

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA



DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Controle Discreto de Sinais Trifásicos
Distorcidos e Desbalanceados Baseado na
Transformada de Fourier de Vetores Espaciais

Maherbson Andrew de Carvalho Arcanjo

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**Controle Discreto de Sinais Trifásicos
Distorcidos e Desbalanceados Baseado
na Transformada de Fourier de Vetores
Espaciais**

por

MAHERBSON ANDREW DE CARVALHO ARCANJO

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do
grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Francisco A. S. Neves, D.Sc.
CO-ORIENTADOR: Gustavo M. S. Azevedo, D.Sc.

Recife, Abril de 2013.

Catálogo na fonte
Bibliotecária Margareth Malta, CRB-4 / 1198

A668c Arcanjo, Maherbson Andrew de Carvalho.
Controle discreto de sinais trifásicos distorcidos e desbalanceados baseado na transformada de Fourier de vetores espaciais / Maherbson Andrew de Carvalho Arcanjo. - Recife: O Autor, 2013.
90 folhas, il., gráfs., tabs.

Orientador: Prof. Dr. Francisco de Assis dos Santos Neves.
Coorientador: Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo.
Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2013.
Inclui Referências e Apêndices.

1. Engenharia Elétrica. 2. Qualidade de energia elétrica. 3. Controle de corrente. 4. Filtro ativo de potência. I. Neves, Francisco de Assis dos Santos. (Orientador). II. Azevedo, Gustavo Medeiros de Souza. (Coorientador). III. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2014-239



Universidade Federal de Pernambuco
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

MAHERBSON ANDREW DE CARVALHO ARCANJO

TÍTULO

**“CONTROLE DISCRETO DE SINAIS TRIFÁSICOS
DISTORCIDOS E DESBALANCEADOS BASEADO NA
TRANSFORMADA DE FOURIER DE VETORES ESPACIAIS”**

A comissão examinadora composta pelos professores: FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, DEE/UFPE, LEONARDO RODRIGUES LIMONGI, DEE/UFPE, GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO, DEE/UFPE e ERNANE ANTÔNIO ALVES COELHO, DEE/UFU, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **MAHERBSON ANDREW DE CARVALHO ARCANJO APROVADO.**

Recife, 26 de abril de 2013.

CÉCILIO JOSÉ LINS PIMENTEL
Coordenador do PPGEE

FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES
Orientador e Membro Titular Interno

ERNANE ANTÔNIO ALVES COELHO
Membro Titular Externo

LEONARDO RODRIGUES LIMONGI
Membro Titular Interno

GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO
Co-Orientador e Membro Titular Externo

Aos meus amados pais

Manoel e Alda.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por me permitir essa conquista.

Aos meus pais Manoel e Alda pela educação, apoio e incentivo a mim dedicados. Ao meu irmão Ayrllw pela amizade sincera. À minha família como um todo por ser o alicerce em que me firmo até os dias de hoje.

Ao professor Francisco de Assis dos Santos Neves pela orientação e encorajamento para a conclusão desta dissertação. Ao professor Gustavo Medeiros de Souza Azevedo pelo constante apoio e auxílio nos experimentos. Aos professores Ernane Antônio Alves Coelho e Leonardo Rodrigues Limongi pelas sugestões para o aperfeiçoamento deste trabalho.

Aos professores José Maurício, Fabrício Bradaschia e Marcelo Cabral pelos sábios conselhos e conhecimentos a mim fornecidos.

Aos amigos Alexandre Farias, Carlos Menezes, Luiz Rodrigues, Robson Câmara, Roberto Dias, Pedro Ernesto, Helber Elias, Emerson Sarmanho, Thiago Cordeiro e Priscila pelo companheirismo.

Aos meus grandes amigos Alexsandro Aleixo, Carlos Henrique, Sandro Ferreira, Vitor Emerenciano e Icaro Hans pelo apoio e lealdade.

Agradeço, enfim, a todos que contribuíram para realização desse trabalho, mas que por algum motivo não foram citados nominalmente. Muito Obrigado.

MAHERBSON ANDREW DE CARVALHO ARCANJO

Universidade Federal de Pernambuco

26 de Abril de 2013

Resumo da Dissertação apresentada à UFPE como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

**CONTROLE DISCRETO DE SINAIS TRIFÁSICOS
DISTORCIDOS E DESBALANCEADOS BASEADO
NA TRANSFORMADA DE FOURIER DE VETORES
ESPACIAIS**

Maherbson Andrew de Carvalho Arcanjo

Abril/2013

Orientador: Francisco A. S. Neves, D.Sc.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Palavras-chaves: Qualidade de Energia Elétrica, Controle de Corrente, Filtro Ativo de Potência

Número de páginas: 74

Este trabalho apresenta uma nova técnica de controle de grandezas trifásicas capaz de fazê-las seguir uma referência trifásica de ordem harmônica e sequência específicas. A proposta foi motivada pela necessidade de impor correntes distorcidas e desbalanceadas em filtros ativos trifásicos, mas pode ser aplicada no controle de outras grandezas trifásicas. O controlador proposto é baseado na transformada de *Fourier* de vetores espaciais (Space Vector Fourier Transform - SVFT) de onde é retirada a propriedade de seguimento rápido e preciso de um sinal trifásico de ordem harmônica e sequência específicas. As principais vantagens da técnica de controle proposta são: sua inerente característica discreta, não incorrendo em problemas devido à discretização; sua seletividade no que diz respeito às componentes que se deseja controlar; o baixo esforço computacional requerido por sua implementação recursiva e ainda a possibilidade de se controlar várias componentes harmônicas com o mesmo controlador. Algumas teorias de potência e estratégias de compensação de distúrbios para filtros ativos de corrente são estudadas, sendo uma delas escolhida para que a técnica de controle de corrente seja utilizada adequadamente. Para validar a técnica de controle, resultados de simulação e experimentais são apresentados.

Abstract of Mastersthesis presented to UFPE as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering

**DISCRETE CONTROL OF DISTORTED AND
UNBALANCED THREE-PHASE SIGNALS BASED
ON SPACE VECTOR FOURIER TRANSFORM**

Maherbson Andrew de Carvalho Arcanjo

April/2013

Supervisor: Francisco A. S. Neves, D.Sc.

Area of Concentration: Energy Processing

Keywords: Power Quality, Current Control, Active Power Filter

Number of pages: 74

This work presents a new control technique for three-phase quantities able to make them track a reference with specific sequence and harmonic component. The proposed technique was motivated by the need to impose unbalanced and distorted currents in three-phase active filters, but can be applied for controlling other three-phase quantities. The proposed controller is based on the space vector *Fourier* transform (SVFT) where the property of tracking a three-phase signal with specific sequence and harmonic component is availed. The main advantages of the proposed control technique are: its inherent discrete time implementation, avoiding problems due to the discretization; its selectivity to control specific harmonic components; low computational effort required for the recursive implementation and even the possibility to control many harmonic components with the same controller. Some power theories and disturbances compensation strategies for current active power filters are studied and one of them is chosen so that the current control technique can be used properly. For validating the control technique, simulation and experimental results are presented.

CONTEÚDO

LISTA DE FIGURAS	x
LISTA DE TABELAS	xii
LISTA DE NOMENCLATURAS E SÍMBOLOS	xiii
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Organização da Dissertação	4
2 TEORIAS DE POTÊNCIA	5
2.1 Origem das definições de potência	5
2.1.1 No domínio da frequência	5
2.1.2 No domínio do tempo	7
2.1.3 Origem das correntes ativas em sistemas polifásicos	9
2.2 A teoria <i>FBD</i>	12
2.3 Potência aparente instantânea coletiva (s_{Σ}) no espaço vetorial .	14
2.4 Potência instantânea em um sistema trifásico genérico	15
2.5 A teoria <i>p-q</i>	18
2.5.1 A teoria <i>p-q</i> em sistemas trifásicos a 3 fios	20
2.5.2 A teoria <i>p-q</i> em sistemas trifásicos a 4 fios	24
2.6 A teoria <i>p-q</i> modificada	24
2.7 Potência instantânea no sistema de coordenadas <i>d-q-z</i>	26
2.8 Considerações finais	29
3 FILOSOFIAS DE CONTROLE DE FILTROS ATIVOS EM PARALELO	31
3.1 Estratégia de Compensação 1 - Cancelamento das correntes não ativas	32

3.2	Estratégia de Compensação 2 - Obtenção de correntes senoidais equilibradas	35
3.3	Considerações finais	37
4	CONTROLE DE CORRENTE BASEADO NA TRANSFORMADA DE FOURIER DE VETORES ESPACIAIS	38
4.1	A SVFT	38
4.1.1	Implementação Recursiva da SVFT	41
4.1.2	SVFT para sinais monofásicos	42
4.2	O controlador baseado na SVFT	43
4.2.1	Implementação do controlador para múltiplas componentes harmônicas	44
4.2.2	Aplicação ao controle de variáveis monofásicas	45
4.3	Análise do controle proposto	46
4.3.1	Resposta em frequência do controlador	47
4.3.2	Análise de estabilidade	49
4.4	Resultados experimentais	50
4.5	Considerações finais	54
5	APLICAÇÃO DO CONTROLE DE CORRENTE BASEADO NA SVFT AO FILTRO ATIVO	56
5.1	Implementação computacional do controlador de corrente	58
5.2	Resultados de simulação	59
5.3	Resultados experimentais	62
5.4	Considerações finais	67
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	68
6.1	Sugestões para trabalhos futuros	69
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	70

LISTA DE FIGURAS

2.1	Sistema multifásico.	10
2.2	Potências instantâneas no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$	15
2.3	Sistema trifásico genérico.	15
2.4	Vetores espaciais instantâneos.	20
2.5	Significado físico de p e q	23
2.6	Vetor tensão nos sistemas de coordenadas $\alpha\beta$ e dq	26
2.7	Vetores de tensão e corrente no sistemas de coordenadas $d-q-z$	28
3.1	Representação básica da conexão do filtro ativo em paralelo à rede	31
3.2	Estratégia de compensação 1	33
3.3	Tensão da fonte v_S	33
3.4	Correntes no lado da fonte (i_S), no lado da carga (i_L), no neutro da fonte ($i_S(n)$) e no neutro da carga ($i_L(n)$)	34
3.5	potências no lado da fonte e no lado da carga - Estratégia 1	34
3.6	Estratégia de compensação 2	35
3.7	Correntes no lado da fonte (i_S), no lado da carga (i_L), no neutro da fonte ($i_S(n)$) e no neutro da carga ($i_L(n)$)	36
3.8	potências no lado da fonte e no lado da carga - Estratégia 2	36
4.1	Estrutura básica do controlador baseado em SVFT	43
4.2	Localização do modelo do sinal de entrada replicado em uma malha fechada	43
4.3	Diagrama do VSI e carga utilizados para a avaliação do controle.	46
4.4	Diagrama de blocos do regulador equivalente analisado.	47
4.5	Resposta em frequência da função de transferência da SVFT obtida por 4.20.	47
4.6	Resposta em frequência da função de transferência do controlador baseado em SVFT	48

4.7	Diagrama de blocos do sistema utilizado para análise do controlador . . .	49
4.8	Resposta em frequência do sistema em malha fechada para $N_c = \{-5, -1, 1, 7\}$	49
4.9	Polos do sistema em malha fechada.	50
4.10	Resposta transitória das correntes de saída do inversor.	51
4.11	Correntes de saída do inversor em regime permanente.	52
4.12	Correntes de referência e medida em regime permanente.	52
4.13	Erro em regime permanente nas fases a, b e c	53
4.14	Modulo do vetor erro.	54
4.15	Avaliação do conteúdo harmônico das correntes de saída do inversor. . .	54
5.1	Diagrama esquemático da montagem experimental do filtro ativo. . . .	56
5.2	Diagrama do controle.	57
5.3	Diagrama de blocos do controlador de corrente.	58
5.4	Diagrama de blocos do controlador de corrente modificado.	59
5.5	Correntes na saída do filtro com suas respectivas referências.	60
5.6	Erro das corrente do filtro ativo.	60
5.7	Tensões no PCC, correntes da carga e correntes da fonte.	61
5.8	Valores em % das harmônicas de i_{aL} com relação à fundamental de i_{aL} e comparação com os limites da norma IEEE 519-1992	61
5.9	Valores em % das harmônicas de i_{aS} com relação à fundamental de i_{aL} e comparação com os limites da norma IEEE 519-1992.	62
5.10	Tensões no PCC, correntes da fonte e correntes da carga em regime permanente.	63
5.11	Correntes na fase a da fonte, da carga e do filtro ativo.	63
5.12	Valores em % das correntes da carga com relação à fundamental de i_{aL} e comparação com os limites da norma IEEE 519-1992.	64
5.13	Valores em % das correntes da fonte com relação à fundamental de i_{aL} e comparação com os limites da norma IEEE 519-1992.	64
5.14	Resposta dinâmica do sistema de controle.	65
5.15	Correntes da fonte e correntes na carga quando da falta da fase b da carga. .	66
5.16	Conteúdo harmônico vetorial.	66

LISTA DE TABELAS

4.1	Parâmetros do experimento.	51
5.1	Parâmetros do sistema.	58

Nomenclatura

\bar{p}	Parcela constante de p
\bar{p}_0	Parcela constante de p_0
\bar{p}_\pm	Parcela constante de p_\pm
\bar{q}	Parcela constante de q
λ_a	Fator de potência ativa definido por <i>Fryze</i>
λ_{na}	Fator de potência não ativa definido por <i>Fryze</i>
\tilde{p}	Parcela oscilante de p
\tilde{p}_0	Parcela oscilante de p_0
\tilde{p}_\pm	Parcela oscilante de p_\pm
\tilde{q}	Parcela oscilante de q
\tilde{q}_{total}	Potência imaginária instantânea total
φ_h	Ângulo de defasagem entre tensão e corrente da componente harmônica de ordem h
$\vec{\varepsilon}_{\alpha\beta}$	Vetor erro de corrente
\vec{f}_c	Valor complexo na saída da SVFT em determinado instante com componente harmônica de ordem c identificada
\vec{i}_0	Vetor Corrente de sequência homopolar
\vec{i}_\pm	Vetor corrente de sequência positiva e negativa
$\vec{i}_{\alpha\beta 0}$	Vetor corrente no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$
\vec{i}_{dqz}	Vetor corrente no sistema de coordenadas dqz
\vec{v}_0	Vetor tensão de sequência homopolar
\vec{v}_\pm	Vetor tensão de sequência positiva e negativa
$\vec{v}_{\alpha\beta 0}$	Vetor tensão no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$
$\vec{v}_{\alpha\beta}^*$	Vetor tensão de referência

\vec{v}_{dqz}	Vetor tensão no sistema de coordenadas dqz
C	Capacitância do filtro ativo
c	Ordem da componente harmônica de sequência positiva ou negativa a ser identificada)
C_{RF}	Capacitância do filtro de ripple
D_B	Potência de distorção definida por <i>Budeanu</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i> - Transformada Discreta de Fourier
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> - Processador Digital de Sinais
f	Frequência da rede
f_A	Frequência de amostragem
f_S	Frequência de chaveamento
$F_{SVFT}(z)$	Transformada z da SVFT
FIR	<i>Finite Impulse Response</i> - Resposta ao Impulso Finita
$G_P(z)$	Função de transferência da planta no domínio z
$G_S(z)$	Função de transferência em malha fechada do sistema no domínio z
G_a	Condutância equivalente por fase do sistema elétrico definida por <i>Buchholz</i>
G_e	Condutância equivalente do sistema elétrico definida por <i>Fryze</i>
g_p	Condutância equivalente por fase do sistema elétrico definida por <i>Depenbrock</i>
$G_{SVFT}(z)$	Função de transferência do controlador baseado na SVFT
h	Ordem harmônica
I	Corrente eficaz resultante
i	Corrente instantânea
i_d	Corrente de eixo direto
i_q	Corrente de eixo em quadratura
i_z	Corrente homopolar
i_0	Corrente homopolar
i_α	Corrente no eixo α
i_β	Corrente no eixo β
I_Σ	Corrente eficaz coletiva

i_{Σ}	Corrente instantânea coletiva
i_{aF}, i_{bF}, i_{cF}	Correntes trifásicas no lado do filtro ativo
i_{aL}, i_{bL}, i_{cL}	Correntes trifásicas no lado da carga
i_{aS}, i_{bS}, i_{cS}	Correntes trifásicas no lado da fonte
I_a	Corrente ativa definida por <i>Fryze</i>
i_a, i_b, i_c	Correntes nas fases a, b e c
I_h	Corrente eficaz da componente harmônica de ordem h
i_h	Corrente instantânea da componente harmônica de ordem h
I_{na}	Corrente não ativa definida por <i>Fryze</i>
K_C	Ganho do controlador baseado na SVFT
K_P	Ganho proporcional do controle de corrente
L_F	Indutância na saída do filtro ativo
L_L	Indutância na entrada da carga
L_S	Indutância estimada da rede
LPF	<i>Low Pass Filter</i> - Filtro Passa-Baixa
N	Número de amostras por período da frequência fundamental
P	Potência ativa média
p	Potência instantânea
$p_{3\phi}$	Potência instantânea trifásica
P_{Σ}	Potência ativa coletiva
p_{Σ}	Potência instantânea coletiva
P_F	Potência ativa definida por <i>Fryze</i>
PCC	<i>Point of Common Coupling</i> - Ponto de Acoplamento Comum
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> - Malha Travada em Fase
q	Potência imaginária instantânea
q_q	Potência imaginária relacionada com a corrente i_q
q_z	Potência imaginária relacionada com a corrente i_z e a tensão v_z
Q_B	Potência reativa definida por <i>Budeanu</i>
R_L	Resistência da carga
R_{RF}	Resistência do filtro de ripple

S	Potência aparente
S_{Σ}	Potência aparente coletiva
s_{Σ}	Potência aparente instantânea coletiva
$SVFT$	<i>Space Vector Fourier Transform</i> - Transformada de fourier de vetores espaciais
T_s	Período de amostragem
T_h	Período da componente harmônica de ordem h
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> - Distorção Harmônica Total
V	Tensão eficaz resultante
v	Tensão instantânea
v_d	Tensão de eixo direto
v_q	Tensão de eixo em quadratura
v_z	Tensão homopolar
v_0	Tensão homopolar
v_{α}	Tensão no eixo α
v_{β}	Tensão no eixo β
V_{Σ}	Tensão eficaz coletiva
v_{Σ}	Tensão instantânea coletiva
V_a	Tensão ativa definida por <i>Fryze</i>
v_a, v_b, v_c	Tensões nas fases a, b e c
$v_{dc\ ref}$	Tensão CC de referência
V_h	Tensão eficaz da componente harmônica de ordem h
v_h	Tensão instantânea da componente harmônica de ordem h
V_{na}	Tensão não ativa definida por <i>Fryze</i>
p_0	Potência instantânea desenvolvida pela componente de sequência zero
p_{\pm}	Potência instantânea desenvolvida pelas componentes de sequência positiva e negativa

1

INTRODUÇÃO

A utilização de cargas não lineares no sistema elétrico a exemplo de retificadores a diodos e a tiristores, máquinas de soldar, fornos a arco, lâmpadas de descarga e tantos outros equipamentos é a principal razão para o surgimento de distorção harmônica nas correntes e tensões da rede elétrica. Sua proliferação é um fenômeno tão facilmente observável quanto inevitável e afeta diretamente a qualidade da energia elétrica.

Um problema de qualidade de energia pode ser definido como “qualquer problema de energia manifestado na tensão, corrente, ou frequência que resulta em falha ou mau funcionamento dos equipamento dos consumidores” [1]. Dentro dessa perspectiva, os problemas de qualidade de energia provocados pelas correntes e tensões distorcidas nos equipamentos elétricos são dentre outros: sobretensões e sobrecorrentes por fenômenos indesejados de ressonância com elementos capacitivos e indutivos, mau funcionamento das proteções, aumento das perdas por efeito joule nos condutores, surgimento de torques pulsantes e alto ruído audível em motores e geradores, estresse mecânico no isolamento e aumento de perdas em transformadores assim como diminuição da vida útil desses dispositivos [2] [3].

Para minimizar esses efeitos, filtros harmônicos passivos e filtros harmônicos ativos bem como filtros híbridos (associação de filtros ativos com filtros passivos) são utilizados. Filtros ativos e híbridos possuem grandes vantagens sobre filtros passivos dentre as quais podem ser citadas: filtragem harmônica mais efetiva, controle de potência reativa para correção de fator de potência e regulação de tensão, balanceamento de carga e/ou suas combinações [4].

A redução dos custos dos dispositivos semicondutores e dos dispositivos destinados ao processamento de sinais tem impulsionado o mercado a produzir filtros ativos, tornando sua utilização cada vez mais atrativa [4]. Os filtros ativos trifásicos em paralelo devem ser projetados para compensar as componentes harmônicas e de desbalanço das correntes da carga, bem como garantir o controle da tensão do barramento cc do conversor de frequência. Porém, o controle de grandezas trifásicas cujos valores de referência são desequilibrados e distorcidos dificilmente tem bom desempenho com uso das estratégias de controle mais comumente empregadas.

Diversas estratégias de controle usadas em filtros ativos são baseadas nas definições de potência imaginária instantânea ou na teoria pq [5]. Em conversores cc-ca conectados à rede trifásica, o controle independente de potência ativa e reativa é possível através do controle vetorial dessas componentes de potência.

A importância do controle de potência ativa vem do fato de que é desejável que a rede elétrica forneça somente aquelas componentes de corrente responsáveis pela produção da energia demandada pela carga, diminuindo dessa forma perdas no processo de transferência de energia. As componentes de corrente responsáveis pelo surgimento de potência não ativa devem ser fornecidas pelo filtro ativo em paralelo.

No caso em que as tensões da rede e as correntes de carga forem senoidais e balanceadas, se um referencial dq síncrono orientado pelo vetor tensão da rede for adotado as componentes de corrente de eixo d e q orientadas pelo vetor tensão da rede serão grandezas contínuas. Portanto, controladores proporcionais-integrais (PI) serão suficientes para uma boa performance do controle, compensando adequadamente as potências ativa e imaginária relacionadas respectivamente à corrente de eixo d e q .

No entanto, caso o conversor precise impor componentes harmônicas e de sequência negativa da corrente da carga, a largura de banda do PI deve ser mais ampla do que a maior componente harmônica da corrente de referência. Considerando os efeitos de discretização e amostragem, o atraso de um passo de amostragem na compensação das componentes harmônicas e os limites de compensação impostos pela frequência de chaveamento podem causar instabilidade, devido aos altos ganhos necessários para ampliação da largura de banda do PI. Mesmo se a largura de banda estiver além da maior componente harmônica da referência, o seguimento dessas frequências de alta ordem é atrasado e impreciso.

O controlador PI ainda pode ser utilizado quando associado à múltiplos sistemas de coordenadas em dq orientados pelas componentes harmônicas de ordem e sequências desejados [6]-[10]. As componentes harmônicas selecionadas para controle serão componentes contínuas em seus respectivos sistemas de coordenadas orientado, tornando a utilização do PI eficiente. No entanto, isso requer varias transformações rotacionais $abc - dq$ e $dq - abc$.

Estas transformações rotacionais podem ser evitadas pela implementação de controladores ressonantes sintonizados em frequências específicas [11]-[13] e até mesmo em frequências de sequência específica [14]. Estes controladores não exigem transformações rotacionais e apresentam ganho infinito para as frequências de ressonância de projeto. Nos casos onde o sistema em malha fechada for estável, esses controladores proporcionam erro nulo de regime permanente para as frequências de ressonância. Por outro lado, a implementação digital dos controladores ressonantes requer uma atenção especial no que diz respeito ao método de discretização como mencionado em [15][16].

O controle por histerese e o controle dead-beat também podem ser utilizados. Porém, o controle por histerese leva à frequência de chaveamento variável e o controle dead-beat é bastante afetado por erros de parâmetro ou devido ao tempo morto e delay de um passo provocado pela atualização dos ciclos de chaveamento [17][18].

Existem também alguns controladores de corrente digitais para conversores conectados à rede baseados em controle repetitivo [19]-[21]. Essas estratégias de controle de corrente são implementadas em sistema de coordenadas estacionário e podem ser projetadas para proporcionar erro de regime permanente nulo para várias componentes harmônicas da referência. No entanto, filtros FIR (Finite Impulse Response) de alta ordem são necessários para evitar instabilidade.

