KELLY CAROLINE MINGORANCIA DE CARVALHO

Cálculo das sequências positiva e negativa em tempo real a partir do produto escalar de vetores espaciais: aplicações em compensadores de perturbações na rede

São Paulo

2015

KELLY CAROLINE MINGORANCIA DE CARVALHO

Cálculo das sequências positiva e negativa em tempo real a partir do produto escalar de vetores espaciais: aplicações em compensadores de perturbações na rede

Dissertação apresentada à Escola Politécnica
da Universidade de São Paulo para obtenção
de título de Mestre em Ciências

Orientador:
Prof. Dr. Lourenço Matakas Junior

São Paulo
2015

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Carvalho, Kelly Caroline Mingorancia de

Cálculo das sequências positiva e negativa em tempo real a partir do produto escalar de vetores espaciais: aplicações em compensadores de perturbações na rede / K. C. M. Carvalho -- versão corr. -- São Paulo, 2015. 133 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Eletrônica de potência I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

*À minha irmã Marcelly, pelos sábios
conselhos e paciência infinita;
A meus pais Rosemiro e Florisbela, que
sempre me apoiaram incondicionalmente.*

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Dr. Lourenço Matakas Junior por me incentivar e dar as orientações necessárias para tornar este trabalho possível.

Ao Professor Dr. Wilson Komatsu por seus conselhos e valiosa contribuição a este trabalho.

Aos meus amigos do Laboratório de Eletrônica de Potência, Fernando, Ricardo e Naji, pela ajuda dada para a realização deste trabalho e pelo apoio.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pela concessão da bolsa que possibilitou a execução deste trabalho.

RESUMO

O presente trabalho pretende aplicar o método de cálculo de componentes simétricas por produtos escalares de vetores espaciais para o cálculo dos sinais de referência de compensadores de perturbação. Outras metodologias de cálculo de corrente de referência são apresentadas, analisadas e comparadas com o método implementado. Uma revisão de vetores espaciais nos sistemas abc e $\alpha\beta 0$ é feita para auxílio da explicação do método de extração de componentes simétricas. O método é inicialmente apresentado de forma generalista, de modo que é realizado o cálculo de componentes de sequência positiva, negativa e zero para um harmônico de ordem h . A autora apresenta algoritmos de exemplos práticos para uso em cálculo de corrente de referência incluindo as compensações de reativos da corrente fundamental, de harmônicos pré-selecionados e de desequilíbrios de carga. O método é analisado e validado por meio de simulações e resultados experimentais.

Palavras-Chave: Vetores espaciais. Produto escalar de vetores espaciais. Sistema de coordenadas abc . Cálculo de distúrbios. Filtros ativos.

ABSTRACT

This work applies, for a disturbance compensator, a method for the calculation of the symmetrical components based on space vectors' dot product. Other methods are presented, analyzed and compared with the proposed method. The symmetrical components calculation method is explained using a geometrical approach in abc and $\alpha\beta 0$ basis. Initially, it is presented a general method that calculates the h^{th} order positive, negative and zero sequence components of a current or voltage signal. Then, practical examples are presented for current compensation, which includes: fundamental reactive current compensation, fundamental negative sequence compensation and pre-selected order harmonics compensation. The method is analyzed and validated by simulation and experimental results.

Keywords: Space vectors. Space vectors dot product. abc coordinate system. Disturbance Calculation. Active filters.

LISTA DE ABREVIATURAS

C.....	Capacitor
CC.....	Corrente Contínua
DSP.....	Digital Signal Processor
L.....	Indutor
PI.....	Proporcional Integral
PLL.....	Phase-Locked Loop
PSIM.....	PowerSim Simulator
PR.....	Proporcional Ressonante
PWM.....	Pulse Width Modulation
R.....	Resistor
RMS.....	Root Mean Square
VCO.....	Voltage controlled Oscilator

LISTA DE SÍMBOLOS

abc	Sistema de referência estacionário no espaço ($\mathcal{R}^3$)
$\vec{a}, \vec{b}, \vec{c}$	Vetores unitários na base ortonormal abc , no espaço ($\mathcal{R}^3$)
$\alpha\beta 0$	Sistema de referência estacionário no espaço ($\mathcal{R}^3$)
$\vec{\alpha}, \vec{\beta}, \vec{0}$	Vetores unitários na base ortonormal $\alpha\beta 0$, no espaço ($\mathcal{R}^3$)
pqr	Sistema de referência girante no espaço ($\mathcal{R}^3$)
$\vec{p}, \vec{q}, \vec{r}$	Vetores unitários na base pqr , no espaço ($\mathcal{R}^3$)
dq	Sistema de coordenadas girante no plano
$\vec{d}, \vec{q}$	Vetores unitários na base dq , no plano
$i_a(t), i_b(t), i_c(t)$	Correntes instantâneas nas fases a, b, c
$i_\alpha(t), i_\beta(t), i_0(t)$	Correntes instantâneas nos eixos $\alpha, \beta, 0$
$i_p(t), i_q(t), i_r(t)$	Correntes instantâneas nos eixos p, q, r
i_r^*	Corrente de referência no eixo r para eliminar corrente de neutro
$i_d(t), i_q(t)$	Correntes instantâneas nos eixos d, q
$i_{dh}^+(t), i_{qh}^+(t)$	Correntes instantâneas nos eixos d, q girando com velocidade $+h\omega$
$i_{dh}^-(t), i_{qh}^-(t)$	Correntes instantâneas nos eixos d, q girando com velocidade $-h\omega$
i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}	Correntes medidas nas fases a, b, c saindo do filtro ativo
$i'_{fa}, i'_{fb}, i'_{fc}$	Correntes nas fases a, b, c após extração da sequência zero
i_{la}, i_{lb}, i_{lc}	Correntes medidas nas fases a, b, c que são consumidas pela carga
$i_{refa}, i_{refb}, i_{refc}$	Correntes de referência do conversor nas fases a, b, c
I	Amplitude da corrente
$\dot{I}$	Fasor da corrente
$\vec{I}$	Vetor espacial instantâneo de corrente
$\vec{I}_{abc}$	Vetor espacial instantâneo de corrente no sistema de referência abc
$\dot{I}_a, \dot{I}_b, \dot{I}_c$	Fasores das correntes nas fases a, b, c
I_{ha}, I_{hb}, I_{hc}	Amplitudes dos harmônicos de ordem h nas fases a, b, c
$\dot{I}_a^+, \dot{I}_b^+, \dot{I}_c^+$	Fasores da sequência positiva das correntes nas fases a, b, c

$\dot{i}_a^-, \dot{i}_b^-, \dot{i}_c^-$	Fasores da sequência negativa das correntes nas fases a, b, c
$\vec{I}_5$	Vetor da corrente de quinta ordem
$\vec{I}_7$	Vetor da corrente de sétima ordem
$\vec{I}_{5,7}$	Vetor da corrente de quinta e sétima ordem
$\dot{i}^+$	Fasor da componente de sequência positiva da corrente
$\dot{i}^-$	Fasor da componente de sequência negativa da corrente
$\dot{i}^0$	Fasor da componente de sequência zero da corrente
I_1^+	Amplitude das correntes de sequência positiva fundamental
$\dot{I}_1^+$	Fasor da componente de sequência positiva fundamental da corrente
$\vec{I}_1^+$	Vetor da corrente de sequência positiva fundamental
$I_{1\perp}^+$	Amplitude das correntes de sequência positiva perpendicular fundamental
$\vec{I}_{1\perp}^+$	Vetor da corrente de sequência positiva perpendicular fundamental
$I_{1\parallel}^+$	Amplitude das correntes de sequência positiva paralela fundamental
$\vec{I}_{1\parallel}^+$	Vetor da corrente de sequência positiva paralela fundamental
$I_{7\perp}^+$	Amplitude das correntes de sequência positiva perpendicular de sétima ordem
$\vec{I}_{7\perp}^+$	Vetor da corrente de sequência positiva perpendicular sétima ordem
$I_{7\parallel}^+$	Amplitude das correntes de sequência positiva paralela sétima ordem
$\vec{I}_{7\parallel}^+$	Vetor da corrente de sequência positiva paralela sétima ordem
I_h^+	Amplitude das correntes de sequência positiva de ordem h
$\vec{I}_h^+$	Vetor da corrente de sequência positiva de ordem h
$I_{h\perp}^+$	Amplitude das correntes de sequência positiva perpendicular de ordem h
$\vec{I}_{h\perp}^+$	Vetor da corrente de sequência positiva perpendicular de ordem h
$I_{h\parallel}^+$	Amplitude das correntes de sequência positiva paralela de ordem h
$\vec{I}_{h\parallel}^+$	Vetor da corrente de sequência positiva paralela de ordem h
I_1^-	Amplitude das correntes de sequência negativa fundamental
$\dot{I}_1^-$	Fasor da componente de sequência negativa fundamental da corrente

$\vec{I}_1^-$	Vetor da corrente de sequência negativa fundamental
$I_{1\perp}^-$	Amplitude das correntes de sequência negativa perpendicular fundamental
$\vec{I}_{1\perp}^-$	Vetor da corrente de sequência negativa perpendicular fundamental
$I_{1\parallel}^-$	Amplitude das correntes de sequência negativa paralela fundamental
$\vec{I}_{1\parallel}^-$	Vetor da corrente de sequência negativa paralela fundamental
$I_{5\perp}^-$	Amplitude das correntes de sequência negativa perpendicular de quinta ordem
$\vec{I}_{5\perp}^-$	Vetor da corrente de sequência negativa perpendicular de quinta ordem
$I_{5\parallel}^-$	Amplitude das correntes de sequência negativa paralela de quinta ordem
$\vec{I}_{5\parallel}^-$	Vetor da corrente de sequência negativa paralela de quinta ordem
I_h^-	Amplitude das correntes de sequência negativa de ordem h
$\vec{I}_h^-$	Vetor da corrente de sequência negativa de ordem h
$I_{h\perp}^-$	Amplitude das correntes de sequência negativa perpendicular de ordem h
$\vec{I}_{h\perp}^-$	Vetor da corrente de sequência negativa perpendicular de ordem h
$I_{h\parallel}^-$	Amplitude das correntes de sequência negativa paralela de ordem h
$\vec{I}_{h\parallel}^-$	Vetor da corrente de sequência negativa paralela de ordem h
$\dot{I}_1^0$	Fasor da componente de sequência zero fundamental da corrente
I_{mv}	Amplitude das correntes injetadas pela malha de tensão
$\vec{i}_a$	Vetor das correntes ativas por fase
$\vec{i}_a^b$	Vetor das correntes ativas balanceadas
$\vec{i}_a^u$	Vetor das correntes ativas desbalanceadas
i_{a_n}	Corrente ativa para uma fase 'n'
$\vec{i}_r$	Vetor das correntes reativas por fase
$\vec{i}_r^b$	Vetor das correntes reativas balanceadas
$\vec{i}_r^u$	Vetor das correntes reativas desbalanceadas
i_{r_n}	Corrente reativa para uma fase 'n'
$\vec{i}_v$	Vetor da corrente residual

N	Tamanho da janela do filtro de média móvel
$p(t)$	Potência ativa instantânea
$p_{abc}(t)$	Potência ativa instantânea calculada na base abc
$p_h(t)$	Potência ativa instantânea entre a tensão da rede e uma corrente harmônica de ordem h
$p_1(t)$	Potência ativa instantânea entre a tensão da rede e uma corrente frequência fundamental
$p_0(t)$	Potência ativa da sequência zero
P	Potência ativa média trifásica
$\vec{q}(t)$	Vetor da potência imaginária instantânea
$q(t)$	Coordenada do vetor de potência imaginária instantânea no eixo $\vec{0}$
$\vec{q}_{abc}(t)$	Potência imaginária instantânea calculada na base abc
$q_a(t), q_b(t), q_c(t)$	Coordenadas do vetor da potência imaginária instantânea nos eixos $\vec{a}, \vec{b}, \vec{c}$
Q	Potência reativa trifásica
v_{cc}	Tensão medida no barramento CC
v_{cc_ref}	Tensão de referência do barramento CC
$v_a(t), v_b(t), v_c(t)$	Tensões instantâneas nas fases a, b, c
$v_\alpha(t), v_\beta(t), v_0(t)$	Tensões instantâneas nos eixos $\alpha, \beta, 0$
$v_p(t), v_q(t), v_r(t)$	Tensões instantâneas nos eixos p, q, r
$v_{crefa}, v_{crefb}, v_{crefc}$	Tensões de referência calculadas pela malha de corrente nas fases a, b, c
$v_{PLL a}, v_{PLL b}, v_{PLL c}$	Tensões instantânea na saída do PLL nas fases a, b, c
$v_{PLL a }, v_{PLL b }, v_{PLL c }$	Tensões instantâneas em fase com a sequência positiva fundamental da rede na saída do PLL; fases a, b, c
$v_{PLL ah }, v_{PLL bh }, v_{PLL ch }$	Tensões instantâneas paralelas de ordem h na saída do PLL; fases a, b, c
$v_{PLL ah\perp}, v_{PLL bh\perp}, v_{PLL ch\perp}$	Tensões instantâneas perpendiculares de ordem h na saída do PLL; fases a, b, c
V	Amplitude da tensão

$\vec{V}$	Vetor espacial instantâneo de tensão
$\vec{V}_1^+$	Vetor espacial instantâneo de tensão de sequência positiva fundamental
$\vec{V}_{abc}$	Vetor espacial instantâneo de tensão no sistema de referência abc
$\vec{V}_{PLL1\perp}^+$	Vetor perpendicular de tensão de sequência positiva fundamental
$\vec{V}_{PLL1\parallel}^+$	Vetor paralelo de tensão de sequência positiva fundamental
$\vec{V}_{PLL7\perp}^+$	Vetor perpendicular de tensão de sequência positiva de sétima ordem
$\vec{V}_{PLL7\parallel}^+$	Vetor paralelo de tensão de sequência positiva de sétima ordem
$\vec{V}_{PLLh\perp}^+$	Vetor perpendicular de tensão de sequência positiva de ordem h
$\vec{V}_{PLLh\parallel}^+$	Vetor paralelo de tensão de sequência positiva de ordem h
$\vec{V}_{PLL1\perp}^-$	Vetor perpendicular de tensão de sequência negativa fundamental
$\vec{V}_{PLL1\parallel}^-$	Vetor paralelo de tensão de sequência negativa fundamental
$\vec{V}_{PLL5\perp}^-$	Vetor perpendicular de tensão de sequência negativa de quinta ordem
$\vec{V}_{PLL5\parallel}^-$	Vetor paralelo de tensão de sequência negativa de quinta ordem
$\vec{V}_{PLLh\perp}^-$	Vetor perpendicular de tensão de sequência negativa de ordem h
$\vec{V}_{PLLh\parallel}^-$	Vetor paralelo de tensão de sequência negativa de ordem h
$\vec{V}_{PLLh\perp}^0$	Vetor perpendicular de tensão de sequência zero de ordem h
$\vec{V}_{PLLh\parallel}^0$	Vetor paralelo de tensão de sequência zero de ordem h
V_{rede}	Amplitude da tensão da rede, valor de fase
$\phi_a(t), \phi_b(t), \phi_c(t)$	Sinais de tensão ou corrente instantâneos nas fases a, b, c
$\phi'_a(t), \phi'_b(t), \phi'_c(t)$	Sinais de tensão ou corrente instantâneos nas fases a, b, c no plano
$\phi_\alpha(t), \phi_\beta(t), \phi_0(t)$	Sinais de tensão ou corrente instantâneos nos eixos $\alpha, \beta, 0$
$\phi_{h\alpha}^+(t), \phi_{h\beta}^+(t)$	Sinais de tensão ou corrente de sequência positiva de ordem h nos eixos α, β
$\phi_{h\alpha}^-(t), \phi_{h\beta}^-(t)$	Sinais de tensão ou corrente de sequência negativa de ordem h nos eixos α, β

$\vec{\Phi}$	Vetor espacial instantâneo de tensão ou corrente
$\vec{\Phi}_{\alpha\beta}$	Vetor espacial instantâneo de tensão ou corrente no plano $\alpha\beta$
$\vec{\Phi}^0$	Vetor espacial instantâneo de tensão ou corrente de sequência zero
Φ_h^+	Amplitude dos sinais de tensão ou corrente de sequência positiva de ordem h
$\vec{\Phi}_h^+$	Vetor do sinal de tensão ou corrente de sequência positiva de ordem h
$\Phi_{h\perp}^+$	Amplitude dos sinais de tensão ou corrente de sequência positiva perpendicular de ordem h
$\vec{\Phi}_{h\perp}^+$	Vetor dos sinais de tensão ou corrente de sequência positiva perpendicular de ordem h
$\Phi_{h\parallel}^+$	Amplitude dos sinais de tensão ou corrente de sequência positiva paralela de ordem h
$\vec{\Phi}_{h\parallel}^+$	Vetor dos sinais de tensão ou corrente de sequência positiva paralela de ordem h
Φ_h^-	Amplitude dos sinais de tensão ou corrente de sequência negativa de ordem h
$\vec{\Phi}_h^-$	Vetor dos sinais de tensão ou corrente de sequência negativa de ordem h
$\Phi_{h\perp}^-$	Amplitude dos sinais de tensão ou corrente de sequência negativa perpendicular de ordem h
$\vec{\Phi}_{h\perp}^-$	Vetor dos sinais de tensão ou corrente de sequência negativa perpendicular de ordem h
$\Phi_{h\parallel}^-$	Amplitude dos sinais de tensão ou corrente de sequência negativa paralela de ordem h
$\vec{\Phi}_{h\parallel}^-$	Vetor dos sinais de tensão ou corrente de sequência negativa paralela de ordem h
Φ_h^0	Amplitude dos sinais de tensão ou corrente de sequência zero de ordem h
$\vec{\Phi}_h^0$	Vetor dos sinais de tensão ou corrente de sequência zero de ordem h
$\Phi_{h\perp}^0$	Amplitude dos sinais de tensão ou corrente de sequência zero perpendicular de ordem h

