índice de modulação e a razão cíclica no referido período de comutação, respectivamente.

Substituindo (2.19) em (2.18) obtém-se a função de transferência da tensão CC em função da corrente no lado CA do conversor (SOUZA, 2000):

$$\frac{V_{cc}(s)}{I_f(s)} = \frac{m}{sC_f} = \frac{(2D - 1)}{sC_f}. \quad (2.20)$$

No FAP bifásico, a resposta da tensão CC pode ser determinada pela sobreposição das respostas à corrente drenada em cada fase, isto é:

$$V_{cc}(s) = \frac{(2D_a - 1)}{sC_f} I_{fa}(s) + \frac{(2D_b - 1)}{sC_f} I_{fb}(s) \quad (2.21)$$

Essa função de transferência apresenta comportamento de primeira ordem. Para projeto do controlador de tensão, pode-se fazer uso do fato de que (2.20) apresenta

maior ganho estático para $m = \pm 1$ (LÍRIO, 2000). Um controlador Proporcional-Integral (PI) pode ser empregado para realizar o controle da tensão CC em malha fechada. Ele deve ser projetado de tal forma que a função de transferência em malha aberta atenuie frequências maiores que a da rede, especialmente a ondulação que ocorre com o dobro da frequência da rede (SOUZA, 2000).

Neste trabalho, essas correntes são calculadas a partir da potência ativa (\bar{p}_{cc}) que deve ser drenada do sistema elétrico. A Figura 15 ilustra em diagrama de blocos o modelo da tensão CC do FAP bifásico para uma potência de entrada.

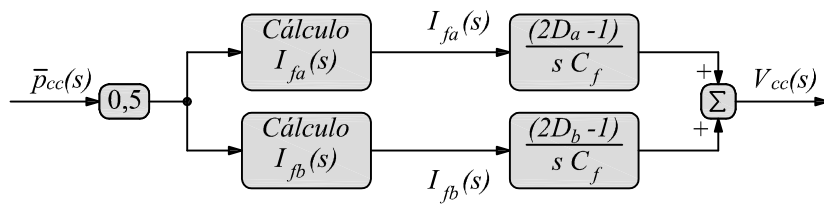


Figura 15: Diagrama de blocos da dinâmica da tensão CC no FAP bifásico.

O cálculo dos valores instantâneos das correntes a serem drenadas pelo FAP bifásico é descrito no próximo capítulo deste trabalho. O método empregado garante que as referências calculadas a partir de \bar{p}_{cc} sejam em fase com a tensão da respectiva fase. Esse cálculo se baseia nos conceitos da teoria de potências instantâneas, tratado em profundidade no capítulo a seguir.

2.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo, considerou-se a sugestão de que o conversor eletrônico usado para acionar o motor de um veículo elétrico pode ser controlado para operar como um filtro ativo de potência. A potência desses conversores foram comparadas com a potência de instalações elétricas bifásicas a três fios típicas para confirmar a possibilidade da operação de um VE como um FAP.

O princípio da compensação bifásica a três fios foi apresentado e discutido. Inicialmente foram empregados dois FAP monofásicos, controlados de maneira independente, para filtrar as correntes não lineares drenadas pelas cargas conectadas numa rede bifásica. Mostrou-se então como esses dois FAP monofásicos poderiam ser integrados, reduzindo o número de componentes do FAP bifásico. A topologia obtida dessa integração permite a implementação da função de FAP bifásico no conversor fonte de tensão trifásico tipicamente embarcado em veículos elétricos.

A representação espacial de grandezas trifásicas instantâneas foi apresentada para os sistemas de coordenadas estacionárias ($\alpha\beta$) e síncronas (dq). A modulação PWM vetorial foi discutida por ser a técnica escolhida para acionamento dos interruptores estáticos do VSC. Esses conceitos foram utilizados para descrever a dinâmica das correntes sintetizadas pelo VSC trifásico. Finalmente, foi discutido o comportamento da tensão CC do FAP bifásico. Esse modelo será utilizado posteriormente na especificação do controlador de tensão do FAP bifásico.

O próximo capítulo deste trabalho descreve em detalhes o algoritmo proposto para geração das correntes de referência utilizadas no controle do VSC trifásico como FAP bifásico a três fios.

3 CÁLCULO DE CORRENTES DE REFERÊNCIA USANDO A TEORIA p - q MONOFÁSICA

3.1 INTRODUÇÃO

Como exposto por Akagi, Watanabe e Arede (2007), a teoria das potências instantâneas, ou simplesmente teoria p - q , foi proposta e apresentada pela primeira vez em uma conferência local no Japão (AKAGI; KANAZAWA & NABAE, 1982). Originalmente desenvolvida para sistemas trifásicos a três fios, os conceitos envolvendo essas potências, incluindo sua aplicação no controle de FAP, foram posteriormente publicados em um congresso (AKAGI; KANAZAWA & NABAE, 1983) e em uma revista internacional (AKAGI; KANAZAWA & NABAE, 1984). Contudo, somente uma década após a primeira publicação internacional, Watanabe, Stephan e Arede (1993) expandiram os conceitos das potências real e imaginária instantâneas para sistemas trifásicos a quatro fios alimentando cargas genéricas (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007).

No cálculo das potências real e imaginária instantâneas, simbolizadas respectivamente pelas letras p e q minúsculas, são usados os valores das tensões e correntes trifásicas instantâneas. Desse modo, como não são impostas restrições quanto a forma de onda das tensões e correntes trifásicas, essas potências são válidas tanto para o regime permanente quanto para o regime transitório, bem como para formas de ondas balanceadas ou desbalanceadas, e com ou sem harmônicos (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007).

Desde que foi desenvolvida e apresentada, a teoria p - q se mostrou uma ferramenta interessante para a análise e o projeto de controladores para FAP paralelo, série e suas combinações (condicionadores de energia), controladores de sistemas de transmissão flexível em corrente alternada (do inglês, *Flexible AC Transmission System*) (FACTS) e conversores conectados à rede para integração de fontes de energia alternativas (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007; BARBOSA et al., 1998).

Todos esses argumentos foram responsáveis por despertar o interesse de alguns pesquisadores pela utilização das definições da teoria p - q no controle de conversores

em aplicações monofásicas. A próxima seção deste trabalho apresenta uma revisão da adaptação da teoria p - q para circuitos monofásicos, chamada de teoria p - q monofásica.

3.2 TEORIA p - q MONOFÁSICA

Os conceitos de detecção de correntes harmônicas e o posterior cálculo da potência reativa em sistemas elétricos monofásicos foram introduzidos por Liu, Yang e Wang (1999), que usaram uma transformação $\alpha\beta$ monofásica para representar as tensões e correntes de uma fase num plano de coordenadas ortogonais.

A transformação $\alpha\beta$ monofásica é realizada aplicando-se um *atraso* de fase de $\pi/2$ rad nos sinais da tensão e da corrente conforme ilustrado na Figura 16.

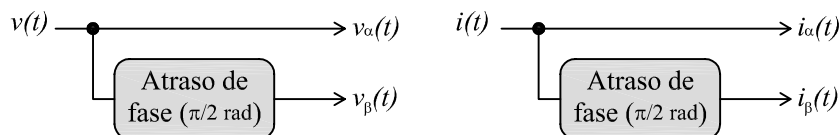


Figura 16: Transformada $\alpha\beta$ monofásica segundo Liu, Yang e Wang (1999).

A utilização do nome de *teoria p - q monofásica* foi proposta por Haque (2002). Na Figura 17 é ilustrada a transformação $\alpha\beta$ monofásica adotada por Haque. Diferentemente da proposta anterior, Haque utilizou um bloco de *avanço* de fase de $\pi/2$ rad para adiantar os sinais de tensão e corrente ao invés de atrasá-los (HAQUE, 2002).

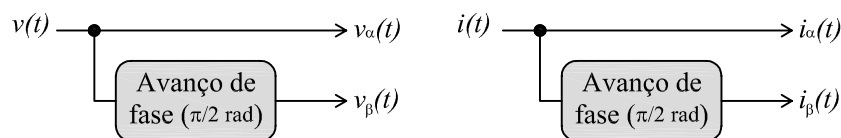


Figura 17: Transformada $\alpha\beta$ monofásica segundo Haque (2002).

Deve-se notar que na transformação $\alpha\beta$ da Figura 17, adotada por Haque (2002), a componente β é avançada de 90° com relação a componente α . Isso causa a inversão do sinal da potência reativa em relação à teoria p - q original (HAQUE, 2002; AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007). Contudo, ambas as abordagens são válidas para gerar sinais de tensão e corrente ortogonais, na frequência fundamental, com objetivo de usar a teoria de potências instantâneas em sistemas elétricos monofásicos.

Para exemplificar os princípios da teoria p - q monofásica, considere o sistema mostrado na Figura 18. Nessa figura, uma carga monofásica genérica é alimentada por uma tensão $v(t)$, fluindo uma corrente $i(t)$ em seus terminais.

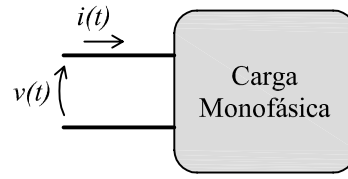


Figura 18: Circuito monofásico.

As tensões e correntes instantâneas, bem como os sinais defasados mostrados nas Figuras 16 e 17, podem ser vistos como componentes real e imaginária de vetores espaciais de tensão e corrente, cujas expressões são escritas como:

$$\begin{cases} \mathbf{v} = v(t) + jv'(t) \\ \mathbf{i} = i(t) + ji'(t) \end{cases}, \quad (3.1)$$

onde $v'(t)$ e $i'(t)$ representam as componentes dos sinais de tensão e corrente adiantadas ou atrasadas de $\pi/2$ rad em relação aos sinais reais $v(t)$ e $i(t)$, respectivamente.

A potência complexa instantânea monofásica pode ser então calculada através do produto entre o vetor de tensão e o conjugado do vetor de corrente:

$$\mathbf{s}_{1\phi} = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i}^*. \quad (3.2)$$

Substituindo em (3.2) as equações (3.1), obtém-se a expressão

$$\mathbf{s}_{1\phi} = v(t)i(t) + v'(t)i'(t) + j[v'(t)i(t) - v(t)i'(t)]. \quad (3.3)$$

Em (3.3), observa-se que a parte real de $\mathbf{s}_{1\phi}$ é composta pelo somatório do produto das tensões pelas correntes do mesmo eixo do plano complexo. Já a parte imaginária contém o somatório de produtos cruzados de tensão por corrente de eixos diferentes (HAQUE, 2002). O cálculo das potências instantâneas monofásicas real ($p_{1\phi}(t)$) e imaginária ($q_{1\phi}(t)$) pode ser expresso por:

$$\begin{bmatrix} p_{1\phi}(t) \\ q_{1\phi}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v(t) & v'(t) \\ v'(t) & -v(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(t) \\ i'(t) \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

Como o eixo real é associado à coordenada α e o eixo imaginário à coordenada β , pode-se escrever a definição das potências instantâneas monofásicas na forma apresentada pela teoria p - q original (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007; HAQUE, 2002):

$$\begin{bmatrix} p_{1\phi}(t) \\ q_{1\phi}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v_{\alpha}(t) & v_{\beta}(t) \\ v_{\beta}(t) & -v_{\alpha}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}(t) \\ i_{\beta}(t) \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

O fator (1/2) foi incluído em (3.4) e (3.5) já que as potências $p_{1\phi}(t)$ e $q_{1\phi}(t)$ possuem parcelas resultantes dos produtos $v'(t)$ ou $i'(t)$ que representam parcelas “fictícias” de potência fluindo pelo sistema. Dessa forma, se obtém invariância entre as potências monofásicas convencionais e as calculadas em $\alpha\beta$.

3.3 INTERPRETAÇÃO DAS POTÊNCIAS INSTANTÂNEAS MONOFÁSICAS

Nesta seção, serão apresentadas e discutidas algumas situações hipotéticas, comuns aos sistemas elétricos monofásicos, com o objetivo de facilitar o entendimento físico das potências instantâneas monofásicas. Por convenção serão adotadas as definições apresentadas por Haque (2002).

3.3.1 SISTEMA MONOFÁSICO COM TENSÃO E CORRENTE SENOIDAIS

Nesse caso, a tensão e a corrente indicadas na Figura 18 são escritas por:

$$\begin{cases} v(t) = \sqrt{2}V \text{sen}(\omega t) \\ i(t) = \sqrt{2}I \text{sen}(\omega t - \phi) \end{cases}, \quad (3.6)$$

onde V , I , ω e ϕ são os valores eficazes de tensão e corrente, a frequência angular e o ângulo de defasagem entre corrente e tensão, respectivamente.

A transformação $\alpha\beta$ monofásica é aplicada conforme a equação:

$$\begin{cases} v'(t) = \sqrt{2}V \text{sen}(\omega t + \pi/2) \\ i'(t) = \sqrt{2}I \text{sen}(\omega t - \phi + \pi/2) \end{cases}. \quad (3.7)$$

Substituindo (3.6) e (3.7) em (3.4), tem-se as seguintes expressões para as potências instantâneas nos terminais da carga:

$$\begin{cases} p_{1\phi}(t) = VI \cos(\phi) \\ q_{1\phi}(t) = -VI \text{sen}(\phi) \end{cases}. \quad (3.8)$$

Comparando (3.8) com as definições convencionais de potência para um circuito monofásico, nota-se que $p_{1\phi}(t)$ é igual ao valor da potência ativa P , enquanto $q_{1\phi}(t)$ tem o valor da potência reativa Q com sinal trocado (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007).

Ainda da observação de (3.8), pode-se concluir que se a carga é indutiva ($\phi > 0$), então $q_{1\phi} < 0$. Já se a carga é capacitiva ($\phi < 0$), tem-se $q_{1\phi} > 0$. Essa é a convenção de sinais adotada neste trabalho.

Com a teoria p - q essas grandezas são mensuradas com base apenas em valores instantâneos de tensão e corrente. As potências monofásicas são vistas como valores constantes para condições senoidais de tensão e corrente, sem a necessidade de calcular valores eficazes ou médios.

3.3.2 SISTEMA MONOFÁSICO COM TENSÃO SENOIDAL E CORRENTE DISTORCIDA

Essa situação ocorre quando uma carga não linear é alimentada por uma fonte de tensão senoidal. A tensão e corrente no circuito monofásico são dadas por:

$$\begin{cases} v(t) = \sqrt{2}V \operatorname{sen}(\omega t) \\ i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_n \operatorname{sen}(\omega_n t - \phi_n) \end{cases}, \quad (3.9)$$

onde I_n , $\omega_n = (n\omega)$ e ϕ_n são o valor eficaz, a frequência angular e o ângulo de fase da n -ésima componente de corrente harmônica, respectivamente, sendo $n = 1, 2, 3, \dots$

Após passar pelo bloco defasador da Figura 17, as componentes em quadratura da tensão e da corrente podem ser escritas, considerando uma defasagem de 90° em todas as frequências, como se segue:

$$\begin{cases} v'(t) = \sqrt{2}V \operatorname{sen}(\omega t + \pi/2) \\ i'(t) = \sqrt{2}I_1 \operatorname{sen}(\omega t - \phi_1 + \pi/2) + \\ \quad + \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2}I_n \operatorname{sen}(\omega_n t - \phi_n + \pi/2) \end{cases}. \quad (3.10)$$

Finalmente, as expressões das potências monofásicas nos terminais da carga são dadas por:

$$\begin{cases} p_{1\phi}(t) = VI_1 \cos(\phi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} VI_n \cos[(1-n)\omega t + \phi_n] \\ q_{1\phi}(t) = -VI_1 \sin(\phi_1) - \sum_{n=2}^{\infty} VI_n \sin[(1-n)\omega t + \phi_n] \end{cases} \quad (3.11)$$

Nota-se que as potências instantâneas $p_{1\phi}(t)$ e $q_{1\phi}(t)$ possuem uma parcela constante e outra oscilatória. As parcelas constantes são resultantes do produto de tensão e corrente fundamentais, enquanto as parcelas oscilantes resultam do produto entre tensão fundamental e componentes harmônicas de corrente consumida pela carga.

3.3.3 SISTEMA MONOFÁSICO COM TENSÃO E CORRENTE DISTORCIDAS

O caso mais geral é aquele no qual as formas de onda da tensão e da corrente apresentam distorções devido à presença de harmônicos. Escrevendo as expressões da tensão e da corrente através de suas séries de Fourier correspondentes tem-se:

$$\begin{cases} v(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \sqrt{2}V_m \sin(\omega_m t - \theta_m) \\ i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_n \sin(\omega_n t - \phi_n) \end{cases} \quad (3.12)$$

Utilizando a transformação $\alpha\beta$ monofásica proposta por Haque e calculando as potências instantâneas monofásicas segundo a equação (3.5) resulta:

$$\begin{cases} p_{1\phi}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos(\phi_n - \theta_n) + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} V_m I_n \cos[(m-n)\omega t + \phi_n - \theta_m] \right] \\ q_{1\phi}(t) = -\sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \sin(\phi_n - \theta_n) - \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} V_m I_n \sin[(m-n)\omega t + \phi_n - \theta_m] \right] \end{cases} \quad (3.13)$$

Os produtos das componentes de tensão e corrente de mesma frequência compõem parcelas constantes de potências real e reativa nessa frequência. Por outro lado, o produto das componentes de tensão e corrente de frequências diferentes compõem as parcelas oscilatórias das potências instantâneas. Decompondo as potências instantâneas monofásicas em suas parcelas médias ($\bar{p}_{1\phi}(t)$ e $\bar{q}_{1\phi}(t)$) e oscilantes ($\tilde{p}_{1\phi}(t)$ e $\tilde{q}_{1\phi}(t)$),

pode-se escrever:

$$\begin{cases} p_{1\phi}(t) = \bar{p}_{1\phi}(t) + \tilde{p}_{1\phi}(t) \\ q_{1\phi}(t) = \bar{q}_{1\phi}(t) + \tilde{q}_{1\phi}(t) \end{cases} . \quad (3.14)$$

3.4 A IMPLEMENTAÇÃO DA TRANSFORMAÇÃO $\alpha\beta$ MONOFÁSICA

As transformações $\alpha\beta$ monofásicas usadas na seção anterior são ideais, ou seja, a cada componente harmônica foi imposta a defasagem de $\pi/2$ rad. Para implementação prática, diferentes técnicas ou estratégias podem ser usadas para realizar essa defasagem das formas de onda. São listadas abaixo as principais técnicas citadas na literatura (SILVA et al., 2009; HAQUE & ISE, 2002):

- i.* filtro de quadratura;
- ii.* função de atraso temporal;
- iii.* método convencional do valor eficaz;
- iv.* método em coordenadas síncronas ($d-q$);
- v.* método do valor eficaz em coordenadas estacionárias ($\alpha\beta$); e
- vi.* Filtro passa-faixa (do inglês, *Band-Pass Filter*) (BPF) baseado no integrador generalizado de segunda ordem (do inglês, *Second-order generalized integrator*) (SOGI), denominado SOGI-BPF;

Nas próximas seções serão apresentadas e discutidas as características dos métodos que foram utilizados ao longo do desenvolvimento deste trabalho.