Neste trabalho, um controlador vetorial baseado na transformada de *Fourier* de vetores espaciais (Space Vector *Fourier* Transform - SVFT) [22] é proposto. Esta técnica de controle é implementada em um sistema de coordenadas estacionário $\alpha\beta$ e portanto nenhuma transformação de coordenadas rotacional é requerida. O controlador também proporciona erro nulo de regime permanente para aquelas componentes harmônicas as quais se deseja controlar. Além disso, o controlador é apropriado para a implementação digital uma vez que a transformada SVFT em tempo discreto é aplicada.

Apesar de ter seu desenvolvimento motivado pela aplicação em filtros ativos paralelos, a proposta é potencialmente aplicável no controle de grandezas trifásicas quaisquer.

1.1 Organização da Dissertação

Esta dissertação de mestrado está dividida em seis capítulos da seguinte maneira:

No Capítulo 2 são apresentadas as teorias de potência vistas como base de todas as estratégias de compensação e operação dos filtros ativos. Observando o tipo de controle de corrente proposto no Capítulo 4, uma teoria de potência é escolhida visando sua adequação à técnica de controle de corrente.

No Capítulo 3 duas filosofias de compensação para filtros ativos paralelos são apresentadas. A primeira é voltada para a maximização da eficiência na transferência da energia entre fonte e carga. A segunda filosofia de compensação procura atender aos requisitos de qualidade de energia: compensação de correntes harmônicas, correntes de desequilíbrio e potência reativa da componente de sequência positiva e frequência fundamental.

No Capítulo 4 uma nova técnica de controle de corrente é proposta e para tal, é feito o desenvolvimento teórico demonstrando o princípio de atuação do controlador. Resultados experimentais são apresentados comprovando a aplicabilidade da técnica proposta.

No Capítulo 5, resultados de simulação e experimentais utilizando o controlador de corrente proposto no controle de um filtro ativo paralelo são apresentados.

O Capítulo 6 expõe considerações finais sobre os resultados encontrados e sugestões para trabalhos futuros.

2

TEORIAS DE POTÊNCIA

Neste capítulo, algumas teorias de potência são brevemente revisadas. O foco principal é a abordagem no domínio do tempo, tendo em vista a aplicação dessas teorias no controle da compensação de distúrbios através de filtros ativos de corrente.

2.1 Origem das definições de potência

2.1.1 No domínio da frequência

Em 1927 *Budeanu* propôs um método para cálculo de potência que ainda hoje é aceito e utilizado pelos engenheiros eletricitas [23]. Sabendo que T_h , v_h e i_h são respectivamente o período, tensão instantânea e corrente instantânea da componente harmônica de ordem h , determinam-se os valores eficazes da tensão e corrente V_h e I_h :

$$V_h = \sqrt{\frac{1}{T_h} \int_0^{T_h} v_h^2 dt} \quad ; \quad I_h = \sqrt{\frac{1}{T_h} \int_0^{T_h} i_h^2 dt}.$$

Uma vez conhecidos os valores de V_h e I_h de “todas” componentes harmônicas, é possível obter os valores eficazes das ondas de tensão e corrente resultantes V e I :

$$V = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \quad ; \quad I = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}. \quad (2.1)$$

Tendo em mente que as componentes contínuas são negligenciadas, através da

análise matemática da interação entre tensões e correntes monofásicas no domínio da frequência, foram definidas as seguintes componentes de potência:

Potência ativa:

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} P_h = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos \varphi_h. \quad (2.2)$$

Potência reativa:

$$Q_B = \sum_{h=1}^{\infty} Q_{Bh} = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \sin \varphi_h. \quad (2.3)$$

Potência aparente:

$$S = \sqrt{P^2 + Q_B^2 + D_B^2} = VI. \quad (2.4)$$

Potência de distorção:

$$D_B = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_B^2}. \quad (2.5)$$

De acordo com *Budeanu*, P é a potência ativa média fornecida às cargas do sistema e Q_B é a parcela de energia demandada pelas cargas na forma de campos eletromagnéticos, sendo por definição ortogonal à potência ativa. O ângulo φ_h é a defasagem entre tensão e corrente da componente harmônica h .

A potência de distorção D_B é constituída por produtos cruzados entre tensões e correntes harmônicas de diferentes ordens e deveria ser nula apenas se as componente harmônicas fossem nulas. Esta parcela de potência tenta quantificar o efeito das distorções harmônicas na potência aparente S que seria a capacidade máxima de transferência de energia de um dado sistema elétrico, dados os valores de V e I .

A simplificação desse método para sistemas puramente senoidais e posteriormente sua adequação para sistemas trifásicos, dá lugar às parcelas de potência aparente, ativa e reativa amplamente difundidas em livros e cursos de graduação, obviamente sem a necessidade da determinação da potência de distorção, já que não consideram-se os efeitos de componentes harmônicas a não ser a própria componente fundamental. No entanto, vários pesquisadores afirmam [24–27] que quando as componentes harmônicas são consideradas, apenas a parcela ativa P tem significado físico inequívoco pois Q_B e D_B surgem de formulações matemáticas que não têm relação específica com os fenômenos físicos do sistema elétrico.

Um exemplo de inconsistência da definição proposta por *Budeanu* é o caso de um circuito linear puramente reativo sendo alimentado por uma tensão distorcida. Neste caso, a corrente também será distorcida, mas D_B terá valor nulo, ou seja, a componente de distorção não é capaz de representar completamente o efeito das componentes harmônicas no sistema elétrico citado. Essa falta de associação entre as parcelas de potência e os fenômenos físicos que as originam e o fato de que essa teoria foi desenvolvida para sistemas monofásicos, são algumas das limitações desse método.

2.1.2 No domínio do tempo

A teoria proposta por *Fryze* em 1932 [28] prescinde da análise de *Fourier* e baseia-se nos valores eficazes de tensão (V) e corrente (I), calculados mediante:

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt} \quad ; \quad I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}. \quad (2.6)$$

A partir dos valores eficazes de tensão e corrente obtidos em (2.6), e da determinação do valor médio da potência instantânea (p), *Fryze* propõe as seguintes variáveis de um sistema monofásico:

Potência ativa:

$$P_F = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{1}{T} \int_0^T vi dt = V_a I = V I_a, \quad (2.7)$$

em que V_a e I_a são respectivamente tensão ativa e corrente ativa, definidas a seguir.

Potência aparente:

$$S = VI \quad (2.8)$$

Potência não ativa:

$$Q_F = \sqrt{S^2 - P_a^2} = V_{na} I = V I_{na}, \quad (2.9)$$

em que, V_{na} e I_{na} são respectivamente tensão não ativa e corrente não ativa definidas a seguir.

Fator de potência ativa:

$$\lambda_a = \frac{P_F}{S} \quad (2.10)$$

Fator de potência não ativa:

$$\lambda_{na} = \sqrt{1 - \lambda_a^2} = \frac{Q_F}{S} \quad (2.11)$$

Tensão ativa e não ativa:

$$V_a = \lambda_a V \quad ; \quad V_{na} = \lambda_{na} V \quad (2.12)$$

Corrente ativa e não ativa:

$$I_a = \lambda_a I \quad ; \quad I_{na} = \lambda_{na} I \quad (2.13)$$

Relação de ortogonalidade:

$$I^2 = I_a^2 + I_{na}^2 \quad ; \quad V^2 = V_a^2 + V_{na}^2 \quad (2.14)$$

Fryze também formulou as bases para a divisão da corrente instantânea i em duas componentes instantâneas ortogonais, ativa i_a e não ativa i_{na} :

$$i_a = \frac{P_F}{V^2} v = G_e v \quad ; \quad i_{na} = i - i_a. \quad (2.15)$$

A corrente ativa obtida através da “condutância equivalente” (G_e) do sistema, representa a corrente de uma carga puramente resistiva, a qual, para uma mesma tensão de alimentação, absorve a mesma potência ativa (P_F) da carga real.

A relação de ortogonalidade entre funções temporais do espaço vetorial das funções quadrado-integráveis, diz que a média do produto interno entre essas funções será nula num intervalo de tempo T , então:

$$\overline{(i_a \cdot i_{na})} = \frac{1}{T} \int_0^T i_a i_{na} dt = 0 \quad \Leftrightarrow \quad I^2 = I_a^2 + I_{na}^2. \quad (2.16)$$

Fryze verificou que o fator de potência ativa (λ_a) alcança seu valor máximo ($\lambda_a = 1$) apenas quando a corrente instantânea é proporcional à tensão instantânea, ou seja, se somente existir corrente ativa (i_a) no sistema ou se a corrente não ativa (i_{na}) for totalmente compensada. Em qualquer outro caso $\lambda_a < 1$.

Uma das grandes contribuições de *Fryze* foi a introdução do conceito de ortogonalidade não entre as parcelas de potência, mas sim em sua origem: as componentes de corrente ativa e não ativa. Outra característica interessante é o cálculo da corrente ativa diretamente a partir da condutância equivalente, evitando assim as análises no domínio da frequência. Também é definida apenas para sistemas monofásicos.

2.1.3 Origem das correntes ativas em sistemas polifásicos

Em 1950, *Buchholz* ampliou o trabalho de *Fryze* para sistemas polifásicos e de múltiplos condutores [29]. O sistema elétrico é representado por um circuito no qual nenhum condutor é tratado de maneira especial, ou seja, no caso de sistemas trifásicos a quatro condutores, o neutro é tratado como um condutor de fase. Neste circuito, as tensões da fonte nos “ m ” terminais são referenciadas a um nó virtual “0” da seguinte forma:

$$v_{k0} = v_{kr} - v_{0r} \quad ; \quad v_{0r} = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m v_{kr} \quad ; \quad k \in \{1, \dots, m\}. \quad (2.17)$$

onde v_{kr} é a tensão do k -ésimo terminal, medida em relação a um nó físico de referência “ r ” que pode ser escolhido arbitrariamente. Então, v_{0r} é a tensão de flutuação do nó virtual “0” em relação ao nó físico de referência “ r ”. Independentemente dos valores das tensões nas fases, e do nó físico de referência “ r ” escolhido, as “ m ” tensões medidas em relação ao nó virtual “0” são as únicas que cumprem a seguinte equação:

$$\sum_{k=1}^m v_{k0} = 0. \quad (2.18)$$

Aplicando a lei de *Kirchhoff* das correntes sobre os “ m ” condutores, obtém-se:

$$\sum_{k=1}^m i_k = 0. \quad (2.19)$$

A Figura 2.1 ilustra um sistema multifásico genérico através do qual é possível deduzir as equações (2.18) e (2.19). É importante destacar que o nó virtual “0” não é qualquer, visto que o somatório das tensões nos “ m ” condutores referenciadas a esse nó é nula, cumprindo o que foi imposto pela equação (2.18).

A potência instantânea desenvolvida coletivamente pelas “ m ” fases do sistema é independente do nó escolhido para medição das tensões:

$$p_{\Sigma} = \sum_{k=1}^m v_{kr} i_k = \sum_{k=1}^m (v_{k0} + v_{0r}) i_k = \sum_{k=1}^m v_{k0} i_k + v_{0r} \underbrace{\sum_{k=1}^m i_k}_0 = \sum_{k=1}^m v_{k0} i_k. \quad (2.20)$$

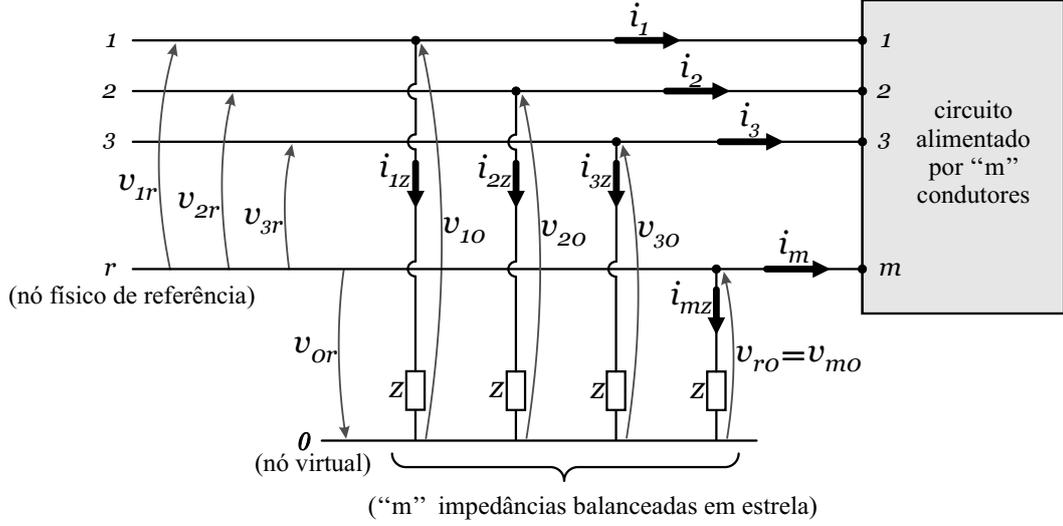


Figura 2.1: Sistema multifásico.

Com o objetivo de avaliar o sistema polifásico como um todo, *Buchholz* introduziu o conceito de *valor coletivo* (instantâneo) de tensão e corrente:

$$i_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{k=1}^m i_k^2} \quad ; \quad v_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{k=1}^m v_{k0}^2}. \quad (2.21)$$

Buchholz também definiu o *valor eficaz coletivo* de tensão e corrente (em regime permanente):

$$I_{\Sigma} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{\Sigma}^2 dt} \quad ; \quad V_{\Sigma} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_{\Sigma}^2 dt}. \quad (2.22)$$

Outra contribuição de *Buchholz* foi a definição da potência aparente coletiva do sistema polifásico, dada por:

$$S_{\Sigma} = V_{\Sigma} I_{\Sigma}. \quad (2.23)$$

A norma IEEE 1459-2000 [30], reconhece a validade da potência aparente coletiva (S_{Σ}) e a renomeia como *potência aparente efetiva* (S_e). A potência ativa coletiva também pode ser determinada através da potência coletiva instantânea:

$$P_{\Sigma} = \frac{1}{T} \int_0^T p_{\Sigma} dt. \quad (2.24)$$

Em [30] é definida uma potência não ativa (N) que é a potência não ativa coletiva (N_Σ):

$$N_\Sigma^2 = S_\Sigma^2 - P_\Sigma^2. \quad (2.25)$$

Assim como *Fryze* estabeleceu que a corrente instantânea monofásica fosse dividida em corrente ativa e não ativa, *Buchholz* definiu que a corrente instantânea (i_k) em cada condutor do sistema polifásico poderia ser dividida em uma parcela ativa (i_{ak}) e outra não ativa (i_{nak}), da seguinte forma:

$$i_{ak} = \frac{P_\Sigma}{V_\Sigma^2} v_{k0} = G_a v_{k0} \quad ; \quad i_{nak} = i_k - i_{ak}. \quad (2.26)$$

onde G_a é a condutância equivalente (por fase) da carga polifásica. As correntes não ativas (i_{nak}) não contribuem para a potência ativa coletiva (P_Σ) e podem ser canceladas através de compensadores. No caso onde apenas correntes ativas instantâneas (i_{ak}) circulam pelos condutores do sistema, a potência ativa instantânea ($p_{\Sigma a}$) fornecida pela fonte é dada por:

$$p_{\Sigma a} = \sum_{k=1}^m v_{k0} i_{ak} = G_a \sum_{k=1}^m v_{k0}^2, \quad (2.27)$$

Através de $p_{\Sigma a}$ podemos obter P_Σ :

$$\frac{1}{T} \int_0^T p_{\Sigma a} dt = G_a \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k=1}^m v_{k0}^2 dt = G_a V_\Sigma^2 = P_\Sigma \quad (2.28)$$

Nessa situação, *Buchholz*, utilizando a desigualdade de *Cauchy-Schwartz*, demonstrou que:

- A potência ativa instantânea $p_{\Sigma a}$ é uma função do tempo e será constante apenas se v_Σ^2 também o for;
- O conjunto de correntes ativas (i_{ak}) apresenta o mínimo valor coletivo ($i_{\Sigma a}$) necessário para fornecer a potência ativa instantânea ($p_{\Sigma a}$);
- Para um determinado valor eficaz coletivo de tensão (V_Σ), o conjunto de correntes ativas (i_{ak}) leva ao menor valor eficaz coletivo de corrente ($I_{\Sigma a}$) capaz de fornecer a potência ativa (P_Σ).

2.2 A teoria *FBD*

Tanto no método proposto por *Fryze* quanto no proposto por *Buchholz*, a obtenção das condutâncias equivalentes (G_e e G_a) ocorre somente após um determinado intervalo de tempo, isso porque os valores médios das potências instantâneas p e p_Σ e os valores eficazes das tensões v e v_Σ só podem ser determinados corretamente se o intervalo de integração dessas variáveis for de um ciclo da componente de frequência fundamental. Portanto, as correntes ativas instantâneas definidas em (2.15) e (2.26), só podem ser corretamente identificadas em tempo real sob condições de regime permanente. Ou seja, em condições de variação de carga, somente em cada período de tempo de um ciclo é que os valores de G_e e G_a são acertadamente identificados e atualizados. Isso leva à falsa determinação das correntes ativas e conseqüentemente à compensação equivocada das componentes de corrente não ativas em situações de carga variável.

Em [31] e [32] *Depenbrock* apresenta o método *FBD* (*Fryze - Buchholz - Depenbrock*) e estabelece que a corrente instantânea de cada fase do sistema (i_k) pode ser dividida em duas componentes instantâneas denominadas corrente de potência (i_{pk}) e corrente sem potência (i_{zk}), calculadas da seguinte forma:

$$i_k = i_{pk} + i_{zk} \quad ; \quad i_{pk} = \frac{p_\Sigma}{v_\Sigma^2} v_{k0} = g_p v_{k0} \quad ; \quad i_{zk} = i_k - i_{pk}. \quad (2.29)$$

Na equação (2.29) a condutância equivalente (g_p) é calculada de forma instantânea e não é necessariamente constante, pois p_Σ e v_Σ são valores instantâneos. Essa característica permite que o cálculo das correntes de potência (i_{pk}) represente o comportamento do sistema em tempo real, sem nenhum retardo na estimação das variáveis, inclusive em regime não periódico e em situações de carga variável. As correntes sem potência (i_{zk}) não contribuem para a potência instantânea fornecida coletivamente pelas fases do sistema (p_Σ) e podem ser compensadas através de um condicionador sem armazenamento de energia. Então, se pelos condutores do sistema circulassem apenas as correntes de potência, o fornecimento coletivo de potência instantânea por parte da fonte seria o mesmo daquele quando da circulação das correntes instantâneas originais:

$$\sum_{k=1}^m v_{k0} i_{pk} = \sum_{k=1}^m v_{k0} g_p v_{k0} = g_p \sum_{k=1}^m v_{k0}^2 = g_p v_\Sigma^2 = p_\Sigma. \quad (2.30)$$

Depenbrock demonstrou que, para um determinado valor coletivo de tensão (v_Σ), o conjunto de correntes de potência (i_{pk}) representa o menor valor coletivo de corrente ($i_{\Sigma p}$) necessário para fornecer a potência instantânea p_Σ .

É importante destacar que devido à condutância equivalente (g_p) ser uma função do tempo, a corrente de potência (i_{pk}) não é necessariamente proporcional a v_{k0} mas de qualquer forma, de acordo com a expressão (2.29), a componente fundamental da corrente de potência sempre estará em fase com a componente fundamental de v_{k0} .

Com o intuito de relacionar as correntes ativas (i_{ak}) previamente definidas por *Buchholz* com as correntes de potência (i_{pk}), *Depenbrock* introduziu um novo conjunto de correntes, denominadas correntes de variação (i_{vk}), obtidas mediante a seguinte expressão:

$$i_{vk} = i_{pk} - i_{ak} = i_{nak} - i_{zk} \quad (2.31)$$

As correntes de variação são nulas apenas quando $g_p = G_a$. Em qualquer outra situação tem-se:

$$\sum_{k=1}^m v_{k0} i_{vk} = \sum_{k=1}^m v_{k0} i_{pk} - \sum_{k=1}^m v_{k0} i_{ak} = p_\Sigma - p_{\Sigma a} \neq 0. \quad (2.32)$$

Para todos os casos:

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k=1}^m v_{k0} i_{vk} dt = \frac{1}{T} \int_0^T p_\Sigma dt - \frac{1}{T} \int_0^T p_{\Sigma a} dt = P_\Sigma - P_{\Sigma a} = 0. \quad (2.33)$$

A equação (2.33) mostra que as correntes de variação não contribuem para a transferência líquida de energia para a carga durante um período T , e a equação (2.32) indica que a compensação das correntes de variação necessita do uso de um condicionador com capacidade de troca de energia com a rede.

De acordo com *Buchholz*, o conjunto de correntes ativas (i_{ak}) são aquelas que apresentam o menor valor eficaz coletivo ($I_{\Sigma a}$) necessário para o suprimento da potência ativa coletiva da carga (P_Σ), então conclui-se que:

$$\sum_{k=1}^m i_{pk}^2 \geq \sum_{k=1}^m i_{ak}^2 \Leftrightarrow I_{\Sigma p} \geq I_{\Sigma a}. \quad (2.34)$$

Em [33] *Depenbrock* define a corrente instantânea em cada condutor de um sistema polifásico da seguinte forma:

$$i_k = i_{pk} + i_{zk} = i_{ak} + i_{vk} + i_{zk}. \quad (2.35)$$

Baseado na ortogonalidade existente entre vetores de corrente coletivos resultantes em cada uma destas componentes, os valores eficazes associados a estas têm a seguinte relação:

$$I_\Sigma^2 = I_{\Sigma a}^2 + I_{\Sigma v}^2 + I_{\Sigma z}^2, \quad (2.36)$$

que permite estabelecer a seguinte composição de potências:

$$\underbrace{(V_\Sigma I_\Sigma)^2}_{s_\Sigma^2} = \underbrace{(V_\Sigma I_{\Sigma a})^2}_{P_\Sigma^2} + \underbrace{(V_\Sigma I_{\Sigma v})^2}_{Q_{\Sigma v}^2} + \underbrace{(V_\Sigma I_{\Sigma z})^2}_{Q_{\Sigma z}^2}. \quad (2.37)$$

Logo, para que se maximize o fator de potência do circuito ($FP = \frac{P_\Sigma}{S_\Sigma} = 1$) é necessário que se compensem as componentes não ativas de corrente (i_{nak}):

$$i_{nak} = i_{vk} + i_{zk}. \quad (2.38)$$

2.3 Potência aparente instantânea coletiva (s_Σ) no espaço vetorial

Se \vec{u} e \vec{v} são vetores no \mathbb{R}^3 , a identidade de *Lagrange* diz que:

$$|\vec{u}|^2 |\vec{v}|^2 = (\vec{u} \cdot \vec{v})^2 + |\vec{u} \times \vec{v}|^2. \quad (2.39)$$

Baseando-se nessa propriedade, é possível determinar a potência aparente instantânea s_Σ em função de grandezas vetoriais trifásicas genéricas em coordenadas $\alpha\beta 0$ ou em outra base ortogonal de vetores, preservando a equivalência com a definição de *Buchholz*:

$$s_\Sigma^2 = v_\Sigma^2 i_\Sigma^2 = |\vec{v}|^2 |\vec{i}|^2 = \underbrace{(\vec{v} \cdot \vec{i})^2}_{p_{3\phi}^2} + \underbrace{|\vec{v} \times \vec{i}|^2}_{q_{total}^2}. \quad (2.40)$$

em que, $p_{3\phi}$ é a potência instantânea trifásica, q_{total} é a potência imaginária instantânea trifásica que leva em consideração todas as componentes de corrente e tensão no seu cálculo e s_{Σ} representa a máxima potência instantânea que a fonte pode fornecer considerando que serão conservados os mesmos valores coletivos de tensão e corrente (v_{Σ} e i_{Σ} preservados). A Figura 2.2 ilustra vetorialmente a equação (2.40)

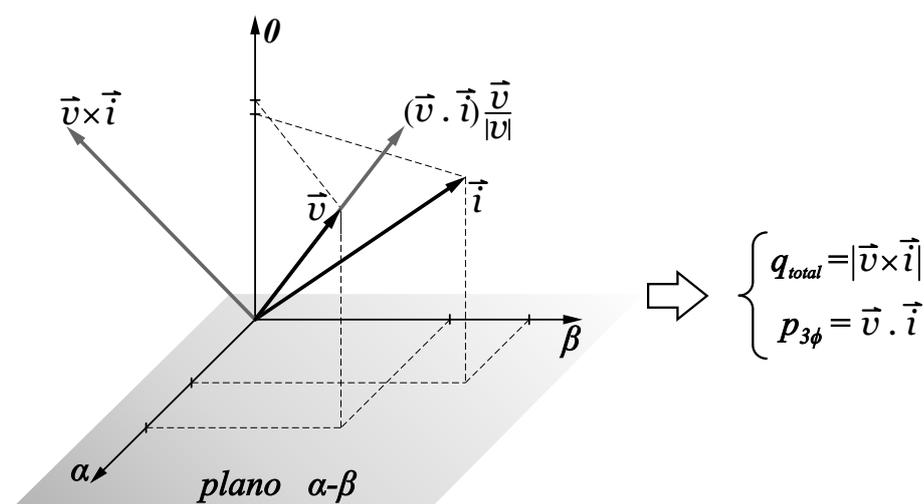


Figura 2.2: Potências instantâneas no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$.