- $\vec{\Phi}_{h\perp}^0$ Vetor dos sinais de tensão ou corrente de sequência zero perpendicular de ordem h
- $\Phi_{h\parallel}^0$ Amplitude dos sinais de tensão ou corrente de sequência zero paralela de ordem h
- $\vec{\Phi}_{h\parallel}^0$ Vetor dos sinais de tensão ou corrente de sequência zero paralela de ordem h
- θ_{PLL} Ângulo do vetor instantâneo das tensões de saída do PLL
- θ_h^+ fase dos sinais de tensão ou corrente de sequência positiva de ordem h
- θ_h^- fase dos sinais de tensão ou corrente de sequência negativa de ordem h
- θ_h^0 fase dos sinais de tensão ou corrente de sequência zero de ordem h
- φ_h^+ fase do vetor dos sinais de tensão ou corrente de sequência positiva de ordem h
- φ_h^- fase do vetor dos sinais de tensão ou corrente de sequência negativa de ordem h
- φ_h^0 fase do vetor dos sinais de tensão ou corrente de sequência zero de ordem h
- δ_h^+ ângulo de defasagem entre dois vetores de sequência positiva de ordem h
- $\delta_{h\perp}^+$ ângulo de defasagem entre o vetor $\vec{V}_{PLLh\perp}^+$ e o vetor de sequência positiva de ordem h
- $\delta_{h\parallel}^+$ ângulo de defasagem entre o vetor $\vec{V}_{PLLh\parallel}^+$ e o vetor de sequência positiva de ordem h
- δ_h^- ângulo de defasagem entre dois vetores de sequência negativa de ordem h
- $\delta_{h\perp}^-$ ângulo de defasagem entre o vetor $\vec{V}_{PLLh\perp}^-$ e o vetor de sequência negativa de ordem h
- $\delta_{h\parallel}^-$ ângulo de defasagem entre o vetor $\vec{V}_{PLLh\parallel}^-$ e o vetor de sequência negativa de ordem h
- δ_h^0 ângulo de defasagem entre as amplitudes de dois vetores de sequência zero de ordem h
- $\delta_{h\perp}^0$ ângulo de defasagem entre a amplitude do vetor $\vec{V}_{PLLh\perp}^0$ e a amplitude do vetor de sequência negativa de ordem h

$\delta_{h }^0$	ângulo de defasagem entre a amplitude do vetor $\vec{V}_{PLLh }^0$ e a amplitude do vetor de sequência negativa de ordem h
ω	velocidade angular na frequência fundamental da rede
$\Delta\omega$	Erro de frequência angular do PLL
T_A	Período de amostragem
$G_{filtro}(z)$	Função de transferência do filtro de média móvel no domínio discreto
$G_{PI\ PLL}(z)$	Função de transferência do controlador PI do PLL no domínio discreto
$G_{PI\ PLL}(s)$	Função de transferência do controlador PI do PLL no domínio contínuo
$G_{malha\ corrente}(z)$	Função de transferência do controlador PI da malha de corrente no domínio discreto
$G_{malha\ corrente}(s)$	Função de transferência do controlador PI da malha de corrente no domínio contínuo
$G_{malha\ tensão}(s)$	Função de transferência do controlador PI da malha de tensão no domínio discreto
$G_{malha\ tensão}(s)$	Função de transferência do controlador PI da malha de tensão no domínio contínuo
$K_{P\ PLL}$	Ganho da parcela proporcional do PLL
$K_{I\ PLL}$	Ganho da parcela integral do PLL
K_{P_mi}	Ganho da parcela proporcional do PI da malha de corrente
K_{I_mi}	Ganho da parcela integral do PI da malha de corrente
K_{P_mv}	Ganho da parcela proporcional do PI da malha de tensão
K_{I_mv}	Ganho da parcela integral do PI da malha de tensão
ξ	Fator de amortecimento da função de transferência da malha de tensão
ω_n	Frequência natural não amortecida da função de transferência da malha de tensão
τ	Constante de tempo da função de transferência da malha de tensão
s_a, s_b, s_c	Sinais da saída PWM das fases a, b, c
S_1, S_2, S_3	Chaves 1, 2, 3 que acionam as cargas 1 e 2
C_{cc}	Capacitância do barramento CC

C_2	Capacitância da carga 2
L_f	Indutância por fase do filtro passa baixas na saída do conversor
L_1	Indutância da carga 1
L_2	Indutância da carga 2
R_1	Resistência da carga 1
R_2	Resistência da carga 2
$\Re^3$	Espaço tridimensional
$\times$	Operador produto vetorial
$\bullet$	Operador produto escalar
$\langle \rangle$	Operador valor médio

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Sistema pqr , plano $\alpha\beta$ e vetor $\vec{0}$.	11
Figura 2.2 - Corrente $\vec{i}_p$ e corrente de compensação de sequência zero $\vec{i}_r^*$.	14
Figura 2.3 - Sistema dq e base $\alpha\beta$.	15
Figura 3.1 - vetor $\vec{\Phi}$ na base abc .	31
Figura 3.2 - Base $\alpha\beta 0$, base abc e plano $\alpha\beta$.	33
Figura 3.3 - Vetor $\vec{\Phi}_h^+$ com suas projeções nos eixos $\vec{\alpha}$ e $\vec{\beta}$ ($\phi_{h\alpha}^+$ e $\phi_{h\beta}^+$, respectivamente), módulo $\ \vec{\Phi}_h^+\ $ e fase φ_h^+ .	34
Figura 3.4 - Decomposição do vetor $\vec{\Phi}$ em suas componentes de sequência positiva e negativa fundamentais $\vec{\Phi}_1^-$ e $\vec{\Phi}_1^+$, harmônicos de ordem h de sequência positiva e negativa $\vec{\Phi}_h^+$ e $\vec{\Phi}_h^-$ e sequência zero $\vec{\Phi}^0$.	36
Figura 3.5 - $\vec{\Phi}_h^+$ projetado nos vetores $\vec{V}_{PLLh\perp}^+$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^+$, com suas respectivas projeções $\ \vec{\Phi}_h^+\ \cos(\delta_{h\perp}^+)$ e $\ \vec{\Phi}_h^+\ \cos(\delta_{h\parallel}^+)$.	39
Figura 3.6 - Diagrama de blocos do algoritmo de extração de sequência positiva de ordem h .	41
Figura 3.7 - $\vec{\Phi}_h^-$ projetado nos vetores $\vec{V}_{PLLh\perp}^-$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^-$, com suas respectivas projeções $\ \vec{\Phi}_h^-\ \cos(\delta_{h\perp}^-)$ e $\ \vec{\Phi}_h^-\ \cos(\delta_{h\parallel}^-)$.	42
Figura 3.8 - Diagrama de blocos do algoritmo de extração de sequência negativa de ordem h .	43
Figura 3.9 - Diagrama de blocos do algoritmo de extração de sequência zero de ordem h .	47
Figura 3.10 - Diagrama de blocos do algoritmo de extração de sequência zero de ordem h simplificado.	48
Figura 4.1 - Vetores $\vec{I}_1^+$, $\vec{I}_{1\perp}^+$, $\vec{I}_{1\parallel}^+$, $\vec{V}_1^+$, $\vec{V}_{PLL1\perp}^+$ e $\vec{V}_{PLL1\parallel}^+$ no plano $\alpha\beta$.	49
Figura 4.2 - Diagrama de blocos do algoritmo de extração de corrente de sequência positiva fundamental.	50
Figura 4.3 - Vetores $\vec{I}_1^+$, $\vec{I}_{1\perp}^+$, $\vec{V}_{PLL1\perp}^+$ e $\vec{V}_{PLL1\parallel}^+$ no plano $\alpha\beta$.	51
Figura 4.4 - Diagrama de blocos do algoritmo de extração de corrente reativa fundamental.	51
Figura 4.5 - Vetor $\vec{I}_1^-$ e suas projeções $\vec{I}_{1\perp}^-$ e $\vec{I}_{1\parallel}^-$ nos vetores $\vec{V}_{PLL1\perp}^-$ e $\vec{V}_{PLL1\parallel}^-$, respectivamente.	52

Figura 4.6 - Diagrama de blocos do algoritmo de extração de corrente de sequência negativa fundamental.	52
Figura 4.7 - Diagrama de blocos do algoritmo de cálculo de harmônica de corrente de ordem h	53
Figura 4.8 - Diagrama de blocos do algoritmo de cálculo de harmônicas de corrente de quinta e sétima ordem.	54
Figura 5.1 - Circuito elétrico usado para resultados de simulação e experimental.	55
Figura 5.2 - Diagrama de blocos do controle do inversor.	56
Figura 5.3 - Diagrama de blocos do PLL.	56
Figura 5.4 - Diagrama de Bode do filtro de média móvel com janela de $.1/60$ (s).	57
Figura 5.5 - Diagrama de blocos da planta da malha de tensão.	59
Figura 5.6 - Diagrama de blocos da malha de corrente por fase.	61
Figura 6.1 - Resultados de simulação para compensação de corrente reativa fundamental. Quadro superior: tensões nas fases a, b e c da rede em (V). Quadro central: correntes nas fases a, b e c da rede (A). Quadro inferior: correntes nas fases a, b e c da carga (A).	64
Figura 6.2 - Resultado experimental para compensação de correntes reativas fundamentais. Quadro superior: tensões nas fases a, b e c da rede em (V). Quadro central: correntes nas fases a, b e c da rede (A). Quadro inferior: correntes nas fases a, b e c da carga (A).	66
Figura 6.3 - Resultado de simulação para compensação de corrente de sequência negativa fundamental. Quadro superior: tensões nas fases a, b e c da rede em (V). Quadro central: correntes nas fases a, b e c da rede (A). Quadro inferior: correntes nas fases a, b e c da carga (A).	67
Figura 6.4 - Resultado experimental para compensação de correntes de sequência negativa fundamental. Quadro superior: tensões nas fases a, b e c da rede em (V). Quadro central: correntes nas fases a, b e c da rede (A). Quadro inferior: correntes nas fases a, b e c da carga (A).	69
Figura 6.5 - Resultado de simulação para compensação de correntes harmônicas de quinta e sétima ordem: controlador PI.	71
Figura 6.6 - Diagrama de blocos do controlador PR.	72
Figura 6.7 - Resultado de simulação para compensação de correntes harmônicas de quinta e sétima ordem: controlador PR. Quadro superior: tensões nas fases a, b e c da rede em (V). Quadro central: correntes nas fases a, b e c da rede (A). Quadro inferior: correntes nas fases a, b e c da carga (A).	73

Figura 6.8 - Resultado experimental para compensação de correntes harmônicas de quinta e sétima ordem: controlador PR. Quadro superior: tensões nas fases a, b e c da rede em (V). Quadro central: correntes nas fases a, b e c da rede (A). Quadro inferior: correntes nas fases a, b e c da carga (A).....	74
Figura 7.1 - Simulação de transitório na tensão. Descrição dos sinais, de cima à baixo: 1) correntes medidas (A); 2) Erro de fase do PLL (em graus); 3) Correntes reativas fundamentais (A); 4) Correntes de sequência negativa fundamental (A); 5) correntes harmônicas de 5ª ordem (A).	79
Figura 7.2 - Simulação de transitório nas correntes. Descrição dos sinais, de cima à baixo: 1) correntes medidas (A); 2) Erro de fase do PLL (em graus); 3) Correntes reativas fundamentais (A); 4) Correntes de sequência negativa fundamental (A); 5) correntes harmônicas de 5ª ordem (A).	80

LISTA DE TABELAS

TABELA 2.1: ESTRATÉGIAS DE COMPENSAÇÃO DE CORRENTE NA TEORIA pq.....	8
TABELA 2.2 :ESTRATÉGIAS DE COMPENSAÇÃO DE CORRENTE COM POTÊNCIAS INSTANTÂNEAS SEM TRANSFORMAÇÃO DE COORDENADAS.....	11
TABELA 2.3: ESTRATÉGIAS DE COMPENSAÇÃO DE CORRENTE COM POTÊNCIAS INSTANTÂNEAS NO SISTEMA PQR	14
TABELA 2.4: GANHO DOS PROCESSOS A, B, C, D, AB E CD PARA SINAIS FUNDAMENTAIS, DE TERCEIRA E QUINTA ORDEM.....	30
TABELA 6.1: VALORES DOS FASORES DAS COMPONENTES SIMÉTRICAS FUNDAMENTAIS $(\dot{I}_1^+, \dot{I}_1^- e \dot{I}_1^0)$ DAS CORRENTES DE REDE E DE CARGA PARA COMPENSAÇÃO DE CORRENTES REATIVAS FUNDAMENTAIS - SIMULAÇÃO.....	64
TABELA 6.2: VALORES DOS FASORES DAS COMPONENTES SIMÉTRICAS FUNDAMENTAIS $(\dot{I}_1^+, \dot{I}_1^- e \dot{I}_1^0)$ DAS CORRENTES DE REDE E DE CARGA PARA COMPENSAÇÃO DE CORRENTES REATIVAS FUNDAMENTAIS - EXPERIMENTAL	66
TABELA 6.3: VALORES DOS FASORES DAS COMPONENTES SIMÉTRICAS FUNDAMENTAIS $(\dot{I}_1^+, \dot{I}_1^- e \dot{I}_1^0)$ DAS CORRENTES DE REDE E DE CARGA PARA COMPENSAÇÃO DE CORRENTES DE SEQUÊNCIA NEGATIVA FUNDAMENTAL-SIMULAÇÃO.....	68
TABELA 6.4: VALORES DOS FASORES DAS COMPONENTES SIMÉTRICAS FUNDAMENTAIS $(\dot{I}_1^+, \dot{I}_1^- e \dot{I}_1^0)$ DAS CORRENTES DE REDE E DE CARGA PARA COMPENSAÇÃO DE CORRENTES DE SEQUÊNCIA NEGATIVA FUNDAMENTAL-EXPERIMENTAL	69
TABELA 6.5: VALORES DAS AMPLITUDES DAS HARMÔNICAS DAS CORRENTES DE REDE E DE CARGA PARA COMPENSAÇÃO DE 5ª E 7ª HARMÔNICAS COM CONTROLADOR PI- SIMULAÇÃO	71
TABELA 6.6: VALORES DAS AMPLITUDES DAS HARMÔNICAS DAS CORRENTES DE REDE E DE CARGA PARA COMPENSAÇÃO DE 5ª E 7ª HARMÔNICAS COM CONTROLADOR PR- SIMULAÇÃO	73
TABELA 6.7: VALORES DAS AMPLITUDES DAS HARMÔNICAS DAS CORRENTES DE REDE E DE CARGA PARA COMPENSAÇÃO DE 5ª E 7ª HARMÔNICAS COM CONTROLADOR PR- EXPERIMENTAL	74
TABELA 7.1: VALORES DOS TEMPOS DE PROCESSAMENTO PARA OS ALGORITMOS IMPLEMENTADOS	76
TABELA 7.2: COMPARAÇÃO ENTRE OS TRÊS ALGORITMOS DE CÁLCULO DE CORRENTE DE REFERÊNCIA.....	77

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	1
2	REVISÃO DOS MÉTODOS DE CÁLCULO DO SINAL DE REFERÊNCIA.....	3
2.1	Teoria da potência instantânea.....	3
2.2	Potência instantânea sem transformação de coordenadas.....	9
2.3	Sistema pqr	11
2.4	Sistema dq.....	15
2.5	Teoria da potência conservativa	17
2.6	Filtro de Kalman	21
2.7	Cálculo de corrente de referência usando Fortescue.....	26
3	APRESENTAÇÃO DO MÉTODO PROPOSTO	31
3.1	Vetores espaciais.....	31
3.2	Extração de sequência positiva	37
3.3	Extração de sequência negativa	41
3.4	Extração de sequência zero.....	44
4	EXEMPLOS DE USO.....	49
4.1	Cálculo de correntes de sequência positiva fundamental	49
4.2	Cálculo de correntes reativas na frequência fundamental.....	50
4.3	Cálculo de correntes de sequência negativa fundamental.....	51
4.4	Cálculo de correntes de quinta e sétima harmônicas	53
5	DESCRIÇÃO DO ARRANJO EXPERIMENTAL.....	55
6	RESULTADOS OBTIDOS.....	63
6.1	Compensação de corrente reativa fundamental	63
6.2	Compensação de corrente de sequência negativa fundamental	67
6.3	Compensação correntes harmônicas de quinta e sétima ordem.....	70
7	ANÁLISE DOS TEMPOS DE CÁLCULO E DESEMPENHO DOS ALGORITMOS IMPLEMENTADOS	76

8	CONCLUSÃO.....	81
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	83
	APÊNDICE A: CÁLCULO DO MÓDULO E DA FASE DE UM VETOR ESPACIAL DE SEQUÊNCIA POSITIVA, NEGATIVA E ZERO	88
	APÊNDICE B: APRESENTAÇÃO DO MÉTODO DE CÁLCULO DAS SEQUÊNCIAS POSITIVA, NEGATIVA E ZERO USANDO A BASE <i>abc</i>	93
	APÊNDICE C: DETALHES DO ARRANJO EXPERIMENTAL	103

1 INTRODUÇÃO

O cálculo de sinais de referência de tensão ou corrente é fundamental na área da eletrônica de potência. Suas aplicações se estendem a conexão de sistemas de energia alternativa ligados à rede, compensadores de perturbações, restauradores de tensão (DVR), no breaks, etc. A maioria das aplicações citadas envolve o cálculo de correntes senoidais fundamentais em fase com a tensão da rede para transferência de potência ativa. Por outro lado, compensadores de perturbações na rede utilizam estratégias de cálculo de sinais de referência que podem conter componentes reativas, harmônicos e desequilíbrios. Compensadores de perturbações requerem diferentes estratégias de cálculo de sinais de referência (que dependem do tipo de perturbação que se deseja compensar). Diversas metodologias de cálculo de sinais de referência são encontradas na literatura.

