



Universidade
Estadual de
Londrina

ANGELO FERACIN NETO

**FILTROS ATIVOS PARALELOS APLICADOS A SISTEMAS
ELÉTRICOS TRIFÁSICOS A QUATRO FIOS**

LONDRINA
2009

ANGELO FERACIN NETO

**FILTROS ATIVOS PARALELOS APLICADOS A SISTEMAS
ELÉTRICOS TRIFÁSICOS A QUATRO FIOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Mestrado em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadora: Profa. Dra. Silvia Galvão de Souza Cervantes.

Co-orientador: Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva.

LONDRINA
2009

ANGELO FERACIN NETO

**FILTROS ATIVOS PARALELOS APLICADOS A SISTEMAS
ELÉTRICOS TRIFÁSICOS A QUATRO FIOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Mestrado em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

COMISSÃO EXAMINADORA

Prof. Orientador Dra. Sílvia Galvão de Souza
Cervantes.
Universidade Estadual de Londrina

Prof. Co-orientador Dr. Sérgio Augusto
Oliveira da Silva.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof. Dr. Ernane Antônio Alves Coelho
Universidade Federal de Uberlândia

Prof. Dr. Aziz Elias Demian Junior
Universidade Estadual de Londrina

Londrina, 14 de dezembro de 2009.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho a minha esposa Cristiane, pelo amor, dedicação e apoio incondicional. E a meu filhinho Fernando Gabriel, o anjinho do papai.

AGRADECIMENTOS

A Prof. Silvia Galvão de Souza Cervantes pela orientação deste trabalho.

Ao co-orientador Prof. Sérgio Augusto Oliveira da Silva pelo profissionalismo na condução dos trabalhos.

Ao colega Rodrigo Augusto Modesto que me auxiliou com material e em algumas simulações.

Ao colega de trabalho Edmar Piacentini Júnior que prontamente me substituiu nas ocasiões em que tive que me ausentar do trabalho.

FERACIN, Angelo Neto **Filtros Ativos Paralelos aplicados a sistemas elétricos trifásicos a quatro fios**. 148 páginas. Dissertação Submetida ao Programa de Mestrado em Engenharia Elétrica – Universidade Estadual de Londrina, 2009.

RESUMO

Esta dissertação apresenta um estudo de três topologias de Filtros Ativos Paralelos de Potência aplicados a sistemas elétricos trifásicos a quatro fios: *Split-Capacitor*, *Four-Legs* e *Three Full-Bridge*. Também é proposto um método de compensação para sistemas trifásicos a quatro fios, o qual é baseado num método de compensação para sistemas monofásicos no referencial síncrono (*SRF – Synchronous Reference Frame*). Simulações digitais comprovam a eficácia do algoritmo proposto.

Palavras-chave: Filtro Ativo Paralelo. Métodos de compensação de corrente . *SRF*.

FERACIN, Angelo Neto **Shunt Active Power Filters Applied in Three-Phase Four-Wire Systems**. 2009. 148 páginas. Dissertação Submetida ao Programa de Mestrado em Engenharia Elétrica – Universidade Estadual de Londrina, 2009.

ABSTRACT

This dissertation presents a study of three topologies of Shunt Active Power Filter applied to three-phase four-wire systems: Split-Capacitor, Four-Legs and Three Full-Bridge. Also proposed is a method of compensation to three-phase four-wire systems, which is based on a method of compensation synchronous frame (SRF - Synchronous Reference Frame) for the single-phase systems. Digital simulations show the effectiveness of the proposed algorithm.

Key words: Shunt Active Power Filter. Methods of compensation current. Synchronous Reference Frame.

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT -	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL -	Agência Nacional de Energia Elétrica
CBEMA -	<i>Computer and Business Equipment Manufactures Association</i>
CENELEC -	<i>Comité Européen de Normalization Electrotechnique</i>
CSI -	<i>Current Source Inverter</i>
DTT -	Distorção Total da Tensão
FAP -	Filtro Ativo Paralelo
FAS -	Filtro Ativo Série
FPA -	Filtro Passa Alta
FPB -	Filtro Passa Baixa
FPP -	Filtros Passivos Paralelos
HVDC -	<i>High Voltage Direct Current</i>
IEC -	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE -	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
NPC -	<i>Neutral-Point Clamped</i>
PAC -	Ponto de Acoplamento Comum.
PCC -	<i>Point of Commum Coupling</i>
PLL -	<i>Phase Locked Loop</i>
PRODIST -	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
SRF -	<i>Synchronous Reference Frame</i> ou Eixos de Referência Síncrona
STATCOM -	Compensador Síncrono Estático
TDD -	<i>Total Demand Distortion</i>
THD -	<i>Total Harmonic Distortion</i>

TRIAC - TRIode for Alternating Current

UPQC - Unified Power Quality Conditioner

VSI - Voltage Source Inverter

Sumário

1. Introdução	12
1.1 Problema em engenharia elétrica a ser pesquisado	14
1.2 Objetivos da pesquisa	14
1.2.1 Objetivos gerais	15
1.2.2 Objetivos específicos	15
1.3 Metodologias empregadas no estudo	15
1.4 Contribuições e relevância do trabalho	17
2. Harmônicos na rede elétrica e estratégias de filtragem	18
2.1 Introdução	18
2.2 Algumas fontes geradoras de harmônicos	20
2.3 Normas e resoluções	21
2.3.1 A recomendação técnica <i>IEEE-519-1992</i>	23
2.3.2 A norma <i>IEC-1000-3-2 (IEC 555-2)</i>	25
2.3.3 Normas da ANEEL	27
2.4 Elementos de filtragem de correntes harmônicas	30
2.4.1 Topologias de retificadores para a redução de harmônicos de corrente	30
2.4.2 Técnicas Passivas de Filtragem de Harmônicos de corrente	36
2.4.3 Técnicas Ativas de Filtragem de Harmônicos de Corrente	38
2.4.3.1 Filtros Ativos de potência paralelo (<i>FAP</i>)	39
2.4.3.1.1 Topologias de inversores para implementação do <i>FAP</i> em sistemas monofásicos	40
2.4.3.1.2 Topologias de inversores para implementação do <i>FAP</i> em sistemas trifásicos a três e fios	42
2.4.3.1.3 Topologias de inversores para implementação do <i>FAP</i> em sistemas trifásicos a quatro fios	44
2.5 Conclusões	46
3. Métodos de Compensação Ativa de Potência	47
3.1 Introdução	47
3.2 Conceitos tradicionais de potência ativa e reativa	47

3.3 Estratégia de compensação baseada na teoria generalizada da potência reativa instantânea - (método $p-q$).....	52
3.3.1 Estratégia monofásica de compensação baseada no método $p-q$	56
3.3.2 Controle de tensão no barramento cc pelo método $p-q$	58
3.4 Estratégia de compensação baseada na teoria de potência reativa instantânea estendida - (método $p-q-e$)	59
3.5 Compensação ativa baseada no sistema de eixos de referência síncrona - (método SRF).....	61
3.5.1 Escolha da frequência de corte do filtro passa baixa (FPB)	63
3.5.2 Sistemas monofásicos e trifásicos para detecção de fase (Sistema PLL)	67
3.5.3 Estratégia monofásica de compensação baseada no método SRF	68
3.5.4 Controle de tensão no barramento cc pelo método SRF	70
3.6 Simulações dos algoritmos de compensação de reativos e supressão de harmônicos gerados por cargas não lineares.....	71
3.6.1 Método $p-q$	72
3.6.2 Método $p-q-e$	75
3.6.3 Método SRF	77
3.7 Conclusões.....	79
4. Estratégias de Controle dos Filtros Ativos de Potência Paralelos	81
4.1 Introdução.....	81
4.2 Topologias propostas de Filtros Ativos de Potências Paralelo.....	81
4.2.1 Características do FAP baseado na topologia <i>Split-Capacitor</i> - (<i>Sistema 1</i>).....	81
4.2.1.1 Algoritmos de compensação de corrente e modelos do FAP baseado na topologia <i>Split-Capacitor</i> - (<i>Sistema 1</i>).....	82
4.2.1.1.1 Algoritmo de compensação de corrente do filtro ativo paralelo - (<i>Sistema 1</i>).....	82
4.2.1.1.2 Modelo do filtro ativo paralelo (FAP) - (<i>Sistema 1</i>)	84
4.2.2 Características do FAP baseado na topologia <i>Four-Legs</i> - (<i>Sistema 2</i>).....	86
4.2.2.1 Algoritmos de compensação de corrente do FAP baseado na topologia <i>Four-Legs</i> - (<i>Sistema 2</i>).....	86
4.2.2.1.1 Algoritmo de compensação de corrente do filtro ativo paralelo - (<i>Sistema 2</i>).....	87
4.2.3 Características do FAP baseado na topologia <i>Three Full-Bridge</i> (<i>Sistema 3</i>).....	88
4.2.3.1 Algoritmos de compensação de corrente e modelos do FAP baseado na topologia <i>Three Full-Bridge</i> (<i>Sistema 3</i>).....	89
4.2.3.1.1 Algoritmo de compensação de corrente do filtro ativo paralelo - (<i>Sistema 3</i>).....	89
4.2.3.1.2 Modelo da malha de corrente do filtro ativo paralelo (FAP) - (<i>Sistema 3</i>).....	90
4.2.4 Controle de tensão no barramento cc pelo método SRF	90
4.2.4.1 Modelo do sistema de controle da tensão do barramento cc	90
4.2.4.2 Dimensionamento do capacitor cc	94

4.3 Conclusões.....	96
5. Implementação dos Algoritmos de Compensação dos FAPs	97
5.1 Introdução.....	97
5.2 Descrição das topologias de FAPs simulados.....	97
5.2.1 Descrição da topologia <i>Split-Capacitor</i>	97
5.2.2 Descrição da topologia <i>Four-Legs</i>	101
5.2.3 Descrição da topologia <i>Three Full-Bridge</i>	104
5.3 Simulações dos FAPs trifásicos	106
5.3.1 Simulações digitais da topologia <i>Split-Capacitor</i>	107
5.3.1.1 – Simulação do FAP topologia <i>Split-Capacitor</i> (situação 1).....	107
5.3.1.2 – Simulação do FAP topologia <i>Split-Capacitor</i> (situação 2).....	110
5.3.2 Simulações digitais topologia <i>Four-Legs</i>	113
5.3.2.1 – Simulação do FAP topologia <i>Four-Legs</i> (situação 1).....	113
5.3.2.2 – Simulação do FAP topologia <i>Four-Legs</i> (situação 2).....	115
5.3.3 Simulações digitais topologia <i>Three Full-Bridge</i>	118
5.3.3.1 – Simulação do FAP topologia <i>Three Full-Bridge</i> (situação 1).....	118
5.3.3.2 – Simulação do FAP topologia <i>Three Full-Bridge</i> (situação 2).....	120
5.3.4 Análise comparativa entre as topologias <i>Split-Capacitor</i> , <i>Four-Legs</i> e <i>Three Full-Bridge</i>	122
5.4 Conclusões.....	123
6. Conclusão e Proposta de Continuidade	125
6.1 Estudos realizados e conclusões	125
6.1.1 Conclusões finais.....	126
6.1.2 Propostas de continuidade	127
6.2 Publicações	127
Bibliografia	128
<i>Apêndice A - Projeto dos Ganhos K_p e K_i dos Controladores PI.....</i>	<i>132</i>
<i>Apêndice B - Sistema PLL - Phase Locked Loop.....</i>	<i>136</i>
<i>Apêndice C – Esquemas dos algoritmos apresentados no capítulo 3</i>	<i>140</i>
<i>Apêndice D – Esquemas dos algoritmos apresentados no capítulo 5</i>	<i>141</i>

Capítulo 1

1. Introdução

O aumento da utilização de cargas não lineares por consumidores residenciais, comerciais e industriais, tem exigido das concessionárias de energia uma preocupação cada vez maior em relação à qualidade da energia elétrica nos sistemas elétricos de potência.

A maioria dos equipamentos eletrônicos utilizados principalmente por consumidores industriais, não drena somente energia ativa da rede elétrica. Estes equipamentos solicitam da rede de distribuição energias reativas e harmônicas contribuindo para o aumento da degradação na qualidade de energia do sistema elétrico.

Cargas não lineares como: retificadores e conversores baseados em chaves semicondutoras, são responsáveis por gerar correntes com alto conteúdo harmônico. As interações entre as correntes harmônicas e a impedância da rede provocam distorções nas tensões e prejudicam a qualidade da energia elétrica no PAC (Ponto de Acoplamento Comum).

Soluções envolvendo filtros de potência passivos, ativos ou híbridos, são empregados com o intuito de sanar ou mesmo minimizar os problemas causados pelas correntes harmônicas conforme apresentado em [13-20-32].

Soluções passivas de filtragem de correntes harmônicas são normalmente utilizadas por serem relativamente baratas e por apresentarem alguns benefícios, como [13]:

- baixa manutenção;
- podem ser implementados em sistemas de alta potência (Mvar);
- são mais econômicos de se implantar se comparados aos compensadores síncronos;
- podem ser usados para a compensação de harmônicos e compensação de reativos;

Entretanto, os filtros passivos não são adequados quando:

- estão presentes constantes mudanças nas características da rede. Mudanças em relação à frequência de sintonia e/ou potência são difíceis de serem realizadas nos filtros passivos;
- também existe a possibilidade de ocorrerem ressonâncias paralelas que provoquem um aumento de corrente capaz de danificar os componentes do filtro;
- a temperatura, o envelhecimento e a deterioração dos componentes, alteram as características do filtro diminuindo a sua capacidade de compensação dos harmônicos.

O desenvolvimento da Eletrônica de Potência tornou possível a correção das distorções harmônicas de forma instantânea [01], sugerindo a construção de Filtros Ativos de Potência capazes de se ajustarem automaticamente frente as constantes mudanças nas características da carga. As referências de tensão ou corrente instantâneas são normalmente obtidas por meio de métodos baseados na teoria da potência ativa instantânea introduzida por Akagi *et. al.* [38]. O método $p-q$ ou (Método da Potência Reativa Instantânea) é baseado no cálculo das potências médias e oscilantes das potências instantâneas p e q . O método $p-q-e$ ou (Método da Potência Reativa Instantânea estendida) diferencia-se do método $p-q$ pois considera as componentes de seqüência zero de tensão e corrente nos cálculos. Existe também a estratégia de compensação baseada no sistema de eixos de referência síncrono (método *SRF*) [14]. Este método diferencia-se dos demais por realizar a separação das componentes médias e oscilantes no eixo síncrono $d-q$.

Os filtros ativos de potência se adaptam a mudanças nas características da rede elétrica e não apresentam problemas em relação a ressonâncias com a rede de distribuição. As desvantagens dos filtros ativos estão relacionadas ao custo de implantação e a necessidade de mão de obra especializada na realização de eventuais reparos.

Uma outra opção é o filtro híbrido. O filtro híbrido é uma combinação de um filtro passivo mais um filtro ativo de baixa potência. Deste modo o custo total do filtro passa a ser relativamente menor se comparado a um filtro ativo convencional [19-37].

Os filtros ativos podem ser do tipo paralelo utilizados geralmente para a filtragem de componentes harmônicos de corrente gerados pela carga. Filtros ativos séries são geralmente empregados na compensação de componentes harmônicos de tensão. Nos filtros híbridos os filtros ativos série podem ser usados como uma impedância variável isolando a carga do resto da rede não permitindo que as componentes harmônicas da tensão cheguem até a carga [17].

A *UPQC* (*UPQC - Unified Power Quality Conditioner*) combina o filtro ativo série e o paralelo em um equipamento. A *UPQC* é empregada em situações onde cargas sensíveis são alimentadas por um mesmo barramento que contém cargas não lineares [17].

Outro equipamento que utiliza os métodos de compensação baseados na teoria da potência instantânea é o compensador síncrono estático *STATCOM*. O compensador síncrono estático é similar ao compensador síncrono rotativo que realiza a compensação paralela de reativos injetando correntes capacitivas na rede. A vantagem é que o *STATCOM* não apresenta instabilidade rotacional, possui um tempo de resposta mais rápido quando comparado ao compensador síncrono convencional [17].

1.1 Problema em Engenharia Elétrica a ser pesquisado

Tipicamente cargas não lineares drenam correntes harmônicas e reativas da fonte de energia. Um Filtro Ativo Paralelo (*FAP*) deve filtrar as correntes harmônicas e reativas drenadas por cargas não lineares, de forma que a fonte (rede de distribuição) forneça somente a parcela ativa da potência solicitada.

Um *FAP* deve realizar a compensação de correntes harmônicas e/ou reativas mesmo quando ocorrem mudanças nas características da rede como:

- Desbalanços na tensão e/ou corrente provocados pela entrada ou saída de cargas importantes;
- Presença de harmônicos de tensão provenientes da rede;

Os filtros ativos devem filtrar os componentes harmônicos de corrente e compensar reativos de modo a corrigir o fator de potência de um sistema elétrico.

Soluções para a melhoria da qualidade de energia por intermédio de *FAPs* monofásicos, trifásicos a três fios e trifásicos a quatro fios são amplamente apresentados na literatura. A título de exemplo pode-se citar [24-26-28-31-40].

1.2 Objetivos da pesquisa

Esse trabalho visa o estudo de *FAPs* trifásicos aplicados a sistemas elétricos trifásicos a quatro fios. Os objetivos dessa pesquisa podem ser divididos conforme os subitens a seguir.

1.2.1 Objetivo Geral

Este trabalho visa o estudo e análise de *FAPs* trifásicos aplicados a sistemas elétricos trifásicos a quatro fios. Além do estudo dos métodos de compensação ativa de potência e suas aplicações. Neste estudo serão abordadas as seguintes topologias de *FAPs*: *Split-Capacitor*, *Four-Legs* e *Three Full-Bridge*.

1.2.2 Objetivos específicos

- Estudar as fontes geradoras mais comuns de harmônicas de corrente;
- Estudar as técnicas passivas de filtragem de harmônicos;
- Estudar e analisar através de simulações os métodos de compensação ativa de potência;
- Estudar os sistemas (*PLL – Phase Locked Loop*);
- Estabelecer modelos para os *FAPs* a serem analisados;
- Apresentar um método de cálculo dos ganhos para os compensadores dinâmicos envolvidos nas malhas de tensão e corrente dos *FAPs* estudados;
- Analisar as topologias *Split-Capacitor*, *Four-Legs* e *Three Full-Bridge* empregados em *FAPs* trifásicos a quatro fios através de simulação.
- Realizar um estudo comparativo entre topologias de *FAPs* estudadas.

1.3 Metodologias empregadas no estudo

As metodologias empregadas no estudo serão realizadas conforme descrito a seguir:

- a) Estudo qualitativo de filtros ativos de potência (passivos, ativo série, ativo paralelo, ativo híbrido).**

Realizar o estudo de algumas fontes geradoras de harmônicos a partir de dados obtidos de simulações. Apresentar as normas e resoluções nacionais e internacionais que envolvem a qualidade de energia, embasando os demais estudos realizados na pesquisa. As técnicas de filtragem (passiva,

ativa e híbrida) serão apresentadas. Ainda em relação às estratégias de filtragem serão abordadas as topologias de inversores utilizados em *FAPs*. Esses pontos fazem parte do capítulo 2.

b) Estudo quantitativo dos métodos de compensação ativa de potência

O estudo dos conceitos tradicionais da potência ativa e reativa permite uma melhor compreensão da teoria generalizada da potência reativa instantânea (método $p-q$). Além da compensação baseada no método $p-q$, serão analisados os métodos de compensação pela teoria de potência estendida ($p-q-e$) e o método de compensação baseado nos eixos de referência síncrono (*SRF*).

Serão apresentadas estratégias monofásicas de compensação aplicadas ao método $p-q$ e *SRF*. Esses assuntos vão compor o capítulo 3 do trabalho.

c) Simulações dos algoritmos de compensação

No capítulo 3 são realizadas simulações dos algoritmos baseados nos métodos $p-q$, $p-q-e$ e *SRF* em diversas situações possibilitando uma comparação entre os métodos.

d) Análise comparativa dos filtros ativos de potência paralelos estudados

No capítulo 4 serão apresentadas as topologias de *FAP*: *Split-Capacitor*, *Four-Legs* e *Three Full-Bridge*. Neste capítulo serão apresentados os algoritmos de compensação, os modelos e o dimensionamento do capacitor do barramento CC das topologias abordadas. No capítulo 5 será apresentada a implementação dos algoritmos de compensação propostos nas topologias de *FAP* apresentados no capítulo 4. Simulações digitais serão realizadas no intuito de demonstrar e validar os algoritmos propostos. Será realizada uma análise comparativa entre as topologias de maneira a ressaltar as vantagens e desvantagens entre elas.

1.4 Contribuições e relevância do trabalho

Uma das contribuições deste trabalho, é a proposta de um algoritmo baseado no sistema de eixos de referência síncrono (método *SRF*) ou em inglês (*Synchronous Reference Frame Method*). O algoritmo proposto permite escolher entre compensar ou não, as componentes de seqüência negativa e zero das correntes fundamentais drenadas por cargas desequilibradas em sistemas elétricos trifásicos a quatro fios. Um algoritmo similar [29], baseado no método *p-q* (método baseado na teoria da potência ativa e reativa instantânea) foi utilizado com sucesso na implementação de um *FAP* trifásico a quatro fios permitindo a compensação ou não das componentes de seqüência negativa e zero das correntes de freqüência fundamental.

O algoritmo proposto utiliza uma estratégia de compensação por fase baseada no sistema de eixos de referência síncrono (*SRF*) para gerar as correntes de compensação conforme [23-24-33]. A estratégia de compensação por fase quando aplicada a um *FAP* trifásico a quatro fios na compensação de harmônicos de corrente, tem como conseqüência a não compensação das componentes de seqüência negativa e zero da freqüência fundamental. Em outras palavras, quando a estratégia de compensação de corrente por fase é aplicada a um *FAP* trifásico a quatro fios, este, passa a não perceber o desequilíbrio entre as correntes drenadas pelas cargas monofásicas individuais ligadas as fases do sistema. Deste modo, as componentes de seqüência negativa e zero não são compensadas, pois o *FAP* gera correntes de compensação individuais por fase. Como resultado, obtém-se correntes de linha senoidais livres de componentes harmônicos e reativos, porém, desequilibradas.

A vantagem em não compensar as componentes fundamentais de seqüência negativa e seqüência zero está no fato destas componentes não fluírem pelo inversor. Quando estas componentes não passam pelo inversor tem-se uma diminuição das perdas. Outro ponto importante, é que o *FAP* pode ter a sua potência reduzida pois, estará incumbido de compensar somente as parcelas reativas e harmônicas da corrente.

Este trabalho também visa realizar uma análise comparativa entre os *FAPs* baseados nas topologias *Split-Capacitor*, *Four-Legs* e *Three Full-Bridge* com relação ao dimensionamento e implementação. Além de apresentar as principais vantagens e desvantagens de cada uma das topologias apresentadas.

Capítulo 2

2. Harmônicos na rede elétrica e estratégias de filtragem

2.1 Introdução

A qualidade da energia elétrica vem sofrendo uma contínua e crescente deterioração em razão do aumento das componentes harmônicas oriundas de cargas não lineares. O avanço da Eletrônica de Potência e a diminuição dos custos de fabricação contribuíram para o aumento do número de equipamentos como *Soft-Starters*, Inversores de Frequência, dentre outros. Esses equipamentos somados às pontes retificadoras são os maiores geradores de distorção harmônica no meio industrial.

Num sistema de distribuição trifásico a quatro fios, as cargas não são conectadas necessariamente utilizando-se todas as fases e/ou o neutro, ou seja, elas podem vir conectadas ao sistema na forma monofásica (fase + neutro). Dessa forma, o inevitável desbalanceamento da carga contribui para o surgimento de componentes de sequência zero que são aquelas que circulam pelo condutor neutro. A Fig. 2.1 apresenta as perturbações mais comuns na amplitude da forma de onda senoidal, as quais são descritas a seguir [4-5].

- distorção harmônica: causadas por cargas não lineares ligadas à rede elétrica de distribuição. Estas componentes harmônicas de corrente interagem com as impedâncias da rede e causam quedas que distorcem a tensão de alimentação;
- ruído (interferência eletromagnética): são ruídos eletromagnéticos de alta frequência causados principalmente pelo chaveamento de conversores eletrônicos de potência;
- inter-harmônicos: são perturbações causadas por componentes de corrente que não estão relacionadas com a fundamental. Essas componentes de correntes podem ser geradas por fornos a arco ou por ciclo-conversores (equipamentos que permitem sintetizar tensões e correntes de saída com uma frequência inferior a fundamental);

- interrupção momentânea: podem ser ocasionadas por exemplo por um curto circuito momentâneo em um dos ramos ligados a um mesmo alimentador;
- sub-tensão momentânea (*voltage sag*): esse tipo de perturbação é causada, por exemplo, pelo arranque/parada de cargas pesadas (grandes motores);
- sobretensão momentânea (*voltage swell*): podem ser ocasionadas por entradas de grupos geradores, comutações de banco de capacitores, etc;
- flutuação de tensão (*flicker*): caracteriza-se por variações periódicas, ou não, em torno do valor nominal. Esse tipo de perturbação pode ser sentido através de variações na luminosidade de lâmpadas incandescentes;
- micro cortes de tensão (*notches*): resultam de curtos circuitos ocasionados durante o intervalo de comutação em dispositivos semicondutores utilizados em pontes retificadoras;
- Sobretensão transitória (Transitórios): geralmente ocasionados por comutação de bancos de capacitores e descargas atmosféricas.

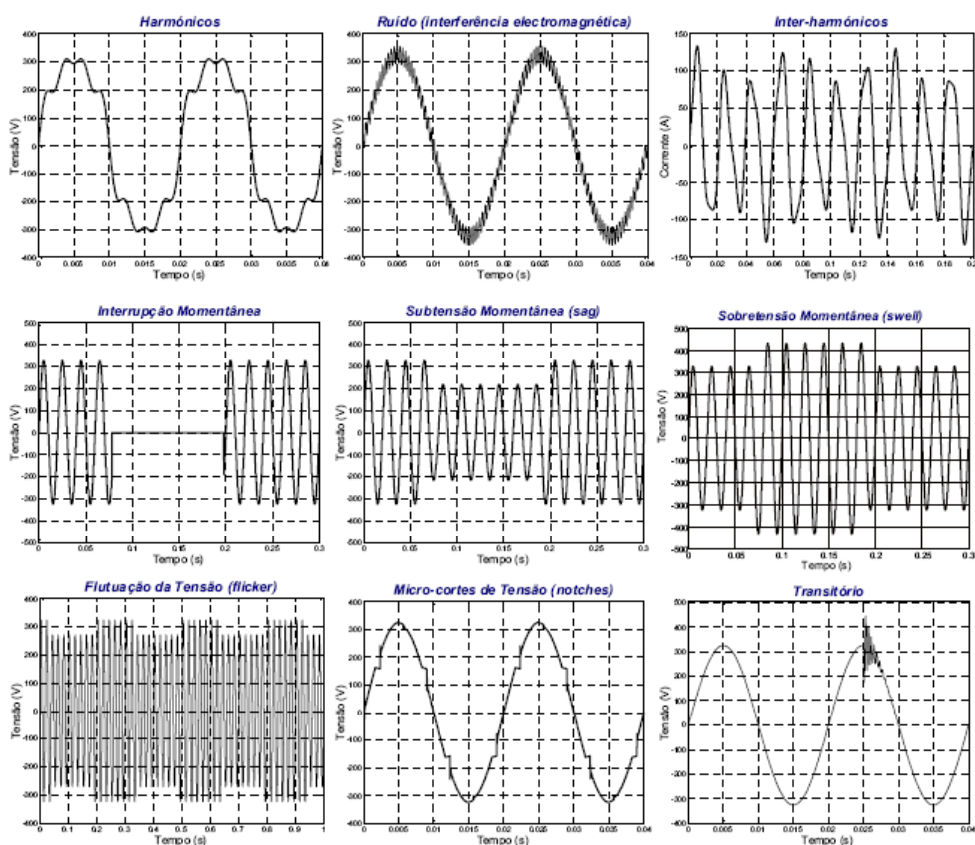


Fig. 2.1 - Perturbações mais comuns em redes elétricas [05]

A curva da Fig. 2.2 foi desenvolvida originalmente para descrever a tolerância de computadores *mainframes* em relação às variações na tensão de alimentação pela *CBEMA* (*Computer and Business Equipment Manufactures Association*). Essa curva é frequentemente

utilizada nas análises de resultados envolvendo qualidade de energia. A curva *CBEMA* estabelece os principais distúrbios referentes à amplitude da tensão, além de caracterizá-los apresentando o tempo de duração e a porcentagem da amplitude em relação à tensão nominal.

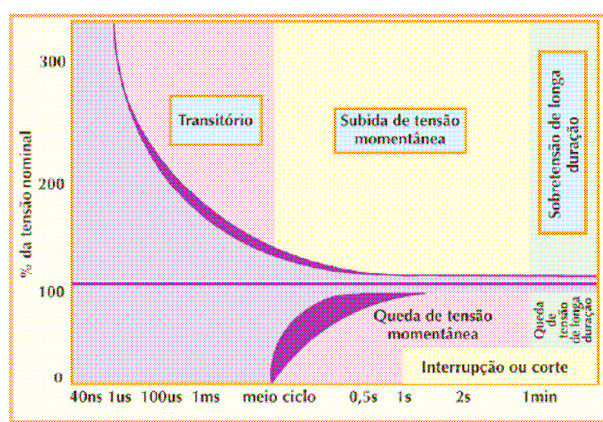


Fig. 2.2 - Curva *CBEMA* [06]

Neste capítulo são apresentadas algumas fontes geradoras de harmônicos. O item 2.3 trata das normas e resoluções referentes à distorção harmônica em redes elétricas de distribuição. Neste item são abordadas a recomendação *IEEE-519-1992*, a norma *IEC-1000-3-2 (IEC 555-2)* e as normas da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL)

Algumas topologias de retificadores trifásicos para a redução de harmônicos de corrente são apresentadas. Também são abordados alguns aspectos em relação às técnicas passivas de filtragem de harmônicos de corrente.

As principais topologias de inversores empregados em filtros ativos de potência monofásicos são apresentadas. Também são abordadas as topologias de FAP para sistemas elétricos a três fios e a quatro fios. Em especial são abordados os inversores trifásicos *Split-Capacitor*, *Four-Legs* e *Three Full-Bridge* utilizados em FAP trifásicos.

2.2 Algumas fontes geradoras de harmônicos

Existem cargas que se comportam de maneira não linear quando submetidas a uma alimentação senoidal. Essas cargas são responsáveis por drenar correntes não lineares do sistema de distribuição. Tais correntes ao interagirem com a impedância da rede provocam distorções na forma de onda da tensão. Assim, cargas não lineares contribuem para a degradação da qualidade de energia provocando a circulação de potência harmônica no sistema aumentando as perdas nos

geradores, condutores e transformadores. Além disso, podem provocar interferência eletromagnética irradiada ou conduzida ao circularem no sistema elétrico de distribuição [07].

Cargas compostas por retificadores dotados de filtros indutivos e/ou capacitivos são largamente utilizadas e constituem as principais fontes geradoras de harmônicos. Dispositivos semicondutores são à base dos retificadores. Estes dispositivos podem ser controlados (e.g. SCR's) ou não controlados como os diodos de potência.

Em um ambiente residencial ou comercial, as fontes geradoras de harmônicos mais comuns são os equipamentos eletroeletrônicos como:

- reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes;
- dimmers para lâmpadas incandescentes;
- computadores, aparelhos de TV, fornos de microondas, etc;
- chuveiro com controle de temperatura eletrônico baseado em tiristores;
- etc.

Em uma planta industrial as fontes geradoras de harmônicos mais comuns são os inversores de frequência, *Softstart*, fornos a arco, pontes retificadoras, lâmpadas de descarga, entre outros.

A Tabela 2.1 apresenta as formas de onda e a taxa de distorção da corrente para diferentes cargas não lineares.

2.3 Normas e resoluções

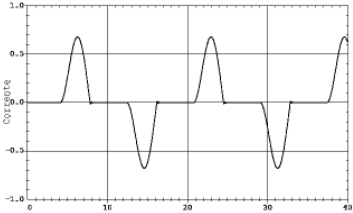
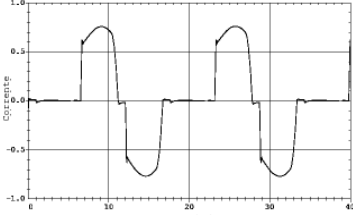
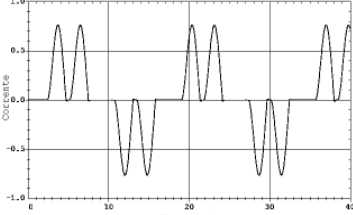
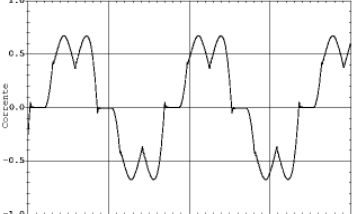
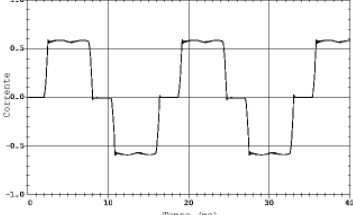
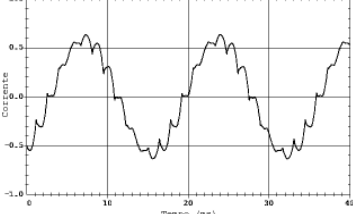
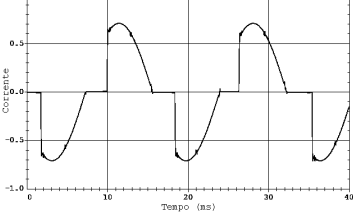
A distorção harmônica não é um problema novo, pois desde de que o sistema de distribuição de energia alternada foi implantado ela está presente [11]. As distorções harmônicas podem ocorrer nas formas de onda da tensão e/ou corrente de um sistema elétrico.

Cargas não lineares drenam correntes que contêm componentes múltiplas da frequência fundamental. A interação dessas componentes de corrente com a impedância da rede causam quedas que distorcem a forma de onda da tensão no ponto de acoplamento comum (PAC) [08].

A distorção da tensão afeta os outros equipamentos ligados ao PAC, ela pode ser observada prontamente através do aquecimento excessivo de transformadores e cabos, aumento de ruídos audíveis em motores, mau funcionamento de equipamentos sensíveis, etc. [09] e [10].

Tabela 2.1

Taxa de distorção e forma de onda típica de diferentes tipos de cargas não lineares [39]

Tipo de carga	Forma de onda típica	Taxa de distorção da corrente
Retificadores monofásicos com filtro capacitivo		80% (nível elevado de harmônicos de 3ª ordem)
Conversor semicontrolado		nível elevado de harmônicos de 2ª, 3ª e 4ª ordens com carga parcial
Conversor de 6 pulsos com capacitor de filtragem não contendo indutor série de filtragem		80%
Conversor de 6 pulsos com capacitor de filtragem e indutor série de filtragem >3%.		40%
Conversor de 6 pulsos com indutor de filtragem de alto valor.		28%
Conversor de 12 pulsos		15%
Regulador de tensão ca		varia com o ângulo de condução.

A tolerância de um sistema de alimentação em relação às harmônicas depende da suscetibilidade da carga ou da fonte de potência. Os equipamentos menos sensíveis, geralmente, são os de aquecimento (carga resistiva), para os quais a forma de onda não é relevante. Os mais sensíveis são aqueles que, em seu projeto, assumem a existência de uma alimentação senoidal [09].

No intuito de reduzir e controlar os impactos causados pela poluição harmônica no sistema de distribuição, entidades como o *IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers)*, o *IEC (International Electrotechnical Commission)* e a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) procuram estabelecer recomendações técnicas e normas estabelecendo limites para a distorção harmônica.

2.3.1 A recomendação técnica *IEEE-519-1992*

A recomendação *IEEE-519-1992* [39] produzida pelo *IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers)*, descreve os principais fenômenos causadores da distorção harmônica, indica métodos de medição e limites de distorção. Os limites estabelecidos referem-se aos valores medidos no ponto de acoplamento comum (PAC) ou em inglês (*PCC – Point of Common Coupling*). A idéia fundamental é que não interessa ao sistema de distribuição o que ocorre em uma determinada instalação, mas sim a influência desta nos demais consumidores conectados ao sistema [09].

O conceito de Distorção Harmônica Total *THD (Total Harmonic Distortion)* pode ser aplicado no cálculo da distorção da tensão ou da corrente. A Tabela 2.2 apresenta os limites de distorção harmônica individual e total para diferentes tensões no *PCC* [39]. A distorção harmônica total da tensão é definida pela equação (2.1).

$$THD_{V_n} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_n} \times 100\% \quad (2.1)$$

onde:

V_h = amplitude das componentes harmônicas individuais (valor eficaz);

h = ordem das harmônicas;

V_n = tensão nominal do sistema (valor eficaz).

Tabela 2.2

Limites de Distorção Harmônica Total em % da tensão na frequência fundamental

Tensão no Barramento no PCC (V_n)	Distorção Harmônica Individual da Tensão (%)	Distorção Harmônica Total da Tensão – TDH_{V_n} (%)
$V_n \leq 69kV$	3,0	5,0
$69kV < V_n \leq 161kV$	1,5	2,5
$V_n > 161kV$	1,0	1,5

Os limites de distorção harmônica para as correntes são diferentes dependendo da tensão e do nível de curto-circuito do PCC. A Tabela 2.3 [39] apresenta a máxima distorção harmônica de corrente em porcentagem de I_L . Segundo a recomendação *IEEE-519-1992* quanto maior a corrente de curto-circuito em relação a corrente de carga, maiores são as distorções de corrente admissíveis. Conforme se eleva à tensão, menores são os limites aceitáveis.

Tabela 2.3

Máxima Distorção Harmônica de Correntes em % de I_L

Ordem Individual das Harmônicas (Harmônicas ímpares)						
$120 V \leq V_n \leq 69kV$						
I_{sc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
$<20^*$	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
$20 < 50$	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
$50 < 100$	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
$100 < 1000$	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0
$69kV < V_n \leq 161kV$						
$<20^*$	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
$20 < 50$	3,5	1,75	1,25	0,5	0,25	4,0
$50 < 100$	5,0	2,25	2,0	0,75	0,35	6,0
$100 < 1000$	6,0	2,75	2,5	1,0	0,5	7,5
>1000	7,5	3,5	3,0	1,25	0,7	10,0
$V_n > 161kV$						
I_{sc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<50	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
≥ 50	3,0	1,5	1,15	0,45	0,22	3,75
As harmônicas pares são limitadas em 25% dos limites das harmônicas ímpares acima.						
Distorções de corrente que resultam em componente contínuo, por exemplo, conversores de meia onda, não são admissíveis.						
* Todo equipamento de geração de energia é limitado a estes valores de distorção de corrente, independente da relação I_{sc}/I_L .						
Onde:						
I_{sc} = Máxima corrente de curto circuito no PCC.						
I_L = Máxima corrente de demanda da carga (componente na frequência fundamental) no PCC.						

A recomendação *IEEE-519-1992* define a Distorção Total da Corrente Demandada *TDD* (*Total Demand Distortion*) como a distorção harmônica da corrente, em porcentagem da máxima demanda da corrente de carga (demanda de 15 ou 30 minutos), significando que a medição da *TDD* deve ser realizada no pico de consumo. A *TDD* pode ser calculada pela equação (2.2).

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} \times 100\% \quad (2.2)$$

onde:

I_h = amplitude das componentes harmônicas individuais (valor eficaz);

h = ordem das harmônicas;

I_L = máxima corrente de demanda da carga (demanda de 15 ou 30 minutos).

2.3.2 A norma *IEC-1000-3-2* (*IEC-555-2*)

A norma *IEC-555-2* publicada em 1982 era limitada a equipamentos não profissionais com corrente < 16A para tensões monofásicas até 240V e circuitos trifásicos até 415V nas frequências de 50Hz e 60Hz. Em 1987 o *CENELEC* (*Comité Européen de Normalization Electrotechnique*) aprovou a norma *IEC-555-2* com o documento intitulado *EN 60555-2*. Em 1995 o *IEC* publicou a norma *IEC 1000-3-2* que substituiu norma *IEC-555-2*. Outra designação para a norma *IEC-1000-3-2* é a denominada *IEC-61000-3-2*.

Enquanto para a norma *IEEE-519-1992* os limites de emissão de harmônicos são estabelecidos em relação ao *PCC* para a norma *IEC-61000-3-2* os limites são definidos para cada equipamento individualmente.

Esta norma foi criada principalmente para a comunidade europeia e define limites para a injeção de correntes harmônicas na rede pública de alimentação. A norma é aplicável aos equipamentos elétricos e eletrônicos com corrente de entrada até 16A. As tensões de alimentação consideradas pela norma são de 220V à 415V e as frequências fundamentais de 50Hz ou 60Hz. Os equipamentos são classificados em quatro classes a saber:

- Classe A - Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada; aparelhos de uso doméstico, excluindo os classe D; ferramentas, exceto as portáteis; “dimmers” para lâmpadas incandescentes; equipamentos de áudio e todos os demais não incluídos nas classes seguintes;

- Classe B - Ferramentas portáteis;
- Classe C - Dispositivos de iluminação (reatores eletrônicos);
- Classe D - Computadores pessoais, monitores de vídeo e aparelhos de televisão, caso a corrente de entrada apresente a forma mostrada na Fig. 2.3. A potência ativa de entrada deve ser igual ou inferior a 600W, medida esta feita obedecendo às condições de ensaio estabelecidas na norma (que variam de acordo com o tipo de equipamento).

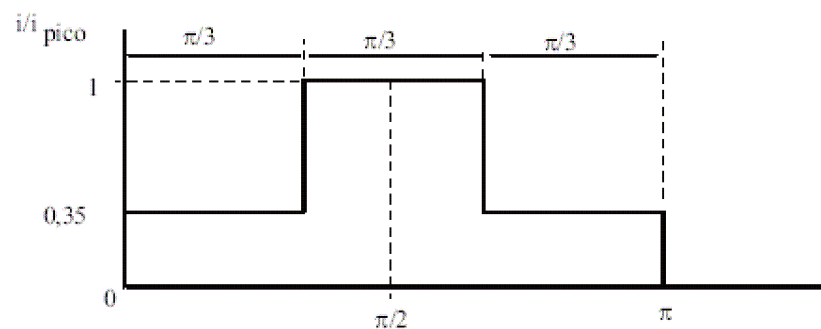


Fig. 2.3 - Envelope da corrente de entrada que definia um equipamento como classe D

A definição da classe D era feita a partir de um envelope no qual estaria contida a corrente de entrada, de modo a englobar qualquer equipamento monofásico. Essa definição mostrou-se inadequada para alguns equipamentos. Dessa forma, alterou-se a norma através da emenda 14 que definiu as classes D e C. A inclusão de alguns aparelhos específicos na classe D e C, deve-se à grande quantidade e a disseminação destes aparelhos no sistema elétrico de distribuição. Essa nova definição possibilitou que as restrições impostas às classes D e C fossem aplicadas a um grupo específico de equipamentos livrando os demais aparelhos de tais restrições [09].

A Tabela 2.4 apresenta os valores máximos de corrente no condutor fase definidos pela norma *IEC 61000-3-2*.

Tabela 2.4

Limites para os Harmônicos de corrente

Classes	A	B	C	D	D
Ordem dos Harmônicos, n Ímpares	Máxima corrente[A]	Máxima corrente[B]	(>25W) % da fundamental	(>75W,<600W) [mA/W]	Limites absolutos [A]
3	2,30	3,45	30.FP	3,4	2,3
5	1,14	1,71	10	1,9	1,14
7	0,77	1,155	7	1,0	0,77
9	0,40	0,60	5	0,5	0,40
11	0,33	0,495	3	0,35	0,33
13	0,21	0,315	3	0,296	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot \frac{15}{n}$	$0,225 \cdot \frac{15}{n}$	3	$\frac{3,85}{n}$	$\frac{2,25}{n}$
Ordem dos Harmônicos, n Pares	Máxima corrente[A]	Máxima corrente[B]	(>25W) % da fundamental	(>75W,<600W) [mA/W]	[A]
2	1,08	1,62	2	-	-
4	0,43	0,645	-	-	-
6	0,3	0,45	-	-	-
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \cdot \frac{8}{n}$	$0,35 \cdot \frac{8}{n}$	-	-	-

FP: Fator de potência

2.3.3 Normas da ANEEL

No Brasil a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) está elaborando normas referentes à distorção harmônica de tensão e corrente. No final de 2008 foi aprovado o PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional) [12]. A Tabela 2.5 mostra os valores de referência globais para as distorções harmônicas totais de tensão. A Tabela 2.6 apresenta os níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão.