3.4.1 FILTRO DE QUADRATURA

Na implementação da teoria $p-q$ monofásica proposta por Haque são usadas funções de avanço de fase conforme mostradas na Figura 17. A característica desejada para esse bloco pode ser obtida usando um filtro de quadratura cuja função de transferência $H(s)$ é descrita por (HAQUE & ISE, 2002; KHADKIKAR; CHANDRA & SINGH, 2009):

$$H(s) = - \left(\frac{1 - \tau_1 s}{1 + \tau_1 s} \right), \quad (3.15)$$

onde τ_1 é o inverso da frequência angular fundamental do sistema ($\omega_1 = 2\pi f_1$).

Na Figura 19 são mostradas as curvas de módulo e fase da resposta em frequência de $H(s)$. Observando a curva de $|H(s)|$, nota-se que o sinal de saída apresenta um ganho unitário para todas as frequências. Por outro lado, a curva de $\angle H(s)$ é adiantada de 90° para sinais cuja a frequência de entrada é $f_1 = 60 \text{ Hz}$ (frequência fundamental). Porém, a fase das componentes harmônicas praticamente não sofrem alteração. Quanto maior a ordem do harmônico, menor o ângulo acrescentado por $H(s)$. Esta característica causa deformação na forma de onda de saída do bloco de avanço de fase, produzindo erros nos cálculos das potências instantâneas (KHADKIKAR; CHANDRA & SINGH, 2009).

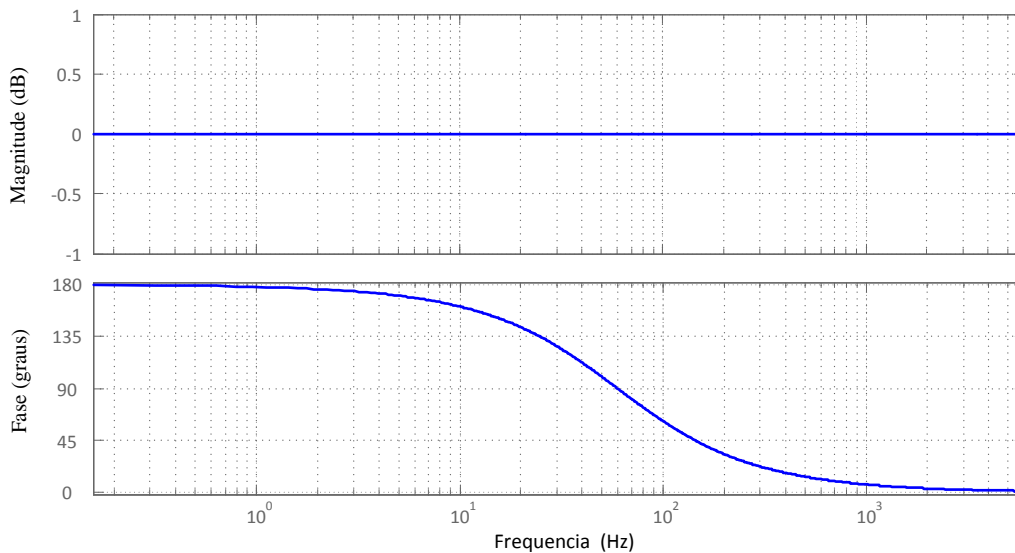


Figura 19: Resposta em frequência do filtro de quadratura $H(s)$.

Um segundo problema associado ao uso do filtro $H(s)$ é que variações na frequência do sistema prejudicam a defasagem angular entre as componentes dos eixos α e β . Uma alternativa para contornar esse problema seria fazer com que $H(s)$ seja adaptativa em frequência. Isto significaria medir a frequência do sistema e recalcular a constante de tempo τ_1 , atualizando a resposta em frequência de $H(s)$ periodicamente.

Na Tabela 6 é apresentado um estudo teórico que permite avaliar a sensibilidade do filtro $H(s)$ devido ao erro introduzido na fase de um sinal de tensão ou corrente em consequência da variação da frequência do sistema. Os limites usados para as variações da frequência adotados nessa tabela foram retirados dos limites de frequência recomendados pela ANEEL para o sistema elétrico brasileiro de distribuição (ANEEL,

2008).

A condição chamada de Regulação Geração-Carga é aquela na qual as unidades de geração devem garantir o retorno a essa faixa de frequência em até 30 s após o distúrbio. Já os limites de frequência em Transitório Extremo são aqueles que não devem ser ultrapassados jamais, devendo o operador realizar cortes de carga ou geração para que os limites sejam respeitados (ANEEL, 2008).

Tabela 6: Erro no deslocamento de fase pelo filtro de quadratura na variação da frequência da rede elétrica.

| Condição | Limite | Valor (Hz) | Erro (%) |
|-------------------------|---------|------------|----------|
| Regime Permanente | Nominal | 60,0 | 0,00 |
| | Mínimo | 59,9 | 0,16 |
| | Máximo | 60,1 | -0,16 |
| Regulação Geração-Carga | Mínimo | 59,5 | 0,53 |
| | Máximo | 60,5 | -0,53 |
| Transitórios Extremos | Mínima | 56,5 | 3,82 |
| | Máxima | 66,0 | -6,06 |

A análise dos resultados apresentados na Tabela 6 permite concluir que o erro introduzido pelo filtro de avanço de fase é relativamente pequeno, mesmo durante as condições extremas de variação de frequência. Essa característica permite afirmar que a transformação $\alpha\beta$ utilizando o filtro de quadratura é pouco sensível à variação de frequência do SEP. Por isso, entende-se que o ganho com a introdução de malha adaptativa em frequência seria desprezível apesar do maior esforço.

3.4.2 FUNÇÃO DE ATRASO TEMPORAL

Outra forma de implementar a transformação $\alpha\beta$ monofásica é através de uma função de atraso temporal. Em um microprocessador, essa função pode ser implementada com “*buffers*”. Os valores amostrados de tensão e corrente são armazenados em um vetor e extraídos após um quarto do período nominal da rede ($T_1/4$). Essa operação cria uma defasagem de 90° , na frequência fundamental, entre os sinais de entrada e saída.

Os vetores utilizados são dimensionados para armazenar os valores amostrados durante um quarto do período da rede, dada uma determinada frequência de amostragem.

O número de posições necessárias no vetor pode ser calculado por:

$$N = \frac{f_a}{4f_1} = \frac{T_1}{4T_a}, \quad (3.16)$$

onde N , f_a e T_a representam o número de posições do vetor (“*buffer*”), a frequência e o período de amostragem, respectivamente.

Caso a frequência de amostragem não seja múltipla da frequência fundamental do sistema, o tamanho do vetor (N) é aproximado para o valor inteiro mais próximo. O resultado da transformação $\alpha\beta$ é válido somente após o primeiro quarto de ciclo. Isso porque esse é o tempo necessário para preencher todo o vetor com os valores amostrados e, então, iniciar a extração dos valores.

Utilizando um vetor de tamanho fixo, uma perturbação na frequência do sistema elétrico resulta numa defasagem da forma de onda diferente dos $\pi/2$ *rad* desejados. Considerando uma frequência de amostragem constante, o deslocamento imposto pela função de atraso temporal à componente fundamental do sinal é dado, em radianos, por:

$$\delta = \left(\frac{f}{f_1} \right) \frac{\pi}{2} = \left(\frac{T_1}{T} \right) \frac{\pi}{2}, \quad (3.17)$$

onde $f = 1/T$ representa a frequência real do sinal amostrado e $f_1 = 1/T_1$ é a frequência utilizada para dimensionar o tamanho do vetor (“*buffer*”).

Na utilização da função de atraso temporal, o deslocamento de fase a que cada harmônico é submetido também depende da ordem do mesmo. Desse modo, garante-se o deslocamento do sinal no eixo no tempo, sem prejuízo da forma de onda.

Para validar a afirmação anterior, considera-se um sinal de tensão composto de componente fundamental e harmônicos, conforme mostrado a seguir:

$$v(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \sqrt{2}V_m \text{sen}(m\omega t - \theta_m). \quad (3.18)$$

Aplicar um deslocamento de um quarto de período, na frequência fundamental, equivale a escrever $t = (t - T/4)$. Realizando essa substituição em (3.18) e rearranjando os argumentos das funções seno, obtém-se:

$$v'(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \sqrt{2}V_m \text{sen} \left(m\omega t - \theta_m - m\frac{\pi}{2} \right), \quad (3.19)$$

onde $v'(t)$ é utilizado para representar o sinal deslocado no tempo.

Nota-se que a função de atraso temporal desloca a componente fundamental de um ângulo $-\pi/2 \text{ rad}$. Os harmônicos pares são deslocados de 0 ou $\pi \text{ rad}$, dependendo da ordem. Já os harmônicos ímpares são deslocados de $\pm\pi/2 \text{ rad}$, de acordo com sua ordem.

Do mesmo modo que no caso anterior, na Tabela 7 é mostrado o erro cometido na componente com frequência fundamental quando a função de atraso temporal é usada para realizar a transformação $\alpha\beta$. O erro entre ângulo de defasagem obtido nos limites de frequência da operação do sistema elétrico brasileiro e o valor desejado de 90° pode ser usado como uma indicação da sensibilidade desse método.

Os erros resultantes são maiores que aqueles obtidos para $H(s)$. Ainda assim o erro percentual é pequeno na faixa de frequências da operação normal do SEP. Por isso o erro na defasagem do sinal é considerado aceitável para implementação.

Tabela 7: Erro no deslocamento de fase pela função de atraso temporal na variação da frequência da rede elétrica.

| Condição | Limite | Valor (Hz) | Erro (%) |
|-------------------------|---------|------------|----------|
| Regime Permanente | Nominal | 60,0 | 0,00 |
| | Mínimo | 59,9 | 0,17 |
| | Máximo | 60,1 | -0,17 |
| Regulação Geração-Carga | Mínimo | 59,5 | 0,83 |
| | Máximo | 60,5 | -0,83 |
| Transitórios Extremos | Mínima | 56,5 | 5,83 |
| | Máxima | 66,0 | -10,0 |

Um novo esquema para a transformação $\alpha\beta$ deve ser empregado de forma a manter a convenção de sinais de potência imaginária adotada por Haque (2002) e seguida neste trabalho, isto é, a componente β deve estar avançada com relação à componente α de $\pi/2 \text{ rad}$. O esquema alternativo para a transformação $\alpha\beta$ é ilustrado na Figura 20.

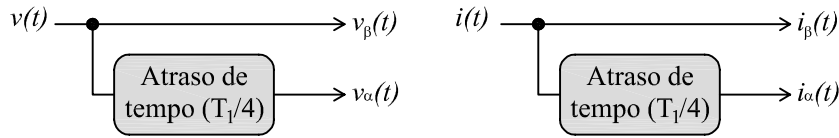


Figura 20: Transformada $\alpha\beta$ monofásica empregando atraso no tempo.

3.5 MÉTODOS BASEADOS NA EXTRAÇÃO DA COMPONENTE FUNDAMENTAL DE TENSÃO

Como foi mostrado na Seção 3.3, a presença simultânea de harmônicas de tensão e corrente resulta no fluxo de potência real e circulação de potência imaginária nessas frequências, o que pode ser indesejável. Para que seja possível isolar as parcelas de potência relativas à frequência nominal do sistema, é necessário extrair a componente fundamental de tensão (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007; KHADKIKAR; CHANDRA & SINGH, 2009).

3.5.1 SOGI-BPF

O SOGI-BPF é um sistema de malha fechada utilizado para detectar (“extrair”) a componente fundamental de um sinal. Quando seus parâmetros são ajustados corretamente, o SOGI-BPF fornece na saída dois sinais filtrados, um em fase e o outro em quadratura, atrasado de $\pi/2 \text{ rad}$, da componente fundamental do sinal de entrada (RODRIGUEZ et al., 2006).

A estrutura deste filtro é mostrada na Figura 21. A simbologia adotada para as saídas segue a convenção da componente β adiantada com relação a α de 90° ($\pi/2 \text{ rad}$) e compatível com o esquema da Figura 20.

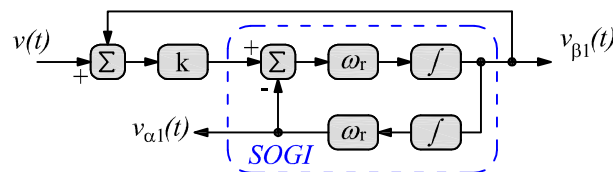


Figura 21: Diagrama de blocos do filtro passa-faixa baseado no SOGI.

As funções de transferência dos sinais de saída em relação à entrada para o SOGI-BPF são dadas por (RODRIGUEZ et al., 2006; ALMEIDA, 2011):

$$\begin{cases} V(s) = \frac{V_{\beta 1}(s)}{V(s)} = \frac{k\omega_r s}{s^2 + k\omega_r s + \omega_r^2} \\ Q(s) = \frac{V_{\alpha 1}(s)}{V(s)} = \frac{k\omega_r^2}{s^2 + k\omega_r s + \omega_r^2} \end{cases} \quad (3.20)$$

A frequência de ressonância do SOGI-BPF (ω_r) deve ser ajustada para ser igual à frequência angular da componente fundamental da entrada, isto é, para um sistema com frequência nominal de 60 Hz , $\omega_r = 377 \text{ rad/s}$. (RODRIGUEZ et al., 2006; ALMEIDA, 2011; FOGLI, 2014). O fator k está diretamente relacionado com o coeficiente de amortecimento desejado para o filtro. Para obter uma resposta criticamente amortecida, é comum que se ajuste o parâmetro como $k = \sqrt{2}$ em aplicações que lidam com sistemas trifásicos (RODRIGUEZ et al., 2006; ALMEIDA, 2011; FOGLI, 2014).

No entanto, com essa escolha a seletividade do SOGI-BPF pode não ser suficiente para a aplicação tratada neste trabalho. Um menor valor de k proporciona maior atenuação das componentes harmônicas. Isso pode ser visto nas Figuras 22 e 23, que apresentam a resposta em frequência das funções de transferência do SOGI-BPF em (3.20) para diferentes valores de k . Note que, quanto mais o valor de k se aproxima de zero, maior a seletividade do filtro.

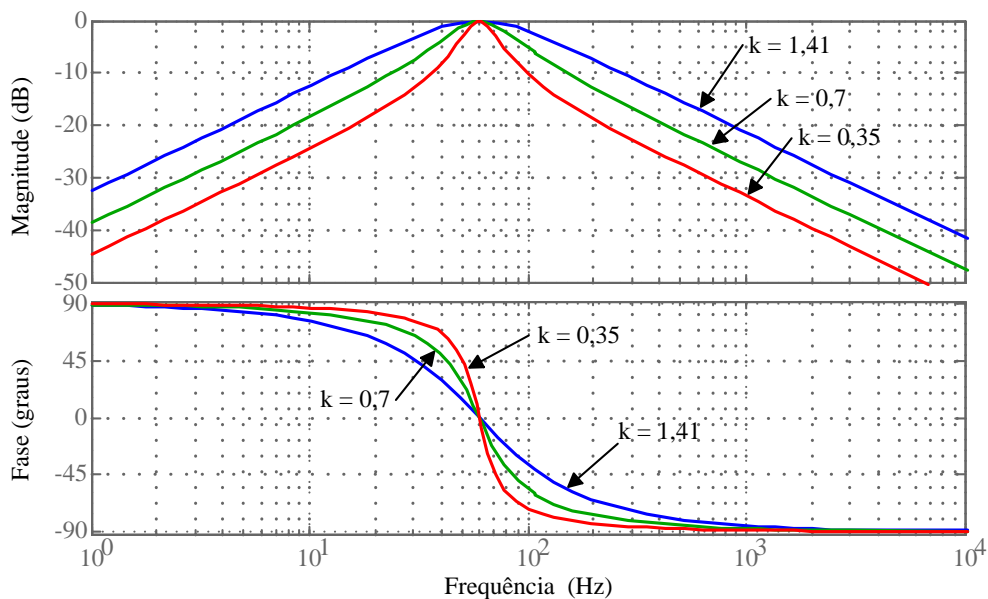


Figura 22: Resposta em frequência de $V(s)$.

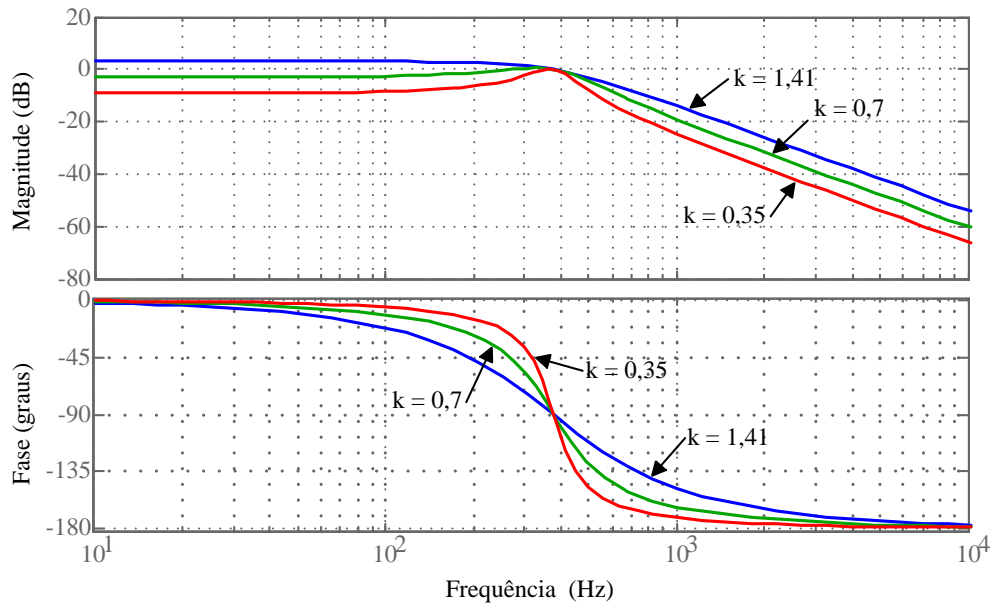


Figura 23: Resposta em frequência de $Q(s)$.