Vários métodos de cálculo de sinais de referência preveem a decomposição em componentes com significado físico. Em alguns casos estes termos podem conter espectro amplo, o que exige conversores com elevada frequência de chaveamento e potência elevada, resultando em elevadas perdas. Alguns componentes como reativos e desequilíbrios de frequência fundamental são associados a elevados valores de potência e baixa frequência. Estas perturbações de baixa frequência podem ser compensadas com conversores de elevada potência, com menor frequência de chaveamento e menores perdas. Por outro lado, as perturbações de alta frequência poderão ser compensadas separadamente com conversores de menor potência e maior banda passante, o que requer maiores frequências de chaveamento e controladores mais elaborados.

O trabalho apresenta um método de cálculo das componentes de sequência positiva, negativa e zero individuais de ordem h a partir de produtos escalares de vetores espaciais. O método é apresentado no sistema $\alpha\beta 0$ de coordenadas que permite uma visualização geométrica interessante dos vetores no espaço. Porém é mostrado que este método também funciona para o sistema de coordenadas abc . Portanto o método proposto dispensa transformações de coordenadas.

É mostrado que a largura de banda do sinal de referência de compensadores de perturbações afeta sensivelmente o desempenho do controle do compensador. Além disso, a natureza da corrente a ser compensada é de extrema importância para a definição da potência e da banda passante do inversor que será usado no compensador de perturbações. O método de cálculo proposto permite a decomposição dos sinais de referência nas várias frequências

que o compõe. Portanto, o método proposto permite a otimização do projeto do inversor e o controle do compensador de perturbações de acordo com frequências específicas a serem compensadas.

O método apresentado é usado para o cálculo de correntes de referência para filtros ativos de correntes (filtro paralelo), de forma que seu funcionamento é comprovado por meio de simulações e resultados experimentais.

A seguir, a organização dos capítulos é apresentada:

O capítulo 2 apresenta de forma resumida alguns métodos de cálculo de sinais de referência presentes na literatura.

O capítulo 3 mostra a representação de sinais trifásicos de tensão ou corrente em uma base no $\Re^3$ chamada *abc* e os comportamentos de um vetor de sequência positiva, negativa e zero de ordem *h* na base *abc*. A partir das propriedades extraídas desses vetores são apresentados algoritmos de cálculo de sequência positiva, negativa e zero de ordem *h* de um sinal trifásico de tensão ou corrente.

O capítulo 4 mostra exemplos de aplicação para os algoritmos de cálculo de sequência mostrados no capítulo 3. São apresentados também: a) método de extração da componente de sequência positiva fundamental de correntes trifásicas, b) método de cálculo de correntes reativas fundamentais trifásicas, c) método de cálculo da componente de sequência negativa fundamental de correntes e d) extração das harmônicas de corrente de 5ª e 7ª ordem.

O capítulo 5 apresenta o circuito que é utilizado para obtenção de resultados de simulação e experimentais, e posteriormente os projetos das malhas de controle do inversor.

Baseado nos casos discutidos no capítulo 4, o capítulo 6 mostra e discute os resultados de simulação e experimentais para três filtros ativos paralelos: filtro de correntes reativas fundamentais, filtro de correntes de sequência negativa fundamental e filtro de harmônicos de corrente de 5ª e 7ª ordem.

O capítulo 7 analisa a complexidade computacional dos algoritmos implementados para a obtenção dos resultados experimentais mostrados no capítulo 6. Os algoritmos são comparados entre si em relação ao seu tempo de processamento e quanto à utilização de memória do processador requerida por cada algoritmo. Este capítulo também analisa o tempo de acomodação dos algoritmos de cálculo de correntes de referência para transitórios na tensão da rede e na corrente de carga.

O capítulo 8 apresenta as conclusões gerais.

2 REVISÃO DOS MÉTODOS DE CÁLCULO DO SINAL DE REFERÊNCIA

2.1 Teoria da potência instantânea

A teoria da potência instantânea (também chamada de teoria pq), desenvolvida por Akagi [1] [2], calcula a partir dos valores instantâneos de correntes e tensões em sistema trifásico, a potência ativa instantânea $p(t)$ e a potência chamada de potência imaginária instantânea $\vec{q}(t)$. A partir das potências instantâneas $p(t)$ e $\vec{q}(t)$ é possível calcular o valor de potência ativa média consumida pelo sistema e sua potência reativa, como será visto adiante.

Considerando-se uma rede trifásica, com tensões de fase instantâneas $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$, ligada a uma carga que absorve correntes instantâneas $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$. As tensões e correntes instantâneas são representadas por vetores espaciais na base $\alpha\beta$ conforme mostram as equações 2.1 e 2.2.

$$\vec{V} = \begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad 2.1$$

$$\vec{I} = \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad 2.2$$

A partir dos produtos escalar e vetorial dos vetores instantâneos de tensão e corrente são calculadas a potência ativa instantânea e potência imaginária instantânea, respectivamente. As equações 2.3 e 2.4 mostram o cálculo da potência instantânea que é um valor escalar e da coordenada do vetor da potência imaginária instantânea¹ (este vetor é paralelo ao eixo $\vec{0}$ que é perpendicular ao plano $\alpha\beta$).

$$p(t) = \vec{V} \bullet \vec{I} = v_\alpha(t) \cdot i_\alpha(t) + v_\beta(t) \cdot i_\beta(t) \quad 2.3$$

$$\vec{q}(t) = \vec{V} \times \vec{I} = (v_\alpha(t) \cdot i_\beta(t) - v_\beta(t) \cdot i_\alpha(t)) \vec{0} \quad 2.4$$

¹ A teoria pq original [1] não trata a potência imaginária como vetor, mas a autora usa essa notação para unificar as notações de todos trabalhos que usam potência instantânea [5] [4].

Segundo Akagi o cálculo dos valores de $p(t)$ e $q(t)$ ² pode ser representado pela equação matricial abaixo, onde $q(t)$ é a coordenada do vetor $\vec{q}(t)$, no eixo $\vec{0}$, apresentado pela equação 2.4.

$$\begin{bmatrix} p(t) \\ q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha(t) & v_\beta(t) \\ -v_\beta(t) & v_\alpha(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad 2.5$$

No trabalho apresentado em [3] é mostrado que, para o caso de uma rede equilibrada alimentando uma carga não linear, os valores médios de $p(t)$ e $q(t)$ são iguais a potência ativa média (P) e a potência reativa (Q), respectivamente. Para demonstrar esse resultado importante considera-se que a rede possui as tensões definidas pela equação 2.6, e as correntes são mostradas na equação 2.7.

$$\begin{aligned} v_a(t) &= V \cdot \cos(\omega t - \theta) \\ v_b(t) &= V \cdot \cos(\omega t - \theta - 2\pi/3) \\ v_c(t) &= V \cdot \cos(\omega t - \theta + 2\pi/3) \end{aligned} \quad 2.6$$

$$\begin{aligned} i_a(t) &= \sum_{h=1}^{\infty} I_{ha} \cdot \cos(h\omega t - \phi_{ha}) \\ i_b(t) &= \sum_{h=1}^{\infty} I_{hb} \cdot \cos(h(\omega t - 2\pi/3) - \phi_{hb}) \\ i_c(t) &= \sum_{h=1}^{\infty} I_{hc} \cdot \cos((\omega t + 2\pi/3) - \phi_{hc}) \end{aligned} \quad 2.7$$

A partir das equações A.6 e A.7, mostradas no Apêndice A, verifica-se que as componentes de tensão nos eixos α e β são mostradas pelas equações 2.8 e 2.9, respectivamente.

² Nos trabalhos [1] e [3] o sentido de $q(t)$ é apresentado conforme mostrado pelas equações 2.4 e 2.5, mas deve-se ressaltar que neste caso há inversão do sinal para potência reativa de origem indutiva e capacitiva. Há autores, incluindo o próprio Akagi em trabalhos recentes [2] que utilizam $q(t)$ com sinal invertido para uniformizar o sentido de $q(t)$ com os sinais de potência capacitiva e indutiva comumente adotados (positivo para carga indutiva).

$$v_{\alpha}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V \cdot \cos(\omega t - \theta) \quad 2.8$$

$$v_{\beta}(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V \cdot \sin(\omega t - \theta) \quad 2.9$$

Analogamente, as parcelas do vetor da corrente nos eixos α e β são calculadas conforme as equações abaixo. Observa-se pelas equações 2.10 e 2.11 que as parcelas de sequência positiva e negativa de cada harmônico foram separadas.

$$i_{\alpha}(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} I_h^+ \cdot \cos(h\omega t - \varphi_h^+) + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} I_h^- \cdot \cos(h\omega t - \varphi_h^-) \quad 2.10$$

$$i_{\beta}(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} I_h^+ \cdot \sin(h\omega t - \varphi_h^+) - \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{3}{2}} I_h^- \cdot \sin(h\omega t - \varphi_h^-) \quad 2.11$$

Os valores da potência instantânea e do módulo da potência imaginária podem ser calculados para cada harmônico (considerando a sequência positiva e negativa) conforme mostram as equações 2.12 e 2.13.

$$p_h(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} V \cos(\omega t - \theta) \left[\sqrt{\frac{3}{2}} I_h^+ \cdot \cos(h\omega t - \varphi_h^+) + \sqrt{\frac{3}{2}} I_h^- \cdot \cos(h\omega t - \varphi_h^-) \right] + \sqrt{\frac{3}{2}} V \sin(\omega t - \theta) \left[\sqrt{\frac{3}{2}} I_h^+ \cdot \sin(h\omega t - \varphi_h^+) - \sqrt{\frac{3}{2}} I_h^- \cdot \sin(h\omega t - \varphi_h^-) \right] \quad 2.12$$

$$q_h(t) = \sqrt{\frac{3}{2}} V \cos(\omega t - \theta) \left[\sqrt{\frac{3}{2}} I_h^+ \cdot \sin(h\omega t - \varphi_h^+) - \sqrt{\frac{3}{2}} I_h^- \cdot \sin(h\omega t - \varphi_h^-) \right] - \sqrt{\frac{3}{2}} V \sin(\omega t - \theta) \left[\sqrt{\frac{3}{2}} I_h^+ \cdot \cos(h\omega t - \varphi_h^+) + \sqrt{\frac{3}{2}} I_h^- \cdot \cos(h\omega t - \varphi_h^-) \right] \quad 2.13$$

Desenvolvendo as equações 2.12 e 2.13 observa-se que os valores de $p_h(t)$ e $q_h(t)$ são dados pelas expressões abaixo:

$$p_h(t) = \frac{3}{2} V I_h^+ \cos[(h-1)\omega t + \theta - \varphi_h^+] + \frac{3}{2} V I_h^- \cos[(h+1)\omega t - \theta - \varphi_h^-] \quad 2.14$$

$$q_h(t) = \frac{3}{2} V I_h^+ \sin[(h-1)\omega t + \theta - \varphi_h^+] - \frac{3}{2} V I_h^- \sin[(h+1)\omega t - \theta - \varphi_h^-] \quad 2.15$$

A partir das equações 2.14 e 2.15 pode-se inferir que para qualquer valor de $h \neq 1$, $p_h(t)$ e $q_h(t)$ possuem valor médio nulo. As equações 2.14 e 2.15 mostram que correntes com harmônicos de sequência positiva de frequência $h\omega$ produzem em $p_h(t)$ e $q_h(t)$ senoides de frequência $(h-1)\omega$, da mesma forma, harmônicos na corrente de sequência negativa de frequência $h\omega$ produzem em $p_h(t)$ e $q_h(t)$ harmônicos de frequência $(h+1)\omega$. Observa-se que um desequilíbrio de sequência negativa fundamental nas correntes gera em $p(t)$ e $q(t)$ senoides de frequência igual a 2ω e, da mesma maneira, um harmônico de sequência positiva de terceira ordem gera senoides desta mesma frequência nas potências instantâneas. Portanto observa-se que este método, na sua forma original, não possibilita a separação de harmônicos de desequilíbrios. Porém podem ser realizadas modificações neste método [2] para possibilitar a extração de desequilíbrios e harmônicos pré-selecionados individualmente, conforme será mencionado no final deste capítulo.

Da mesma forma, a separação de harmônicos individuais não é possível, pois um harmônico de sequência positiva de ordem $h+1$ e um harmônico de sequência negativa de ordem $h-1$ geram senos nas potências ativa e imaginárias instantâneas com frequências iguais a $h\omega$.

Para $h=1$ os valores médios de $p_1(t)$ e $q_1(t)$ são iguais à potência trifásica ativa e reativa, respectivamente, conforme mostram as equações 2.16 e 2.17.

$$\langle p_1(t) \rangle = \frac{3}{2} V I_1^+ \cos(\theta - \varphi_1^+) = P \quad 2.16$$

$$\langle q_1(t) \rangle = \frac{3}{2} V I_1^+ \sin(\theta - \varphi_1^+) = Q \quad 2.17$$

As correntes instantâneas nos eixos α e β podem ser calculadas a partir dos valores da potência real instantânea e do módulo da potência imaginária instantânea conforme mostra a equação 2.18.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2(t) + v_\beta^2(t)} \begin{bmatrix} v_\alpha(t) & -v_\beta(t) \\ v_\beta(t) & v_\alpha(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p(t) \\ q(t) \end{bmatrix} \quad 2.18$$

A partir da equação 2.18 verifica-se que para calcular as correntes reativas nos eixos α e β é preciso substituir $p(t)$ por zero e $q(t)$ por seu valor médio $\langle q(t) \rangle$. Os desequilíbrios e harmônicos na corrente são calculados tomando-se apenas os valores oscilatórios de $p(t)$ e $q(t)$.

Para o caso a quatro fios, a equação 2.18 é modificada para a equação 2.19 [1], compensando assim também correntes de sequência zero. A tensão, corrente e potência de sequência zero são definidas pelas equações 2.20, 2.21 e 2.22 respectivamente.

$$\begin{bmatrix} i_0(t) \\ i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{v_0(t) \cdot (v_\alpha^2(t) + v_\beta^2(t))} \begin{bmatrix} v_\alpha^2(t) + v_\beta^2(t) & 0 & 0 \\ 0 & v_0(t) \cdot v_\alpha(t) & -v_0(t) \cdot v_\beta(t) \\ 0 & v_0(t) \cdot v_\beta(t) & v_0(t) \cdot v_\alpha(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_0(t) \\ p(t) \\ q(t) \end{bmatrix} \quad 2.19$$

$$v_0(t) = \frac{v_a(t) + v_b(t) + v_c(t)}{\sqrt{3}} \quad 2.20$$

$$i_0(t) = \frac{i_a(t) + i_b(t) + i_c(t)}{\sqrt{3}} \quad 2.21$$

$$p_0(t) = v_0(t) \cdot i_0(t) \quad 2.22$$

Observa-se que este método não é capaz de eliminar as correntes de sequência zero por completo, pois só elimina a parcela de corrente de sequência zero que é proporcional a tensão de sequência zero [4]. Por exemplo, para o caso de tensões senoidais equilibradas ligadas a uma carga desequilibrada que gera corrente de sequência zero, a potência $p_0(t)$ é igual a zero; portanto este método não compensa adequadamente correntes de sequência zero para este caso.