A distorção harmônica total da tensão (DTT) e a distorção harmônica total da corrente (DTC) são calculadas pelas expressões (2.3) e (2.4), respectivamente. O espectro harmônico a ser considerado para o cálculo da distorção total da tensão ou da corrente deve compreender uma faixa de frequências que considere desde a componente fundamental até no mínimo a 25ª componente harmônica [12].

$$DTT = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{\text{máx.}}} V_h^2}}{V_1} \times 100 \quad (2.3)$$

$$DTC = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{\text{máx.}}} I_h^2}}{I_1} \times 100 \quad (2.4)$$

Tabela 2.5

Valores de referência global das distorções harmônicas totais (em porcentagem da tensão fundamental) - ANEEL

Tensão nominal do Barramento	Distorção Harmônica Total de Tensão (DTT) [%]
$V_N \leq 1\text{kV}$	10
$1\text{kV} < V_N \leq 13,8\text{kV}$	8
$13,8\text{kV} < V_N \leq 69\text{kV}$	6
$69\text{kV} < V_N \leq 230\text{kV}$	3

A ABNT (Associação Brasileira de Normas Técnicas) está elaborando a Norma NBR IEC 61000-4-30 Compatibilidade Eletromagnética (CEM) Parte 4-30 “Técnicas de Medição - Métodos de Medição da Qualidade da Energia Elétrica”, baseado na norma *IEC 61000-4-30 – Testing and Measurement Techniques – Power quality measurement methods*.

Tabela:2.6

Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão (em porcentagem da tensão fundamental)

Ordem Harmônica	h	Distorção Harmônica Individual de Tensão [%]			
		$V_N \leq 1kV$	$1kV < V_N \leq 13,8kV$	$13,8kV < V_N \leq 69kV$	$69kV < V_N \leq 230kV$
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	6	4,5	2,5
	7	6,5	5	4	2
	11	4,5	3,5	3	1,5
	13	4	3	2,5	1,5
	17	2,5	2	1,5	1
	19	2	1,5	1,5	1
	23	2	1,5	1,5	1
	25	2	1,5	1,5	1
	>25	1,5	1	1	0,5
	Ímpares múltiplas de 3	3	6,5	5	4
9		2	1,5	1,5	1
15		1	0,5	0,5	0,5
21		1	0,5	0,5	0,5
>21		1	0,5	0,5	0,5
Pares	2	2,5	2	1,5	1
	4	1,5	1	1	0,5
	6	1	0,5	0,5	0,5
	8	1	0,5	0,5	0,5
	10	1	0,5	0,5	0,5
	12	1	0,5	0,5	0,5
	>12	1	0,5	0,5	0,5

2.4 Elementos de filtragem de correntes harmônicas

2.4.1 Topologias de retificadores para a redução de harmônicos de corrente

Os retificadores a diodo introduzem componentes harmônicos de corrente no sistema elétrico de distribuição. Esses componentes harmônicos são indesejáveis pois, interagem com a impedância da rede causando distorções na tensão. A distorção da tensão aumenta as perdas na rede elétrica e afeta os equipamentos ligados ao PAC. A redução da geração de componentes harmônicos indesejáveis de corrente pode ser obtida com a adoção de retificadores com topologias adequadas.

A seguir são apresentados dois retificadores trifásicos de 6 pulsos. O retificador de 6 pulsos alimentado por transformador Y-Y e o retificador de 6 pulsos alimentado por transformador D-Y.

O retificador da Fig. 2.4 é formado por uma ponte de *Graetz* formada por 6 diodos e possui um transformador de isolamento ligando o retificador a fonte alternada. Nas considerações a seguir foi adotada uma relação unitária entre o primário e o secundário do transformador. As correntes de linha mostradas na Fig. 2.5 são referentes a um retificador trifásico alimentado por um transformador ligado em Y-Y.

As correntes das fases podem ser expandidas pela série de *Fourier*. Através da soma das componentes harmônicas com a componente fundamental é possível representar a corrente de alimentação. A equação (2.5) apresenta a expansão de uma das correntes do retificador da Fig. 2.4, podemos observar a ausência de componentes harmônicos ímpares de ordem $3k$ (para $k=1,2,3,\dots$) e a presença de componentes harmônicos de ordem $6k\pm 1$ (para $k=1,2,3,\dots$). Os componentes harmônicos de ordem $6k-1$ possuem seqüência negativa e os de ordem $6k+1$ seqüência positiva.

$$i_{sa} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_L \left(\cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t - \dots \right) \quad (2.5)$$

Onde:

$$I_L = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_{sa_rms} \quad (2.6)$$

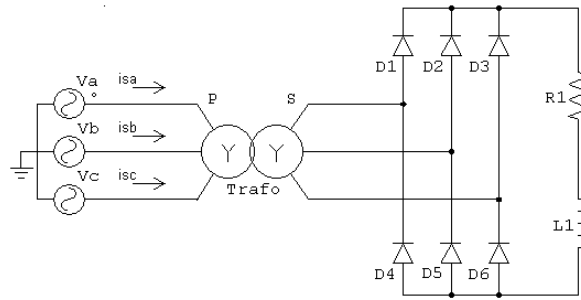


Fig. 2.4 - Retificador de 6 pulsos isolado por transformador Y-Y carga RL

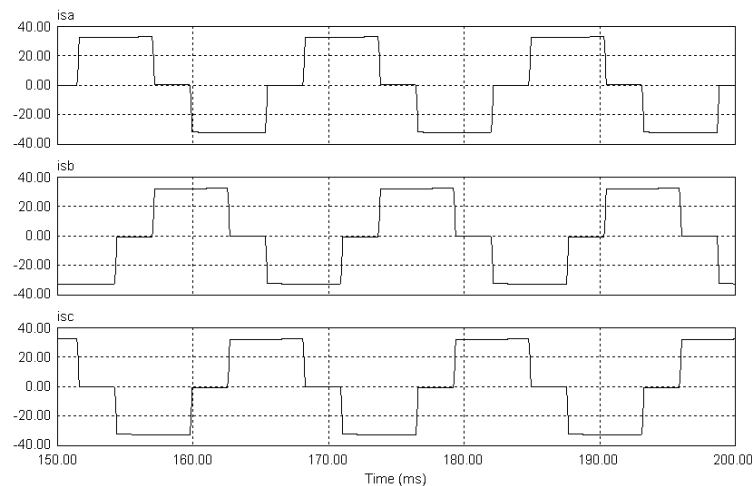


Fig. 2.5 - Correntes de linha retificador de 6 pulsos transformador ligado em Y-Y

O circuito mostrado na Fig. 2.6 é baseado em uma ponte de *Graetz* formada por 6 diodos. O retificador formado pela ponte é isolado da rede por um transformador com primário ligado em delta e secundário em estrela. Considerando uma carga RL e aplicando a série de *Fourier* em uma das correntes obtemos a equação (2.7).

$$i_{sa} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_L (\cos \omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t - \dots) \quad (2.7)$$

Onde:

$$I_L = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_{sa_rms} \quad (2.8)$$

Analisando a equação (2.7) constatamos a ausência de componentes harmônicos múltiplo de três. Comparando a equação (2.7) com a equação (2.5) observa-se uma mudança em relação à seqüência de fase dos harmônicos de ordem $6k \pm 1$ (para $k=1,3,\dots$), portanto para componentes com valor ímpar de k . A Fig. 2.7 apresenta as correntes de linha para o retificador trifásico com transformador D-Y.

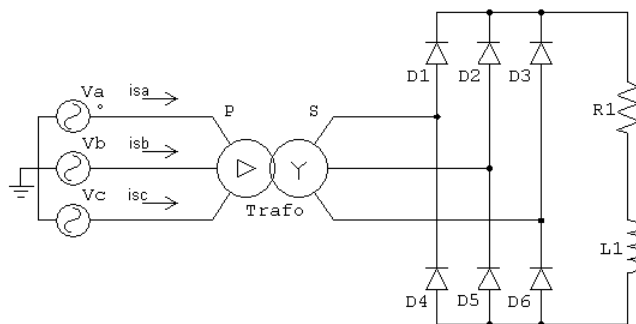


Fig.2.6 - Retificador de 6 pulsos isolado por transformador D-Y carga RL

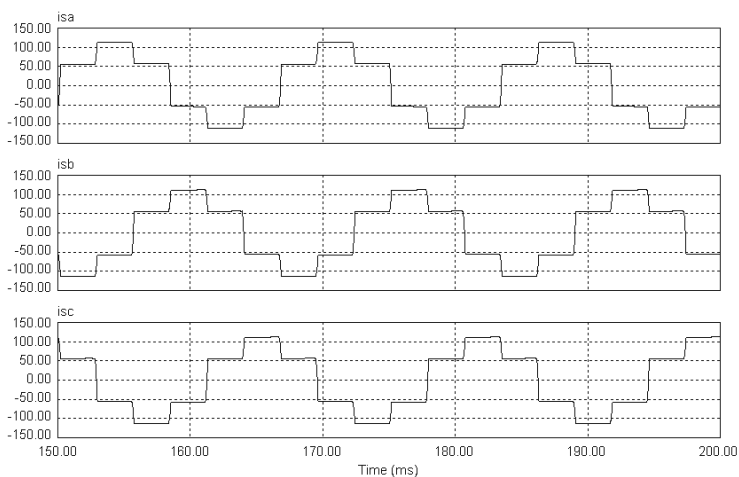


Fig. 2.7 - Correntes de linha retificador de 6 pulsos transformador ligado em D-Y

A Fig. 2.8(a) apresenta um retificador de onda completa de 6 pulsos com transformador isolador tendo o seu primário e secundário ligados em estrela. O espectro harmônico parcial da corrente de linha (i_{sa}) se encontra na Fig. 2.8(b). Em conformidade com a equação (2.5) observamos a ausência de componentes múltiplos de três. Outro aspecto importante é que as componentes de ordem $6k-1$ possuem seqüência negativa e os de ordem $6k+1$ seqüência positiva (para $k=1,2,3,\dots$).

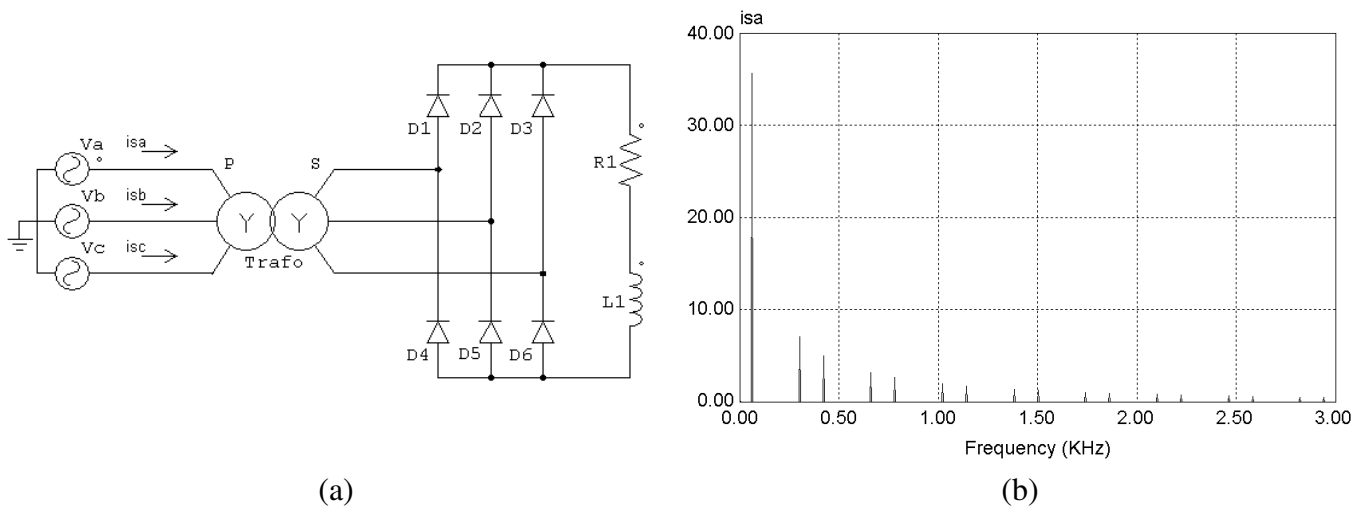


Fig. 2.8 - (a): Retificador de 6 pulsos com transformador isolador Y-Y; (b): Espectro harmônico da corrente isa.

O retificador da Fig. 2.9(a) é similar ao anterior. A diferença esta localizada no transformador de isolação que apresenta o primário está ligado em triângulo e o secundário em estrela. A relação de espiras utilizada na simulação para o transformador D-Y foi de $N_s / N_p = 1/\sqrt{3}$.

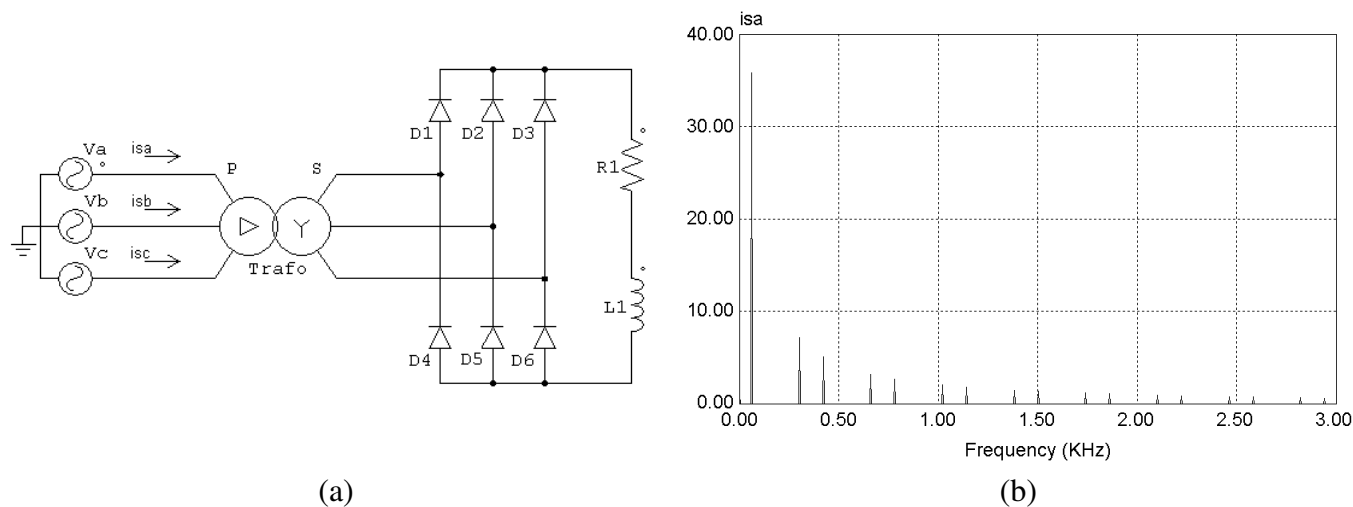


Fig. 2.9 - (a): Retificador de 6 pulsos com transformador isolador D-Y; (b): Espectro harmônico da corrente isa.

O espectro harmônico é similar ao apresentado no retificador de onda completa com transformador isolador Y-Y. Vale ressaltar que a seqüência de fase dos componentes harmônicos de ordem $6k \pm 1$ são contrárias ao do retificador anterior.

A Fig.2.10(a) apresenta um retificador que é a combinação das duas topologias anteriores. Essa configuração permite que as componentes de ordem $6k \pm 1$ de ambos os retificadores se anulem

diminuindo a distorção harmônica da corrente conforme pode ser observado na Fig. 2.10(b). As correntes de linha dos três retificadores apresentados estão na Fig. 2.11.

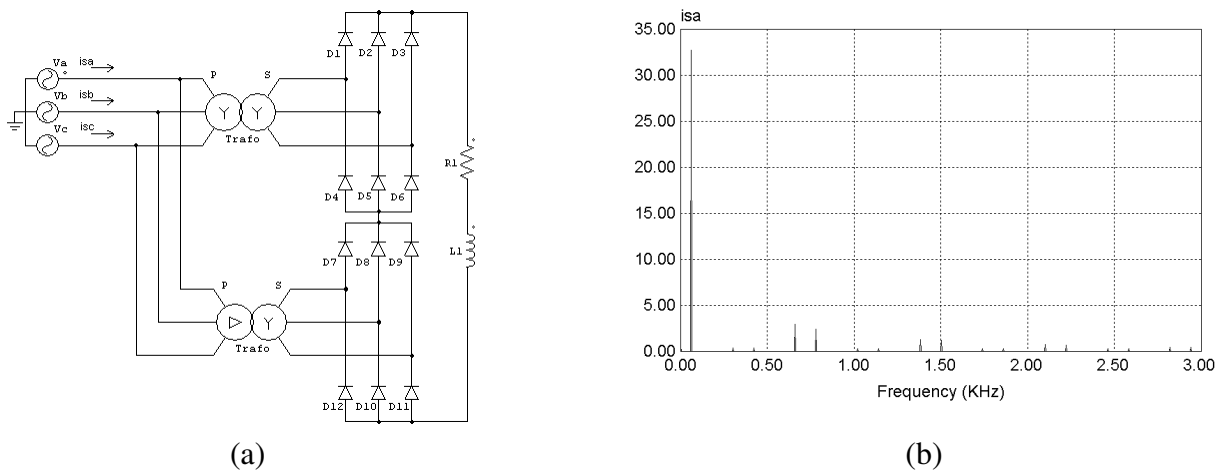


Fig. 2.10 - (a): Retificador de 12 pulsos; (b): Espectro harmônico da corrente de linha isa.

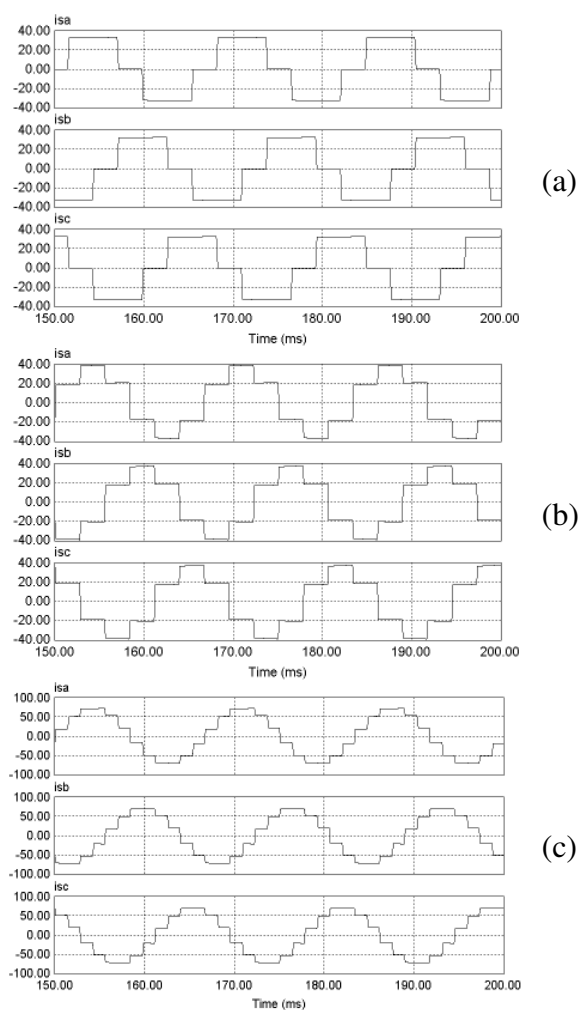


Fig. 2.11 - Correntes de linha isa, isb e isc (a): Retificador de 6 pulsos com transformador isolador Y-Y; (b): Retificador de 6 pulsos com transformador isolador D-Y; (c): Retificador de 12 pulsos.

A equação (2.9) representa a expansão pela série de *Fourier* da corrente isa mostrada na Fig. 2.11(c). Percebe-se que os componentes harmônicos de ordem $6k \pm 1$ (para $k=1,3,\dots$) foram cancelados. O fato é que estes componentes harmônicos circulam entre os dois retificadores não atingindo a rede de distribuição alternada. Conseqüentemente a corrente isa só conterá harmônicos de ordem $12k \pm 1$.

$$i_{sa} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_L \left(\cos \omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t - \frac{1}{23} \cos 23\omega t + \frac{1}{25} \cos 25\omega t - \dots \right) \quad (2.9)$$

Onde:
$$I_L = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_{sa_rms} \quad (2.10)$$

O retificador de 12 pulsos também pode ser obtido utilizando-se apenas um transformador contendo um grupo de enrolamentos primários e dois grupos de enrolamentos secundários. Os enrolamentos primários são conectados em delta e os dois grupos de enrolamentos secundários são conectados em delta e estrela respectivamente. A Fig. 2.12(a) mostra um retificador trifásico de 12 pulsos que faz uso de um único transformador ligado em D-D-Y. A forma de onda da corrente ia e isa para as topologias D-D, D-Y e D-D-Y são apresentadas nas Figs. 2.12(b1, b2, b3). Percebe-se que o cancelamento dos componentes harmônicos de ordem $6k \pm 1$ (para $k=1,3,\dots$) foi mantido. A vantagem desta topologia é emprego de um único transformador em lugar de dois, quando comparado à topologia da Fig. 2.10(a).

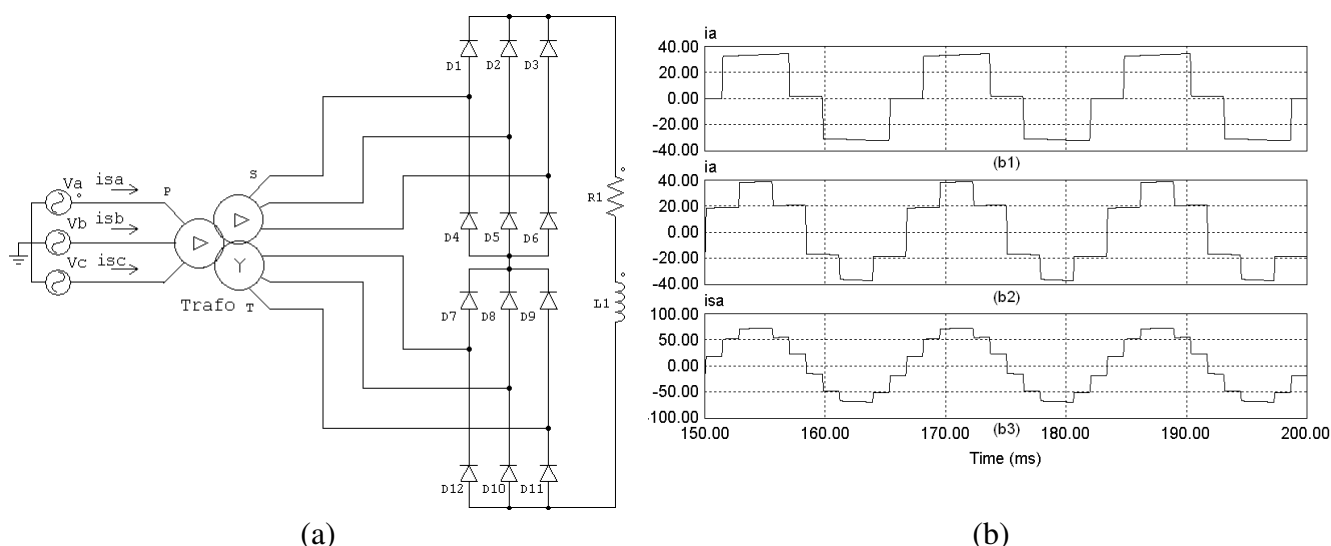


Fig. 2.12 - (a) Retificador de 12 pulsos; (b1) Corrente de entrada “ia” retificador com transformador D-D; (b2) Corrente de entrada “ia” retificador com transformador D-Y; (b3) Corrente de entrada “isa” retificador 12 pulsos com transformador D-D-Y.

2.4.2 Técnicas Passivas de Filtragem de Harmônicos de corrente

Os filtros passivos paralelos (FPP) são projetados a partir dos indutores, capacitores e resistores, portanto elementos passivos. Estes filtros são relativamente baratos quando comparados a outros meios de redução da distorção harmônica de corrente. Entretanto o emprego de soluções passivas requer um certo cuidado. Mudanças nas características do sistema podem resultar no aumento da distorção e, nos casos extremos, danos ao filtro [13].

Segundo [14] os FPP possuem algumas desvantagens, como:

- A impedância do sistema de alimentação influencia fortemente as características de compensação do filtro passivo;
- O filtro passivo pode causar ressonância paralela com a fonte de alimentação CA, ocasionando amplificações das correntes harmônicas na rede em frequências específicas;
- O filtro passivo pode causar ressonância série com a fonte de alimentação CA, ocasionando significativas tensões harmônicas no lado da fonte.

Sistemas dotados de conversores de estado sólido tendo como base diodos e/ou tiristores, são amplamente empregados em sistemas tais como: variadores de velocidade, fornos a arco, galvanoplastia, sistemas de transmissão HVDC (*High Voltage Direct Current*), etc. De maneira geral conversores de estado sólido drenam correntes harmônicas e potência reativa do sistema de distribuição e se comportam como cargas não-lineares [15].

Os FPP têm sido extensivamente utilizados para satisfazer os requisitos do *IEEE. 519* em relação a TDD no PAC [13]. Outra função desempenhada pelo filtro passivo paralelo é a compensação de reativos da carga na frequência fundamental, corrigindo o fator de deslocamento [16].

A Tabela 2.7 apresenta a configuração e as curvas R-X (Resistência versus Reatância) e Z- ω (Impedância versus velocidade angular) dos filtros passivos mais comuns encontrados na indústria.

Os filtros passivos paralelos são utilizados na eliminação de harmônicos de corrente presente em sistemas elétricos

Os FPP são compostos por filtros sintonizados em frequências próximas dos componentes harmônicos que se deseja eliminar. Estes filtros oferecem um caminho de baixa impedância forçando os componentes harmônicos de corrente a circularem pelo FPP. Deste modo, o FPP

impede que as correntes harmônicas circulem pela rede elétrica de distribuição. Geralmente são utilizados dois filtros passa-banda sintonizados nas frequências próximas aos harmônicos de 5° e 7° ordem mais um filtro passa-alta em paralelo encarregado de filtrar os harmônicos de ordem superior [16].

Soluções híbridas [14-16-17] envolvendo filtros ativos/passivos podem resolver problemas tais como:

- Influência da impedância da rede nas características de compensação do filtro;
- Ressonância série e ressonância paralela.

Componentes harmônicas de tensão provenientes da fonte podem provocar uma ressonância série entre a reatância indutiva do circuito e a reatância capacitiva do FPP. Neste caso, ocorre uma diminuição da impedância do circuito acarretando em uma sobre-corrente no FPP que pode danificar, ou mesmo, impedir que o filtro opere adequadamente [17]. Em outras palavras, tensões harmônicas de baixa intensidade podem provocar a circulação de grandes correntes no FPP [16].

A ressonância paralela ocorre, quando uma corrente harmônica proveniente da carga não-linear provoca uma ressonância entre a reatância indutiva do circuito e a reatância capacitiva do FPP. Devido à ressonância paralela, o circuito passa a apresentar uma alta impedância para uma determinada corrente harmônica. Mesmo que a corrente harmônica seja pequena, ela provoca uma sobretensão no lado da fonte quando tenta circular pelo circuito em ressonância paralela [16-17].

Tabela 2.7 –Tipos de Filtros Passivos [13].

Tipo de Filtro	Passa-Banda	Passa-Alta	Duplo Passa Banda	Composto
Configuração				
Curva R-X				
Curva Z-ω				

A Fig. 2.13 mostra uma proposta de classificação para os filtros híbridos apresentada por [15]. Nesta proposta os filtros híbridos são classificados em monofásicos, trifásicos a três fios e trifásicos a quatro fios. Vale ressaltar, que na classificação apresentada as combinações dos filtros passivos séries com os filtros passivos paralelos são tratados como filtros híbridos. O mesmo ocorre com a combinação dos filtros ativos séries com os filtros ativos paralelos.

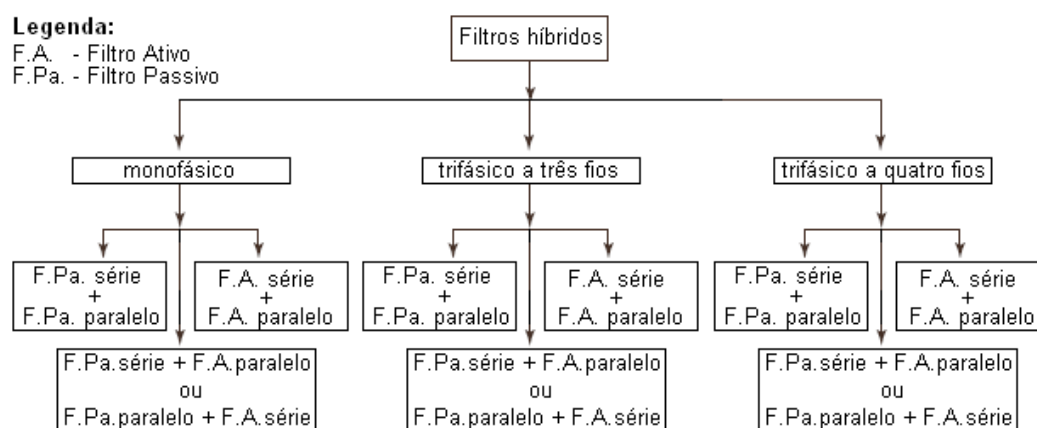


Fig. 2.13 – Classificação dos filtros híbridos [15]

O filtro híbrido sem transformador para um sistema elétrico de distribuição de potência de 6,6 kV apresentado em [18], é um exemplo do emprego de filtros híbridos na melhoria da qualidade de energia. Outro exemplo do emprego de filtros híbridos é apresentado em [19]. Neste trabalho é proposto o uso de um filtro híbrido na melhoria da qualidade de energia de um sistema a onde estão presentes fontes de energia renovável solar e eólica.

Além das vantagens apresentadas em relação aos filtros passivos, os filtros híbridos costumam ser menos dispendiosos que os filtros ativos convencionais [20].

2.4.3 Técnicas Ativas de Filtragem de Harmônicos de Corrente

Os filtros ativos de potência podem ser implementados em série ou em paralelo com a carga. O filtro ativo série é utilizado na supressão de harmônicos e compensação de desbalanços de tensão além de proteger a carga contra distúrbios da rede como: afundamentos de tensão (*sag*), sobretensão (*swell*), dentre outros. Os filtros ativos paralelos (FAP) são destinados a compensar os harmônicos e componentes indesejáveis da corrente gerados pela carga não linear [10-17].

O filtro ativo série (FAS) Fig. 2.14 impede que componentes não lineares da tensão alcancem a carga. A tensão de compensação determinará quais componentes serão compensados [17].

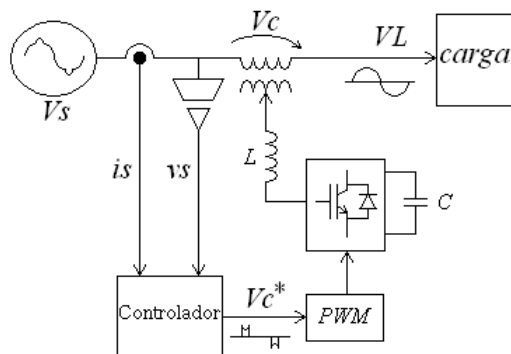


Fig. 2.14 – Diagrama simplificado de um FAS

A Fig. 2.15 mostra um diagrama simplificado de um filtro híbrido envolvendo um filtro passivo paralelo e um FAS [21]. A fonte $V_C = k \cdot i_h$, representa o FAS. O parâmetro k deve ser nulo para a frequência fundamental e diferente de zero para os componentes harmônicos, i_h representa a corrente harmônica da carga, o parâmetro k apresenta uma alta resistência para os componentes harmônicos e resistência nula para a frequência fundamental.

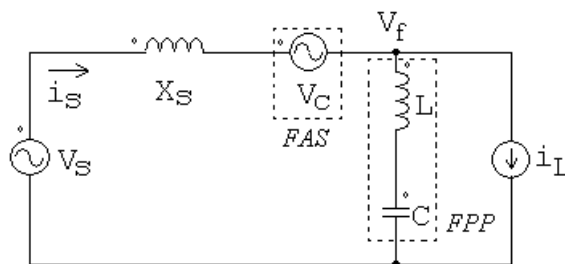


Fig. 2.15 – Diagrama simplificado Filtro Híbrido

2.4.3.1 Filtros Ativos de potência paralelo (FAP)

Basicamente a função do FAP é fornecer as correntes reativas e/ou harmônicas solicitadas pela carga [10-17]. Assim, a fonte de alimentação (rede de alimentação) passa a fornecer somente a parcela fundamental da corrente de carga. O FAP em conjunto com a carga não linear drenam da rede somente a parcela fundamental da corrente emulando uma carga linear.

A Fig. 2.16 apresenta um circuito simplificado que apresenta o princípio de funcionamento de um FAP monofásico. Neste caso a fonte de alimentação fornece somente a parcela fundamental da corrente da carga como visto na equação (2.7).

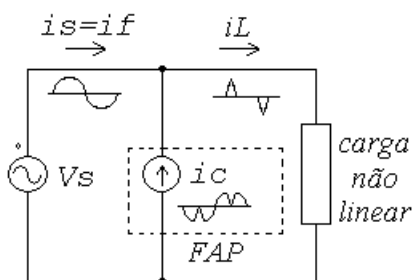


Fig. 2.16 – Princípio de funcionamento do FAP

$$i_s = i_L - i_c = i_f \tag{2.7}$$

onde:

- i_s – corrente da fonte (rede);
- i_f – parcela fundamental da corrente;
- i_c – corrente de compensação;
- i_L – corrente da carga não linear.

A Fig. 2.17 apresenta a estrutura básica de um FAP. Este é constituído por um conversor estático (inversor), um modulador (*PWM*, Histerese, etc.), o controlador do filtro (circuito responsável por gerar as referências de corrente de compensação) e elementos passivos de filtragem [10].

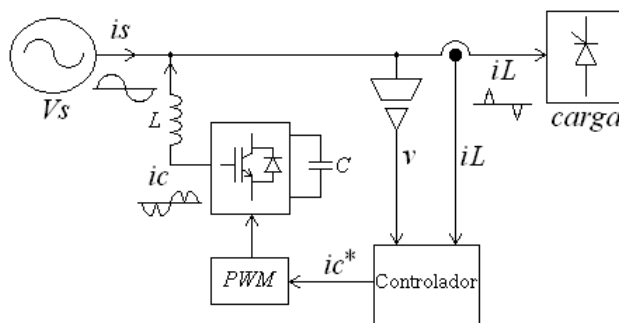


Fig. 2.17 – Diagrama simplificado de um FAP

2.4.3.1.1 Topologias de inversores para implementação do FAP em sistemas monofásicos

Qualquer conversor bidirecional em corrente (e.g., um inversor) pode ser usado para a construção de um filtro ativo. Contudo por razões de eficiência os inversores de onda completa são mais utilizados [22]. Existem vários trabalhos envolvendo FAP monofásicos na melhoria da

qualidade de energia [22-23-24]. O emprego de filtros ativos paralelos monofásicos em sistemas trifásicos a quatro fios possibilita a compensação individual por fase de reativos e harmônicos do sistema. A Fig.2.18 mostra quatro topologias de inversores monofásicos usados na implementação de um *FAP* monofásico [22-25].

A Fig. 2.18(a) mostra um inversor em meia ponte. Esta topologia é a mais simples entre as apresentadas. Menor complexidade de controle das chaves e quantidade reduzida de componentes são algumas de suas vantagens. Esta topologia apresenta as seguintes desvantagens: a tensão sobre as chaves é igual ao dobro da tensão do barramento *CC*; o indutor de acoplamento (*Lf*) é maior se comparado à modulação a 3 níveis já que essa topologia permite apenas uma modulação a 2 níveis e por fim a complexidade de controle da tensão nos capacitores do barramento *CC* no intuito de torná-las balanceadas [26].

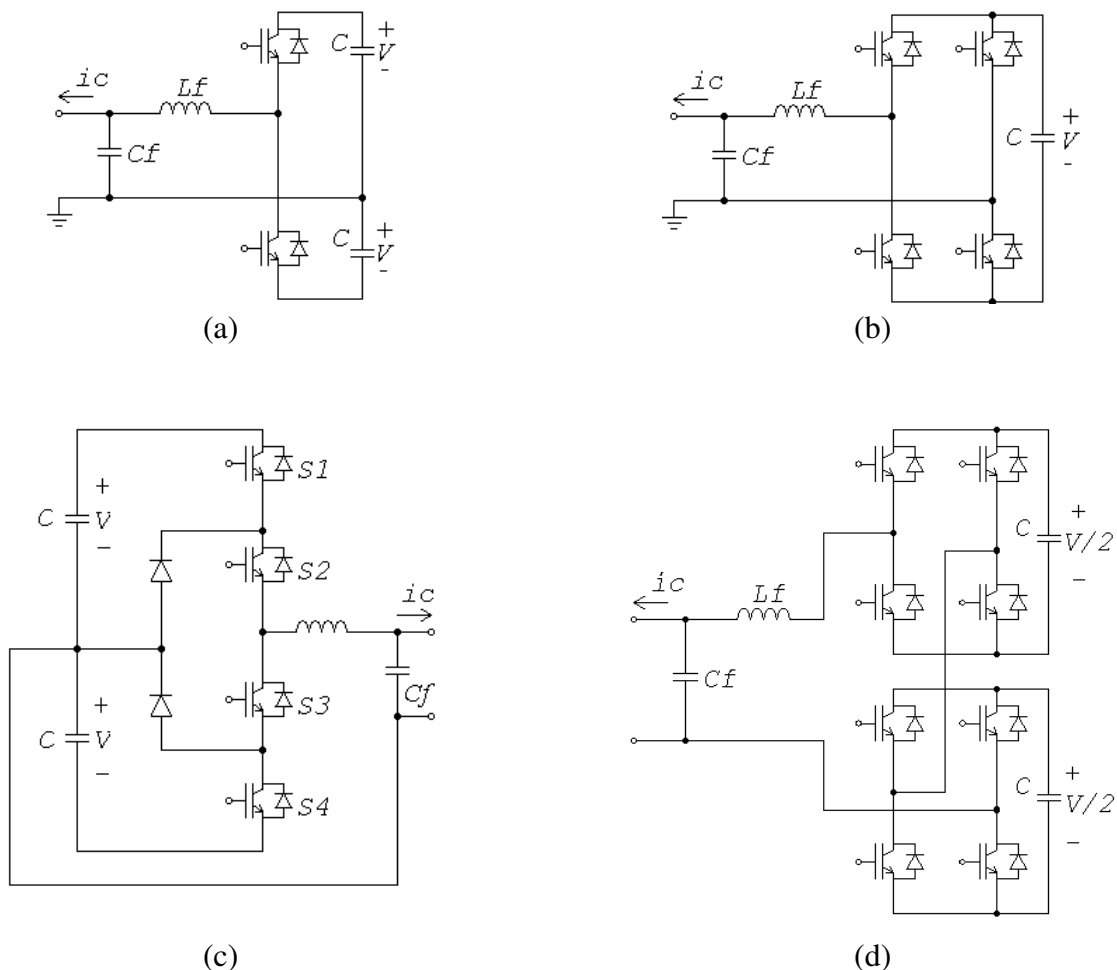


Fig. 2.18 – Inversores VSI (a) meia ponte, (b) ponte completa, (c) NPC (3 níveis), (d) em série (5 níveis).

A topologia em ponte completa mostrada na Fig.2.18 (b), apresenta quatro chaves e um capacitor no barramento CC . Neste caso, as chaves são submetidas à mesma tensão do barramento CC . O fato de esta topologia apresentar apenas um capacitor no barramento CC torna o controle da malha de tensão menos complexo se comparado à topologia em meia ponte.

A topologia monofásica apresentada na Fig. 2.18(c) foi utilizada em [27]. Este circuito é denominado de inversor com neutro grampeado NPC (*Neutral-Point Clamped*), também chamado de inversor multinível.

Associando conversores em ponte completa em série é possível obter conversores multiníveis. A Fig. 2.18(d) representa um conversor série de 5 níveis.

As topologias das Fig. 2.18(c) e 2.18(d) permitem a generalização para n -níveis de tensão [25-28], bastando acrescentar mais células na topologia NPC ou associando-se mais inversores na topologia série. Vale ressaltar que para estas duas topologias o aumento do número de chaves reflete em uma diminuição da tensão aplicada sobre as mesmas, sugerindo o emprego destas topologias em situações a onde a tensão do barramento CC é elevada.

2.4.3.1.2 Topologias de inversores para implementação do FAP em sistemas trifásicos a três fios

Os principais inversores utilizados na implementação do FAP como filtro ativo de potência são [16]:

- Inversor como fonte de tensão (VSI -*Voltage Source Inverter*) que operando como filtro ativo possui apenas um capacitor no barramento CC (Fig. 2.19);
- Inversor fonte de corrente (CSI -*Current Source Inverter*) possui um indutor como armazenador de energia no barramento CC (Fig. 2.20).

As duas topologias necessitam de filtros LC para minimizar os efeitos do chaveamento dos conversores.

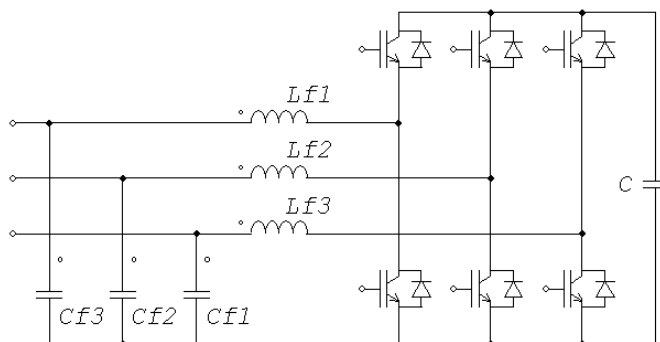


Fig. 2.19 – Conversor fonte de tensão (VSI)

Independente da topologia empregada, o FAP deve suprir instantaneamente correntes harmônicas de compensação para a carga. Dessa forma, o FAP deve ter um comportamento análogo a uma fonte de corrente em relação as componentes harmônicas [10].

O inversor *CSI* costuma apresentar maiores perdas se comparado ao *VSI*. O indutor presente no barramento *CC* comporta-se como uma fonte de corrente. Esta corrente deve ser maior que a corrente de pico a ser compensada.

A corrente no barramento *CC* provoca grandes perdas no indutor. Devido à disposição em série dos diodos com as chaves estáticas as perdas nos dispositivos semicondutores são maiores se comparado ao inversor *VSI* e, além disso, a corrente percorre o dobro de componentes [22].

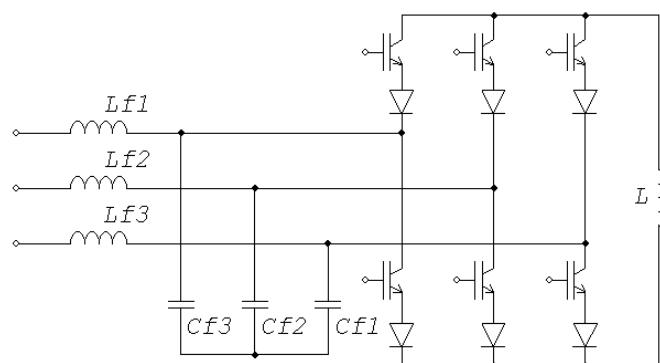


Fig. 2.20 – Conversor fonte de corrente (CSI)

O filtro ativo baseado na topologia *VSI* dever ser conectado à carga através de indutores de filtragem comportando-se assim, como uma fonte de corrente [10].

Os indutores de filtragem devem ser devidamente dimensionados. Já que o comportamento dinâmico do filtro depende destes indutores. Caso esses elementos não sejam devidamente

projetados, estes poderão impedir que as correntes de compensação sigam adequadamente as variações das referências de correntes com alto di/dt [24].

Os indutores de filtragem e os elementos chaveadores do inversor provocam um efeito boost que força a tensão do barramento CC ser maior que a tensão de pico da rede [10].

Devido às perdas e as imperfeições no chaveamento do inversor o capacitor no barramento CC pode se descarregar [17]. Desta forma, existe a necessidade do controle da tensão do barramento CC . Este controle pode se realizado com a inclusão de um compensador dinâmico (PI) no algoritmo de controle. A tensão do barramento CC é comparada com valor de referência gerando um erro. Este erro passa pelo controlador PI gerando um sinal na saída do compensador. Este sinal é então adicionado ao algoritmo gerador das referências de compensação de maneira que o filtro ativo drene uma parcela ativa de potência da rede elétrica de forma a compensar as perdas.