As curvas nas Figuras 22 e 23 mostram que, caso o sinal de entrada tenha frequência diferente daquela usada no projeto do SOGI-BPF (w_r), a componente fundamental das saídas pode ser atenuada ou amplificada com relação à entrada. Além disso, a saída $v_{\beta 1}(t)$ não estará em fase com a entrada e $v_{\alpha 1}(t)$ não será atrasada de 90° da entrada. Esses erros, se elevados, podem prejudicar os cálculos das potências instantâneas. Por isso, assim como foi feito para o filtro de quadratura e função de atraso temporal, a sensibilidade do SOGI-BPF às perturbações na frequência da rede foi mensurada. Os erros do SOGI em amplitude e fase para diferentes valores de frequência, relacionadas com a operação do sistema de distribuição, são apresentados na Tabela 8.

Tabela 8: Erros no deslocamento de fase e amplitude no SOGI-BPF na variação da frequência da rede elétrica.

| Condição | Limite | Valor (Hz) | Erro de Fase (%) | Erro de Amplitude (%) |
|-------------------------|---------|------------|------------------|-----------------------|
| Regime Permanente | Nominal | 60,0 | 0 | 0 |
| | Mínimo | 59,9 | -0,15 | -0,17 |
| | Máximo | 60,1 | 0,15 | 0,17 |
| Regulação Geração-Carga | Mínimo | 59,5 | -0,76 | -0,83 |
| | Máximo | 60,5 | 0,75 | 0,83 |
| Transitórios Extremos | Mínima | 56,5 | -5,42 | -5,81 |
| | Máxima | 66,0 | 8,56 | 9,91 |

Percebe-se que os erros percentuais obtidos são pequenos na operação normal do sistema de distribuição, o que garante boa funcionalidade do SOGI-BPF num sistema conectado à rede elétrica. Ainda assim, caso necessário, o valor de ω_r pode ser ajustado periodicamente de forma a tornar o SOGI-BPF adaptativo em frequência. Para isso, a frequência da rede deve ser medida por um circuito PLL como o descrito a seguir (RODRIGUEZ et al., 2006; ALMEIDA, 2011).

3.5.2 q -PLL

Um circuito de sincronismo PLL pode ser usado para rastrear o ângulo de fase, frequência e amplitude de uma forma de onda de tensão ou corrente (SILVA et al., 2009; RODRIGUEZ et al., 2006; ALMEIDA, 2011; CIOBOTARU; TEODORESCU & BLAABJERG, 2006).

Na Figura 24 é mostrado o diagrama de blocos de um algoritmo do tipo q -PLL cujos sinais de entrada são os valores de um sinal de tensão nas coordenadas α e β . Da sua estrutura é possível extrair diretamente a frequência fundamental e a posição angular da grandeza de entrada.

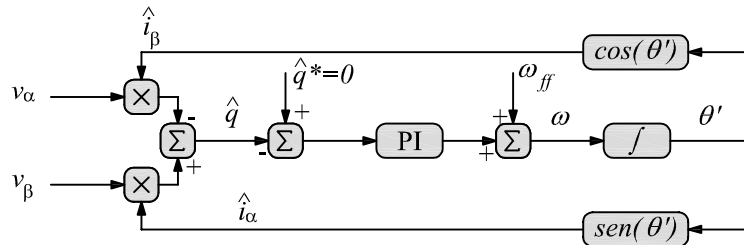


Figura 24: Circuito PLL monofásico.

O nome q -PLL é adotado porque o circuito funciona buscando zerar uma componente fictícia de potência imaginária instantânea

$$\hat{q} = v_{\beta}\hat{i}_{\alpha} - v_{\alpha}\hat{i}_{\beta}, \quad (3.21)$$

onde \hat{i}_{α} e \hat{i}_{β} são correntes fictícias de amplitude unitária.

A potência \hat{q} é comparada com o valor de referência \hat{q}^* , gerando um erro. Esse erro é a entrada de um controlador PI cuja saída é a frequência angular medida. Um valor constante ω_{ff} pode ser somado à saída do controlador para reduzir a resposta transitória do q -PLL. A integração da frequência angular gera a posição angular θ' . São recalculados \hat{i}_{α} e \hat{i}_{β} , que realimentam a malha do PLL.

Visando à seleção dos ganhos do controlador PI deve-se obter o modelo do q -PLL. Dado que a componente fundamental das tensões $\alpha\beta$ de entrada do q -PLL tem a forma:

$$\begin{cases} v_\alpha = V \text{sen}(\theta) \\ v_\beta = V \text{cos}(\theta) \end{cases}, \quad (3.22)$$

onde θ é a posição angular da tensão. Esse é o valor de referência que deve ser seguido pelo q -PLL.

As correntes fictícias utilizadas no circuito são expressas por:

$$\begin{cases} \hat{i}_\alpha = \text{sen}(\theta') \\ \hat{i}_\beta = \text{cos}(\theta') \end{cases}, \quad (3.23)$$

onde θ' é a posição angular computada pelo q -PLL.

Substituindo (3.22) e (3.23) em (3.21) obtém-se

$$\hat{q} = V \text{sen}(\theta' - \theta). \quad (3.24)$$

Pode-se então fazer uma linearização para pequenos sinais em torno do ponto de operação do q -PLL:

$$\text{sen}(\theta' - \theta) \approx \theta' - \theta. \quad (3.25)$$

Daí pode-se representar o q -PLL por um diagrama de blocos de uma malha de controle equivalente, mostrada na Figura 25. Esse modelo é o mesmo obtido para outros modelos de PLL encontrados na literatura (ALMEIDA, 2011; FOGLI, 2014; SILVA; NOVOCHADLO & MODESTO, 2008)

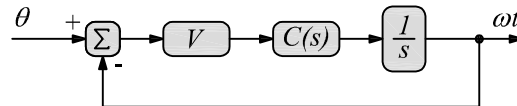


Figura 25: Diagrama de controle equivalente do q -PLL.

O controlador PI é expresso no domínio da frequência complexa pela equação

$$C(s) = \frac{k_p s + k_i}{s}, \quad (3.26)$$

onde k_p e k_i são os ganhos das parcelas proporcional e integral do controlador, respectivamente.

Pode-se então escrever a função de transferência de malha fechada do diagrama da Figura 25 (FOGLI, 2014):

$$M(s) = \frac{\theta'(s)}{\theta(s)} = \frac{k_p V s + k_i V}{s^2 + k_p V s + k_i V}. \quad (3.27)$$

Comparando (3.27) com a forma canônica de um sistema de segundo grau, são obtidas as expressões da frequência de corte e coeficiente de amortecimento do q -PLL dados em (FOGLI, 2014):

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{k_i V} \\ \xi = \frac{k_p V}{2\omega_n} \end{cases}. \quad (3.28)$$

Os valores tipicamente adotados para esses parâmetros são: $\xi = 0,707$, que dá uma resposta subamortecida de pequeno sobressinal; e $\omega_n = 377 \text{ rad/s}$, para que as oscilações em \hat{q} causadas pelas tensões harmônicas sejam devidamente atenuadas. A escolha de $\omega_{ff} = 377 \text{ rad/s}$ aproxima a saída do controlador do ponto de operação nominal, reduzindo o tempo de sincronização do q -PLL. Os ganhos do controlador PI resultantes desta escolha são (FOGLI, 2014):

$$\begin{cases} k_i = 789,6 \frac{\text{rad}}{V s^2} \\ k_p = 2,96 (V s)^{-1} \end{cases}. \quad (3.29)$$

Dadas estas ferramentas, diferentes esquemas podem ser empregados para extração de componente fundamental de tensão monofásica. São eles o

- i.* SOGI-BPF,
- ii.* SOGI-BPF com q -PLL,
- iii.* filtro de quadratura com q -PLL e
- iv.* atraso temporal com q -PLL.

3.6 CONTROLE DE UM FAP PARALELO BIFÁSICO

A estratégia de compensação adotada neste trabalho é chamada de *controle para correntes senoidais na fonte*. O FAP paralelo é operado de forma que as correntes drenadas do sistema elétrico sejam senoidais e de mesma amplitude nas duas fases envolvidas. Também será feita a compensação de toda a potência reativa demandada pela carga bifásica (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007).

Com essa estratégia de compensação não haverá circulação de potência reativa e correntes harmônicas nos terminais da carga ou consumidor bifásico. Ao mesmo tempo, pode-se atuar no algoritmo de controle de maneira a equilibrar as correntes nas duas fases compensadas do sistema de distribuição (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007).

3.6.1 CÁLCULO DAS POTÊNCIAS INSTANTÂNEAS DA CARGA

Devem ser medidos os valores instantâneos das tensões de fase bifásicas no PAC (v_a e v_b) e das correntes nos terminais da carga (i_{aL} e i_{bL}). Os sentidos adotados são aqueles mostrados na Figura 4. Essa figura é repetida aqui para facilitar a identificação das grandezas.

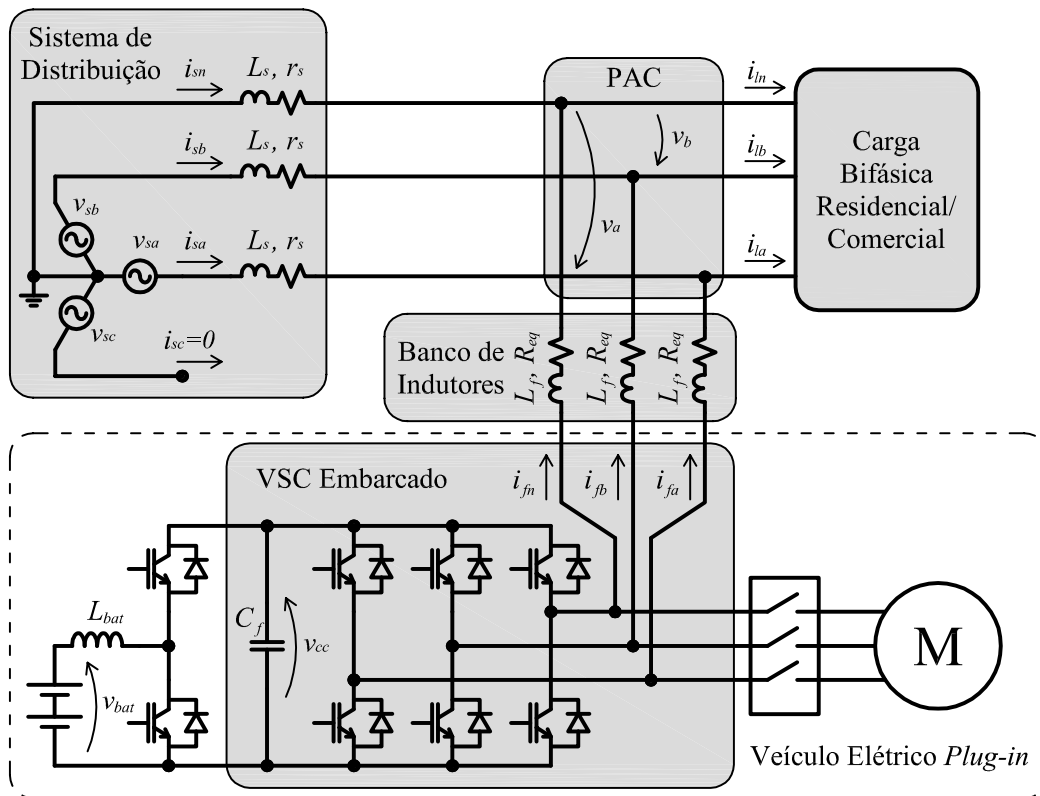


Figura 4: Diagrama esquemático da conexão bifásica de um veículo *plug-in* à rede elétrica.

Após a medição das tensões e correntes bifásicas instantâneas, aplica-se a essas grandezas a transformação $\alpha\beta$. Neste trabalho, isso é feito utilizando a função de atraso temporal, implementada por um “buffer”, para cada uma das correntes. Para cada sinal de tensão, o SOGI-BPF é empregado para realizar a transformação $\alpha\beta$ simultaneamente à extração da componente fundamental.

A simbologia adotada para as grandezas obtidas está resumida na Tabela 9.

Tabela 9: Grandezas do sistema bifásico nas coordenadas estacionárias.

| | Tensões Fundamentais | Correntes |
|----------|-------------------------------|------------------------------------|
| Fase a | $v_{a\alpha 1}, v_{a\beta 1}$ | $i_{a\alpha L}$ e $i_{a\beta L}$; |
| Fase b | $v_{b\alpha 1}, v_{b\beta 1}$ | $i_{b\alpha L}$ e $i_{b\beta L}$. |

Utilizando (3.5) para calcular as potências ativa e reativa instantâneas monofásicas que circulam nas fases a e b e o neutro, respectivamente, pode-se então escrever as seguintes expressões:

$$\begin{bmatrix} p_a \\ q_a \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v_{a\alpha 1} & v_{a\beta 1} \\ v_{a\beta 1} & -v_{a\alpha 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a\alpha L} \\ i_{a\beta L} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

e

$$\begin{bmatrix} p_b \\ q_b \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v_{b\alpha 1} & v_{b\beta 1} \\ v_{b\beta 1} & -v_{b\alpha 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{b\alpha L} \\ i_{b\beta L} \end{bmatrix}. \quad (3.31)$$

Os subíndices (a) e (b) nas variáveis anteriores indicam em quais fases as tensões e correntes foram medidas. Já os subíndices (α) e (β) são usados para representar as componentes direta e ortogonal das tensões e correntes. Finalmente, os subíndices (1) e (L) são usados para identificar as componentes fundamentais das tensões e a corrente nos terminais da carga respectivamente.

Como discutido anteriormente, estas potências instantâneas podem ser separadas em suas componentes média e oscilante. Essa tarefa é realizada com o auxílio de filtros do tipo filtro passa-baixa (do inglês, *Low-pass filter*) (LPF) que, devido a estratégia de compensação utilizada para o FAP bifásico, serão usados apenas nos sinais das potências reais instantâneas p_a e p_b , uma vez que q_a e q_b serão totalmente compensadas (LIU; YANG & WANG, 1999; HAQUE, 2002; AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007; KHADKIKAR; CHANDRA & SINGH, 2009).

3.6.2 SELEÇÃO DAS POTÊNCIAS DE COMPENSAÇÃO

O FAP bifásico deve fornecer a corrente relativa à potência reativa demandada pela carga, isto é, a parcela de corrente avançada ou adiantada da tensão de fase. Essas correntes estão diretamente relacionadas com \bar{q}_a e \bar{q}_b .

Além disso, as correntes harmônicas da carga devem também ser compensadas pelo FAP paralelo e são determinadas a partir do conhecimento das parcelas de potências oscilantes \tilde{p}_a , \tilde{p}_b , \tilde{q}_a e \tilde{q}_b .

Assim, com a compensação das potências ativa oscilante e de toda a potência reativa da carga bifásica, a fonte fornecerá apenas as parcelas das correntes associadas às potências ativas médias \bar{p}_a e \bar{p}_b , ou seja, as correntes pela fonte serão senoidais e em fase com as componentes fundamentais tensões v_{a1} e v_{b1} da rede.

Contudo, se o objetivo for também igualar a amplitude das correntes das fases “a” e “b” da rede CA, pode-se somar as componentes médias das potências ativas instantâneas de cada fase determinando a potência bifásica consumida pela carga conforme mostrado a seguir:

$$\bar{p}_{ab} = \bar{p}_a + \bar{p}_b. \quad (3.32)$$

A potência bifásica dada em (3.32) pode então ser usada para gerar novas correntes de referência para o FAP bifásico, ou seja, para igualar a amplitude das correntes nas duas fases da rede CA deve-se controlar FAP paralelo para drenar uma maior corrente ativa na fase menos carregada e injetar uma maior corrente ativa na fase mais carregada do circuito bifásico.

Pelo exposto, as potências instantâneas para o algoritmo do FAP bifásico passam a ser calculadas por:

$$\begin{cases} p_a^* = \tilde{p}_a + \underbrace{\left[p_a - \left(\frac{\bar{p}_{ab}}{2} \right) \right]}_{\text{equalização das correntes das fases a e b}} - \underbrace{\left(\frac{p_{cc}}{2} \right)}_{\text{regulação tensão CC}} \\ q_a^* = \bar{q}_a + \tilde{q}_a \end{cases} \quad (3.33)$$

$$\begin{cases} p_b^* = \tilde{p}_b + \underbrace{\left[p_b - \left(\frac{\bar{p}_{ab}}{2} \right) \right]}_{\text{equalização das correntes das fases } a \text{ e } b} - \underbrace{\left(\frac{p_{cc}}{2} \right)}_{\text{regulação tensão CC}} \\ q_b^* = \bar{q}_b + \tilde{q}_b \end{cases} \quad (3.34)$$

Observe que foi incluído em (3.33) e (3.34) a potência p_{cc} . O objetivo dessa inclusão é forçar o FAP absorver/fornecer a quantidade de potência ativa média para controlar a tensão CC média no capacitor do conversor (AKAGI; WATANABE & AREDES, 2007; KHADKIKAR; CHANDRA & SINGH, 2009). Neste trabalho, essa potência foi dividida igualmente entre as fases do FAP bifásico e seu valor é obtido na malha de controle da tensão descrita na Seção 2.4.