É importante ressaltar que as análises realizadas neste trabalho até então se referem ao caso de tensões senoidais equilibradas. Quando as tensões da rede apresentam desequilíbrios ou harmônicos observa-se que as potências médias, ativa e imaginária, possuem a contribuição dos componentes harmônicos ou desequilíbrios presentes na tensão de rede. Isto se deve ao fato que os desequilíbrios ou harmônicos contidos simultaneamente nas tensões de rede e corrente também podem contribuir para a geração das potências ativa e reativa [3]. Conclui-se que este método, apresentado em sua forma original, não possibilita a obtenção de correntes

compensadas senoidais caso a rede apresente distorções ou desequilíbrios. Observa-se também que a compensação de reativos na rede $\langle q(t) \rangle$ resultará em injeção de correntes com desequilíbrios ou harmônicos por parte do filtro caso a rede apresente distorções ou desequilíbrios.

A tabela 2.1 resume as estratégias de compensação propostas neste método. Substituindo as potências mostradas pela tabela na equação 2.19 são calculadas as correntes de referência.

TABELA 2.1: ESTRATÉGIAS DE COMPENSAÇÃO DE CORRENTE NA TEORIA pq

Compensação de reativos	Compensação de harmônicos e desequilíbrios	Compensação de sequência zero (parcial)
$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\langle q(t) \rangle \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ p(t) - \langle p(t) \rangle \\ -(q(t) - \langle q(t) \rangle) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} p_0(t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$

No trabalho [2] são mostradas estratégias para obtenção de correntes senoidais mesmo com tensões distorcidas, compensação de harmônicos individuais e de desequilíbrios de sequência negativa fundamental usando-se a teoria pq . Estas estratégias se baseiam no uso de sinais senoidais, de amplitude unitária, sincronizados com a rede no lugar das tensões da rede para os cálculos de potência ativa e imaginária, portanto estes sinais e as potências calculadas a partir deles não possuem significado físico. Como visto anteriormente neste capítulo, para tensões senoidais equilibradas, as potências médias $\langle p(t) \rangle$ e $\langle q(t) \rangle$ são geradas somente por correntes fundamentais de sequência positiva. A partir deste raciocínio pode-se inferir que se no lugar da tensão de rede forem usados sinais senoidais de sequência positiva de ordem h , as novas potências médias $\langle p(t) \rangle$ e $\langle q(t) \rangle$ serão geradas pelas harmônicas de corrente de sequência positiva de ordem h ; o mesmo é válido para sinais de sequência negativa. Portanto, é possível extrair qualquer harmônico de ordem h de sequência positiva ou negativa usando a teoria pq a partir de sinais trifásicos senoidais de amplitude unitária com frequência $h\omega$ (de sequência positiva ou negativa) no lugar das tensões da rede. Obtém-se o sinal de compensação a partir da compensação dos valores médios das potências fictícias $\langle p(t) \rangle$ e $\langle q(t) \rangle$. O método também possibilita a extração de desequilíbrios de sequência negativa fundamental, onde os sinais de tensão fictícias são senoides de frequência fundamental de sequência negativa. É importante ressaltar que quando se modifica este método desta maneira

se perde o significado físico das potências instantâneas, agora a potência ativa média não é a potência ativa consumida pelo sistema, tampouco a potência imaginária média possui relação com a potência reativa consumida na rede.

2.2 Potência instantânea sem transformação de coordenadas

No trabalho apresentado por Nabae em [5] os vetores de tensão e corrente são expressos diretamente no sistema abc , conforme mostram as equações 2.23 e 2.24.

$$\vec{V}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad 2.23$$

$$\vec{I}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad 2.24$$

As potências instantâneas são calculadas da mesma maneira apresentada no item 2.1, conforme mostram as equações 2.25 e 2.26.

$$p_{abc} = \vec{V}_{abc} \bullet \vec{I}_{abc} \quad 2.25$$

$$\vec{q}_{abc} = \vec{V}_{abc} \times \vec{I}_{abc} \quad 2.26$$

A potências ativa e imaginária calculadas para o sistema abc resultam nas expressões 2.27 e 2.28.

$$p_{abc}(t) = v_a(t).i_a(t) + v_b(t).i_b(t) + v_c(t).i_c(t) \quad 2.27$$

$$\vec{q}_{abc}(t) = (v_b(t).i_c(t) - v_c(t).i_b(t))\vec{a} + (v_c(t).i_a(t) - v_a(t).i_c(t))\vec{b} + (v_a(t).i_b(t) - v_b(t).i_a(t))\vec{c} \quad 2.28$$

A equação 2.28 mostra que a potência imaginária instantânea possui três componentes que representam suas projeções nos eixos $\vec{a}$, $\vec{b}$ e $\vec{c}$. Essas projeções são definidas pelas equações 2.29, 2.30 e 2.31.

$$q_a(t) = v_b(t).i_c(t) - v_c(t).i_b(t) \quad 2.29$$

$$q_b(t) = v_c(t).i_a(t) - v_a(t).i_c(t) \quad 2.30$$

$$q_c(t) = v_a(t).i_b(t) - v_b(t).i_a(t) \quad 2.31$$

As equações 2.27 e 2.28 incluem agora para o cálculo das potências instantâneas, ativa $p(t)$ e imaginária $\vec{q}(t)$, as componentes de sequência zero. Reescrevendo as equações 2.27 e 2.28 a partir das coordenadas no sistema $\alpha\beta 0$ obtêm-se as expressões 2.32 e 2.33 respectivamente.

$$p_{abc}(t) = v_\alpha(t).i_\alpha(t) + v_\beta(t).i_\beta(t) + v_0(t).i_0(t) = p(t) + p_0(t). \quad 2.32$$

$$\vec{q}_{abc}(t) = (v_\beta(t).i_0(t) - v_0(t).i_\beta(t))\vec{\alpha} + (v_0(t).i_\alpha(t) - v_\alpha(t).i_0(t))\vec{\beta} + (v_\alpha(t).i_\beta(t) - v_\beta(t).i_\alpha(t))\vec{0} \quad 2.33$$

No trabalho apresentado por [6] é mostrado que os dois métodos possuem equivalência para o caso de sistema a três fios. Observa-se que para o caso a três fios, as potências ativas instantâneas deste método e o apresentado no item 2.1 são equivalentes, ou seja, $p_{abc}(t)$ igual a $p(t)$ e $\vec{q}_{abc}(t)$ igual a $(v_\alpha(t).i_\beta(t) - v_\beta(t).i_\alpha(t))\vec{0}$. Para o caso a quatro fios a potência ativa $p_{abc}(t)$, é equivalente à potência ativa instantânea $p(t)$ somada à potência de sequência zero $p_0(t)$ propostas por [1]. A equação 2.33 deixa claro que na definição de Nabae a potência imaginária contém termos que não existem na definição de Akagi (equação 2.4).

A partir das potências ativa e reativa instantâneas, as correntes são calculadas conforme mostra a equação 2.34.

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{v_a^2(t) + v_b^2(t) + v_c^2(t)} \begin{bmatrix} v_a(t) & 0 & v_c(t) & -v_b(t) \\ v_b(t) & -v_c(t) & 0 & v_a(t) \\ v_c(t) & v_b(t) & -v_a(t) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p(t) \\ q_a(t) \\ q_b(t) \\ q_c(t) \end{bmatrix} \quad 2.34$$

A maior diferença entre as formas dos cálculos das potências instantâneas propostas por [1] e [5] é observada quando há presença de tensões de sequência zero (conforme é mostrado em [6]).

A tabela 2.2 mostra as duas estratégias de compensação propostas em [5]. Neste caso não há compensação de corrente de neutro por $p_0(t)$, como no caso mostrado no capítulo 2.1

(terceira coluna da tabela 2.1). A tabela 2.2 mostra as potências que devem ser eliminadas para a compensação de correntes reativas ou desequilíbrios e harmônicos na corrente. Este método, assim como o método mostrado no item 2.1, não separa desequilíbrios de harmônicos e também não é possível obter correntes compensadas senoidais caso a tensão da rede seja distorcida. O cálculo das correntes de referência se dá substituindo-se os valores das potências da tabela 2.2 na equação 2.34.

TABELA 2.2 :ESTRATÉGIAS DE COMPENSAÇÃO DE CORRENTE COM POTÊNCIAS INSTANTÂNEAS SEM TRANSFORMAÇÃO DE COORDENADAS

Compensação de reativos	Compensação de harmônicos e desequilíbrios
$\begin{bmatrix} 0 \\ -\langle q_a(t) \rangle \\ -\langle q_b(t) \rangle \\ -\langle q_c(t) \rangle \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} p(t) - \langle p(t) \rangle \\ -(q_a(t) - \langle q_a(t) \rangle) \\ -(q_b(t) - \langle q_b(t) \rangle) \\ -(q_c(t) - \langle q_c(t) \rangle) \end{bmatrix}$

2.3 Sistema pqr

O sistema pqr proposto em [7] define um novo sistema de coordenadas ortogonais girantes no $\mathcal{R}^3$. Observa-se a partir da **Figura 2.1** que o eixo $\vec{p}$ é escolhido de forma a estar sempre paralelo ao vetor de tensão. O eixo $\vec{q}$ está contido no plano $\alpha\beta$ e é perpendicular à projeção do eixo $\vec{p}$ no plano $\alpha\beta$, desta forma o eixo $\vec{q}$ contém os componentes de sequência positiva e negativa em quadratura com a tensão. O eixo $\vec{r}$ é dado pelo produto vetorial dos eixos $\vec{p}$ e $\vec{q}$.

Figura 2.1 - Sistema pqr , plano $\alpha\beta$ e vetor $\vec{0}$.

Fonte: Produção da própria autora.

Um vetor de tensão e corrente no sistema pqr é calculado a partir das coordenadas no sistema $\alpha\beta 0$ conforme mostram as equações 2.35 e 2.36

$$\begin{bmatrix} v_p(t) \\ v_q(t) \\ v_r(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{0\alpha\beta}} \begin{bmatrix} v_0(t) & v_\alpha(t) & v_\beta(t) \\ 0 & -\frac{v_{0\alpha\beta} \cdot v_\beta(t)}{v_{\alpha\beta}} & \frac{v_{0\alpha\beta} \cdot v_\alpha(t)}{v_{\alpha\beta}} \\ v_{\alpha\beta} & -\frac{v_0(t) \cdot v_\alpha(t)}{v_{\alpha\beta}} & -\frac{v_0(t) \cdot v_\beta(t)}{v_{\alpha\beta}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_0(t) \\ v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{0\alpha\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad 2.35$$

$$\begin{bmatrix} i_p(t) \\ i_q(t) \\ i_r(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{0\alpha\beta}} \begin{bmatrix} v_0(t) & v_\alpha(t) & v_\beta(t) \\ 0 & -\frac{v_{0\alpha\beta} \cdot v_\beta(t)}{v_{\alpha\beta}} & \frac{v_{0\alpha\beta} \cdot v_\alpha(t)}{v_{\alpha\beta}} \\ v_{\alpha\beta} & -\frac{v_0(t) \cdot v_\alpha(t)}{v_{\alpha\beta}} & -\frac{v_0(t) \cdot v_\beta(t)}{v_{\alpha\beta}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0(t) \\ i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad 2.36$$

Os valores de $v_{0\alpha\beta}$ e $v_{\alpha\beta}$, que são as normas do vetor de tensão no sistema $\alpha\beta 0$ e da projeção do vetor no plano $\alpha\beta$ respectivamente, são calculados pelas equações 2.37 e 2.38 respectivamente.

$$v_{0\alpha\beta} = \sqrt{v_0^2(t) + v_\alpha^2(t) + v_\beta^2(t)} \quad 2.37$$

$$v_{\alpha\beta} = \sqrt{v_\alpha^2(t) + v_\beta^2(t)} \quad 2.38$$

Observa-se pela **Figura 2.1** e pela equação 2.35 que o eixo $\vec{p}$ é paralelo ao vetor de tensão, o eixo $\vec{q}$ está contido no plano $\alpha\beta$ e o eixo $\vec{r}$ possui projeções no plano $\alpha\beta$ e no eixo $\vec{0}$, sendo que as projeções dos eixos $\vec{p}$ e $\vec{r}$ no plano $\alpha\beta$ possuem a mesma direção. A partir da equação 2.35 pode-se observar que para tensões senoidais equilibradas, os eixos $\vec{p}$ e $\vec{q}$ ficam contidos no plano $\alpha\beta$ (pois $v_0(t)$ possui valor nulo) e giram com velocidade constante e o eixo $\vec{r}$ se torna paralelo ao eixo $\vec{0}$, portanto o sistema pqr fica equivalente a um sistema $dq0$.

As potências real e imaginária instantâneas são calculadas conforme a equação 2.39. Observa-se pela equação abaixo que o cálculo das potências na base pqr se torna mais simples do que nas bases abc e $\alpha\beta$, pois o vetor de tensão somente possui componente no eixo $\vec{p}$, adicionalmente observa-se que as potências imaginárias instantâneas possuem agora dois graus de liberdade. Esta vantagem é mostrada no trabalho [4], que explica que seu método possui três graus de liberdade enquanto os demais [1] e [5] possuem somente dois.

$$\begin{bmatrix} p(t) \\ q_r(t) \\ q_q(t) \end{bmatrix} = v_p(t) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_p(t) \\ i_q(t) \\ i_r(t) \end{bmatrix} \quad 2.39$$

O cálculo das potências no sistema pqr , conforme mostra a equação 2.39, apresenta desacoplamento entre as correntes, ou seja, cada potência instantânea depende de apenas uma parcela de corrente em cada eixo. O cálculo da potência ativa $p(t)$ depende somente da componente da corrente no eixo $\vec{p}$. O cálculo da potência reativa $q_r(t)$ (de sequência positiva) do sistema depende somente da parcela de corrente no eixo $\vec{q}$. Conforme mencionado anteriormente o eixo $\vec{q}$ (que pertence ao plano $\alpha\beta$) é ortogonal à projeção do eixo $\vec{p}$ no plano $\alpha\beta$. Finalmente a potência $q_q(t)$ está relacionada com a parcela de corrente no eixo $\vec{r}$ e está relacionada com as correntes de neutro. É importante ressaltar que o desacoplamento das correntes no cálculo das potências instantâneas torna o cálculo das potências (equação 2.39) e das correntes de referência (equação 2.41) mais simples, no entanto a transformação das tensões e correntes para o sistema pqr é em si complexo.

Diversas estratégias de compensação de corrente usando o sistema pqr foram propostas ([7], [4] e [8]). Este método compensa correntes reativas eliminando a potência $q_r(t)$ média e elimina desequilíbrios e harmônicos gerados pela carga compensando todas as potências com exceção da potência ativa média ($\langle p(t) \rangle$). Adicionalmente este método realiza a eliminação da corrente de neutro a partir da injeção corrente no eixo $\vec{r}$ [4], conforme mostra a **Figura 2.2**. A amplitude desta corrente (i_r^*) é calculada a partir da equação 2.40. Conforme mostra a **Figura 2.2** esta corrente no eixo $\vec{r}$ é calculada de forma a ter a mesma amplitude da projeção da corrente $\vec{i}_p(t)$ no eixo $\vec{0}$.

$$i_r^* = -\tan \theta \cdot i_p(t) = -\frac{v_0(t)}{v_{\alpha\beta}} \cdot i_p(t) \quad 2.40$$

Figura 2.2 - Corrente $\vec{i}_p$ e corrente de compensação de sequência zero $\vec{i}_r^*$.

Fonte: Produção da própria autora.

As correntes de referência podem ser calculadas a partir das potências instantâneas usando-se a equação 2.41.

$$\begin{bmatrix} i_p(t) \\ i_q(t) \\ i_r(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{v_p(t)} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_p(t) \\ q_r(t) \\ q_q(t) \end{bmatrix} \quad 2.41$$

A tabela 2.3 mostra as potências que devem ser compensadas para cada tipo de compensação proposta.

TABELA 2.3: ESTRATÉGIAS DE COMPENSAÇÃO DE CORRENTE COM POTÊNCIAS INSTANTÂNEAS NO SISTEMA PQR

Compensação de reativos	Compensação de harmônicos e desequilíbrios	Compensação de sequência zero
$\begin{bmatrix} 0 \\ \langle q_r(t) \rangle \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} p(t) - \langle p(t) \rangle \\ q_r(t) - \langle q_r(t) \rangle \\ q_q(t) - \langle q_q(t) \rangle \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{v_0(t)}{v_{\alpha\beta}} q_q(t) \end{bmatrix}$

Assim como nos métodos apresentados nos capítulos 2.1 e 2.2 este método não separa harmônicos de desequilíbrios na corrente. No caso de tensões desequilibradas ou distorcidas observa-se que harmônicos e desequilíbrios presentes simultaneamente nas tensões e correntes contribuem para as potências médias instantâneas.

2.4 Sistema dq

O sistema dq , mostrado na **Figura 2.3**, originalmente se tratava de um sistema síncrono com a rede (que possui frequência ω) [9] conforme mostrado pela equação 2.42. O sistema dq é formado por dois eixos girantes com velocidade ω e perpendiculares entre si, estes eixos estão contidos no plano $\alpha\beta$ e giram no sentido anti horário. O eixo $\vec{d}$ é paralelo à componente de sequência positiva da tensão da rede e o eixo $\vec{q}$ gira no plano $\alpha\beta$ defasado de 90° em relação ao eixo $\vec{d}$.

$$\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad 2.42$$

Figura 2.3 - Sistema dq e base $\alpha\beta$.