2.4.3.1.3 Topologias de inversores para implementação do FAP em sistemas trifásicos a quatro fios

As topologias de FAP empregadas em sistemas trifásicos a quatro fios mais referenciadas na literatura são a *Four-Legs* e a *Split-Capacitor*. A Fig. 2.21(a) apresenta a topologia *Four-legs* dotada de quatro braços inversores totalizando oito chaves. A topologia *Split-capacitor*, mostrada na Fig. 2.21(b), faz uso de dois capacitores com um ponto médio ligados a um ponto comum e mais três braços inversores. Estas topologias são escolhas apropriadas quando se trata de sistemas de média e baixa potência, por apresentar um número relativamente reduzido de chaves. Em aplicações que envolvem altas potências essas topologias podem não ser adequadas. Topologias envolvendo inversores multiníveis são empregadas no intuito de superar limitações dos dispositivos semicondutores utilizados como chave [25-27-40]. A Fig. 2.22(a) apresenta um inversor trifásico com topologia *NPC* de três níveis para sistemas a quatro fios. Uma outra opção é a utilização da topologia denominada *Three Full-Bridge (TFB)* mostrado na Fig. 2.22(b). Esta topologia pode ser interessante em aplicações de alta potência pois a tensão do barramento CC é reduzida de um fator de $\sqrt{3}$, diminuindo a tensão sobre as chaves [29].

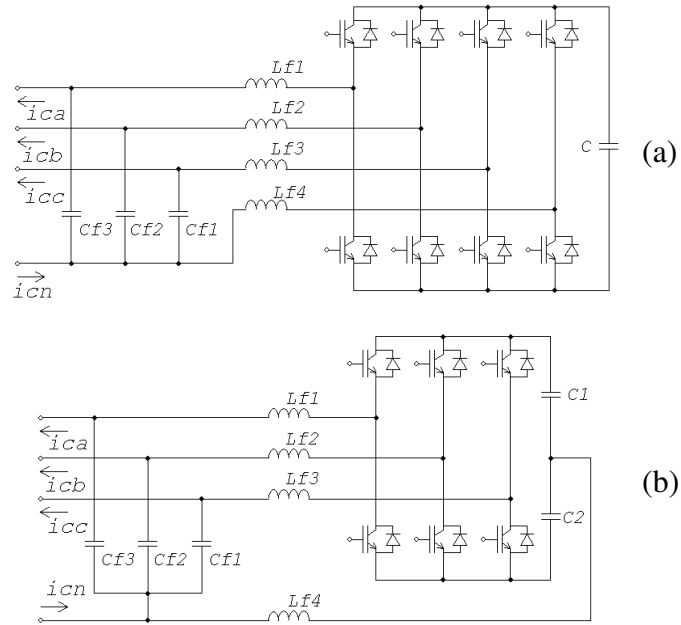


Fig. 2.21 – Topologias de Filtros Ativos Paralelos: (a) *Four-Legs*, (b) *Split-Capacitor*.

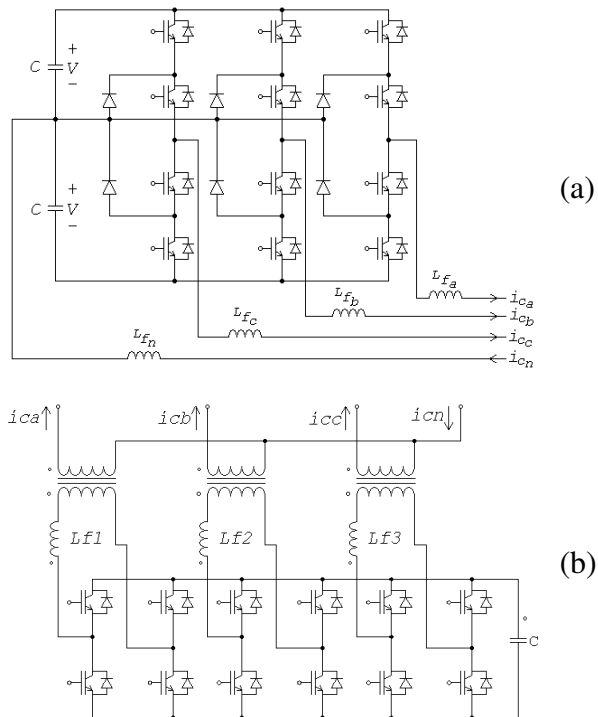


Fig. 2.22 – Topologias de Filtros Ativos Paralelos: (a) *Inversor NPC trifásico*, (b) *Three Full-Bridge*

2.5 Conclusões

Este capítulo apresentou o estudo de algumas fontes geradoras de harmônicos e seus respectivos espectros harmônicos. As principais normas internacionais e nacionais relativas à emissão de conteúdos harmônicos foram abordadas.

Entre as estratégias de filtragem mais usuais foram citados os filtros passivos e suas principais características. Foi apresentado um estudo sobre conversores estáticos e suas características assim como estratégias para a redução do conteúdo harmônico.

Em relação às técnicas ativas de compensação de harmônicos foram apresentadas as principais topologias monofásicas e trifásicas dos filtros ativos paralelos.

Capítulo 3

3. Métodos de Compensação Ativa de Potência

3.1 Introdução

Este capítulo trata dos conceitos de potência ativa e reativa convencional. Apresenta estratégias de compensação baseadas na teoria generalizada da potência reativa instantânea (método $p-q$). Também trata da compensação baseada nos eixos de referência síncrona ou (método SRF) estratégia monofásica.

São apresentados os resultados de simulações dos métodos $p-q$, $p-q-e$ e SRF na compensação de reativos e supressão de harmônicos gerados por cargas não lineares com o intuito de proporcionar uma comparação entre os métodos.

3.2 Conceitos tradicionais de potência ativa e reativa

Os conceitos convencionais de potência ativa e reativa foram estabelecidos para situações onde o circuito elétrico apresenta alimentação senoidal e cargas lineares. Em situações onde estão presentes distorções harmônicas de tensão e/ou corrente, esta abordagem se torna inadequada.

A título de exemplo, é mostrado na Fig. 3.1(a) um circuito capaz de defasar a componente fundamental da corrente em relação à tensão sem conter elementos reativos. O circuito apresentado é conhecido como “*dimmer*”. Estes circuitos são utilizados no controle da luminosidade de lâmpadas incandescentes. Como mostrado na Fig. 3.1(b) a corrente fundamental da carga (i_{fund}) está defasada de um ângulo ‘ Φ ’ devido ao disparo do *TRIAC* pelo circuito controlador de fase no ângulo ‘ α ’. Vale ressaltar que a defasagem da corrente fundamental em relação à tensão da fonte ocorre sem a influência de elementos reativos (indutores e/ou capacitores) [17].

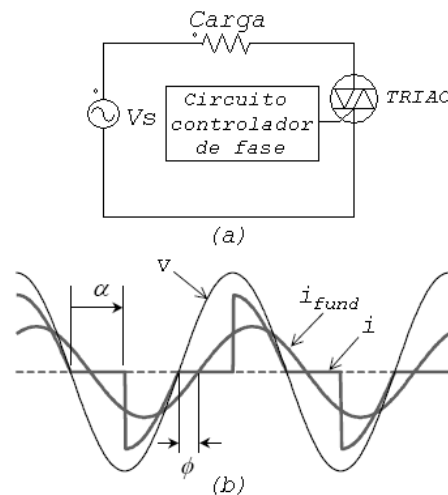


Fig. 3.1 – (a) Circuito de um *dimmer* monofásico, (b) Formas de onda de tensão e corrente

É importante lembrar que a teoria convencional da potência ativa e reativa foi estabelecida, baseada em fasores e valores eficazes. Desta forma subentende-se que esta teoria foi desenvolvida para uma única frequência [17]. Não se pode concluir que a teoria convencional esteja errada ou que não seja útil. Em situações onde não estão presentes distorções ou desbalanços esta teoria é válida [17].

Serão apresentados, de uma forma introdutória, os conceitos da teoria convencional de potência ativa e reativa, considerando um sistema monofásico sendo composto por uma fonte de tensão senoidal e uma carga linear em regime permanente. A potência ativa instantânea é definida pela seguinte equação:

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) \quad (3.1)$$

sendo:

$$v(t) = \sqrt{2}V \cos \omega t = V_m \cos \omega t \quad (3.2)$$

$$i(t) = \sqrt{2}I \cos(\omega t \pm \theta) = I_m \cos(\omega t \pm \theta) \quad (3.3)$$

$$p(t) = V_m I_m \cos(\omega t) \cdot \cos(\omega t \pm \theta) \quad (3.4)$$

onde:

$p(t)$ – potência ativa instantânea;

$v(t)$ – tensão instantânea;

$i(t)$ – corrente instantânea;

θ – ângulo de defasagem entre corrente e tensão.

Fazendo o uso de algumas identidades trigonométricas tem-se:

$$p(t) = \frac{V_m I_m}{2} \cos \theta + \left(\frac{V_m I_m}{2} \cos \theta \right) \cdot \cos(2\omega t) \pm \frac{V_m I_m}{2} \sin \theta \cdot \sin(2\omega t) \quad (3.5)$$

A expressão 3.5 demonstra que a potência instantânea possui três parcelas:

- primeira parcela - formada por uma potência média independente do tempo ($\frac{V_m I_m}{2} \cos \theta$);
- segunda parcela - representada por uma potência que oscila com o dobro da frequência da fundamental em torno da parcela média ($\frac{V_m I_m}{2} \cos \theta \cdot \cos(2\omega t)$). Esta parcela nunca fica negativa e é considerada como uma potência cc [01];
- terceira parcela - essa parcela tem valor médio nulo e também oscila com o dobro da frequência da fundamental ($\frac{V_m I_m}{2} \sin \theta \cdot \sin(2\omega t)$).

Considerando o conceito tradicional de potência pode-se definir as potências aparente, potência ativa média e a potência reativa pelas equações (3.6), (3.7) e (3.8), respectivamente.

$$S = \frac{V_m I_m}{2} = VI \quad (3.6)$$

$$P = VI \cos \theta \quad (3.7)$$

$$Q = VI \sin \theta \quad (3.8)$$

Assim obtém-se:

$$p(t) = P + P \cos(2\omega t) \pm Q \sin(2\omega t) \quad (3.9)$$

Levando em consideração um sistema trifásico equilibrado conclui-se que [01]:

1. para um sistema trifásico equilibrado a potência instantânea é constante e igual ao valor médio.

$$p(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t) = 3P \quad (3.10)$$

2. que as parcelas oscilantes dependentes de Q estão defasadas de 120° e portanto somam zero. Mesmo assim define-se tradicionalmente potência reativa trifásica como:

$$Q_{3\phi} = 3Q \quad (3.11)$$

Vale ressaltar que essa potência só existe por definição pois sua soma no tempo é nula [01].

A potência instantânea de um circuito contendo uma carga não linear alimentada por uma fonte senoidal em regime estacionário, pode ser calculada utilizando-se a equação (3.2) representando a tensão senoidal e a equação (3.12) a corrente $i_a(t)$.

$$i_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{m_n} \cos(n \cdot \omega t \pm \theta_n) \quad (3.12)$$

Assim:

$$p_a(t) = VI \cos \theta_1 [1 + \cos(2\omega t)] \pm VI \sin \theta_1 \cdot \sin(2\omega t) \pm \sum_{n=2}^{\infty} 2VI_n \cos(\omega t) \cdot \cos(n \cdot \omega t \pm \theta_n) \quad (3.13)$$

A Potência aparente é definida por:

$$S = VI \quad (3.14)$$

onde:

V = valor eficaz da tensão;

I = valor da corrente eficaz

Considerando a corrente eficaz I como:

$$I = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2} \quad (3.15)$$

Substituindo a equação 3.15 em 3.14 e elevando-se a equação ao quadrado obtém-se:

$$S^2 = V^2 (I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2) \quad (3.16)$$

assim,

$$S^2 = (VI_1 \cos \theta_1)^2 + (VI_1 \sin \theta_1)^2 + V^2 (I_2^2 + I_3^2 + \dots) \quad (3.17)$$

A equação (3.17) apresenta de forma clara as três potências envolvidas em um sistema onde estão presentes componentes harmônicas de corrente. A seguir as equações (3.18), (3.19) e (3.20) retiradas da equação (3.17) definem respectivamente as potências eficaz, reativa e harmônica:

$$P = VI_1 \cos \theta_1 \quad (3.18)$$

$$Q = VI_1 \sin \theta_1 \quad (3.19)$$

As manipulações a seguir permitem a obtenção da equação (3.20).

$$H^2 = V^2 (I_2^2 + I_3^2 + \dots)$$

$$H = \sqrt{V^2 (I_2^2 + I_3^2 + \dots)}$$

$$H = V \sqrt{(I_2^2 + I_3^2 + \dots)}$$

Como:

$$(I_2^2 + I_3^2 + \dots) = I^2 - I_1^2$$

Assim:

$$H = V \sqrt{I^2 - I_1^2}$$

$$\frac{H}{I} = \frac{V}{I} \sqrt{I^2 - I_1^2}$$

$$H = VI \sqrt{1 - \left(\frac{I_1}{I}\right)^2} \quad (3.20)$$

Reescrevendo a equação (3.17) em função de P, Q e H obtém-se:

$$S^2 = P^2 + Q^2 + H^2 \quad (3.21)$$

Pela equação (3.21) percebe-se que a potência aparente passa a incorporar uma parcela harmônica H . A Fig. 3.2 mostra uma representação gráfica da equação (3.21) conhecida como tetraedro de potência. Analisando a Fig. 3.2 percebe-se que o tetraedro de potência representa o triângulo de potências convencional adicionado de um terceiro eixo ortogonal aos eixos P e Q que representa a potência harmônica H . A seguir são apresentadas algumas considerações em relação ao tetraedro de potência:

- o co-seno do ângulo entre a tensão fundamental e a corrente fundamental (θ_1) passa a ser denominado de fator de deslocamento ou fator de potência fundamental. O fator de deslocamento corresponde ao fator de potência convencional. Neste caso, com a inclusão da potência harmônica a denominação fator de potência muda de sentido. Na literatura em inglês o fator de deslocamento é denominado *displacement factor* [01]. O fator de potência fundamental passa a ser definido por: ($\cos \theta_1 = P / S_1$).

- o fator de distorção é definido por: $\frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{S} = I_1 / I = \cos \varphi$.

- neste contexto o fator de potência (FP) tem um sentido mais abrangente sendo muitas vezes denominado fator de potência total. O FP engloba todas as potências (P , Q e H) e sua definição é dada por: $P/S = \cos\theta_1 \cdot \cos\varphi = \cos\theta$.

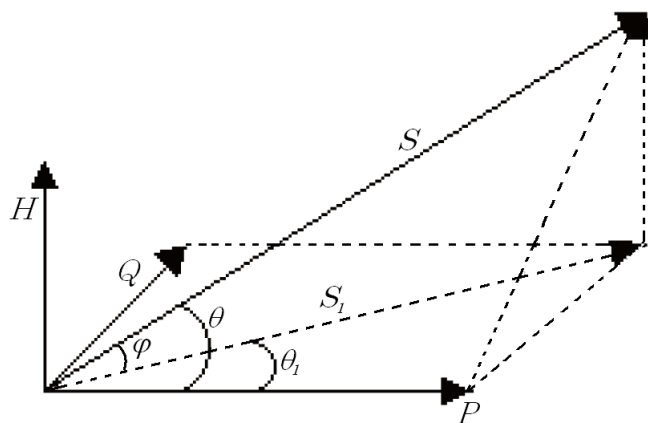


Fig. 3.2 – Tetraedro de Potência

3.3 Estratégia de compensação baseada na teoria generalizada da potência reativa instantânea - (método $p-q$)

Uma nova teoria da potência ativa e reativa foi proposta por Akagi *et al.*. Essa nova teoria permitiu a análise em regime permanente e transitório das potências ativa, reativa e harmônica de um sistema genérico. A nova teoria da potência ativa e reativa utiliza uma transformação das coordenadas $a-b-c$ de um sistema estacionário trifásico para o eixo denominado $\alpha-\beta-0$. Essa transformação também é conhecida como Transformação de Clarke. A equação (3.22) representa a transformação direta do sistema estacionário trifásico $a-b-c$ para o eixo $\alpha-\beta-0$, onde x_a , x_b e x_c podem representar as tensões ou as correntes do circuito. A transformação inversa é realizada pela equação (3.23).

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{3.22}$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

A potência real “ p ”, imaginária “ q ” e de sequência zero “ p_0 ” são dadas pela equação (3.24). A potência ativa instantânea trifásica $p_{3\phi}$ pode ser calculada através de 3.25:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 = p + p_0 \quad (3.25)$$

Se o sistema for equilibrado, isto é a somatória das grandezas de tensão ou corrente for igual a zero o sistema trifásico $a-b-c$ pode ser representado por um sistema bifásico $\alpha-\beta$. Assim, a potência instantânea passa a ser calculada pela equação (3.26).

$$p_{3\phi} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta = p \quad (3.26)$$

A potência instantânea imaginária “ q ” é obtida pelo produto entre as tensões e correntes em eixos diferentes e perpendiculares, cujo sentido é definido pela regra da mão direita [10], conforme equação (3.27). A Fig. 3.3 é uma representação gráfica do plano real imaginário, percebe-se que a potência instantânea imaginária q definida por Akagi *et al.* é uma potência existente em um eixo imaginário perpendicular ao plano real das coordenadas $\alpha-\beta$.

$$q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (3.27)$$

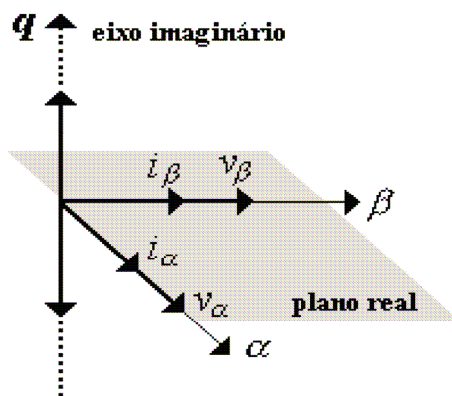


Fig. 3.3 – Plano real imaginário

A expressão (3.27) é análoga à utilizada no método convencional ($Q = 3VI \sin \theta$), fazendo uma rápida comparação verifica-se que a expressão do método convencional utiliza valores eficazes no cálculo da potência reativa enquanto a nova teoria se utiliza dos valores instantâneos.

A potência imaginária instantânea q corresponde a uma potência que existe individualmente nas fases mas no conjunto trifásico não contribuem para a potência ativa instantânea, pois não realiza trabalho, a potência q "...representa a energia que pode ser constante ou não e é trocada entre as fases do sistema. Isto significa que q não contribui para a transferência de energia entre a fonte e a carga em nenhum instante." [17]. Foi proposto por Akagi *et al.*[38-41] uma nova unidade de medida para " q ", Volt-Ampere Imaginário em inglês *Imaginary Volt-Ampere,(IVA)*.

As expressões (3.26) e (3.27) são representadas na forma matricial conforme (3.28).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Isolando-se as correntes i_α e i_β da expressão (3.28) obtém-se:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

A expressão 3.29 permite calcular as seguintes componentes de corrente nas fases α e β , como segue:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \left\{ \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \right\} \Delta = \begin{bmatrix} i_\alpha^p \\ i_\beta^p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_\alpha^q \\ i_\beta^q \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

onde,

$$i_\alpha^p = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p \quad (3.31)$$

$$i_\alpha^q = \frac{-v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q \quad (3.32)$$

$$i_\beta^p = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p \quad (3.33)$$

$$i_\beta^q = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q \quad (3.34)$$

Sabendo que $p_\alpha = v_\alpha i_\alpha$ e $p_\beta = v_\beta i_\beta$ é possível através de (3.30) calcular as seguintes potências instantâneas:

$$p_\alpha^p = v_\alpha i_\alpha^p = \left(\frac{v_\alpha^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \right) p \quad (3.35)$$

$$p_\alpha^q = v_\alpha i_\alpha^q = \left(\frac{-v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \right) q \quad (3.36)$$

$$p_\beta^p = v_\beta i_\beta^p = \left(\frac{v_\beta^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \right) p \quad (3.37)$$

$$p_\beta^q = v_\beta i_\beta^q = \left(\frac{v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \right) q \quad (3.38)$$

onde:

p_α^p é a potência ativa instantânea no eixo α ,

p_α^q é a potência reativa instantânea no eixo α ,

p_β^p é a potência ativa instantânea no eixo β ,

p_β^q é a potência reativa instantânea no eixo β .

As grandezas apresentadas até o momento são válidas na análise em regime permanente e transitório.

Alguns pontos em relação ao significado físico das potências real, imaginária e de seqüência zero definidas nas coordenadas α - β -0 podem ser destacados [17]:

- componentes de seqüência zero não contribuem para as potências instantâneas p e q ;
- A potência ativa instantânea trifásica é igual à soma da potência real p e a potência de seqüência zero ($p_{3\phi} = p + p_0$);
- A potência imaginária q representa a energia que é trocada entre as fases do sistema. A potência q não contribui para a transferência de energia entre a fonte e a carga.

3.3.1 Estratégia monofásica de compensação baseada no método $p-q$

O cálculo das potências pela teoria generalizada da potência reativa instantânea são realizados no plano $\alpha-\beta$ pela expressão (3.28). A transformação das grandezas das coordenadas $a-b-c$ para o eixo $\alpha-\beta-o$ é realizada pela expressão (3.22). Conforme as expressões apresentadas as tensões e as correntes utilizadas nos cálculos de p e q são relativas a um sistema trifásico $a-b-c$. A aplicação do método $p-q$ em um filtro híbrido monofásico foi proposta por Liu et al. [23]. A aplicação de atrasos na corrente e na tensão proporciona a criação, de forma fictícia, de um sistema trifásico a partir de um monofásico. Este artifício pode ser implementado facilmente via um algoritmo computacional. Na sua forma mais simples a corrente e a tensão de um sistema monofásico poderiam ser submetidas a atrasos de 120° e 240° . O sistema obtido teria as correntes e as tensões defasadas em 120° .

Um algoritmo mais eficiente é obtido com a inclusão de um atraso de 90° diretamente no sistema de coordenadas $\alpha-\beta$ [23]. Agora, as componentes α e β são obtidas diretamente da rede. Além de simplificar o algoritmo pela supressão da transformação $a-b-c/\alpha-\beta$, este método diminui o tempo de atraso para 90° se comparado a solução proposta anteriormente. Não se esquecendo que este método tem que ser aplicado na tensão e na corrente da fase de forma a proporcionar o cálculo das potências p e q . A Fig. 3.4 mostra o diagrama de bloco deste método aplicado na obtenção da corrente de compensação de um sistema monofásico.

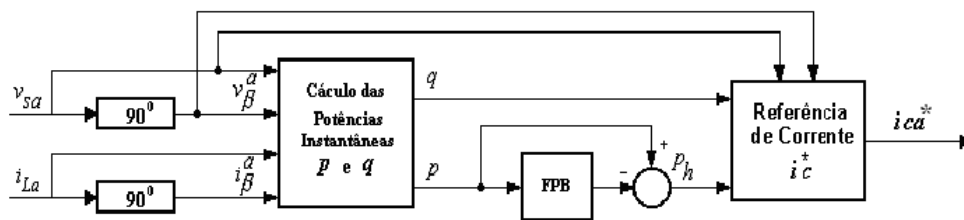


Fig.3.4 – Diagrama de Blocos da estratégia monofásica de compensação pelo método $p-q$

As tensões v_α e v_β assim como as correntes i_α e i_β são calculadas pelas expressões (3.39) e (3.40).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \cdot \text{sen } \theta \\ V_m \cdot \text{sen}(\theta - 90^\circ) \end{bmatrix} \tag{3.39}$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_m \cdot \text{sen } \theta \\ I_m \cdot \text{sen}(\theta - 90^\circ) \end{bmatrix} \tag{3.40}$$

A corrente de compensação i_{ca}^* mostrada na Fig. 3.4, devidamente modulada e injetada na rede por um filtro ativo paralelo será capaz de suprimir as componentes harmônicas e reativas da carga. Aplicando a equação (3.29) considerando as potências p , p_h e q mostradas na Fig.3.4, obtemos a equação (3.41).

$$i_{ca}^* = \frac{v_\alpha P_h - v_\beta q}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (3.41)$$

A Fig. 3.6 mostra as correntes compensadas do circuito da Fig. 3.5 . O sistema consiste de três cargas não lineares desbalanceadas alimentadas por uma rede trifásica com tensão de fase $127V_{rms}$ seqüência de fase ABC . O circuito foi simulado com o *software PSIM*.

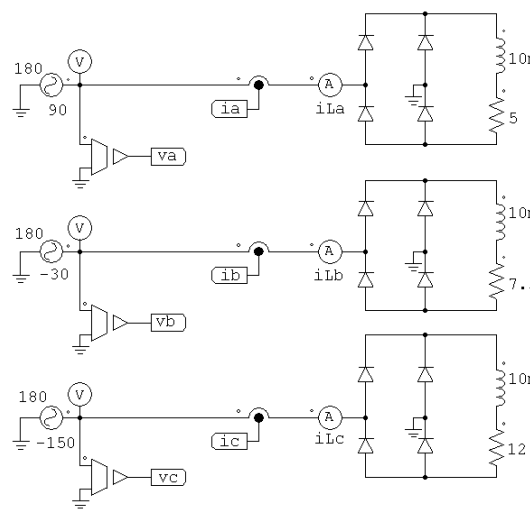


Fig. 3.5 – Circuito trifásico contendo cargas monofásicas desbalanceadas

As correntes compensadas (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) foram obtidas subtraindo a corrente de compensação da corrente de carga. A estratégia monofásica de compensação, quando aplicada a sistemas trifásicos, gera as referências de corrente de compensação individuais por fase. Neste caso, a compensação do desequilíbrio das correntes de fase não é realizado, como pode ser observado na Fig. 3.6. O cálculo das potências p e q são realizadas a partir da tensão e corrente de uma única fase, não permitindo que o desequilíbrio seja percebido pelo algoritmo do compensador.

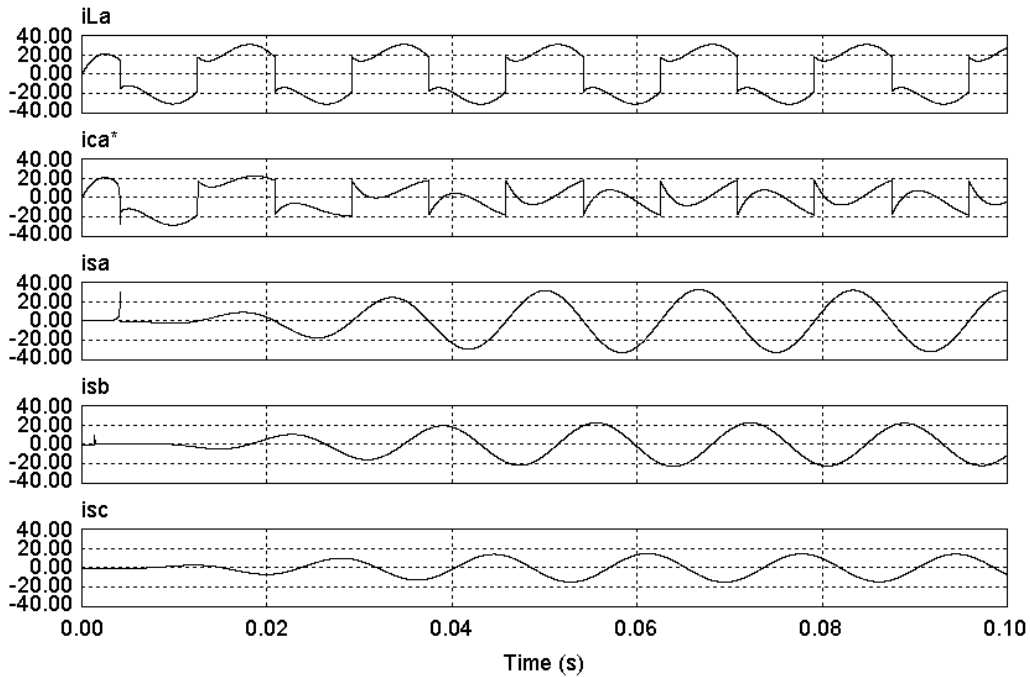


Fig. 3.6 – Corrente de carga iLa , de compensação ica^* e correntes de linha ($is = iL - ic^*$) isa , isb e isc compensadas pelo método $p-q$ monofásico

3.3.2 Controle de tensão no barramento cc pelo método $p-q$

Como foi comentado no capítulo 2, teoricamente os filtros ativos deveriam processar somente as potências harmônicas e reativas do sistema. Entretanto devido às perdas nos elementos como chaves e componentes passivos, a tensão do barramento CC tende a diminuir através da descarga do capacitor. Por este motivo, deve ser previsto um controle de forma a garantir que a tensão no barramento CC seja maior que a tensão de pico da rede. Somente dessa forma o conversor será capaz de impor as correntes de compensação ao sistema garantindo o perfeito funcionamento do filtro.

No método $p-q$ a tensão do barramento CC pode ser controlada acrescentando-se uma parcela de potência ativa a potência p_h na saída do filtro passa alta conforme é mostrado na Fig. 3.7. A tensão do barramento CC é subtraída da tensão referencial (V_{cc}^*). O erro passa por um compensador PI (proporcional, integral). A variável manipulada p_c da saída do compensador PI é adicionada à potência oscilante p_h o que resulta na potência de referência p^* . A variável manipulada p_c representa a potência ativa que o FAP deverá drenar da rede de forma a compensar as perdas no filtro.

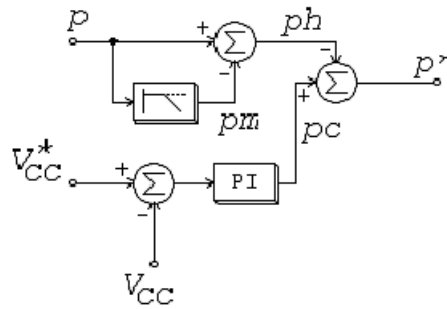


Fig. 3.7 – Diagrama de bloco do controlador PI de tensão do barramento CC, (método $p-q$).

3.4 Estratégia de compensação baseada na teoria da potência reativa instantânea estendida - (método $p-q-e$)

Na teoria da potência reativa instantânea proposta por *Akagi et al.*[41] as potências instantâneas $p-q$ foram obtidas desconsiderando as componentes de componente zero da tensão e da corrente. O método quando aplicado a um sistema trifásico a três fios comporta-se satisfatoriamente devido à ausência das componentes homopolares. A compensação pela teoria de potência reativa instantânea estendida ($p-q-e$) proposta por *Greenhalgh et al.*[42], leva em consideração as componentes de ordem zero nos cálculos. Esta, representa uma extensão da teoria potência reativa instantânea [10].

O cálculo das potências p e q são descritas a seguir [10]:

A potência instantânea p é calculada através produto escalar das tensões e correntes conforme equação (3.42). O cálculo da potência reativa instantânea q é realizado pelo produto vetorial como mostra a equação (3.43).

$$p = v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta} + v_o i_o \quad (3.42)$$

$$\vec{q} = \vec{v} \otimes \vec{i} \quad (3.43)$$

$$\vec{q} = q_i + q'_j + q''_k \quad (3.44)$$

Na equação (3.44) q , q' e q'' são as componentes de \vec{q} nos eixos o , α e β respectivamente. Estas componentes são calculas pelas equações (3.45), (3.46) e (3.47).

$$q = v_{\alpha} i_{\beta} - v_{\beta} i_{\alpha} \quad (3.45)$$

$$q' = v_{\beta} i_o - v_o i_{\beta} \quad (3.46)$$

$$q'' = v_o i_{\alpha} - v_{\alpha} i_o \quad (3.47)$$

A equação (3.48) apresenta a potência instantânea p e as componentes da potência reativa instantânea q na forma matricial.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ q' \\ q'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} & v_o \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} & 0 \\ 0 & v_o & v_{\beta} \\ v_o & 0 & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_o \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Como a matriz da equação (3.48) não é quadrada, presume-se que a potência instantânea p e as componentes de \vec{q} são linearmente dependentes. Para a obtenção das correntes de compensação i_{α}^* , i_{β}^* e i_o^* , é necessário o conhecimento de p_h e mais duas componentes da potência instantânea reativa \vec{q} . Vale ressaltar que a componente q da equação (3.48) representa a parcela reativa da equação (3.27) do método $p-q$. A equação (3.49) apresenta o cálculo das correntes de compensação i_{α}^* , i_{β}^* e i_o^* para as potências p_h , q e q' .

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \\ i_o^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\beta} \cdot (v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2 + v_o^2)} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \cdot v_{\beta} & -(v_{\beta}^2 + v_o^2) & -v_o \cdot v_{\alpha} \\ v_{\beta}^2 & v_{\alpha} \cdot v_{\beta} & -v_o \cdot v_{\beta} \\ v_o \cdot v_{\beta} & v_{\alpha} \cdot v_o & (v_{\beta}^2 + v_{\alpha}^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -p_h \\ -q \\ -q' \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

No caso da tensão da fonte não possuir componentes de seqüência zero obtém-se:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \\ i_o^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} & 0 \\ v_{\beta} & v_{\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{v_{\beta}^2 + v_{\alpha}^2}{v_{\beta}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -p_h \\ -q \\ -q' \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

As correntes de compensação no eixo $a-b-c$ equação(3.51) são obtidas através das equações (3.23) e (3.50).

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta & \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{v_\beta^2 + v_\alpha^2}{v_\beta} \\ \left(-\frac{1}{2}v_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}v_\beta\right) & \left(-\frac{1}{2}v_\beta + \frac{\sqrt{3}}{2}v_\alpha\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{v_\beta^2 + v_\alpha^2}{v_\beta} \\ \left(-\frac{1}{2}v_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}v_\beta\right) & \left(\frac{1}{2}v_\beta - \frac{\sqrt{3}}{2}v_\alpha\right) & \frac{v_\beta^2}{\sqrt{2}} \frac{1}{v_\beta} \frac{v_\beta^2 + v_\alpha^2}{v_\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -P_h \\ -q \\ -q' \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

3.5 Compensação ativa baseada no sistema de eixos de referência síncrona - (método *SRF*)

No método baseado no sistema de eixos de referência síncrona (método *SRF* - *Synchronous Reference Frame Method*) as grandezas estacionárias das coordenadas *a-b-c* são transformadas para um referencial síncrono *d-q-0* conforme mostrado na Fig. 3.8. A estratégia de compensação *SRF* é composta basicamente de duas transformações invariantes em potência. A primeira chamada de transformada de *Clarke* (*a-b-c* ↔ *α-β*) e a segunda transformada de *Park* (*α-β* ↔ *d-q*). As equações (3.52) e (3.53) mostram as transformações de *Park*.

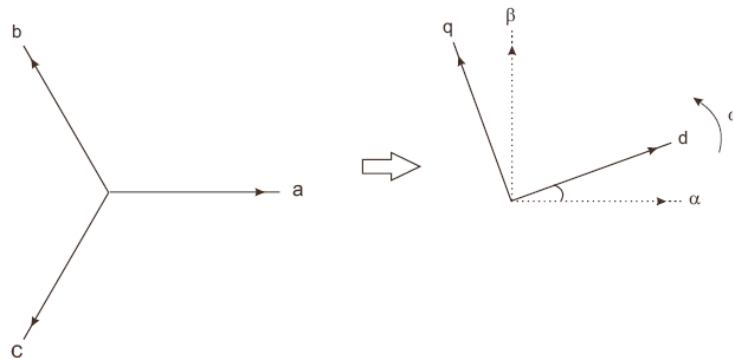


Fig. 3.8 - Transformação referência *a-b-c* para *d-q*

Na primeira transformação o sistema trifásico estacionário *a-b-c* é convertido para o sistema estacionário ortogonal *α-β*. Através da transformação de *Park* o sistema estacionário *α-β* é colocado na mesma velocidade do campo girante. Dessa forma, o sistema fica estático em relação ao referencial girante e como conseqüência os termos fundamentais de tensão ou corrente nos eixos *a-*

b - c são transformados em grandezas contínuas nos eixos síncronos d - q . As componentes harmônicas são representadas como formas de ondas alternadas superpostas ao termo contínuo fundamental [10].

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen } \theta \\ -\text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

Para a aplicação da transformada de *Park* é necessário calcular as coordenadas do vetor unitário $\cos \theta$ e o $\text{sen } \theta$. O ângulo θ pode ser obtido da rede via um circuito *PLL* (*Phase-Locked Loop*). O resultado desta estratégia é a obtenção de um sistema de referência síncrona, composto por dois eixos síncronos denominados eixo direto d e eixo em quadratura q , além da componente homopolar (componente de seqüência zero). As parcelas que representam as componentes fundamentais dos eixos d e q podem ser obtidas através de filtros passa-baixa.

A Fig.3.9 mostra um diagrama de blocos de um compensador *SRF* de corrente aplicado a um *FAP* onde as correntes de compensação são obtidas a partir das correntes de carga. As correntes do sistema trifásico estacionário a - b - c é transformado para o sistema bifásico estacionário α - β pela aplicação da transformada de *Clarke*. A transformada de *Park* transforma o sistema bifásico estacionário para o sistema de eixos síncronos d - q . Os filtros passa-alta (*FPA*) mostrados no diagrama de blocos da Fig.3.9 são largamente utilizados em aplicações envolvendo filtros ativos. Segundo uma análise comparativa realizada por *Akagi et al.*[30], este arranjo apresenta características superiores se comparado ao *FPA* convencional. Outra observação é que ao aplicar os filtros nos eixos id e iq , conforme mostrado na Fig. 3.9, somente as parcelas harmônicas serão compensadas. Para que a parcela reativa fundamental também seja compensada, retira-se o *FPA* do eixo iq incorporando dessa forma a parcela contínua de iq nas correntes de referência.

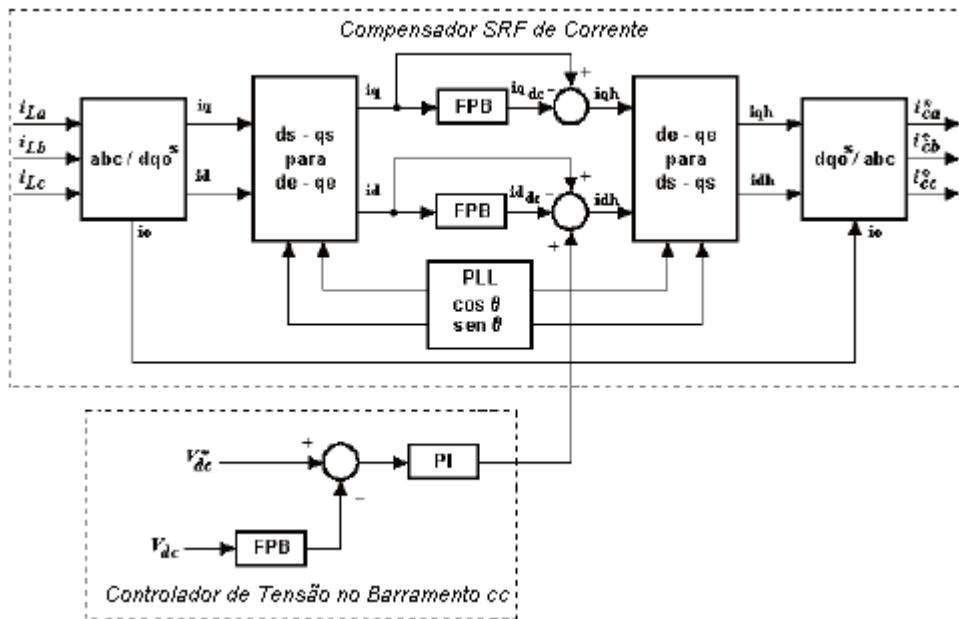


Fig.3.9 – Diagrama de blocos de um compensador SRF

3.5.1 Escolha da frequência de corte do filtro passa baixa (FPB)

Considerar um circuito elétrico trifásico a três fios contendo uma carga não linear conforme mostrado na Fig. 3.10.

Quando as correntes no sistema estacionário *a-b-c* são transformadas para o sistema síncrono *d-q* os harmônicos de ordem ímpar tornam-se múltiplos de 360Hz [10, 43] (considerando uma frequência fundamental de 60Hz). Em um sistema trifásico equilibrado as correntes estarão defasadas de 120° elétricos ($2\pi/3$) uma das outras. Dessa forma podemos supor que as corrente terão as seguintes fases: $\varphi_a = 0$, $\varphi_b = -2\pi/3$ e $\varphi_c = 2\pi/3$. Assim, de uma forma geral os defasamentos nas fases a, b e c para um harmônico de ordem *n* serão calculados pelas equações (3.54), (3.55) e (3.56).

$$\varphi_{an} = 0 \cdot n \tag{3.54}$$

$$\varphi_{bn} = -\frac{2\pi}{3} \cdot n \tag{3.55}$$

$$\varphi_{cn} = +\frac{2\pi}{3} \cdot n \tag{3.56}$$

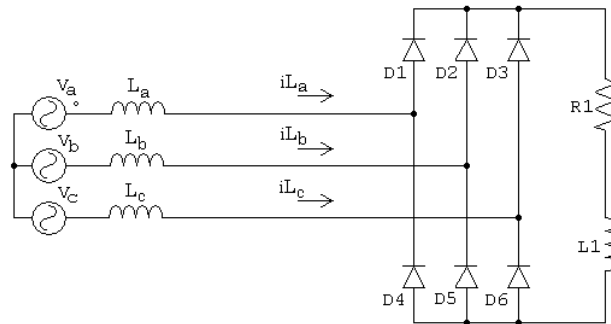


Fig. 3.10 – Circuito trifásico a três fios alimentando uma carga trifásica

Os harmônicos de ordem $3i$ (sendo $i = 0, 1, 2, 3, \dots$), ou seja, harmônicos múltiplos de três, são de seqüência zero. Substituindo n das equações (3.54), (3.55) e (3.56), por $3i$ obtemos, $\varphi_{an} = \varphi_{bn} = \varphi_{cn}$, confirmando que os componentes harmônicos múltiplos de três possuem seqüência de fase igual a zero. No caso do sistema trifásico a três fios a ausência do condutor neutro elimina os componentes harmônicos de seqüência zero, ou seja, os harmônicos múltiplos de três.

Para os harmônicos de ordem $6i+5$ (sendo $i = 0, 1, 2, 3, \dots$), a seqüência de fase é negativa. As fases das correntes harmônicas se tornam: $\varphi_{an} = 0$, $\varphi_{bn} = 2\pi/3$ e $\varphi_{cn} = -2\pi/3$. Os componentes harmônicos de ordem $6i+1$ (sendo $i = 0, 1, 2, 3, \dots$), terão seqüência de fase positiva: $\varphi_{an} = 0$, $\varphi_{bn} = -2\pi/3$ e $\varphi_{cn} = 2\pi/3$.

Os componentes harmônicos ímpares quando transformados do sistema estacionário $a-b-c$ para o sistema síncrono $d-q$ apresentam uma mudança de ordem. Os componentes de seqüência positiva tem sua ordem decrementada de um e os de seqüência negativa sofrem incremento de um.

Assim para um sistema equilibrado os componentes de seqüência positivas (ordem $6i+1$) passarão a ter ordem $6i$. Já os componentes harmônicos de seqüência negativa (ordem $6i+5$) terão sua ordem alterada para $6i+6$. Portanto para um sistema trifásico a três fios os harmônicos presentes no eixo $d-q$ serão múltiplos de 360Hz.

Dessa forma adota-se uma freqüência de corte para o FPB de 30Hz o que representa aproximadamente uma década abaixo da menor freqüência no eixo síncrono que é de 360Hz.

A Fig. 3.11 apresenta as correntes id e iq para um sistema equilibrado. Na Fig. 3.12 são mostrados os espectros harmônicos das correntes iLa , id e iq .

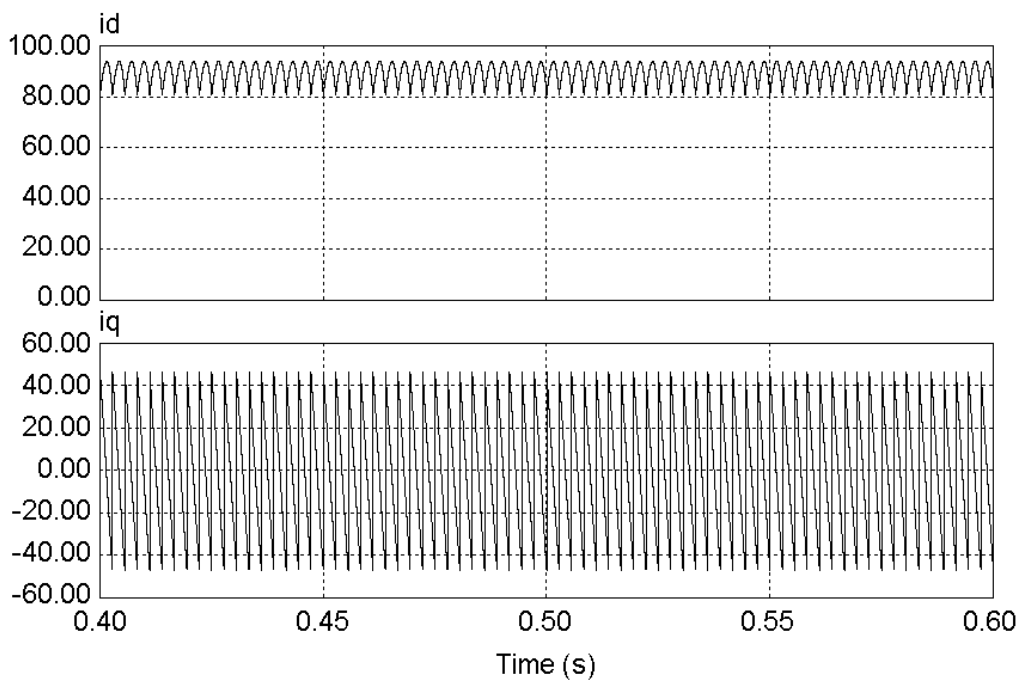


Fig. 3.11 – Correntes i_d e i_q para um sistema equilibrado

Como era de se esperar os componentes harmônicos apresentam uma mudança de ordem quando transformados do eixo $a-b-c$ para o eixo $d-q$.