3.6.3 CORRENTES DE REFERÊNCIA PARA O FAP BIFÁSICO

Selecionadas as parcelas das potências que devem ser compensadas pode-se usar as expressões (3.30) e (3.31) em suas formas inversas para determinar as correntes de referência para as fases “a” e “b” do FAP bifásico conforme mostrado a seguir:

$$\begin{bmatrix} i_{a\alpha f}^* \\ i_{a\beta f}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{\left(v_{a\alpha 1}^2 + v_{a\beta 1}^2 \right)} \begin{bmatrix} v_{a\alpha 1} & v_{a\beta 1} \\ v_{a\beta 1} & -v_{a\alpha 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_a^* \\ q_a^* \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

e

$$\begin{bmatrix} i_{b\alpha f}^* \\ i_{b\beta f}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{\left(v_{b\alpha 1}^2 + v_{b\beta 1}^2 \right)} \begin{bmatrix} v_{b\alpha 1} & v_{b\beta 1} \\ v_{b\beta 1} & -v_{b\alpha 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_b^* \\ q_b^* \end{bmatrix}. \quad (3.36)$$

Sendo as potências instantâneas de referência do algoritmo do FAP bifásico dadas por:

$$\begin{cases} p_a^* = \tilde{p}_a \\ q_a^* = \bar{q}_a + \tilde{q}_a \end{cases} \quad (3.37)$$

e

$$\begin{cases} p_b^* = \tilde{p}_b \\ q_b^* = \bar{q}_b + \tilde{q}_b \end{cases}. \quad (3.38)$$

A transformação das correntes de referência para o sistema de coordenadas naturais,

ou (abc) , dependerá diretamente da transformação $\alpha\beta$ monofásica utilizada. Para as transformações ilustradas nas Figura 16 e Figura 17 basta fazer:

$$\begin{cases} i_{a_f}^* = i_{a_{\alpha f}}^* \\ i_{b_f}^* = i_{b_{\alpha f}}^* \end{cases} . \quad (3.39)$$

Para as estratégias de transformação $\alpha\beta$ empregadas neste trabalho (Figuras 20 e 21), deve-se fazer:

$$\begin{cases} i_{a_f}^* = i_{a_{\beta f}}^* \\ i_{b_f}^* = i_{b_{\beta f}}^* \end{cases} . \quad (3.40)$$

Além das correntes das fases “a” e “b” deve-se também gerar uma corrente de referência para controlar a corrente do neutro, cuja expressão é dada pela soma das correntes de compensação das duas fases, conforme mostrado a seguir:

$$i_{n_f}^* = -(i_{a_f}^* + i_{b_f}^*). \quad (3.41)$$

Na Figura 26 é ilustrado o diagrama de blocos com o algoritmo proposto para calcular as correntes de referência para o FAP bifásico. Estas correntes são enviadas a uma malha de controle de corrente, responsável por gerar os pulsos de controle dos interruptores do VSC. O próximo capítulo deste trabalho especifica o projeto das malhas de controle de correntes e da tensão CC noFAP bifásico.

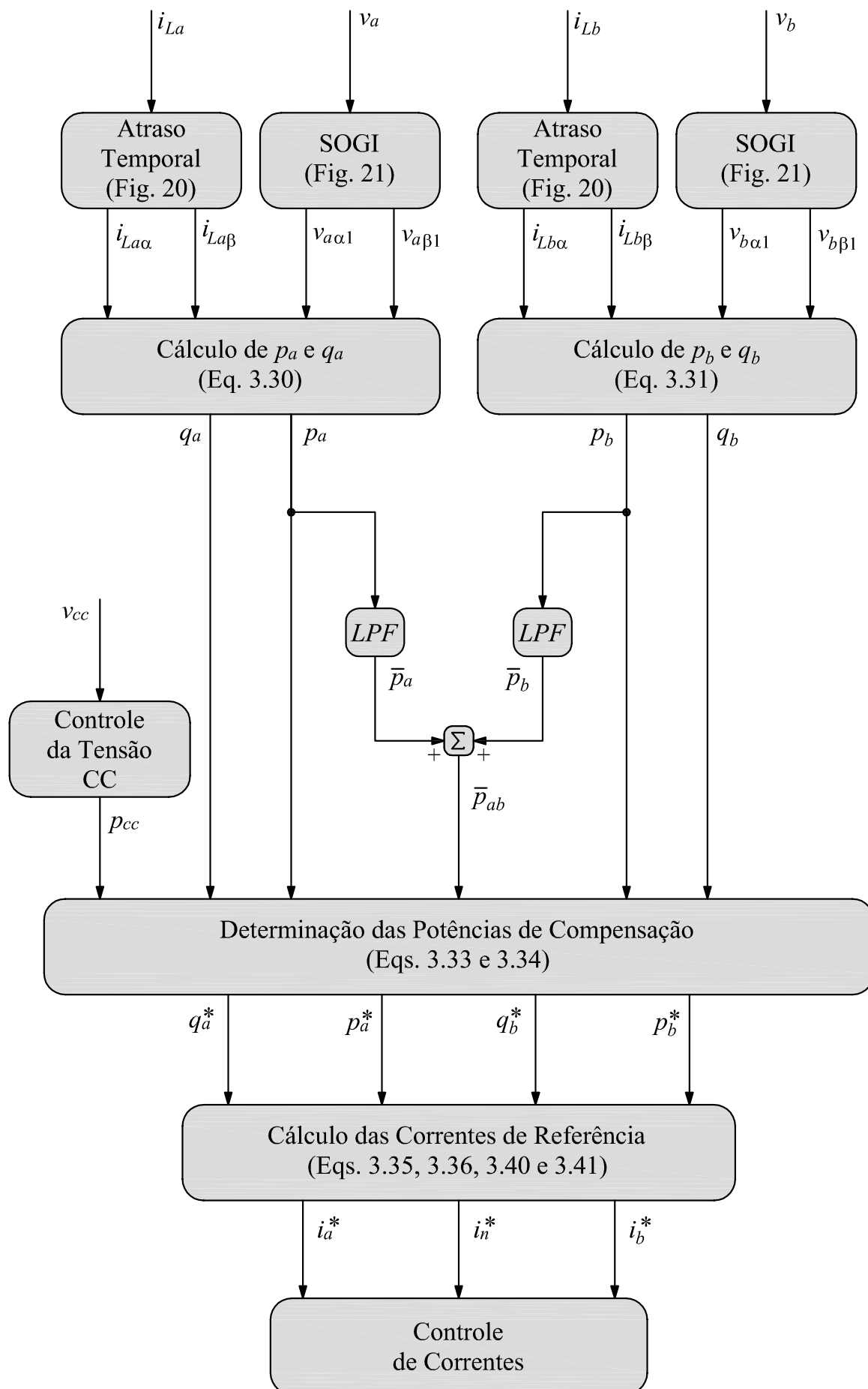


Figura 26: Diagrama de blocos da estratégia de compensação do FAP bifásico.

3.7 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo, foram apresentados de forma sucinta, alguns conceitos associados à teoria p - q e sua aplicação no controle de dispositivos condicionadores de energia. Os resultados alcançados com a utilização dessa teoria no controle de FAP trifásicos despertou interesse para o desenvolvimento desses conceitos para aplicações monofásicas.

Foi descrita em detalhes a chamada *teoria p - q monofásica*, que é a adaptação dos conceitos de potências instantâneas para sistemas monofásicos. Foram mostradas, como outros autores propuseram, estratégias para realizar a transformação $\alpha\beta$ em sinais monofásicos de tensão e corrente.

Foi dedicada uma seção do capítulo para interpretar as potências instantâneas monofásicas no sistema de coordenadas $\alpha\beta$. Foi mostrada a relação entre as potências ativa (P) e reativa (Q) convencionais com as potências real (p) e imaginária (q) instantâneas.

Posteriormente, foram discutidos alguns métodos de implementação da transformação $\alpha\beta$ monofásica. Mostrou-se que a utilização de um filtro de quadratura deforma a forma de onda quando o sinal de tensão ou corrente é não senoidal, introduzindo erros nos cálculos das potências instantâneas. A função de atraso temporal, por outro lado, mantém as formas de onda, evitando tais erros. Foi descrita ainda, a utilização do SOGI-BPF para extrair a componente fundamental e, simultaneamente, efetuar a transformação $\alpha\beta$ de um sinal de tensão. Foi mostrado que esses métodos são praticamente insensíveis a pequenas variações de frequência do sistema elétrico.

Por fim, foi mostrado como os conceitos da teoria p - q monofásica podem ser empregados para gerar as correntes de referência para controlar o FAP bifásico. Adotando-se a estratégia de compensação de correntes senoidais, todas as componentes harmônicas são compensadas, bem como a potência reativa demandada pela carga bifásica. Ainda, mostrou-se o método de compensar os desequilíbrios na carga bifásica.

No próximo capítulo serão apresentados os estudos de simulações computacionais do FAP bifásico controlado segundo o algoritmo proposto.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

4.1 INTRODUÇÃO

Com o intuito de validar os conceitos discutidos neste trabalho, este capítulo apresenta resultados de simulações digitais e ensaios experimentais da operação de um FAP bifásico. As simulações foram realizadas com elementos ideais no *software* PSIM.

Para os estudos experimentais, foi utilizado um protótipo disponível no laboratório do Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência (NAEP). Ele foi desenvolvido como parte de um projeto complementar a este, que utiliza outras estratégias de controle do VSC embarcado em um VE de pequeno porte conectado à rede.

4.2 PARÂMETROS DO SISTEMA

A Figura 27 apresenta a configuração dos componentes de potência do sistema. Optou-se por não mostrar os circuitos de medição e controle para não dificultar a visualização das conexões das cargas e do FAP. Os parâmetros relativos ao sistema elétrico e operação do FAP bifásico estão resumidos na Tabela 10. Os parâmetros das cargas utilizadas são apresentados na Tabela 11. O VSC disponível no protótipo é constituído por três módulos de IGBT modelo *SKS200B6CI73V03* fabricados pela Semikron.

Para as simulações, todo o algoritmo de cálculo das referências é implementado em um bloco funcional programado em linguagem *C*. Esse bloco amostra, com frequência f_a , os sinais das tensões de fase no PAC (v_a e v_b), das correntes de fase drenadas pela carga (i_{ia} e i_{ib}), da tensão v_{cc} e das correntes de saída do VSC (i_{fa} , i_{fb} e i_{fn}). A técnica SVM, descrita anteriormente, foi implementada para gerar os sinais de comando dos interruptores no VSC. No sistema experimental, essas tarefas são realizadas por um DSP de ponto flutuante modelo *TMS320F28335* da *Texas Instruments* (TI).

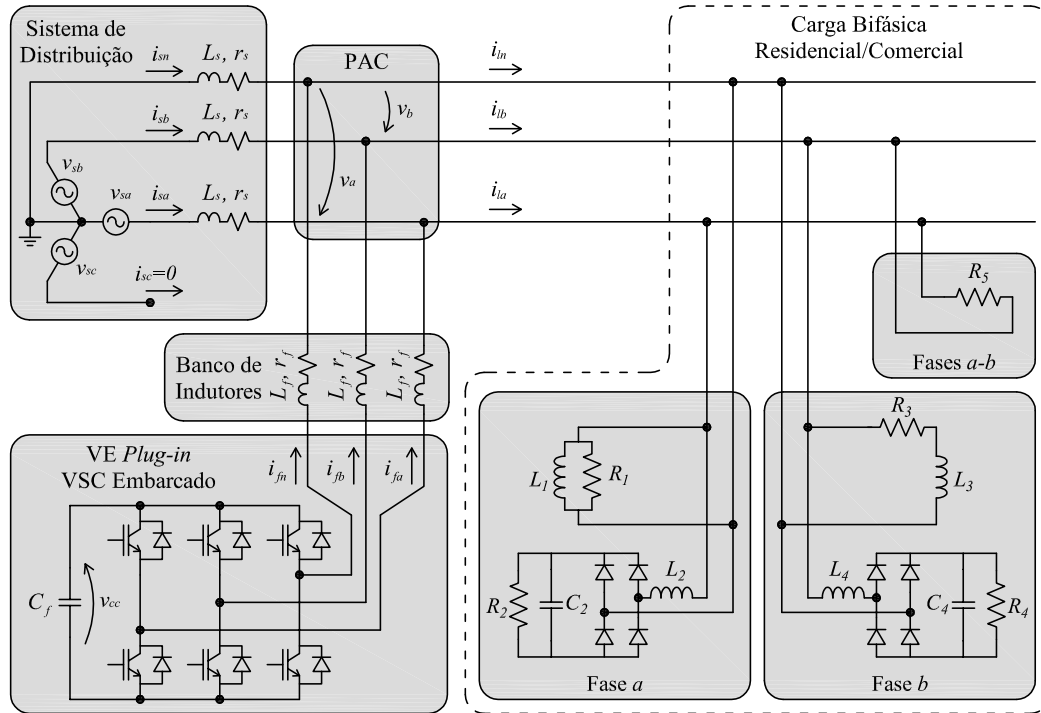


Figura 27: Diagrama dos circuitos utilizados nos estudos de simulação do FAP bifásico.

Tabela 10: Parâmetros da rede de distribuição e do FAP bifásico simulados.

| Parte do Circuito | Descrição | Valor |
|-------------------------|--|-----------------|
| <u>2 Fases + Neutro</u> | | |
| Sistema de Distribuição | tensão de linha (<i>rms</i>) | 55,0 V |
| | tensão de fase (<i>rms</i>) | 31,75 V |
| | frequência (f_1) | 60 Hz |
| | resistência da linha (R_s) | 0,01 Ω |
| | indutância de dispersão da linha (L_s) | 50,0 μH |
| <u>VSC Trifásico</u> | | |
| FAP Bifásico | frequência de amostragem (f_a) | 21 kHz |
| | frequência de comutação (f_s) | 21 kHz |
| | capacitância CC (C_f) | 24,2 mF |
| | tensão CC (v_{cc}^*) | 100 V |
| | indutância de saída (L_f) | 190 μH |
| | resistência de saída (r_f) | 20,0 m Ω |

Tabela 11: Parâmetros das cargas do sistema simulado.

| Parte do Circuito | Descrição | Valor |
|------------------------|--|--------------|
| Carga 1 (Fase a) | <u>RL Paralelo</u> (linear) | |
| | Resistência (R_1) | 4,2 Ω |
| | Indutância (L_1) | 20 mH |
| Carga 2 (Fase a) | <u>Retificador a Diodos</u> (não linear) | |
| | Indutor de entrada (L_2) | 600 μH |
| | Capacitor de saída (C_2) | 1,65 mF |
| | Carga resistiva (R_2) | 22 Ω |
| Carga 3 (Fase b) | <u>RL Série</u> (linear) | |
| | Resistência (R_3) | 17 Ω |
| | Indutância (L_3) | 4 mH |
| Carga 4 (Fase b) | <u>Retificador a Diodos</u> (não linear) | |
| | Indutor de entrada (L_4) | 2,9 mH |
| | Capacitor de saída (C_4) | 47 μF |
| | Carga resistiva (R_4) | 33 Ω |
| Carga 5 (Fases a-b) | <u>R Série</u> (linear) | |
| | Resistência (R_5) | 66 Ω |

Os sistemas de controle da tensão CC e das correntes de saída do VSC são descritos na seção a seguir.

4.3 ESPECIFICAÇÃO DOS CONTROLADORES

Esta seção se dedica a descrever os controladores do FAP bifásico, que são responsáveis por fazer com que as três correntes de saída e a tensão CC do conversor sigam corretamente os respectivos sinais de referência.

4.3.1 CONTROLADOR DE TENSÃO

Na Seção 2.4 foi mostrada a função de transferência que modela a dinâmica da tensão CC do VSC monofásico. Deve ser lembrado que essa função de transferência apresenta frequência máxima de cruzamento por 0 dB quando $m = \pm 1$ (LÍRIO, 2000). Com base neste fato, a malha de controle simplificada para projeto do controlador de

tensão é mostrada na Figura 28 (FOGLI, 2014; ALMEIDA, 2011; KADRI; GAUBERT & CHAMPENOIS, 2011). Para efeito de projeto, considera-se o controle de tensão por uma fase do FAP bifásico.

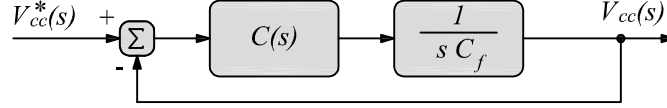


Figura 28: Malha simplificada para projeto do controlador de tensão.

Um compensador $C(s)$ de característica PI é utilizado para atenuar frequências acima da frequência da rede e garantir erro nulo em regime permanente. Deseja-se determinar os valores dos ganhos proporcional (k_p) e integral (k_i). Para tal, a função de transferência em malha fechada do diagrama da Figura 28 pode ser escrita na forma

$$\frac{V_{cc}(s)}{V_{cc}^*(s)} = \frac{k_p}{C} \cdot \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s^2 + s \frac{k_p}{C} + \frac{k_i}{C}}. \quad (4.1)$$

onde $V_{cc}^*(s)$ é a tensão CC de referência do regulador e $V_{cc}(s)$ é a tensão CC média sobre o capacitor do FAP, ambas expressas no domínio da frequência complexa s .

Ao comparar (4.1) com a forma canônica para sistemas de segunda ordem, tem-se

$$\begin{cases} k_p = 2\xi\omega_n C_f \\ k_i = \omega_n^2 C_f \end{cases}, \quad (4.2)$$

onde ξ é o coeficiente de amortecimento e ω_n é a faixa de passagem do compensador.

Escolhe-se uma faixa de passagem de 60 Hz ($\omega_n = 377 \text{ rad/s}$), para atenuar oscilações acima da frequência da rede, e coeficiente de amortecimento $\xi = 0,707$ para uma resposta subamortecida (FOGLI, 2014). Essas escolhas resultam nos ganhos

$$\begin{cases} k_p = 12,90 \text{ W/V} \\ k_i = 3439 \text{ W.s/V} \end{cases}. \quad (4.3)$$

Projetando controladores idênticos para ambas as fases do FAP bifásico pode-se desenhar o diagrama de blocos mostrado na Figura 29. Deve-se notar que a parte destacada por linhas tracejadas está embutida no cálculo das correntes de referência para compensação, conforme mostrado na Seção 3.6.

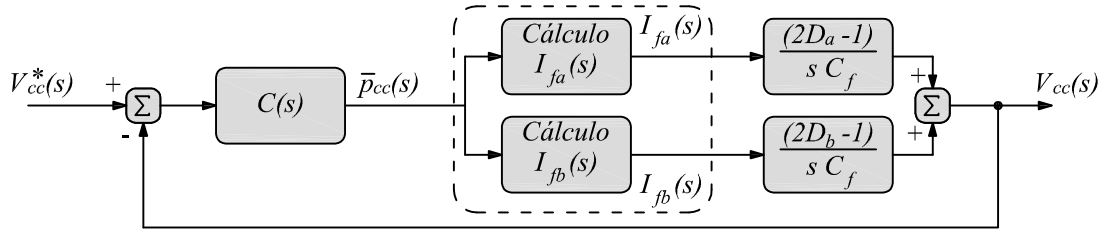


Figura 29: Esquema do controle de tensão no FAP bifásico.

4.3.2 CONTROLADORES DE CORRENTE

Tendo em vista o modelo do VSC trifásico no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, descrito no item 2.3.3 deste trabalho, a planta simplificada para projeto dos controladores é mostrada na Figura 30 (FOGLI, 2014; ALMEIDA, 2011; YAZDANI & IRAVANI, 2010).

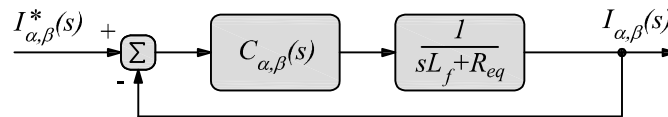


Figura 30: Malha simplificada para projeto de controladores de correntes.