Fonte: Produção da própria autora.

Conforme é mostrado no apêndice A, um vetor de sequência positiva de ordem h possui amplitude constante e gira no plano $\alpha\beta$ com velocidade constante igual a $h\omega$ no sentido anti horário, enquanto um vetor de sequência negativa de ordem h possui amplitude constante e gira com velocidade constante igual a $h\omega$ no sentido horário. Observa-se que um vetor de sequência positiva fundamental possui módulo e fase constantes no sistema dq , pois ambos giram no sentido anti horário com velocidade ω , portanto possuem velocidade relativa igual a zero. Neste sistema de coordenadas as componentes harmônicas e desequilíbrios da corrente resultam em sinais oscilatórios de média nula, pois esses seus

vetores resultantes possuem velocidade relativa não nula com os eixos $\vec{d}$ e $\vec{q}$. Como o sistema dq é sincronizado com a rede de forma que o eixo $\vec{d}$ é paralelo ao vetor de sequência positiva fundamental da tensão, observa-se que a corrente média no eixo $\vec{d}$ é a corrente ativa fundamental e por consequência a corrente reativa fundamental é a corrente média no eixo $\vec{q}$. O trabalho apresentado em [9] realiza compensação de reativos a partir da compensação da corrente média no eixo $\vec{q}$ ($\langle i_q(t) \rangle$) e compensa desequilíbrios e harmônicos eliminando as componentes alternadas $i_d(t)$ e $i_q(t)$.

Trabalhos posteriores [10] [11] mostram o sistema dq aplicado para diferentes frequências, possibilitando o cálculo de harmônicos seletivos de sequência positiva ou negativa. O sistema dq girante com velocidade $h\omega$ no sentido anti horário é obtido multiplicando-se a frequência ω (equação 2.42) por h , conforme mostra a equação 2.43, as componentes harmônicas de ordem h de sequência positiva são calculadas extraindo-se os valores médios $\langle i_{dh}^+(t) \rangle$ e $\langle i_{qh}^+(t) \rangle$. O sistema dq girante com velocidade $h\omega$ no sentido horário é obtido com a troca de duas colunas da matriz da equação 2.43, conforme é mostrado pela equação 2.44 as componentes harmônicas de ordem h de sequência negativa são calculadas pelos valores médios de $\langle i_{dh}^-(t) \rangle$ e $\langle i_{qh}^-(t) \rangle$.

$$\begin{bmatrix} i_{dh}^+(t) \\ i_{qh}^+(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(h\omega t) & \sin\left(h\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(h\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos(h\omega t) & \cos\left(h\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(h\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad 2.43$$

$$\begin{bmatrix} i_{dh}^-(t) \\ i_{qh}^-(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(h\omega t) & \sin\left(h\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(h\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(h\omega t) & \cos\left(h\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(h\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad 2.44$$

As correntes de referência no sistema abc podem ser calculadas a partir das equações 2.45, para o caso de sequência positiva, e 2.46 para a sequência negativa.

$$\begin{bmatrix} i_{ah}^+(t) \\ i_{bh}^+(t) \\ i_{ch}^+(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(h\omega t) & \cos(h\omega t) \\ \sin\left(h\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(h\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(h\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(h\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dh}^+(t) \\ i_{qh}^+(t) \end{bmatrix} \quad 2.45$$

$$\begin{bmatrix} i_{ah}^-(t) \\ i_{bh}^-(t) \\ i_{ch}^-(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(h\omega t) & \cos(h\omega t) \\ \sin\left(h\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(h\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin\left(h\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(h\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dh}^-(t) \\ i_{qh}^-(t) \end{bmatrix} \quad 2.46$$

O sistema dq girando com velocidade $\pm h\omega$ realiza a compensação individual de harmônicos, desequilíbrios e reativos, sendo que para cada tipo de compensação deve-se calcular um sistema dq girando com velocidade e sentido diferentes. É importante ressaltar que o sistema dq somente funciona quando a frequência da rede é conhecida e adicionalmente a fase da sequência positiva da rede deve ser conhecida para que seja possível realizar o cálculo de correntes reativas, geralmente estas frequência e fase são calculadas utilizando-se um PLL [10] [11].

O sistema dq permite o cálculo de harmônicos e desequilíbrios de forma separada, ao contrário dos métodos que usam o cálculo de potência instantânea. Observa-se que mesmo para tensões de rede distorcidas, é possível obter correntes compensadas senoidais ou compensar correntes reativas fundamentais, pois este método não utiliza as tensões da rede para o cálculo da corrente de referência (utiliza os sinais de referência de um PLL trifásico que são senoidais e equilibradas).

2.5 Teoria da potência conservativa

A proposta apresentada nos trabalhos [12], [13], [14] e [15] define uma série de novos termos relacionados à potência. Trata as parcelas de corrente ativa e reativa com significados

físicos e conservativos e uma corrente residual que não é conservativa. Cada um deles é associado a componentes de correntes ortogonais entre si.

Antes de se definirem os novos termos de potência apresenta-se na equação 2.47, o operador integral imparcial, que é a integral do sinal de entrada x subtraído de seu valor médio.

$$\hat{\vec{x}} = \int_0^t \vec{x} d\tau - \left\langle \int_0^t \vec{x} d\tau \right\rangle, \quad 2.47$$

onde $\vec{x}$ é um vetor definido pela equação 2.48

$$\vec{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix}, \quad 2.48$$

e o operador $\langle \rangle$ calcula o valor médio de uma variável.

A integral imparcial calcula um $\hat{\vec{x}}$ que é ortogonal a $\vec{x}$ [12]. Portanto o produto interno entre estes sinais é nulo, conforme mostra a equação 2.49.

$$\langle \vec{x}, \hat{\vec{x}} \rangle = \langle \vec{x} \bullet \hat{\vec{x}} \rangle = 0 \quad 2.49$$

A norma do vetor $\vec{x}$ é calculada conforme a equação 2.50.

$$\|\vec{x}\| = \sqrt{\vec{x} \bullet \vec{x}} = \sqrt{\sum_{n=1}^N x_n^2} \quad 2.50$$

A potência ativa pode ser calculada a partir da média do produto escalar (produto interno) entre a tensão e a corrente, conforme mostra a equação 2.51.

$$P = \langle \vec{v}, \vec{i} \rangle \quad 2.51$$

A energia reativa é definida pelo valor médio do produto escalar entre a integral imparcial da tensão e a corrente, conforme mostra a equação 2.52.

$$W = \langle \hat{\vec{v}}, \vec{i} \rangle \quad 2.52$$

O vetor da corrente ativa balanceada instantânea pode ser calculado a partir da equação 2.53.

$$\vec{i}_a^b = \frac{\langle \vec{v}, \vec{i} \rangle}{\|\vec{v}\|} \vec{v} = \frac{P}{\|\vec{v}\|} \vec{v} \quad 2.53$$

Analogamente, o vetor da corrente reativa balanceada instantânea pode ser calculado pela equação 2.54.

$$\vec{i}_r^b = \frac{\langle \hat{\vec{v}}, \vec{i} \rangle}{\|\hat{\vec{v}}\|} \hat{\vec{v}} = \frac{W}{\|\hat{\vec{v}}\|} \hat{\vec{v}} \quad 2.54$$

Considerando um sistema formado por uma rede trifásica e uma carga resistiva equilibrada de valor R , a corrente na carga pode ser definida pela equação 2.55. A potência ativa (P_R) e a energia reativa (W_R) consumidas pela carga resistiva são mostradas pelas equações 2.56 e 2.57.

$$\vec{i}_R = \frac{\vec{v}}{R} \quad 2.55$$

$$P_R = \langle \vec{v}, \vec{i} \rangle = \left\langle \vec{v}, \frac{\vec{v}}{R} \right\rangle = \frac{\|\vec{v}\|^2}{R} \quad 2.56$$

$$W_R = \langle \hat{\vec{v}}, \vec{i} \rangle = \left\langle \hat{\vec{v}}, \frac{\vec{v}}{R} \right\rangle = 0 \quad 2.57$$

Portanto para uma carga resistiva balanceada, a corrente reativa instantânea é nula e a corrente ativa é igual à corrente total. Observa-se que a corrente ativa balanceada instantânea, calculada pela equação 2.53, é uma corrente proporcional à tensão com um fator igual a uma condutância G .

$$\vec{i}_a^b = \frac{P_R}{\|\vec{v}\|^2} \vec{v} = \frac{\|\vec{v}\|^2}{\|\vec{v}\|^2} \vec{v} = \frac{1}{R} \vec{v} = G \vec{v} \quad 2.58$$

Considerando-se agora uma carga indutiva equilibrada com indutância igual a L , as correntes na linha podem ser calculadas conforme mostra a equação 2.59.

$$\vec{i}_L = \frac{\hat{\vec{v}}}{L} \quad 2.59$$

A potência ativa (P_L) e a energia reativa (W_L) consumidas pela carga indutiva podem ser calculadas conforme mostram as equações 2.60 e 2.61.

$$P_L = \langle \vec{v}, \vec{i} \rangle = \left\langle \vec{v}, \frac{\hat{\vec{v}}}{L} \right\rangle = 0 \quad 2.60$$

$$W_L = \left\langle \hat{\vec{v}}, \vec{i} \right\rangle = \left\langle \hat{\vec{v}}, \frac{\hat{\vec{v}}}{L} \right\rangle = \frac{\|\hat{\vec{v}}\|^2}{L} \quad 2.61$$

Uma carga indutiva possui corrente ativa instantânea igual a zero e corrente reativa instantânea dada pela equação 2.62.

$$\vec{i}_r^b = \frac{W_L}{\|\hat{\vec{v}}\|^2} \hat{\vec{v}} = \frac{\frac{\|\hat{\vec{v}}\|^2}{L}}{\|\hat{\vec{v}}\|^2} \hat{\vec{v}} = \frac{1}{L} \hat{\vec{v}} = \beta \hat{\vec{v}} \quad 2.62$$

Observa-se que a corrente reativa $\vec{i}_r$ calcula a corrente absorvida por uma indutância L equivalente equilibrada.

As correntes ativa e reativa ainda podem ser divididas em correntes balanceadas e desbalanceadas. Para o caso balanceado estas corrente já são calculadas pelas equações 2.53 e 2.54. O caso desbalanceado é apresentado a seguir.

Para o caso de carga desequilibrada, a potência ativa e a energia reativa podem ser calculadas por fase, conforme mostram as equações 2.63 e 2.64

$$i_{a_n} = \frac{\langle v_n, i_n \rangle}{\|v_n\|} v_n = \frac{P_n}{\|v_n\|} v_n \quad 2.63$$

$$i_{r_n} = \frac{\langle \hat{v}_n, i_n \rangle}{\|\hat{v}_n\|} \hat{v}_n = \frac{W_n}{\|\hat{v}_n\|} \hat{v}_n \quad 2.64$$

Os vetores de corrente ativa ($\vec{i}_a$) e reativa ($\vec{i}_r$) são formados pelas correntes ativa e reativa por fase, conforme mostram as equações 2.65 e 2.66.

$$\vec{i}_a = \left\{ i_{a_n} \right\}_{n=1}^N \quad 2.65$$

$$\vec{i}_r = \left\{ i_{r_n} \right\}_{n=1}^N \quad 2.66$$

As correntes ativa e reativa calculadas pelas equações 2.63 e 2.64 englobam as correntes ativa e reativa balanceadas e as desbalanceadas. Portanto as correntes ativa e reativa

desbalanceadas podem ser calculadas pela subtração das correntes ativa e reativa por fase das correntes ativa e reativa balanceadas, conforme mostram as equações 2.67 e 2.68.

$$\vec{i}_a^u = \vec{i}_a - \vec{i}_a^b \quad 2.67$$

$$\vec{i}_r^u = \vec{i}_r - \vec{i}_r^b \quad 2.68$$

Por fim, é definida uma terceira parcela de corrente que não possui potência ativa e não consome energia reativa, esta corrente é chamada de corrente residual ($\vec{i}_v$) e é definida como mostra a equação 2.69.

$$\vec{i}_v = \vec{i} - \vec{i}_a - \vec{i}_r \quad 2.69$$

A corrente residual compõe as parcelas de harmônicos na corrente causados por não linearidades na carga.

A corrente total na carga pode então ser decomposta conforme mostra a equação 2.70. A expressão abaixo mostra que a corrente pode ser separada por suas componentes ativa e reativa balanceadas, as componentes ativa e reativa desequilibradas e por fim a corrente residual que é causada por não linearidades na carga.

$$\vec{i} = \vec{i}_a^b + \vec{i}_a^u + \vec{i}_r^b + \vec{i}_r^u + \vec{i}_v \quad 2.70$$

Observa-se que para tensões da rede distorcidas, as correntes ativa e reativa (balanceadas e desbalanceadas) também apresentarão distorções. Assim, por exemplo, a compensação de correntes reativas ($\vec{i}_r^b$ e $\vec{i}_r^u$) irá requerer conversores com banda passante larga.

2.6 Filtro de Kalman

O filtro de Kalman foi criado em 1960 [17] mas seu uso para sincronização de sinais monofásicos e trifásicos se iniciou posteriormente [18]. O filtro de Kalman se baseia em representar um sistema por variáveis de estado e considera que os sinais tratados possuem ruídos aleatórios que devem ser filtrados, portanto o sistema é tratado de forma estatística.

O sistema é definido pelas equações de estado mostradas pela equação 2.71 [18] [18] [20].

$$\begin{cases} x_n = A \cdot x_{n-1} + w_n \\ y_n = B \cdot x_n + z_n \end{cases} \quad 2.71$$

Os significados das variáveis mostradas na equação 2.71 são mostradas abaixo, conforme [18]:

n é o passo de cálculo;

x_n é o vetor coluna $m \times 1$ que mostra o estado do sistema no passo n ;

y_n é o vetor coluna $r \times 1$ das medidas no passo n ;

w_n é o vetor coluna $m \times 1$ de ruídos de processamento;

z_n é o vetor coluna $r \times 1$ de ruídos de medida;

A é uma matriz $m \times m$;

B é uma matriz $r \times m$.

A partir da equação 2.71 observa-se que o estado do sistema é derivado do vetor de estado do sistema no passo anterior, multiplicado por uma matriz pré calculada, somado de um ruído de média nula. Os valores de medida são iguais ao estado do sistema no passo n , multiplicado por uma matriz, somado a ruídos de medida.

Os ruídos w_n e z_n são não relacionados e possuem média nula. As covariâncias destes ruídos são dadas pelas equações 2.72 e 2.73, as matrizes Q e R são matrizes diagonais de ordem m e r respectivamente.

$$\text{cov}(w_n) = \langle w_n \cdot w_n^T \rangle = Q \quad 2.72$$

$$\text{cov}(z_n) = \langle z_n \cdot z_n^T \rangle = R \quad 2.73$$

O algoritmo do filtro de Kalman pode ser calculado de acordo com os passos listados abaixo [20]:

1. *Cálculo do próximo estado do sistema:*

O próximo estado do sistema é calculado pela equação 2.74. A matriz de ganho de Kalman K_n e o vetor do estado anterior x_{n-1} devem ser pré inicializados. As matrizes A e B são fixas e calculadas de acordo com o modelo do sistema.

$$x_n = A \cdot x_{n-1} + K_n \cdot (y_n - B \cdot x_{n-1}) \quad 2.74$$

2. Cálculo do ganho de Kalman:

O ganho de Kalman é atualizado de acordo com a equação 2.75. A matriz de covariância P_n deve ser pré-inicializada e a matriz R é fixada de acordo com o desempenho desejado para o filtro, quando maiores os valores dos elementos de R mais lento será o filtro e melhor será a qualidade de filtragem [18].

$$K_n = A \cdot P_{n-1} \cdot B^T \cdot (B \cdot P_{n-1} \cdot B^T + R)^{-1} \quad 2.75$$

3. Cálculo da matriz de covariância:

Por fim a matriz de covariância é atualizada como mostra a equação 2.76. A matriz Q é fixada de acordo com o desempenho desejado para o filtro, quanto menores os valores dos elementos de Q mais lento o filtro e maior a sua qualidade de filtragem [18].

$$P_n = A \cdot P_{n-1} \cdot A^T - K_n \cdot B \cdot P_{n-1} \cdot A^T + Q \quad 2.76$$

Para que o algoritmo do filtro de Kalman descrito acima possa ser aplicado deve-se determinar o modelo que representa o sistema, ou seja, é necessário determinar os valores das matrizes A e B .