2.4 Potência instantânea em um sistema trifásico genérico

Mediante o estudo do circuito trifásico genérico da Figura 2.3, é possível analisar com maior clareza a transferência de energia bem como o comportamento da potência instantânea em um sistema trifásico.

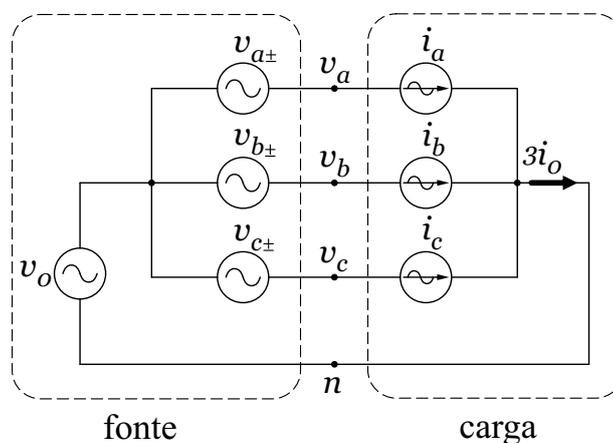


Figura 2.3: Sistema trifásico genérico.

Na Figura 2.3, as tensões em cada fase (v_a, v_b, v_c) são medidas em relação ao nó de neutro (n) e são compostas por componentes de sequência positiva e negativa ($v_{a\pm}, v_{b\pm}, v_{c\pm}$) mais uma componente homopolar (v_0). As fontes de corrente (i_a, i_b, i_c) representam uma carga genérica. As tensões das fontes de sequência positiva e negativa são calculadas da seguinte forma:

$$v_0 = \frac{1}{3}(v_a + v_b + v_c) \quad ; \quad \begin{cases} v_{a\pm} = v_a - v_0 \\ v_{b\pm} = v_b - v_0 \\ v_{c\pm} = v_c - v_0 \end{cases} . \quad (2.41)$$

As tensões das fontes podem agora ser representadas mediante:

$$\vec{v} = \vec{v}_{\pm} + \vec{v}_0 \quad \Leftrightarrow \quad \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{a\pm} \\ v_{b\pm} \\ v_{c\pm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_0 \\ v_0 \\ v_0 \end{bmatrix} . \quad (2.42)$$

em que \vec{v}_{\pm} e \vec{v}_0 são:

$$\vec{v}_{\pm} = \sum_{h=1}^{\infty} \begin{bmatrix} \hat{v}_{+h} \sin(h\omega t + \phi_{+h}) + \hat{v}_{-h} \sin(h\omega t + \phi_{-h}) \\ \hat{v}_{+h} \sin(h\omega t + \phi_{+h} - \frac{2\pi}{3}) + \hat{v}_{-h} \sin(h\omega t + \phi_{-h} + \frac{2\pi}{3}) \\ \hat{v}_{+h} \sin(h\omega t + \phi_{+h} + \frac{2\pi}{3}) + \hat{v}_{-h} \sin(h\omega t + \phi_{-h} - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} , \quad (2.43)$$

$$\vec{v}_0 = \sum_{h=1}^{\infty} \begin{bmatrix} \hat{v}_{0h} \sin(h\omega t + \phi_{0h}) \\ \hat{v}_{0h} \sin(h\omega t + \phi_{0h}) \\ \hat{v}_{0h} \sin(h\omega t + \phi_{0h}) \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Os coeficientes \hat{v}_{+h} , \hat{v}_{-h} e \hat{v}_{0h} são respectivamente os valores de pico da tensão de sequência positiva, negativa e homopolar da harmônica de ordem “ h ”. Pode-se expressar as correntes solicitadas por uma carga genérica da seguinte forma:

$$\vec{i} = \vec{i}_{\pm} + \vec{i}_0 \quad \Leftrightarrow \quad \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{a\pm} \\ i_{b\pm} \\ i_{c\pm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_0 \\ i_0 \\ i_0 \end{bmatrix} , \quad (2.45)$$

em que \vec{i}_{\pm} e \vec{i}_0 são:

$$\vec{i}_{\pm} = \sum_{h=1}^{\infty} \begin{bmatrix} \hat{i}_{+h} \sin(h\omega t + \delta_{+h}) + \hat{i}_{-h} \sin(h\omega t + \delta_{-h}) \\ \hat{i}_{+h} \sin(h\omega t + \delta_{+h} - \frac{2\pi}{3}) + \hat{i}_{-h} \sin(h\omega t + \delta_{-h} + \frac{2\pi}{3}) \\ \hat{i}_{+h} \sin(h\omega t + \delta_{+h} + \frac{2\pi}{3}) + \hat{i}_{-h} \sin(h\omega t + \delta_{-h} - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}, \quad (2.46)$$

$$\vec{i}_0 = \sum_{h=1}^{\infty} \begin{bmatrix} \hat{i}_{0h} \sin(h\omega t + \delta_{0h}) \\ \hat{i}_{0h} \sin(h\omega t + \delta_{0h}) \\ \hat{i}_{0h} \sin(h\omega t + \delta_{0h}) \end{bmatrix}. \quad (2.47)$$

Os coeficientes \hat{i}_{+h} , \hat{i}_{-h} e \hat{i}_{0h} são respectivamente os valores de pico da corrente de sequência positiva, negativa e homopolar da harmônica de ordem “ h ”. A interação entre essas correntes e a tensões da fonte, faz com que a potência instantânea desenvolvida seja:

$$\begin{aligned} p_{3\phi} = \vec{v} \cdot \vec{i} &= (\vec{v}_{\pm} + \vec{v}_0) \cdot (\vec{i}_{\pm} + \vec{i}_0) = \vec{v}_{\pm} \cdot \vec{i}_{\pm} + \underbrace{\vec{v}_{\pm} \cdot \vec{i}_0}_0 + \underbrace{\vec{v}_0 \cdot \vec{i}_{\pm}}_0 + \vec{v}_0 \cdot \vec{i}_0 \\ &= \vec{v}_{\pm} \cdot \vec{i}_{\pm} + \vec{v}_0 \cdot \vec{i}_0 \\ &= p_{\pm} + p_0 \\ &= \bar{p}_{\pm} + \tilde{p}_{\pm} + \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \end{aligned} \quad (2.48)$$

Observa-se através da equação (2.48), que o produto interno entre as componentes homopolares e as componentes de sequência positiva e negativa é nulo. Isso ocorre devido à ortogonalidade entre esses vetores. Por fim, chega-se a uma expressão em que a potência instantânea é constituída do produto interno entre tensões e correntes de sequência positiva e negativa adicionado ao produto interno entre tensão e corrente de sequência homopolar. Nota-se também o surgimento de parcelas constantes de potência instantânea (\bar{p}_{\pm} e \bar{p}_0) e de parcelas oscilantes (\tilde{p}_{\pm} e \tilde{p}_0). Expandindo a equação (2.48) utilizando as tensões e correntes definidas em (2.43), (2.44), (2.46) e (2.47) obtém-se:

$$\bar{p}_{\pm} = \frac{3}{2} \sum_{h=1}^{\infty} [\hat{v}_{+h} \hat{i}_{+h} \cos(\phi_{+h} - \delta_{+h}) + \hat{v}_{-h} \hat{i}_{-h} \cos(\phi_{-h} - \delta_{-h})], \quad (2.49)$$

$$\begin{aligned} \tilde{p}_{\pm} = & \frac{3}{2} \left\{ \sum_{k=1; k \neq h}^{\infty} \left[\sum_{h=1}^{\infty} \hat{v}_{+k} \hat{i}_{+h} \cos((k-h)\omega t + \phi_{+k} - \delta_{+h}) \right] \right. \\ & + \sum_{k=1; k \neq h}^{\infty} \left[\sum_{h=1}^{\infty} \hat{v}_{-k} \hat{i}_{-h} \cos((k-h)\omega t + \phi_{-k} - \delta_{-h}) \right] \\ & + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\sum_{h=1}^{\infty} -\hat{v}_{+k} \hat{i}_{-h} \cos((k+h)\omega t + \phi_{+k} + \delta_{-h}) \right] \\ & \left. + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\sum_{h=1}^{\infty} -\hat{v}_{-k} \hat{i}_{+h} \cos((k+h)\omega t + \phi_{-k} + \delta_{+h}) \right] \right\}, \quad (2.50) \end{aligned}$$

$$\bar{p}_0 = \frac{3}{2} \sum_{h=1}^{\infty} \hat{v}_{0h} \hat{i}_{0h} \cos(\phi_{0h} - \delta_{0h}), \quad (2.51)$$

$$\begin{aligned} \tilde{p}_0 = & \frac{3}{2} \left\{ \sum_{k=1; k \neq h}^{\infty} \left[\sum_{h=1}^{\infty} \hat{v}_{0k} \hat{i}_{0h} \cos((k-h)\omega t + \phi_{0k} - \delta_{0h}) \right] \right. \\ & \left. + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\sum_{h=1}^{\infty} -\hat{v}_{0k} \hat{i}_{0h} \cos((k+h)\omega t + \phi_{0k} + \delta_{0h}) \right] \right\}. \quad (2.52) \end{aligned}$$

A partir das equações (2.49), (2.50), (2.51) e (2.52) conclui-se que a interação entre componentes de mesma frequência e sequência, é responsável pelo valor médio da potência instantânea fornecida pela fonte (\bar{p}_{\pm} e \bar{p}_0). Já a interação entre componentes de diferentes sequências (positivas e negativas) e/ou diferentes frequências é responsável pela parcela oscilante \tilde{p}_{\pm} da potência instantânea e a parcela oscilante \tilde{p}_0 é consequência da interação entre as componentes homopolares de tensão e corrente de todas as frequências.

2.5 A teoria p - q

Em 1983 *Akagi, Kanazawa e Nabae* publicaram pela primeira vez em inglês a teoria de potência instantânea denominada teoria p - q [34], que se tornou mais conhecida mundialmente através de sua segunda publicação em 1984 [5]. A teoria p - q é definida para sistemas trifásicos com ou sem um condutor de neutro, e utiliza a transformação de coordenadas $abc \rightarrow \alpha\beta 0$, conhecida como transformação de *Clarke*, que através de

uma matriz de constantes reais transforma tensões e correntes trifásicas em tensões e correntes no sistema de coordenadas estacionário $\alpha\beta 0$.

$$\vec{v}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$\vec{i}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

utilizando tensões e correntes em coordenadas $\alpha\beta 0$, *Akagi* definiu as seguintes potências:

Potência real instantânea:

$$p = \vec{v}_\alpha \cdot \vec{i}_\alpha + \vec{v}_\beta \cdot \vec{i}_\beta = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (2.55)$$

Potência instantânea de sequência homopolar:

$$p_0 = v_0 i_0 \quad (2.56)$$

onde a soma dessas duas parcelas de potência representa a potência instantânea trifásica:

$$p_{3\phi} = \vec{v}_{\alpha\beta 0} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta 0} = p + p_0 = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (2.57)$$

Potência imaginária instantânea:

$$q = \vec{v}_\alpha \times \vec{i}_\beta + \vec{v}_\beta \times \vec{i}_\alpha = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (2.58)$$

A Fig. 2.4 mostra que as parcelas da potência imaginária instantânea (q) são vetores de um eixo imaginário perpendicular ao plano $\alpha\beta$ e respeitam a regra da mão direita.

Na forma matricial obtém-se:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & 0 \\ -v_\beta & v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Alguns autores adotam a potência imaginária instantânea (q) com sinal inverso ($q = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta$) ao proposto originalmente por *Akagi* [27], porque dessa maneira num

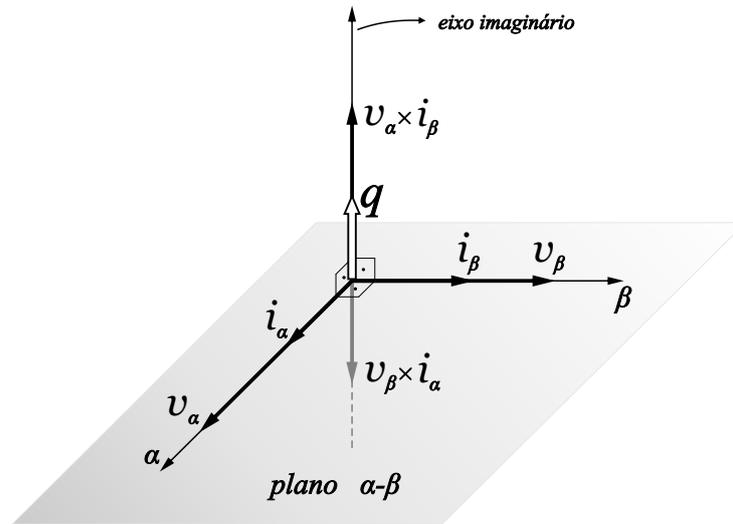


Figura 2.4: Vetores espaciais instantâneos.

circuito com correntes de sequência positiva atrasadas das tensões de sequência positiva a potência imaginária instantânea teria um valor positivo (carga indutiva) e estaria em conformidade com o conceito convencional de potência reativa. De qualquer forma, as duas formulações de q podem ser aplicadas para análise e projeto de compensadores.

2.5.1 A teoria p - q em sistemas trifásicos a 3 fios

Nessa situação não há circulação de correntes de sequência homopolar ($i_0 = 0$), então é correto afirmar que as componentes de corrente restantes (i_α e i_β) fornecem toda potência instantânea consumida pela carga, ou seja, $p = p_{3\phi}$. Assim, a equação (2.59) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = [M_{pq}] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.60)$$

Invertendo a matriz $[M_{pq}]$ é possível a partir da expressão (2.60) escrever:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = [M_{pq}]^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix}. \quad (2.61)$$

As correntes instantâneas em coordenadas $\alpha - \beta$ são divididas em dois tipos de componentes instantâneas:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix}, \quad (2.62)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix}. \quad (2.63)$$

em que $[i_{\alpha p}, i_{\beta p}]^T$ são correntes ativas instantâneas e $[i_{\alpha q}, i_{\beta q}]^T$ são correntes reativas instantâneas. Tais componentes são definidas como:

Corrente ativa instantânea no eixo α :

$$i_{\alpha p} = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p. \quad (2.64)$$

Corrente reativa instantânea no eixo α :

$$i_{\alpha q} = \frac{-v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q. \quad (2.65)$$

Corrente ativa instantânea no eixo β :

$$i_{\beta p} = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p. \quad (2.66)$$

Corrente reativa instantânea no eixo β :

$$i_{\beta q} = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q. \quad (2.67)$$

A potência instantânea com respeito ao eixo α e ao eixo β são definidas como p_α e p_β respectivamente, e são calculadas da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} p_\alpha \\ p_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha i_\alpha \\ v_\beta i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha i_{\alpha p} \\ v_\beta i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha i_{\alpha q} \\ v_\beta i_{\beta q} \end{bmatrix}. \quad (2.68)$$

A potência real instantânea em termos das potências instantâneas definidas acima é:

$$p = v_\alpha i_{\alpha p} + v_\beta i_{\beta p} + v_\alpha i_{\alpha q} + v_\beta i_{\beta q}. \quad (2.69)$$

Substituindo (2.64), (2.65), (2.66) e (2.67) em (2.69) tem-se que:

$$p = \underbrace{\frac{v_\alpha^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p}_{p_{\alpha p}} + \underbrace{\frac{v_\beta^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p}_{p_{\beta p}} + \underbrace{\frac{-v_\beta v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q}_{p_{\alpha q}} + \underbrace{\frac{v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q}_{p_{\beta q}}, \quad (2.70)$$

em que, $p_{\alpha p}$ e $p_{\beta p}$ são definidas como *potências ativas instantâneas nos eixos α e β* respectivamente e $p_{\alpha q}$ e $p_{\beta q}$ são definidas como *potências reativas instantâneas nos eixos α e β* respectivamente.

A equação (2.70) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$p = \underbrace{\frac{v_\alpha^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p}_{p_{\alpha p}} + \underbrace{\frac{v_\beta^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p}_{p_{\beta p}}. \quad (2.71)$$

É possível notar que a soma de $p_{\alpha q}$ com $p_{\beta q}$ é sempre nula, ou seja, essas parcelas de potência instantânea e conseqüentemente as componentes de corrente $i_{\alpha q}$ e $i_{\beta q}$ não contribuem para potência real instantânea p . Essa característica das correntes $i_{\alpha q}$ e $i_{\beta q}$ permite que sua compensação seja feita sem a necessidade de componentes armazenadores de energia (no caso ideal).

Se a potência imaginária instantânea (q) for reescrita em termos de grandezas em *abc* obtém-se:

$$\begin{aligned} q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left[(v_c - v_b) i_a + (v_a - v_c) i_b + (v_b - v_a) i_c \right] \\ &= \frac{-1}{\sqrt{3}} (v_{bc} i_a + v_{ca} i_b + v_{ab} i_c). \end{aligned} \quad (2.72)$$

A equação (2.72) mostra que a potência imaginária q resulta da soma de produtos entre tensões de linha e correntes de linha em fases diferentes. Essa expressão é semelhante àquela implementada em alguns instrumentos de medição de energia reativa trifásica (com 3 wattímetros), a diferença é que no lugar de valores instantâneos são utilizados fasores de tensão e corrente para o cálculo de energia reativa nesses instrumentos.

Como foi dito anteriormente, a potência imaginária q não contribui para o fluxo total de energia entre fonte e carga, e vice-versa. Fisicamente, q representa um intercâmbio de energia entre as fases do sistema, e surge devido à existência das correntes reativas instantâneas ($i_{\alpha q}$ e $i_{\beta q}$):

$$\begin{aligned}
q &= v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha = v_\alpha(i_{\beta p} + i_{\beta q}) - v_\beta(i_{\alpha p} + i_{\alpha q}) \\
&= v_\alpha i_{\beta p} - v_\beta i_{\alpha p} + v_\alpha i_{\beta q} - v_\beta i_{\alpha q} \\
&= \underbrace{\frac{v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p + \frac{-v_\beta v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p}_{0} + v_\alpha i_{\beta q} - v_\beta i_{\alpha q} \\
&= v_\alpha i_{\beta q} - v_\beta i_{\alpha q}.
\end{aligned} \tag{2.73}$$

É importante deixar claro que de acordo com a teoria convencional, a potência reativa faz parte da potência instantânea (no caso monofásico) e tem valor médio nulo. No entanto, a potência imaginária instantânea q advém da soma de produtos entre tensões trifásicas instantâneas e componentes de corrente que não contribuem para a transferência de energia entre dois subsistemas. A Fig. 2.5 apresenta de forma simples o que foi discutido sobre o significado físico das potências instantâneas p e q .

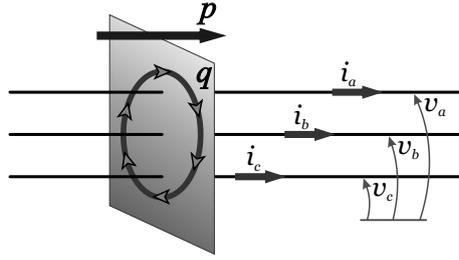


Figura 2.5: Significado físico de p e q .

A teoria p - q também prevê que em sistemas desequilibrados e/ou com tensões e correntes harmônicas, surgem parcelas de potência instantâneas p e q oscilantes (\tilde{p} e \tilde{q}):

$$\begin{aligned}
p &= \bar{p} + \tilde{p}, \\
q &= \bar{q} + \tilde{q}.
\end{aligned} \tag{2.74}$$

em que, \bar{p} e \bar{q} são *potência real instantânea média* e *potência imaginária instantânea média* respectivamente, e \tilde{p} e \tilde{q} são *potência real instantânea oscilante* e *potência imaginária instantânea oscilante* respectivamente.

Os valores médios \bar{p} e \bar{q} são resultado do produto entre componentes de tensões e correntes trifásicas de mesma sequência (nesse caso seq. positiva e negativa) e mesma ordem harmônica. Os valores oscilantes \tilde{p} e \tilde{q} são resultado do produto cruzado

entre componentes de tensões e correntes trifásicas de seqüências e ordens harmônicas diferentes.

2.5.2 A teoria p - q em sistemas trifásicos a 4 fios

A validade da teoria p - q para sistemas trifásicos a 4 fios é contestada por diversos autores [35–38]. A principal fonte de críticas é o fato da potência imaginária instantânea q (também conhecida como potência reativa instantânea) não contemplar a influência das componentes de tensão e corrente homopolares em seu cálculo.

Quando $i_0 \neq 0$ e/ou $v_0 \neq 0$, as potências obtidas de acordo com a teoria p - q levam à seguinte desigualdade:

$$s_{\Sigma}^2 = v_{\alpha\beta 0}^2 i_{\alpha\beta 0}^2 = (v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2 + v_0^2)(i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2 + i_0^2) \neq p_{3\phi}^2 + q^2 \quad (2.75)$$

em que, $v_{\alpha\beta 0}$ e $i_{\alpha\beta 0}$ representam os valores coletivos da tensão e corrente em coordenadas $\alpha\beta 0$. Segundo *Buchholz*, o produto dos vetores coletivos de tensão e corrente resulta na potência aparente instantânea s_{Σ} . Logo, observa-se em (2.75) que a teoria p - q não respeita o princípio da conservação de potência em sistemas trifásicos que contenham componentes homopolares de tensão e corrente.