Deseja-se que as correntes de saída do VSC sigam as correntes de referência com erros nulos de amplitude e fases. Diferentes técnicas são possíveis para realizar tal tarefa. Neste trabalho, optou-se por utilizar um controlador proporcional (P) com integradores senoidais no sistema de coordenadas estacionárias (do inglês, *Stationary sinusoidal integrators*) (SSI), normalmente referido pela sigla P-SSI. Esse controlador garante erro nulo em regime permanente para as frequências selecionadas no seu projeto e não requer múltiplas transformações de coordenadas (GHETTI et al., 2010; TEODORESCU et al., 2006). Esses controladores P-SSI empregados tem função de transferência na forma

$$C_{\alpha,\beta}(s) = k_p + \sum_{h=1}^H \frac{2k_{ih}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega)^2}, \quad (4.4)$$

onde h representa a ordem harmônica, ω é a frequência nominal da rede, ω_c é a faixa de passagem em torno das frequências de ressonância, e k_p e k_{ih} são os ganhos proporcional e integral, respectivamente.

O ganho proporcional basicamente determina a dinâmica do sistema ao passo que os ganhos integrais são ajustados para garantir um ganho elevado nas frequências incluídas no filtro (TEODORESCU et al., 2006). A faixa de passagem determinada por ω_c reduz a sensibilidade do controlador a variações na frequência do sistema. Além da parcela

proporcional, com ganho $k_p = 1,77 \text{ V/A}$, nas simulações deste trabalho, são utilizados quinze integradores ressonantes ($H = 15$), com $\omega_c = 10 \text{ rad/s}$ e ganhos $k_{ih} = 25 \text{ V.s/A}$.

A Figura 31 apresenta o diagrama de blocos da estrutura completa de controle das correntes de saída do FAP bifásico. As componentes fundamentais de tensão no PAC são utilizadas num sistema de *feed-forward* como forma de evitar correntes transitórias elevadas na inicialização da operação do VSC (BUSO & MATTAVELLI, 2006; YAZDANI & IRAVANI, 2010).

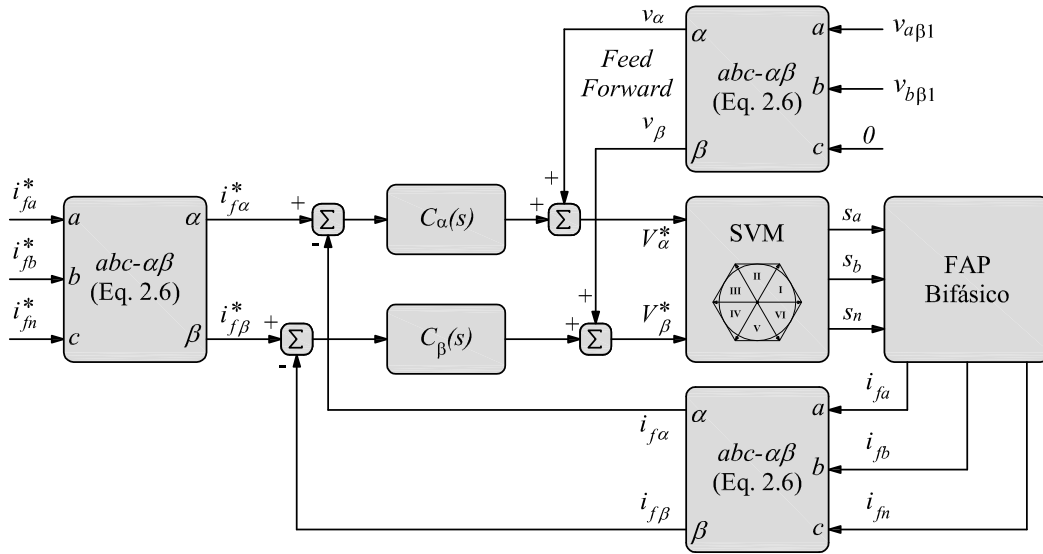


Figura 31: Esquema adotado para controle das correntes de saída do FAP bifásico.

Tendo sido apresentados os controladores utilizados, as seções seguintes apresentam os resultados das simulações digitais do FAP bifásico.

4.4 TRANSFORMAÇÕES $\alpha\beta$ MONOFÁSICAS

O algoritmo de controle tem início com a medição das correntes da carga e das tensões no PAC, às quais são aplicadas as transformações $\alpha\beta$ monofásicas. Os resultados obtidos nesta etapa do algoritmo são mostrados a seguir.

4.4.1 TRANSFORMAÇÃO DAS CORRENTES

Esse procedimento é realizado por meio de vetores que atuam como *buffers* para realizar a função de atraso temporal. O número de posições desses vetores é calculado por (3.16). Os parâmetros apresentados levam a $N = 86,5$ amostras em cada *buffer*. Como esse número deve ser inteiro, adotou-se $N = 87$.

As Figuras 32 e 33 apresentam, respectivamente, as formas de onda das correntes nas fases a e b após aplicadas as transformações $\alpha\beta$ propostas. A transformação tem início no instante $t = 0$, quando os valores começam a ser armazenados nos *buffers*. Note que as correntes em α são nulas durante um quarto de ciclo, tempo necessário para completar todas as posições dos vetores e iniciar a extração dos valores. O pequeno transitório a partir de $t = 0,1$ s se deve à entrada em operação do FAP bifásico nesse instante, o que não influencia nas transformações.

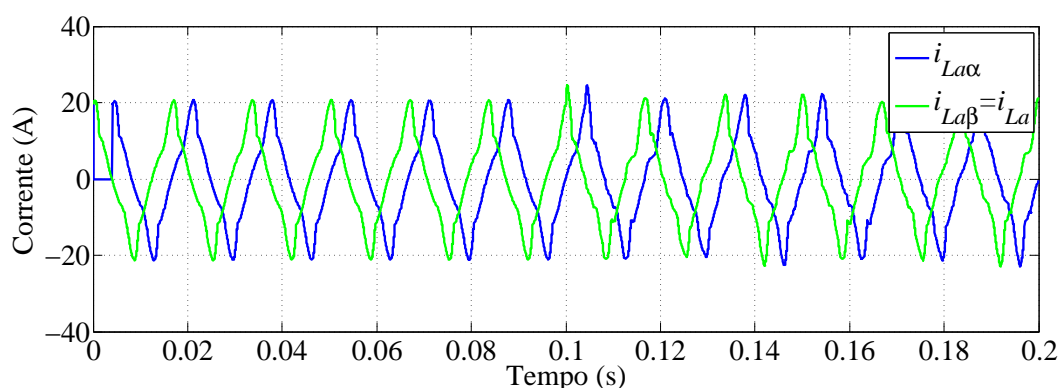


Figura 32: Transformação $\alpha\beta$ monofásica da corrente na fase a .

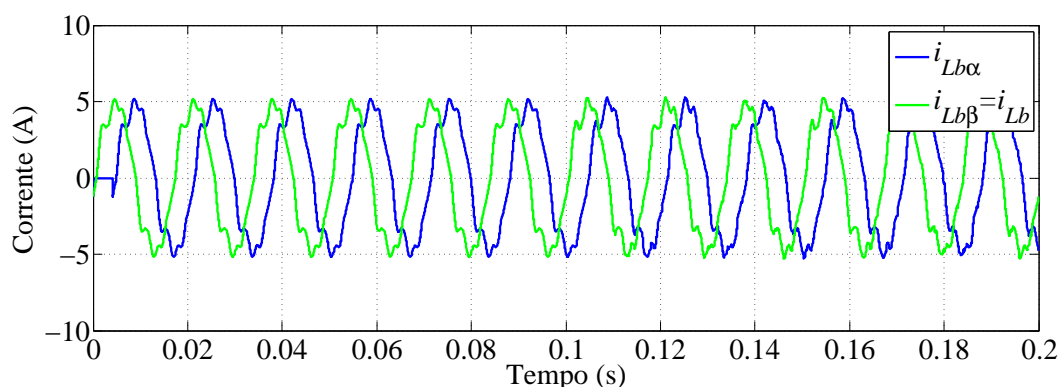


Figura 33: Transformação $\alpha\beta$ monofásica da corrente na fase b .

Nota-se que, como desejado, as formas de onda são idênticas, com as correntes em α atrasadas de 90° com relação à componente β considerando a frequência fundamental. Isso mostra que a função de atraso temporal não deforma a grandeza de saída, o que geraria erros nos cálculos dos sinais de referência do FAP.

4.4.2 TRANSFORMAÇÃO DAS TENSÕES

Como descrito anteriormente, as transformações $\alpha\beta$ das tensões são realizadas simultaneamente à extração das respectivas componentes fundamentais através do

SOGI–BPF. Os parâmetros dos SOGIs utilizados são $w_r = 377 \text{ rad/s}$ e $k = 0,35$. Essa escolha de ganho deve garantir a devida atenuação dos harmônicos presentes nas tensões medidas.

Os resultados obtidos na simulação são apresentados nas Figuras 34 e 35 para fases a e b , respectivamente. Os SOGIs são excitados a partir de $t = 0$, passando por um transitório sobreamortecido de aproximadamente três períodos da rede, até atingir o regime permanente. A partir de $t = 0,1 \text{ s}$ o FAP entra em operação, ocasionando o ruído de alta frequência presente em v_a e v_b . Parte desse ruído é eliminado diretamente pela discretização do bloco de controle. O SOGI é responsável por filtrar o ruído restante, bem como as componentes harmônicas de baixa frequência.

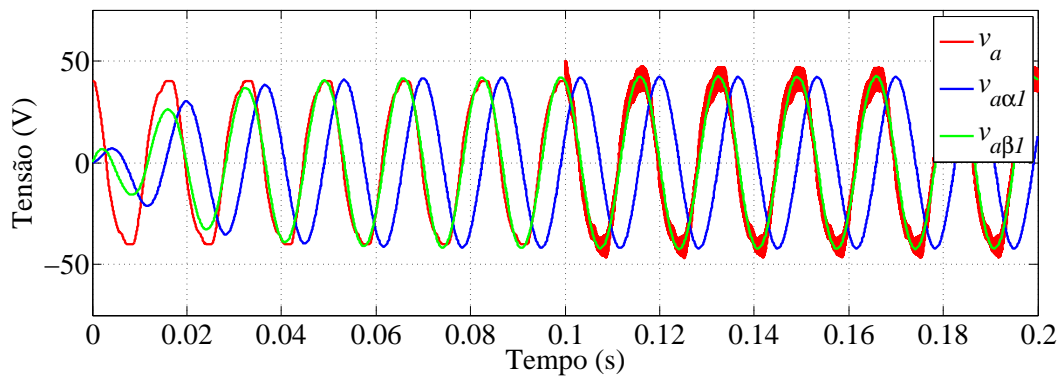


Figura 34: Formas de onda geradas pelo circuito de sincronismo SOGI–BPF para a tensão da fase a .

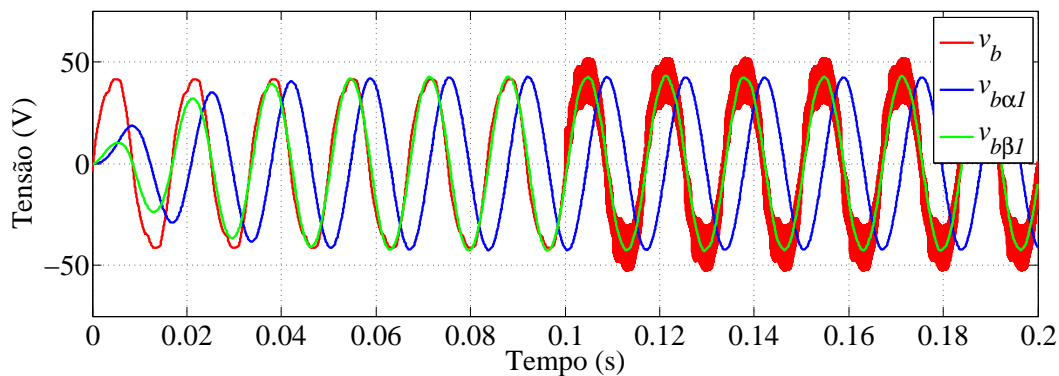


Figura 35: Formas de onda geradas pelo circuito de sincronismo SOGI–BPF para a tensão da fase b .

A análise dos resultados apresentados permite comprovar que os parâmetros escolhidos para o circuito de sincronismo SOGI–BPF garantem a geração das componentes das tensões nas coordenadas $\alpha\beta$, necessárias usadas no algoritmo de controle proposto. Nas próximas seções deste trabalho serão apresentados os resultados gerais da operação do FAP bifásico.

4.5 OPERAÇÃO DO FAP EM REGIME PERMANENTE

Esta seção apresenta os resultados obtidos nas simulações do FAP bifásico em suas condições estacionárias, isto é, estes resultados não consideram variações na carga bifásica, a frequência do sistema elétrico é constante e o valor médio da tensão CC é devidamente regulado.

A Figura 36 mostra as correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Ln} consumidas pela carga bifásica. É possível notar claramente a presença de componentes harmônicas devido às formas de onda distorcidas. Outro aspecto notório é a diferença dos níveis de corrente em cada fase. O valor eficaz da corrente na fase a é 11,5 A e sua distorção harmônica total (do inglês, Total Harmonic Distortion) (THD) é 24,3 %, enquanto para a fase b esses valores são 3,5 A e 12,9 %, respectivamente. Já a corrente do neutro apresenta um valor eficaz de 11,4 A e um THD de 24,0 %.

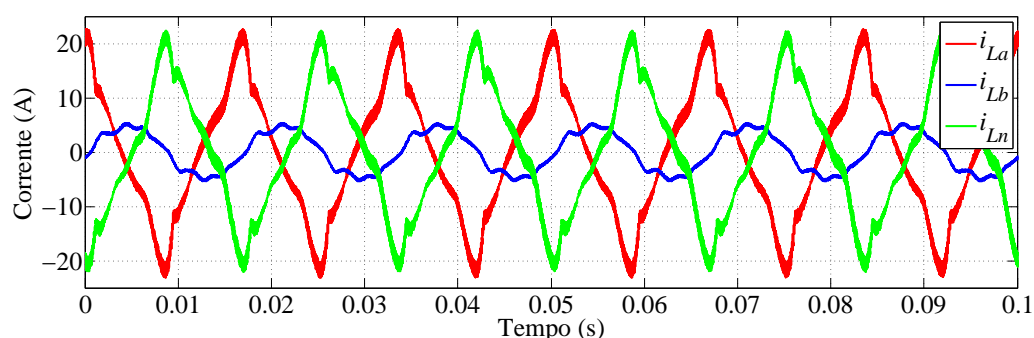


Figura 36: Correntes da carga bifásica em regime permanente.

As potências instantâneas drenadas pela carga, calculadas segundo (3.30) e (3.31), são mostradas nas Figuras 37 e 38 para as fases a e b , respectivamente. Note que as potências reais têm como unidade o *watt* (W) enquanto as potências imaginárias são expressas na unidade *volt-ampere imaginário* (vai), conforme proposto em Akagi, Watanabe e Aredes (2007).

Nas Figuras 39 e 40 são mostradas as formas de onda das parcelas selecionadas da potência da carga para serem compensadas pelo FAP bifásico. O FAP compensa toda a potência imaginária nos terminais da carga, bem como as parcelas oscilatórias de potência real. Já as parcelas médias de potência real nas fases “ a ” e “ b ” do FAP bifásico são devidas ao algoritmo de equalização usado pelo FAP bifásico para equilibrar as correntes drenadas da fonte CA pelo FAP bifásico + carga.

Dessas potências instantâneas são calculadas as correntes a serem sintetizadas pelo FAP bifásico. As formas de onda dessas correntes estão mostradas na Figura 41.

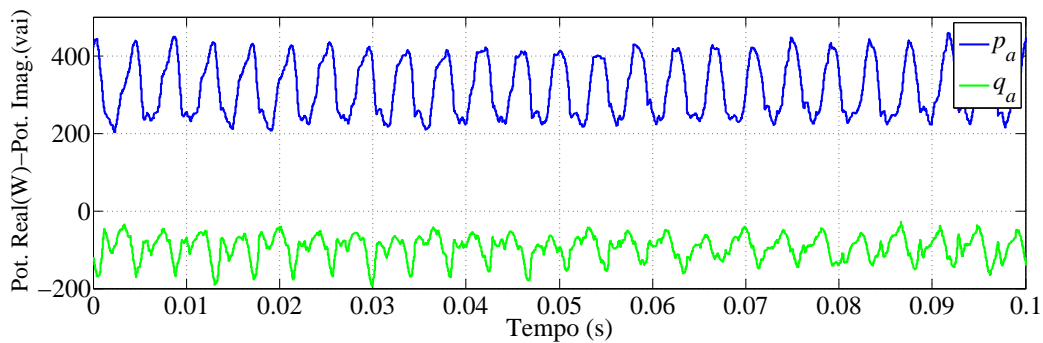


Figura 37: Potências instantâneas da carga bifásica em regime permanente - fase *a*.

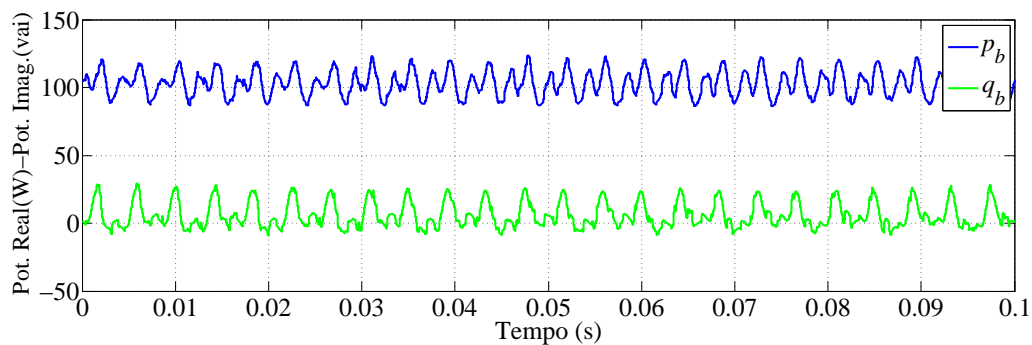


Figura 38: Potências instantâneas da carga bifásica em regime permanente - fase *b*.