Considerando-se um sinal senoidal da equação 2.77, este sinal pode ser estimado pelo utilizando-se um conjunto de dois sinais senoidais x_{1n} e x_{2n} ortogonais que são mostrados pelas equações 2.78 e 2.79.

$$y_n = Y_n \sin(\omega_n t_n + \theta_n) \quad 2.77$$

$$x_{1n} = Y_n \sin(\omega_n t_n + \theta_n) \quad 2.78$$

$$x_{2n} = Y_n \cos(\omega_n t_n + \theta_n) \quad 2.79$$

O sinal de entrada de um passo futuro y_{n+1} é estimado pelo sistema a partir de x_{1n+1} . Assumindo-se que a amplitude do sinal (Y_n), a frequência (ω_n) e a fase (θ_n) permanecem constantes e que o passo de amostragem possui duração de T_s , o sinal y_{n+1} pode ser expresso em função dos estados atuais do sistema x_{1n} e x_{2n} , conforme mostra a equação 2.80.

$$\begin{aligned} y_{n+1} &= Y_n \sin(\omega_n t_{n+1} + \theta_n) = Y_n \sin(\omega_n (t_n + T_s) + \theta_n) = x_{1n+1} \\ &= Y_n \sin(\omega_n t_n + \theta_n) \cos(\omega_n T_s) + Y_n \cos(\omega_n t_n + \theta_n) \sin(\omega_n T_s) \\ &= x_{1n} \cos(\omega_n T_s) + x_{2n} \sin(\omega_n T_s) \end{aligned} \quad 2.80$$

Analogamente, o próximo estado do sistema x_{2n+1} pode ser calculado conforme mostra a equação 2.81.

$$\begin{aligned} x_{2n+1} &= Y_n \cos(\omega_n t_{n+1} + \theta_n) = Y_n \cos(\omega_n (t_n + T_s) + \theta_n) \\ &= Y_n \cos(\omega_n t_n + \theta_n) \cos(\omega_n T_s) - Y_n \sin(\omega_n t_n + \theta_n) \sin(\omega_n T_s) \\ &= -x_{1n} \sin(\omega_n T_s) + x_{2n} \cos(\omega_n T_s) \end{aligned} \quad 2.81$$

A partir das equações 2.80 e 2.81 pode-se chegar a expressão do modelo do sistema que é mostrado na equação 2.82. A frequência do sinal de entrada é essencial para o modelo do sistema, já que esta frequência é utilizada no cálculo dos elementos da matriz A . Portanto para que o modelo funcione corretamente é necessário que a frequência do sinal de entrada seja conhecida; se esta frequência não for conhecida ela precisa ser calculada. O cálculo da frequência do sinal de entrada pode ser realizado com a aplicação de outro filtro de Kalman conforme é mostrado em [20].

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_{n+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\omega_n T_s) & \sin(\omega_n T_s) \\ -\sin(\omega_n T_s) & \cos(\omega_n T_s) \end{bmatrix}}_A \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_n + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix}_n \quad 2.82$$

Como o sinal x_{1n} estima a amplitude e fase do sinal de entrada y_n e o sinal x_{2n} é o sinal ortogonal a estes dois sinais, o sinal de entrada pode ser modelado conforme mostra a equação 2.83.

$$y_n = \underset{B}{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_n + z_n \quad 2.83$$

Se o sinal de entrada y_n possui harmônicos, o filtro de Kalman pode incluir os harmônicos de y_n em seu modelo e estimá-los assim como feito para a fundamental. Para isso são necessários estados adicionais do sistema, ou seja, o tamanho do vetor x_n aumenta. Para cada harmônico inserido no modelo do sistema, são necessários dois elementos adicionais com frequência $h\omega_n$ para o vetor x_n , pois são necessários dois sinais ortogonais para cada frequência.

O estado do sistema para cada harmônico pode ser estimado da mesma maneira mostrada pelas equações 2.80 e 2.81, onde a frequência ω_n é agora multiplicada pela ordem do harmônico. Para cada harmônico considerado no sistema é adicionada a matriz M_h (mostrada na equação 2.84) dentro da matriz A .

$$M_h = \begin{bmatrix} \cos(h\omega_n T_s) & \sin(h\omega_n T_s) \\ -\sin(h\omega_n T_s) & \cos(h\omega_n T_s) \end{bmatrix} \quad 2.84$$

O modelo do sistema agora com harmônicos é mostrado na equação 2.85.

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2k} \\ x_{2k-1} \end{bmatrix}_{n+1} = \begin{bmatrix} M_1 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & M_k \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2k} \\ x_{2k-1} \end{bmatrix}_n + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_{2k} \\ w_{2k-1} \end{bmatrix}_n \quad 2.85$$

O sinal y_n é estimado pela soma dos estados de x_n com índice ímpar (conforme mostra a equação 2.86), pois esses são os estados que estimam o sinal de y_n para cada frequência, os sinais de x_n com índice par são as senóides perpendiculares de cada frequência.

$$y_n = \underbrace{[1 \ 0 \ \dots \ 1 \ 0]}_B \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2k-1} \\ x_{2k} \end{bmatrix}_n + z_n \quad 2.86$$

Para o caso em que o sinal de entrada possui harmônicos que não são considerados no modelo, é possível interpretar que estes harmônicos são tratados como ruídos e portanto são atenuados pelo filtro de Kalman. Observa-se, porém que estes harmônicos causam perturbações nos sinais que compõem os elementos do vetor de estados do sistema x_n que não serão mais senoidais. O projeto do filtro determina a qualidade da filtragem, ou seja, quanto menor a qualidade de filtragem maior será a distorção dos elementos de x_n causada pelos harmônicos do sinal y_n . Os harmônicos que do sinal y_n que são considerados no sistema deixam de interferir como ruído de medida e portanto não causam distorções no vetor de estado do sistema x_n .

Para o caso trifásico é proposta a implementação de três filtros de Kalman [20], um para cada fase, e a partir dos sinais filtrados são extraídas as sequências positiva, negativa e zero. Portanto este método possibilita a extração de sequência positiva, negativa e zero fundamentais. Como o filtro de Kalman permite estimar os harmônicos individuais pré-selecionados do sinal de entrada a partir do modelo, é possível igualmente estimar as sequências positiva, negativa e zero de um harmônico escolhido.

É importante ressaltar que quanto maior o número de harmônicos incluídos no modelo do filtro de Kalman, maior o tamanho do vetor de estados x_n e maior a matriz A . Quando o filtro de Kalman é aplicado para o caso trifásico, os cálculos matriciais são triplicados.

2.7 Cálculo de corrente de referência usando Fortescue

Sinais trifásicos podem ser decompostos em três componentes: sequência positiva, sequência negativa e sequência zero [16]. Utilizando-se a representação fasorial de sinais elétricos (definido pela equação 2.87) é possível calcular as componentes simétricas um sinal trifásico a partir da equação 2.88.

$$i(t) = I \cos(\omega t + \theta) \rightarrow \dot{I} = \|I\| \underline{\theta} \quad 2.87$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}^0 \\ \dot{I}^+ \\ \dot{I}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1\angle 120^\circ & 1\angle -120^\circ \\ 1 & 1\angle -120^\circ & 1\angle 120^\circ \end{bmatrix}}_M \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_a \\ \dot{I}_b \\ \dot{I}_c \end{bmatrix} \quad 2.88$$

Nos trabalhos [21], [22] e [23] é apresentado um método para extração de sequência positiva e negativa fundamentais instantâneas a partir das coordenadas simétricas.

A partir da equação 2.88 verifica-se que a sequência negativa pode ser calculada pela equação 2.89.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{I}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1\angle -120^\circ & 1\angle 120^\circ \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_a \\ \dot{I}_b \\ \dot{I}_c \end{bmatrix} \quad 2.89$$

Os fasores dos sinais trifásicos de sequência negativa nas fases a, b e c são calculados multiplicando-se a equação 2.89 pela inversa da matriz M . Este processo é chamado de processo A e é descrito pela equação 2.90.

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_a^- \\ \dot{I}_b^- \\ \dot{I}_c^- \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 1\angle 60^\circ & 1\angle -60^\circ \\ 1\angle -60^\circ & -1 & 1\angle 60^\circ \\ 1\angle 60^\circ & 1\angle -60^\circ & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_a \\ \dot{I}_b \\ \dot{I}_c \end{bmatrix} \quad 2.90$$

A equação 2.90 pode ser manipulada de forma a separar as componentes reais e imaginárias dos elementos da matriz, este processo é chamado de processo B e é mostrado pela equação 2.91.

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_a^- \\ \dot{I}_b^- \\ \dot{I}_c^- \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \left[-\begin{bmatrix} 1 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & 1 & 1/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ -\sqrt{3}/2 & 0 & \sqrt{3}/2 \\ \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \end{bmatrix} \right] \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_a \\ \dot{I}_b \\ \dot{I}_c \end{bmatrix} \quad 2.91$$

Os processos A e B podem ser representados no tempo discreto, conforme mostram as equações 2.92 e 2.93 respectivamente. Conforme mostra [21] a defasagem de 60° pode calculada como o inverso do sinal atrasado de 120° , a defasagem de -60° é obtida com um atraso de 60° no sinal e uma defasagem de 90° é obtida com o inverso de um sinal atrasado de 90° . Os atrasos de 60° , 120° e 90° podem ser implementados digitalmente com o uso de

buffers de tamanhos $N/6$, $N/3$ e $N/4$ respectivamente (sendo N o número de amostras que formam um período completo).

$$\begin{bmatrix} i_a^-(n) \\ i_b^-(n) \\ i_c^-(n) \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \left\{ \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(n) \\ i_b(n) \\ i_c(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a\left(n-\frac{N}{6}\right) \\ i_b\left(n-\frac{N}{6}\right) \\ i_c\left(n-\frac{N}{6}\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a\left(n-\frac{N}{3}\right) \\ i_b\left(n-\frac{N}{3}\right) \\ i_c\left(n-\frac{N}{3}\right) \end{bmatrix} \right\}$$

2.92

$$\begin{bmatrix} i_a^-(n) \\ i_b^-(n) \\ i_c^-(n) \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \left\{ \begin{bmatrix} -1 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1 & 1/2 \\ 1/2 & 1/2 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(n) \\ i_b(n) \\ i_c(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ -\sqrt{3}/2 & 0 & \sqrt{3}/2 \\ \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a\left(n-\frac{N}{4}\right) \\ i_b\left(n-\frac{N}{4}\right) \\ i_c\left(n-\frac{N}{4}\right) \end{bmatrix} \right\}$$

2.93

Analogamente os mesmos processos podem ser feitos para o cálculo da sequência positiva. O fasor de sequência positiva é calculado conforme a equação 2.94.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \dot{I}^+ \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1\angle 120^\circ & 1\angle -120^\circ \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_a \\ \dot{I}_b \\ \dot{I}_c \end{bmatrix}$$

2.94

Os fasores de sequência positiva nas fases a , b e c são calculados conforme a equação 2.95, este procedimento é chamado de processo C.

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_a^+ \\ \dot{I}_b^+ \\ \dot{I}_c^+ \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 1\angle -60^\circ & 1\angle 60^\circ \\ 1\angle 60^\circ & -1 & 1\angle -60^\circ \\ 1\angle -60^\circ & 1\angle 60^\circ & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_a \\ \dot{I}_b \\ \dot{I}_c \end{bmatrix}$$

2.95

Assim como no processo B a matriz da equação 2.95 pode ser separada em duas matrizes, uma contendo a parte real e a outra a parte imaginária dos seus elementos. Este processo é mostrado pela equação 2.96 e é chamado de processo D.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a^+ \\ \dot{i}_b^+ \\ \dot{i}_c^+ \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \left[-\begin{bmatrix} 1 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & 1 & 1/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ \sqrt{3}/2 & 0 & -\sqrt{3}/2 \\ -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \end{bmatrix} \right] \cdot \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} \quad 2.96$$

Os processos C e D podem ser representados no tempo discreto, assim como feito para os processos A e B. Os processos C e D no tempo discreto são mostrados pelas equações 2.97 e 2.98 respectivamente.

$$\begin{bmatrix} i_a^+(n) \\ i_b^+(n) \\ i_c^+(n) \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \left\{ \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(n) \\ i_b(n) \\ i_c(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a\left(n-\frac{N}{6}\right) \\ i_b\left(n-\frac{N}{6}\right) \\ i_c\left(n-\frac{N}{6}\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a\left(n-\frac{N}{3}\right) \\ i_b\left(n-\frac{N}{3}\right) \\ i_c\left(n-\frac{N}{3}\right) \end{bmatrix} \right\} \quad 2.97$$

$$\begin{bmatrix} i_a^+(n) \\ i_b^+(n) \\ i_c^+(n) \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \left\{ -\begin{bmatrix} -1 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1 & 1/2 \\ 1/2 & 1/2 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(n) \\ i_b(n) \\ i_c(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ \sqrt{3}/2 & 0 & -\sqrt{3}/2 \\ -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a\left(n-\frac{N}{4}\right) \\ i_b\left(n-\frac{N}{4}\right) \\ i_c\left(n-\frac{N}{4}\right) \end{bmatrix} \right\} \quad 2.98$$

Verifica-se que os processos A, B, C e D funcionam como filtros [21]. A tabela 2.4 mostra os ganhos de cada método para sequências positivas e negativas fundamental, de terceira e quinta ordem. Também são mostrados os ganhos resultados do cascadeamento dos

processos A e B (chamado de processo AB) e dos processos C e D (chamado de processo CD).

TABELA 2.4: GANHO DOS PROCESSOS A, B, C, D, AB E CD PARA SINAIS FUNDAMENTAIS, DE TERCEIRA E QUINTA ORDEM

Processo	A	B	C	D	AB	CD
Sequência positiva fundamental	0	0	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	0	$1\angle 0^\circ$
Sequência negativa fundamental	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	0	0	$1\angle 0^\circ$	0
Sequência positiva de 3ª ordem	0	$1\angle 0^\circ$	0	0	0	0
Sequência negativa de 3ª ordem	0	0	0	$1\angle 0^\circ$	0	0
Sequência positiva de 5ª ordem	$1\angle 0^\circ$	0	0	$1\angle 0^\circ$	0	0
Sequência negativa de 5ª ordem	0	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	0	0	0

Verifica-se pela tabela 2.4 que os processos AB e CD eliminam harmônicos de terceira e quinta ordem. No trabalho [24] é mostrado que estes processos eliminam também harmônicos de 7ª e 9ª ordem de sequência positiva e negativa. Ou seja, este método é eficaz para a extração de sequências positiva e negativa fundamentais (para sinais com os harmônicos assinalados). Porém, como é mostrado em [21], esse método não elimina harmônicos de ordem par. No trabalho [24] é proposta uma solução para eliminar os harmônicos de ordem par, esta solução se baseia em transformar o sinal no sistema girante dq , assim os harmônicos pares se tornam ímpares no sistema girante e desta forma os processos AB e CD podem ser aplicados para eliminar os harmônicos pares.

3 APRESENTAÇÃO DO MÉTODO PROPOSTO

3.1 Vetores espaciais

A representação vetorial de sinais trifásicos instantâneos é bastante comum na área de energia da engenharia elétrica [5] [4]. O vetor de campo girante, usado na área de máquinas elétricas, inspirou o uso de vetores espaciais para representar sinais (de tensão ou corrente) trifásicos. Na área de eletrônica de potência esses vetores são amplamente usados para o cálculo de sinais de referência (para filtros de corrente ou tensão, injeção de potência ativa na rede, etc.) e também podem ser usados em inversores que operam com PWM vetorial [25].

Existem diversas bases que representam os vetores espaciais. Estas derivam das bases já utilizadas em máquinas elétricas. A base utilizada neste trabalho para a representação de vetores e para o método de cálculo de componentes simétricas é a base abc^3 . Esta é uma base ortonormal, pertencente ao $\mathcal{R}^3$ e composta por três vetores unitários: $\vec{a}$, $\vec{b}$ e $\vec{c}$ [5] [25]. Dado um sinal trifásico com valores de fase instantâneos $\phi_a(t)$, $\phi_b(t)$ e $\phi_c(t)$, seu vetor espacial ($\vec{\Phi}$) é dado pela equação 3.1 e mostrado na **Figura 3.1**:

$$\vec{\Phi} = \phi_a(t)\vec{a} + \phi_b(t)\vec{b} + \phi_c(t)\vec{c} = \begin{bmatrix} \phi_a(t) \\ \phi_b(t) \\ \phi_c(t) \end{bmatrix} \quad 3.1$$

Figura 3.1 - vetor $\vec{\Phi}$ na base abc .

Fonte: Produção da própria autora - adaptado de [25].

³ Existem autores, como Akagi [2], que consideram que o sistema abc é aquele onde os vetores $\vec{a}$, $\vec{b}$ e $\vec{c}$ estão contidos em um plano e estão defasados de 120° . Neste trabalho a base abc é composta por três vetores no espaço que são ortogonais entre si.

A base abc é usada neste trabalho porque a construção dos vetores espaciais se dá de forma simples, suas coordenadas são dadas diretamente pelos valores instantâneos das fases a , b e c de um sinal trifásico. Isto permite a obtenção de métodos de cálculos das componentes simétricas instantâneas dispensando as mudanças de base que são características de outras propostas.