2.6 A teoria p - q modificada

Utilizando a formulação algébrica do item 2.3, em 1994 *Nabae* e outros coautores reformularam a teoria p - q original expandindo o conceito da potência imaginária instantânea para que fosse aplicado em sistemas trifásicos a 4 fios [39] [40]. A partir dos vetores de tensão e corrente $\vec{v}_{\alpha\beta 0}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta 0}$ foi definida a seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} p_{3\phi} \\ q_{\alpha} \\ q_{\beta} \\ q_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} & v_0 \\ 0 & -v_0 & v_{\beta} \\ v_0 & 0 & -v_{\alpha} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.76)$$

As potências imaginárias q_{α} , q_{β} e q_0 são resultado do produto vetorial entre $\vec{v}_{\alpha\beta 0}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta 0}$ ($\vec{v}_{\alpha\beta 0} \times \vec{i}_{\alpha\beta 0}$), nota-se que a potência imaginária q_0 é igual a potência imaginária

q proposta originalmente por *Akagi*. A norma do produto vetorial entre $\vec{v}_{\alpha\beta 0}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta 0}$ expressa a potência imaginária instantânea total:

$$q_{total} = |\vec{v}_{\alpha\beta 0} \times \vec{i}_{\alpha\beta 0}| = \sqrt{q_{\alpha}^2 + q_{\beta}^2 + q_0^2} \quad (2.77)$$

Observa-se que a teoria p - q modificada respeita o princípio da conservação de potência em sistemas trifásicos em condições de desequilíbrio e de conteúdo harmônico quaisquer:

$$s_{\Sigma}^2 = v_{\alpha\beta 0}^2 i_{\alpha\beta 0}^2 = p_{3\phi}^2 + q_{total}^2 = p_{3\phi}^2 + q_{\alpha}^2 + q_{\beta}^2 + q_0^2 \quad (2.78)$$

A partir da equação (2.76) é possível determinar as correntes i_{α} , i_{β} e i_0 em função das potências $p_{3\phi}$, q_{α} , q_{β} e q_0 e escrevê-las em forma matricial:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha\beta 0}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & 0 & v_0 & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_0 & 0 & v_{\alpha} \\ v_0 & v_{\beta} & -v_{\alpha} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{3\phi} \\ q_{\alpha} \\ q_{\beta} \\ q_0 \end{bmatrix} ; \quad v_{\alpha\beta 0} = \sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2 + v_0^2} \quad (2.79)$$

Avaliando a equação (2.79) determinam-se as parcelas ativas e reativas das correntes instantâneas i_{α} , i_{β} e i_0 :

Corrente ativa instantânea de sequência homopolar:

$$i_{0p} = \frac{v_0}{v_{\alpha\beta 0}^2} p_{3\phi} \quad (2.80)$$

Corrente reativa instantânea de sequência homopolar:

$$i_{0q} = \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha\beta 0}^2} q_{\alpha} - \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha\beta 0}^2} q_{\beta} \quad (2.81)$$

Corrente ativa instantânea no eixo α :

$$i_{\alpha p} = \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha\beta 0}^2} p_{3\phi} \quad (2.82)$$

Corrente reativa instantânea no eixo α :

$$i_{\alpha q} = \frac{v_0}{v_{\alpha\beta 0}^2} q_{\beta} - \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha\beta 0}^2} q_0 \quad (2.83)$$

Corrente ativa instantânea no eixo β :

$$i_{\beta p} = \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha\beta 0}^2} p_{3\phi} \quad (2.84)$$

Corrente reativa instantânea no eixo β :

$$i_{\beta q} = \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha\beta 0}^2} q_0 - \frac{v_0}{v_{\alpha\beta 0}^2} q_{\alpha} \quad (2.85)$$

em que:

$$\begin{aligned} i_0 &= i_{0p} + i_{0q} \\ i_{\alpha} &= i_{\alpha p} + i_{\alpha q} \\ i_{\beta} &= i_{\beta p} + i_{\beta q} \end{aligned} \quad (2.86)$$

2.7 Potência instantânea no sistema de coordenadas $d-q-z$

Park estendeu a transformação de *Clarke* com o objetivo de expressar variáveis trifásicas em abc através de variáveis em eixos de referência rotativos ($d - q$) que giram a uma velocidade angular ω ocupando uma posição angular $\theta = \omega t$ ao longo do tempo mais um eixo “ z ” perpendicular ao plano $\alpha\beta$ contendo as variáveis de sequência homopolar [41]. A Figura 2.6 mostra o plano contendo um vetor tensão em coordenadas $\alpha\beta$ e dq .

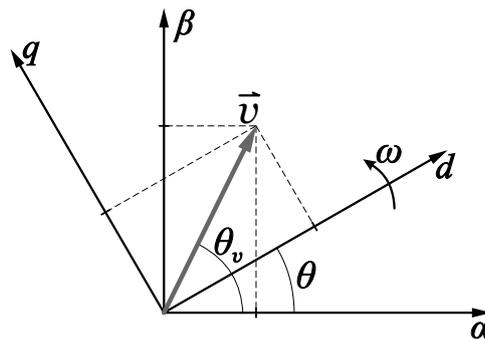


Figura 2.6: Vetor tensão nos sistemas de coordenadas $\alpha\beta$ e dq

O desenvolvimento da transformada de *Park* pode ser visto a seguir:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

Aplicando a equação (2.53) na equação (2.87) obtém-se:

$$\vec{v}_{dqz} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_z \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

As correntes no novo sistema de coordenadas são:

$$\vec{i}_{dqz} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_z \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.89)$$

Uma outra forma de calcular as potências instantâneas é através de um sistema de coordenadas resultante da aplicação da transformada de *Park* para tensões e correntes trifásicas em sincronismo com o vetor tensão $\vec{v} \equiv \vec{v}_{\alpha\beta 0} \equiv \vec{v}_{dqz}$. Esse novo sistema de coordenadas síncrono é constituído por 3 eixos ortogonais: *d-q-z*, em que “*d*” e “*q*” estão no plano $\alpha\beta$, com o eixo “*d*” girando de acordo com o vetor tensão de sequência positiva e negativa $\vec{v}_{\pm} \equiv \vec{v}_{\alpha\beta}$.

Considerando que \vec{v}_{\pm} sempre será colinear ao eixo “*d*” é possível afirmar que o vetor tensão \vec{v} encontra-se sempre no plano formado pelos eixos “*d*” e “*z*” sendo “*z*” o eixo que contém todas as componentes homopolares. Então, qualquer vetor de tensão trifásico pode ser representado da seguinte forma:

$$\vec{v} = \vec{v}_{\pm} + \vec{v}_0 = v_d \vec{d} + v_z \vec{z} \quad (2.90)$$

Consequentemente, qualquer vetor de corrente trifásico pode ser representado por:

$$\vec{i} = \vec{i}_{\pm} + \vec{i}_0 = i_d \vec{d} + i_q \vec{q} + i_z \vec{z} \quad (2.91)$$

em que a componente $i_q \vec{q}$ é perpendicular à componente $i_d \vec{d}$ e ao plano de tensão, tal característica impõe que a componente em quadratura $i_q \vec{q}$ não contribua para a potência trifásica instantânea $p_{3\phi}$. A Figura 2.7 ilustra o sistema de coordenadas *d-q-z* onde é observado que o plano de tensão, ou seja, o plano onde o vetor espacial de tensão se encontra, é solidário ao eixo “*d*” deste sistema de coordenadas.

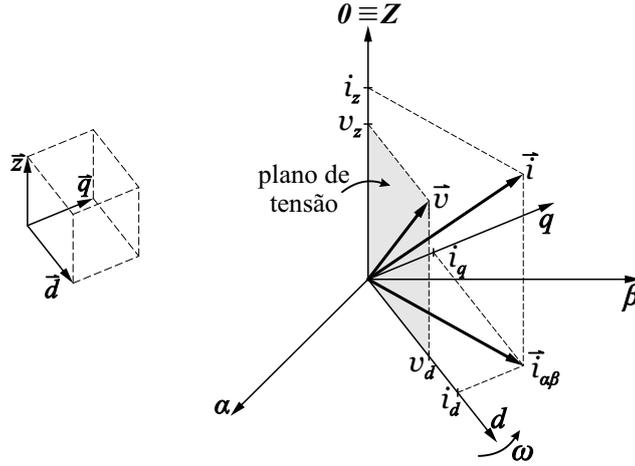


Figura 2.7: Vetores de tensão e corrente no sistemas de coordenadas d - q - z

Baseando-se na equação (2.40) do item 2.3 chega-se às equações de potência instantânea e potência imaginária instantânea:

$$\begin{aligned} p_{3\phi} &= \vec{v} \cdot \vec{i} = (v_d \vec{d} + v_z \vec{z}) \cdot (i_d \vec{d} + i_q \vec{q} + i_z \vec{z}) \\ &= v_d i_d + v_z i_z. \end{aligned} \quad (2.92)$$

Sabendo que:

$$\vec{v} \times \vec{i} = \begin{vmatrix} \vec{d} & \vec{q} & \vec{z} \\ v_d & 0 & v_z \\ i_d & i_q & i_z \end{vmatrix} = \underbrace{-v_z i_q}_{q_q \times z} \vec{d} + \underbrace{(v_z i_d - v_d i_z)}_{q_d \times z} \vec{q} + \underbrace{v_d i_q}_{q_d \times q} \vec{z}, \quad (2.93)$$

obtém-se:

$$q_{total} = |\vec{v} \times \vec{i}| = \sqrt{(v_z i_q)^2 + (v_z i_d - v_d i_z)^2 + (v_d i_q)^2} \quad (2.94)$$

A partir das equações (2.92), (2.93) e (2.94) conclui-se que: A componente i_d é a responsável pela potência instantânea fornecida pelas fontes de tensão de sequência positiva e negativa e também possibilita um intercâmbio de energia entre as fontes de sequência homopolar; a componente i_q é responsável unicamente pelo intercâmbio de energia entre as fases do sistema e a componente i_z é responsável pela potência instantânea fornecida pelas fontes de sequência homopolar, e dá lugar a um intercâmbio de energia entre as fontes de sequência positiva e negativa.

Para representar as componentes de potência imaginária decorrentes da componente em quadratura i_q , e das componentes homopolares de tensão e corrente (i_z e v_z) se define:

$$q_q = -\left|\sqrt{q_{q \times z}^2 + q_{d \times q}^2}\right| = -v_{dz}i_q, \quad (2.95)$$

$$q_z = q_{q \times z} = v_z i_d - v_d i_z, \quad (2.96)$$

em que

$$v_{dz} = \sqrt{v_d^2 + v_z^2}. \quad (2.97)$$

a potência imaginária q_q está relacionada com a corrente i_q e representa o intercâmbio de energia entre as fases. Também indica uma redução da eficiência no fornecimento de potência ativa por parte da fonte. A potência imaginária q_z está relacionada com a existência de componentes homopolares de tensão e corrente (i_z e v_z). As diferentes potências instantâneas definidas no domínio d - q - z podem ser expressas por:

$$\begin{bmatrix} p_{3\phi} \\ q_q \\ q_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d & 0 & v_z \\ 0 & -v_{dz} & 0 \\ v_z & 0 & -v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_z \end{bmatrix}. \quad (2.98)$$

As componentes de corrente i_d , i_q e i_z podem ser obtidas a partir das componentes de potência da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_z \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{dz}^2} \begin{bmatrix} v_d & 0 & v_z \\ 0 & -v_{dz} & 0 \\ v_z & 0 & -v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{3\phi} \\ q_q \\ q_z \end{bmatrix}. \quad (2.99)$$

2.8 Considerações finais

Apesar da dificuldade em associar todos os fenômenos físicos às suas respectivas componentes de potência, corrente e tensão, a teoria de potência p - q modificada

apresenta uma sólida base matemática para que através dela se defina a estratégia de compensação do filtro ativo.

A implementação de técnicas de controle de corrente vetoriais é, para sistemas a 3 fios, vantajosa no que diz respeito ao número de variáveis a serem controladas (variáveis em α e β ou em coordenadas d e q no lugar de a , b e c) e por isso é adotada neste trabalho. A teoria p - q modificada é escolhida como base neste trabalho por causa da maior coerência matemática apresentada, em comparação com a teoria p - q . Outro motivo para a escolha desta teoria é que não necessita de transformações rotacionais (como no caso das componentes em coordenadas d - q - z), diminuindo o esforço computacional necessário para definição das componentes a serem compensadas, uma vez que a utilização de um PLL (Phase Locked Loop) para identificação do ângulo de referência pode ser dispensada. É também ideal para que a técnica de controle de corrente proposta neste trabalho seja aplicada.

3

FILOSOFIAS DE CONTROLE DE FILTROS ATIVOS EM PARALELO

Filtros ativos de corrente em paralelo têm sido utilizados para exercer as seguintes funções: filtragem de correntes harmônicas, compensação de potência não ativa (reativa e devida à distorção harmônica) e balanceamento das correntes da carga. Uma representação básica da conexão desse filtro ativo à rede pode ser vista na Figura 3.1.

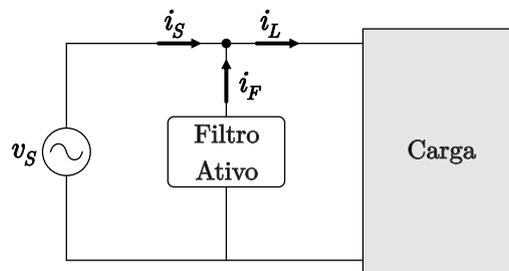


Figura 3.1: Representação básica da conexão do filtro ativo em paralelo à rede

Para que estas funções sejam exercidas adequadamente é necessário que estratégias de compensação sejam desenvolvidas e avaliadas, pois em um sistema de múltiplas fases, para tensões dadas, o mesmo valor de potência ativa instantânea pode ser fornecido por infinitas combinações de corrente.

Quando o foco é a eficiência no transporte de energia entre fonte e carga, a combinação de correntes ótima é aquela que produz um valor eficaz coletivo que seja mínimo ($i_{\Sigma a}$ de *Buchholz*), e para tal é necessário que as potências não ativas sejam nulas e que as correntes advindas da fonte sejam proporcionais às tensões de fase da fonte. Neste caso, se as tensões da rede forem desequilibradas e/ou

distorcidas, as correntes da fonte, mesmo com o uso do filtro ativo, também o serão. Dependendo do objetivo da compensação, o vetor corrente da fonte pode não apresentar as características de mínimo valor eficaz coletivo como no caso onde, mesmo quando a tensão da rede esteja desequilibrada e distorcida, correntes senoidais e equilibradas são requeridas.

O número de estratégias de compensação possíveis que se traduz em vários conjuntos de correntes de referência, depende do número de termos individuais de potência não ativa existentes e das tensões no ponto de conexão. Cada estratégia de compensação levará a um conjunto diferente de correntes de referência pelo lado da fonte, mas em todas estratégias a potência ativa coletiva (P_Σ) fornecida pela fonte é igual à consumida pela carga.

Duas estratégias de compensação são analisadas, baseadas na referência [36], mas aqui a teoria de potência utilizada é a p - q modificada descrita no item 2.6 cujas grandezas de potência, corrente e tensão estão em $\alpha\beta 0$. A primeira estratégia preza pela eficiência na transferência de energia, minimizando o valor eficaz coletivo trifásico da corrente que circula no lado da fonte. A segunda estratégia procura atender a requisitos relacionados com as formas de onda das correntes da fonte, compensando o desequilíbrio, o conteúdo harmônico da carga e fazendo com que as componente fundamentais das correntes da fonte e das tensões no ponto de conexão estejam em fase.

3.1 Estratégia de Compensação 1 - Cancelamento das correntes não ativas

O objetivo principal dessa estratégia é a eliminação de todas as componentes não ativas de corrente e conseqüentemente das componentes não ativas de potência. Na Figura 3.2 observa-se um diagrama de blocos que representa a estratégia de compensação 1, é possível notar nessa figura que o vetor corrente de referência no lado da fonte (\vec{i}_S^*) tem a mesma direção do vetor tensão da rede, obedecendo uma relação de proporcionalidade constante dada por uma condutância $G_a = \frac{P_\Sigma}{V_\Sigma^2}$ (definida por *Buchholz*). A potência ativa coletiva (P_Σ) e o quadrado da tensão coletiva eficaz (V_Σ^2) são os valores médios de $p_{3\phi}$ e v_Σ^2 , obtidos com a utilização de filtros passa-baixa (Low Pass Filter - LPF).

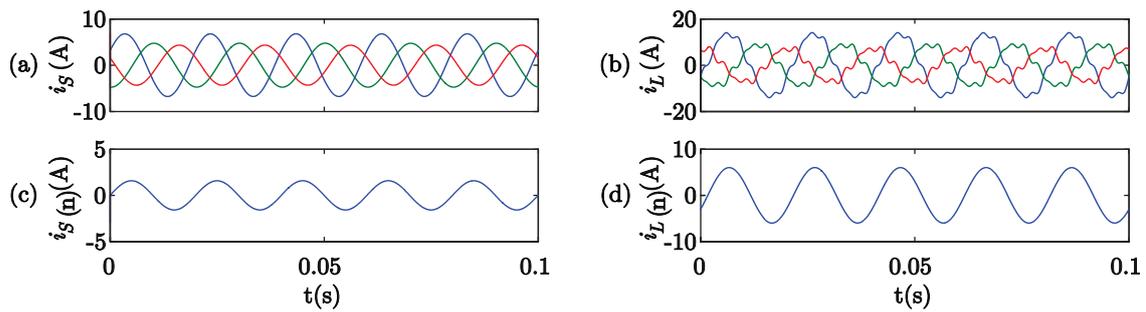


Figura 3.4: Correntes no lado da fonte (i_S), no lado da carga (i_L), no neutro da fonte ($i_S(n)$) e no neutro da carga ($i_L(n)$)

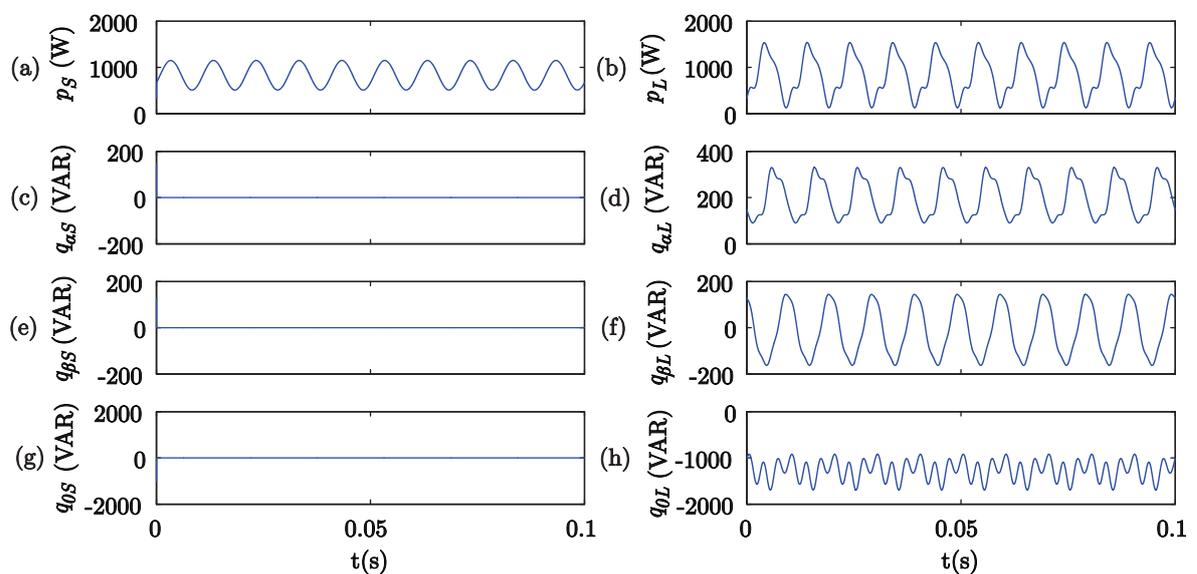


Figura 3.5: potências no lado da fonte e no lado da carga - Estratégia 1

Observa-se que a potência ativa instantânea fornecida pela fonte (Figura 3.5 (a)) difere daquela consumida pela carga (Figura 3.5 (b)). Isto significa que o filtro ativo fornece potência ativa instantânea, embora seu valor médio seja nulo. Em outras palavras, o filtro requer a presença de elementos armazenadores de energia. Para que esses elementos armazenadores fossem dispensáveis, as correntes de referência da fonte teriam que ser calculadas a partir dos valores instantâneos $p_{3\phi}$ e v_{Σ}^2 para obtenção da condutância equivalente ($g_p = \frac{p_{3\phi}}{v_{\Sigma}^2}$ da teoria FDB), isso levaria à situação em que a fonte fornece exatamente a potência instantânea que a carga demanda, como demonstrado no item 2.2. No entanto, as correntes de referência da fonte passariam a ter componentes harmônicas, o que geralmente se procura evitar.

Vale salientar que a estratégia de compensação da Figura 3.2 faz com que as

correntes da rede possuam o mesmo nível de desbalanço das tensões da rede. Por esta razão, é geralmente preferida uma outra forma de compensação, como descrito a seguir.

3.2 Estratégia de Compensação 2 - Obtenção de correntes senoidais equilibradas

A partir dessa estratégia, é possível realizar a compensação dos seguintes distúrbios da corrente da rede: desequilíbrio, distorção harmônica e potência reativa produzida pelas componentes fundamentais de sequência positiva de tensão e corrente.

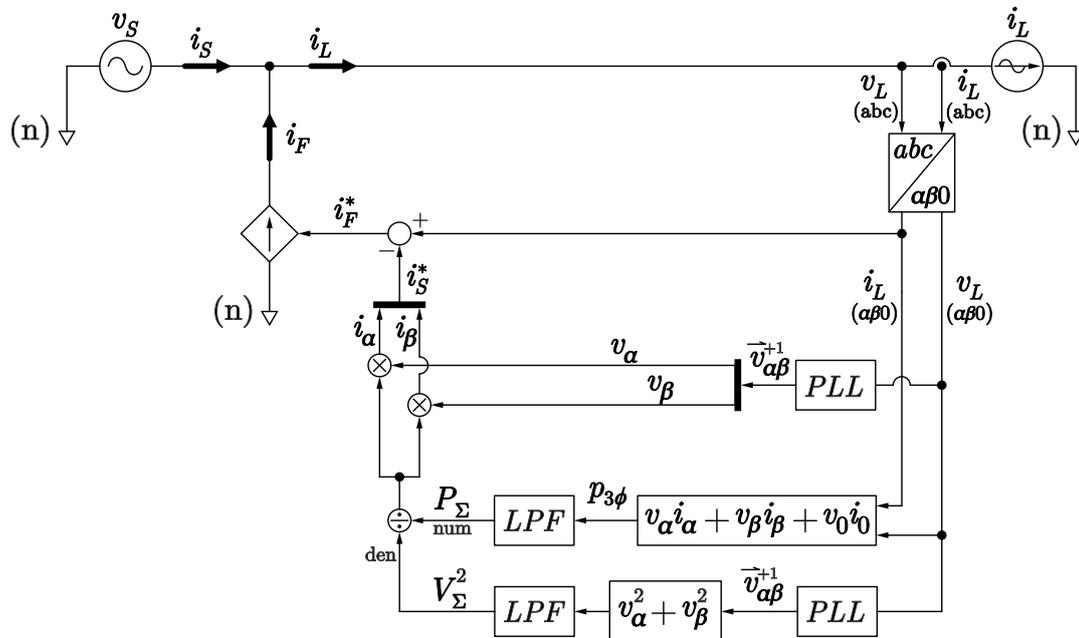


Figura 3.6: Estratégia de compensação 2

Na Figura 3.6 observa-se que a principal diferença entre esta estratégia e a anterior encontra-se no fato de que o vetor referência de tensão é o vetor de sequência positiva e frequência fundamental ($\vec{v}_{\alpha\beta}^{+1}$). Tal característica faz com que as correntes de referência no lado da fonte (\vec{i}_s^*) sejam compostas por componentes de sequência positiva e frequência fundamental, tendo em mente que a relação $\frac{P_\Sigma}{V_\Sigma^2}$ é constante.

Existe portanto, a necessidade da utilização de um PLL (Phase Locked Loop) para obtenção do vetor tensão de sequência positiva e frequência fundamental, pois toda a compensação de corrente será baseada neste vetor. Outro aspecto importante é a

nova forma de calcular a condutância equivalente (G_a): agora o valor eficaz coletivo de tensão (V_Σ) é obtido levando em consideração somente o vetor tensão de sequência positiva e frequência fundamental. Isso decorre do fato de que somente este vetor de tensão da fonte será o responsável pelo fornecimento da potência ativa média consumida pela carga.

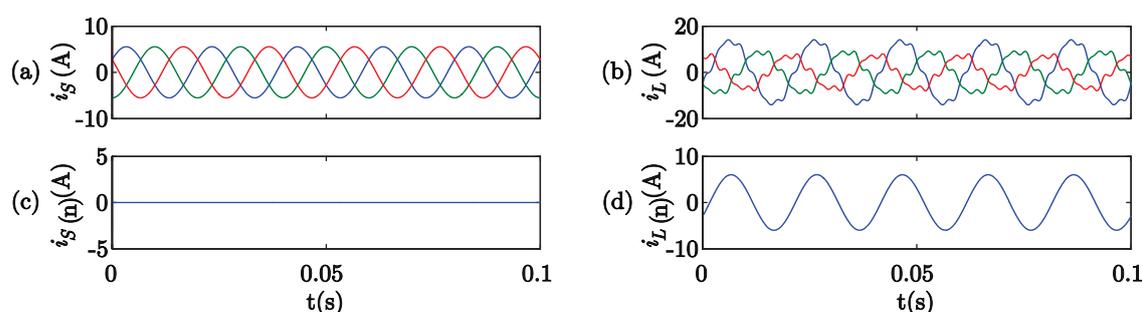


Figura 3.7: Correntes no lado da fonte (i_S), no lado da carga (i_L), no neutro da fonte ($i_S(n)$) e no neutro da carga ($i_L(n)$)

A tensão da fonte e a corrente da carga utilizadas são as mesmas das utilizadas para exemplificar a estratégia anterior. A Figura 3.7(a) mostra o principal resultado da aplicação desta técnica: as correntes no lado da fonte são senoidais, equilibradas e em fase com o vetor tensão de sequência positiva e frequência fundamental.