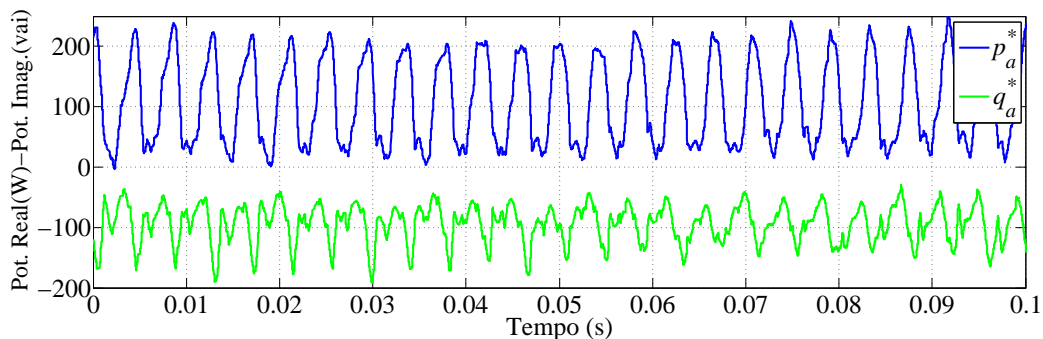


Figura 39: Potências fornecidas pelo FAP bifásico em regime permanente - fase *a*.

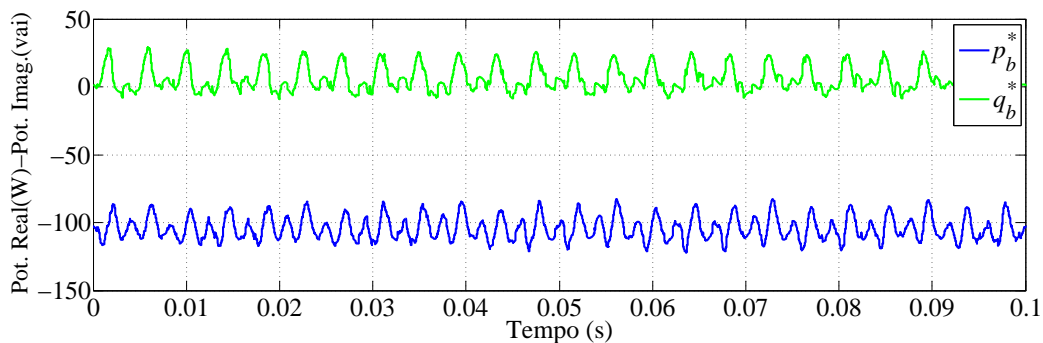


Figura 40: Potências fornecidas pelo FAP bifásico em regime permanente - fase *b*.

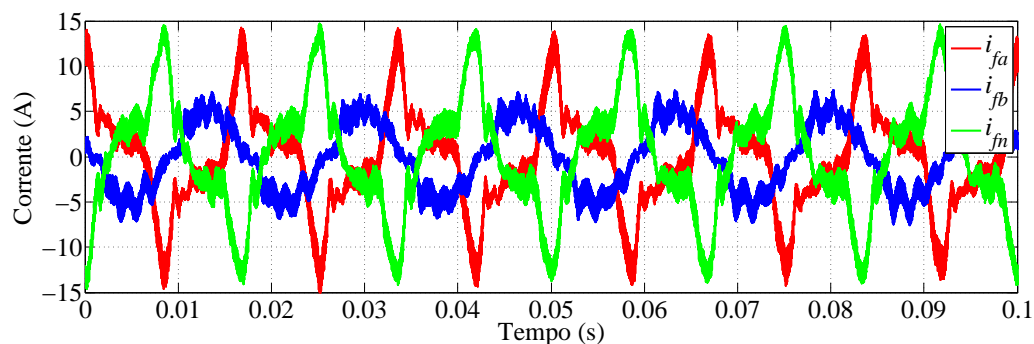


Figura 41: Correntes sintetizadas pelo FAP bifásico em regime permanente.

O ruído de comutação presente nessas correntes poderia ser reduzido pelo redimensionamento apropriado dos indutores na saída do VSC (BUSO & MATTAVELLI, 2006) e também pela inclusão de um filtro de interferência eletromagnética (do inglês, *Electromagnetic Interference*) (EMI) (MOHAN; UNDELAND & ROBBINS, 1995). Para permitir a comparação de resultados, porém, optou-se por manter os parâmetros do sistema disponível em laboratório e utilizado na implementação experimental. As oscilações de alta frequência, presentes nas correntes da Figura 41, mostram que o FAP possui certa limitação para sintetizar variações bruscas de corrente. Esses problemas ficam mais notórios nos níveis de corrente utilizados nesse trabalho, que foram determinados pela limitação dos componentes disponíveis em laboratório.

Na Figura 42, são apresentadas as formas de onda das correntes compensadas i_{sa} , i_{sb} e i_{sn} , fluindo do sistema elétrico. Em comparação com as formas de onda das correntes mostradas na Figura 36, as correntes compensadas são mais “senoidais”. Além disso, essas formas de onda mostram que o FAP atua fazendo com que essas correntes apresentem a mesma amplitude. De fato, o valor eficaz das três correntes é de 7,1 A. A THD das correntes é de 8,2 % na fase a e no neutro. Já a corrente da fase b apresenta um THD um pouco maior, de 11,7 %.

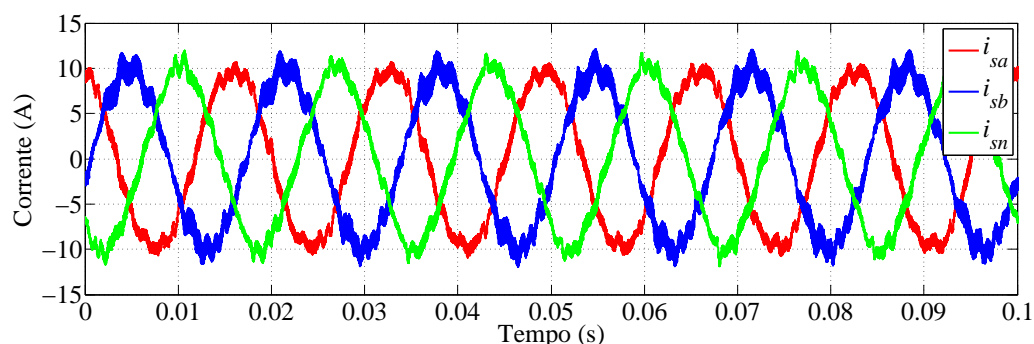


Figura 42: Correntes fornecidas pelo sistema elétrico em regime permanente.

Para mostrar que a potência reativa foi devidamente compensada, as Figuras 43 e 44 apresentam, respectivamente, as correntes das fases *a* e *b* com a tensão fundamental. Nota-se que as correntes estão em fase com a tensão fundamental, o que está de acordo com a estratégia de compensação adotada.

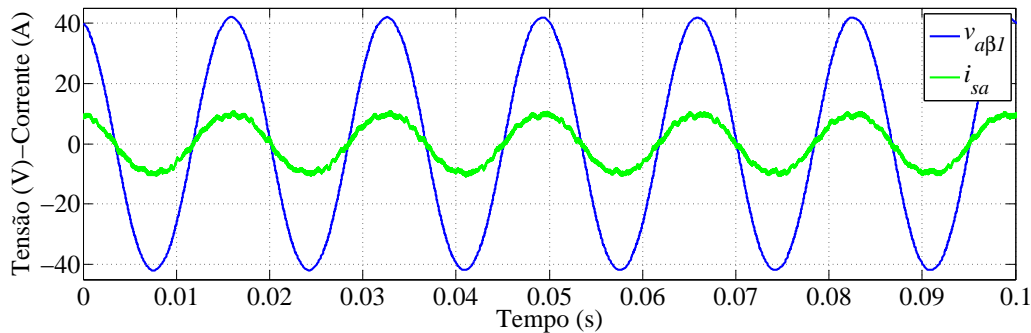


Figura 43: Tensão fundamental e corrente da elétrica em regime permanente - fase *a*.

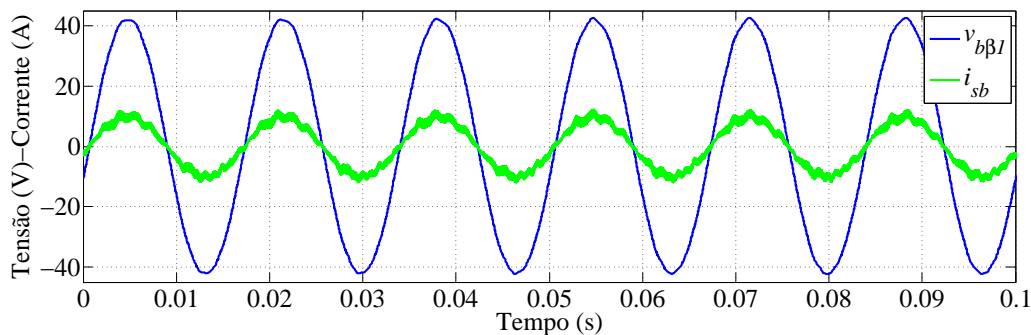


Figura 44: Tensão fundamental e corrente da rede em regime permanente - fase *b*.

Finalmente, a Figura 45 mostra a tensão do barramento CC do VSC simulado. Seu valor médio está regulado nos 100 V determinados no controle. A oscilação de 120 Hz presente na tensão tem relação com o manejo de potência ativa pelo FAP. A amplitude dessa oscilação é pouco significativa no caso estudado, na faixa de aproximadamente 0,2 % do valor médio nominal.

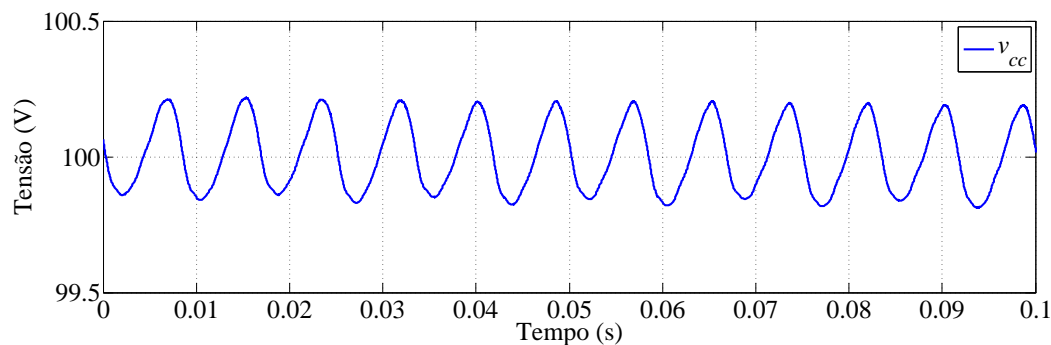


Figura 45: Tensão do barramento CC do FAP bifásico em regime permanente.

Os resultados apresentados nesta seção mostraram que o FAP bifásico, com o esquema de controle proposto, foi capaz de compensar correntes harmônicas e as potências imaginárias monofásicas de uma carga com alimentação bifásica a três fios. A limitação dos valores de corrente no sistema prejudicaram os resultados, tornando significativos os ruídos de comutação e oscilações no controle das correntes. Isso é percebido com maior clareza na corrente da fase b , que é a de menor amplitude a ser sintetizada pelo conversor. Ainda assim, o FAP foi capaz de reduzir a THD de todas as correntes e compensar toda a potência reativa da carga. Os resultados mostraram também que o valor médio da tensão CC também foi devidamente regulado para o valor estabelecido no esquema de controle.

4.6 OPERAÇÃO DO FAP COM VARIAÇÕES NA CARGA

Nesta seção será mostrado o comportamento das grandezas relacionadas ao FAP bifásico quando ocorrem variações da carga compensada. Foram simuladas duas situações diferentes de variações na carga com o FAP operando conectado ao sistema. Em $t = 0,05$ s as cargas ligadas entre fase b e neutro (Cargas 3 e 4 indicadas na Tabela 11) são desligadas. A segunda mudança ocorre em $t = 1,55$ s, quando a resistência R_5 (Carga 5 da Tabela 11) é reduzida para 25% do seu valor inicial.

A Figura 46 mostra as formas de onda das correntes da carga bifásica no caso do desligamento das cargas conectadas entre a fase b e o *neutro*. Após essa mudança, uma pequena corrente de valor eficaz 0,8 A circula pela fase b . Essa corrente é devida exclusivamente à carga R_5 , a qual está conectada entre as fases a e b . Note que a corrente da carga na fase a não se altera durante este primeiro evento.

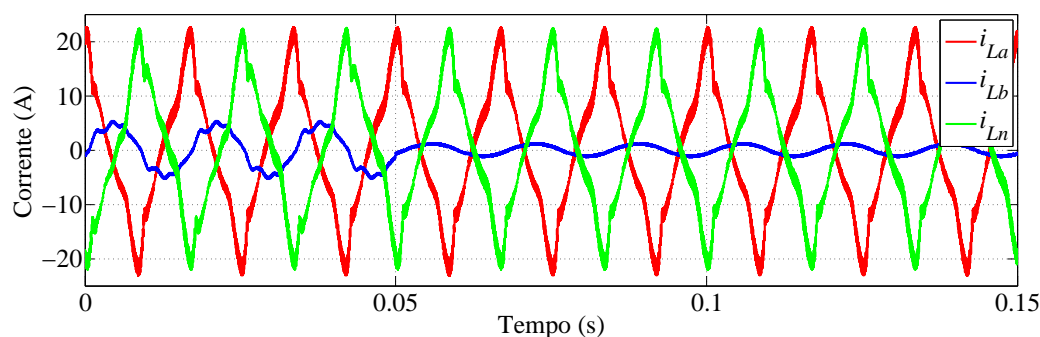


Figura 46: Formas de onda das correntes da carga bifásica durante o desligamento das cargas conectadas entre a fase b e o *neutro*.

As correntes sintetizadas pelo VSC nesse mesmo intervalo de tempo são mostradas na Figura 47. A forma de onda dessas correntes pouco se altera com a variação na

carga. Uma mudança na amplitude, porém, pode ser notada. Esse fato se deve ao aumento da potência processada por cada fase do FAP conforme pode ser observado na Figura 48, onde pode-se observar o aumento do valor médio absoluto das potências reais processadas pelo FAP.

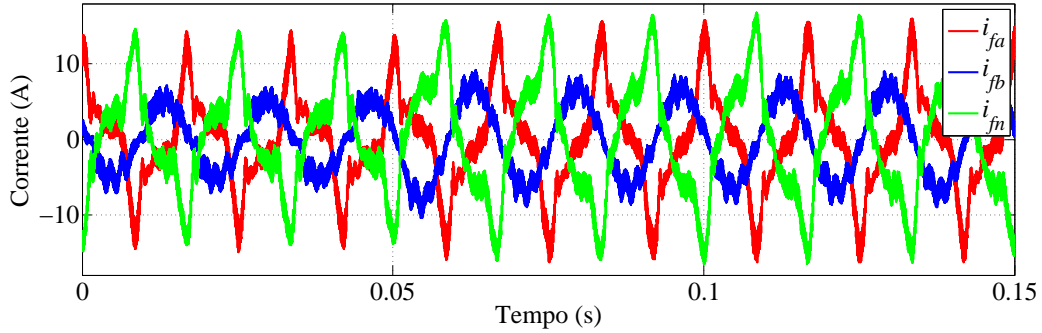


Figura 47: Formas de onda das correntes do FAP bifásico no desligamento das cargas conectadas entre a fase b e o *neutro*.

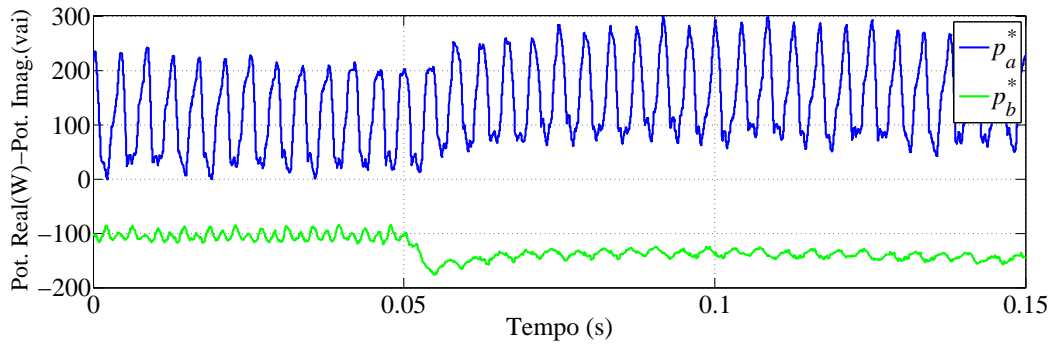


Figura 48: Potências reais nos terminais do FAP durante o desligamento das cargas conectadas entre a fase b e o *neutro*.

Na Figura 49, são mostradas as correntes compensadas pelo FAP. Note que as amplitudes dessas correntes são reduzidas após a mudança da carga em $t = 0,05$ s. O valor eficaz da corrente que flui pela fase b se reduz de 7,1 A para 5,7 A após o desligamento das cargas.

O segundo evento simulado ocorre em $t = 1,55$ s quando faz-se uma variação da carga elétrica conectada entre as fases a e b . A Figura 50 mostra a mudança nas formas de onda das correntes demandadas pela carga a partir desse instante. Note que a amplitude das correntes i_{la} e i_{lb} aumenta, ao passo que a corrente i_{ln} não se altera.

As correntes sintetizadas pelo VSC durante este intervalo de tempo são apresentadas na Figura 51. Observe que ocorre uma redução da amplitude nas correntes i_{fa} e i_{fn} , o que demonstra que o FAP processa uma menor quantidade de potência em cada fase durante a simulação desse novo evento.

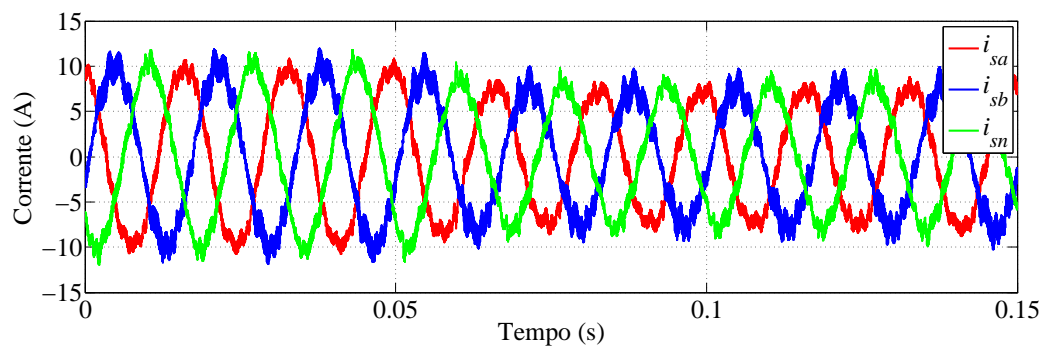


Figura 49: Formas de onda das correntes fluindo pelo sistema elétrico após o desligamento das cargas conectadas entre a fase b e o neutro.