Para facilitar a compreensão do método de cálculo de sequências, apresenta-se inicialmente a correspondência da base abc com a $\alpha\beta 0$, pois a base $\alpha\beta 0$ mostra propriedades geométricas interessantes dos vetores espaciais, que são exploradas no método proposto. A base $\alpha\beta 0$ apresenta uma propriedade importante que é amplamente aplicada neste trabalho, que se trata da preservação de módulo e do ângulo entre vetores na transformação da base abc para a base $\alpha\beta 0$ [2] [25] [26]. Desta forma, toda a análise feita neste capítulo sobre o comportamento do vetor espacial na base $\alpha\beta 0$ é também válida para a base abc . Portanto, apesar das análises deste capítulo serem realizadas para a base $\alpha\beta 0$, os métodos de extração de sequência positiva, negativa e zero são realizados na base abc . O apêndice B mostra uma breve discussão do método de extração de sequência positiva, negativa e zero de ordem h usando somente a base abc , mas esta abordagem perde a interpretação geométrica dos vetores espaciais que é observada para vetores na base $\alpha\beta 0$.

A base $\alpha\beta 0$ é obtida a partir de transformação de Clarke [27], descrita pela equação 3.2. A mudança da base abc para a base $\alpha\beta 0$ não altera os módulos nem o ângulo entre os vetores tridimensionais, tornando possível que os resultados da análise feita no sistema $\alpha\beta 0$ sejam prontamente utilizados no sistema abc .

$$\begin{bmatrix} \phi_\alpha(t) \\ \phi_\beta(t) \\ \phi_0(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_a(t) \\ \phi_b(t) \\ \phi_c(t) \end{bmatrix} \quad 3.2$$

Supondo-se um terno de sinais $\phi'_a(t)$, $\phi'_b(t)$ e $\phi'_c(t)$ de sequência positiva ou negativa, sabe-se que a soma de seus valores de fase instantâneos é nula como mostra a equação 3.3. A equação 3.3 representa um plano no espaço que contém os vetores associados às componentes de sequências positiva e negativa para cada harmônico dos sinais $\phi'_a(t)$, $\phi'_b(t)$ e $\phi'_c(t)$. Este plano coincide com o plano $\alpha\beta$ formado pelos vetores $\vec{\alpha}$ e $\vec{\beta}$ da base

$\alpha\beta 0$, como mostra a **Figura 3.2**. Sinais que não respeitam 3.3 contêm componentes de sequência zero, produzindo vetores fora do plano $\alpha\beta$.

$$\phi'_a(t) + \phi'_b(t) + \phi'_c(t) = 0 \quad 3.3$$

Figura 3.2 - Base $\alpha\beta 0$, base abc e plano $\alpha\beta$.

Fonte: [25].

Componentes harmônicas de ordem h de sequência positiva, com amplitude Φ_h^+ produzem o vetor $\vec{\Phi}_h^+$ no plano $\alpha\beta$, descrito na equação 3.4.

$$\vec{\Phi}_h^+ = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+) \\ \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+ - 2\pi/3) \\ \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+ + 2\pi/3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{h\alpha}^+(t) \\ \phi_{h\beta}^+(t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad 3.4$$

Como o vetor $\vec{\Phi}_h^+$ é de sequência positiva, a sua componente no eixo $\vec{0}$ será nula. As componentes do vetor nos eixos $\vec{\alpha}$ e $\vec{\beta}$ são calculadas no apêndice A e mostradas na equação 3.5.

$$\begin{cases} \phi_{h\alpha}^+ = \sqrt{\frac{3}{2}}\Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+) \\ \phi_{h\beta}^+ = \sqrt{\frac{3}{2}}\Phi_h^+ \sin(h\omega t + \theta_h^+) \end{cases} \quad 3.5$$

Com os valores das projeções de $\vec{\Phi}_h^+$ nos eixos $\vec{\alpha}$ e $\vec{\beta}$, mostradas na **Figura 3.3**, é possível realizar o cálculo de módulo e fase do vetor. As equações 3.6 e 3.7 mostram o cálculo de amplitude e fase de $\vec{\Phi}_h^+$.

Figura 3.3 - Vetor $\vec{\Phi}_h^+$ com suas projeções nos eixos $\vec{\alpha}$ e $\vec{\beta}$ ($\phi_{h\alpha}^+$ e $\phi_{h\beta}^+$, respectivamente), módulo $\|\vec{\Phi}_h^+\|$ e fase φ_h^+ .

Fonte: Produção da própria autora.

$$\begin{aligned} \|\vec{\Phi}_h^+\| &= \sqrt{(\phi_{h\alpha}^+)^2 + (\phi_{h\beta}^+)^2 + 0^2} = \sqrt{\left(\sqrt{\frac{3}{2}}\Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+)\right)^2 + \left(\sqrt{\frac{3}{2}}\Phi_h^+ \sin(h\omega t + \theta_h^+)\right)^2} \\ &= \sqrt{\frac{3}{2}}\Phi_h^+ \end{aligned} \quad 3.6$$

$$\begin{aligned} \varphi_h^+ &= \tan^{-1}\left(\frac{\phi_{h\beta}^+}{\phi_{h\alpha}^+}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{3/2}\Phi_h^+ \sin(h\omega t + \theta_h^+)}{\sqrt{3/2}\Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+)}\right) = \tan^{-1}\left(\tan(h\omega t + \theta_h^+)\right) \\ &= h\omega t + \theta_h^+ \end{aligned} \quad 3.7$$

As equações 3.6 e 3.7 mostram que o vetor $\vec{\Phi}_h^+$ possui amplitude constante e gira no plano $\alpha\beta$ com velocidade constante $h\omega$ no sentido anti-horário. Como a mudança de base da equação 3.2 preserva o módulo e o ângulo entre os vetores, conclui-se que no sistema abc $\vec{\Phi}_h^+$

também possui amplitude constante e gira no sentido anti-horário com velocidade $h\omega$ constante, permanecendo no plano $\alpha\beta$ da **Figura 3.2**.

A mesma análise pode ser feita para uma componente de sequência negativa de ordem h ($\vec{\Phi}_h^-$).

$$\vec{\Phi}_h^- = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_h^- \cos(h\omega t + \theta_h^-) \\ \Phi_h^- \cos(h\omega t + \theta_h^- + 2\pi/3) \\ \Phi_h^- \cos(h\omega t + \theta_h^- - 2\pi/3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{h\alpha}^-(t) \\ \phi_{h\beta}^-(t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad 3.8$$

Calculam-se os valores das coordenadas $\phi_{h\alpha}^-(t)$ e $\phi_{h\beta}^-(t)$ no apêndice A, resultando nos valores mostrados na equação 3.9.

$$\begin{cases} \phi_{h\alpha}^- = \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+) \\ \phi_{h\beta}^- = -\sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_h^+ \sin(h\omega t + \theta_h^+) \end{cases} \quad 3.9$$

Os cálculos de módulo e fase do vetor $\vec{\Phi}_{h\alpha\beta}^-$ (que serão os mesmos para $\vec{\Phi}_h^-$), análogos aos cálculos feitos para $\vec{\Phi}_h^+$, são mostrados abaixo:

$$\begin{aligned} \|\vec{\Phi}_h^-\| &= \sqrt{(\phi_{h\alpha}^-)^2 + (\phi_{h\beta}^-)^2 + 0^2} = \sqrt{\left(\sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_h^- \cos(h\omega t + \theta_h^-)\right)^2 + \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_h^- \sin(h\omega t + \theta_h^-)\right)^2} \\ &= \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_h^- \end{aligned} \quad 3.10$$

$$\varphi_h^- = \tan^{-1}\left(\frac{\phi_{h\beta}^-}{\phi_{h\alpha}^-}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{-\sqrt{3/2} \Phi_h^- \sin(h\omega t + \theta_h^-)}{\sqrt{3/2} \Phi_h^- \cos(h\omega t + \theta_h^-)}\right) \quad 3.11$$

Sabendo-se que as funções $\tan$ e $\tan^{-1}$ são ímpares, a equação 3.11 é solucionada abaixo:

$$\varphi_h^- = \tan^{-1}\left(\frac{-\sqrt{3/2} \Phi_h^- \sin(h\omega t + \theta_h^-)}{\sqrt{3/2} \Phi_h^- \cos(h\omega t + \theta_h^-)}\right) = \tan^{-1}(-\tan(h\omega t + \theta_h^-)) = -(h\omega t + \theta_h^-) \quad 3.12$$

Portanto, o vetor de sequência negativa de ordem h $\vec{\Phi}_h^-$ possui amplitude constante e gira no plano $\alpha\beta$ com velocidade constante igual a $h\omega$ no sentido horário.

Uma componente de sequência zero de ordem h possui vetor espacial $\vec{\Phi}_h^0$. A equação 3.13 mostra que este vetor somente possui componente no eixo $\vec{0}$ da base $\alpha\beta\theta$ e que sua amplitude varia de acordo com a velocidade angular $h\omega$. O valor da amplitude é dado pela equação 3.14.

$$\vec{\Phi}_h^0 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_h^0 \cos(h\omega t + \theta_h^0) \\ \Phi_h^0 \cos(h\omega t + \theta_h^0) \\ \Phi_h^0 \cos(h\omega t + \theta_h^0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3}\Phi_h^0 \cos(h\omega t + \theta_h^0) \end{bmatrix} \quad 3.13$$

$$\|\vec{\Phi}_h^0\| = \sqrt{(\sqrt{3}\Phi_h^0 \cos(h\omega t + \theta_h^0))^2 + 0^2 + 0^2} = \sqrt{3}\Phi_h^0 \cos(h\omega t + \theta_h^0) \quad 3.14$$

Conclui-se que sinais trifásicos $\phi_a(t)$, $\phi_b(t)$ e $\phi_c(t)$ que possuem desequilíbrios e distorções são associados ao vetor espacial $\vec{\Phi}$ que pode ser decomposto nas suas componentes simétricas de acordo com a equação 3.15 que é ilustrada na **Figura 3.4**.

$$\vec{\Phi} = \vec{\Phi}^0 + \vec{\Phi}_{\alpha\beta} = \sum_{h=1} \vec{\Phi}_h^0 + \left[\sum_{h=1} \vec{\Phi}_h^+ + \sum_{h=1} \vec{\Phi}_h^- \right] \quad 3.15$$

Figura 3.4 - Decomposição do vetor $\vec{\Phi}$ em suas componentes de sequência positiva e negativa fundamentais $\vec{\Phi}_1^+$ e $\vec{\Phi}_1^-$, harmônicos de ordem h de sequência positiva e negativa $\vec{\Phi}_h^+$ e $\vec{\Phi}_h^-$ e sequência zero $\vec{\Phi}^0$.

Fonte: Produção da própria autora - adaptado de [25].

As parcelas harmônicas de ordem h de sequência positiva geram vetor $\vec{\Phi}_h^+$, com amplitude constante igual a $\sqrt{3/2}\Phi_h^+$ e que gira no plano $\alpha\beta$ com velocidade constante $h\omega$ no sentido anti-horário. As componentes harmônicas de ordem h de sequência negativa produzem o vetor $\vec{\Phi}_h^-$, com amplitude constante igual a $\sqrt{3/2}\Phi_h^-$ e que gira no plano $\alpha\beta$ com velocidade constante $h\omega$ no sentido horário. As harmônicas de ordem h de sequência zero geram o vetor $\vec{\Phi}_h^0$, paralelo ao eixo $\vec{0}$, cuja amplitude varia com frequência $h\omega$.

É importante ressaltar que os algoritmos apresentados nos itens 3.2, 3.3 e 3.4 deste capítulo podem ser aplicados tanto para a base abc quanto para a base $\alpha\beta 0$. Neste trabalho somente a base abc é usada nos algoritmos de cálculo de sequência positiva, negativa e zero, pois desta forma se evita usar uma transformação de coordenadas desnecessária.

3.2 Extração de sequência positiva

O produto escalar de dois vetores que possuem mesma velocidade angular é constante e o produto escalar de dois vetores com velocidades angulares diferentes resulta em um sinal oscilatório de média nula. Como visto no item 3.1, um vetor espacial $\vec{\Phi}$ pode ser decomposto em suas componentes harmônicas de ordem h de sequência positiva ($\vec{\Phi}_h^+$), negativa ($\vec{\Phi}_h^-$) e zero ($\vec{\Phi}_h^0$). O produto escalar entre o vetor $\vec{\Phi}$ e um vetor $\vec{\Theta}_h^+$, que só possui sequência positiva de ordem h , é mostrado pela equação 3.16. Este produto resulta em uma parcela constante vinda do produto escalar entre a componente de sequência positiva de ordem h de $\vec{\Phi}$ ($\vec{\Phi}_h^+$) e o vetor $\vec{\Theta}_h^+$ e uma parcela oscilatória de média nula vinda do produto escalar entre $\vec{\Theta}_h^+$ e as outras parcelas de $\vec{\Phi}$. O produto escalar entre $\vec{\Theta}_h^+$ e a componente de sequência zero $\vec{\Phi}_h^0$ é sempre nulo, pois estes vetores são perpendiculares entre si.

$$\begin{aligned}\vec{\Theta}_h^+ \bullet \vec{\Phi} &= \vec{\Theta}_h^+ \bullet (\vec{\Phi}_1^+ + \vec{\Phi}_1^- + \vec{\Phi}_h^+ + \vec{\Phi}_h^- + \vec{\Phi}^0) = \vec{\Theta}_h^+ \bullet \vec{\Phi}_h^+ + \vec{\Theta}_h^+ \bullet (\vec{\Phi}_1^+ + \vec{\Phi}_1^- + \vec{\Phi}_h^-) \\ &= \|\vec{\Theta}_h^+\| \|\vec{\Phi}_h^+\| \cos(\delta_h^+) + \vec{\Theta}_h^+ \bullet (\vec{\Phi}_1^+ + \vec{\Phi}_1^- + \vec{\Phi}_h^-)\end{aligned}\tag{3.16}$$

A parcela constante que resulta deste produto escalar é igual ao produto do módulo do vetor $\vec{\Theta}_h^+$ pelo módulo da componente de ordem h de $\vec{\Phi}$ multiplicado pelo cosseno do ângulo

de defasagem entre esses vetores (δ_h^+). Em outras palavras, a parcela constante resultante do produto escalar descrito na equação 3.16 é a projeção do vetor $\vec{\Phi}_h^+$ no vetor $\vec{\Theta}_h^+$.

De forma geral, a fase do vetor $\vec{\Phi}_h^+$ é desconhecida. Portanto para que o vetor $\vec{\Phi}_h^+$ seja calculado a partir do produto escalar, são necessários dois vetores de sequência positiva de ordem h com amplitudes conhecidas e perpendiculares entre si.

Os vetores de sequência positiva, de ordem h usados, para o cálculo de $\vec{\Phi}_h^+$ são chamados: $\vec{V}_{PLLh\perp}^+$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^+$. Esses vetores são calculados através da equação 3.17 onde o ângulo θ_{PLL} é gerado por um *Phase-Locked Loop* (PLL) [28] [29] de modo que $\vec{V}_{PLL1\parallel}^+$ ($h=1$) está em fase com a sequência positiva fundamental das tensões da rede. Como θ_{PLL} é a velocidade angular de um vetor de sequência positiva fundamental, para gerar os vetores de sequência positiva de ordem h , basta multiplicar θ_{PLL} por h e calcular os cossenos das fases a , b e c .

$$\begin{cases} \vec{V}_{PLLh\perp}^+ = \begin{bmatrix} v_{PLLah\perp} \\ v_{PLLbh\perp} \\ v_{PLLch\perp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(h\theta_{PLL}) \\ \cos(h\theta_{PLL} - 2\pi/3) \\ \cos(h\theta_{PLL} + 2\pi/3) \end{bmatrix} \\ \vec{V}_{PLLh\parallel}^+ = \begin{bmatrix} v_{PLLah\parallel} \\ v_{PLLbh\parallel} \\ v_{PLLch\parallel} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(h\theta_{PLL} + \pi/2) \\ \cos(h\theta_{PLL} - 2\pi/3 + \pi/2) \\ \cos(h\theta_{PLL} + 2\pi/3 + \pi/2) \end{bmatrix} \end{cases} \quad 3.17$$

Os produtos escalares de $\vec{\Phi}$ pelos vetores $\vec{V}_{PLLh\perp}^+$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^+$ resultam nos valores mostrados nas equações 3.18 e 3.19. Define-se $\delta_{h\perp}^+$ como o ângulo entre $\vec{\Phi}$ e $\vec{V}_{PLLh\perp}^+$ e $\delta_{h\parallel}^+$ como o ângulo entre $\vec{\Phi}$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^+$.

$$\begin{aligned} \vec{V}_{PLLh\perp}^+ \bullet \vec{\Phi} &= \vec{V}_{PLLh\perp}^+ \bullet (\vec{\Phi}_1^+ + \vec{\Phi}_h^+ + \vec{\Phi}_1^- + \vec{\Phi}_h^- + \vec{\Phi}^0) = \vec{V}_{PLLh\perp}^+ \bullet \vec{\Phi}_h^+ + \vec{V}_{PLLh\perp}^+ \bullet (\vec{\Phi}_1^+ + \vec{\Phi}_1^- + \vec{\Phi}_h^-) \\ &= \|\vec{V}_{PLLh\perp}^+\| \|\vec{\Phi}_h^+\| \cos(\delta_{h\perp}^+) + \vec{V}_{PLLh\perp}^+ \bullet (\vec{\Phi}_1^+ + \vec{\Phi}_1^- + \vec{\Phi}_h^-) \end{aligned} \quad 3.18$$

$$\begin{aligned} \vec{V}_{PLLh\parallel}^+ \bullet \vec{\Phi} &= \vec{V}_{PLLh\parallel}^+ \bullet (\vec{\Phi}_1^+ + \vec{\Phi}_h^+ + \vec{\Phi}_1^- + \vec{\Phi}_h^- + \vec{\Phi}^0) = \vec{V}_{PLLh\parallel}^+ \bullet \vec{\Phi}_h^+ + \vec{V}_{PLLh\parallel}^+ \bullet (\vec{\Phi}_1^+ + \vec{\Phi}_1^- + \vec{\Phi}_h^-) \\ &= \|\vec{V}_{PLLh\parallel}^+\| \|\vec{\Phi}_h^+\| \cos(\delta_{h\parallel}^+) + \vec{V}_{PLLh\parallel}^+ \bullet (\vec{\Phi}_1^+ + \vec{\Phi}_1^- + \vec{\Phi}_h^-) \end{aligned} \quad 3.19$$

Os valores dos produtos escalares $\vec{V}_{PLLh\perp}^+ \bullet \vec{\Phi}_h^+$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^+ \bullet \vec{\Phi}_h^+$ são dados pelos valores médios de $\vec{V}_{PLLh\perp}^+ \bullet \vec{\Phi}$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^+ \bullet \vec{\Phi}$, respectivamente. Os módulos dos vetores $\vec{V}_{PLLh\perp}^+$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^+$ são conhecidos (e iguais a $\sqrt{3/2}$), portanto as projeções de $\vec{\Phi}_h^+$, mostradas na **Figura 3.5**, podem ser calculadas conforme mostram as equações 3.20 e 3.21.