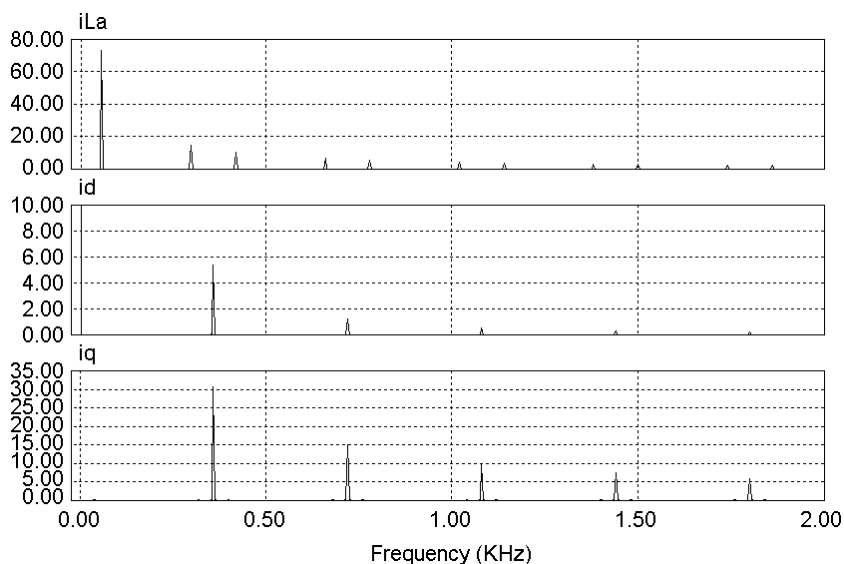


Fig. 3.12 – Espectro harmônico da correntes i_{La} , i_d e i_q para um sistema equilibrado

Em sistemas onde a tensão é desbalanceada a componente de seqüência negativa fundamental da tensão provoca o aparecimento da componente de seqüência negativa nas correntes de carga. Essa componente é responsável pelo aparecimento de componentes de 120Hz no eixo

síncrono $d-q$ do compensador [10]. Para garantir a filtragem destas componentes o FPB deverá possuir uma frequência de corte de 12Hz, que representa uma década abaixo da menor frequência a ser filtrada. A Fig. 3.13 mostra as correntes dos eixos de referência síncronos i_d e i_q . A ondulação de 120Hz aparece sobreposta as correntes. Na Fig. 3.14 são traçados os espectros harmônicos da corrente i_{La} , i_d e i_q . A figura mostra que os espectros harmônicos das correntes dos eixos de referência síncronos (i_d e i_q) apresentam componentes múltiplas de 120Hz.

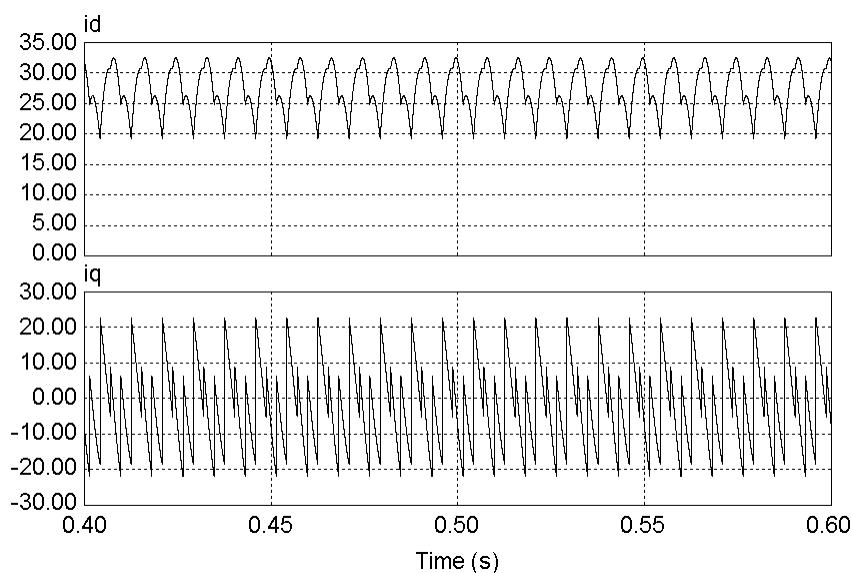


Fig. 3.13 – Correntes i_d e i_q para um sistema desequilibrado

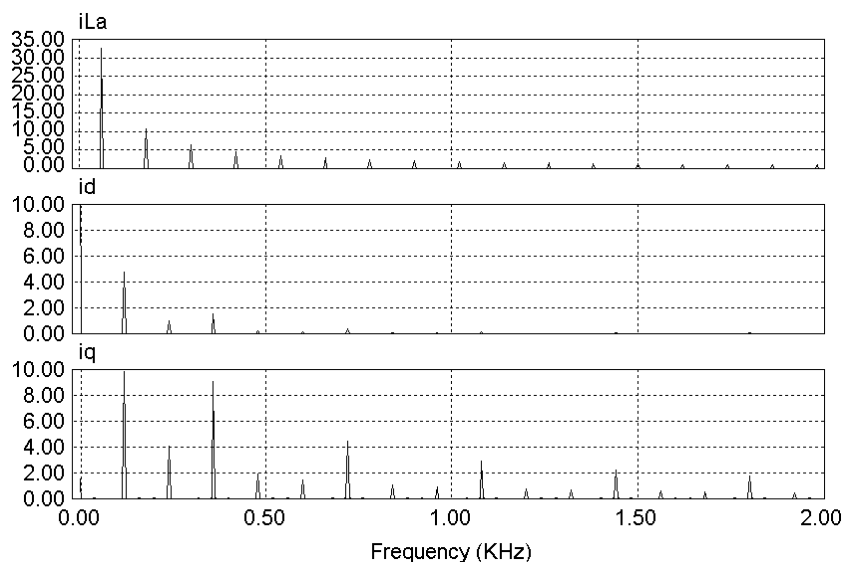


Fig. 3.14 - Espectro harmônico da correntes i_{La} , i_d e i_q para um sistema desequilibrado

3.5.2 Sistemas monofásicos e trifásicos para detecção de fase (Sistema PLL)

Equipamentos como compensadores estáticos de potência (*STATCOM*), sistemas ininterruptos de energia, cicloconversores, filtros ativos de potência, filtros híbridos de potência, necessitam de informações que possibilitem o sincronismo dos circuitos de comando como a rede elétrica. Uma solução barata e relativamente simples é a utilização de circuitos baseados na detecção de passagem por zero das tensões da rede. Na presença de ruídos e distorções estes circuitos apresentam uma degradação da capacidade de detecção [31]. Considerando que os filtros ativos são ligados em redes que apresentam distorções harmônicas, estes circuitos não são confiáveis na obtenção de um perfeito sincronismo do circuito de controle do *FAP* e da rede elétrica.

Os sistemas *PLL* (*Phase Locked Loop* – malha amarrada por fase) são largamente utilizados em aplicações que envolvem filtros ativos de potência. Estes circuitos trabalham em malha fechada e produzem um sinal de saída relacionado com a fase e a frequência do sinal de entrada

Dentre inúmeras formas de implementação, sistemas *PLL* podem ser construídos baseados na teoria *p-q*. Se a potência real instantânea for utilizada no controle o sistema é denominado *p-PLL*. No caso de ser utilizada a potência imaginária instantânea o sistema será denominado *q-PLL*. Neste trabalho são abordados os sistemas *p-PLL*. A modelagem e os cálculos dos ganhos de um sistema *p-PLL* trifásico são apresentados no apêndice B.

A Fig. 3.15 mostra um *p-PLL* monofásico baseado no método *Transport Delay* [47].

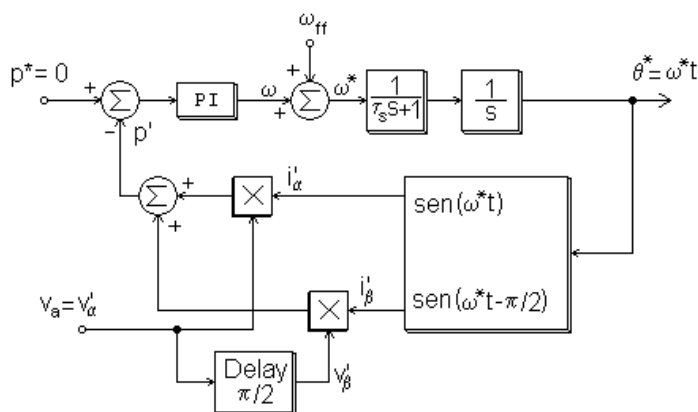


Fig. 3.15 – Sistema *p-PLL* monofásico baseado no método *Transport Delay*

Como pode ser observado na Fig. 3.15 a tensão v_β é obtida da tensão v_a mediante a um atraso de $\pi/2$ rad. As duas referências estacionárias podem ser representadas pela equação (3.57). A frequência ω_{ff} é usada para melhorar a dinâmica inicial do sistema *p-PLL*. A equação (3.58) representa

as correntes fictícias i'_α e i'_β . Substituindo as equações (3.57) e (3.58) na equação (3.59), obtém-se a potência ativa instantânea fictícia p' conforme a equação (3.60).

$$\begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a(\omega t) \\ v_a(\omega t - \pi/2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}V \sin(\omega t) \\ \sqrt{2}V \sin(\omega t - \pi/2) \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

$$\begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a(\theta^*) \\ i_a(\theta^* - \pi/2) \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta = \bar{p} + \tilde{p} \quad (3.59)$$

$$p' = V_{pk} \sin(\omega t) \sin(\theta^*) + V_{pk} \sin(\omega t - \pi/2) \sin(\theta^* - \pi/2) = V_{pk} \cos(\omega t - \theta^*) \quad (3.60)$$

Onde:

V_{pk} é a tensão de pico.

Existem sistemas p -PLL monofásicos baseados em outros métodos. A título de exemplo pode-se citar o método *rms* convencional, método d - q e o método *Two-phase stationary frame rms* conforme apresentado em [47-48].

3.5.3 Estratégia monofásica de compensação baseada no método *SRF*

A estratégia monofásica de compensação baseada no método *SRF* aplicada a filtros ativos trifásicos a quatro fios, possibilita a implementação de filtros ativos trifásicos com controle independente por fase. A utilização do método *SRF* com estratégia monofásica não permite a compensação das componentes de seqüência negativa e zero da frequência fundamental. Entretanto, a não compensação destas componentes de corrente diminui as perdas no *FAP* pois, estas correntes não irão circular pelo conversor paralelo, o que melhora a sua eficiência [33].

Um método alternativo na obtenção das correntes de compensação é o *SRF* modificado. Neste método aplica-se a transformação a - b - c / d - q -0 individualmente nas fases. Esta transformação só é possível graças à geração de correntes fictícias defasadas da corrente real medida. Esta técnica é similar à abordada no subitem 3.3.1. Esta estratégia está representada na Fig. 3.16 a qual apresenta o diagrama de blocos de um compensador baseado nesta estratégia. Comparando essa estratégia com a estratégia convencional, percebe-se que a resposta do *SFS* (*Single Phase Strategy*) é mais lenta que a do *SRF* convencional [32]. Outra consequência dessa estratégia alternativa é que o

compensador não “enxerga” o desbalanço entre as fases. O método permite a construção de *FAP*'s monofásicos e de uma forma indireta, reduz a potência solicitada de filtros trifásicos, pois o filtro irá compensar somente as parcelas harmônicas e reativas, como o compensador não irá perceber o desbalanço entre as fases, o filtro não terá que fornecer energia ao sistema de forma a equilibrá-la, assim, o equilíbrio da rede dependerá de uma distribuição adequada das cargas.

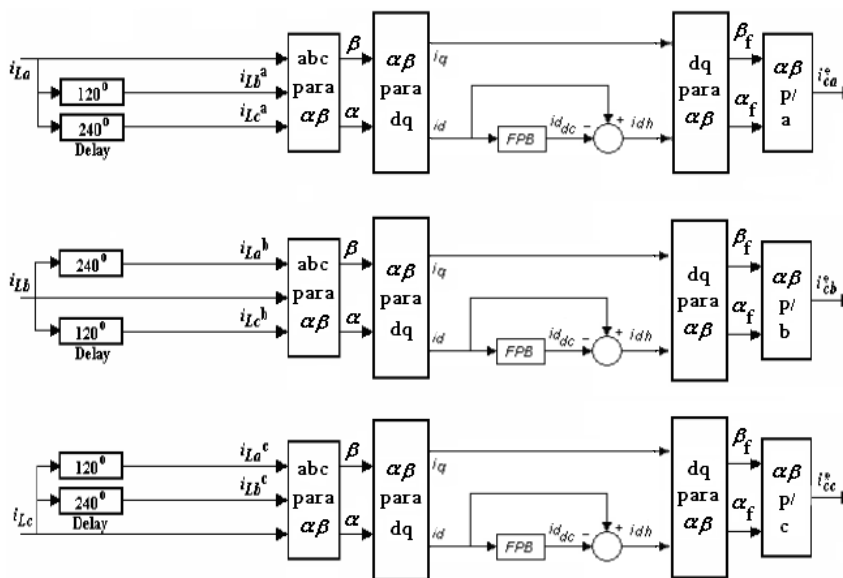


Fig. 3.16 - *SRF Single-Phase Strategy (SFS)*

Com o intuito de melhorar a resposta do *SRF-SFS*, foi proposta uma nova estratégia que suprime a transformada de *Clarke* [33]. Nesta estratégia o eixo alfa fica alinhado com a corrente da fase e o eixo beta é obtido gerando-se uma corrente em quadratura com a corrente alfa. Assim é possível melhorar a resposta dinâmica do compensador pois a defasagem embutida passa a ser de somente noventa graus [23-24], além de simplificar o algoritmo de controle. A Fig. 3.17 apresenta a estratégia *SRF-SFS* melhorada.

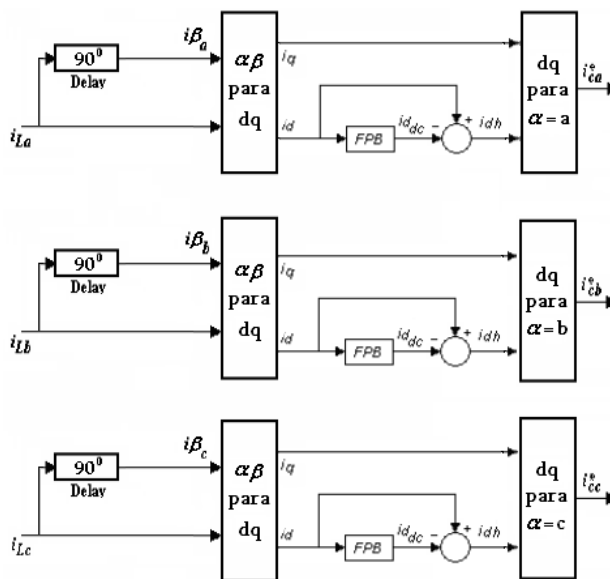


Fig.3.17 – SRF com estratégia monofásica melhorada

3.5.4 Controle de tensão no barramento *cc* pelo método SRF

Devido às perdas inerentes ao inversor, a tensão do barramento *CC* tende a diminuir. Portanto existe a necessidade de se incluir uma malha de controle de tensão no circuito de controle do *FAP*. A malha atua compensando as perdas e mantendo a tensão do barramento *CC* desejada. Este controle é similar ao realizado nos métodos *p-q* e *p-q-e*. Nestes métodos uma parcela *cc* proveniente do controlador de tensão é adicionada a potência p_h fazendo com que o filtro drene potência ativa da rede compensando as perdas. No método *SRF* a saída do compensador deve ser adicionada à parcela oscilante da corrente *id*, ou seja, a parcela id_h . O diagrama da Fig. 3.18 mostra um compensador baseado na estratégia *SRF-SFS* melhorada, percebe-se que a saída do controlador de tensão é dividida por 3 antes de ser somada às parcelas id_h de cada fase. Assim a potência ativa drenada das fases é dividida em parcelas iguais entre as fases.

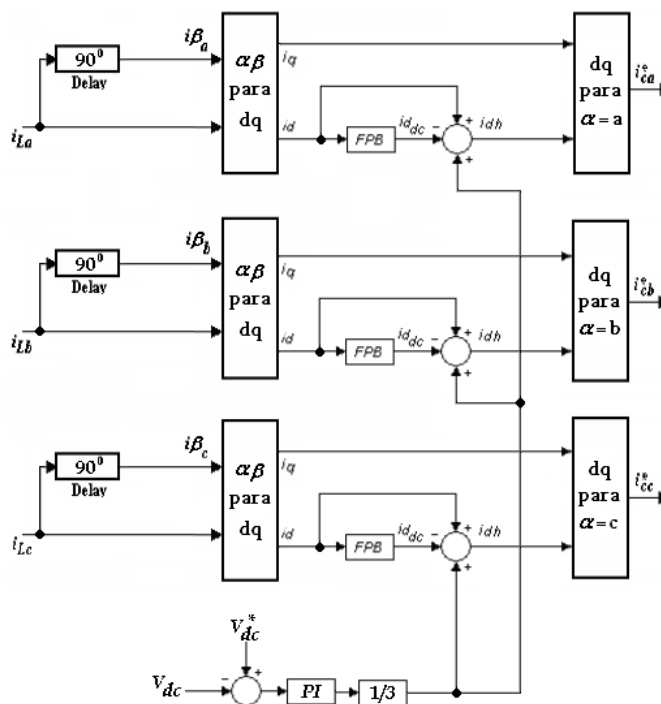


Fig.3.18 – Compensador *SRF-SFS* melhorado adicionado da malha de controle de tensão do barramento CC.

3.6 Simulações dos algoritmos de compensação de reativos e supressão de harmônicos gerados por cargas não lineares

As simulações contidas nesta seção são referentes aos algoritmos de compensação dos três métodos apresentados neste capítulo, (*p-q*, *p-q-e* e *SRF*) aplicados a um *FAP* trifásico a 4 fios. A rede simulada possui tensão de fase de $127V_{rms}$. Os esquemas das simulações se encontram no Apêndice C.

A carga simulada é constituída de três retificadores monofásicos desbalanceados com carga *RL* conforme Fig. 3.19. De forma a permitir uma investigação da atuação dos algoritmos foram realizadas simulações considerando as tensões de alimentação equilibrada, desequilibrada e desequilibrada com harmônicos de 5^a e 7^a ordem. O software utilizado nas simulações foi o PSIM.

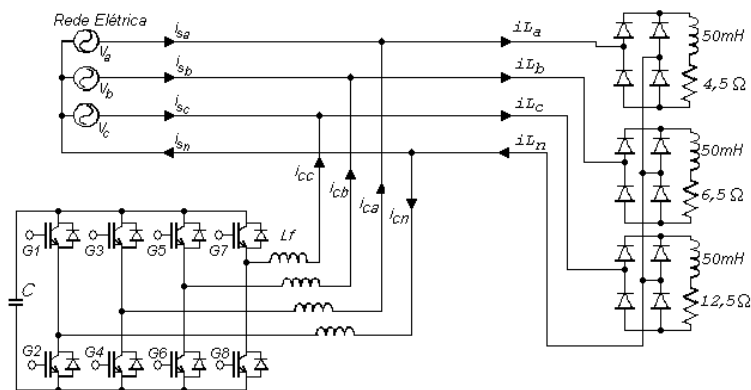


Fig. 3.19 – Sistema trifásico a quatro fios cargas monofásicas desbalanceadas.

3.6.1 Método *p-q*

Nas Figs. 3.20 e 3.21 são apresentados os resultados da simulação que utiliza o método *p-q* para geração das correntes de compensação. Nesta simulação as tensões (*va*, *vb* e *vc*) são equilibradas e livres de distorções. As correntes compensadas (*isa*, *isb* e *isc*) apresentam distorções consideráveis.

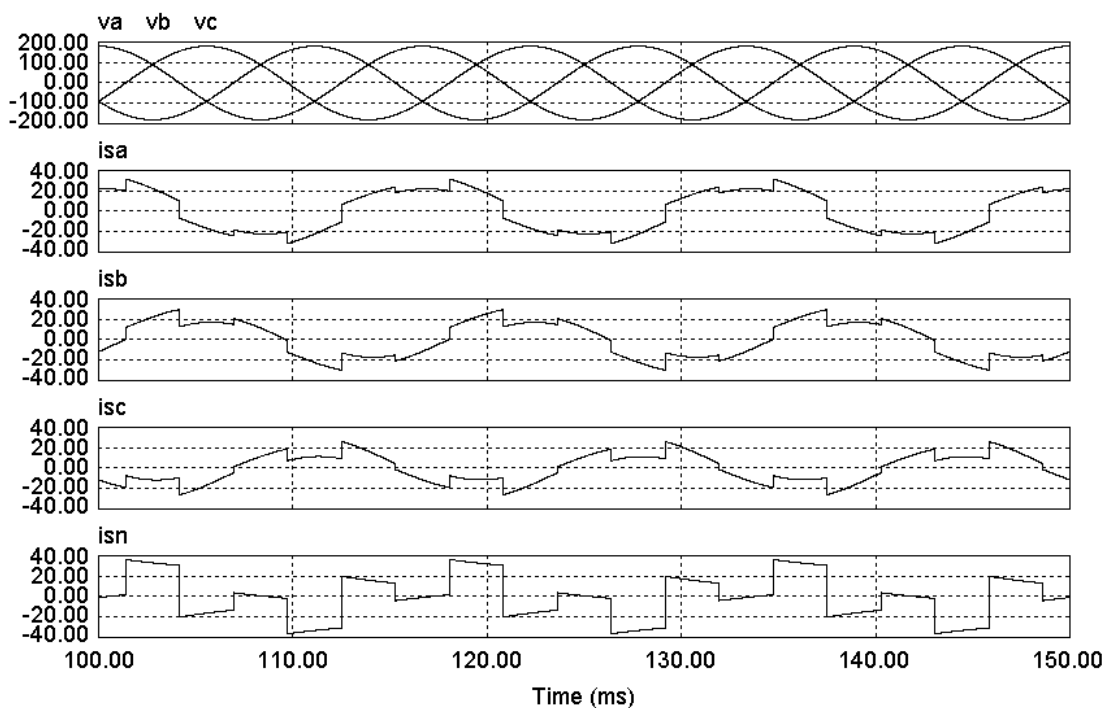


Fig. 3.20 – Tensões de fase e correntes compensadas método *p-q*

O método *p-q* não considera os componentes de sequência zero no cálculo das correntes de compensação. Como a carga é constituída de três retificadores monofásicos e desequilibradas, as

correntes de fase também serão. Assim, existirão componentes de ordem zero na corrente que não são consideradas pelo método $p-q$, causando limitações na compensação realizada pelo FAP.

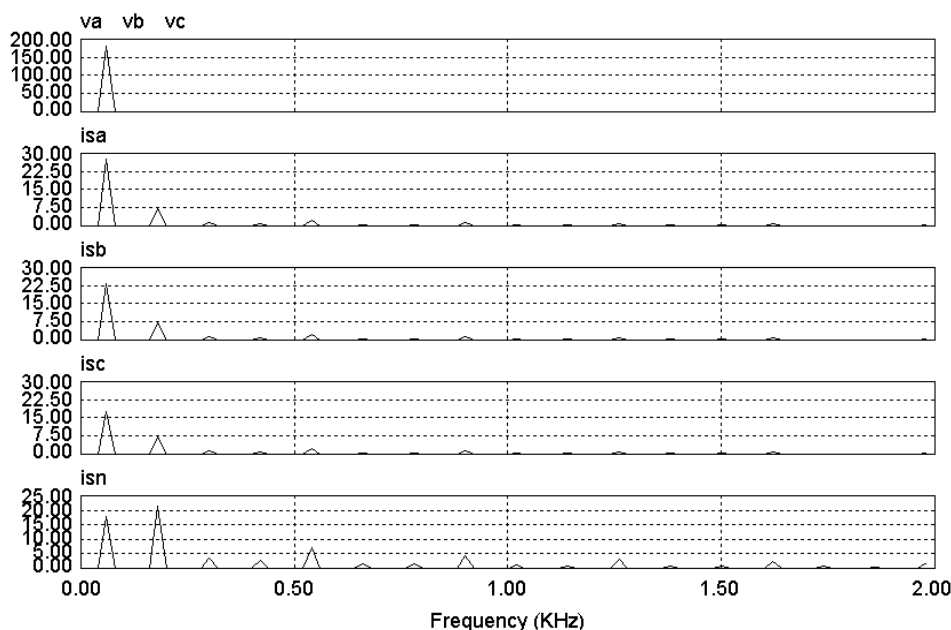


Fig. 3.21 – Espectro das tensões de fase e correntes compensadas método $p-q$

Quando o algoritmo é aplicado a um sistema contendo desequilíbrio na tensão de alimentação e harmônicos a situação se agrava ocorrendo um aumento na distorção das correntes conforme mostrado na Fig. 3.22.

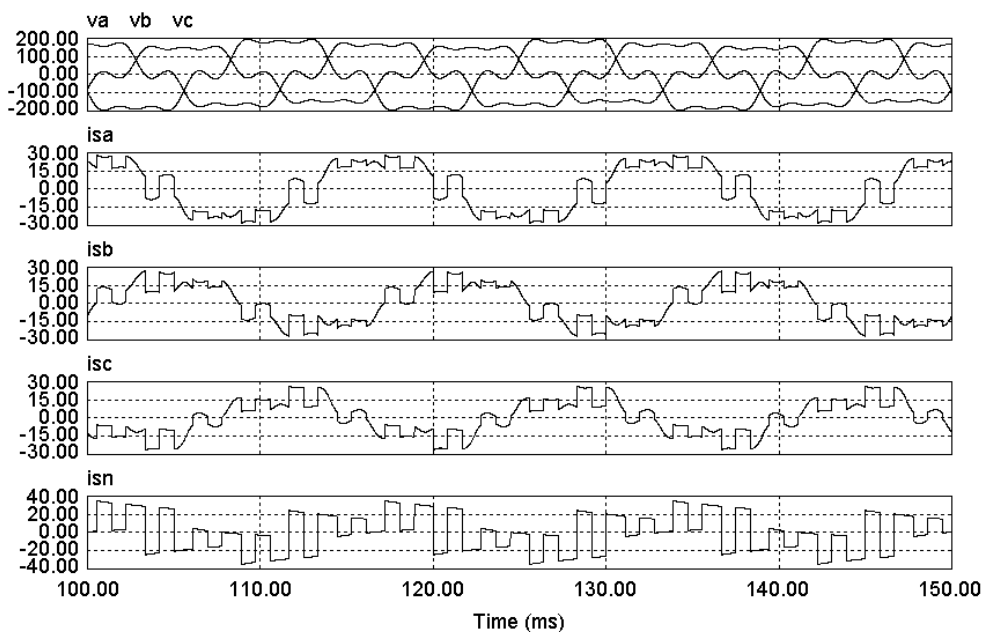


Fig. 3.22 – Tensões de fase e correntes compensadas método $p-q$ – tensões desequilibradas e com conteúdo harmônico.

Vale ressaltar que o método $p-q$ quando aplicado a sistemas a 3 fios com alimentação equilibrada apresentam um comportamento adequado compensando as correntes e diminuindo a distorção harmônica.

Em sistemas a 3 fios contendo desequilíbrios de tensão o método volta a apresentar um aumento da distorção devido as componentes de seqüência negativa e zero da tensão. Para exemplificar estas considerações foram realizadas duas simulações de um FAP aplicado a uma carga constituída de um retificador trifásico. A Fig. 3.23 apresenta os resultados considerando tensões de rede equilibradas. Na Fig. 3.24 o sistema simulado contém tensões desequilibradas.

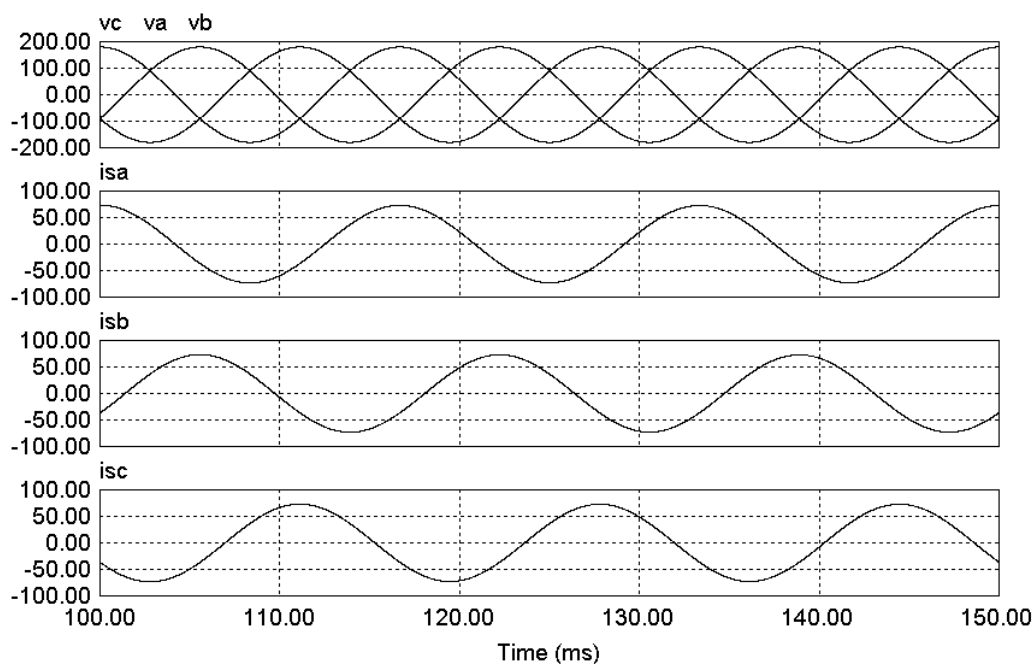


Fig. 3.23 – Método $p-q$ carga não linear trifásica a três fios (tensões equilibradas)

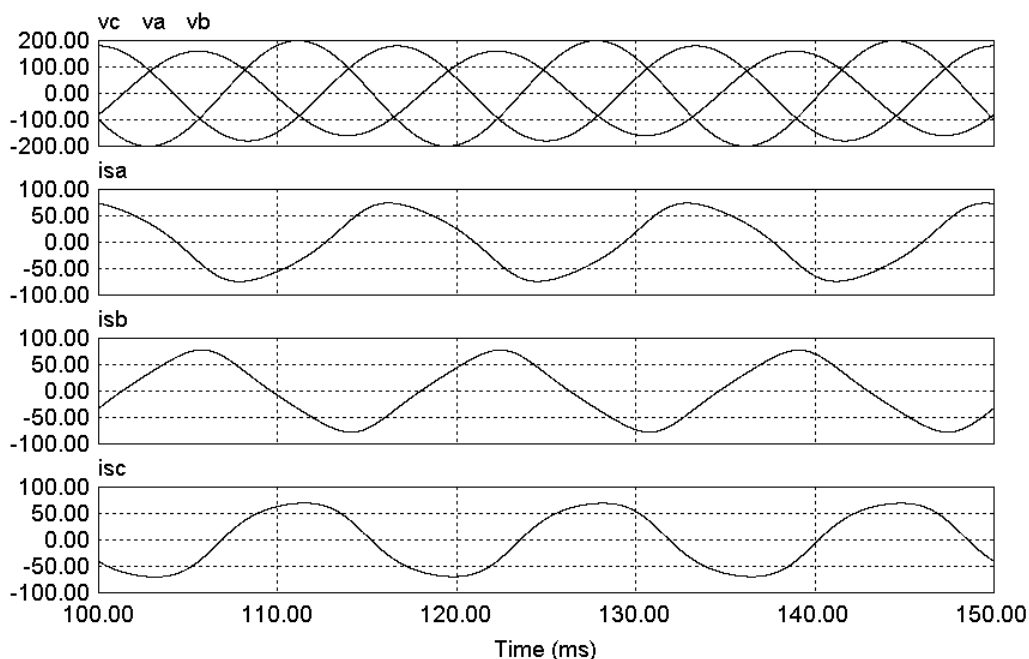


Fig. 3.24 – Método $p-q$ carga não linear trifásica a três fios (tensões desequilibradas)

3.6.2 Método $p-q-e$

A simulação do método $p-q-e$ foi realizada considerando cargas monofásicas não lineares e desbalanceadas entre si. As tensões da rede foram consideradas equilibradas e livre de harmônicos. As Figs. 3.25 e 3.26 apresentam os resultados da simulação. As correntes da rede foram compensadas. Já que o método conseguiu equilibrar as correntes e compensar os harmônicos. As correntes de sequência zero foram compensadas conforme mostrado na Fig. 3.25. O método $p-q-e$ considera as componentes de sequência zero nos cálculos das correntes de compensação o que melhorou os resultados em comparação ao método $p-q$.

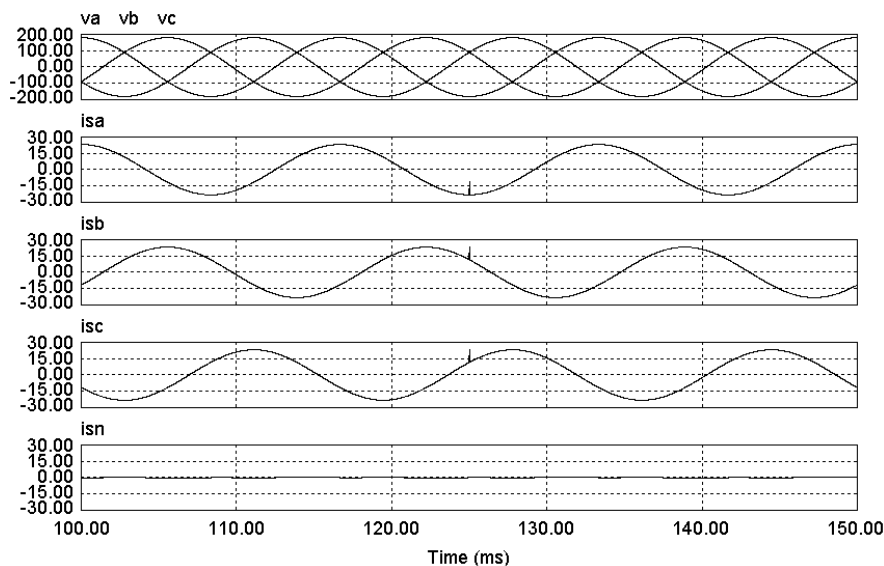


Fig. 3.25 – Método $p-q-e$ cargas não lineares desequilibradas monofásicas tensões equilibradas

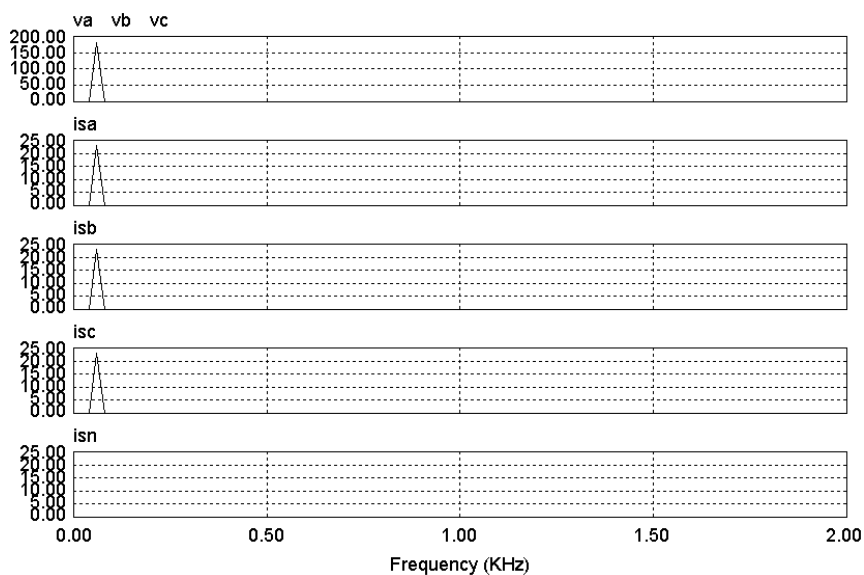


Fig. 3.26 – Espectro das tensões de fase e correntes compensadas método $p-q-e$

A Fig. 3.27 apresenta as correntes de carga, compensação e de linha (compensada) para o condutor neutro. A corrente de compensação i_{cn}^* é o resultado da soma das correntes i_{ca}^* , i_{cb}^* e i_{cc}^* .

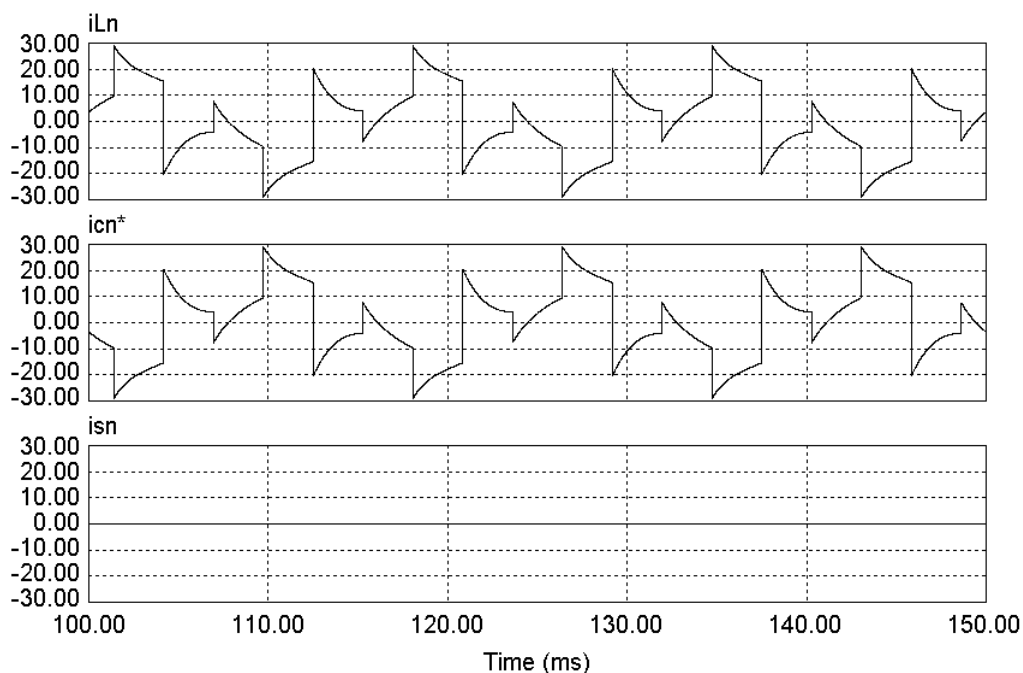


Fig. 3.27 – Método $p-q-e$ correntes i_{Ln} , i_{cn}^* e i_{sn} .

3.6.3 Método SRF

Nesta simulação foi considerada uma situação bastante crítica, ou seja, as tensões são desequilibradas contendo harmônicos e as cargas são monofásicas não lineares desequilibradas. A geração das correntes de compensação foi realizada com o método SRF convencional. Portanto as correntes do eixo $a-b-c$ foram transformadas para o $\alpha-\beta$ via transformada de *Clark*. Os resultados são mostrados nas Figs. 3.28 e 3.29. O FAP baseado neste método foi capaz de compensar os componentes harmônicos de corrente e promover o equilíbrio das correntes drenadas da rede. Vale salientar que corrente de neutro está na escala de microampéres. O espectro harmônico apresenta baixo conteúdo de harmônicos nas correntes de interesse, aqui também vale ressaltar que as amplitudes das componentes harmônicas estão na ordem de microampéres.

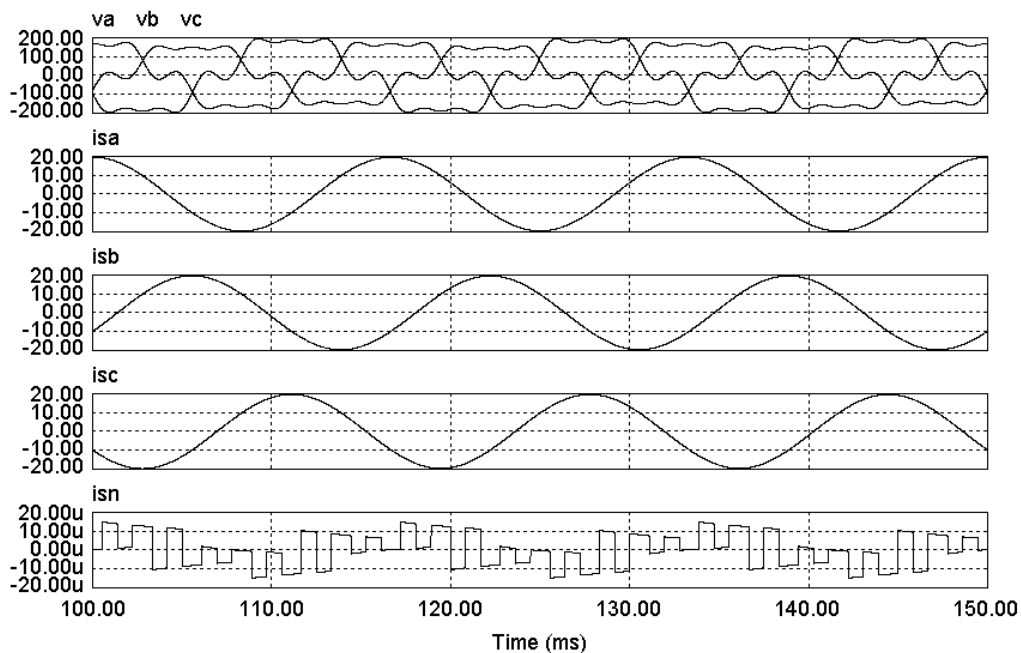


Fig. 3.28 – Correntes compensadas pelo método *SRF*. Condições: (tensões desbalanceadas e com conteúdo harmônico e cargas não lineares desbalanceadas)

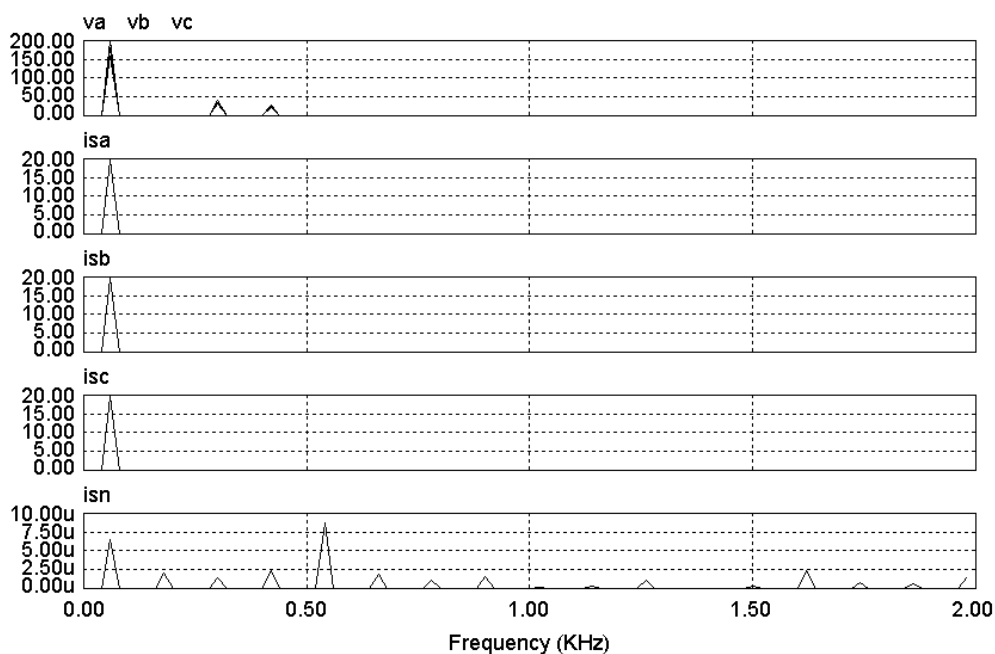


Fig. 3.29 – Espectro harmônicos simulação método de compensação *SRF*

3.7 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os conceitos tradicionais de potência ativa e reativa. Ficou evidente que em situações a onde estão presentes distorções harmônicas, a metodologia tradicional para o cálculo das potências de um circuito se mostram pouco eficientes.