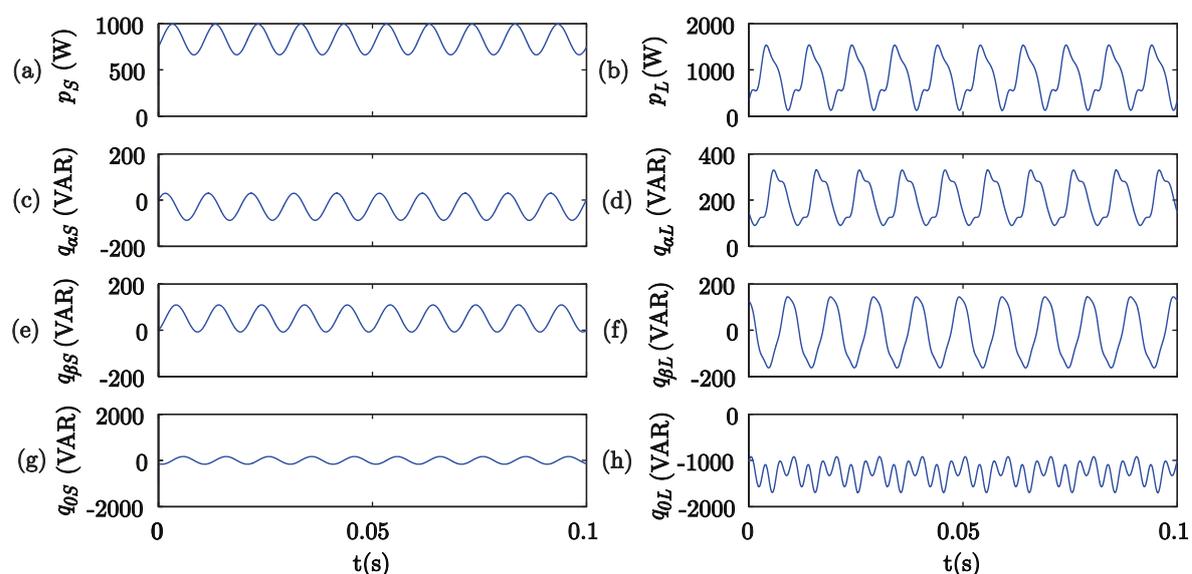


Figura 3.8: potências no lado da fonte e no lado da carga - Estratégia 2

No entanto, como pode ser observado na Figura 3.8, as componentes de potência imaginária não são compensadas totalmente pelo filtro ativo, levando a um aumento

no valor eficaz coletivo da corrente no lado da fonte.

3.3 Considerações finais

Há infinitas possibilidades de compensação de problemas de qualidade de energia decorrentes de cargas não lineares através de filtros ativos em paralelo. Essas possibilidades são classificadas geralmente de acordo com os distúrbios das correntes da fonte que são compensados: potências imaginárias instantâneas, componentes harmônicas das correntes da fonte. Sendo impossível compensar simultaneamente todos os distúrbios somente com a utilização de filtro ativo em paralelo, considerou-se, neste trabalho, que a estratégia preferível seria a que proporcionasse operação de modo que as correntes da rede fossem as mínimas correntes equilibradas e livres de distorção capazes de suprir a potência ativa média requerida pela carga. Esses objetivos são alcançados pela estratégia de compensação 2, a qual é implementada no capítulo 5.

4

CONTROLE DE CORRENTE BASEADO NA TRANSFORMADA DE FOURIER DE VETORES ESPACIAIS

Neste capítulo, uma técnica de controle de corrente baseada na transformada de *Fourier* de vetores espaciais (Space Vector Fourier Transform - SVFT) é proposta. Sua principal característica é a capacidade de controlar uma componente harmônica de sequência específica. Nas seções a seguir são realizadas a descrição matemática da SVFT e a apresentação do controle de corrente proposto.

4.1 A SVFT

Observando a DFT (Discrete Fourier Transform) e sua propriedade de distinção entre vetores complexos que giram em sentido positivo ou negativo, *Neves* [22] propõe a transformada de *Fourier* de vetores espaciais (Space Vector Fourier Transform - SVFT): uma operação matemática para identificar vetores de sequência positiva ou negativa (girando em sentido horário ou anti-horário no plano complexo) advindos de sinais trifásicos transformados em sinais complexos através da transformada de *Clarke*.

A SVFT de um sinal trifásico possibilita a determinação da magnitude e do ângulo de fase de uma harmônica de sequência específica do vetor de entrada, o que seria equivalente à realização de uma DFT em cada fase seguida de uma transformada de *Fortescue* para obtenção de uma componente harmônica de sequência positiva ou negativa.

Como apresentado em [22], um sinal trifásico genérico é composto de um termo homopolar somado a componentes vetoriais de sequência positiva e negativa

$$\begin{cases} s_a = \sum_{h=0}^{\infty} [S_a^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_a^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)})] \\ s_b = \sum_{h=0}^{\infty} [S_b^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_b^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)})] \\ s_c = \sum_{h=0}^{\infty} [S_c^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_c^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)})] \end{cases} \quad (4.1)$$

A componente harmônica de ordem h pode ser escrita da seguinte forma:

$$\begin{cases} s_a^{(h)} = S_a^{(h)} \frac{e^{j(h\omega t + \varphi_a^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_a^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \\ s_b^{(h)} = S_b^{(h)} \frac{e^{j(h\omega t + \varphi_b^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_b^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \\ s_c^{(h)} = S_c^{(h)} \frac{e^{j(h\omega t + \varphi_c^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_c^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \end{cases} \quad (4.2)$$

Para que a SVFT seja realizada, o sinal trifásico é primeiro transformado em um vetor complexo em referencial estacionário $\alpha\beta$, eliminando o efeito da componente homopolar:

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = \frac{2}{3} \left(s_a^{(h)} + s_b^{(h)} e^{j120^\circ} + s_c^{(h)} e^{-j120^\circ} \right) \quad (4.3)$$

ou

$$\begin{aligned} \vec{s}_{\alpha\beta}^{(h)} = e^{jh\omega t} \left[\frac{1}{3} \left(\tilde{S}_a^{(h)} + \tilde{S}_b^{(h)} e^{j120^\circ} + \tilde{S}_c^{(h)} e^{-j120^\circ} \right) \right] \\ + e^{-jh\omega t} \left[\frac{1}{3} \left(\tilde{S}_a^{(h)} + \tilde{S}_b^{(h)} e^{-j120^\circ} + \tilde{S}_c^{(h)} e^{j120^\circ} \right) \right]^* \end{aligned} \quad (4.4)$$

em que as grandezas complexas representadas por \tilde{S} são fasores, contendo a informação sobre os valores iniciais de magnitude e ângulo de fase das componentes senoidais:

$$\tilde{S}_i^{(h)} = S_i^{(h)} e^{j\varphi_i^{(h)}}, i = a, b, c. \quad (4.5)$$

Também pode ser observado em (4.4) que os termos dentro dos colchetes são os fasores de sequência positiva e negativa, descritos aqui por $\tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)}$ e $\tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)}$. Então,

$$\vec{s}_{\alpha\beta} = \sum_{h=0}^{\infty} \vec{s}_{\alpha\beta+}^{(h)} + \sum_{h=1}^{\infty} \vec{s}_{\alpha\beta-}^{(h)} = \sum_{h=0}^{\infty} [\tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\omega t}] + \sum_{h=1}^{\infty} [\tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)*} e^{-jh\omega t}]. \quad (4.6)$$

Qualquer vetor harmônico de sequência positiva ou negativa pode ser representado por

$$\vec{s}_{\alpha\beta}^{(h_s)} = S_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{\text{sign}(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s\omega t}, \quad (4.7)$$

em que

$$h_s = \begin{cases} h, & \text{para componentes harmônicas de sequência positiva} \\ -h, & \text{para componentes harmônicas de sequência negativa} \end{cases}. \quad (4.8)$$

Logo, qualquer conjunto de sinais trifásicos periódicos é igual a soma de vetores harmônicos de sequência positiva e negativa. Cada componente vetorial tem magnitude constante e gira a uma velocidade constante.

Considere que os sinais de fase s_a , s_b e s_c são amostrados N vezes por período da fundamental. Assuma também que os vetores correspondentes $\vec{s}_{\alpha\beta}(t)$ são calculados e armazenados para $t = (k - N)T_s, \dots, t = (k - 1)T_s$, em que T_s é o período de amostragem e kT_s é o tempo atual. A partir de (4.6), o vetor na k -ésima amostragem pode ser escrito como:

$$\vec{s}_{\alpha\beta}(t = kT_s) = \sum_{h=0}^{\frac{N}{2}-1} [\tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\frac{2\pi}{N}k}] + \sum_{h=1}^{\frac{N}{2}-1} [\tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)*} e^{-jh\frac{2\pi}{N}k}]. \quad (4.9)$$

Se a sequência de vetores armazenados é a entrada de uma DFT, o seguinte número complexo é obtido [22]:

$$\vec{f}_c[(k - N)T_s] = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \vec{s}_{\alpha\beta} [(k - N + i)T_s] e^{-j\frac{2\pi}{N}ci} \right\} \quad (4.10)$$

em que c é a componente harmônica (com uma sequência específica) selecionada para ser identificada. Por exemplo, para obter o vetor de sequência negativa de frequência fundamental, c deve ser igual a -1 .

A equação (4.10) caracteriza a SVFT: uma aplicação da DFT a vetores espaciais. Naturalmente, o ganho da SVFT é unitário para o caso em que $h = c$ e nulo no caso em que a ordem harmônica das componentes do sinal de entrada seja diferente de c ($h \neq c$). Separando as partes real e imaginária de (4.10) chega-se a:

$$\begin{bmatrix} f_{c\alpha}[(k-N)T_s] \\ f_{c\beta}[(k-N)T_s] \end{bmatrix} = \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \mathbf{M}(i) \begin{bmatrix} s_\alpha[k-N+i] \\ s_\beta[k-N+i] \end{bmatrix} \right\}, \quad (4.11)$$

em que

$$\mathbf{M}(i) = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{2\pi}{N}ci\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{N}ci\right) \\ -\sin\left(\frac{2\pi}{N}ci\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{N}ci\right) \end{bmatrix}. \quad (4.12)$$

A transformada z da SVFT pode ser obtida de (4.10):

$$F_{SVFT}(z) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left[\cos\left(\frac{2\pi}{N}ci\right) - j \sin\left(\frac{2\pi}{N}ci\right) \right] z^{(i-N+1)} \quad (4.13)$$

Observa-se a partir de (4.13) que operação SVFT é um filtro FIR aplicado a um sinal vetorial amostrado. Logo, a resposta da SVFT é inerentemente estável.

Apesar dessa vantagem no que diz respeito a estabilidade, o esforço computacional necessário para o cálculo de (4.11) é significativo. Uma maneira de evitar esse problema é utilizar um método de implementação recursiva que reduza esse esforço.

4.1.1 Implementação Recursiva da SVFT

Calcular (4.11) requer N multiplicações de uma matriz 2×2 por um vetor 2×1 . Para que o esforço computacional seja reduzido, uma implementação recursiva pode ser utilizada. No entanto, a implementação recursiva de uma DFT requer a utilização de um método de estabilização, logo a implementação recursiva de uma SVFT também necessita de um método que promova estabilidade.

De acordo com [22] a implementação recursiva da SVFT é realizada através das seguintes operações:

$$\begin{aligned} \vec{f}_c[(k-N+1)T_s] = \\ \left\{ \vec{f}_c[(k-N)T_s] + \frac{1}{N} \vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s) - \frac{1}{N} \vec{s}_{\alpha\beta}[(k-N)T_s] \right\} e^{j\frac{2\pi}{N}c}. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Separando as componentes α e β , (4.14) pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} f_{c\alpha}[(k-N+1)T_s] \\ f_{c\beta}[(k-N+1)T_s] \end{bmatrix} = \\ & \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{2\pi}{N}c\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{N}c\right) \\ \sin\left(\frac{2\pi}{N}c\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{N}c\right) \end{bmatrix} \times \\ & \left\{ \begin{bmatrix} f_{c\alpha}[(k-N)T_s] \\ f_{c\beta}[(k-N)T_s] \end{bmatrix} + \frac{1}{N} \begin{bmatrix} s_\alpha(kT_s) - s_\alpha[(k-N)T_s] \\ s_\beta(kT_s) - s_\beta[(k-N)T_s] \end{bmatrix} \right\}. \end{aligned} \quad (4.15)$$

No método utilizado para promover estabilidade em [22], juntamente com a implementação recursiva em (4.15), uma operação de (4.10) é realizada em cada período de amostragem.

$$\vec{y}_{\alpha\beta}(k) = \vec{y}_{\alpha\beta}(k-1) + \frac{1}{N} \mathbf{M}(k) \vec{s}_{\alpha\beta}(kT_s) \quad (4.16)$$

quando k chegar ao valor de N , $\vec{y}_{\alpha\beta}(N)$ é utilizado no lugar de \vec{f}_c em (4.15).

4.1.2 SVFT para sinais monofásicos

Um sinal monofásico senoidal, pode ser considerado como uma soma de dois vetores espaciais girando em direções opostas no plano complexo:

$$x(t) = X \cos(\omega t + \varphi) = X \frac{e^{j(\omega t + \varphi)} + e^{-j(\omega t + \varphi)}}{2} \quad (4.17)$$

A transformada de *Fourier* de um sinal monofásico, considerando que a parte real da variável a ser transformada é o sinal e que a parte imaginária é zero, é vista como uma operação matemática que permite a obtenção da magnitude e do ângulo de fase de uma componente harmônica específica. Entendendo que somente existe frequência positiva, o significado da frequência negativa é negligenciado. No entanto, uma possível interpretação da transformada de *Fourier* é a de uma operação matemática que permite obter a sequência positiva ou negativa girando em um espaço vetorial complexo de uma componente harmônica desejada do sinal monofásico. Para sinais monofásicos as componentes positiva e negativa são complexas conjugadas e podem ser obtidas por uma DFT.

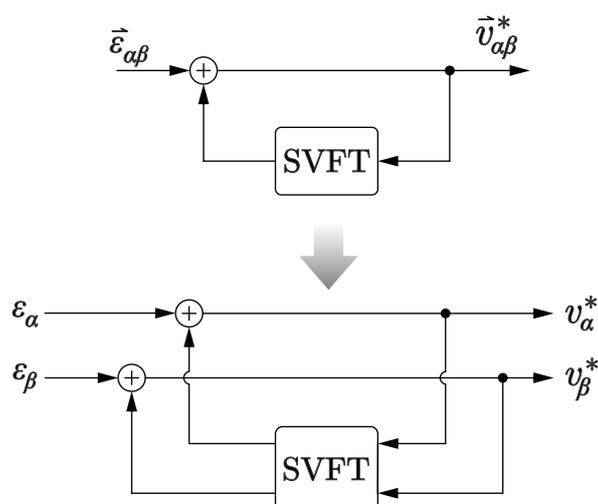


Figura 4.1: Estrutura básica do controlador baseado em SVFT

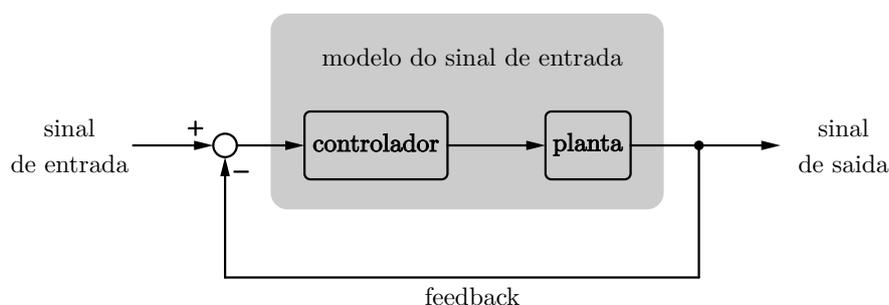


Figura 4.2: Localização do modelo do sinal de entrada replicado em uma malha fechada

Logo, a SVFT também pode ser aplicada para obter a componente de sequência positiva, que contém a informação da amplitude e fase do sinal monofásico.

4.2 O controlador baseado na SVFT

A estrutura básica do controlador baseado na SVFT proposto neste trabalho é apresentada na Figura 4.1, em que $\vec{\varepsilon}_{\alpha\beta}$ é o vetor erro e $\vec{v}_{\alpha\beta}^*$ é o vetor tensão de referência (saída do controlador de corrente). As propriedades desse controlador podem ser entendidas através do princípio do modelo interno [42].

A partir desse princípio sabe-se que o seguimento de um sinal de referência tal como $r(t) = \sin(\omega_1 t)$ e a anulação do erro em regime permanente é possível se o sistema é estável em malha fechada e o controlador ou o processo a ser controlado tem um termo na forma $G(s) = \frac{\omega_1}{(s^2 + \omega_1^2)}$ (transformada de Laplace do sinal que se quer controlar) replicando o modelo do sinal de entrada a ser controlado entre o sinal de erro e a saída do controlador (interno ao laço do feedback), o que significa a existência de um par

de polos complexos em $s = \pm j\omega_1$. É fácil perceber que devido a esses polos, o ganho em malha aberta na frequência ω_1 é infinito. A localização do modelo do sinal de entrada replicado em uma malha de controle fechada convencional pode ser observada na Figura 4.2.

Um outro exemplo é o sinal vetorial de frequência e sequência específica em referencial estacionário $r(t) = e^{j\omega_1 t}$, para o qual naturalmente se espera que a inclusão do termo $G(s) = \frac{1}{(s-j\omega_1)}$ dentro do laço do feedback, seja suficiente para que o erro da componente controlada em regime permanente seja anulado. Tal controlador está proposto em [14].

O controlador baseado na SVFT segue o princípio do modelo interno através da inclusão de um gerador de sinal periódico na malha de controle para eliminar o erro em uma frequência harmônica de sequência específica. Especificamente para essa componente o ganho de malha aberta é infinito. A função de transferência do controlador é

$$G_{SVFT}(z) = \frac{1}{1 - F_{SVFT}(z)} \quad (4.18)$$

Este controlador é projetado pra ser utilizado em sistemas trifásicos, permitindo o seguimento de um sinal de referência trifásico com sequência e frequência específicos com erro de regime permanente nulo sem requerer transformações rotacionais. A função de transferência discreta da SVFT ($F_{SVFT}(z)$) tem ganho cuja magnitude é unitária e ângulo de fase nulo para uma componente vetorial de frequência específica de sequência positiva ou negativa do sinal trifásico de entrada. Logo, a partir de (4.18), observa-se que o controlador baseado em SVFT apresenta ganho infinito para essa componente harmônica específica do vetor erro e ganho unitário para qualquer outra componente harmônica do vetor espacial.

4.2.1 Implementação do controlador para múltiplas componentes harmônicas

Considerando que (4.11) é usada para calcular a SVFT de uma determinada componente harmônica vetorial, é correto afirmar que a operação abaixo pode ser usada para identificar um conjunto de componentes harmônicas vetoriais:

$$\vec{f}[(k-N)T_s] = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \vec{s}_{\alpha\beta}[(k-N+i)T_s] \sum_{c \in N_c} e^{-j\frac{2\pi}{N}ci} \right\} \quad (4.19)$$

em que N_c é o conjunto de componentes harmônicas selecionadas para serem identificadas.

Separando as partes real e imaginária de (4.19) tem-se

$$\begin{bmatrix} f_\alpha[(k-N)T_s] \\ f_\beta[(k-N)T_s] \end{bmatrix} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \mathbf{M}(i) \begin{bmatrix} s_\alpha[k-N+i] \\ s_\beta[k-N+i] \end{bmatrix} \right\}, \quad (4.20)$$

em que

$$\mathbf{M}(i) = \sum_{c \in N_c} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{2\pi}{N}ci\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{N}ci\right) \\ -\sin\left(\frac{2\pi}{N}ci\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{N}ci\right) \end{bmatrix}. \quad (4.21)$$

Para implementar (4.11) em DSP, as matrizes $\mathbf{M}(i)$ de (4.12), para $i = 0, 1, \dots, N-1$, são previamente calculadas e armazenadas, com o objetivo de reduzir o esforço computacional. Observa-se que o esforço computacional necessário ao cálculo de (4.20) é o mesmo daquele necessário ao processamento de (4.11), tendo em vista que $\mathbf{M}(i)$ em (4.21), para $i = 0, 1, \dots, N-1$, pode também ser previamente calculada e armazenada.

Se o número de componentes vetoriais a ser controlado é alto, pode ser preferível usar uma única transformada como (4.20) no lugar de utilizar várias SVFT's na forma recursiva em paralelo no laço de feedback do controlador.

4.2.2 Aplicação ao controle de variáveis monofásicas

Como observado no início deste capítulo, um sinal monofásico pode ser representado, de acordo com o exemplo da equação (4.17), como uma soma de dois vetores espaciais girando em direções opostas no plano complexo. Sabe-se também que a SVFT identifica os sentidos de vetores no plano complexo como sequências positiva e negativa. Então, considerando que um sinal monofásico nada mais é do que a soma de vetores de sequência positiva e negativa complexos conjugados e que o resultado dessa soma é uma variável senoidal no eixo real, pode-se fazer uma decomposição desse sinal através da SVFT.

Se o sinal de entrada da SVFT é uma componente real (componente α igual ao sinal e componente β nula), obviamente é possível detectar a mesma componente α de uma

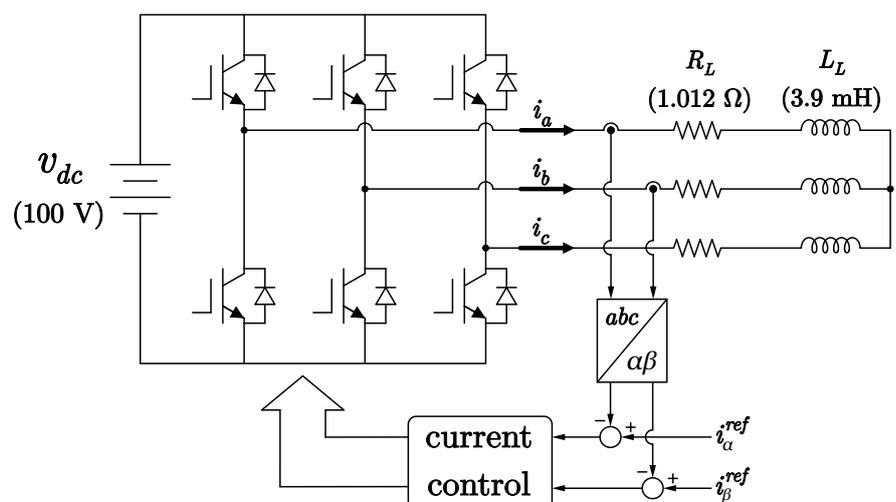


Figura 4.3: Diagrama do VSI e carga utilizados para a avaliação do controle.

frequência desejada através da identificação de qualquer um dos vetores de “sequência” positiva ou negativa daquele sinal de entrada, ou seja, escolher identificar um sinal de sequência positiva ou negativa de um sinal monofásico e observar a projeção no eixo α do sinal transformado é equivalente a utilizar uma DFT para identificar a magnitude e o ângulo de fase de uma frequência específica do sinal de entrada.

É importante ressaltar que quando se escolhe detectar uma “sequência” de um sinal monofásico, perde-se a informação sobre a outra componente que gira em sentido oposto, fazendo com que a magnitude do vetor detectado seja a metade da amplitude da componente harmônica do sinal de entrada que está sendo detectado.

Fica claro que a SVFT pode ser utilizada para identificar componentes harmônicas monofásicas e o controlador baseado em SVFT também pode ser aplicado ao controle dessas componentes.

4.3 Análise do controle proposto

Para a análise do controle proposto e posterior obtenção dos resultados experimentais uma montagem foi implementada. O diagrama esquemático da montagem e os valores dos parâmetros com os quais as análises desta seção foram desenvolvidas se encontram na Figura 4.3.