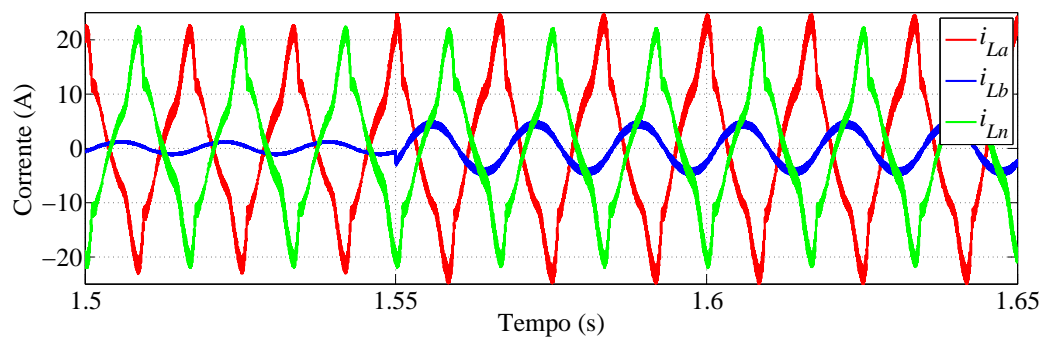


Figura 50: Formas de onda das correntes drenadas pela carga devido à variação da carga elétrica conectada entre as fases a e b .

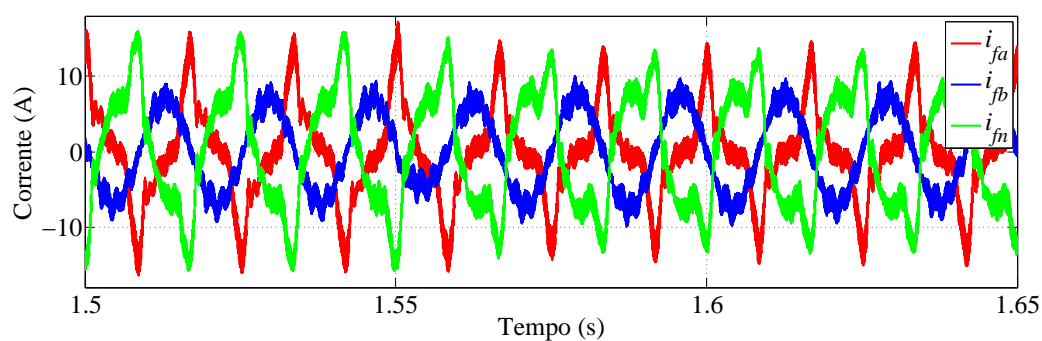


Figura 51: Formas de onda das correntes sintetizadas pelo VSC devido à variação da carga conectada entre as fases a e b .

Como resultado da compensação, são mostradas na Figura 52 as correntes fluindo pelo sistema de distribuição. O valor eficaz das correntes aumenta de 5,7 A para 7,6 A.

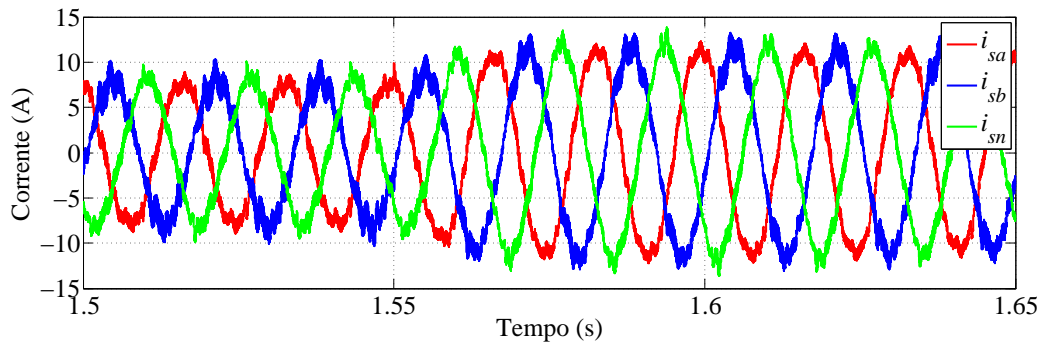


Figura 52: Correntes do sistema de distribuição com transitório da carga $a-b$.

As Figuras 53 e 54 apresentam as formas de onda das correntes e das tensões das fases a e b , respectivamente. Pode-se notar que as correntes fluindo pelo sistema elétrico permanecem com reduzida distorção harmônica e em fase com a respectiva componente fundamental da tensão fase-neutro.

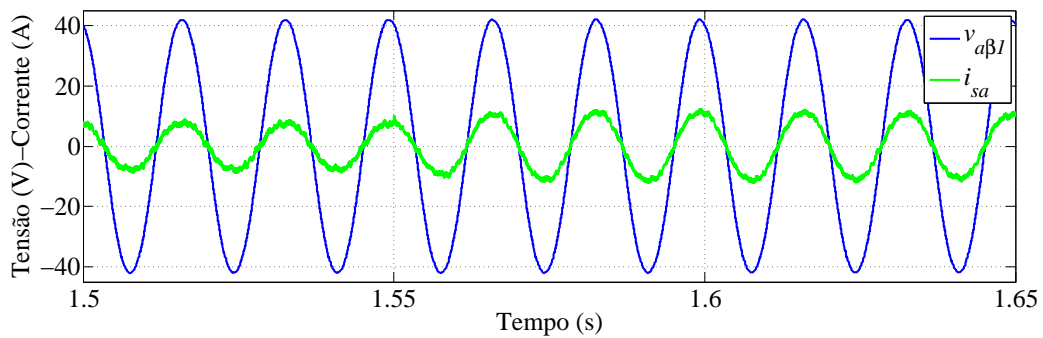


Figura 53: Tensão fundamental e corrente i_{sa} com mudança da carga $a-b$ - fase a .

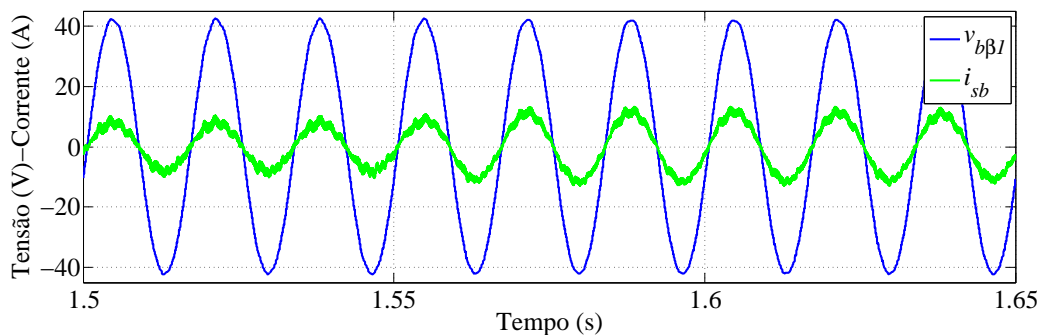


Figura 54: Tensão fundamental e corrente i_{sa} com mudança da carga $a-b$ - fase b .

Finalmente, na Figura 55, é mostrado o comportamento da tensão CC do VSC devido às variações das cargas simuladas nos dois eventos descritos nesta seção. A forma de onda apresenta uma oscilação de 120 Hz que resulta da troca de energia que

ocorre entre o FAP e o restante do sistema. Deve-se ter em mente, porém, que apenas o valor médio de v_{cc} é regulado pela estrutura de controle utilizada. Esse valor sofre perturbações com as variações nas cargas, que podem ter efeito a elevar ou abaixar o valor médio da tensão em C_f . É possível observar que, com a ação do regulador projetado, garantiu-se que a tensão fosse mantida próxima dos 100 V estabelecidos como referência.

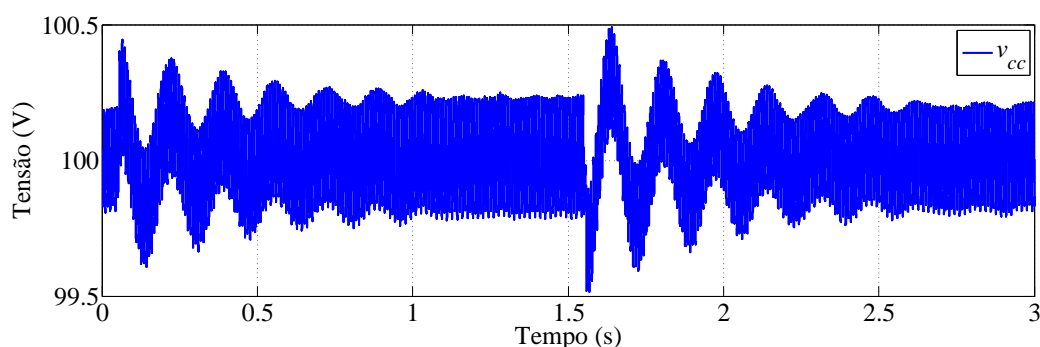


Figura 55: Tensão CC nos estudos de variação da carga bifásica.

4.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção são apresentados alguns resultados experimentais obtidos em uma bancada cujo diagrama de conexões é idêntico àquele mostrado na Figura 27. Os parâmetros do sistema elétrico, bem como do FAP e das cargas são os mesmos fornecidos nas Tabelas 10 e 11. O algoritmo proposto para o controle do FAP foi implementado no DSP mencionado na introdução do capítulo.

Para obtenção desses resultados, o controlador de tensão foi reprojeto de tal forma que a resposta da tensão CC fosse mais lenta que aquela observada no sistema simulado. Os ganhos proporcional e integral do controlador PI foram ajustados para $k_p = 20 \text{ W/V}$ e $k_i = 10 \text{ W.s/V}$, respectivamente. Dessa maneira evitou-se que os limites de proteção contra sobrecorrente fossem atingidos durante os testes em laboratório.

As formas de onda de tensão de fase e corrente consumida pela carga experimental nas fases *a* e *b* são mostradas nas Figuras 56 e 57, respectivamente. Já a corrente que flui pelo condutor neutro é mostrada na Figura 58.

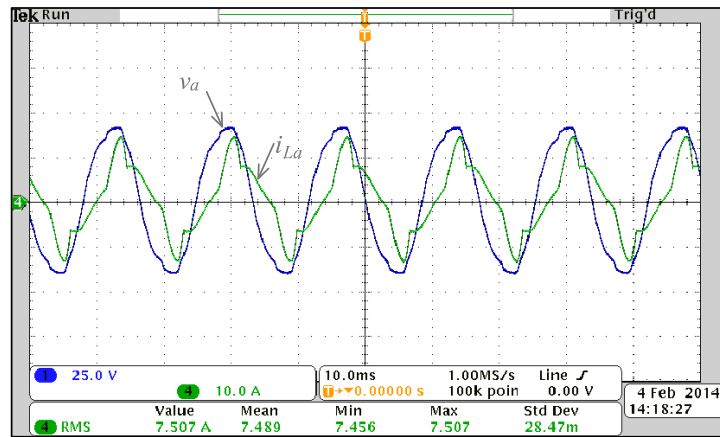


Figura 56: Tensão de fase e corrente da carga experimental - fase *a*.

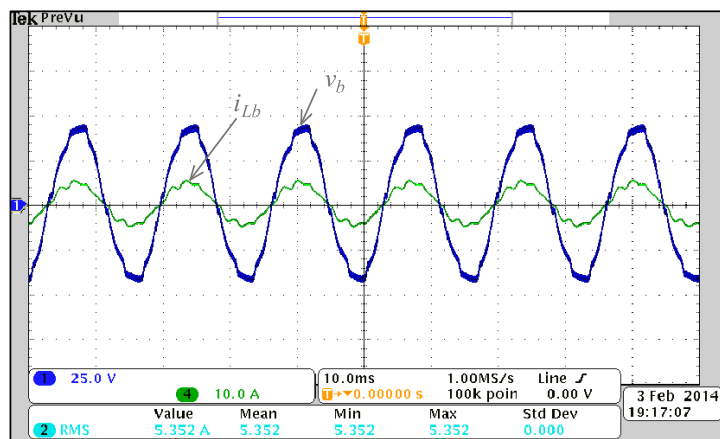


Figura 57: Tensão de fase e corrente da carga experimental - fase *b*.

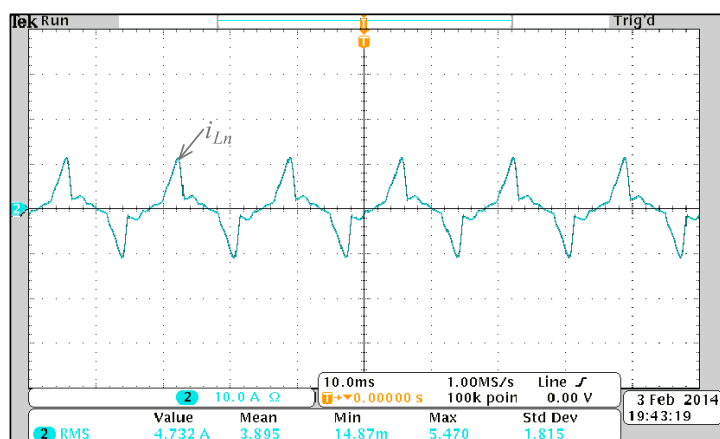


Figura 58: Corrente da carga experimental - neutro.

Com a entrada em operação, o FAP bifásico sintetiza as correntes de compensação mostradas na Figura 59. As três correntes geradas pelo FAP estão deslocadas no eixo vertical apenas para permitir uma visualização clara de cada forma de onda.

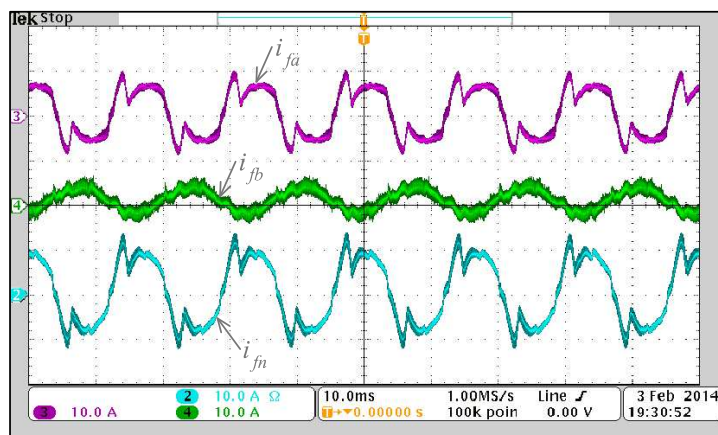


Figura 59: Correntes sintetizadas pelo FAP bifásico experimental.

Como resultado da compensação realizada pelo FAP bifásico, as formas de onda da tensão no PAC e correntes consumidas do sistema de distribuição são mostradas nas Figuras 60 e 61 para fases *a* e *b*, respectivamente. Já a corrente de neutro compensada é mostrada na Figura 62.

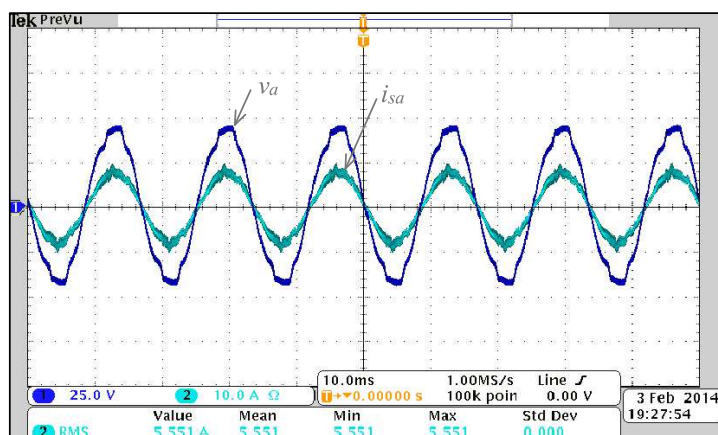


Figura 60: Tensão e corrente do sistema elétrico experimental - fase *a*.

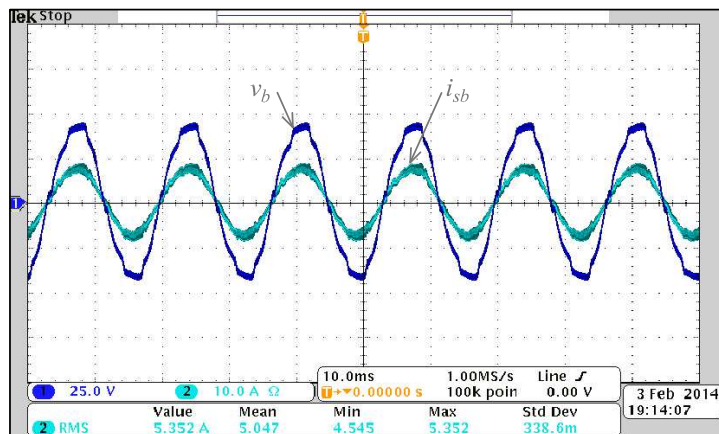


Figura 61: Tensão e corrente do sistema elétrico experimental - fase b .

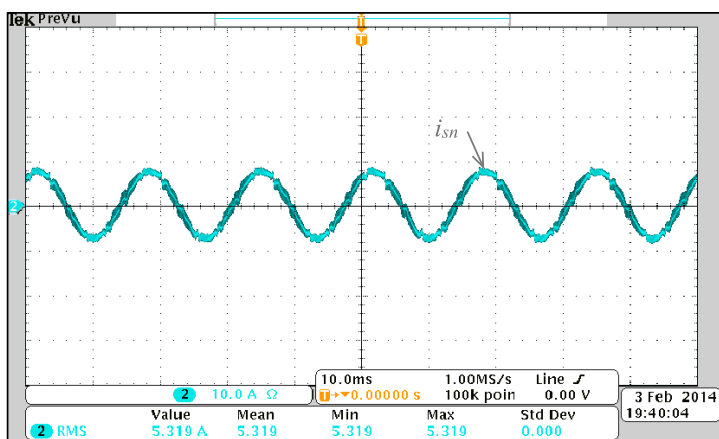


Figura 62: Corrente do sistema elétrico experimental - neutro.

Nota-se que as correntes fornecidas pelo sistema elétrico têm forma aproximadamente senoidal e possuem praticamente a mesma amplitude. Além disso, as correntes das fases, i_{sa} e i_{sb} , não apresentam defasagem com relação às respectivas tensões medidas no PAC. A THD das correntes consumidas pela carga bifásica e das correntes drenadas do sistema elétrico são mostradas na Tabela 12 para o sistema experimental.