A teoria da potência ativa e reativa instantânea foi apresentada. Esta teoria permite a separação das potências ativa e reativas em suas componentes médias e oscilantes de maneira eficiente. Métodos de compensação baseados na teoria da potência ativa e reativa instantânea foram apresentados. Entre eles estudou-se os métodos $p-q$, $p-q-e$. Além destes métodos foi apresentado o método baseado no eixo de referências síncronas (SRF). Estratégias monofásicas de compensação ativa foram abordadas sendo elas a estratégia monofásica de compensação baseada no método $p-q$ e a estratégia monofásica de compensação baseada no método SRF . Como foi abordado, o controle da tensão do barramento CC é necessário a todos os métodos, pois perdas inerentes ao FAP tendem a descarregar o capacitor do barramento CC . Foram apresentadas as maneiras de se fazer o controle da tensão do barramento CC nas topologias apresentadas, de forma que o FAP drene somente energia ativa da rede não contribuindo para a degradação das correntes do sistema.

Foram apresentados, de forma sucinta, os circuitos PLL trifásicos e monofásicos. Estes circuitos são utilizados na obtenção de informação de fase e ângulo em aplicações que envolvem filtros ativos, em especial os filtros ativos baseados no método SRF , os quais fazem uso da transformada de $Park$. Como foi mostrado a transformada de $Park$ necessita da informação de ângulo para o cálculo do seno e do co-seno de forma a realizar a transformação das coordenadas do eixo estacionário bifásico $\alpha-\beta$ para o eixo síncrono $d-q$ e vice-versa.

Na sessão 3.6 foram apresentadas simulações dos algoritmos em diversas situações possibilitando uma comparação entre os métodos. O método $p-q$ mostrou-se eficiente em situações a onde não estão presentes componentes de seqüência zero nas tensões e/ou corrente. Isto ocorre porque o método $p-q$ não utiliza as componentes de seqüência zero para calcular as correntes de compensação. Deste modo o método é aplicável de maneira mais satisfatória em sistemas com tensões equilibradas e cargas trifásicas a 3 fios. O método $p-q-e$ é uma extensão do método $p-q$ pois utiliza as componentes de tensão e corrente de seqüência zero no cálculo das correntes de compensação. Este método apresentou resultados satisfatórios em relação à supressão de harmônicos em sistema trifásicos com cargas monofásicas.

O método *SRF* foi simulado na obtenção das correntes de compensação de um *FAP* trifásico ligado a um sistema contendo tensões de fase desbalanceadas e com conteúdo harmônico de tensão. A carga simulada foi composta de três retificadores monofásicos com carga *RL* desbalanceadas. As simulações mostraram que o método corrigiu o desbalanço de corrente solicitada da rede e suprimiu as componentes harmônicas de corrente. Mesmo em uma rede desbalanceada e contendo harmônicos de tensão com o método *SRF* conseguiu-se emular uma carga puramente resistiva em um sistema contendo cargas não lineares e desbalanceadas. Em uma aplicação prática o método *SRF* poderá conter um número de sensores menor que os demais métodos apresentados. Vale salientar que o circuito de sincronização (*PLL*) exige sensores de tensão para o cálculo dos ângulos de fase do sistema, porém, estratégias monofásicas podem ser aplicadas de forma a reduzir a quantidade de sensores de tensão.

Capítulo 4

4. Estratégias de Controle dos Filtros Ativos de Potência Paralelos

4.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas as topologias propostas de filtros ativos de potência paralelos (*FAPs*). As topologias abordadas são a *Split-Capacitor*, *Four-Legs* e a *Three Full-Bridge*.

Também são apresentados os algoritmos de compensação de corrente para cada topologia. O algoritmo proposto é baseado no método *SRF* e permite que a compensação das correntes de linha sejam realizadas de maneira individual ou não. Esta flexibilidade, permite que se escolha em compensar ou não, as componentes de seqüência negativa e zero da frequência fundamental em sistemas que apresentam cargas desbalanceadas.

Os modelos da malha de corrente do *FAP* e da malha de tensão do barramento CC são apresentados.

No item 4.2.4.2 é apresentada uma metodologia para o dimensionamento do capacitor do barramento CC.

4.2 Topologias propostas de Filtros Ativos de Potências Paralelos

4.2.1 Características do *FAP* baseado na topologia *Split-Capacitor* - (*Sistema 1*)

A Fig. 4.1 mostra o diagrama simplificado de um filtro ativo paralelo o qual utiliza um inversor *VSI* com topologia *Split-Capacitor*. A topologia *Split-Capacitor* utiliza um inversor

trifásico comum dotado de três braços. O que diferencia esta topologia é o ponto médio entre os capacitores do barramento CC . O ponto médio fornece um caminho para a corrente de neutro permitindo a sua utilização em filtros ativos paralelos aplicados a sistemas trifásicos a quatro fios. Esta topologia necessita de uma estratégia adequada no controle da tensão do barramento CC de forma a manter o balanço das tensões nos dois capacitores.

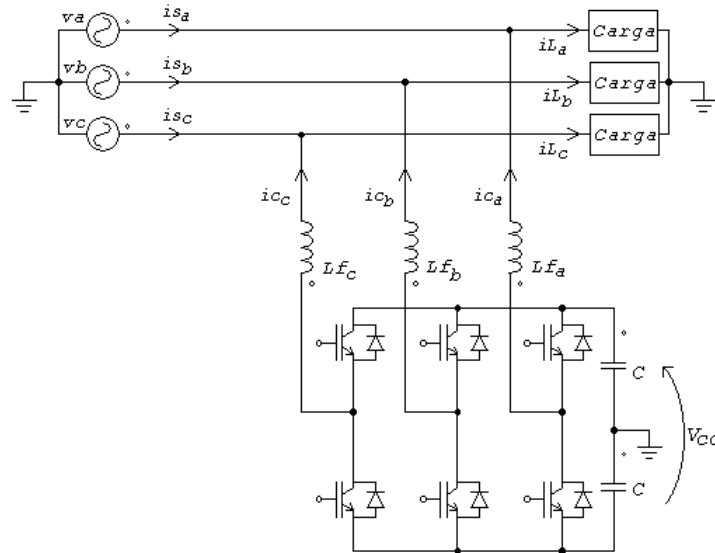


Fig. 4.1 –Filtro Ativo Paralelo topologia *Split-Capacitor*

4.2.1.1 Algoritmos de compensação de corrente e modelos do *FAP* baseado na topologia *Split-Capacitor* - (*Sistema 1*)

Nesta seção são apresentados os algoritmos de compensação de corrente bem como o modelo referente ao filtro ativo paralelo com topologia *Split-Capacitor*.

4.2.1.1.1 Algoritmo de compensação de corrente do filtro ativo paralelo - (*Sistema 1*)

A Fig. 4.2 representa o diagrama de blocos do compensador proposto.

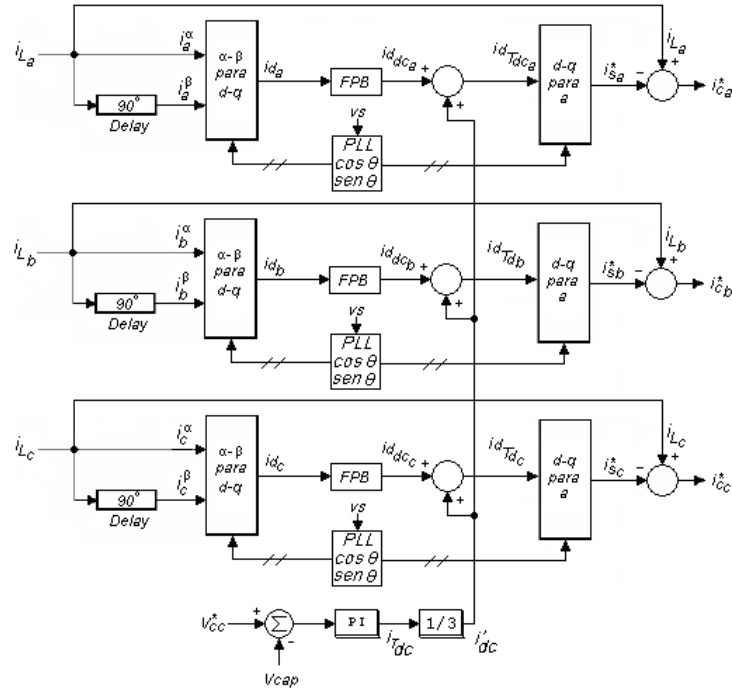


Fig. 4.2 –Diagrama de bloco do algoritmo SRF para a topologia Split-Capacitor

O algoritmo de compensação que permite a correção do desbalanço entre as correntes (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) é mostrado na Fig. 4.3.

As componentes médias (i_{dc}) das três fases no eixo síncrono id são acrescidas de uma parcela (i'_{dc}) proveniente do controlador de tensão, conforme diagrama da Fig. 4.2. As correntes resultantes (i_{Tdca} , $i_{Tdc b}$ e i_{Tdcc}) das fases são somadas e divididas por três obtendo-se assim uma corrente média correspondente as três fases, conforme mostrado na Fig.4.3. O algoritmo de compensação SRF monofásico dispensa a transformação $(\alpha\text{-}\beta/\alpha\text{-}\beta)$. Desta forma o valor médio obtido da divisão das correntes deve ser multiplicado por $\sqrt{3/2}$, permitindo posteriormente que a transformação $(\alpha\text{-}\beta/\alpha\text{-}b\text{-}c)$ seja realizada pela transformada de Clark. O cálculo da corrente i_{Tdc} é dado pela equação (4.1).

Nas equações (4.2) e (4.3) a corrente i_{Tdc} é transformada do eixo síncrono $d\text{-}q$ para o eixo estacionário $\alpha\text{-}\beta$ mediante a aplicação da transformada de Park. As correntes referenciais (i_{sa}^* , i_{sb}^* e i_{sc}^*) são obtidas pela transformação $(\alpha\text{-}\beta/\alpha\text{-}b\text{-}c)$, conforme equação (4.4). A subtração das correntes referenciais (i_{sa}^* , i_{sb}^* e i_{sc}^*) das correntes de carga (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}), resulta nas correntes de compensação (i_{ca}^* , i_{cb}^* e i_{cc}^*), conforme equações (4.5), (4.6) e (4.7).

$$i_{Tdc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \left(\frac{i_{Tdca} + i_{Tdc b} + i_{Tdcc}}{3} \right) \quad (4.1)$$

$$i_{T\alpha} = id_{Tdc} \cos(\theta) \quad (4.2)$$

$$i_{T\beta} = id_{Tdc} \text{sen}(\theta) \quad (4.3)$$

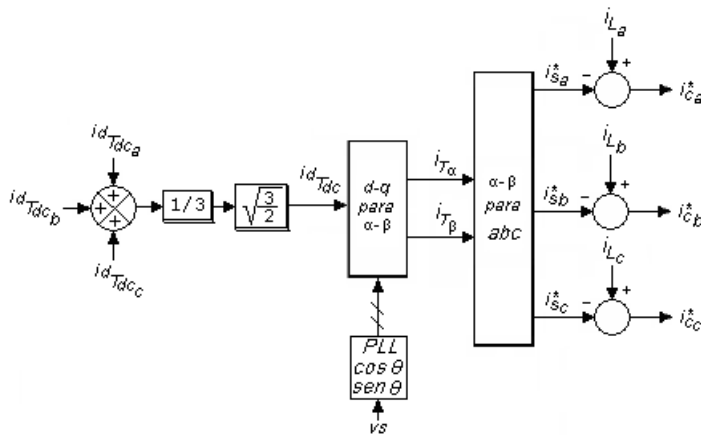


Fig. 4.3 – Algoritmo de compensação para cargas desbalanceadas

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \\ i_{sc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{T\alpha} \\ i_{T\beta} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$i_{ca}^* = i_{La} - i_{sa}^* \quad (4.5)$$

$$i_{cb}^* = i_{Lb} - i_{sb}^* \quad (4.6)$$

$$i_{cc}^* = i_{Lc} - i_{sc}^* \quad (4.7)$$

4.2.1.1.2 Modelo do filtro ativo paralelo (FAP) - (Sistema 1)

O diagrama de blocos da malha de corrente do filtro ativo paralelo ($G(s)$) está representado na Fig. 4.4. Partindo do pressuposto de que o ganho do inversor PWM seja unitário, ou seja, desconsiderando não linearidades e possíveis perdas, a função de transferência do inversor passa a valer $Gm(s) = 1$. A função de transferência do controlador PI paralelo é dado pela equação (4.8).

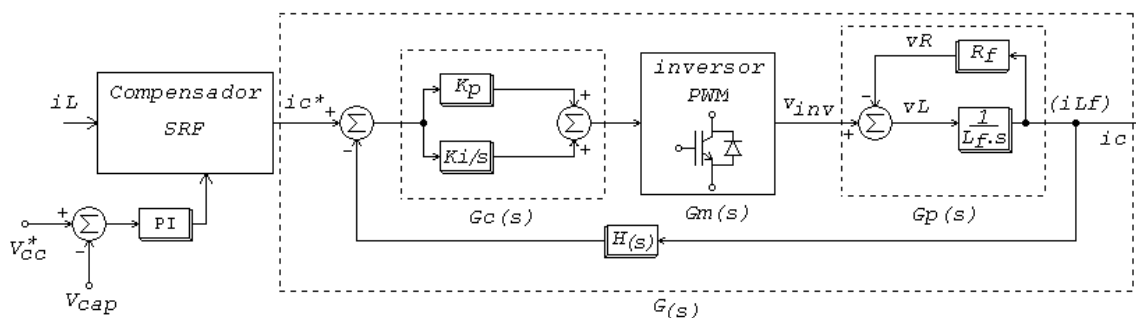


Fig. 4.4 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente do FAP

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

$$G_c(s) = \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \quad (4.8)$$

O modelo da planta, ou seja, o sistema físico, é composto por uma indutância em série com uma resistência conforme o diagrama da Fig. 4.4. A equação (4.9) representa a função de transferência da planta considerada na malha de corrente do FAP.

$$G_p(s) = \frac{1}{L_f s + R_f} \quad (4.9)$$

O ganho do sensor de corrente é considerando unitário, ou seja, $H(s) = 1$. A função de transferência de malha aberta é dada por (4.10).

$$G_{MA}(s) = G_c(s) \cdot G_m(s) \cdot G_p(s) \cdot H(s)$$

$$G_{MA}(s) = \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \cdot 1 \cdot \frac{1}{L_f \cdot s + R_f} \cdot 1$$

$$G_{MA}(s) = \frac{K_p \cdot s + K_i}{L_f \cdot s^2 + R_f \cdot s} \quad (4.10)$$

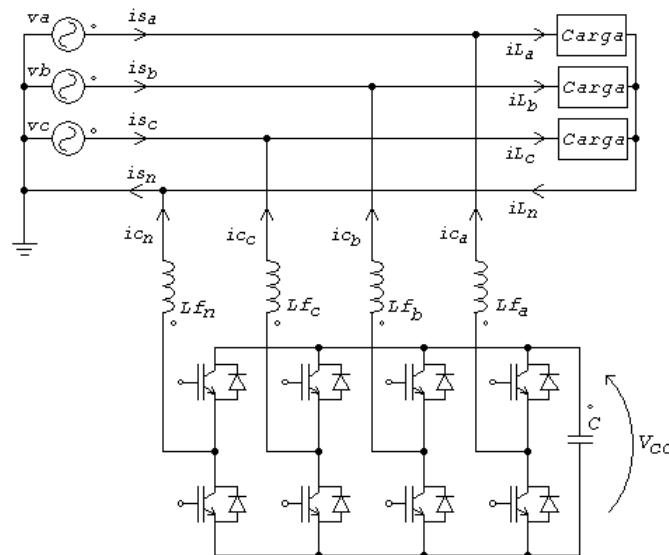
A função de transferência em malha fechada é dada pela equação (4.11).

$$G(s) = \frac{G_c(s) \cdot G_m(s) \cdot G_p(s) \cdot H(s)}{(G_c(s) \cdot G_m(s) \cdot G_p(s) \cdot H(s)) + 1}$$

$$G(s) = \frac{K_p \cdot s + K_i}{L_f \cdot s^2 + (R_f + K_p) \cdot s + K_i} \quad (4.11)$$

4.2.2 Características do *FAP* baseado na topologia *Four-Legs* - (Sistema 2)

A Fig. 4.5 mostra o circuito simplificado da topologia *Four-Legs*. O filtro ativo paralelo que possui este tipo de inversor pode realizar a compensação das correntes de neutro de maneira similar a topologia *Split-Capacitor*. O inversor é composto de um quarto braço adicional ligado ao condutor neutro. Este braço deve ser devidamente chaveado de forma a prover um caminho para as correntes de compensação de neutro. Quando for considerada a compensação do desbalanço entre as fases, a corrente de seqüência zero da parcela fundamental irá fluir pela quarta perna do inversor. Para controlar a tensão do barramento *CC* uma malha de tensão deve ser incluída no algoritmo de controle. Esta malha deve manter a tensão no barramento *CC* regulada e capaz de garantir que o *FAP* imponha as correntes de compensação nas fases.

Fig. 4.5 - Filtro Ativo Paralelo topologia *Four-Legs*4.2.2.1 Algoritmos de compensação de corrente do *FAP* baseado na topologia *Four-Legs* - (Sistema 2)

Nesta seção é apresentado o algoritmo de compensação de corrente referente ao filtro ativo paralelo com topologia *Four-Legs*.

4.2.2.1.1 Algoritmo de compensação de corrente do filtro ativo paralelo - (Sistema 2)

O algoritmo de compensação adotado para esta topologia é igual ao descrito para a topologia *Split-Capacitor*. As características de compensação são preservadas. O acionamento das chaves do quarto braço do inversor é realizado tendo como base a corrente de referência i_{cn}^* . Esta corrente de referência é obtida pela equação (4.12).

$$i_{cn}^* = i_{ca}^* + i_{cb}^* + i_{cc}^* \tag{4.12}$$

O diagrama de blocos do compensador adotado para a topologia *Four-Legs* é mostrado na Fig. 4.6.

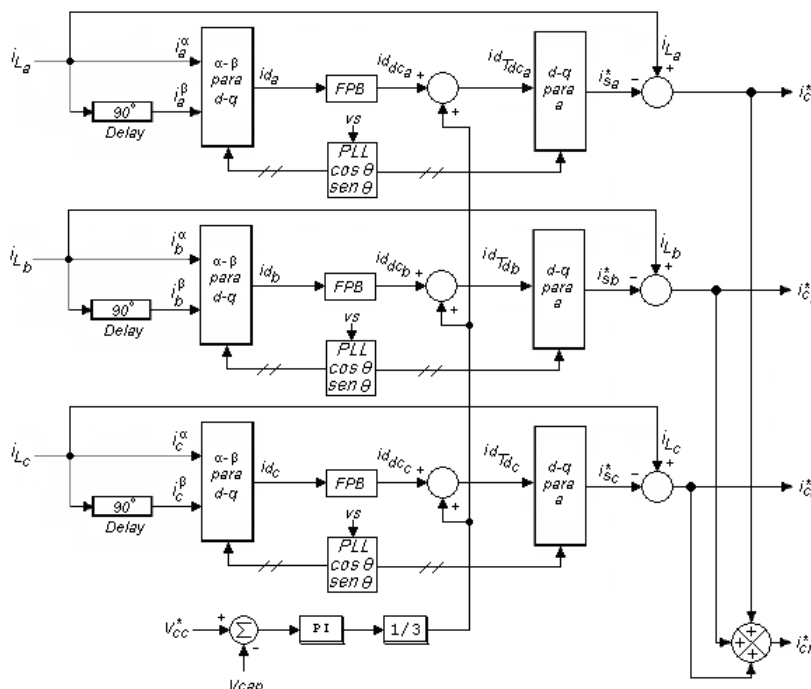


Fig. 4.6 – Diagrama de Blocos do Compensador SRF para a topologia Four-Legs

A estratégia proposta para a compensação do desbalanço entre as fases é a mesma exposta na subseção 4.2.1.1.1. A utilização da mesma estratégia é possível pois a mudança ocorreu somente na topologia do inversor. Esta topologia assim como a topologia *Split-Capacitor* são indicadas para sistemas trifásicos a quatro fios, portanto as considerações em relação ao compensador continuam sendo válidas. O algoritmo de compensação para a correção do desbalanço de corrente das fases é mostrado na Fig. 4.7.

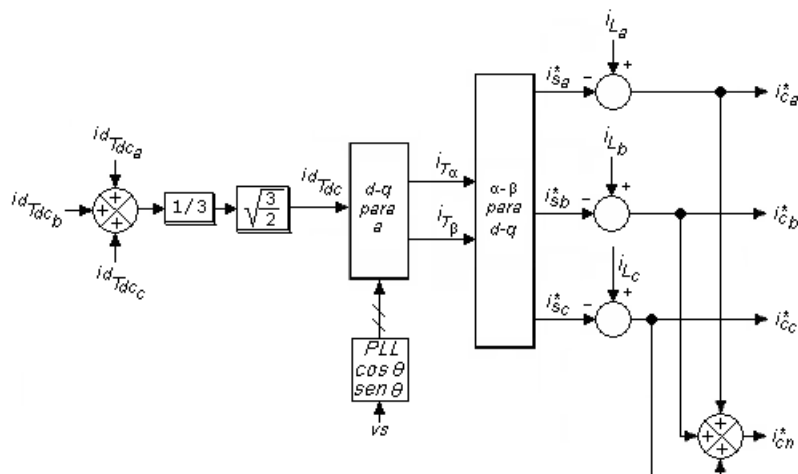


Fig. 4.7 – Algoritmo de compensação para cargas desbalanceadas (topologia *Four-Legs*)

4.2.3 Características do FAP baseado na topologia *Three Full-Bridge* (Sistema 3)

A topologia *Three Full-Bridge* é apresentada na Fig. 4.8. Os filtros são acoplados à rede por intermédio de transformadores de isolamento. O emprego dos transformadores de isolamento é justificado devido ao compartilhamento do mesmo barramento CC pelos três inversores. Se os inversores não forem acoplados via transformadores de isolamento os braços ligados ao condutor neutro provocarão um curto circuito do barramento CC.

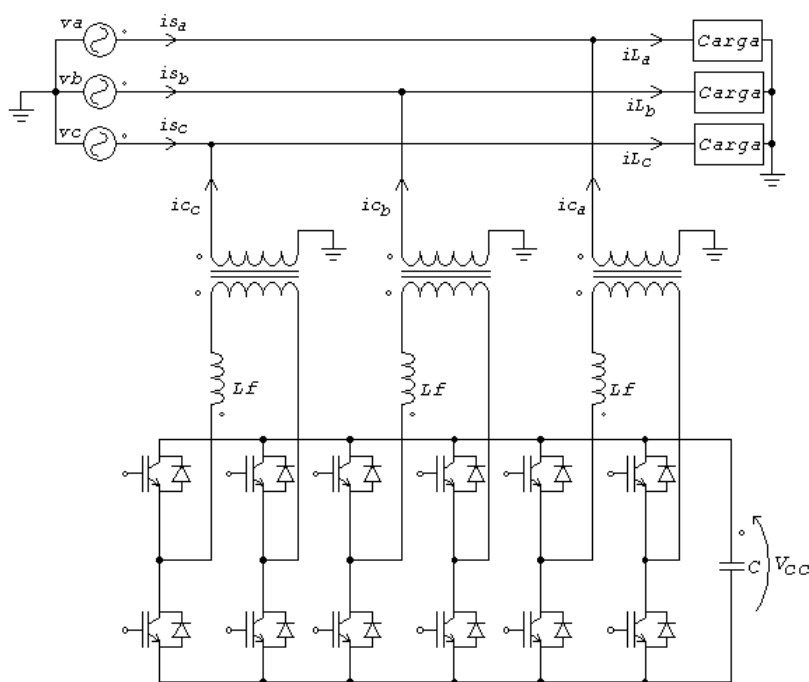


Fig. 4.8 – Filtro ativo paralelo topologia *Three Full-Bridge*

4.2.3.1 Algoritmos de compensação de corrente e modelos do FAP baseado na topologia *Three Full-Bridge* (Sistema 3)

Nesta seção, são apresentados o compensador e o modelo referente ao filtro ativo paralelo com topologia *Three-Full-Bridge*.

4.2.3.1.1 Algoritmo de compensação de corrente do filtro ativo paralelo - (Sistema 3)

O algoritmo de compensação utilizado nesta topologia é o mesmo utilizado na topologia *Split-Capacitor*. A Fig. 4.9 mostra o compensador utilizado na topologia *Three Full-Bridge*.

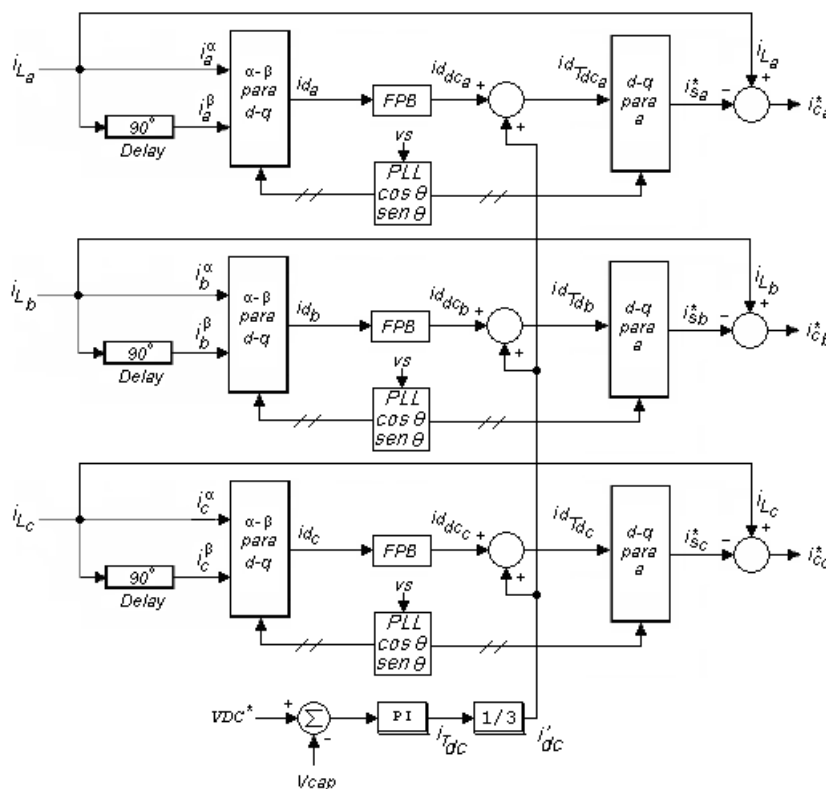


Fig. 4.9 –Diagrama de bloco do compensador *SRF* estratégia monofásica para a topologia *Three Full-Bridge*

A Fig. 4.10 apresenta o algoritmo que permite realizar a compensação dos desbalanços de corrente. A estratégia é a mesma utilizada nas demais topologias.

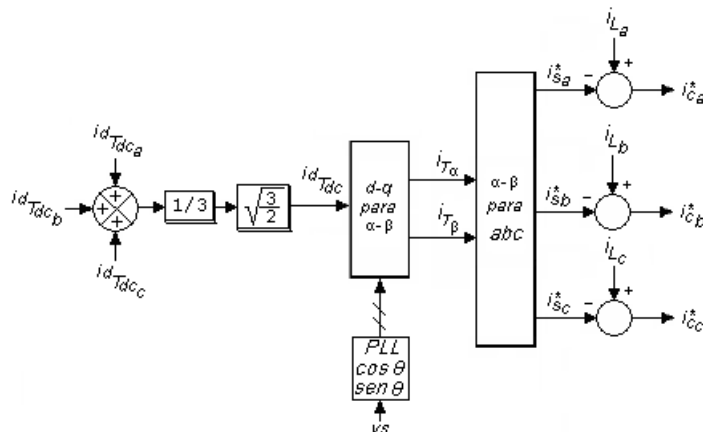


Fig. 4.10 – Algoritmo de compensação para cargas desbalanceadas topologia *Three Full-Bridge*

4.2.3.1.2 Modelo da malha de corrente do filtro ativo paralelo (FAP) - (Sistema 3)

O modelo da malha de corrente do FAP baseado na topologia *Three Full-Bridge* é o mesmo apresentado na topologia *Split-Capacitor* (Fig. 4.4). São admitidos ganhos unitários para as funções de transferência do inversor e sensor de corrente. Portanto não há mudanças no modelo da malha de corrente. Os transformadores de acoplamento são admitidos como sendo ideais e com uma relação de espiras entre primário e secundário de 1:1.

4.2.4 Controle de tensão no barramento *cc* pelo método *SRF*

Conforme mostrado nas Figs. 4.2, 4.6 e 4.9 a corrente i'_{dc} é adicionada a parcela média do eixo *d* do compensador *SRF*. A saída do compensador é dividida por três. Com esta estratégia o compensador irá drenar parcelas iguais nas três fases compensando as perdas do inversor e não contribuindo para o desbalanço das correntes de fase.

4.2.4.1 Modelo do sistema de controle da tensão do barramento *cc*

A modelagem do sistema de controle da tensão do barramento *cc* será realizada segundo a abordagem apresentada por [10]. As considerações a seguir serão baseadas na Fig. 4.11.

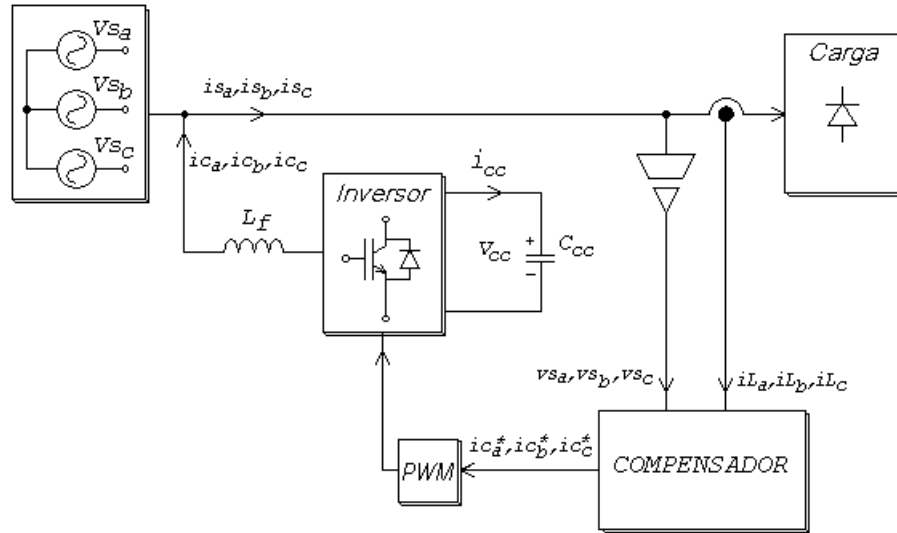


Fig. 4.11 – Diagrama simplificado FAP

Segundo a teoria da potência instantânea, a potência ativa instantânea de um sistema trifásico é dada pela equação (4.13).

$$p = p_{in} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_o i_o \quad (4.13)$$

Se o sistema for considerando equilibrado, a equação (4.13) passa a ser expressa pela equação (4.14).

$$p = p_{in} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (4.14)$$

Quando o filtro ativo paralelo está atuando na correção das parcelas harmônicas e reativas das correntes de carga o conjunto filtro mais cargas irá drenar somente potência ativa da rede. Assim a potência de entrada do filtro p_{in} no eixo síncrono bifásico será representada pela equação (4.15).

$$p_{in} = v_d i_d = \bar{v}_d \bar{i}_d = \bar{p} \quad (4.15)$$

Onde \bar{v}_d , \bar{i}_d e \bar{p} representam grandezas contínuas.

A potência de saída do filtro p_{out} é igual ao produto da tensão no eixo síncrono direto v_d pela corrente de carga não compensada no eixo síncrono direto i_{Ld} conforme equação (4.16).

Onde \tilde{i}_{Ld} e \tilde{p} representam grandezas oscilantes.

$$P_{out} = v_d i_{Ld} = v_d \left(\bar{i}_{Ld} + \tilde{i}_{Ld} \right) = \bar{p} + \tilde{p} \quad (4.16)$$

A corrente \bar{i}_{Ld} é igual a corrente \bar{i}_d pois representa a parcela ativa da corrente drenada da rede. A potência ativa (p_{sc}) que flui da rede para o inversor pode ser calculada considerando as equações (4.15) e (4.16) conforme equação (4.17).

$$p_{sc} = p_{in} - p_{out} = v_d \left[\bar{i}_d - \left(\bar{i}_{Ld} + \tilde{i}_{Ld} \right) \right] = v_d \tilde{i}_c = \tilde{p} \quad (4.17)$$

A parcela de potência ativa referente à compensação das perdas no inversor pode ser incluída na equação (4.17) resultando na equação (4.18).

$$p_{sc} = v_d \left[\bar{i}_d + \bar{i}_c - \left(\bar{i}_{Ld} + \tilde{i}_{Ld} \right) \right] = v_d \left(\bar{i}_c + \tilde{i}_c \right) = \bar{p}_c + \tilde{p} \quad (4.18)$$

Onde a corrente \tilde{i}_c representa a parcela oscilante da corrente de compensação do filtro ativo paralelo e \bar{i}_c a parcela ativa responsável por compensar as perdas no inversor controlando a tensão do barramento CC . A parcela de potência ativa da potência p_{sc} pode ser considerada igual à potência p_{cc} no barramento CC , assim conforme Fig. 4.11.

$$\bar{p}_c = v_d \bar{i}_c = v_{cc} i_{cc} = p_{cc} \quad (4.19)$$

A corrente do barramento CC pode ser calculada pela equação (4.20).

$$i_{cc} = C_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} \quad (4.20)$$

E conforme a equação (4.19) a mesma corrente i_{cc} também pode ser obtida pela equação (4.21).

$$i_{cc} = \frac{v_d \bar{i}_c}{v_{cc}} \quad (4.21)$$

A equação (4.22) é obtida através das equações (4.20) e (4.21).

$$\frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{1}{C_{cc}} \left(\frac{v_d \bar{i}_c}{v_{cc}} \right) \quad (4.22)$$

Considerando uma pequena variação da tensão no barramento CC é possível linearizar a equação (4.22) em torno do ponto definido por v'_{cc} e \bar{i}'_c por intermédio da série de *Taylor*, assim obtém-se:

$$\frac{dv_{cc}}{dt} = f\left(v_{cc}, \bar{i}_c\right) = f\left(v'_{cc}, \bar{i}'_c\right) + \left. \frac{\partial(f)}{\partial v_{cc}} \right|_x (v_{cc} - v'_{cc}) + \left. \frac{\partial(f)}{\partial i_{cc}} \right|_y (i_{cc} - \bar{i}'_c) + \dots \quad (4.23)$$

Onde, $x = (v_c = v'_{cc})$; $y = (i_c = \bar{i}'_c)$

$$\frac{dv_{cc}}{dt} - \left. \frac{dv_{cc}}{dt} \right|_{x,y} \cong \left. \frac{\partial(f)}{\partial v_{cc}} \right|_x (\Delta V_{cc}) + \left. \frac{\partial(f)}{\partial i_{cc}} \right|_y (\Delta \bar{I}_c) \quad (4.24)$$

Então,

$$\frac{d\Delta V_{cc}}{dt} \cong \frac{v_d \bar{i}'_c}{C_{cc}} \left(-\frac{1}{(v'_{cc})^2} \right) \Delta V_{cc} + \frac{v_d}{C_{cc} v'_{cc}} \Delta \bar{I}_c \quad (4.25)$$

A equação (4.26) é o resultado da aplicação da transformada de Laplace na equação (4.25).

$$\Delta V_{cc}(s)s + \frac{v_d \bar{i}'_c}{C_{cc}} \left(\frac{1}{(v'_{cc})^2} \right) \Delta V_{cc}(s) = \frac{v_d}{C_{cc} v'_{cc}} \Delta \bar{I}_c(s) \quad (4.26)$$

O diagrama de blocos referente a equação (4.26) é mostrado na Fig. 4.12. Onde $(G_c(s)=K_p+Ki/s)$ representa o controlador PI e $(G_{inv}(s)=1)$ representa a função de transferência do inversor.

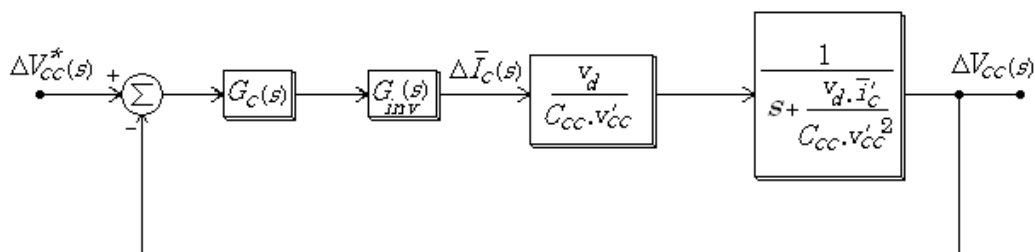


Fig. 4.12 – Diagrama de blocos da malha de tensão do filtro ativo

A função de transferência em malha fechada do diagrama de blocos da Fig. 4.12 é dada pela equação (4.27).

$$\frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta V_{cc}^*(s)} = \frac{\frac{Ki \cdot v_d}{C_{cc} \cdot v'_{cc}} \left(\frac{Kp}{Ki} s + 1 \right)}{s^2 + \frac{v_d}{C_{cc} \cdot v'_{cc}} \left(\frac{\bar{i}'_c}{v'_{cc}} + Kp \right) s + \frac{Ki \cdot v_d}{C_{cc} \cdot v'_{cc}}} \quad (4.27)$$

Considerando as equações (4.19) e (4.27) o diagrama de blocos da malha de tensão do filtro ativo pode ser representado segundo a Fig. 4.13, onde $v'_{cc} = V^*_{cc} = V_{cc}$ e $\bar{i}'_c = 0$.

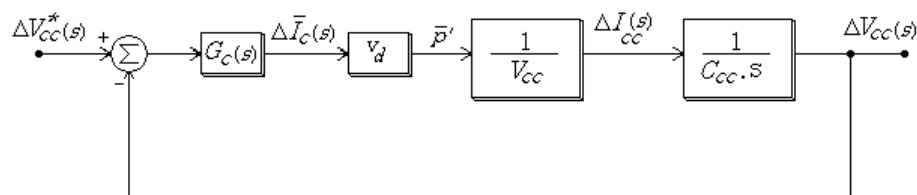


Fig. 4.13 – Diagrama de blocos da malha de tensão do filtro ativo

Agora a função de transferência em malha fechada da equação (4.27) pode ser reescrita pela equação (4.28).

$$\frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta V_{cc}^*(s)} = \frac{\frac{K_i \cdot v_d}{C_{cc} \cdot V_{cc}} \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)}{s^2 + \frac{v_d \cdot K_p}{C_{cc} \cdot V_{cc}} s + \frac{K_i \cdot v_d}{C_{cc} \cdot V_{cc}}} \quad (4.28)$$

O Apêndice A apresenta a metodologia empregada no projeto dos ganhos do controlador *PI*. Um programa executado no *software MatLab*[®] foi utilizado para o cálculo dos ganhos *Kp* e *Ki*. O programa foi baseado na modelagem apresentada e nas considerações do Apêndice A.

4.2.4.2 Dimensionamento do capacitor *cc*

Quando são realizadas as compensações das potências oscilantes (\tilde{p} e \tilde{p}_o), ocorrem oscilações na tensão do barramento *CC* devido a circulação destas potências no inversor [17]. O capacitor deve ser dimensionado de forma que essas potências não prejudiquem o funcionamento do filtro devido a oscilações de tensão excessivas no barramento.

A metodologia empregada no dimensionamento do capacitor neste trabalho é sugerida em [10]. Com a equação (4.29) é possível calcular a energia que o capacitor deve absorver de forma a suprir as solicitações da carga em relação as potência oscilantes p_h .

$$\varpi = \int_{t1}^{t2} (p_h) dt \quad (4.29)$$

Se a potência p_h for considerada senoidal a equação (4.29) passa a ser dada pela equação (4.30).

$$\varpi = \int_{t1}^{t2} P_M \text{sen}(\omega_h t) dt \quad (4.30)$$

Integrando a equação (4.30) no intervalo $(t_2 - t_1 = T_h/2)$, obtém-se:

$$\varpi = \frac{2P_M}{\omega_h} \quad (4.31)$$

Onde:

$\omega_h = 2\pi \cdot f_h$ (rad/s) é a frequência de ondulação no barramento CC.

A energia absorvida pelo capacitor CC a cada meio período $(T_h/2)$ pode ser obtida pela equação (4.32).

$$\frac{\varpi}{2} = \frac{1}{2} C_{cc} (V_{C_{máx}}^2 - V_{C_{mín}}^2) \quad (4.32)$$

Considerando as equações (4.33) e (4.34) que definem, respectivamente, a regulação e a tensão média no barramento a equação (4.32) passará a ser dada pela equação (4.37).

$$\varepsilon = \frac{V_{C_{máx}} - V_{C_{mín}}}{V_{C_{cc}}} \quad (4.33)$$

$$V_{C_{cc}} = \frac{V_{C_{máx}} + V_{C_{mín}}}{2} \quad (4.34)$$

Assim fazendo:

$$\varepsilon \cdot V_{C_{cc}} = \left(\frac{V_{C_{máx}} - V_{C_{mín}}}{V_{C_{cc}}} \right) \cdot \left(\frac{V_{C_{máx}} + V_{C_{mín}}}{2} \right) = \frac{V_{C_{máx}}^2 - V_{C_{mín}}^2}{2V_{C_{cc}}} \quad (4.35)$$

Multiplicando a equação (4.32) por $1/V_{C_{cc}}$, obtém-se:

$$\frac{\varpi}{2V_{C_{cc}}} = C_{cc} \frac{(V_{C_{máx}}^2 - V_{C_{mín}}^2)}{2V_{C_{cc}}} \quad (4.36)$$

Substituindo a equação (4.35) na equação (4.36), obtém-se:

$$\frac{\varpi}{2} = C_{cc} \cdot \varepsilon \cdot V_{C_{cc}} \cdot V_{C_{cc}} = C_{cc} \cdot \varepsilon \cdot V_{C_{cc}}^2 \quad (4.37)$$

Substituindo a equação (4.31) na equação (4.37), obtém-se a equação (4.38) que determina o valor do capacitor do barramento CC, assim:

$$\frac{(2P_M / \omega_h)}{2} = C_{cc} \cdot \varepsilon \cdot V_{C_{cc}}^2$$

$$C_{cc} = \frac{P_M}{\omega_h \cdot \varepsilon \cdot V_{C_{cc}}^2} \quad (4.38)$$

4.3 Conclusões

Este capítulo apresentou as características e os modelos dos *FAPs* com topologia *Split-Capacitor*, *Four-Legs* e *Three Full-Bridge*. Também foram apresentados os algoritmos de compensação de corrente para as topologias abordadas.

A estratégia adotada nos algoritmos de compensação apresentados, permite a escolha entre compensar ou não as componentes de seqüência negativa e zero da frequência fundamental.

As componentes de seqüência negativa e zero da frequência fundamental quando compensadas pelo *FAP*, circulam pelo mesmo provocando um aumento das perdas. A estratégia adotada no algoritmo de compensação apresentado permite o projeto de *FAPs* mais otimizados e flexíveis.

Os modelos apresentados para as malhas de corrente do *FAP* e da malha de tensão do barramento CC permitiram o cálculo dos ganhos dos controladores *PI*. Estes cálculos foram realizados conforme a metodologia apresentada no Apêndice A. Uma rotina executada no software *MatLab*[®] baseada nos modelos e na metodologia do Apêndice A foi utilizada para o cálculo dos ganhos *Kp* e *Ki* dos controladores *PI*.

Capítulo 5

5. Implementação dos Algoritmos de Compensação dos FAPs

5.1 Introdução

Este capítulo trata da implementação dos algoritmos de Compensação propostos nos FAPs trifásicos a quatro fios com topologia *Split-Capacitor*, *Four-Legs* e *Three Full-Bridge*.

Também são mostrados os circuitos para as três topologias propostas, assim como os algoritmos de compensação propostos.

O dimensionamento do capacitor do barramento CC para as três topologias é apresentado.

Simulações digitais são realizadas com as três topologias tendo como carga, retificadores monofásicos com carga RL. Os algoritmos de compensação propostos para a compensação individual por fase e a compensação das componentes de seqüência negativa e de seqüência zero das correntes fundamentais, são implementados e simulados. Os esquemas das simulações deste capítulo se encontram no Apêndice D.