4.3.1 Resposta em frequência do controlador

Se o erro de corrente em $\alpha\beta$ $\vec{\varepsilon}_{\alpha\beta}$ é a entrada de um conjunto de blocos da SVFT em paralelo e suas saídas são somadas, como apresentado na Figura 4.4, a transformada resultante tem ganho unitário para a componente vetorial correspondente a cada bloco da SVFT. Considerando, por exemplo, que a frequência fundamental é 50Hz, que a frequência de amostragem é 10kHz e que as saídas dos blocos de SVFT para obtenção da componente de sequência positiva e frequência fundamental, da componente de sequência negativa e frequência fundamental, da 7ª harmônica de sequência positiva e da 5ª harmônica de sequência negativa do vetor de erro de corrente são somados, esse conjunto de blocos de SVFT em paralelo apresenta ganhos com magnitude e ângulo de fase que variam com a frequência de acordo com a Figura 4.5. O ganho é unitário e o ângulo de fase é zero para aquelas componentes que se deseja identificar.

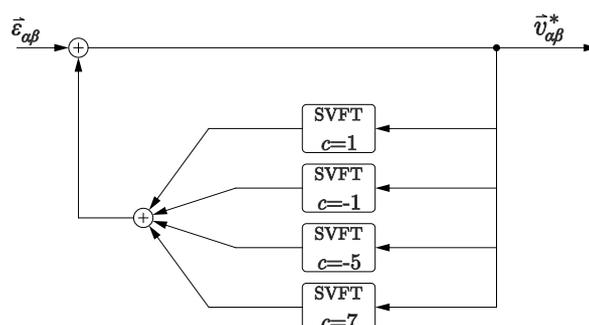


Figura 4.4: Diagrama de blocos do regulador equivalente analisado.

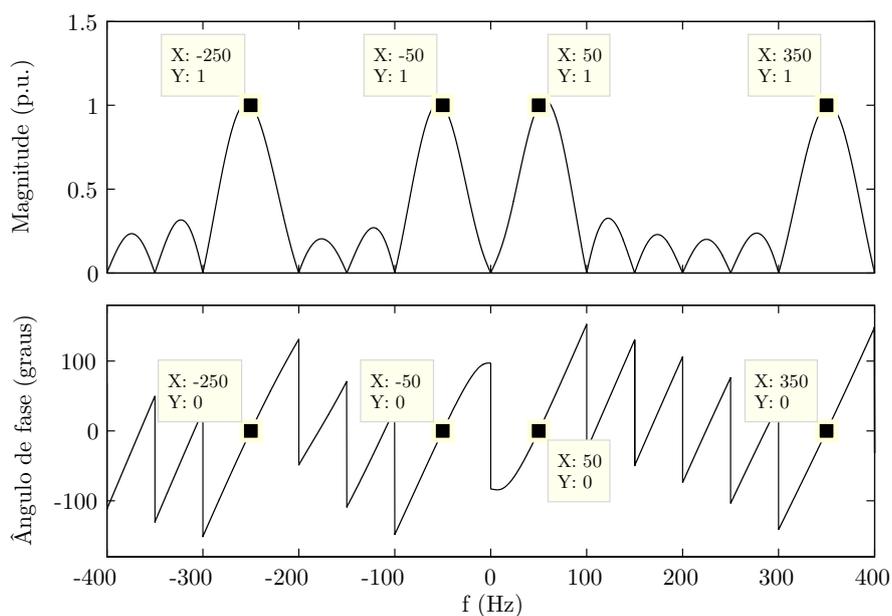


Figura 4.5: Resposta em frequência da função de transferência da SVFT obtida por 4.20.

A partir da equação 4.18 observa-se que somente para as componentes onde o ganho da SVFT é unitário, o controlador proposto apresenta ganho infinito. Os gráficos de ganho e ângulo de fase são apresentados na Figura 4.6. O ganho do controlador é unitário para qualquer outra harmônica inteira da fundamental. Isso significa que o controlador atua como um regulador proporcional para qualquer harmônica inteira diferente daquelas incluídas na SVFT. Por outro lado garante-se erro nulo de regime permanente para um conjunto de componentes harmônicas de ordens e seqüências específicas.

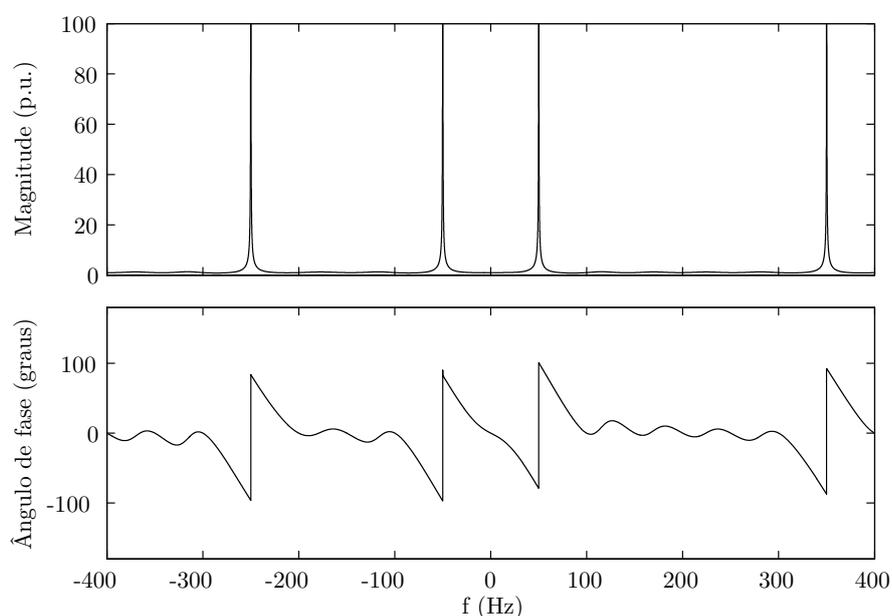


Figura 4.6: Resposta em frequência da função de transferência do controlador baseado em SVFT

Na Figura 4.7 um diagrama de blocos do sistema utilizado para análise do controlador é apresentado. K_P e K_C são ganhos proporcional e do controle baseado em SVFT respectivamente. O atraso devido ao conversor de frequência é representado pelo delay unitário z^{-1} e $G_P(z)$ representa a função de transferência da planta (uma carga resistiva-indutiva) no domínio discreto usando o método de discretização de *Tustin*.

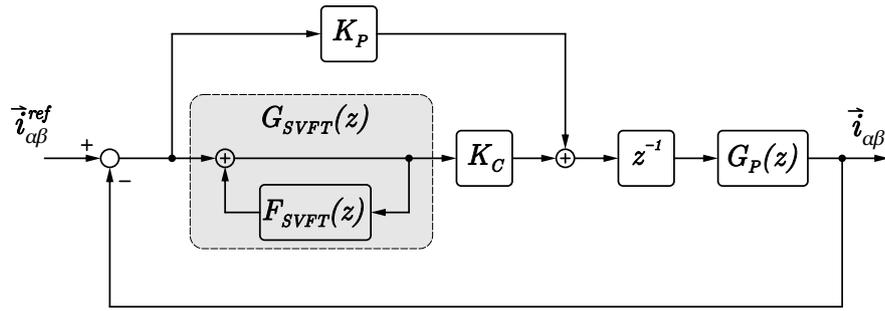


Figura 4.7: Diagrama de blocos do sistema utilizado para análise do controlador

A resposta em frequência do sistema em malha fechada utilizando $K_P = 4$ e $K_C = 10$, é mostrada na Figura 4.8. Nesse caso, o conjunto de componentes harmônicas a serem controladas é $N_c = \{-5, -1, 1, 7\}$, ou seja, foram selecionadas as componentes harmônicas de sequência negativa de ordem 5 e fundamental, bem como as de sequência positiva fundamental e de ordem 7. Observa-se que para as componentes selecionadas o ganho de malha fechada é unitário e o ângulo de fase é nulo, como esperado.

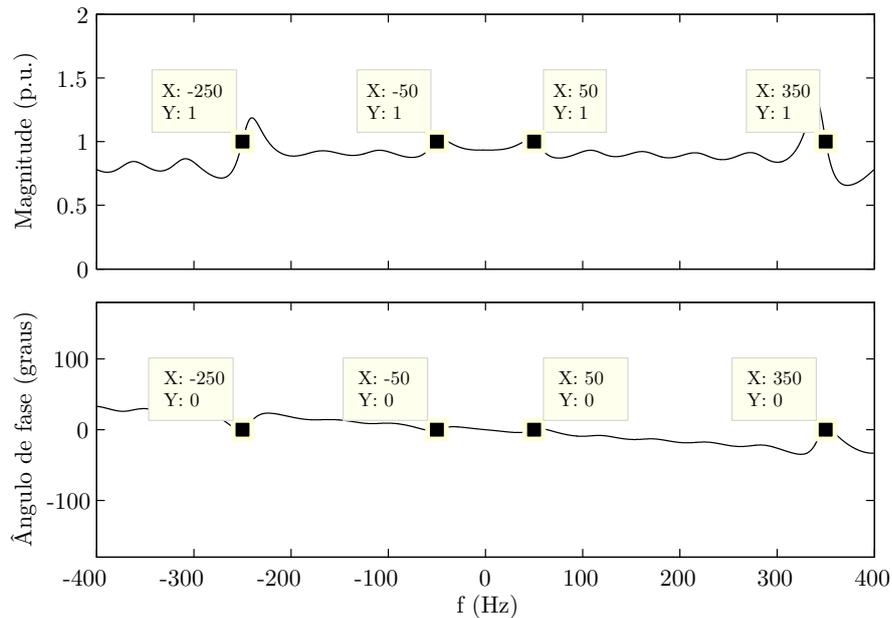


Figura 4.8: Resposta em frequência do sistema em malha fechada para $N_c = \{-5, -1, 1, 7\}$

4.3.2 Análise de estabilidade

Para verificar a estabilidade em malha fechada, um modelo da planta no domínio discreto é obtido utilizando o método de discretização de *Tustin*:

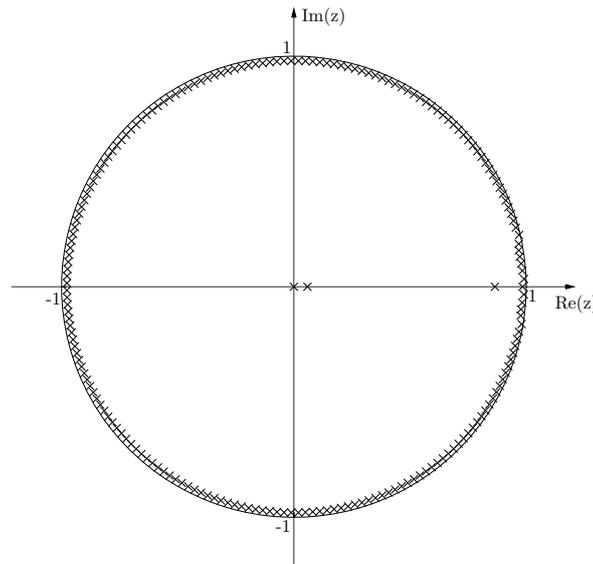


Figura 4.9: Polos do sistema em malha fechada.

$$G_P(z) = \frac{1/R}{1 + \frac{2L}{T_s R} \left(\frac{z-1}{z+1} \right)}. \quad (4.22)$$

A função de transferência de malha fechada $G_S(z)$ do sistema representado na Figura 4.7 pode então ser escrita como:

$$G_S(z) = \frac{[K_P + K_C G_{SVFT}(z)] z^{-1} G_P(z)}{1 + [K_P + K_C G_{SVFT}(z)] z^{-1} G_P(z)}. \quad (4.23)$$

Os polos de $G_S(z)$ são mostrados na Figura 4.9. É possível observar que todos os polos se encontram internos ao círculo unitário caracterizando a estabilidade do sistema em malha fechada, com polo de valor absoluto máximo de 0.995.

4.4 Resultados experimentais

Na seção anterior uma nova técnica de controle de corrente é proposta. Para validar essa técnica, uma implementação experimental é apresentada nesta seção e seus resultados são avaliados. Na Figura 4.3 um diagrama esquemático da montagem é apresentado. Os parâmetros do experimento estão sumarizados na Tabela 4.1.

O algoritmo do controle de corrente é implementado em um DSP com aritmética de ponto flutuante a uma frequência de amostragem de 10kHz. A frequência de chaveamento do conversor é igual à frequência de amostragem.

Tabela 4.1: Parâmetros do experimento.

Parâmetro	Valor
Tensão CC (v_{dc})	100V
Indutância da carga (L_L)	3.9mH
Resistência da carga (R_L)	1.012 Ω
Frequência fundamental (f)	50Hz
Frequência de chaveamento (f_S)	10kHz
Frequência de amostragem (f_A)	10kHz

Os ganhos utilizados para o controle são os mesmos utilizados para a análise de estabilidade ($K_P = 4$ e $K_C = 10$). As componentes trifásicas de referência escolhidas foram: $1_+^a = 10.0A$, $1_-^a = 2.0A$, $5_-^a = 1.5A$ e $7_+^a = 1.5A$, onde o sinal indica a sequência e os sinais de referência na frequência fundamental são de 50Hz.

A resposta transitória do controlador à aplicação dos sinais de referência é apresentado na Figura 4.10. Observa-se que os sinais medidos atingem a condição de regime permanente sem um “overshoot” significativo. As correntes de saída do inversor em regime permanente podem ser observadas na Figura 4.11.

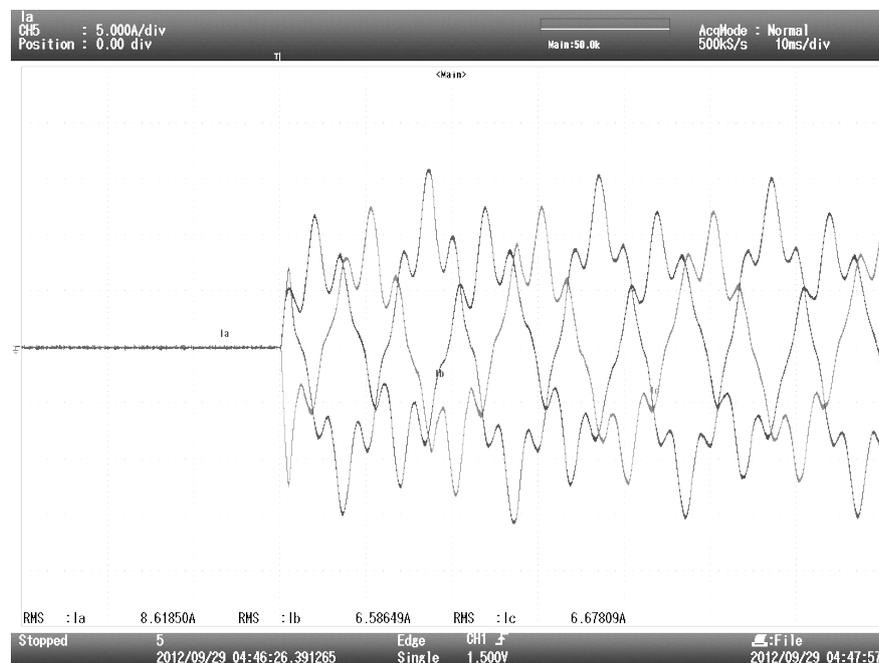


Figura 4.10: Resposta transitória das correntes de saída do inversor.

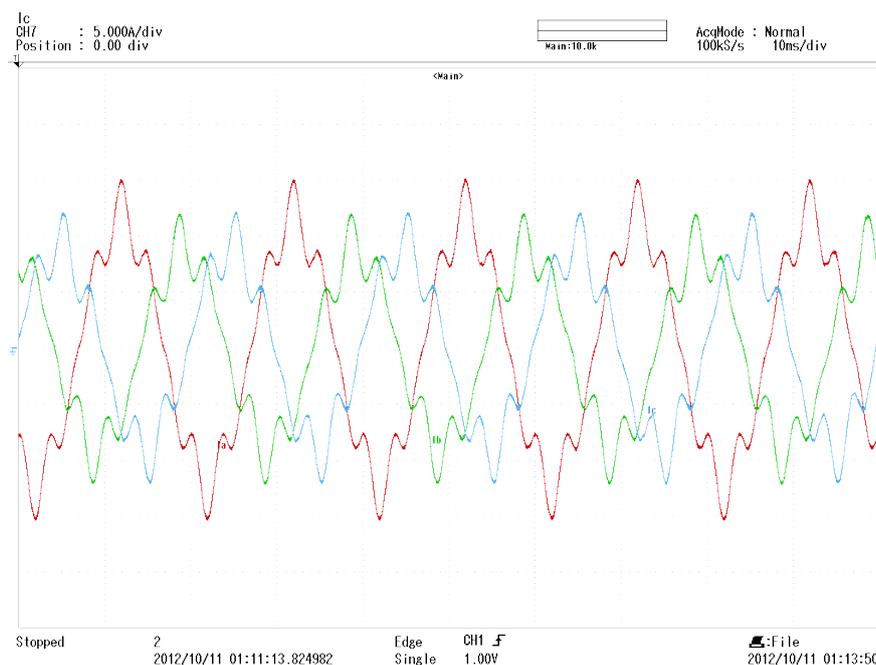


Figura 4.11: Correntes de saída do inversor em regime permanente.

Para melhor observar o comportamento do controlador em regime permanente, as correntes de referência e medida estão apresentadas na Figura 4.12 e o erro de corrente em cada fase pode ser visto na Figura 4.13. É possível notar que as correntes na saída do inversor seguem as correntes de referência adequadamente com baixo erro de regime permanente.

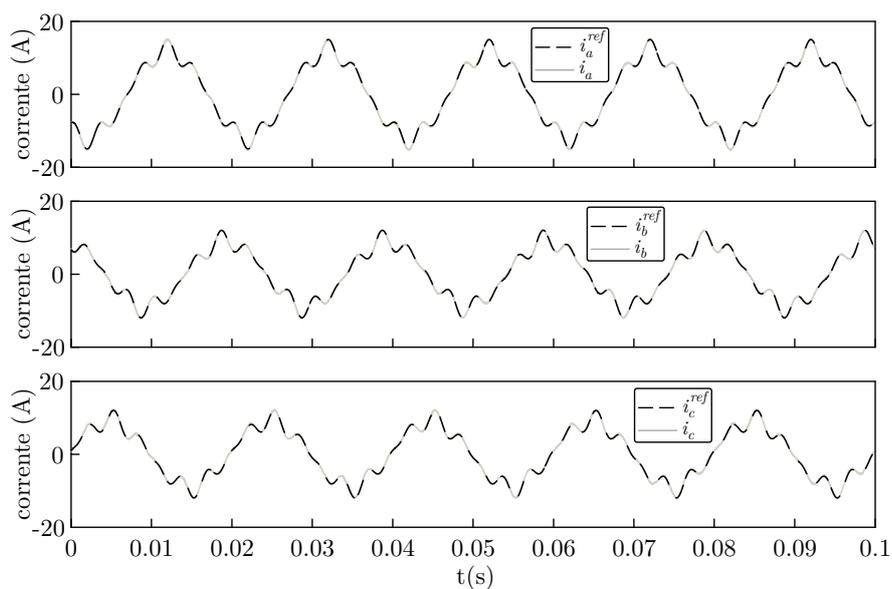


Figura 4.12: Correntes de referência e medida em regime permanente.

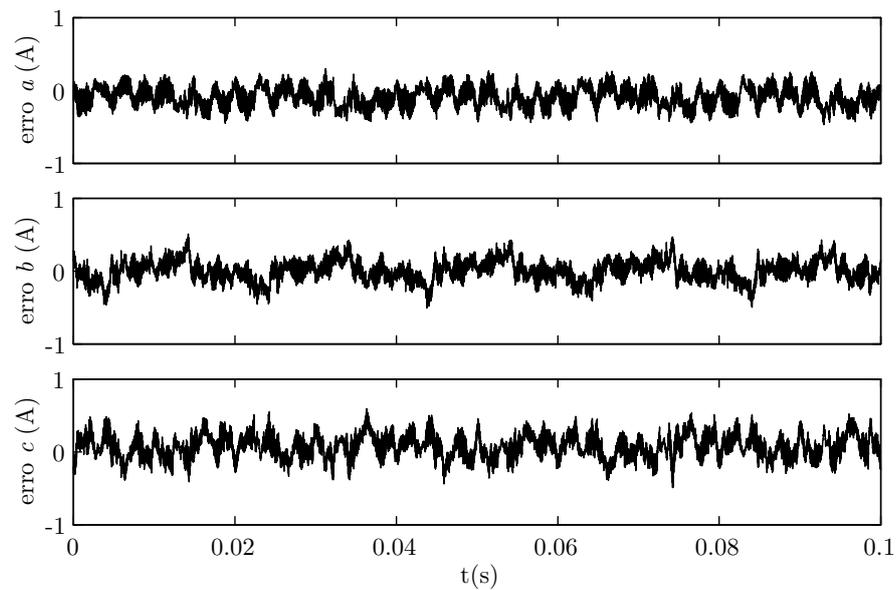


Figura 4.13: Erro em regime permanente nas fases a , b e c .

O tempo de resposta do controlador pode ser avaliado pela evolução temporal do valor absoluto do vetor erro calculado pela equação (4.24) durante o período transitório. O resultado obtido pode ser observado na Figura 4.14. Pode ser visto que o valor absoluto do erro se torna menor do que 2% do pico do vetor corrente de referência (15.0A) em aproximadamente 0.038s (cerca de 2 ciclos da componente de frequência fundamental). Levando em consideração que o ruído do sinal medido é alto, este vetor de sinal armazenado foi processado através de um filtro de ordem zero nas direções direta e inversa [43] somente para avaliar o tempo de resposta (o sinal filtrado não é utilizado para propósitos de controle).

$$|\vec{\varepsilon}_{\alpha\beta}| = \sqrt{\varepsilon_{\alpha}^2 + \varepsilon_{\beta}^2}. \quad (4.24)$$

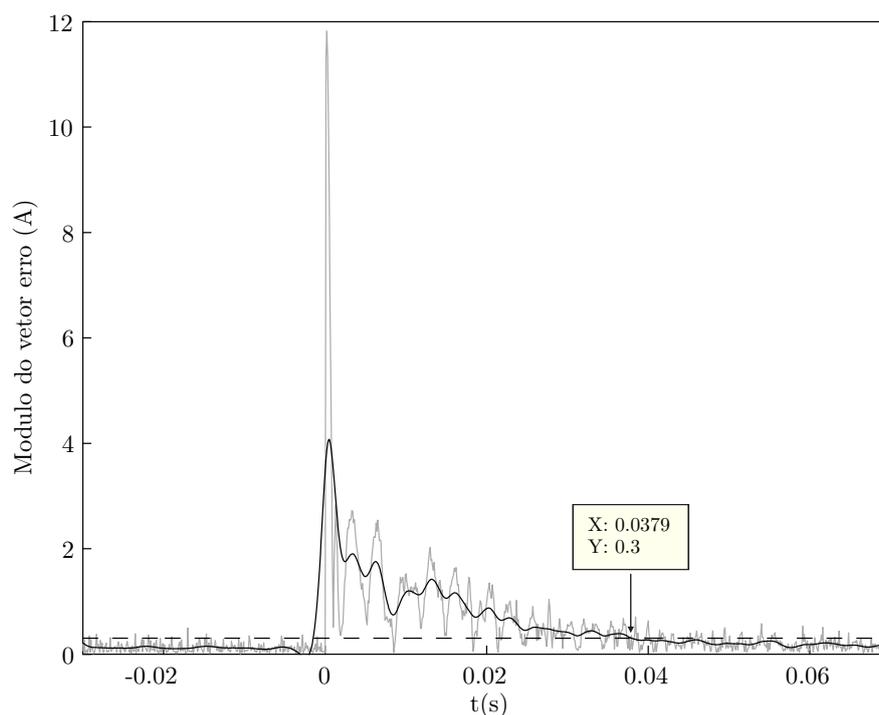


Figura 4.14: Módulo do vetor erro.

As amplitudes das componentes vetoriais harmônicas das correntes de saída do inversor em regime permanente estão apresentadas na Figura 4.15, como esperado o sinal de saída tem os valores corretos das componentes harmônicas de referência. Mediante os resultados apresentados nota-se o bom desempenho do controlador para as condições e parâmetros do experimento realizado.