Tabela 12: Distorção harmônica total das correntes no sistema experimental.

| Condutor | Carga Bifásica | Sistema de Distribuição |
|----------|----------------|-------------------------|
| Fase a | 29.71 % | 5.26 % |
| Fase b | 10.61 % | 4.55 % |
| Neutro | 52.42 % | 5.25 % |

Para medir o tempo de execução do programa de controle do FAP bifásico imple-

mentado no DSP, foi utilizado um canal de saída digital. O nível lógico dessa saída era mudado para 1 a cada ciclo, no início da execução do algoritmo. Ao fim das operações de controle, o nível lógico dessa saída era novamente levado para 0. Dessa forma, foi possível obter a Figura 63, que mostra exatamente o estado dessa saída do DSP. Com o auxílio do osciloscópio utilizado, essa figura mostra que o tempo utilizado para executar o algoritmo proposto foi de aproximadamente $41,2 \mu\text{s}$. Esse parâmetro foi necessário para a escolha da frequência de amostragem $f_a = 21 \text{ kHz}$ utilizada na implementação do software no DSP.

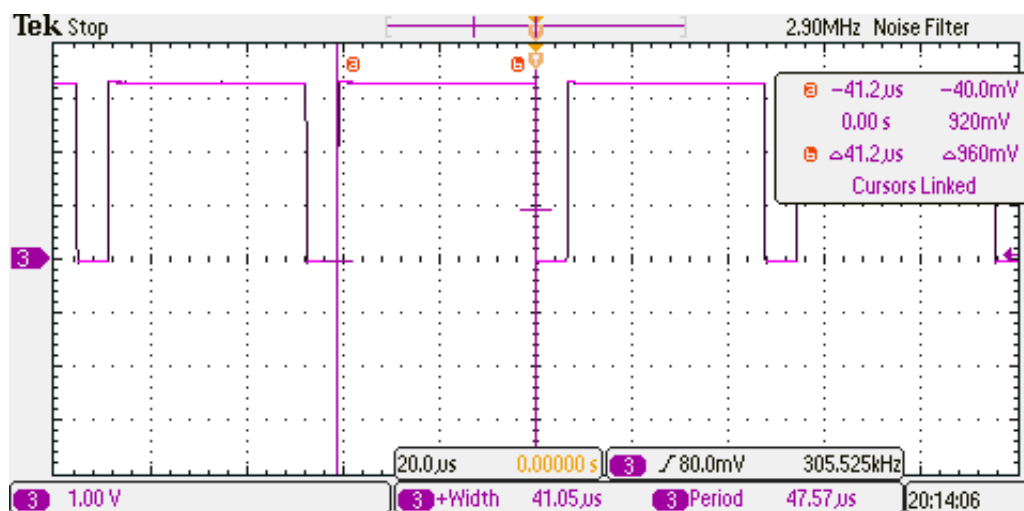


Figura 63: Tempo de execução do algoritmo de controle no DSP.

4.8 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram inicialmente apresentados os parâmetros do FAP paralelo bifásico simulado, bem como os parâmetros da rede elétrica e das cargas empregadas. Além disso, foram apresentadas as malhas de controle e os controladores de correntes e tensão CC empregados.

O esquema de transformações $\alpha\beta$ monofásicas foi simulado e os resultados apresentados confirmam a eficácia das técnicas propostas neste trabalho. Resultados da simulação do FAP bifásico em regime permanente foram apresentados. Esses resultados confirmaram o funcionamento apropriado do esquema de controle desenvolvido.

Com a compensação bifásica, as correntes drenadas nas fases do sistema elétrico ficaram com mesma amplitude, em fase com as tensões e aproximadamente senoidais. Foram feitas ainda simulações que incluíram a mudança das cargas durante a operação do FAP bifásico. Esses resultados mostraram que a operação do filtro não é comprometida, uma vez que o algoritmo de controle se adapta às novas condições da carga

sempre que ocorre uma mudança.

Por fim, foram também apresentados alguns resultados obtidos experimentalmente com a operação de um FAP bifásico. O sistema experimental foi construído com tensões e correntes reduzidas devido às limitações da estrutura do laboratório. Ainda assim, os resultados obtidos permitiram confirmar a possibilidade de operar um VSC trifásico para funcionar como FAP bifásico a três fios. A estratégia de controle adotada fez com que as correntes fornecidas pelo sistema de distribuição fossem quase senoidais e em fase com as tensões de fase, apesar das tensões distorcidas no PAC e das não-linearidades da carga. Além disso, as correntes drenadas pela carga tiveram suas amplitudes equalizadas pelo FAP.

5 CONCLUSÕES FINAIS

O objetivo principal deste trabalho foi apresentar o princípio de funcionamento de um FAP paralelo bifásico a três fios, bem como um algoritmo para cálculo das correntes de referência e um esquema de controle desse filtro. Foi discutido que uma possível aplicação se encontra na implementação dessa funcionalidade em VE para compensar correntes harmônicas e potência reativa, especialmente no caso de consumidores residenciais e comerciais com padrão de fornecimento de energia bifásico a três fios.

O princípio de funcionamento do filtro bifásico foi discutido para mostrar como essa funcionalidade poderia ser incluída num VE conectado à rede. A topologia do VSC trifásico, tipicamente encontrada no sistema de propulsão elétrica, pode ser controlada para funcionar como FAP bifásico. Com base nesse fato, revisou-se a técnica SVM de controle dos interruptores estáticos do conversor de acionamento do motor elétrico do veículo. Foram apresentados então os modelos matemáticos do VSC trifásico no sistema de coordenadas estacionárias ($\alpha\beta$) e no sistema de coordenadas síncronas (dq). O comportamento da tensão CC do conversor também foi discutido, sendo apresentado o modelo matemático simplificado que foi usado no projeto do controlador da tensão do capacitor do conversor.

Em seguida, foi feita uma revisão dos conceitos da chamada *teoria p - q monofásica*. Foram mostrados os esquemas de transformação $\alpha\beta$ monofásica encontrados na literatura, que consistem na defasagem das grandezas monofásicas de 90° . As definições da teoria p - q foram utilizadas para interpretar o significado das potências instantâneas real (p) e imaginária (q), relacionando-as com as potências ativa (P) e reativa (Q) monofásicas convencionais. Foram propostas técnicas alternativas para implementação das transformações $\alpha\beta$. Neste trabalho essa transformação foi feita por meio de atrasos temporais no caso das correntes e por meio de SOGIs no caso das tensões. A utilização do SOGI apresenta a vantagem de integrar a transformação $\alpha\beta$ com extração de componente fundamental de forma simples.

Com base nas definições da teoria p - q monofásica modificada, foi descrito o algo-

ritmo desenvolvido para calcular as correntes de referência para o FAP bifásico. Neste trabalho, adotou-se a estratégia de compensação para correntes senoidais, na qual são compensadas todas as componentes harmônicas de corrente e potência reativa. Apesar do controle ser feito independente para cada fase, foi mostrada uma técnica que permite compensar desequilíbrios na carga. Dessa forma, o sistema elétrico fornece, nas duas fases envolvidas, correntes senoidais de mesma amplitude e em fase com as tensões no ponto de conexão do VE, independente das características e do número de cargas conectadas na instalação bifásica.

As malhas de controle de correntes e da tensão CC foram descritas. Optou-se por realizar o controle das correntes no sistema de coordenadas estacionárias. Para realizar essa tarefa, dois controladores do tipo P-SSI foram utilizados. No controle da tensão CC do FAP foi empregado apenas um controlador PI. Os estudos de simulação foram feitos com base nos parâmetros nominais de um protótipo disponível em laboratório.

Os resultados obtidos em simulações confirmaram que o FAP bifásico foi capaz de reduzir a THD das correntes consumidas da rede elétrica, equalizar o valor eficaz dessas correntes e compensar a potência reativa demandada pela carga bifásica. Os testes simulando mudanças dinâmicas na carga compensada mostraram que a operação do FAP não é prejudicada por esses eventos. Foram apresentados ainda alguns resultados obtidos experimentalmente que confirmam a eficácia do FAP e da estratégia de controle proposta.

5.1 PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTA PESQUISA

FURTADO, P. C. S.; RODRIGUES, M. C. B. P.; BRAGA, H. A. C.; BARBOSA, P. G.. Two-phase, three-wire shunt active power filter control using the single-phase p-q theory. *Revista Eletrônica de Potência - Edição especial de artigos selecionados do COBEP 2013*, Aceito para publicação (1a. revisão).

FURTADO, P. C. S.; RODRIGUES, M. C. B. P.; BRAGA, H. A. C.; BARBOSA, P. G.. Two-phase, three-wire shunt active power filter using the single-phase p-q theory. In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, out. 2013, Gramado, Brasil. p. 1245-1250.

5.2 TRABALHOS FUTUROS

Alguns temas são propostos para trabalhos que podem dar continuidade a esta pesquisa:

- i.* Reconstruir o FAP bifásico nos níveis de tensão e corrente de uma aplicação real, permitindo avaliar os resultados obtidos frente a normas internacionais que dispõem sobre limites de tensões e correntes harmônicas em sistemas de energia;
- ii.* Desenvolver o esquema de controle do FAP bifásico adotando a estratégia de controle que resulta que uma potência ativa constante seja fornecida pelo sistema elétrico de potência;
- iii.* Investigar a operação de diversos VEs como FAP em um agregador, como no estacionamento de uma universidade, por exemplo. Estudar as possibilidades de funcionamento independente de cada VE ou coordenado pelo agregador;
- iv.* Estudar os impactos no SEP da operação de diversos FAPs conectados de forma distribuída na rede de baixa tensão.
- v.* Investigar o impacto da operação como FAP bifásico no tempo de vida útil dos componentes eletrônicos de potência embarcados em um veículo elétrico;
- vi.* Elaborar uma estratégia de controle que trate o sistema bifásico como um todo, e não mais como a superposição de dois circuitos monofásicos.

REFERÊNCIAS

- ABNT. Sistema de recarga condutiva de veículos elétricos - parte 1 requisitos gerais. *ABNT NBR IEC 61851-1:2013*, p. 1–47, jun. 2013.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Principles and compensation effectiveness of instantaneous reactive power compensator devices (em japonês). In: IEE-JAPAN (Ed.). *Power Semiconductor Converters Researchers Meeting (SPC-82-16)*. 1982.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. In: *International Power Electronics Conference (IPEC'83), Tokyo, Japan*. 1983. p. 1375–1386.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20, n. 3, p. 625–630, mai. 1984. ISSN 0093-9994.
- AKAGI, H.; WATANABE, E.; AREDES, M. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. : Wiley-IEEE Press, 2007. ISBN 9780470118931.
- ALMEIDA, P. M. de. *Modelagem e controle de conversores estáticos fonte de tensão utilizados em sistemas de geração fotovoltaicos conectados à rede elétrica de distribuição*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, 2011.
- AMPLA. *Fornecimento de energia elétrica em tensão secundária - Padrão de fornecimento de energia elétrica*. : Ampla, 2011.
- ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST*. : Agência Nacional de Energia Elétrica, 2008.
- BARBOSA, P. et al. Control strategy for grid-connected dc-ac converters with load power factor correction. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, v. 145, n. 5, p. 487–491, set. 1998. ISSN 1350-2360.
- BHATTACHARYA, A.; CHAKRABORTY, C.; BHATTACHARYA, S. Shunt compensation: Reviewing traditional methods of reference current generation. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 3, n. 3, p. 38–49, Sept. 2009.
- BOULANGER, A. et al. Vehicle electrification: Status and issues. *Proceedings of the IEEE*, v. 99, n. 6, p. 1116–1138, jun. 2011. ISSN 0018-9219.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. : Morgan & Claypool, 2006.
- CEMIG. *Norma de Distribuição 5.1: Fornecimento de energia elétrica em tensão secundária - Rede de distribuição aérea - Edificações Individuais*. : Companhia Energética de Minas Gerais, 2013.

CHAN, C.; WONG, Y. S. Electric vehicles charge forward. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 2, n. 6, p. 24–33, nov. 2004. ISSN 1540-7977.

CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. A new single-phase pll structure based on second order generalized integrator. In: *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '06)*. 2006. p. 1–6. ISSN 0275-9306.

COPEL. *Fornecimento em tensão secundária de distribuição (NTC 901100)*. : Companhia Paraense de Energia, 2008.

CPFL. *Fornecimento em tensão secundária de distribuição*. : CPFL Energia, 2012.

ELETROPAULO, A. *Fornecimento de energia elétrica em tensão secundária de distribuição (LIG-BT)*. : AES Eletropaulo, 2014.

FOGLI, G. A. *Integração de um grupo motor gerador diesel em uma rede secundária de distribuição através de um conversor estático fonte de tensão*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, 2014.

GHETTI, F. T. et al. Estudo comparativo de técnicas de controle de corrente aplicadas a filtros ativos shunt. In: *Congresso Brasileiro de Automática (CBA'2010)*. 2010. v. 1, n. 1, p. 3701–3708.

GONZALEZ, M. L.; SILVA, S. R.; ALMEIDA, P. C. A. Harmonics from residential and commercial non-linear loads. In: *VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais (VII INDUSCON)*. Recife, Brazil: , 2006.

GYUGYI, L.; STRYCUDA, E. Active ac power filters. In: *IEEE IAS Annual Meeting*. 1976. p. 529–535.

HAQUE, M. Single-phase pq theory. In: IEEE (Ed.). *Power Electronics Specialists Conference (PESC 2002), 33rd Annual*. 2002. v. 4, p. 1815–1820.

HAQUE, M.; ISE, T. Implementation of single-phase pq theory. In: *Power Conversion Conference (PCC-Osaka 2002)*. 2002. v. 2, p. 761–765 vol.2.

HARDIE, S.; WATSON, N. The effect of new residential appliances on power quality. In: *Universities Power Engineering Conference (AUPEC), 2010 20th Australasian*. 2010. p. 1–6.

IPAKCHI, A.; ALBUYEH, F. Grid of the future. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 7, n. 2, p. 52–62, mar. 2009. ISSN 1540-7977.

KADRI, R.; GAUBERT, J.-P.; CHAMPENOIS, G. An improved maximum power point tracking for photovoltaic grid-connected inverter based on voltage-oriented control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 1, p. 66–75, jan. 2011. ISSN 0278-0046.

KHADKIKAR, V.; CHANDRA, A.; SINGH, B. Generalised single-phase p-q theory for active power filtering: simulation and dsp-based experimental investigation. *IET Power Electronics*, v. 2, n. 1, p. 67–78, jan. 2009. ISSN 1755-4535.

LIGHT. *Regulamentação para fornecimento de energia elétrica a consumidores em baixa tensão (RECON-BT)*. : Light, 2013.

LÍRIO, F. L. *Análise e Modelagem do Filtro Ativo de Potência PWM Monofásico*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, Brazil, 2000.

LIU, J.; YANG, J.; WANG, Z. A new approach for single-phase harmonic current detecting and its application in a hybrid active power filter. In: *25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'99)*. 1999. v. 2, p. 849–854 vol.2.

MARRA, F. et al. Implementation of an electric vehicle test bed controlled by a virtual power plant for contributing to regulating power reserves. In: *IEEE Power and Energy Society General Meeting*. 2012. p. 1–7. ISSN 1944-9925.

MOHAN, N.; UNDELAND, T.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. 2nd. ed. : John Wiley & Sons Inc., 1995.

PATIDAR, R. D.; SINGH, S. Harmonics estimation and modeling of residential and commercial loads. In: *International Conference on Power Systems (ICPS '09)*. 2009. p. 1–6.

PIRES, I. A. *Caracterização de harmônicos causados por equipamentos eletro-eletrônicos residenciais e comerciais no sistema de distribuição de energia elétrica*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, 2006.

REDL, R.; TENTI, P.; WYK, J. Daan van. Power electronics' polluting effects. *IEEE Spectrum*, v. 34, n. 5, p. 32–39, mai. 1997. ISSN 0018-9235.

RODRIGUES, M. et al. Active power filter operation of an electric vehicle applied to single-phase networks. In: *10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. 2012. p. 1–8.

RODRIGUES, M. C. B. P. et al. Electric vehicles as power quality improvement resources in residential electricity networks. *1st Power Electronics South America Conference*, 2012.

RODRIGUES, M. do C. B. P. *Compensação de harmônicos e reativos de instalações elétricas de baixa tensão integrada ao sistema de propulsão de veículos elétricos*. Memorial de qualificação (Doutorado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora. 2013.

RODRIGUEZ, P. et al. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '06)*. 2006. p. 1–7. ISSN 0275-9306.

SABIN, D.; SUNDARAM, A. Quality enhances reliability [power supplies]. *IEEE Spectrum*, v. 33, n. 2, p. 34–41, fev. 1996. ISSN 0018-9235.

SAE. Sae electric vehicle and plug in hybrid electric vehicle conductive charge coupler. *ABNT NBR IEC 61851-1:2013*, p. 1–93, out. 2012.

- SILVA, S. da et al. A comparative analysis of p-pll algorithms for single-phase utility connected systems. In: *13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '09)*. 2009. p. 1–10.
- SILVA, S. da; NOVOCHADLO, R.; MODESTO, R. Single-phase pll structure using modified p-q theory for utility connected systems. In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 2008)*. 2008. p. 4706–4711. ISSN 0275-9306.
- SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A review of active filters for power quality improvement. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 46, n. 5, p. 960–971, Oct 1999.
- SOUZA, E. L. de. *Estudos do impacto do uso de equipamentos na qualidade de energia elétrica*. Trabalho final de curso (Graduação) – Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora. 2006.
- SOUZA, F. P. de. *Correção do fator de potência para instalações de baixa potência empregando filtros ativos*. Tese (Doutorado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, 2000.
- TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, p. 750–762, set. 2006. ISSN 1350-2352.
- TEXAS, I. *Space vector generator with quadrature control*. : Texas Instruments Digital Control System Group, 2011.
- VALLE, R. L. *Acionamento de um motor síncrono de ímãs permanentes sem escovas visando aplicações em veículos elétricos*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, 2013.
- VOELCKER, J. How green is my plug-in? *IEEE Spectrum*, v. 46, n. 3, p. 42–58, mar. 2009. ISSN 0018-9235.
- WATANABE, E.; STEPHAN, R.; AREDES, M. New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 8, n. 2, p. 697–703, abr. 1993. ISSN 0885-8977.
- YAZDANI, A.; IRAVANI, R. *Voltage-Sourced Converters in Power Systems - Modeling, Control, and Applications*. : IEEE Press, 2010. ISBN 978-0-470-52156-4.
- YILMAZ, M.; KREIN, P. Review of the impact of vehicle-to-grid technologies on distribution systems and utility interfaces. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 12, p. 5673–5689, dez. 2013.