5.2 Descrição das topologias dos FAPs simulados

5.2.1 Descrição da topologia *Split-Capacitor*

O algoritmo de compensação de corrente utilizado nas simulações considerando a situação 1, ou seja, realizando a compensação independente é reapresentado na Fig.5.1.

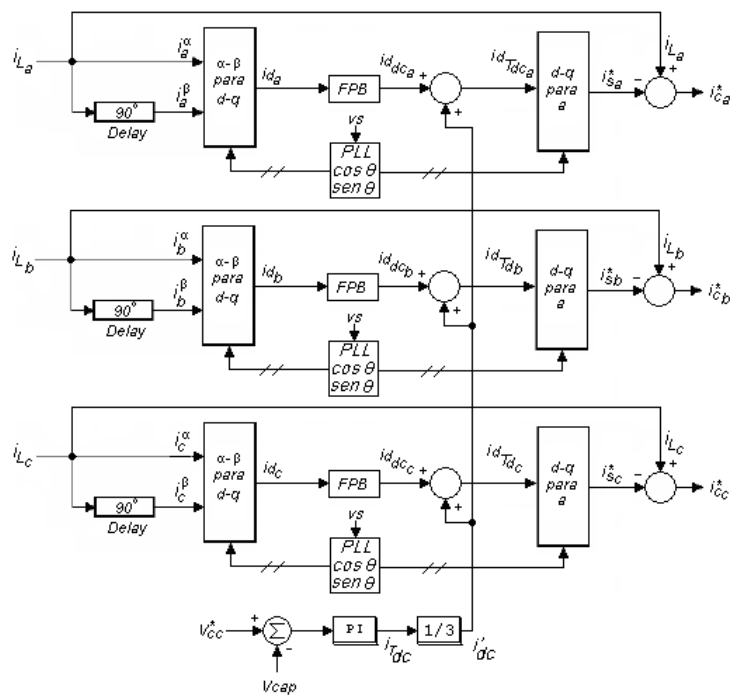


Fig. 5.1 –Diagrama de bloco do algoritmo SRF para a topologia *Split-Capacitor*

O algoritmo de compensação que considera as componentes fundamentais de seqüência negativa e zero permitindo a correção do desbalanço entre as correntes (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) é representado na Fig. 5.2.

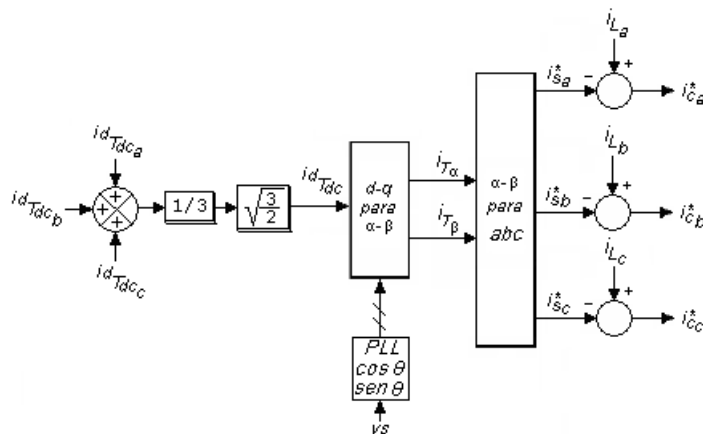


Fig. 5.2 – Algoritmo de compensação para cargas desbalanceadas

O FAP trifásico a quatro fios baseado na topologia *Split-Capacitor* é mostrado na Fig. 5.3.

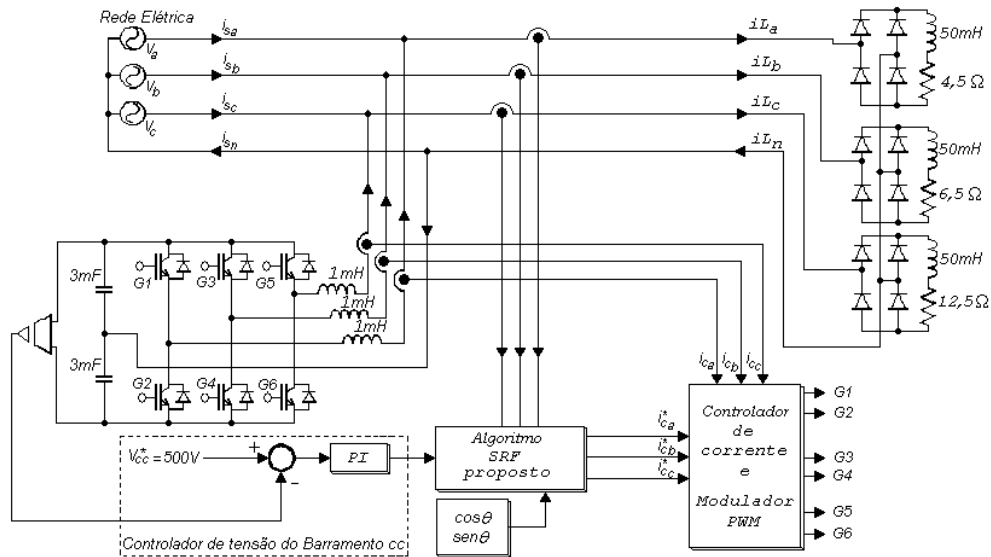


Fig. 5.3 - FAP trifásico a quatro fios com topologia *Split-Capacitor*

Sendo uma carga constituída de uma ponte retificadora de onda completa mais uma resistência e um indutor em série a tensão média na carga do retificador é dada pela equação (5.1).

$$V_{Lmed} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \sqrt{2}V_{ef} \text{sen}(\omega t) d(\omega t) \tag{5.1}$$

Resolvendo a equação (5.1), obtém-se:

$$V_{Lmed} = 0,9V_{ef} \tag{5.2}$$

Supondo uma corrente de saída constante na carga devido à presença de um indutor com alto valor de indutância, a corrente eficaz na entrada o retificador é dada pela equação (5.3).

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{Lmed}^2 d(\omega t)} \tag{5.3}$$

Resolvendo a equação (5.3) obtém-se:

$$I_{Lef} = I_{Lmed} \tag{5.4}$$

A corrente da carga média é calculada pela equação (5.5).

$$I_{Lmed} = \frac{0,9V_{ef}}{R} \tag{5.5}$$

A potência transferida para a carga é dada pela equação (5.6).

$$P_L = V_{Lmed} \cdot I_{Lmed} \tag{5.6}$$

Segundo as equações (5.2), (5.5) e (5.6) a potência transferida para as cargas A , B e C foram obtidas como se segue:

$$iL_{A_med} = \frac{0,9V_{ef}}{R_A} = \frac{0,9 \cdot 127}{4,5} = 25,4A \quad (5.7)$$

$$iL_{B_med} = \frac{0,9V_{ef}}{R_B} = \frac{0,9 \cdot 127}{6,5} = 17,58A \quad (5.8)$$

$$iL_{C_med} = \frac{0,9V_{ef}}{R_C} = \frac{0,9 \cdot 127}{12,5} = 9,14A \quad (5.9)$$

As potências nas cargas são obtidas pelas expressões (5.10), (5.11) e (5.12):

$$P_{AL} = V_{A_med} \cdot I_{A_med} = (0,9 \cdot 127) \cdot 25,4 = 2903,22W \quad (5.10)$$

$$P_{BL} = V_{B_med} \cdot I_{B_med} = (0,9 \cdot 127) \cdot 17,58 = 2009,39W \quad (5.11)$$

$$P_{CL} = V_{C_med} \cdot I_{C_med} = (0,9 \cdot 127) \cdot 9,14 = 1044,70W \quad (5.12)$$

Para o dimensionamento do capacitor do barramento CC admitiu-se que a potência máxima que o FAP deva processar seja igual a 30% da soma das potências das cargas e que esta potência tenha a forma senoidal. Foi considerado uma regulação de $\varepsilon = 0.15$ e uma frequência de ondulação igual a 120Hz no barramento CC . Pela equação (4.38), obtém-se:

$$C_{cc} = \frac{P_M}{\omega_h \cdot \varepsilon \cdot V_{cc}^2} = \frac{[(2903,22 + 2009,39 + 1044,7) \cdot 0,3 \cdot \sqrt{2}]}{120 \cdot 0,15 \cdot (250)^2} = 2246,63\mu F \quad (5.13)$$

No circuito simulado foi adotado $C_{cc} = 3mF$.

Supondo uma tensão de fase de $127V_{eficaz}$, a tensão de pico será de aproximadamente 180V. Normalmente se utiliza uma tensão de barramento CC maior que o pico da fonte de tensão. É comum que o valor da tensão no barramento CC se situe entre 25% a 50% acima do valor de pico da tensão da fonte [29]. Neste trabalho adotou-se uma tensão aproximadamente 40% maior que a tensão de pico portanto 250V. Devido às características do FAP trifásico a quatro fios com topologia *Split-Capacitor*, o barramento CC deverá ter o dobro desta tensão, portanto, $V_{cc} = 500V$ que é a soma da tensão nos dois capacitores.

O indutor L_f funciona como um filtro atenuando as ondulações causadas pelo chaveamento, além de fazer o acoplamento entre o inversor e a rede. O aumento do valor deste indutor diminui a ondulação da corrente de compensação sintetizada pelo inversor. Entretanto, o indutor L_f interfere na resposta dinâmica do filtro quando estão presentes correntes com alto di/dt . Portanto, o indutor

de acoplamento L_f deve ser dimensionado levando-se em conta a diminuição da ondulação da corrente e o empobrecimento da resposta dinâmica do *FAP*. Neste trabalho o indutor foi ajustado através de simulações e foi adotado o valor de $L_f = 1mH$ com uma resistência equivalente $R_f = 0.05\Omega$.

Os valores dos ganhos dos controladores *PI* utilizados na compensação das malhas de corrente e de tensão do barramento CC estão apresentados na tabela 5.2. Estes ganhos foram calculados utilizando os parâmetros definidos na tabela 5.1.

Tabela 5.1

Parâmetros adotados para o cálculo dos ganhos

Controlador <i>PI</i> malha de Corrente
$mfi = 90^\circ$
$fs = 20KHz$
$\omega c_1 = (2 * pi * fs) / 4 rad/s$
Controlador <i>PI</i> malha de Tensão
$mfi = 70^\circ$
$\omega c_2 = \omega c_1 / 250 rad/s$

Onde:

mfi – margem de fase (graus);

fs – Frequência de chaveamento *PWM* (Hz);

ωc – Frequência de cruzamento adotada (rad/s);

Tabela 5.2Ganhos adotados do *FAP* topologia *Split-Capacitor*

Controlador <i>PI</i> malha de Corrente
$K_p = 31,41$
$K_i = 1570$
Controlador <i>PI</i> malha de Tensão
$K_{pv} = 0,4018$
$K_{iv} = 18,3763$

5.2.2 Descrição da topologia *Four-Legs*

O algoritmo de compensação de corrente utilizado nas simulações considerando a situação 1, ou seja, realizando a compensação independente é rerepresentado na Fig.5.4.

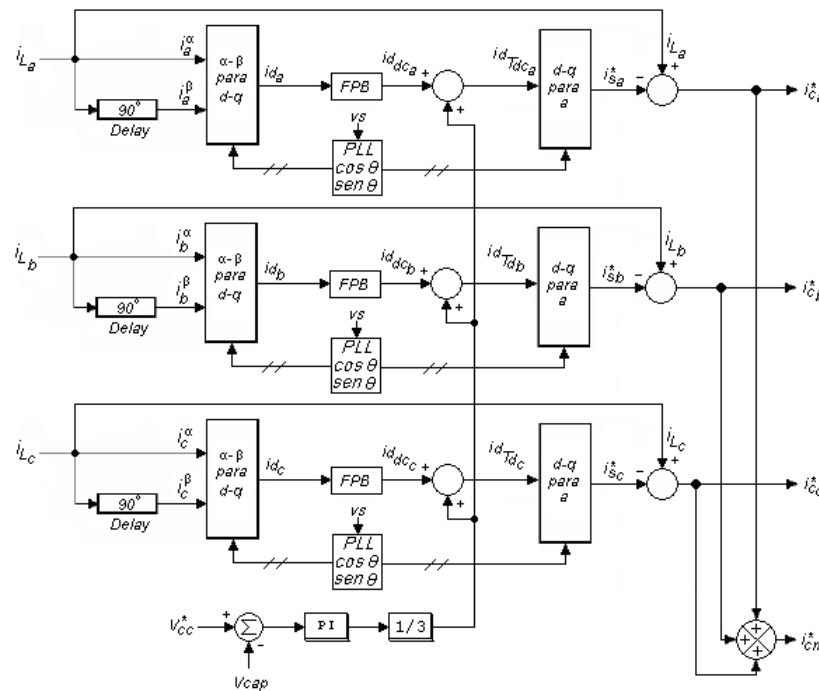


Fig. 5.4 – Diagrama de Blocos do Compensador SRF para a topologia *Four-Legs*

A diferença do algoritmo desta topologia em relação as demais é a inclusão do somador utilizado para a obtenção da corrente de compensação do quarto braço ligado ao neutro.

O algoritmo de compensação que considera as componentes fundamentais de seqüência negativa e zero permitindo a correção do desbalanço entre as correntes (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) é rerepresentado na Fig. 5.5.

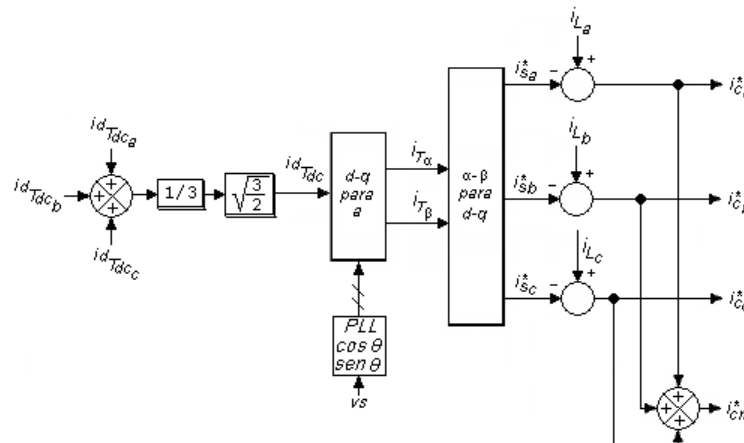


Fig. 5.5 – Algoritmo de compensação para cargas desbalanceadas (topologia *Four-Legs*)

O FAP com topologia *Four-Legs* é mostrado na Fig. 5.6.

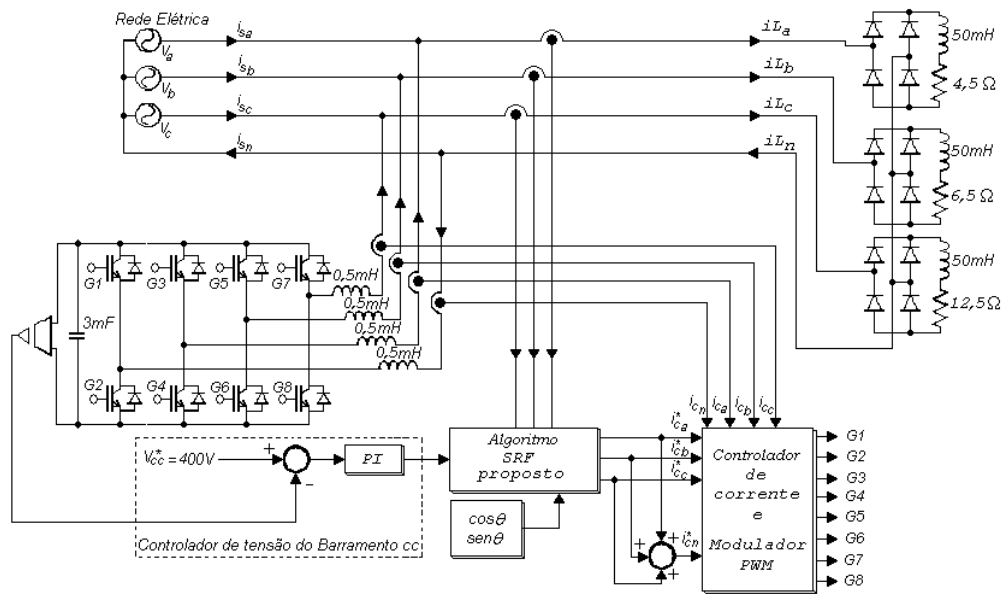


Fig. 5.6 - FAP trifásico topologia *Four-Legs*

O dimensionamento do capacitor foi realizado conforme apresentado na topologia *Split-Capacitor*, (subitem 5.2.1), portanto o valor do capacitor C_{cc} adotado nas simulações foi de $3mF$.

Foi adotado um valor de $0,5mH$ para os indutores de acoplamento. As correntes de compensação retornam pelo quarto braço do inversor encontrando um indutor de $0,5mH$ em série. Deste modo, no cálculo dos ganhos da malha de corrente o indutor L_f foi considerado com um valor de $1mH$.

Os valores dos ganhos dos controladores *PI* utilizados na compensação das malhas de corrente e de tensão estão apresentados na tabela 5.4. Estes ganhos foram calculados utilizando os parâmetros definidos na tabela 5.3.

Tabela 5.3

Parâmetros adotados para o cálculo dos ganhos

Controlador <i>PI</i> malha de Corrente
$mfi = 90^\circ$
$fs = 20KHz$
$\omega c_1 = (2 * pi * fs) / 4 rad/s$
Controlador <i>PI</i> malha de Tensão
$mfi = 70^\circ$
$\omega c_2 = \omega c_1 / 250 rad/s$

Tabela 5.4
Ganhos adotados do FAP topologia *Four-Legs*

Controlador PI malha de Corrente	
K_p	= 31,42
K_i	= 1570
Controlador PI malha de Tensão	
K_{pv}	= 0,9643
K_{iv}	= 66,05

5.2.3 Descrição da topologia *Three Full-Bridge*

O algoritmo de compensação de corrente utilizado nas simulações considerando a situação 1, ou seja, realizando a compensação independente é rerepresentado na Fig.5.7.

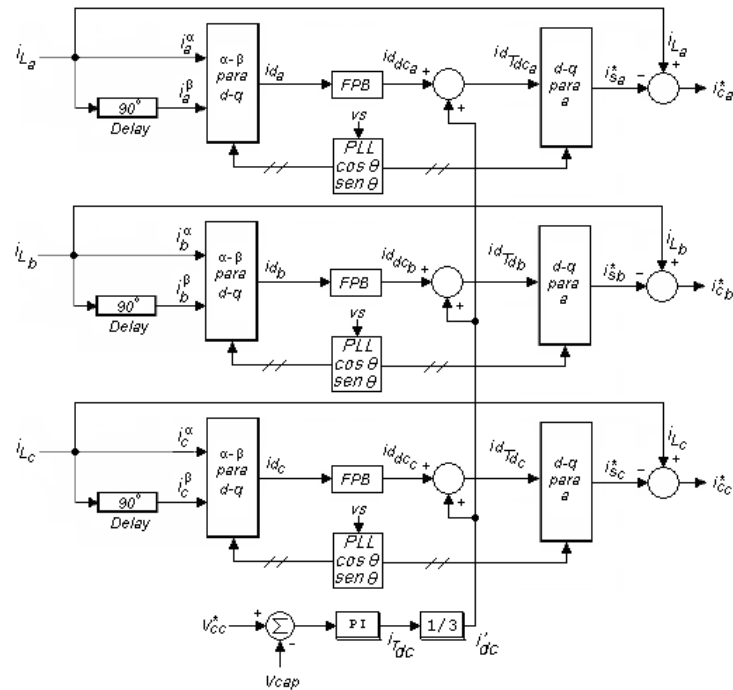


Fig. 5.7 –Diagrama de bloco do algoritmo SRF para a topologia *Three Full-Bridge*

O algoritmo de compensação que considera as componentes fundamentais de seqüência negativa e zero permitindo a correção do desbalanço entre as correntes (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) é rerepresentado na Fig. 5.8.

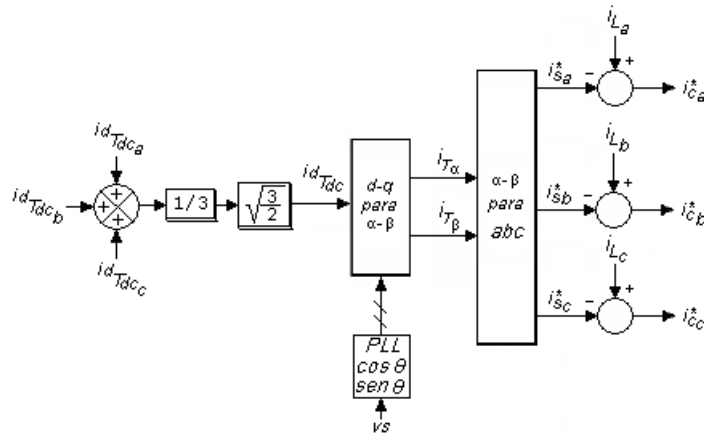


Fig. 5.8 – Algoritmo de compensação para cargas desbalanceadas da topologia *Three Full-Bridge*

A Fig. 5.9 apresenta o FAP com topologia *Three Full-Bridge*.

O dimensionamento do capacitor foi realizado conforme apresentado na topologia *Split-Capacitor*, (subitem 5.2.1), portanto o valor do capacitor C_{cc} adotado nas simulações foi de $3mF$. Foi ajustado, através de simulações, o valor de $1mH$ para os indutores de acoplamento L_f .

Os valores dos ganhos dos controladores *PI* utilizados na compensação das malhas de corrente e de tensão estão apresentados na tabela 5.6. Estes ganhos foram calculados utilizando os parâmetros definidos na tabela 5.5.

Tabela 5.5

Parâmetros adotados para o cálculo dos ganhos

Controlador <i>PI</i> malha de Corrente
$mfi = 90^\circ$
$fs = 20KHz$
$\omega c_1 = (2 * pi * fs) / 4 rad/s$
Controlador <i>PI</i> malha de Tensão
$mfi = 80^\circ$
$\omega c_2 = \omega c_1 / 166,67 rad/s$

Tabela 5.6

Ganhos adotados no *FAP* topologia *Three Full-Bridge*

Controlador <i>PI</i> malha de Corrente
$K_p = 31,42$
$K_i = 1570$
Controlador <i>PI</i> malha de Tensão
$K_{pv} = 0,6316$
$K_{iv} = 20,9923$

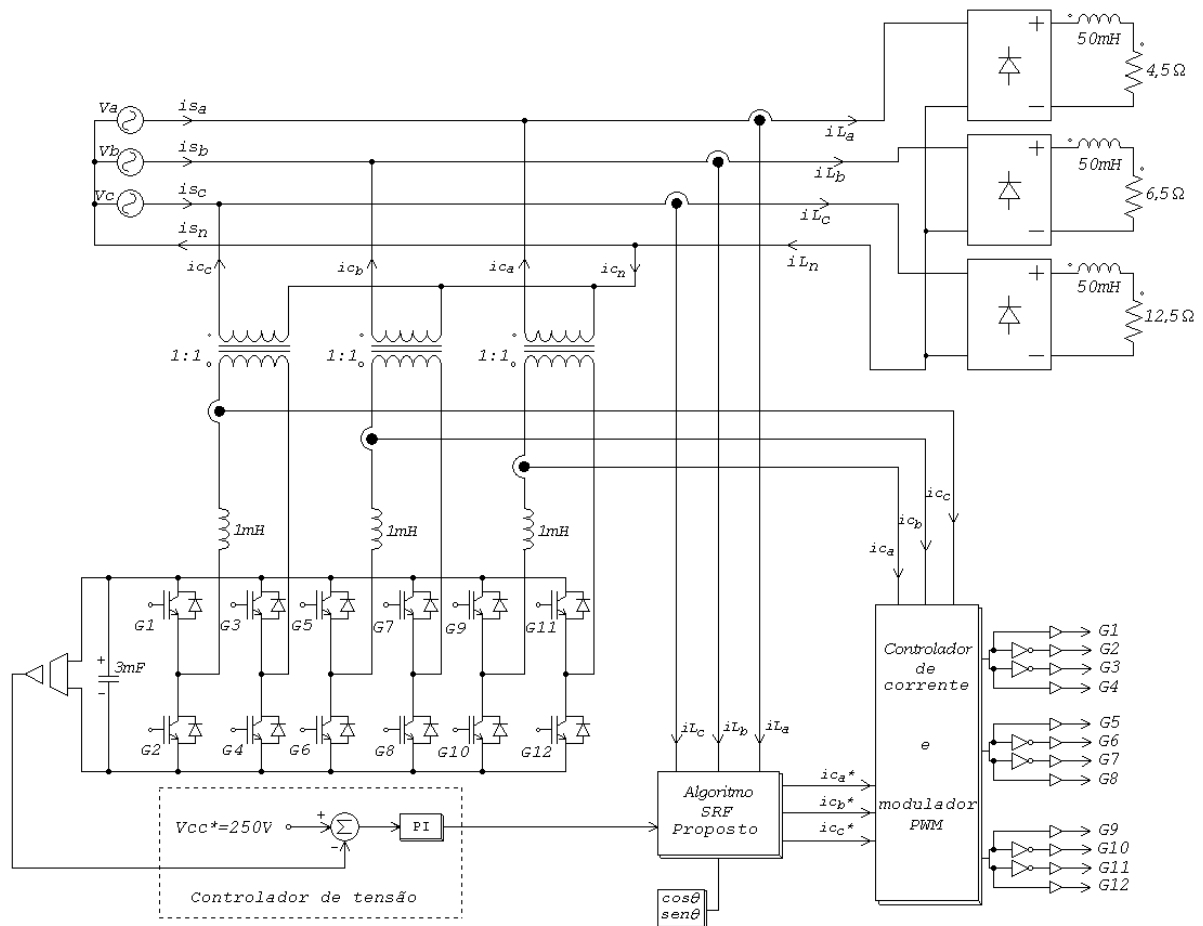


Fig. 5.9 - FAP trifásico topologia *Three Full-Bridge*

5.3 Simulações dos FAPs trifásicos

As simulações a seguir foram realizadas considerando uma rede trifásica a 4 fios com tensão de fase igual $127V_{rms}$, frequência de 60Hz e seqüência de fase ABC.

As cargas simuladas consistem de três retificadores monofásicos de onda completa conforme os dados da tabela 5.7.

Foram simuladas três topologias de filtros ativos paralelos: *Split-Capacitor*, *Four-Legs* e *Three H-Bridge*. As simulações foram realizadas por meio do software PSIM®.

Foi aplicada a modulação por largura de pulso (PWM- *Pulse-Width Modulation*) como uma frequência de chaveamento de 20KHz.

Tabela 5.7

Parâmetros das cargas monofásicas simuladas

Carga	Retificador	Resistência (Ω)	Indutor (mH)
A	monofásico onda completa	4.5	50
B	monofásico onda completa	6.5	50
C	monofásico onda completa	12.5	50

Nas simulações apresentadas neste item foram consideradas 2 situações:

- Situação 1 – Compensação independente (correntes compensadas senoidais e desequilibradas), ou seja, não compensando as componentes fundamentais de seqüência negativa e zero. Também é realizada uma simulação onde é aplicado um degrau de carga de 100% no instante $t = 0,2s$ de forma a testar a regulação da tensão do barramento CC.
- Situação 2 – Compensação considerando as componentes fundamentais de seqüência negativa e zero (correntes compensadas senoidais e equilibradas). Também é realizada uma simulação onde é aplicado um degrau de carga de 100% no instante $t = 0,2s$ de forma a testar a regulação da tensão do barramento CC das topologias propostas.

5.3.1 Simulações digitais da topologia *Split-Capacitor*

5.3.1.1 – Simulação do *FAP* topologia *Split-Capacitor* (situação 1).

A Fig. 5.10 mostra as correntes iLa , ica e isa obtidas da simulação do *FAP* topologia *Split-Capacitor* controle independente (situação 1). A corrente de carga apresenta um aspecto característico de um retificador monofásico com alta carga indutiva. As correntes de compensação e a corrente compensada, também são apresentadas. É perceptível a redução do conteúdo harmônico na corrente drenada da rede.

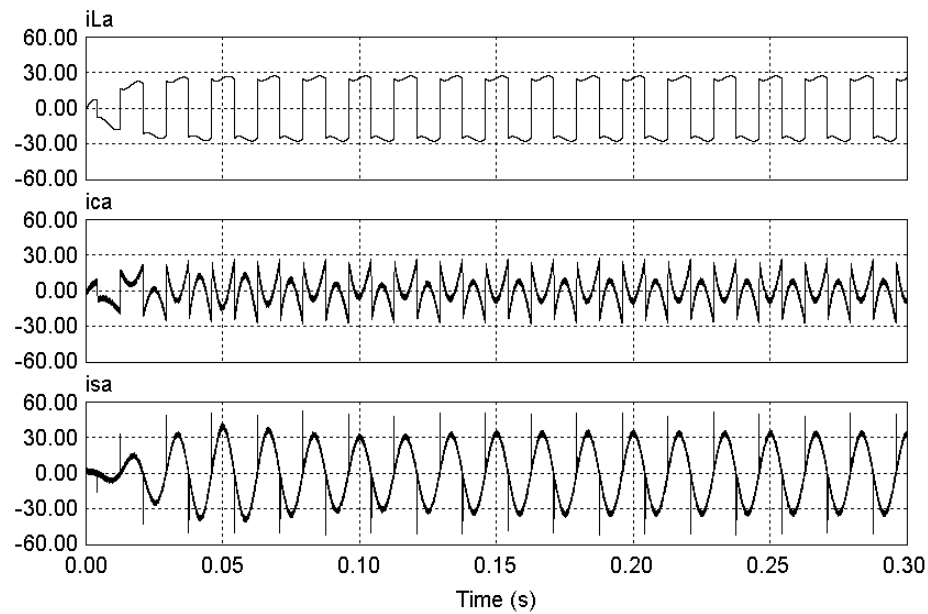


Fig. 5.10 – *FAP* topologia *Split-Capacitor* (controle independente) – corrente de carga (iLa), corrente de compensação (ica) e corrente compensada (isa) – (situação 1).

A Fig. 5.11 apresenta o espectro harmônico das correntes. As parcelas harmônicas da corrente de carga iLa foram compensadas pelo *FAP* como pode ser observado no espectro da corrente isa . Na corrente de compensação ica pode ser observada uma parcela fundamental que corresponde a corrente ativa inserida pelo controlador de tensão de forma a manter a tensão do barramento *CC* no valor especificado.

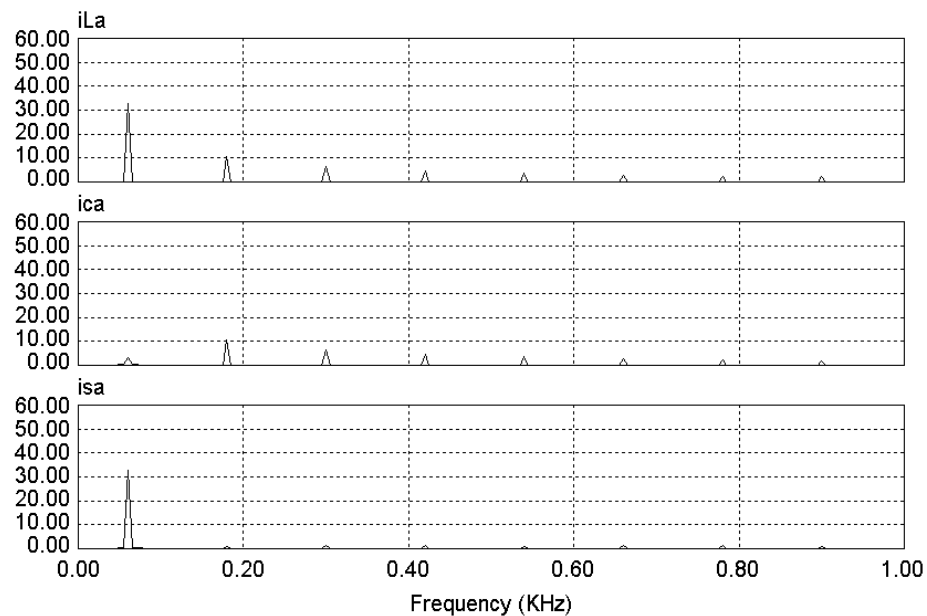


Fig. 5.11 – Espectro harmônico das correntes iLa , ica e isa do *FAP* topologia *Split-Capacitor* (controle independente) – (situação 1).

Na Fig. 5.12 é mostrado um detalhe da corrente de referência gerada pelo compensador *SRF* e a corrente sintetizada pelo inversor. A malha de corrente se comportou de forma adequada buscando a referência. Observam-se pequenas diferenças quando ocorrem variações com alto di/dt . Estas diferenças são responsáveis pelo aparecimento dos *spikes* na corrente compensada.

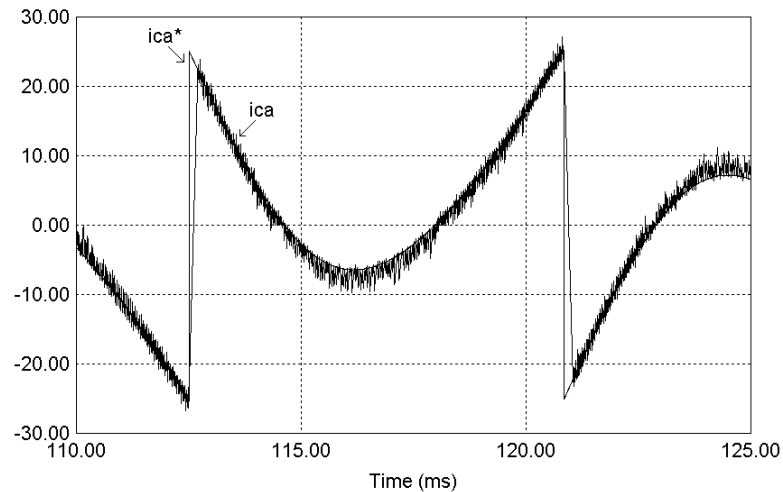


Fig. 5.12 – Detalhe da corrente de compensação *ica* sobreposta a corrente *ica**

As correntes *isa*, *isb*, *isc* e *isn* são mostradas na Fig. 5.13. Pode ser observado que as correntes possuem uma forma senoidal. No entanto, continuam desequilibradas, como era de se esperar. A corrente *isn* também evidencia o desequilíbrio.

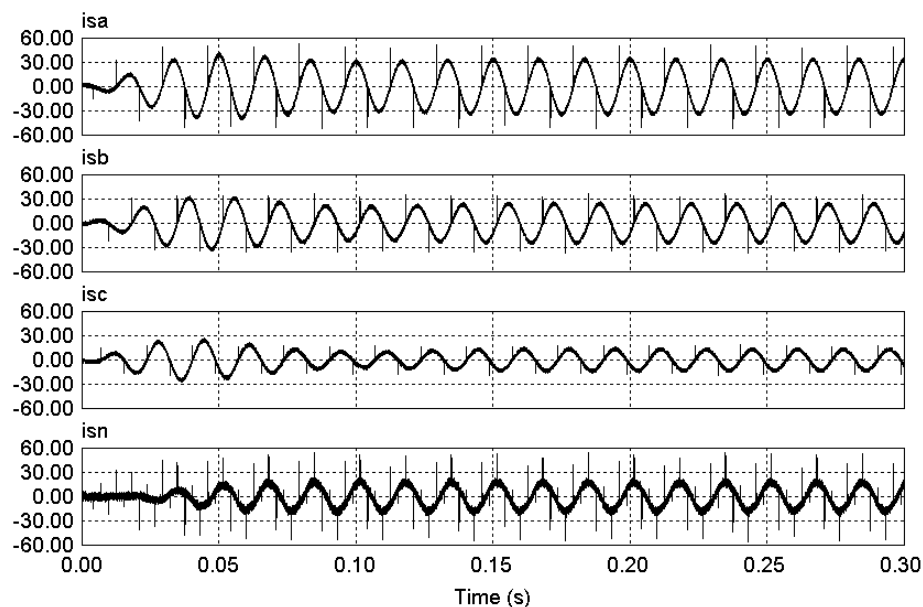


Fig. 5.13 – *FAP* topologia *Split-Capacitor* (controle independente) – correntes *isa*, *isb*, *isc*, *isn* compensadas (situação 1).

A tensão nos dois capacitores é mostrada na Fig. 5.14. Pode ser observado um *overshoot* de aproximadamente 10% no momento da partida. Após 0,2 segundos do momento da partida as

cargas sofrem um degrau de 100%. Como pode ser percebido, a malha de tensão atuou mantendo a regulação da tensão no barramento CC e o equilíbrio das tensões dos capacitores.

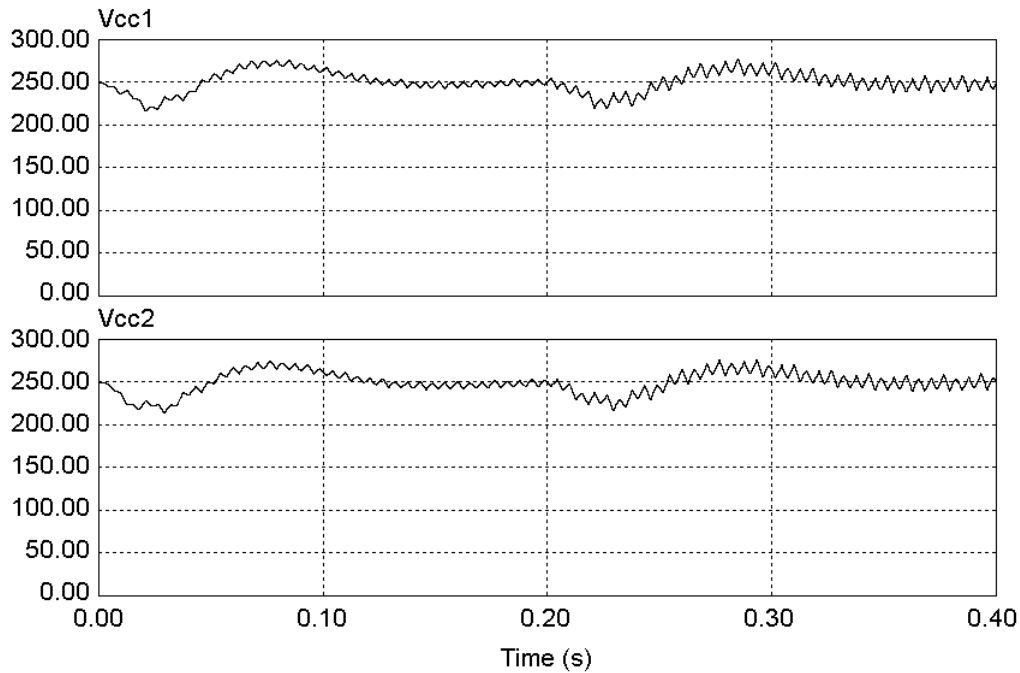


Fig. 5.14 – Tensão barramento CC do FAP topologia *Split-Capacitor* (controle independente) - (situação 1)

5.3.1.2 – Simulação do FAP topologia *Split-Capacitor* (situação 2).

Neste subitem são mostrados os resultados das simulação do FAP com topologia *Split-Capacitor* para a situação 2. O algoritmo da Fig. 5.5 foi aplicado de forma a compensar as componentes de seqüência negativa e zero das correntes da rede.

A Fig. 5.15 mostra as correntes i_{La} , i_{ca} e i_{sa} obtidas da simulação do FAP topologia *Split-Capacitor* com compensação das componentes de seqüência negativa e zero das correntes da rede (situação 2). Observando a figura percebe-se a redução do conteúdo harmônico na corrente drenada da rede i_{sa} .

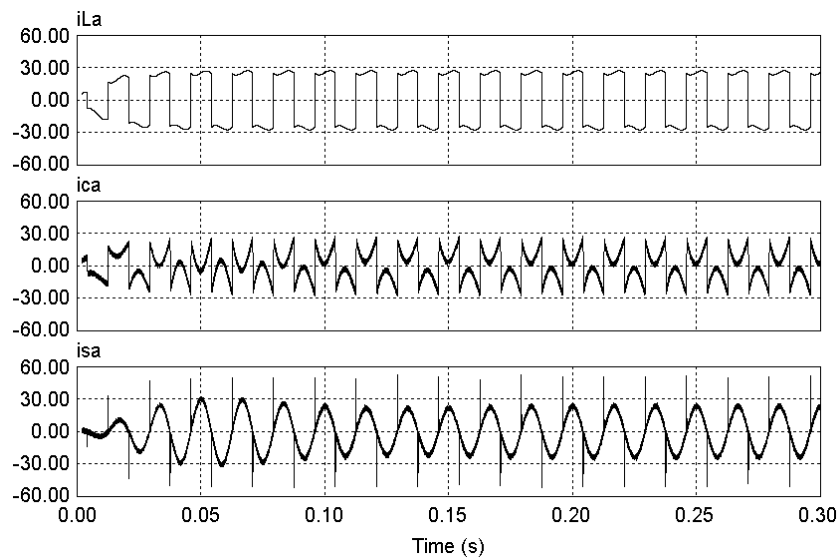


Fig. 5.15 – FAP topologia *Split-Capacitor* (com compensação de cargas desbalanceadas) – corrente de carga (iLa), corrente de compensação (ica) e corrente compensada (isa) – (situação 2).

O espectro harmônico referente a Fig. 5.15 é mostrado na Fig. 5.16. Comparando a Fig. 5.16 com a Fig. 5.11, percebe-se um aumento da parcela fundamental na corrente de compensação ica . Este aumento é devido à circulação das componentes de seqüência negativa e zero da corrente na frequência fundamental no inversor.

A Fig. 5.17 mostra as correntes isa , isb , isc compensadas e equilibradas. A corrente isn comprova que está ocorrendo a compensação das componentes de seqüência negativa e zero na frequência fundamental.

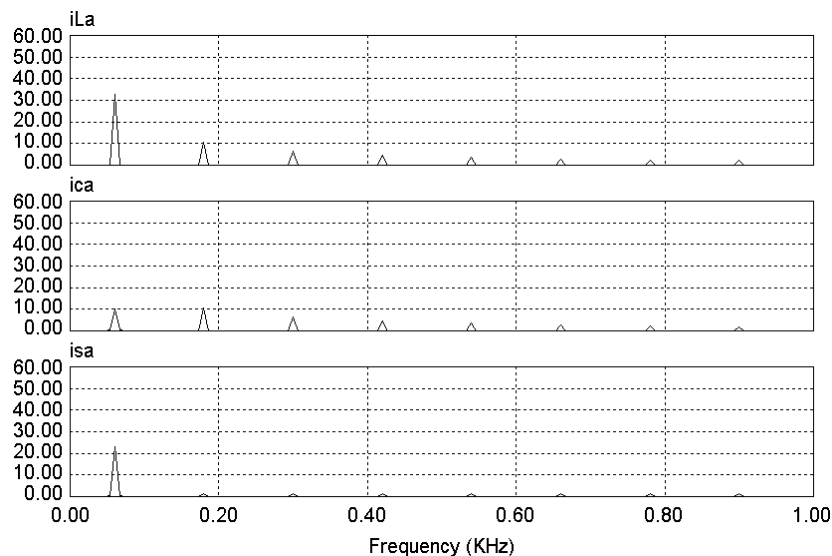


Fig. 5.16 – Espectro harmônico das correntes iLa , ica e isa do FAP topologia *Split-Capacitor* (com compensação de cargas desbalanceadas) – (situação 2).

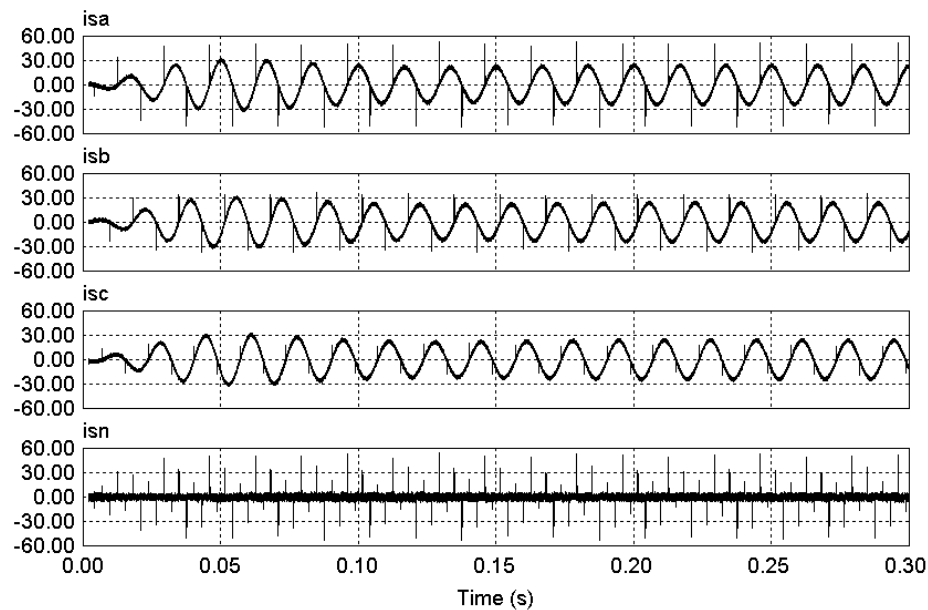


Fig. 5.17 – FAP topologia *Split-Capacitor* (com compensação de cargas desbalanceadas) – correntes *isa*, *isb*, *isc*, *isn* compensadas (situação 2).