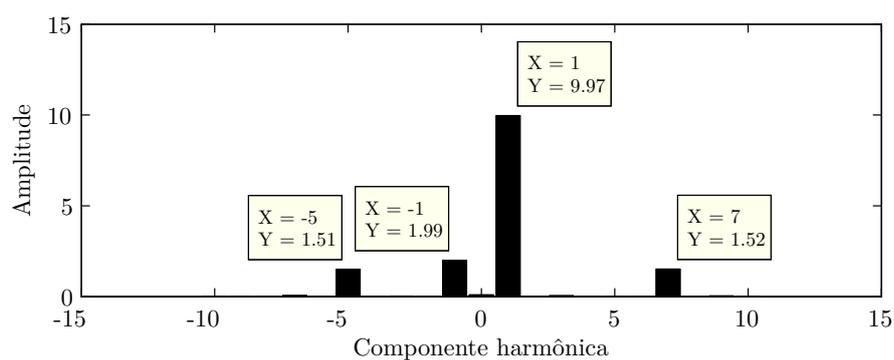


Figura 4.15: Avaliação do conteúdo harmônico das correntes de saída do inversor.

4.5 Considerações finais

O controlador de corrente apresentado neste capítulo é adequado ao seguimento de um sinal trifásico de uma componente harmônica de sequência específica. Os resultados

experimentais confirmam as propriedades previamente estabelecidas para o controlador de corrente proposto.

A principal vantagem deste controlador frente aos já existentes é sua intrínseca característica discreta que evita problemas relacionados à discretização observados em controladores ressonantes [15] [16]. Outro ponto positivo desta técnica é a possibilidade de se controlar várias componentes harmônicas com um único controlador como observado no item 4.2.1.

Observada a aplicabilidade experimental da técnica de controle de corrente, é possível analisar sua atuação quando utilizada no controle de corrente de um filtro ativo. Para tal, resultados experimentais são apresentados no próximo capítulo.

5

APLICAÇÃO DO CONTROLE DE CORRENTE BASEADO NA SVFT AO FILTRO ATIVO

Para avaliar o comportamento do controlador de corrente proposto aplicado ao filtro ativo de corrente, resultados de simulação e experimentais são apresentados nesse capítulo. O diagrama esquemático na Figura 5.1 representa tanto a simulação quanto a montagem experimental.

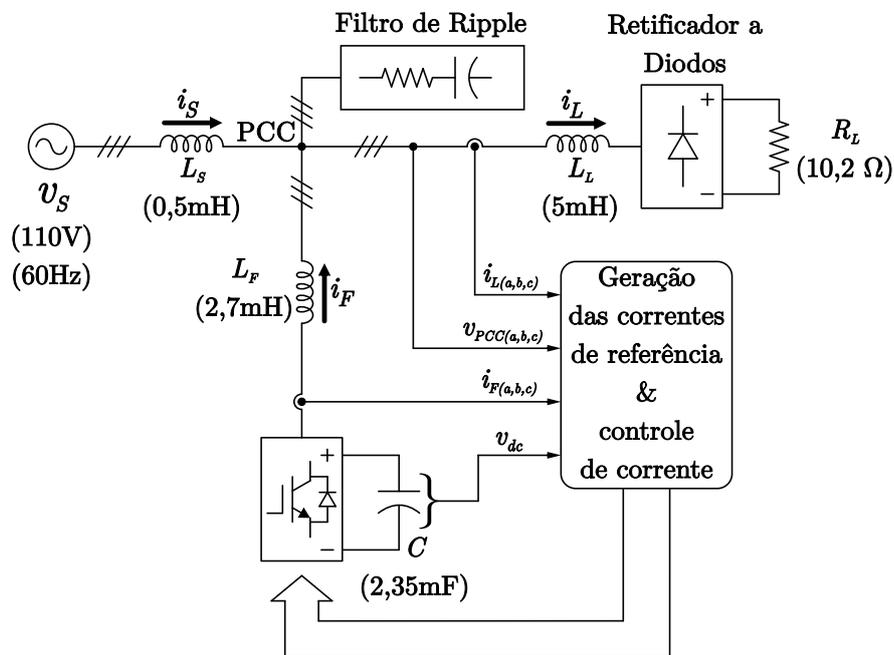


Figura 5.1: Diagrama esquemático da montagem experimental do filtro ativo.

O diagrama geral do controle pode ser observado na Figura 5.2. Os parâmetros do sistema estão sumarizados na Tabela 5.1.

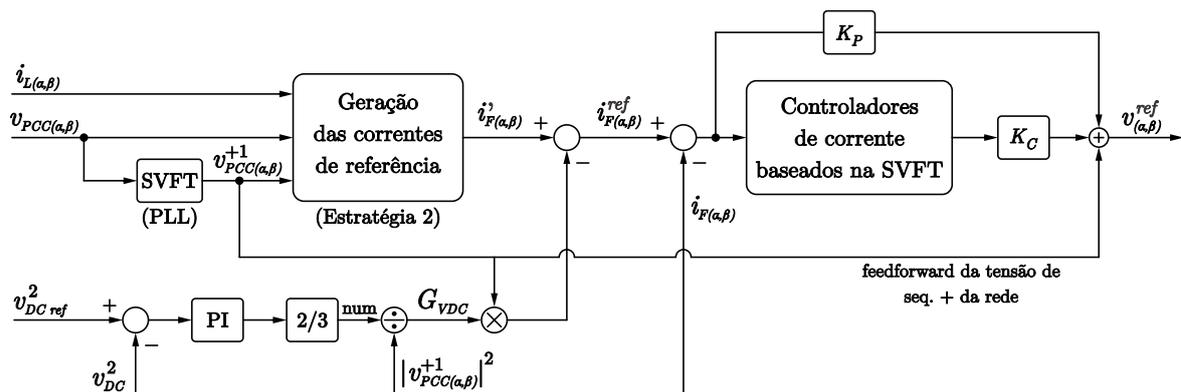


Figura 5.2: Diagrama do controle.

A estratégia de compensação enunciada no diagrama de blocos e adotada para geração das correntes de referência é a segunda estratégia descrita no capítulo 3, cujo objetivo é manter as correntes da rede puramente senoidais e equilibradas. Logo após a determinação das correntes de referência $i'_{F(\alpha, \beta)}$ pela estratégia de compensação, é necessário determinar a parcela de corrente de entrada no conversor que tem a função de manter a tensão no barramento dc constante e suprir perdas no conversor. Depois dessas operações a corrente de referência $i'_{F(\alpha, \beta)}$ é subtraída da corrente de saída do filtro ativo $i_{F(\alpha, \beta)}$ e dá origem ao erro que é a entrada de controladores de corrente tais como aquele proposto neste trabalho e representado na Figura 4.1.

A compensação feedforward tem a função de conferir velocidade ao controle uma vez que já introduz à referência de tensão do conversor a tensão da rede, deixando que o controle de corrente seja responsável apenas pela tensão diferencial entre o inversor e a rede necessária à imposição das correntes do filtro ativo. No entanto, utilizar a tensão da rede sem qualquer tratamento pode provocar instabilidade do sistema de controle de corrente, visto que no período transitório da atuação do filtro ativo a corrente deste pode se comportar de maneira tal a distorcer consideravelmente a tensão da rede provocando um efeito amplificador do distúrbio quando da utilização irrestrita dessa tensão como uma alimentação positiva à tensão de saída do controlador. Para cumprir essa função, utilizou-se aqui a tensão de seq. positiva já calculada pelo PLL , não acarretando em esforço computacional adicional ao algoritmo de controle e ao mesmo tempo evitando possíveis problemas de instabilidade.

Tabela 5.1: Parâmetros do sistema.

Parâmetro	Valor
Tensão eficaz de linha	110V
Tensão de referência CC ($v_{dc\ ref}$)	250V
Indutância estimada da rede (L_S)	0.5mH
Indutância de saída do FAP (L_F)	2.7mH
Indutância na entrada da carga (L_L)	5.0mH
Resistência da carga (R_L)	10.2 Ω
Capacitância do FAP (C)	2.35mF
Capacitância do filtro de ripple (C_{RF})	4.7 μ F
Resistência do filtro de ripple (R_{RF})	0.5 Ω
Frequência da rede (f)	60Hz
Frequência de chaveamento (f_S)	10kHz
Frequência de amostragem (f_A)	10kHz

5.1 Implementação computacional do controlador de corrente

Alguns aspectos importantes sobre a implementação computacional devem ser discutidos antes da utilização do controlador de corrente. A forma mais simples e imediata de visualizar e executar o algoritmo do controlador de corrente pode ser observada na Figura 5.3. Como esperado, nota-se que a atualização do valor transformado pela SVFT ($y[(k)T_s]$) ocorre com o retardo natural de uma amostra devido à forma de implementação do algoritmo. Ou seja, a saída do controlador de corrente é igual a $e[(k)T_s] + y[(k-1)T_s]$.

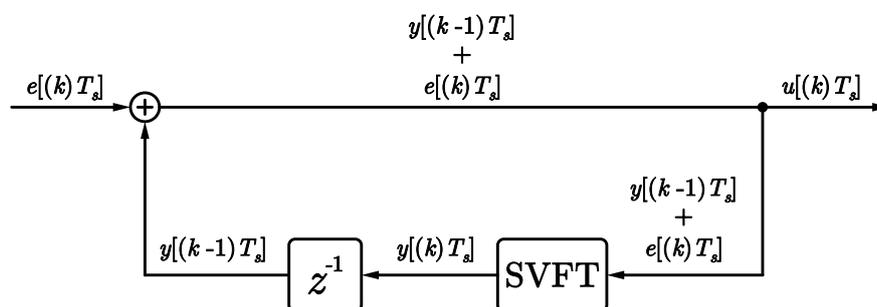


Figura 5.3: Diagrama de blocos do controlador de corrente.

Para compensar esse atraso na atualização do valor transformado da SVFT, sugere-se que esse valor transformado atualizado ($y[(k)T_s]$) seja capturado no final do algoritmo, para logo após substituir seu antigo valor e ser utilizado na saída do

controlador $(e[(k)T_s] + y[(k)T_s])$. A Figura 5.4 ilustra essa operação.

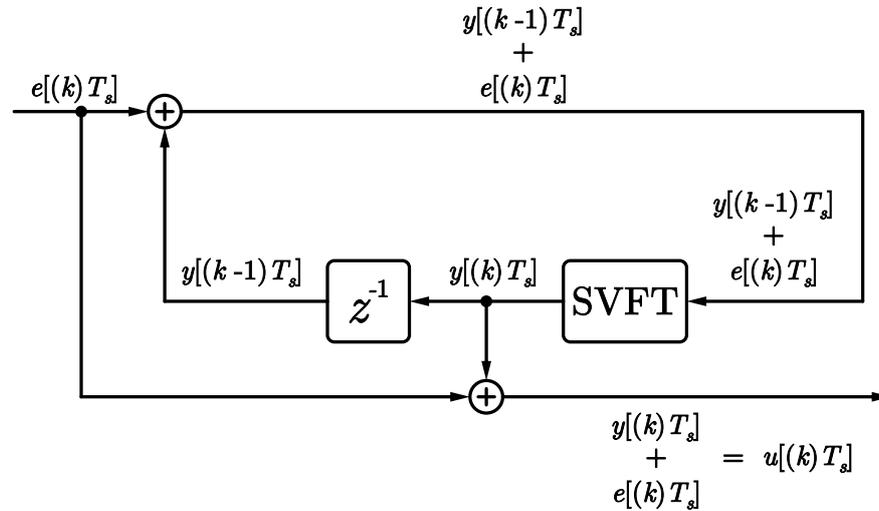


Figura 5.4: Diagrama de blocos do controlador de corrente modificado.

Foi observado que a compensação do atraso na atualização do valor transformado da SVFT melhora a resposta transitória do controlador de corrente. Em regime permanente não se notam diferenças significativas no comportamento do controle quando utilizadas essas duas formas de execução do algoritmo. A segunda forma de implementar foi escolhida para obtenção dos resultados de simulação e experimental.

5.2 Resultados de simulação

Para as condições do sistema representadas na Figura 5.1, a corrente de carga contém valores expressivos para as seguintes componentes harmônicas: 5^a harmônica de sequência negativa, 7^a harmônica de sequência positiva, 11^a harmônica de sequência negativa e 13^a harmônica de sequência positiva. Por causa dessa característica, foram escolhidos controladores de corrente sintonizados justamente nessas componentes harmônicas. Os ganhos proporcional e do controlador baseado na SVFT são respectivamente $K_P = 1$ e $K_C = 10$.

Assumindo que utilizou-se a segunda estratégia de compensação descrita no capítulo 3, a resposta do controle de corrente em regime permanente para essas correntes de referência podem ser observadas na Figura 5.5. O erro de corrente pode ser visto na Figura 5.6.

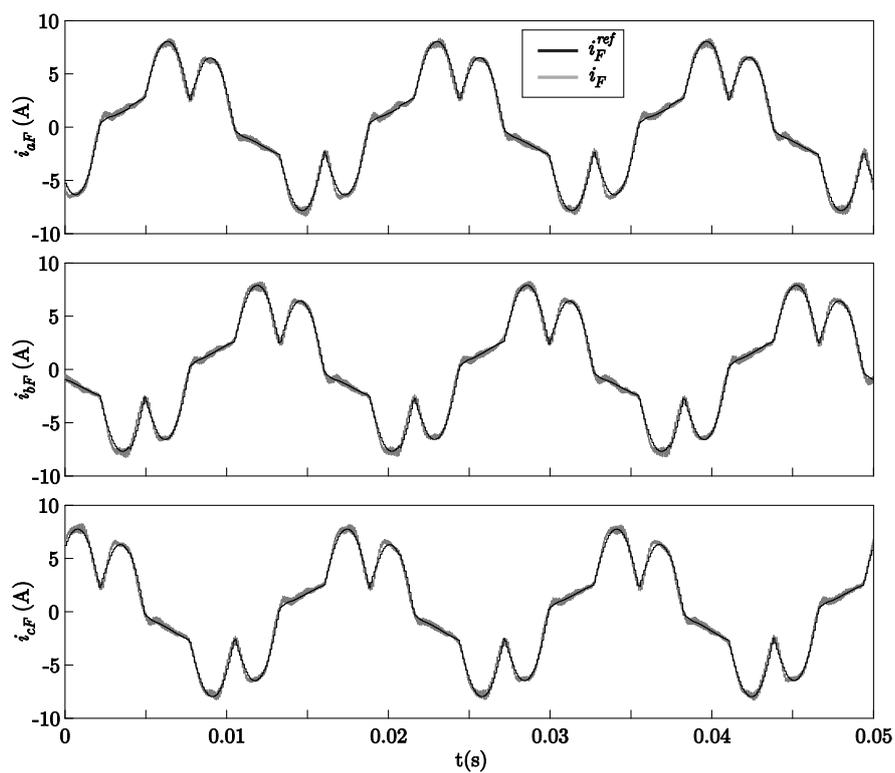


Figura 5.5: Correntes na saída do filtro com suas respectivas referências.

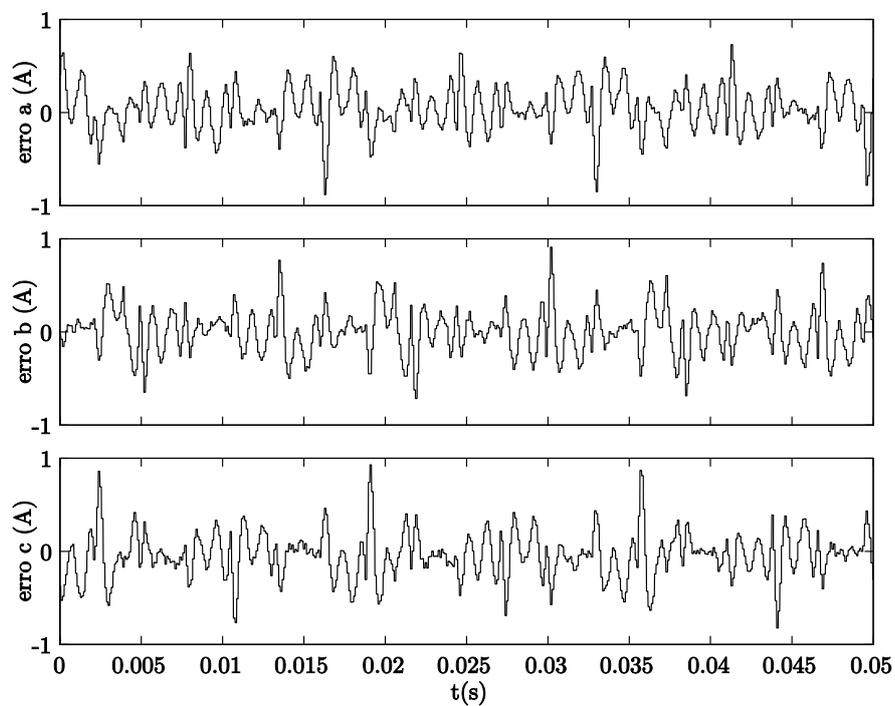


Figura 5.6: Erro das corrente do filtro ativo.

Gráficos das tensões no PCC (point of common coupling) (v_{aPCC} , v_{bPCC} , v_{cPCC}), das correntes da carga (i_{aL} , i_{bL} , i_{cL}) e das correntes da fonte (i_{aS} , i_{bS} , i_{cS}) obtidos através

da utilização da técnica de controle de corrente proposta constam na Figura 5.7.

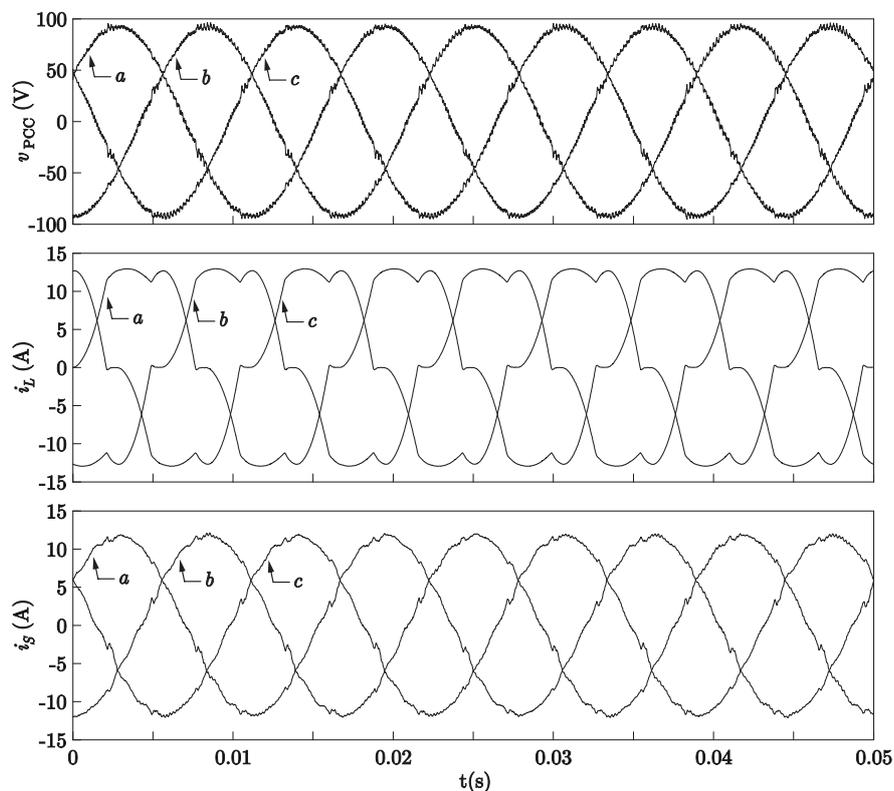


Figura 5.7: Tensões no PCC, correntes da carga e correntes da fonte.

A norma IEEE 519-1992 [3] estabelece alguns limites percentuais para distorção harmônica com relação à maior corrente de frequência fundamental demandada pela carga. No caso das simulações, a máxima corrente fundamental da carga é 13.44A (valor de pico). Nas Figuras 5.8 e 5.9, esses limites são comparados às amplitudes dos harmônicos das correntes da carga e da fonte na fase “a”, tendo em vista que os valores são praticamente idênticos para as demais fases. A corrente fundamental da fonte após a atuação do filtro ativo é 11.73A (valor de pico). Nota-se uma redução significativa do THD.

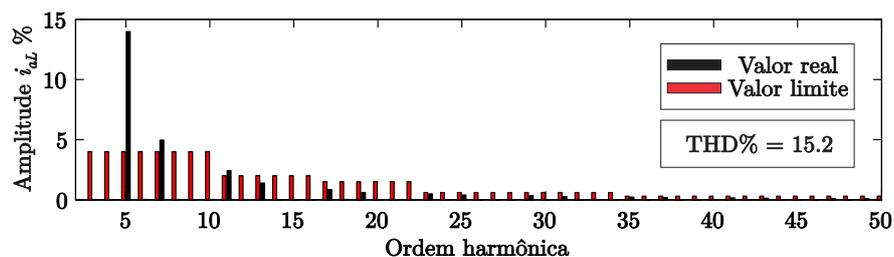


Figura 5.8: Valores em % das harmônicas de i_{aL} com relação à fundamental de i_{aL} e comparação com os limites da norma IEEE 519-1992

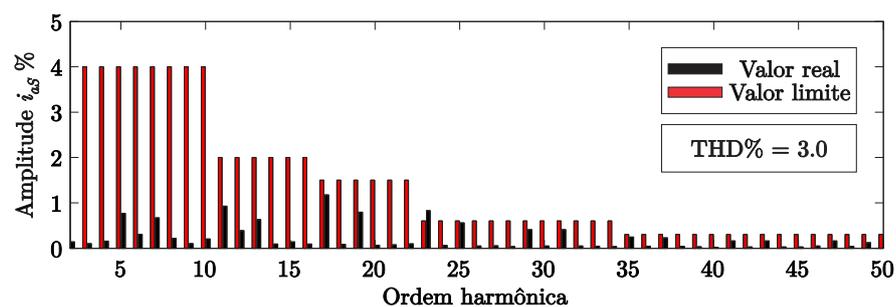


Figura 5.9: Valores em % das harmônicas de i_{aS} com relação à fundamental de i_{aL} e comparação com os limites da norma IEEE 519-1992.

É possível observar a partir da Figura 5.9 que, na simulação, houve uma redução significativa do THD de i_{aS} se comparado ao THD da corrente da carga (i_{aL}). Nota-se então, o bom desempenho do controlador de corrente em simulação.

5.3 Resultados experimentais

Verificado o comportamento do controle de corrente em simulação, os parâmetros da Figura 5.1 são agora utilizados no experimento. O algoritmo do controle de corrente é implementado em um DSP com aritmética de ponto flutuante a uma frequência de amostragem de 10kHz. A frequência de chaveamento do conversor é igual à frequência de amostragem.

O resultado da compensação de distúrbios em regime permanente pode ser observado na Figura 5.10. Os valores dos ganhos de controle utilizados no experimento são os mesmos adotados na simulação ($K_P = 1$ e $K_C = 10$).

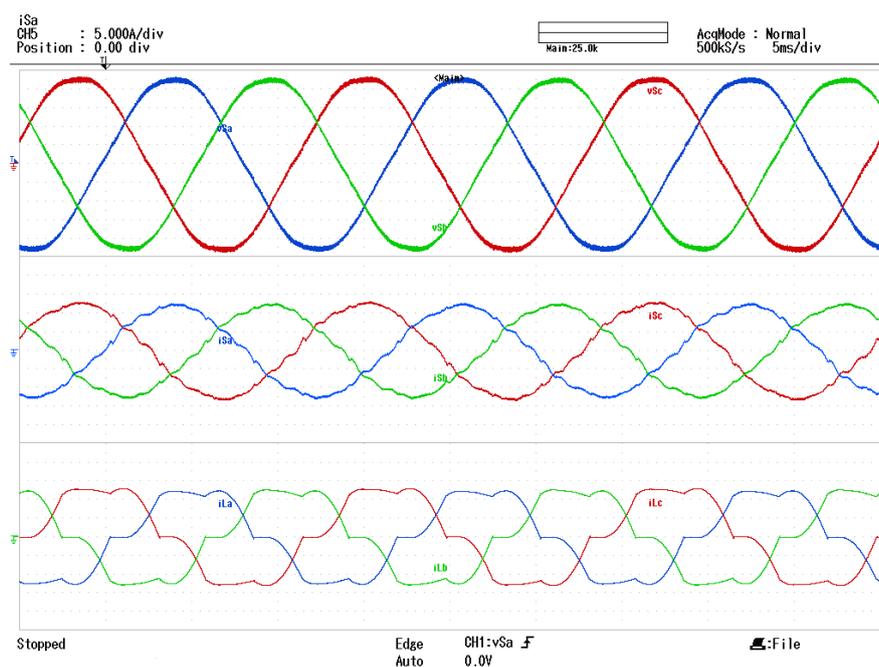


Figura 5.10: Tensões no PCC, correntes da fonte e correntes da carga em regime permanente.