Conforme a Fig. 5.18, pode ser percebido um aumento na ondulação das tensões dos capacitores do barramento CC. Isto ocorre devido à circulação das componentes de seqüência negativa e zero na frequência fundamental pelo inversor. Observa-se que a malha de controle da tensão do barramento CC mantém a regulação mesmo após o degrau de carga.

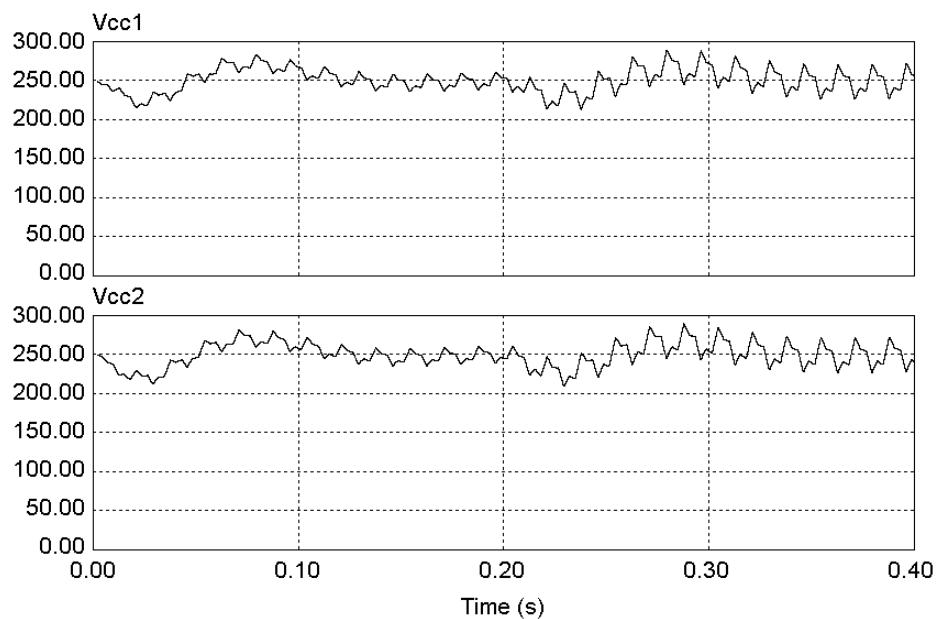


Fig. 5.18 – Tensão barramento CC do FAP topologia *Split-Capacitor* (com compensação de cargas desbalanceadas) - (situação 2)

5.3.2 Simulações digitais topologia *Four-Legs*

5.3.2.1 – Simulação do *FAP* topologia *Four-Legs* (situação 1).

A Fig. 5.19 mostra as correntes iLa , ica e isa obtidas da simulação do *FAP* topologia *Four-Legs* controle independente (situação 1). São apresentadas as correntes de carga, de compensação e a corrente compensada. Percebe-se uma redução do conteúdo harmônico na corrente drenada da rede.

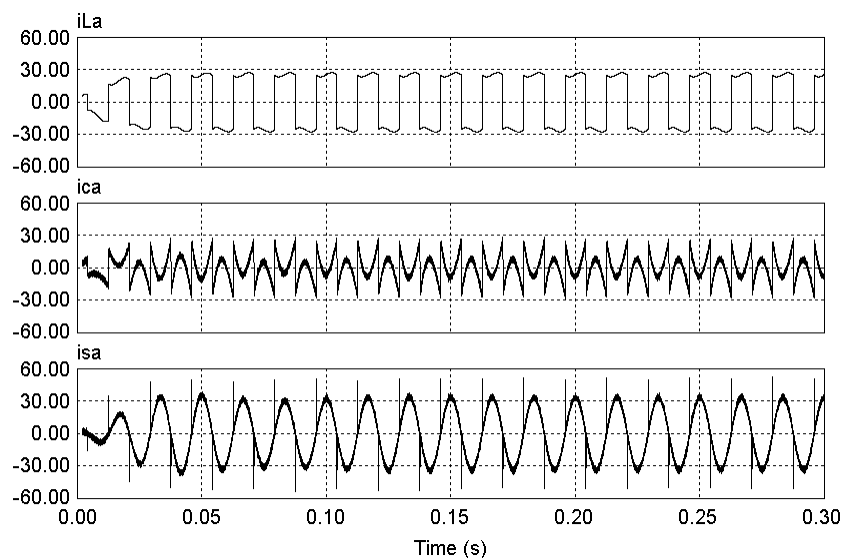


Fig. 5.19 – *FAP* topologia *Four-Legs* (controle independente) – corrente de carga (iLa), corrente de compensação (ica) e corrente compensada (isa) – (situação 1).

A Fig. 5.20 apresenta o espectro harmônico das correntes iLa , ica e isa . As parcelas harmônicas da corrente de carga iLa foram compensadas pelo *FAP* como pode ser observado no espectro da corrente isa . Na corrente de compensação ica pode ser observada uma parcela fundamental que corresponde a corrente ativa inserida pelo controlador de tensão de forma a manter a tensão do barramento CC no valor especificado.

Na Fig. 5.21 são apresentadas as correntes de linha e neutro. As parcelas harmônicas e reativas foram compensadas. Percebe-se que as correntes estão desbalanceadas o que indica a não compensação das parcelas de fundamentais de seqüência negativa e zero.

A Fig. 5.22 mostra o comportamento da tensão do barramento CC perante uma perturbação causada por um degrau de carga.

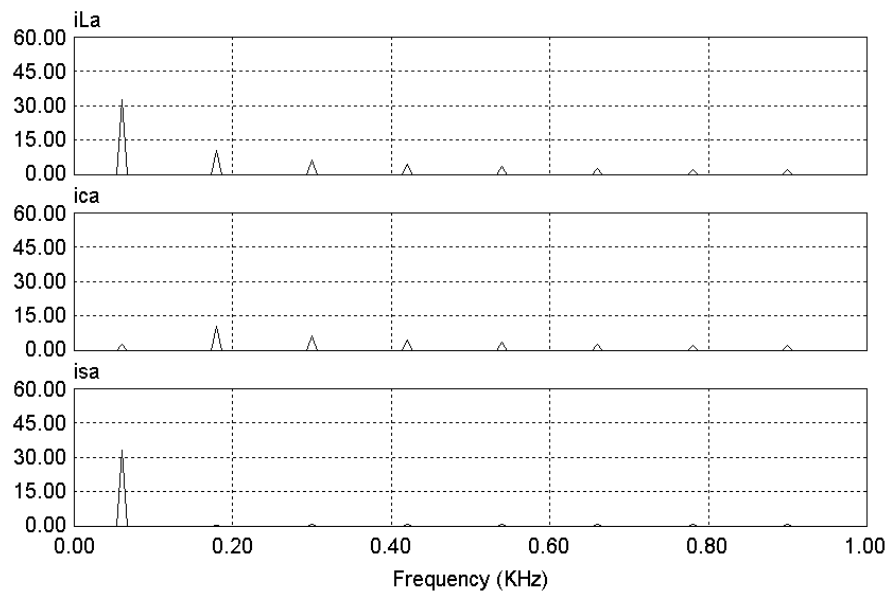


Fig. 5.20 – Espectro harmônico das correntes iLa , ica e isa do FAP topologia *Four-Legs* (controle independente) – (situação 1).

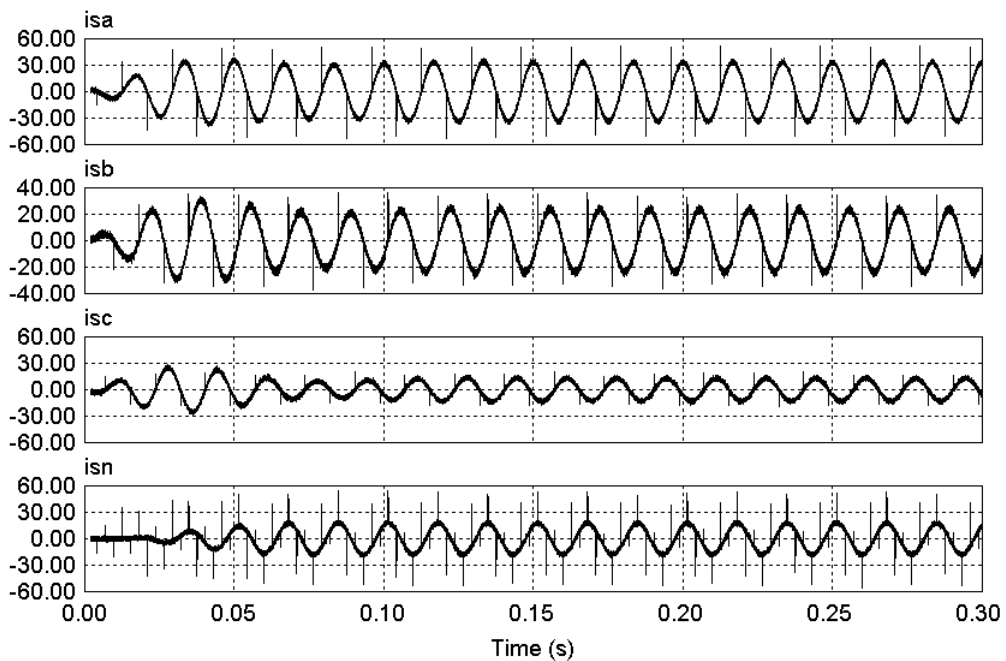


Fig. 5.21 – FAP topologia *Four-Legs* (controle independente) – correntes isa , isb , isc , isn compensadas (situação 1).

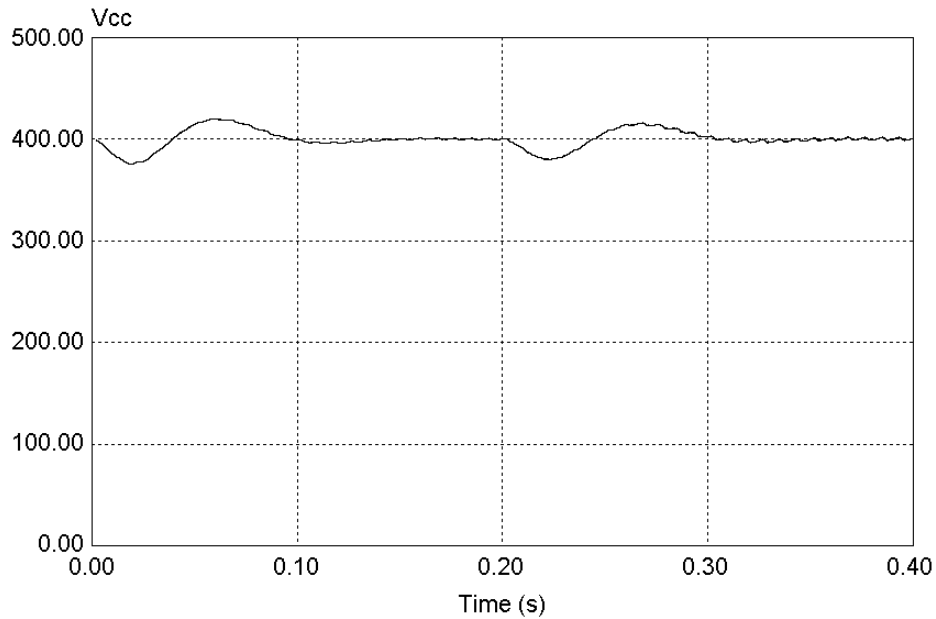


Fig. 5.22 – Tensão barramento *CC* do *FAP* topologia *Four-Legs* (controle independente) - (situação1)

5.3.2.2 – Simulação do *FAP* topologia *Four-Legs* (situação 2).

Neste subitem são mostrados os resultados das simulação do *FAP* com topologia *Four-Legs* para a situação 2. O algoritmo da Fig. 5.5 foi aplicado de forma a compensar as componentes de seqüência negativa e zero das correntes da rede.

A Fig. 5.23 mostra as correntes iLa , ica e isa obtidas da simulação do *FAP* topologia *Four-Legs* com compensação das componentes de seqüência negativa e zero das correntes da rede (situação 2).

A Fig. 5.24 apresenta o espectro harmônico das correntes iLa , ica e isa .

Como pode ser observado na Fig. 5.25, o algoritmo proposto possibilitou a compensação das parcelas fundamentais de seqüência negativa e ordem zero, proporcionando o equilíbrio das correntes drenadas da rede elétrica de distribuição.

Em relação a Fig. 5.26, percebe-se um aumento da ondulação da tensão do barramento *CC*. Esta ondulação é devido à circulação das componentes de seqüência negativa e ordem zero fundamentais através do filtro.

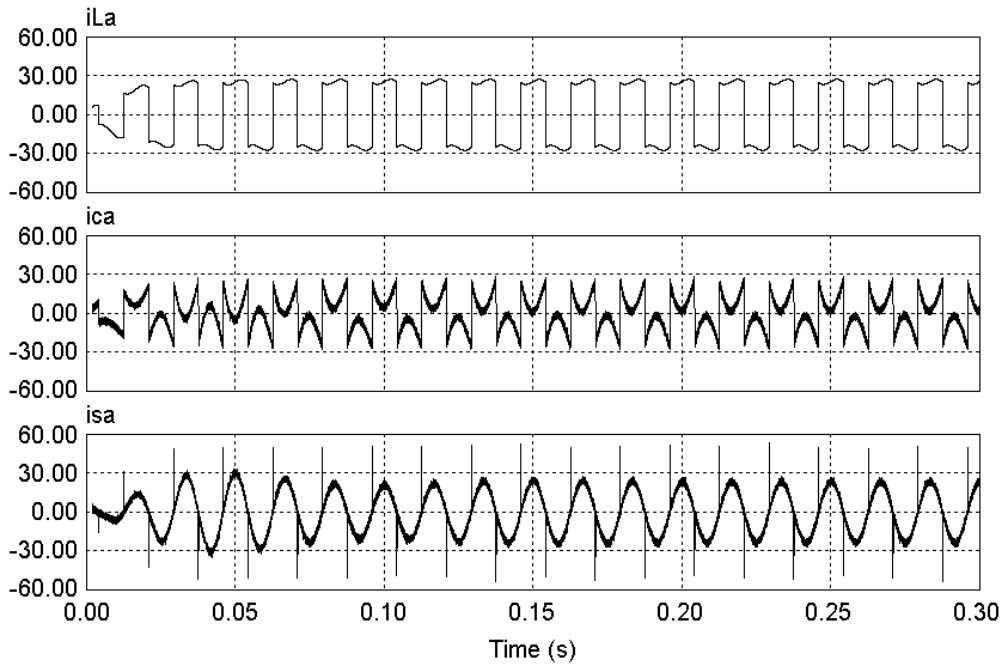


Fig. 5.23 – FAP topologia *Four-Legs* (com compensação de cargas desbalanceadas) – corrente de carga (iLa), corrente de compensação (ica) e corrente compensada (isa) – (situação 2).

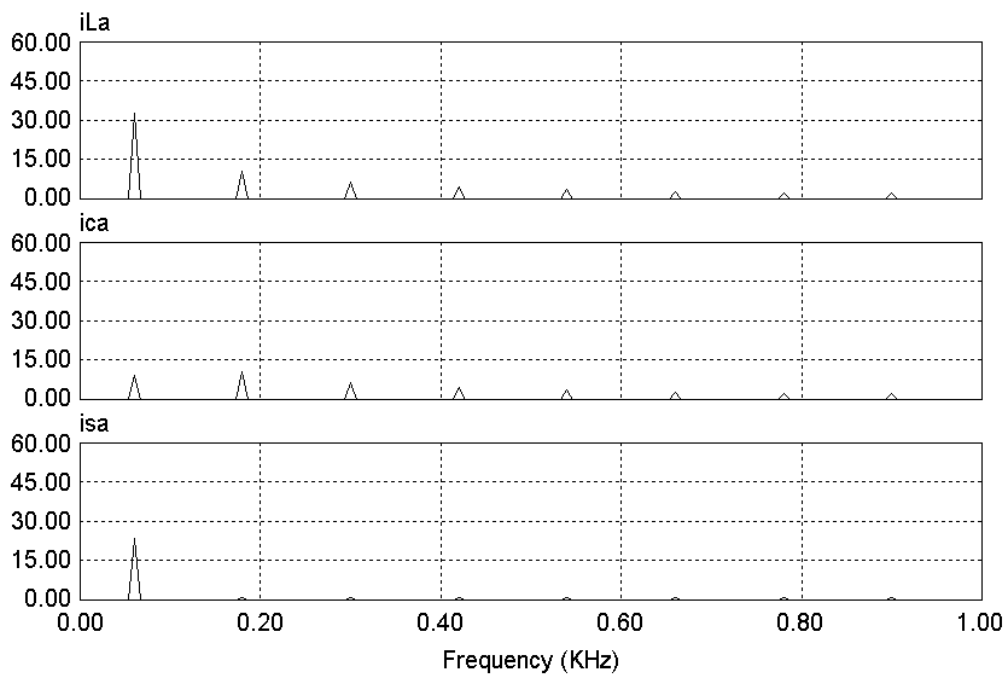


Fig. 5.24 – Espectro harmônico das correntes iLa , ica e isa do FAP topologia *Four-Legs* (com compensação de cargas desbalanceadas) – (situação 2).

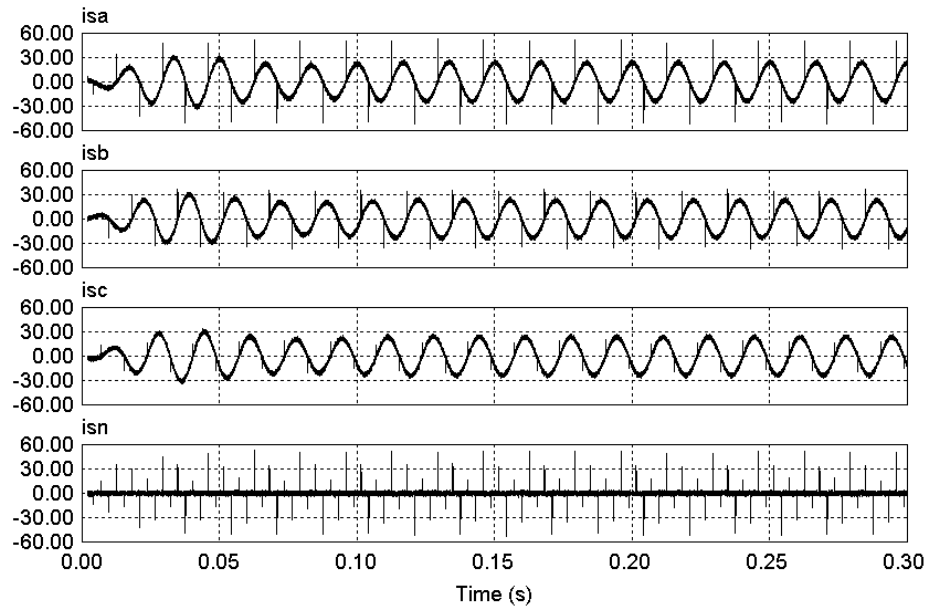


Fig. 5.25 – FAP topologia *Four-Legs* (com compensação de cargas desbalanceadas) – correntes *isa*, *isb*, *isc*, *isn* compensadas (situação 2).

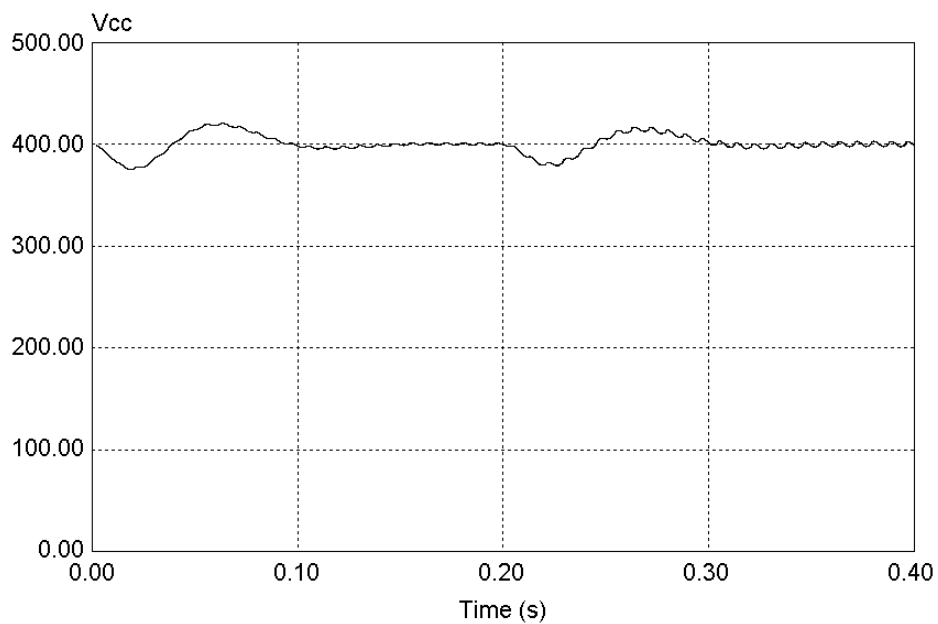


Fig. 5.26 – Tensão barramento *CC* do FAP topologia *Four-Legs* (com compensação de cargas desbalanceadas) - (situação 2)

5.3.3 Simulações digitais topologia *Three Full-Bridge* (situação 1)

Neste subitem são mostrados os resultados das simulações do FAP com topologia *Three Full-Bridge* para a situação 1.

5.3.3.1 – Simulação do FAP topologia *Three Full-Bridge* (situação 1).

A Fig. 5.27 mostra as correntes iLa , ica e isa obtidas da simulação do FAP topologia *Three Full-Bridge* controle independente (situação 1). O algoritmo usado nas simulações a seguir é apresentado na Fig. 5.7.

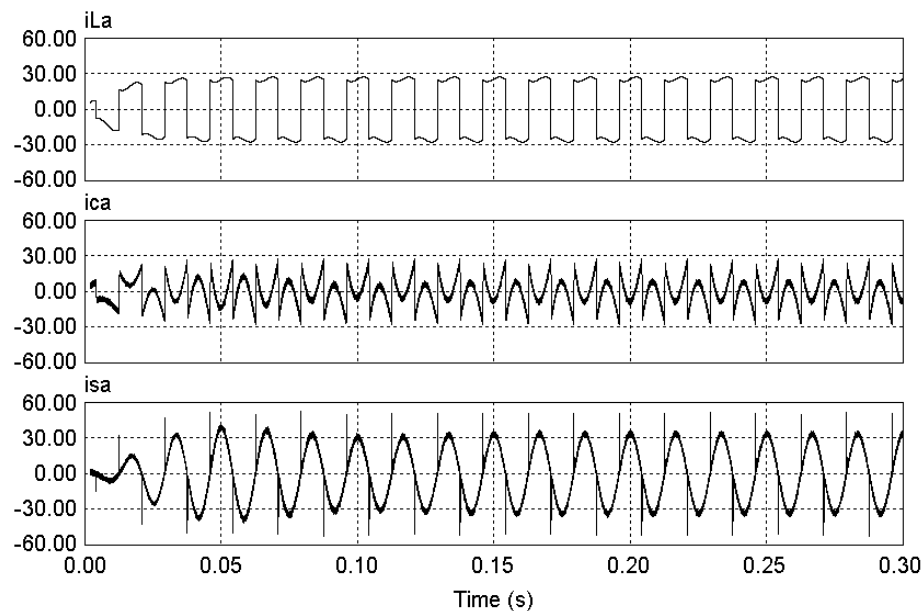


Fig. 5.27 – FAP topologia *Three Full-Bridge* (controle independente) – corrente de carga (iLa), corrente de compensação (ica) e corrente compensada (isa) – (situação 1)

Os espectros harmônicos das correntes iLa , ica e isa são apresentados na Fig. 5.28. A figura mostra que as parcelas harmônicas foram suprimidas da corrente drenada da rede (isa). A Fig. 5.29 apresenta as correntes compensadas isa , isb , isc e isn , porém desequilibradas.

A Fig. 5.30 apresenta a resposta da malha de tensão sintonizada conforme os parâmetros apresentado na Tabela 5.5.

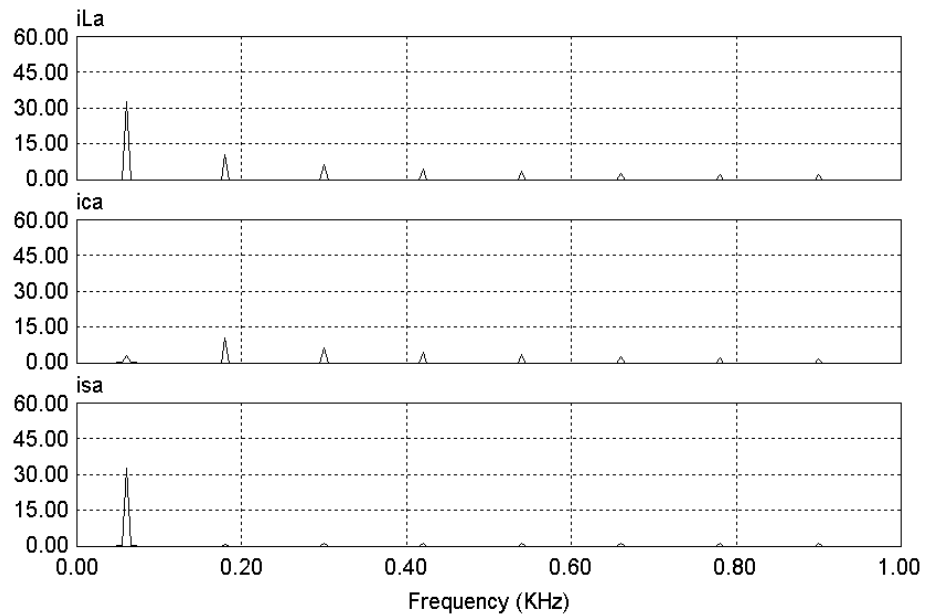


Fig. 5.28 – Espectro harmônico das correntes iLa , ica e isa do FAP topologia *Three Full-Bridge* (controle independente) – (situação 1).

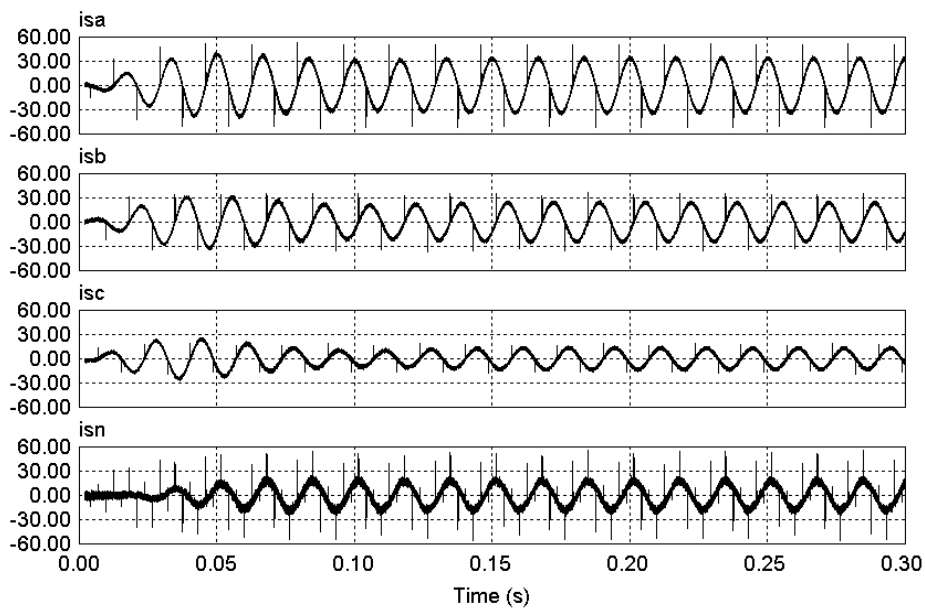


Fig. 5.29 – FAP topologia *Three Full-Bridge* (controle independente) – correntes isa , isb , isc , isn compensadas (situação 1).

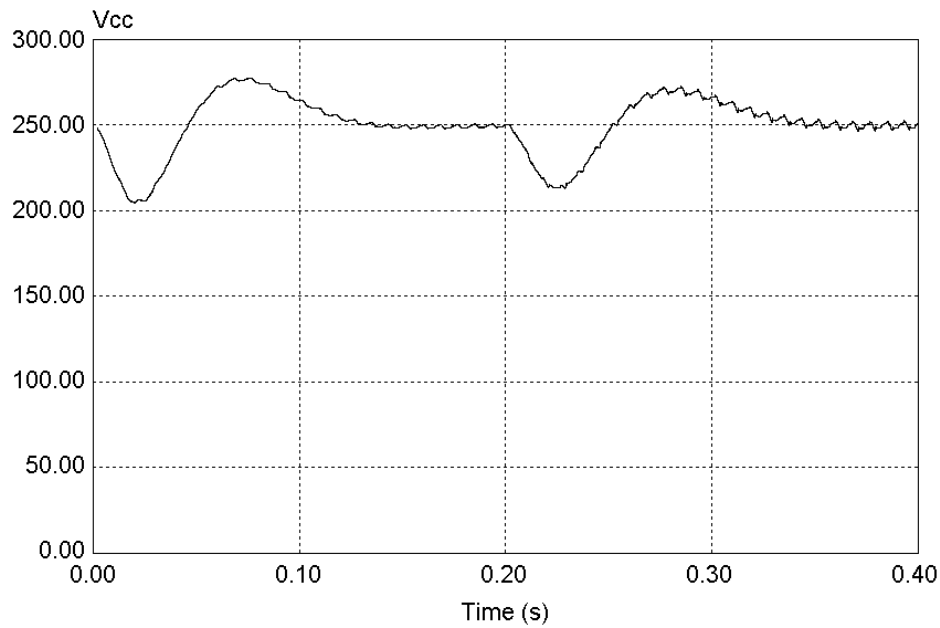


Fig. 5.30 – Tensão barramento CC do FAP topologia $Three\ H-Bridge$ (controle independente) - (situação 1)

5.3.3.2 – Simulação do FAP topologia $Three\ Full-Bridge$ (situação 2).

Nas simulações a seguir foi considerado o algoritmo de compensação da Fig. 5.8.

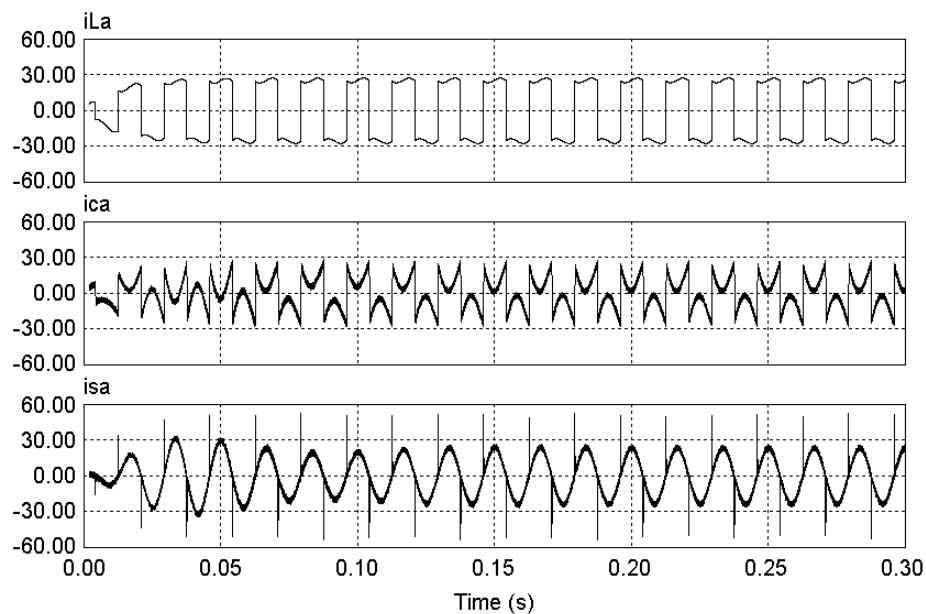


Fig. 5.31 – FAP topologia $Three\ Full-Bridge$ (com compensação de cargas desbalanceadas) – correntes i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , i_{sn} compensadas (situação 2).

As correntes da Fig. 5.31 são referentes a fase “a”. O espectro harmônico da corrente isa apresentado na Fig. 5.32 confirma que houve a supressão das parcelas harmônicas da corrente de carga. Na Fig. 5.33 as correntes são apresentadas filtradas em relação as componentes harmônicas, reativas, de seqüência zero fundamentais e de ordem zero.

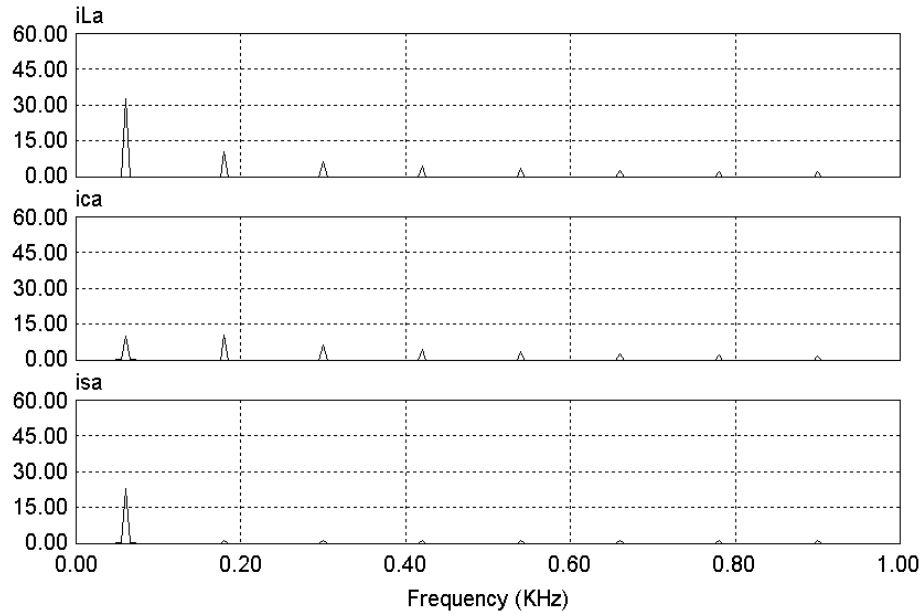


Fig. 5.32 – Espectro harmônico das correntes iLa , ica e isa do FAP topologia *Three Full-Bridge* (com compensação de cargas desbalanceadas) – (situação 2).

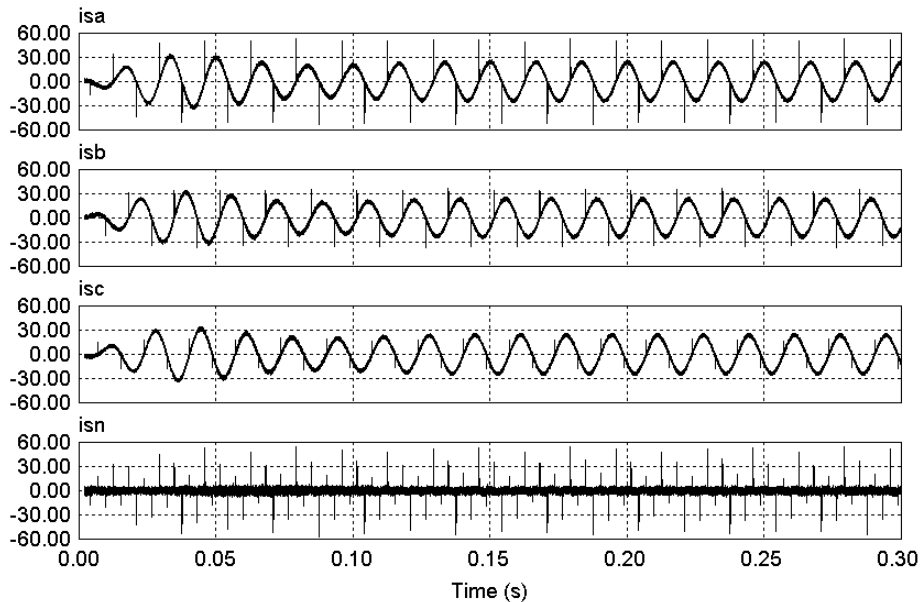


Fig. 5.33 – FAP topologia *Three Full-Bridge* (com compensação de cargas desbalanceadas) – correntes isa , isb , isc , isn compensadas (situação 2).

É possível perceber um aumento na ondulação da tensão do barramento CC, ver Fig. 5.34. Como foi comentado nas outras simulações, a ondulação é causada pelas componentes de corrente de ordem zero e de seqüência negativa fundamentais que percorrem o filtro ao serem processadas.

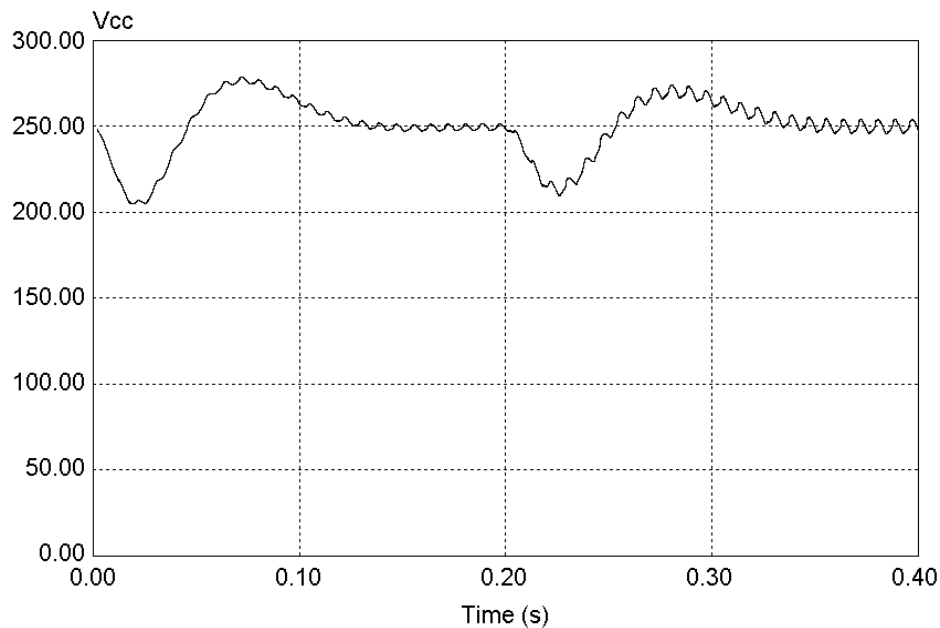


Fig. 5.34 – Tensão barramento CC do FAP topologia *Three Full-Bridge* (com compensação de cargas desbalanceadas) - (situação 2)

5.3.4 Análise comparativa entre as topologias *Split-Capacitor*, *Four-Legs* e *Three Full-Bridge*.

As topologias *Split-Capacitor* e *Four-Legs* são largamente utilizadas em FAPs trifásicos a quatro fios. Estas topologias são apropriadas para baixas e médias potências. Em aplicações de alta potência, estas topologias podem não ser adequadas devido ao aumento considerável da tensão e da potência requerida das chaves. Neste caso, a topologia *Three Full-Bridge* passa a ser uma escolha interessante pois a tensão do barramento CC exigida nesta topologia é reduzida em um fator de $\sqrt{3}$ se comparada as topologias *Split-Capacitor* e *Four-Legs*. Desta forma, a tensão nas chaves também será reduzida por esse fator.

Como desvantagens da topologia *Three Full-Bridge* pode-se destacar o maior número de chaves (12 chaves) e a necessidade dos transformadores de acoplamento.

A topologia *Split-Capacitor* possui um número reduzido de chaves (6 chaves). A desvantagem desta topologia refere-se a maior dificuldade de se regular e equilibrar as tensões nos dois capacitores do barramento CC.

A topologia *Four-Legs* é composta por 8 chaves e possui um único capacitor no barramento CC. As chaves desta topologia são submetidas a tensões de mesma magnitude que a topologia *Split-Capacitor*. Uma vantagem desta topologia é que o barramento CC é formado por um único capacitor, o que simplifica controle.

Em relação a quantidade de elementos passivos o topologia *Three Full-Bridge* leva desvantagem devido aos transformadores de acoplamento, que contribui no aumento das dimensões físicas do *FAP* e aumento o custo do equipamento. A topologia *Four-Legs* necessita de quatro indutores de acoplamento e um capacitor no barramento CC.

O ponto central entre os capacitores da topologia *Split-Capacitor* pode ser ligado a rede sem indutor de acoplamento. Neste caso são necessários apenas três indutores de acoplamento.

Observando as simulações foi possível perceber que as topologias estudadas tiveram um comportamento satisfatório no que diz respeito à compensação das correntes de carga. Algumas diferenças em relação à tensão do barramento CC puderam ser observadas.

A topologia *Split-Capacitor* apresentou a maior ondulação na tensão do barramento CC dentre as topologias. Na topologia *Split-Capacitor* a corrente de neutro necessariamente circula pelo filtro através do ponto central entre os dois capacitores. Desta forma, a componente de terceira ordem provoca as ondulações na tensão ao circular através dos capacitores.

A topologia *Four-Legs* apresentou uma menor ondulação na tensão do barramento CC. Nesta topologia a corrente de neutro retorna pelo quarto braço do inversor. Desta forma, a corrente de neutro se cancela com os componentes de terceira ordem dos outros braços do inversor sem passar pelo capacitor do barramento CC.

Na topologia *Three Full-Bridge* também ocorre o cancelamento dos componentes de terceira ordem. As pontes monofásicas desta topologia fornecem caminho para que as correntes de terceira ordem se cancelem.

5.4 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as descrições das topologias de FAPs simuladas. Detalhes do projeto dos capacitores do barramento CC, determinação do indutor de acoplamento e projeto

dos ganhos dos controladores dos *FAPs* simulados foram apresentados. Simulações digitais proporcionaram subsídios para uma análise comparativa entre as topologias *Split-Capacitor*, *Four-Legs* e *Three Full-Bridge*.

As três topologias apresentaram um comportamento satisfatório no que diz respeito à compensação das correntes de carga.

Foram observadas diferenças na ondulação da tensão do barramento CC das topologias apresentadas. A topologia *Split-Capacitor* apresentou a maior ondulação na tensão quando foi realizada a compensação das componentes de seqüência negativa e zero das correntes de carga. Foi observado que as ondulações na tensão do barramento CC são causadas pela circulação destas componentes através dos capacitores por meio do ponto médio.

Os algoritmos de compensação individual e da compensação de cargas desbalanceadas, ou seja, a compensação das componentes de seqüência negativa e zero da corrente fundamental, foram apresentados e simulados. As simulações mostraram que os algoritmos propostos permitem uma seleção entre compensar ou não as componentes de seqüência negativa e zero da corrente fundamental.

Capítulo 6

6. Conclusão e Proposta de Continuidade

6.1 Estudos realizados e conclusões

Nesta dissertação a compensação de harmônicos e parcelas reativas por meio de *FAPs* trifásicos em sistemas elétricos trifásicos a quatro fios foi apresentada. No capítulo 2 algumas fontes de harmônicos normalmente encontradas no meio industrial foram apresentadas e caracterizadas. As principais norma internacionais e nacional em relação a emissão e limites de harmônicos na rede de distribuição foram tratadas. Estratégias para a minimização da distorção de corrente em retificadores trifásicos foram apresentadas. Técnicas passivas na supressão de componentes harmônicas na rede foram abordadas. Em relação as topologias de filtros ativos paralelos, foram apresentadas as topologias monofásicas e trifásicas mais citadas na literatura.

No capítulo 3 foram apresentados os métodos de compensação ativa de potência $p-q$, $p-q-e$ e o método *SRF*.

Foi apresentado de forma sucinta um sistema monofásico para a detecção de fase baseado em sistemas *PLL*. No apêndice B é apresentado o modelo de um sistema *PLL* trifásico baseado na teoria da potência reativa instantânea, assim como uma metodologia para o cálculo dos ganhos do compensador dinâmico *PI* que faz parte do circuito.

Foi apresentado um estudo dos métodos de compensação tratados neste trabalho. Simulações digitais foram realizadas envolvendo os métodos $p-q$, $p-q-e$ e *SRF*. Ficou claro que o método $p-q$ é aplicável de maneira satisfatória em filtros ativos paralelos somente em sistemas com tensões equilibradas e cargas trifásicas a 3 fios. O método $p-q-e$ apresentou resultados satisfatórios em relação à supressão de harmônicos em sistema trifásicos com cargas monofásicas, portanto, sistemas elétricos trifásicos a quatro fios. O método *SRF* apresentou bons resultados quando

aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios apresentando tensões desbalanceadas com harmônicas de tensão de 5^a e 7^a ordem contendo cargas monofásicas não lineares e desbalanceadas.

Estratégias de controle dos *FAPs* baseados nas topologias *Split-Capacitor*, *Four-Legs* e *Three Full-Bridge*, foram mostradas.

As simulações mostraram que os algoritmos propostos baseados no método *SRF* permitem uma seleção entre compensar ou não as componentes de seqüência negativa e zero da corrente fundamental.

Os modelos da malha de corrente e da malha de tensão foram apresentados. Estes modelos foram utilizados no cálculo dos ganhos dos controladores de corrente e de tensão dos *FAPs* simulados.

Foi apresentada uma metodologia para o dimensionamento do capacitor do barramento CC.

Simulações digitais permitiram uma comparação entre as topologias apresentadas. No Capítulo 5 foram mostrados aspectos positivos e negativos das topologias de filtros ativos *Split-Capacitor*, *Four-Legs* e *Three Full-Bridge*.

Características e comportamentos em relação à compensação da malha de tensão do barramento CC dos *FAPs* estudados foram evidenciados.

6.1.1 Conclusões finais

Este trabalho apresentou um estudo de topologias de *FAPs* trifásicos aplicados em sistemas elétricos trifásicos a quatro fios. Características e peculiaridades das topologias foram apresentadas.

Um novo algoritmo foi proposto. Este algoritmo permite a seleção entre compensar ou não compensar as componentes fundamentais de seqüência negativa e ordem zero. Desta forma é possível compensar ou não compensar o desequilíbrio das correntes de linha. Aumentando o leque de opções na hora de se implementar um *FAP* trifásico a quatro fios. Simulações digitais comprovaram a eficácia do algoritmo proposto.

Também foi verificado que as topologias estudadas apresentaram um resultado satisfatório no que diz respeito à compensação das parcelas oscilantes da potência.

Neste trabalho foi mostrado que os filtros ativos paralelos são uma opção interessante quando se faz necessária à compensação de harmônicos de corrente.

6.1.2 Propostas de continuidade

Como proposta para a continuidade dos trabalhos é sugerida a implementação prática dos filtros ativos paralelos trifásicos apresentados. A utilização de um processador de sinais digital (*DSP - Digital Signal Processing*), permitirá o cálculo das correntes de compensação de forma praticamente instantânea podendo ser usado para a implementação dos algoritmos de compensação apresentados neste trabalho.

6.2 Publicações

Como resultado deste trabalho foi publicado um artigo no **Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência COBEP/2009**, “*A Single-Phase UPS System With Harmonic Suppression And Reactive Power Compensation*”. Também foi aceito outro trabalho denominado, “*SRF – based Controllers Applied to Shunt Active Power Filters in Three-Phase Four-Wire Systems*” no **International Conference on Industrial Technology. IEEE – ICIT 2010**, Chile.

Bibliografia

- [01] Watanabe, E. H. & Stepham, R. M. “Potência Ativa e Reativa Instantânea em Sistemas Elétricos com Fontes e Cargas Genéricas” – SBA, Rev. Controle & Automação, Vol. 3 nº1, Mar/Abr.1991.
- [02] Silva, S. A. O., Modesto, R. A., “Active Power Line Compensation Applied to a Three-Phase Line Interactive UPS System Using SRF Method,” IEEE/PESC, pp. 2358-2362, 2005.
- [03] Silva, S. A. O., Modesto, R. A., Barbosa, L. R., “Dynamic Response Improvement of a Three-Phase Line Interactive UPS System with Active Power Line Conditioning,” IEEE/PESC, pp. 1055-1059, 2007.
- [04] Hunt, P. B., Robertson D. I., Bretherton R. D., and Winton R. I. “O impacto dos problemas de qualidade de energia em instalações elétricas, o caso particular das perturbações harmônicas”. Report, Faculdade de Ciências e Tecnologia - Universidade de Coimbra, Coimbra, Portugal,2007.
- [05] Couto, Carlos S. Júlio Martins and AFONSO João Luiz. Qualidade de energia eléctrica.
- [06] Instituto Brasileiro do Cobre. <http://www.procobre.org>
- [07] Barbi, Ivo. “Eletrônica de Potência”, Edição do Autor. Florianópolis, 2006.
- [08] Dugan, Roger C., MARK . Frank MacGranaghan, and Beaty. H. Wayne. “Electrical power systems quality”, McGraw-Hill, New York, 1996.
- [09] Pomilio, José Antenor. “Pré-reguladores de fator de potência”. Notas de aulas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação - UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS, São Paulo, Brasil, 2007.
- [10] Silva, Sérgio Augusto Oliveira da. “Sistemas de energia ininterrupta line interactive trifásicos com compensação ativa de potência série e paralela”. Tese de doutorado, Programa de Pós- Graduação em Engenharia Elétrica Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brasil, 2001.
- [11] J. Arrillaga, D. A. Bradley and P. S. Bodger, "Power System Harmonics," John Wiley & Sons, Inc., 1985.

- [12] ANEEL- Agência Nacional de Energia Elétrica – “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST”, Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica, Resolução nº 345 / 2008. 16 / 12 / 2008
- [13] Das, J.C. PE, Sr. MIEE. “Passive Filters-Potentialities and Limitations”, Amec Inc. Atlanta, Geórgia, IEEE, 2003
- [14] Divan, D. M. S., Bhattacharya and Banerjee B. B. Synchronous frame harmonic isolator using active series filter. EPE’91, 03, 1991.
- [15] Singh, B. V. Verma, A. Chandra and K. Al-Haddad. “Hybrid filters for power quality improvement”, IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib., Vol. 152, No. 3, May 2005.
- [16] Silva. Sérgio Augusto Oliveira da. Qualidade da energia elétrica em plantas industriais (notas de aula) - II curso de especialização em automação e controle de processos industriais - II ceacp. Report, Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, Cornélio Procópio, Brasil, 2004.
- [17] Watanabe, Edson H., Maurício Aredes. “Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações –Filtros Ativos e FACTS” - Laboratório de Eletrônica de Potência. Rio de Janeiro, Brazil, 2004.
- [18] Inzunza, Rubén and Akagi, Hirofumi. “A 6.6-kV Transformerless Shunt Hybrid Active Filter for Installation on a Power Distribution System”, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 20, No. 4, July 2005.
- [19] Ahrabian, Ghasem, Farhad Shahnian and Mehrdad Tarafdar Haque. “Hybrid Filter Applications for Power Quality Improvement of Power Distribution Networks Utilizing Renewable Energies”. IEEE ISIE 2006, July 9-12, 2006, Montreal, Quebec, Canada.
- [20] Wong, Man-Chung, Chi-Seng Lam and Ning-Yi Daí. “Comparison of Structure Topologies for Hybrid Filters”. Downloaded on October 12, 2009 at 23:44 from IEEE Xplore.
- [21] Peng, F.Z., H.Akagi, A.Nabae. “A New Approach To Harmonic Compensation In Power Systems”, IEEE, 1988.
- [22] Pöttker, Fabiana de Souza, “Correção do fator de potência para instalações de baixa potência empregando Filtro Ativo”, Tese de doutorado. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, julho de 2000.
- [23] Liu, Jinjun, Jun Yang, Zhaoan Wang, “A New Approach For Single-Phase Harmonic Current Detecting And Its Application In A Hybrid A C T N Power Filter”. IEEE, 1999.
- [24] Modesto, Rodrigo Augusto. Método de compensação ativa de potência aplicado a um filtro ativo paralelo monofásico. Dissertação de mestrado, UEL, Londrina, Brasil, 2007.

- [25] Braga, Henrique A. C. e Ivo Barbi, “Conversores Estáticos Multiníveis – Uma Revisão”, SBA Controle & Automação Vol. 11 no. 01 / Jan., Fev., Mar, Abril de 2000
- [26] Pöttker, Fabiana de Souza e Dr. Ivo Barbi DR. ING.. “Filtros Ativos Monofásicos Para Instalações De Média Potência”.
- [27] Nabae, Akira, Isao Takahashi, and Hirofumi Akagi,” A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter”, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. Ia-17, No. 5. September/October 1981.
- [28] Lindeke, Dirk, “Projeto de um filtro Ativo Paralelo de 1KVA usando Técnicas de Controle Analógico e Digital. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, fevereiro de 2003.
- [29] Khadkikar, V. and A Chandra, “An Independent Control Approach for Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter Based on Three H-Bridge Topology under Unbalanced Load Conditions”, IEEE 2008.
- [30] Peng, F. Z., Akagi H. and Nabae A., "A Study of Active Power Filters Using Quad-Series Voltage-Source PWM Converters for Harmonic Compensation," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 5, no. 1, January 1990
- [31] Ortmann, Márcio Silveira. “Filtro ativo trifásico com controle vetorial utilizando dsp: Projeto e implementação.” Dissertação de mestrado, INEP-PGEEL-UFSC, Florianópolis, Brasil, 2008.
- [32] Silva, Sérgio Augusto Oliveira da, Modesto. R. A., “Active power line compensation applied to a three-phase line interactive ups system using srf method.”, IEEE/PESC, pp. 2358–2362, 2005.
- [33] Silva, Sérgio Augusto Oliveira da and et. al. Dynamic response improvement of a three-phase line interactive ups system with active power line conditioning. PESC, pp.1055–1059, 2007.
- [34] IEEE Std. 519-1992, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems," June 1992.
- [35] Pomílio, José Antenor. Pré-reguladores de fator de potência. Notas de aulas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação - UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS, São Paulo, Brasil, 2007.
- [36] Barbi, Ivo. “Eletrônica de Potência: Projetos de fontes chaveadas”.2º edição Florianópolis: ed. do Autor, 2007.
- [37] Dalvand, H., M. T. Nguyen, N. M. Kwok and Q. P. Ha. “A New Hybrid Filter for Power Quality Improvement in Unbalanced Load Conditions”. IEEE, Conf. on Control, Automation, Robotics and Vision Hanoi, Vietnam, 17–20 December 2008.
- [38] Akagi H., Kanagawa Y. and Nabae A., “Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in the Three-Phase Circuits”. JIEE IPEC-Tokyo pp.1375, 1983.

- [39] IEEE. std 519-1992. IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems. Report, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc - IEEE, New York, USA, 2001.
- [40] Vodyakho, Oleg, Taehyung Kim and Sangshin Kwak. "Three-Level Inverter Based Active Power Filter for the Three-Phase, Four-Wire System". IEEE, PESC 2008.
- [41] Akagi H., Kanagawa Y. and Nabae A., "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components". *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 20, No 3, May/June, 1984 pp. 625-630.
- [42] Lima A. G. G. and Greenhalgh A. B., "Active Filters and the Zero Sequence Component," COBEP'93, vol. 1, pp. 210-224, 1993.
- [43] L. E. Borges da Silva, E. H. Takauti, G. Lambert Torres, V. F. da Silva, J. Haddad, L. E. de Oliveira "Desenvolvimento e Implantação de um Filtro Ativo de Potência", II Citenel, pp. 879-884, 2003.
- [44] S. Bhattacharya, D. M. Divan and B. B. Banerjee, "Synchronous Frame Harmonic Isolator Using Active Series Filter", EPE'91, vol. 3, pp. 30-35, 1991.
- [45] Kaura, V. and Blasko V. "Operation of a Phase Locked Loop System under Distorted Utility Conditions," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, no. 1, pp. 58-63, Jan./Feb., 1997.
- [46] W. Leonhard, "Control of Electrical Drives. Berlin, Germany: Springer"- Verlag, 1985.
- [47] Silva, S. A. O. ; Campanhol, L. B. G. ; Goedel ; Nascimento, C. F. ; Paiao, D. . "A Comparative Analysis of p-PLL Algorithms for Single-Phase Utility Connected Systems". In: 13th European Power Electronics Conference and Applications EPE 2009, Barcelona. 13th European Power Electronics Conference and Applications EPE 2009. p. 1-10.
- [48] Silva, S. A. O., Novochadlo, R and Modesto, R. A., "Single-Phase PLL Structure Using Modified p-q Theory for Utility Connected Systems", in Proceedings of Power Electronics Specialists Conference, PESC, 2008.

Apêndice A

Projeto dos Ganhos K_p e K_i dos Controladores PI

Neste trabalho foram utilizados controladores PI nas malhas de tensão e corrente dos Filtros Ativos Paralelos. O controlador PI adotado foi do tipo paralelo conforme mostrado na Fig. A1. A função de transferência do controlador ($G_c(s)$) é dada pela equação (a1).

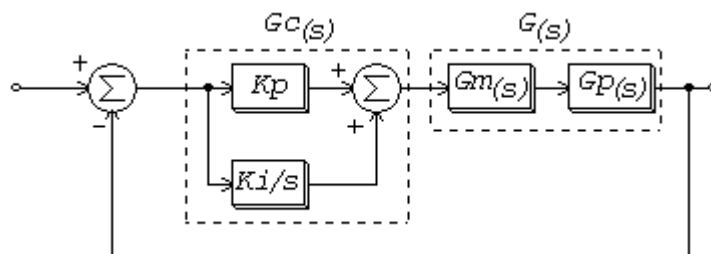


Fig. A1 – Diagrama de blocos da Malha fechada (malha de tensão ou corrente).

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \quad (a1)$$

O controlador PI comporta-se fundamentalmente como um filtro passa-baixas:

- O pólo na origem promove um aumento do ganho nas baixas frequências, portanto quando $f \rightarrow 0$. Neste caso o ganho aumenta consideravelmente e reduz o erro estacionário a valores muito pequenos;
- O controlador PI também contribui para a redução do ganho nas altas frequências o que permite se obter a estabilidade do sistema.

Sistemas que apresentam uma maior relação de amortecimento apresentam menor overshoot e possuem respostas menos oscilatórias. Além disso, sistemas com maior amortecimento apresentam maior margem de fase. Portanto, a margem de fase tem influencia direta na resposta de um sistema.

A frequência de cruzamento tem influência no tempo de resposta de um sistema. Quanto maior a frequência de cruzamento menor será o tempo de resposta.

Para o cálculo dos ganhos Kp e Ki foram utilizados os parâmetros de margem de fase do sistema compensado (θ_c) e frequência de cruzamento (ω_c).

Fazendo $s=j\omega$ a equação (a1) pode ser reescrita pela equação (a2).

$$G_{C(j\omega)} \Big|_{\omega=\omega_c} = Kp + \frac{Ki}{j\omega_c}$$

$$= \frac{j\omega_c \cdot Kp + Ki}{j\omega_c} \cdot \left(\frac{j\omega_c}{j\omega_c} \right) = \frac{-\omega_c^2 \cdot Kp + j\omega_c Ki}{-\omega_c^2} = Kp - \frac{jKi}{\omega_c} \quad (a2)$$

As equações seguintes são baseadas na Fig. A2.

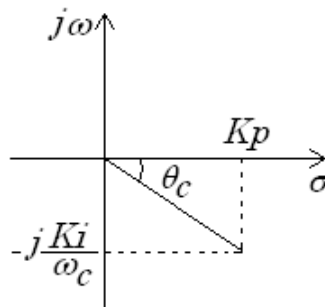


Fig. A2 – Plano s controlador PI

Assim conforme Fig. A2:

$$\operatorname{tg} \theta_c = \frac{-Ki}{Kp \cdot \omega_c}$$

Assim:

$$Ki = -Kp \cdot \omega_c \cdot \operatorname{tg} \theta_c \quad (a3)$$

O módulo de $G_{C(s)}$ é obtido conforme mostrado a seguir:

$$\left| G_{C(j\omega)} \right|_{\omega=\omega_c} = Mc = \sqrt{Kp^2 + \left(\frac{-jKi}{\omega_c} \right)^2}$$

$$Mc = \frac{\sqrt{\omega_c^2 \cdot Kp^2 + Ki^2}}{\omega_c^2}$$

$$Kp^2 = \frac{Mc^2 \cdot \omega_c^2 - Ki^2}{\omega_c^2}$$

$$K_p = \frac{\sqrt{Mc^2 \cdot \omega_c^2 - (Ki)^2}}{\omega_c} \quad (a4)$$

Substituindo a equação (a3) na equação (a4), obtém-se:

$$K_p = \frac{\sqrt{Mc^2 \cdot \omega_c^2 - (-K_p \cdot \omega_c \cdot \operatorname{tg} \theta_c)^2}}{\omega_c}$$

$$K_p^2 \cdot \omega_c^2 + K_p^2 \cdot \omega_c^2 \cdot \operatorname{tg}^2 \theta_c = Mc^2 \cdot \omega_c^2$$

Colocando K_p^2 em evidência e aplicando a identidade trigonométrica do termo contendo a tangente obtém-se:

$$K_p^2 \cdot \left(1 + \frac{\operatorname{sen}^2 \theta_c}{\operatorname{cos}^2 \theta_c}\right) = Mc^2$$

Aplicando-se a identidade trigonométrica no termo em parênteses, obtém-se:

$$K_p^2 \cdot \left(\frac{\operatorname{cos}^2 \theta_c + \operatorname{sen}^2 \theta_c}{\operatorname{cos}^2 \theta_c}\right) = Mc^2$$

$$K_p^2 \cdot \left(\frac{1}{\operatorname{cos}^2 \theta_c}\right) = Mc^2$$

$$K_p^2 = \sqrt{Mc^2 \cdot \operatorname{cos}^2 \theta_c}$$

$$K_p = Mc \cdot \operatorname{cos} \theta_c \quad (a5)$$

A equação (a5) determina o valor do ganho proporcional. A equação (a5) também pode ser obtida diretamente da Fig. A2 encontrando a projeção de $G_c(s)$ no eixo das abscissas.

A função de transferência da planta é dada pela Fig. A1 assim, obtém-se:

$$G(s) = G_m(s) \cdot G_p(s) \quad (a6)$$

Na frequência de cruzamento desejada o módulo e a fase de $G(s)$ é dado respectivamente pelas equações (a7) e (a8).

$$Mg_{db} = |G_{(j\omega)}|_{\omega=\alpha} \quad (a7)$$

$$\varphi_g = \angle G_{(j\omega)}|_{\omega=\alpha} \quad (a8)$$

É possível determinar o módulo de M_c fazendo:

$$M_c = -Mg \quad (a9)$$

A margem de fase desejada é dada pela equação (a10).

$$\theta_d = \theta_c + (\theta_{sc} + 180^\circ) \quad (a10)$$

Assim isolando θ_c da equação (a10) e determinando θ_{sc} é possível calcular a margem de fase que o controlador deverá possuir para que a margem de fase desejada seja obtida, desta forma:

$$\theta_c = \theta_d - (\theta_{sc} + 180^\circ) \quad (a11)$$

Os ganhos K_p e K_i podem ser obtidos através das equações (a3), (a5), (a7), (a8), (a9) e (a11).

Segundo Barbi [36], em sistemas chaveados a margem de fase é mantida entre 45° a 90° . A frequência de corte deve ser a mais alto possível de maneira a se obter uma resposta rápida do sistema. Segundo [36] a frequência de corte deve se situar em torno de $\omega_c \approx \omega_s/4$, pois se for utilizada uma frequência de corte muito próxima da frequência de chaveamento o sistema não pode mais se tratado como sistema contínuo.

Apêndice B

Sistema PLL - Phase Locked Loop

A abordagem apresentada neste apêndice foi apresentada em [10]. O modelo apresentado é apropriado para ser implementado via *software*.

A Fig. B1 mostra o diagrama de blocos de um circuito PLL trifásico. As grandezas de entrada circuito PLL são as tensões de linha v_{ba} e v_{bc} .

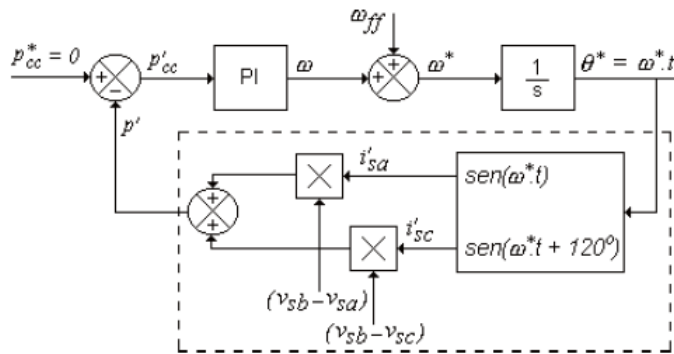


Fig. B1 – Diagrama do circuito PLL trifásico (fonte [10])

Conforme mostrado na Fig. B1 a malha do circuito PLL procura anular a componente CC da potência instantânea trifásica de entrada p' . O diagrama da Fig. B2 apresenta as potências, tensões e correntes envolvidas no PLL mostrado na Fig. B1.

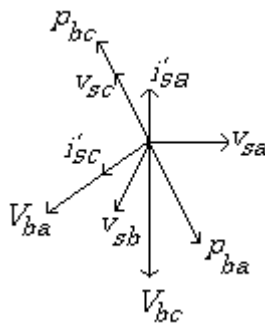


Fig. B2 – Diagrama das tensões, correntes e potências no PLL trifásico

Na Fig. B2 a potência p_{bc} é dada por $p_{bc} = V_{bc} \cdot i'_{sc}$ e a potência p_{ba} por $p_{ba} = V_{ba} \cdot i'_{sa}$.

A potência instantânea p é dada pela equação (b1).

$$p = v_{sa}i_{sa} + v_{sb}i_{sb} + v_{sc}i_{sc} = p_{cc} + p_{ca} \quad (b1)$$

Considerando as correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} equilibradas, a soma destas correntes é igual a zero portanto (b1) pode ser escrita por (b2):

$$p = v_{sa}i_{sa} + v_{sb}(-i_{sa} - i_{sc}) + v_{sc}i_{sc} = (v_{sa} - v_{sb})i_{sa} + (v_{sc} - v_{sb})i_{sc} = V_{ab}i_{sc} + V_{cb}i_{sc} \quad (b2)$$

Considerando uma rede com seqüência de fase a-b-c as tensões de linha podem ser escritas por:

$$\begin{cases} V_{ab} = \sqrt{3}V_m \text{sen}(\theta + 30^\circ) \\ V_{cb} = \sqrt{3}V_m \text{sen}(\theta + 90^\circ) \end{cases} \quad (b3)$$

Considerando a Fig. B1 a potência instantânea p' é dada pela equação (b4).

$$p' = V'_{ab}i'_{sa} + V'_{cb}i'_{sc} \quad (b4)$$

Onde:

$$\begin{cases} V'_{ab} = k_1 \text{sen}(\theta + 30^\circ) \\ V'_{cb} = k_1 \text{sen}(\theta + 90^\circ) \\ i'_{sa} = k_2 \text{sen}(\theta^*) \\ i'_{sc} = k_2 \text{sen}(\theta^* + 120^\circ) \end{cases} \quad (b5)$$

Para que a componente cc de p' seja anulada a saída do integrador deverá ser:

$$\theta^* = \theta' + 90^\circ \quad (b6)$$

O erro entre o ângulo da rede e o ângulo do PLL é dado pela equação (b7). Substituindo as equações (b5), (b6) e (b7) em (b4), determina-se à nova potência p conforme equação (b8). A constante k varia em função da variação das amplitudes das tensões e correntes de entrada. No modelo do PLL é assumido $k = 1$.

$$\Delta\theta = \theta - \theta' \quad (b7)$$

$$p' = k \text{sen}(\Delta\theta) \quad (b8)$$

Na Fig. B3 é mostrado o modelo simplificado do PLL deduzido a partir da equação (b8). O termo $\text{sen}(\Delta\theta)$ comporta-se linearmente para pequenos valores de $\Delta\theta$, ou seja, $\text{sen}(\Delta\theta) \approx \Delta\theta$ [45].

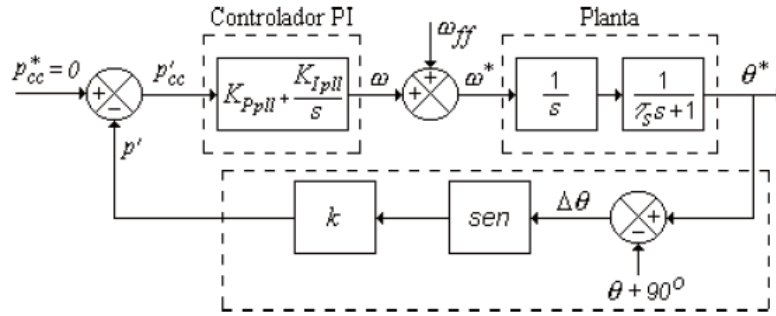


Fig. B3 – Modelo de controle do sistema PLL trifásico (fonte[10])

A função em malha aberta da Fig. B3 considerando um atraso no caminho direto do modelo do PLL devido ao tempo de amostragem T_s é dada pela equação (b9).

$$G_{ma}(s) = \left(\frac{sK_{Ppll} + K_{Ipll}}{s} \right) \cdot \left(\frac{1}{s} \right) \cdot \left(\frac{1}{s\tau_s + 1} \right) = \frac{sK_{Ppll} + K_{Ipll}}{s^3\tau_s + s^2} \quad (b9)$$

O cálculo dos ganhos do controlador PI foi obtido através do método “*symmetrical optimum*” [46] apud [45]. Aplicando-se o método “*symmetrical optimum*”, através da equação (b9) encontra-se as equações (b10) e (b11), onde δ é um fator de normalização. Assim, o ganho proporcional K_{Ppll} é dado pela equação (b12).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{\delta} \omega_c = \frac{K_{Ipll}}{K_{Ppll}}, \delta \omega_c = \frac{1}{\tau_c}, \tau_c = \frac{T_s}{2\pi} \end{array} \right. \quad (b10)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |G_{oL}(j\omega_c)| = 1 \\ |G_{oL}(j\omega_c)| = 20 \log |G_{oL}(j\omega_c)|_{s=j\omega_c} = 0 \end{array} \right. \quad (b11)$$

$$K_{Ppll} = \frac{\omega_c}{k} \quad (b12)$$

Através da equação (b13) se obtém a função de transferência a malha fechada e pela equação (b14) os pólos da mesma. A relação entre o fator de amortecimento ζ e o fator de normalização δ é dada pela equação (b15)

$$G_{cL}(s) = \frac{\omega_c^2 \delta (s + \omega_c / \delta)}{(s + \omega_c) \cdot [s^2 + \omega_c (\delta - 1) s + \omega_c^2]} \quad (b13)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} s_1 = -\omega_c, \\ s_{2,3} = \omega_c \left[-\left(\frac{\delta - 1}{2} \right) \pm j \sqrt{1 - \left(\frac{\delta - 1}{2} \right)^2} \right] \end{array} \right. \quad (b14)$$

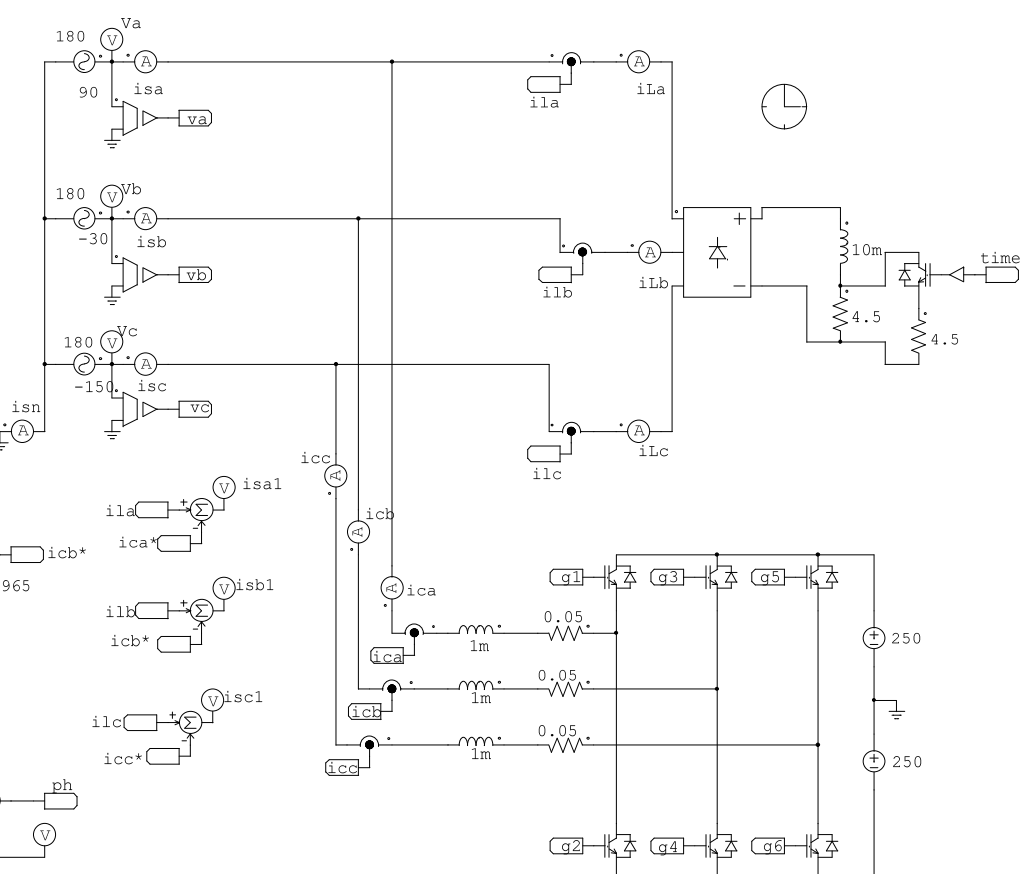
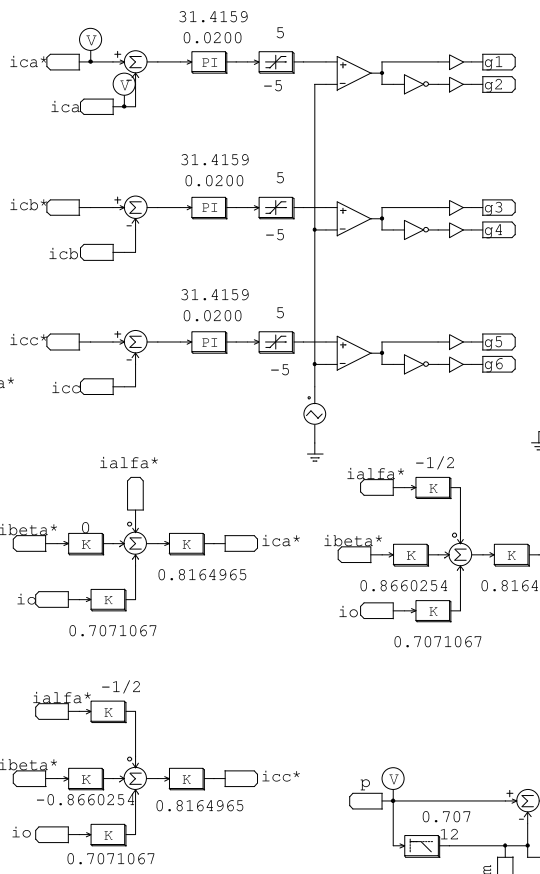
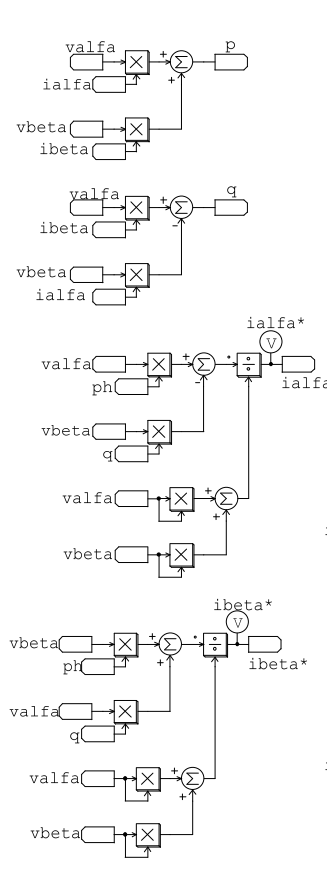
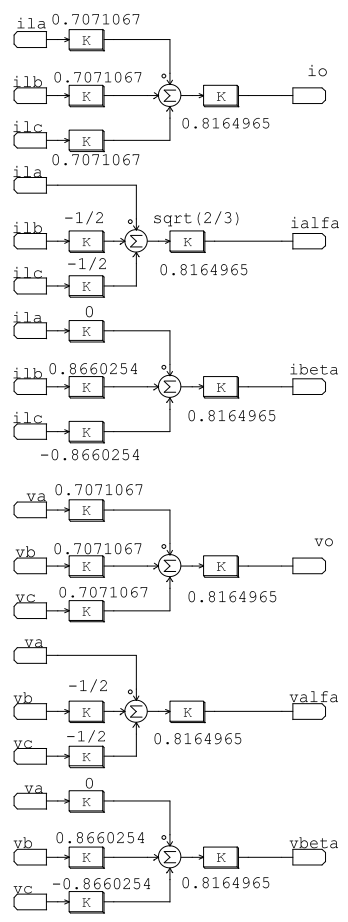
$$\delta = 2\zeta + 1 \quad (b15)$$

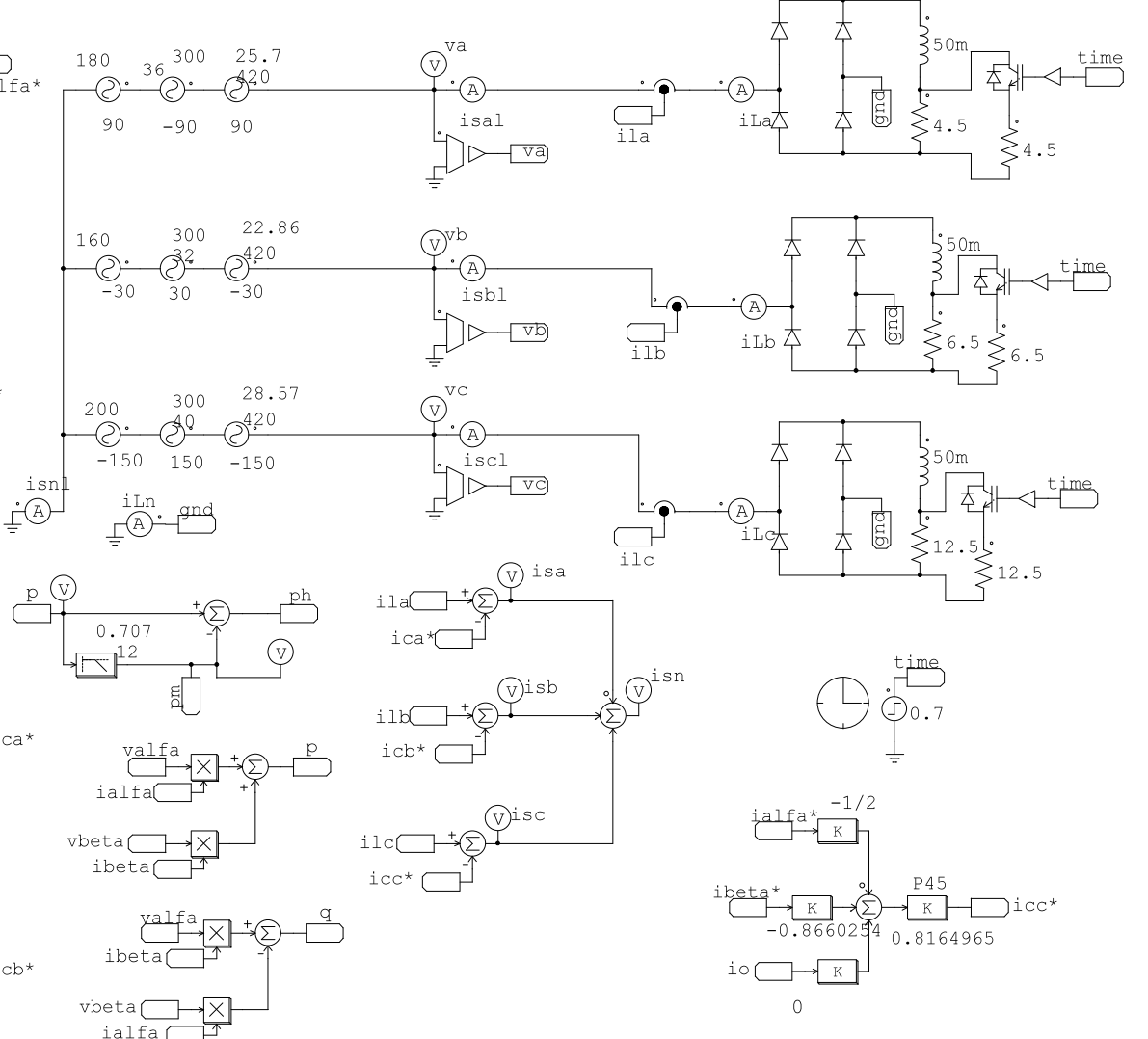
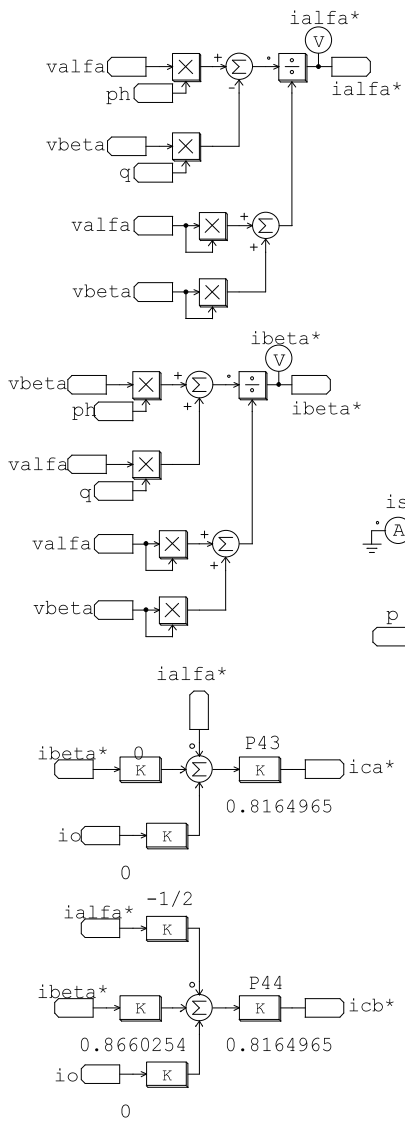
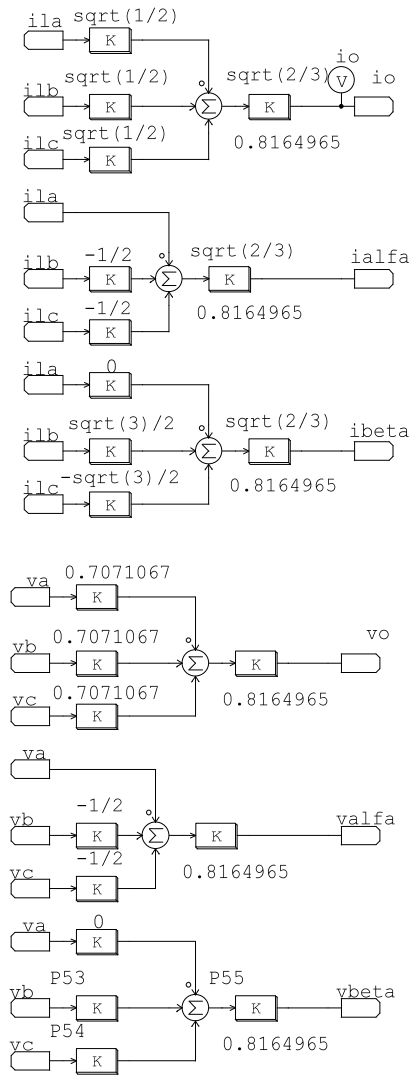
Com a escolha adequada do fator de amortecimento ζ e através das equações (b10), (b12) e (b15), é possível ajustar os ganhos do controlador *PI*.

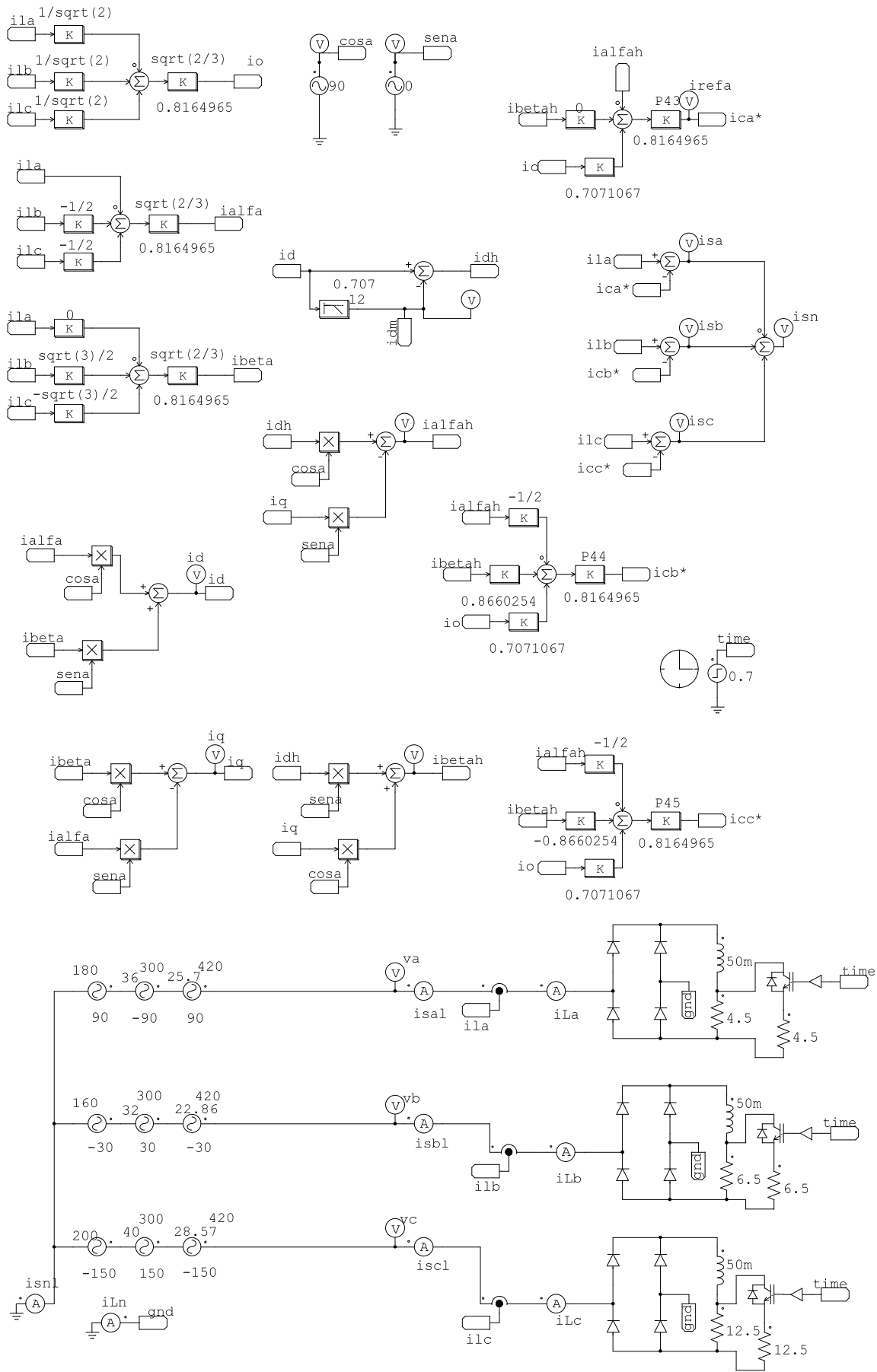
Apêndice C

Esquemas dos algoritmos apresentados no capítulo 3

Os esquemas apresentados neste apêndice são referentes às simulações apresentadas no capítulo 3. Nestas simulações as correntes de compensação não são sintetizadas por um inversor. A intenção é o estudo dos algoritmos. Vale ressaltar que também não está incluída a malha de controle de tensão do barramento *CC*. As correntes compensadas são obtidas através da subtração da corrente de compensação i_{c^*} da corrente de carga i_L de cada fase.







Apêndice D

Esquemas dos algoritmos apresentados no capítulo 5

Os esquemas apresentados neste apêndice são referentes às simulações apresentadas no capítulo 5. Nestas simulações as correntes de compensação são sintetizadas pelas diferentes topologias de inversor apresentadas e injetadas na rede de maneira a compensar as correntes de carga. Vale ressaltar que em todas as simulações estão presentes as malhas de tensão responsáveis por compensar as perdas e manter a regulação da tensão do barramento *CC*.