Na Figura 5.11 as correntes i_{as} , i_{aL} e i_{aF} podem ser melhor visualizadas.

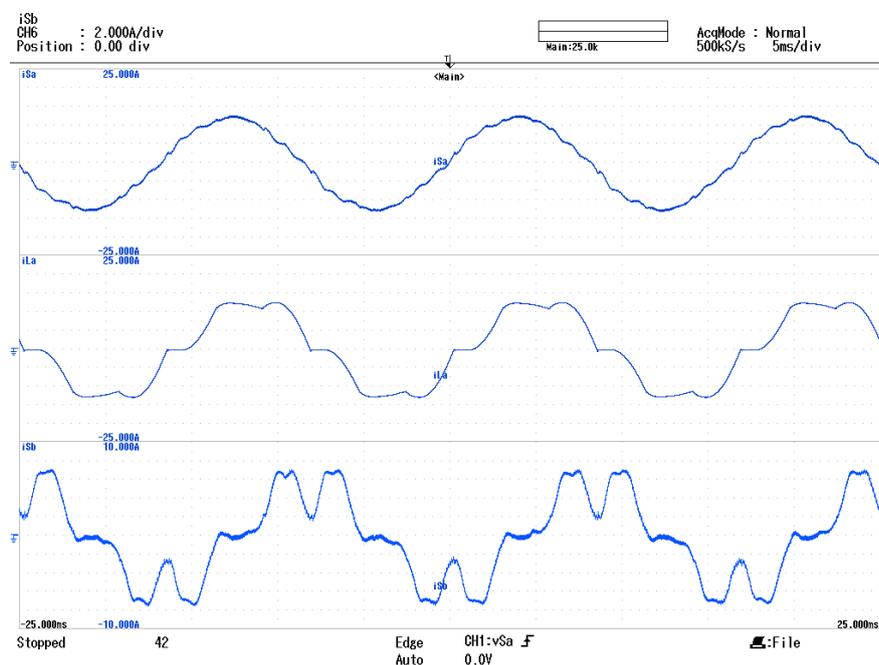


Figura 5.11: Correntes na fase a da fonte, da carga e do filtro ativo.

O conteúdo harmônico das correntes da carga pode ser observado na Figura 5.12 e o conteúdo harmônico das correntes da fonte pode ser visto na Figura 5.13.

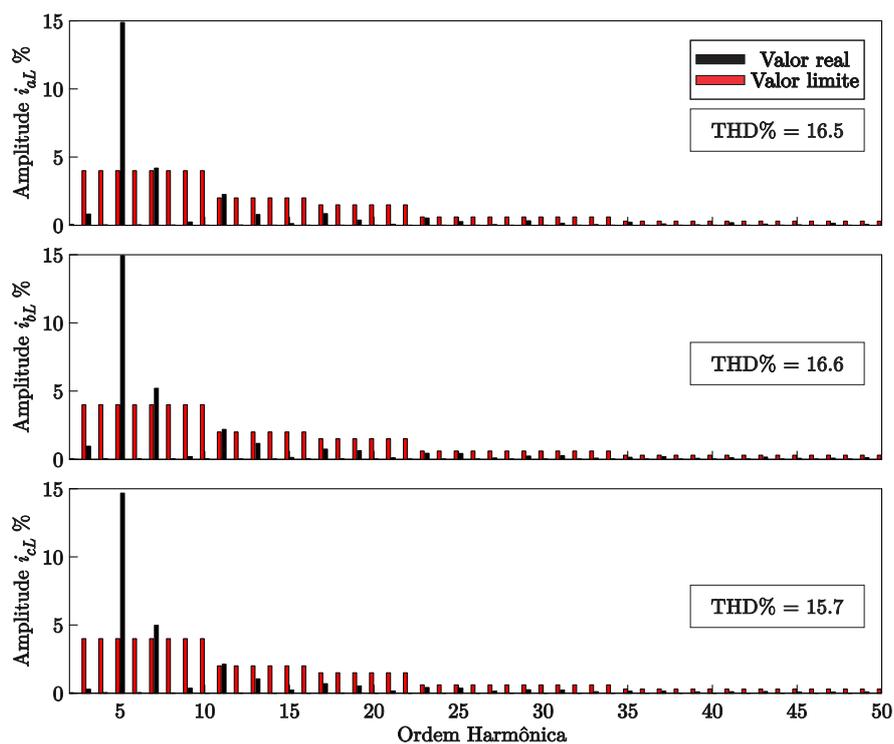


Figura 5.12: Valores em % das correntes da carga com relação à fundamental de i_{aL} e comparação com os limites da norma IEEE 519-1992.

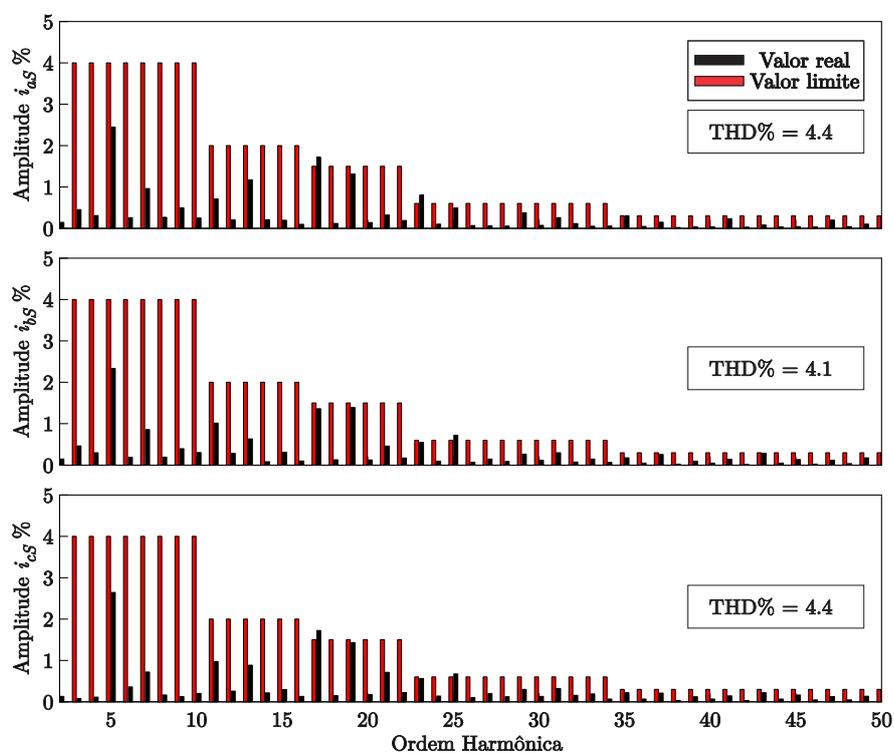


Figura 5.13: Valores em % das correntes da fonte com relação à fundamental de i_{aL} e comparação com os limites da norma IEEE 519-1992.

Como esperado, houve uma redução significativa do THD das correntes da fonte confirmando a aplicabilidade experimental do controlador proposto e seu bom desempenho conforme observado em simulação.

Para observar a resposta dinâmica do controlador, um degrau de carga foi imposto ao sistema já com o filtro ativo em operação. O comportamento do filtro ativo aplicando a técnica de controle proposta pode ser visto na Figura 5.14. Respectivamente na Figura 5.14 estão as correntes no lado da carga e as correntes no lado da rede. Observe-se que em aproximadamente dois ciclos do período da fundamental o filtro ativo entra em regime e estabiliza a compensação.

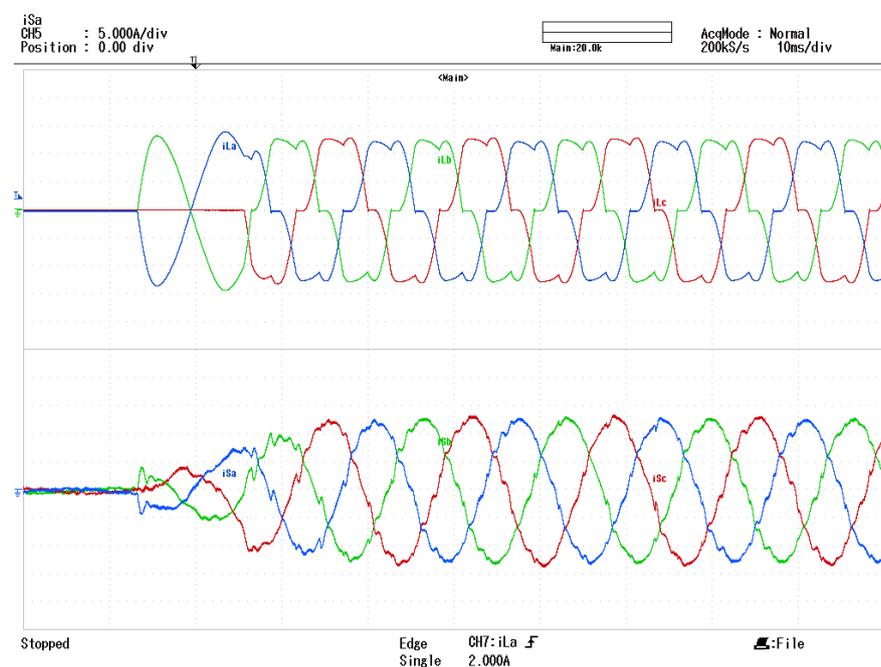


Figura 5.14: Resposta dinâmica do sistema de controle.

O comportamento do controle em condição de desequilíbrio severo na carga também foi testado. Uma falta série na fase b da carga foi imposta. O resultado obtido consta na Figura 5.14.

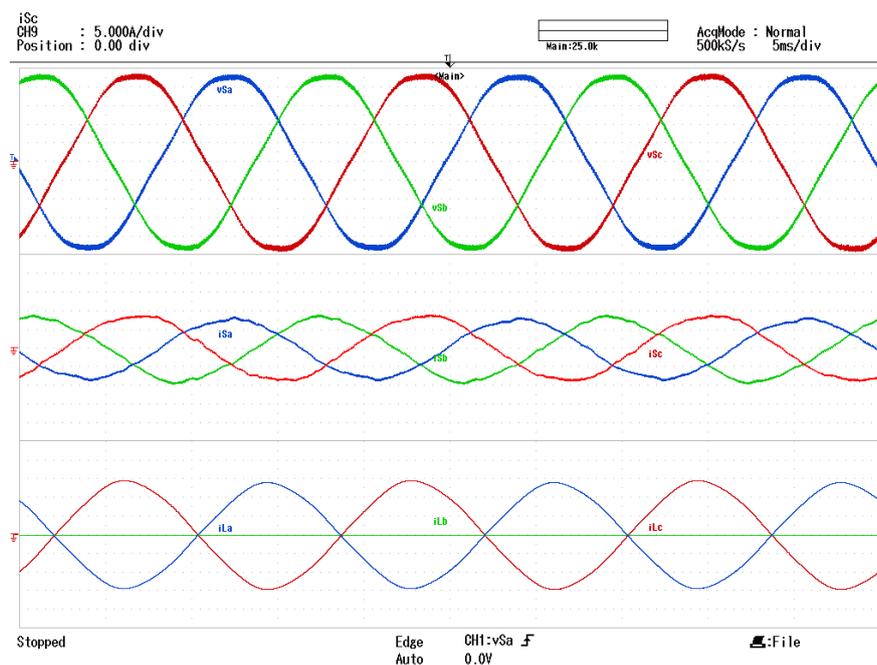


Figura 5.15: Correntes da fonte e correntes na carga quando da falta da fase b da carga.

O conteúdo harmônico das correntes na carga e na fonte pode ser observado na Figura 5.16, nota-se que o desequilíbrio da carga não é compensado totalmente, mas ainda assim o controlador apresenta bom desempenho.

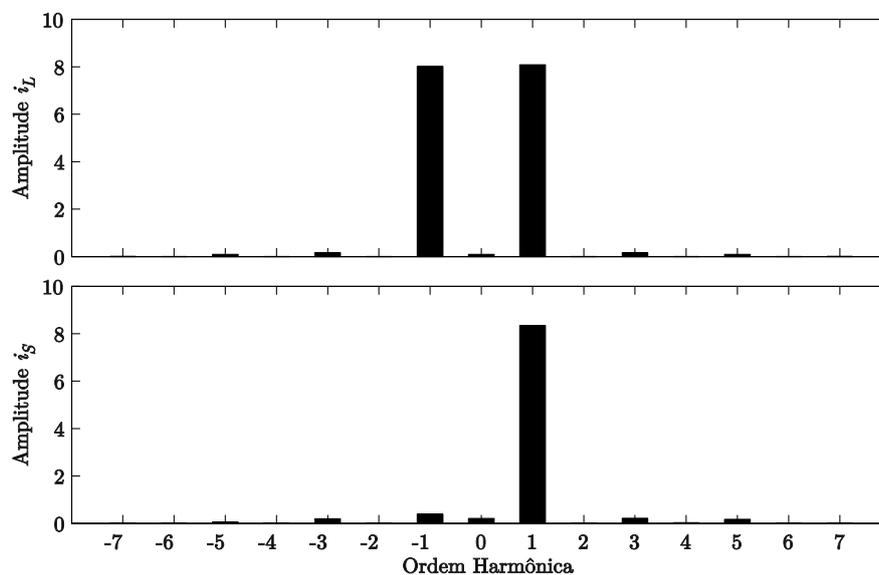


Figura 5.16: Conteúdo harmônico vetorial.

5.4 Considerações finais

Os resultados apresentados neste capítulo, atestam a aplicabilidade do controlador de corrente proposto ao filtro ativo e seu bom desempenho. Também validam as características previamente estabelecidas do controlador de corrente baseado na SVFT tais como: Seletividade no controle de componentes harmônicas de sequências específicas, diminuição acentuada do erro de corrente em regime permanente para essas componentes e operação estável.

6

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Nesta dissertação de mestrado, uma nova técnica de controle é apresentada. Sua utilização é justificada pela necessidade de controlar grandezas trifásicas distorcidas e desbalanceadas. A aplicabilidade desse controlador é verificada através de sua utilização no controle de correntes distorcidas e desbalanceadas em um filtro ativo de potência paralelo.

Um estudo sobre as teorias de potência e suas decorrentes filosofias de compensação é desenvolvido para identificar quais estratégias de compensação são mais interessantes para aplicação no controle de filtros ativos. Uma estratégia específica é escolhida para que o controle de corrente baseado na SVFT seja avaliado. Tendo em mente que o controlador é projetado para operar em um sistema de coordenadas estacionário, a teoria de potência denominada $p-q$ generalizada é escolhida e a estratégia de compensação desenvolvida a partir dessa teoria de potência produz referências de corrente de compensação estacionárias e procura manter sempre as correntes da rede senoidais e equilibradas.

Os resultados de simulação e experimentais obtidos comprovam os atributos do controlador proposto e atestam sua aplicabilidade ao controle de correntes distorcidas e desbalanceadas. As principais vantagens observadas na utilização desse controlador são:

- Seletividade no controle das componentes harmônicas de sequências específicas;
- É implementado em referencial estacionário $\alpha\beta$ dispensando transformações

rotacionais;

- Sua intrínseca característica discreta, não exigindo cuidados adicionais com o método de discretização do controlador;
- Possibilidade de implementação recursiva que reduz significativamente o esforço computacional da SVFT;
- Quando se fizer necessário pode ser implementado da maneira tradicional pela definição da SVFT mas controlando diversas componentes harmônicas com um único controlador.

6.1 Sugestões para trabalhos futuros

Com o objetivo de aperfeiçoar o trabalho desenvolvido são propostos alguns temas para trabalhos futuros:

- Implementação adaptativa em frequência do controlador proposto;
- Desenvolvimento de uma metodologia de projeto adequada para obtenção dos ganhos do controlador proposto;
- Analisar o desempenho do controlador proposto em outras aplicações que solicitem controle de grandezas senoidais e/ou distorcidas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Roger C. Dugan, Mark F. McGranaghan, Surya Santoso, H. Wayne Beaty, *Electrical Power Systems Quality*, 2nd ed. McGraw-Hill.
- [2] V. E. Wagner, Juan Carlos Balda, D. C. Griffith, Alexander Mceachern, T. M. Barnes, D. P. Hartmann, D. J. Phileggi, A. E. Emmanuel, William F. Horton, W. Edward Reid, R. J. Ferraro, Ward T. Jewell, “Effects of Harmonics on Equipment,” *IEEE Transactions on Power Delivery*.
- [3] *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*, IEEE 519-1992, Setembro 1993.
- [4] H. Akagi, “Active Harmonic Filters,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2128–2141, 2005.
- [5] H. Akagi, Y. Kanazawa e A. Nabae, “Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625–630, 1984.
- [6] H. S. Kim, H. S. Mok, G. H. Choe, D. S. Hyun, and S. Y. Choe, “Design of current controller for 3-Phase PWM converter with unbalanced input voltage,” *Proc. IEEE Power Elect. Spec. Conf. - PESC*, pp. 503–509, 1998.
- [7] P. Hsu and M. Behnke, “A three-phase synchronous frame controller for unbalanced load,” *Proc. of the IEEE Power Elect. Spec. Conf. - PESC*, pp. 1369–1374, 1998.
- [8] H. S. Song and K. Nam, “Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions,” *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 46, no. 5, pp. 953–959, 1999.
- [9] C. B. Jacobina, M. B. R. Correa, T. M. Oliveira, A. M. N. Lima, and E. R. C.

- da Silva, "Current control of unbalanced electrical systems," *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 48, no. 3, pp. 517–525, 2001.
- [10] S. Park, S. B. Han, B.-M. Jung, S. H. Choi, and H. G. Jecag, "A current control scheme based on multiple synchronous reference frames for parallel hybrid active filter," *Proc. IPEMC*, pp. 218–223, 2000.
- [11] X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler, and J. Allmeling, "Stationary-frame generalized integrators for current control of APF with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions," *Ind. Appl., IEEE Trans. on*, vol. 38, no. 2, pp. 523–532, Mar./Apr. 2002.
- [12] D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. H. Bode, "Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators," *Ind. Appl., IEEE Trans. on*, vol. 37, no. 2, pp. 601–610, Mar./Apr. 2001.
- [13] L. R. Limongi, R. Bojoi, G. Griva, and A. Tenconi, "Digital Current Control Schemes," *IEEE Ind. Elect. Magazine*, vol. 3, no. 1, pp. 20–31, 2009.
- [14] C. A. Busada, S. G. Jorge, A. E. Leon, and J. A. Solsona, "Current controller based on reduced order generalized integrators for distributed generation systems," *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 59, no. 7, pp. 2898–2909, 2012.
- [15] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator," *Proc. IEEE Power Elect. Spec. Conf. - PESC*, 2006.
- [16] F. J. Rodríguez, E. Bueno, M. Aredes, L. G. B. Rolim, F. A. S. Neves, and M. C. Cavalcanti, "Discrete-time implementation of second order generalized integrators for grid converters," *Proc. IEEE Ind. Elect. Conf. - IECON*, pp. 176–181, 2008.
- [17] D. G. Holmes and D. A. Martin, "Implementation of direct digital predictive current controller for single and three-phase voltage source inverters," *Proc. IEEE IAS Annu. Meeting*, pp. 906–913, 1996.
- [18] L. Malesani, P. Mattavelli, and S. Buso, "Robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters," *Ind. Appl., IEEE Trans. on*, vol. 35, no. 3, pp. 613–620, 1999.
- [19] G. Escobar, P. G. H. Briones, P. R. Martinez, M. H. Gomez, and R. E. T. Olguin, "A repetitive-based controller for the compensation of $6l \pm 1$ harmonic

- components,” *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 55, no. 8, pp. 3150–3158, Aug. 2008.
- [20] J. Miret, M. Castilla, J. Matas, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, “Selective harmonic-compensation control for single-phase active power filter with high harmonic rejection,” *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 56, no. 8, pp. 3117–3127, Aug. 2009.
- [21] P. Mattavelli and F. P. Marafao, “Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters,” *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 51, no. 5, pp. 1018–1024, Oct. 2004.
- [22] F. Neves, H. de Souza, F. Bradaschia, M. Cavalcanti, M. Rizo, and F. Rodriguez, “A space-vector discrete fourier transform for unbalanced and distorted three-phase signals,” *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, vol. 57, no. 8, pp. 2858–2867, Aug. 2010.
- [23] C. I. Budeanu, “*Puissances réactives et fictives*,” Monografia, Institut Romain de l’Energie, Bucharest, 1927.
- [24] L. S. Czarnecki, “What is wrong with the budeanu concept of reactive and distortion power and why it should be abandoned,” *IEEE Transactions Instrumentation and Measurement*, vol. 36, pp. 1845–1854, Setembro 1987.
- [25] D. Yildirim e E. F. Fuchs, “Commentary on various formulations of distortion power D ,” *IEEE Power Engineering Review*, vol. 19, pp. 50–52, Maio 1999.
- [26] L. S. Czarnecki, “Distortion power in systems with nonsinusoidal voltage,” *IEEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 139, pp. 276–280, Maio 1992.
- [27] H. Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, 1 ed. IEEE Press and Wiley-Interscience, 2007.
- [28] S. Fryze, “Wirk-, blind- und scheinleistung in elektrischen stromkreisen mit nicht-sinusförmigem verlauf von strom und spannung,” *ETZ-Arch. Elektrotech.*, vol. 53, no. 25, pp. 596–599, 625–627, 700–702, 1932.
- [29] F. Buchholz, “*Das Begriffssystem Rechtleistung. Wirkleistung, totale Blindleistung*,” auto-publicação, Alemanha, 1950.

- [30] *IEEE Trial-Use Standard Definitions for Power Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced or Unbalanced Conditions*, IEEE Std 1459-2000, Dezembro, 2002.
- [31] M. Depenbrock, “The FBD-method, a generally applicable tool for analyzing power relations,” *IEEE International Conference on Harmonics and Power Systems*, pp. 135–141, Setembro 1992.
- [32] —, “The FBD-method, a generally applicable tool for analyzing power relations,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 8, no. 2, pp. 381–387, Maio 1993.
- [33] —, “Variation power, variation currents: physical background and compensation rules,” *ETEP - European Transaction on Electrical Power Engineering*, vol. 11, no. 5, pp. 309–316, Setembro 2001.
- [34] H. Akagi, Y. Kanazawa e A. Nabae, “Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits,” *Int. Power Electronics Conf*, pp. 1375–1386, 1983.
- [35] J. Willems, “A new interpretation of the akagi-nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 41, no. 4, pp. 523–527, Agosto 1992.
- [36] P. R. Cortés, “*Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos*,” Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Departament d’Enginyeria Elèctrica, Universitat Politècnica de Catalunya - UPC, Barcelona, Janeiro 2005.
- [37] M. Depenbrock, V. Staudt e H. Wrede, “A theoretical investigation of original and modified instantaneous power theory applied to four-wire systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 4, pp. 1160–1168, Julho/Agosto 2003.
- [38] H. Kim, F. Blaabjerg, B. Bak-Jensen e J. Choi, “Instantaneous power compensation in three-phase systems by using p-q-r theory,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 701–710, Setembro 2002.
- [39] S. Togasawa, T. Murase, H. Nakano e A. Nabae, “Reactive power compensation

- based on a novel cross-vector theory,” *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 114, pp. 340–341, Março 1994.
- [40] A. Nabae, H. Nakano e S. Togasawa, “An instantaneous distortion current compensator without any coordinate transformation,” *Proc. Int. Power Elect. Conf.*, pp. 1651–1655, 1995.
- [41] R. H. Park, “Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I,” *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the*, vol. 48, no. 3, pp. 716 –727, Julho 1929.
- [42] B. A. Francis and W. M. Wonham, “The internal model principle for linear multivariable regulators,” *Applied Mathematics and Optimization*, vol. 2, no. 2, pp. 170–194, 1975.
- [43] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, and J. R. Buck, *Discrete-Time Signal Processing*, 2nd ed. Prentice Hall, 1999.