Figura 3.5 - $\vec{\Phi}_h^+$ projetado nos vetores $\vec{V}_{PLLh\perp}^+$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^+$, com suas respectivas projeções $\|\vec{\Phi}_h^+\| \cos(\delta_{h\perp}^+)$ e $\|\vec{\Phi}_h^+\| \cos(\delta_{h\parallel}^+)$.

Fonte: Produção da própria autora.

$$\begin{aligned} \langle \vec{V}_{PLLh\perp}^+ \bullet \vec{\Phi} \rangle &= \vec{V}_{PLLh\perp}^+ \bullet \vec{\Phi}_h^+ = \|\vec{V}_{PLLh\perp}^+\| \|\vec{\Phi}_h^+\| \cos(\delta_{h\perp}^+) \\ \Rightarrow \|\vec{\Phi}_h^+\| \cos(\delta_{h\perp}^+) &= \frac{\langle \vec{V}_{PLLh\perp}^+ \bullet \vec{\Phi} \rangle}{\|\vec{V}_{PLLh\perp}^+\|} = \|\vec{\Phi}_{h\perp}^+\| \end{aligned} \quad 3.20$$

$$\begin{aligned} \langle \vec{V}_{PLLh\parallel}^+ \bullet \vec{\Phi} \rangle &= \vec{V}_{PLLh\parallel}^+ \bullet \vec{\Phi}_h^+ = \|\vec{V}_{PLLh\parallel}^+\| \|\vec{\Phi}_h^+\| \cos(\delta_{h\parallel}^+) \\ \Rightarrow \|\vec{\Phi}_h^+\| \cos(\delta_{h\parallel}^+) &= \frac{\langle \vec{V}_{PLLh\parallel}^+ \bullet \vec{\Phi} \rangle}{\|\vec{V}_{PLLh\parallel}^+\|} = \|\vec{\Phi}_{h\parallel}^+\| \end{aligned} \quad 3.21$$

O vetor $\vec{\Phi}_h^+$ pode ser decomposto em duas parcelas: $\vec{\Phi}_{h\perp}^+$ e $\vec{\Phi}_{h\parallel}^+$. Essas parcelas são os vetores com amplitudes iguais as projeções $\|\vec{\Phi}_h^+\| \cos(\delta_{h\perp}^+)$ e $\|\vec{\Phi}_h^+\| \cos(\delta_{h\parallel}^+)$ e com direção e

sentido iguais aos dos vetores $\vec{V}_{PLLh\perp}^+$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^+$ respectivamente, conforme mostram as equações 3.22 e 3.23.

$$\vec{\Phi}_{h\perp}^+ = \begin{bmatrix} \Phi_{h\perp}^+ \cos(h\theta_{PLL}) \\ \Phi_{h\perp}^+ \cos(h\theta_{PLL} - 2\pi/3) \\ \Phi_{h\perp}^+ \cos(h\theta_{PLL} + 2\pi/3) \end{bmatrix} = \left(\|\vec{\Phi}_h^+\| \cos(\delta_{h\perp}^+) \right) \frac{\vec{V}_{PLLh\perp}^+}{\|\vec{V}_{PLLh\perp}^+\|} \quad 3.22$$

$$\vec{\Phi}_{h\parallel}^+ = \begin{bmatrix} \Phi_{h\parallel}^+ \cos(h\theta_{PLL} + \pi/2) \\ \Phi_{h\parallel}^+ \cos(h\theta_{PLL} - 2\pi/3 + \pi/2) \\ \Phi_{h\parallel}^+ \cos(h\theta_{PLL} + 2\pi/3 + \pi/2) \end{bmatrix} = \left(\|\vec{\Phi}_h^+\| \cos(\delta_{h\parallel}^+) \right) \frac{\vec{V}_{PLLh\parallel}^+}{\|\vec{V}_{PLLh\parallel}^+\|} \quad 3.23$$

Aplicando a equação 3.6 nas equações 3.20 e 3.21, calcula-se as amplitudes nas $\Phi_{h\perp}^+$ e $\Phi_{h\parallel}^+$ através das equações 3.24 e 3.25 respectivamente.

$$\Phi_{h\perp}^+ = \frac{\|\vec{\Phi}_{h\perp}^+\|}{\sqrt{3/2}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\langle \vec{V}_{PLLh\perp}^+ \bullet \vec{\Phi} \rangle}{\|\vec{V}_{PLLh\perp}^+\|} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\langle \vec{V}_{PLLh\perp}^+ \bullet \vec{\Phi} \rangle}{\sqrt{3/2} \cdot 1} = \frac{2}{3} \langle \vec{V}_{PLLh\perp}^+ \bullet \vec{\Phi} \rangle \quad 3.24$$

$$\Phi_{h\parallel}^+ = \frac{\|\vec{\Phi}_{h\parallel}^+\|}{\sqrt{3/2}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\langle \vec{V}_{PLLh\parallel}^+ \bullet \vec{\Phi} \rangle}{\|\vec{V}_{PLLh\parallel}^+\|} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\langle \vec{V}_{PLLh\parallel}^+ \bullet \vec{\Phi} \rangle}{\sqrt{3/2} \cdot 1} = \frac{2}{3} \langle \vec{V}_{PLLh\parallel}^+ \bullet \vec{\Phi} \rangle \quad 3.25$$

As médias dos produtos escalares $\langle \vec{V}_{PLLh\perp}^+ \bullet \vec{\Phi} \rangle$ e $\langle \vec{V}_{PLLh\parallel}^+ \bullet \vec{\Phi} \rangle$ podem ser calculadas com filtros passa-baixas. Neste trabalho usa-se um filtro de média móvel, que será melhor detalhado adiante no capítulo 5.

O algoritmo de cálculo de sequência positiva de ordem h é ilustrado do diagrama de blocos da **Figura 3.6**. Para a figura 3.6, observa-se que quando o vetor $\vec{\Phi}$ for a própria tensão da rede ou um sinal em fase com esta tensão e $h=1$, a parcela perpendicular (parcela do produto escalar superior da figura) é nula. Portanto, basta realizar apenas um produto escalar (que é o produto entre o sinal de entrada e a parcela paralela $\vec{V}_{PLLh\parallel}^+$). Este procedimento é realizado no trabalho [30].

Figura 3.6 - Diagrama de blocos do algoritmo de extração de sequência positiva de ordem h .

Fonte: Produção da própria autora - adaptado de [25].

3.3 Extração de sequência negativa

De forma similar ao método mostrado no item 3.2 a extração da sequência negativa de ordem h ($\vec{\Phi}_h^-$) parte do cálculo de dois vetores de sequência negativa de ordem h perpendiculares entre si ($\vec{V}_{PLL h\perp}^-$ e $\vec{V}_{PLL h||}^-$). Estes vetores são calculados a partir dos vetores de sequência positiva calculados pela equação 3.17 e trocando-se as fases b e c como mostra a equação 3.26.

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{V}_{PLL h\perp}^- = \begin{bmatrix} v_{PLL a h\perp} \\ v_{PLL c h\perp} \\ v_{PLL b h\perp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(h\theta_{PLL}) \\ \cos(h\theta_{PLL} + 2\pi/3) \\ \cos(h\theta_{PLL} - 2\pi/3) \end{bmatrix} \\ \vec{V}_{PLL h||}^- = \begin{bmatrix} v_{PLL a h||} \\ v_{PLL c h||} \\ v_{PLL b h||} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(h\theta_{PLL} + \pi/2) \\ \cos(h\theta_{PLL} + 2\pi/3 + \pi/2) \\ \cos(h\theta_{PLL} - 2\pi/3 + \pi/2) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad 3.26$$

Os vetores $\vec{V}_{PLL h\perp}^-$ e $\vec{V}_{PLL h||}^-$ são de sequência negativa de ordem h , portanto giram no plano com velocidade $h\omega$ no sentido horário como a componente $\vec{\Phi}_h^-$. Os valores médios

dos produtos escalares de $\vec{\Phi}$ pelos vetores $\vec{V}_{PLLh\perp}^-$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^-$ divididos pelos módulos $\|\vec{V}_{PLLh\perp}^-$ e $\|\vec{V}_{PLLh\parallel}^-$ respectivamente fornecem as projeções $\|\vec{\Phi}_h^-\| \cos(\delta_{PLLh\perp}^-)$ e $\|\vec{\Phi}_h^-\| \cos(\delta_{PLLh\parallel}^-)$, como mostra a **Figura 3.7** e as equações 3.27 e 3.28.

Figura 3.7 - $\vec{\Phi}_h^-$ projetado nos vetores $\vec{V}_{PLLh\perp}^-$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^-$, com suas respectivas projeções $\|\vec{\Phi}_h^-\| \cos(\delta_{h\perp}^-)$ e $\|\vec{\Phi}_h^-\| \cos(\delta_{h\parallel}^-)$.

Fonte: Produção da própria autora.

$$\begin{aligned} \langle \vec{V}_{PLLh\perp}^- \bullet \vec{\Phi} \rangle &= \vec{V}_{PLLh\perp}^- \bullet \vec{\Phi}_h^- = \|\vec{V}_{PLLh\perp}^-\| \|\vec{\Phi}_h^-\| \cos(\delta_{h\perp}^-) \\ \Rightarrow \|\vec{\Phi}_h^-\| \cos(\delta_{h\perp}^-) &= \frac{\langle \vec{V}_{PLLh\perp}^- \bullet \vec{\Phi} \rangle}{\|\vec{V}_{PLLh\perp}^-\|} \end{aligned} \quad 3.27$$

$$\begin{aligned} \langle \vec{V}_{PLLh\parallel}^- \bullet \vec{\Phi} \rangle &= \vec{V}_{PLLh\parallel}^- \bullet \vec{\Phi}_h^- = \|\vec{V}_{PLLh\parallel}^-\| \|\vec{\Phi}_h^-\| \cos(\delta_{h\parallel}^-) \\ \Rightarrow \|\vec{\Phi}_h^-\| \cos(\delta_{h\parallel}^-) &= \frac{\langle \vec{V}_{PLLh\parallel}^- \bullet \vec{\Phi} \rangle}{\|\vec{V}_{PLLh\parallel}^-\|} \end{aligned} \quad 3.28$$

A partir das projeções de $\vec{\Phi}_h^-$ nos vetores $\vec{V}_{PLLh\perp}^-$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^-$ são calculadas as componentes de $\vec{\Phi}_h^-$ ($\vec{\Phi}_{h\perp}^-$ e $\vec{\Phi}_{h\parallel}^-$) nas direções de $\vec{V}_{PLLh\perp}^-$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^-$ respectivamente pelas equações 3.29 e 3.30.

$$\vec{\Phi}_{h\perp}^- = \begin{bmatrix} \Phi_{h\perp}^- \cos(h\theta_{PLL}) \\ \Phi_{h\perp}^- \cos(h\theta_{PLL} + 2\pi/3) \\ \Phi_{h\perp}^- \cos(h\theta_{PLL} - 2\pi/3) \end{bmatrix} = \left(\|\vec{\Phi}_h^-\| \cos(\delta_{h\perp}^-) \right) \frac{\vec{V}_{PLLh\perp}^-}{\|\vec{V}_{PLLh\perp}^-\|} \quad 3.29$$

$$\vec{\Phi}_{h\parallel}^- = \begin{bmatrix} \Phi_{h\parallel}^- \cos(h\theta_{PLL} + \pi/2) \\ \Phi_{h\parallel}^- \cos(h\theta_{PLL} + 2\pi/3 + \pi/2) \\ \Phi_{h\parallel}^- \cos(h\theta_{PLL} - 2\pi/3 + \pi/2) \end{bmatrix} = \left(\|\vec{\Phi}_h^-\| \cos(\delta_{h\parallel}^-) \right) \frac{\vec{V}_{PLLh\parallel}^-}{\|\vec{V}_{PLLh\parallel}^-\|} \quad 3.30$$

As amplitudes $\Phi_{h\perp}^-$ e $\Phi_{h\parallel}^-$ são calculadas a partir da equação 3.12, conforme mostram as equações 3.31 e 3.32:

$$\Phi_{h\perp}^- = \frac{\|\vec{\Phi}_{h\perp}^-\|}{\sqrt{3/2}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\langle \vec{V}_{PLLh\perp}^- \bullet \vec{\Phi} \rangle}{\|\vec{V}_{PLLh\perp}^-\|} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\langle \vec{V}_{PLLh\perp}^- \bullet \vec{\Phi} \rangle}{\sqrt{3/2} \cdot 1} = \frac{2}{3} \langle \vec{V}_{PLLh\perp}^- \bullet \vec{\Phi} \rangle \quad 3.31$$

$$\Phi_{h\parallel}^- = \frac{\|\vec{\Phi}_{h\parallel}^-\|}{\sqrt{3/2}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\langle \vec{V}_{PLLh\parallel}^- \bullet \vec{\Phi} \rangle}{\|\vec{V}_{PLLh\parallel}^-\|} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\langle \vec{V}_{PLLh\parallel}^- \bullet \vec{\Phi} \rangle}{\sqrt{3/2} \cdot 1} = \frac{2}{3} \langle \vec{V}_{PLLh\parallel}^- \bullet \vec{\Phi} \rangle \quad 3.32$$

O diagrama de blocos da **Figura 3.8** ilustra o algoritmo de extração de sequência negativa de ordem h .

Figura 3.8 - Diagrama de blocos do algoritmo de extração de sequência negativa de ordem h .

Fonte: Produção da própria autora - adaptado de [25].

3.4 Extração de sequência zero

O vetor de sequência zero de ordem h $\vec{\Phi}_h^0$, como discutido no item 3.1, oscila em torno do eixo $\vec{0}$ com amplitude variando conforme um cosseno de velocidade angular igual a $h\omega$ (equação 3.14).

As coordenadas dos vetores de sequência zero $\vec{V}_{PLLh\perp}^0$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^0$ são iguais à coordenada da fase a dos vetores $\vec{V}_{PLLh\perp}^+$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^+$, conforme mostra a equação 3.33:

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{V}_{PLLh\perp}^0 = \begin{bmatrix} v_{PLLah\perp} \\ v_{PLLah\perp} \\ v_{PLLah\perp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(h\theta_{PLL}) \\ \cos(h\theta_{PLL}) \\ \cos(h\theta_{PLL}) \end{bmatrix} \\ \vec{V}_{PLLh\parallel}^0 = \begin{bmatrix} v_{PLLah\parallel} \\ v_{PLLah\parallel} \\ v_{PLLah\parallel} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(h\theta_{PLL} + \pi/2) \\ \cos(h\theta_{PLL} + \pi/2) \\ \cos(h\theta_{PLL} + \pi/2) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad 3.33$$

Os produtos escalares de $\vec{\Phi}$ pelos vetores $\vec{V}_{PLLh\perp}^0$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^0$ são descritos pelas equações 3.34 e 3.35:

$$\vec{V}_{PLLh\perp}^0 \bullet \vec{\Phi} = \vec{V}_{PLLh\perp}^0 \bullet (\vec{\Phi}^+ + \vec{\Phi}^- + \vec{\Phi}_1^0 + \vec{\Phi}_h^0) = \vec{V}_{PLLh\perp}^0 \bullet (\vec{\Phi}_1^0 + \vec{\Phi}_h^0) \quad 3.34$$

$$\vec{V}_{PLLh\parallel}^0 \bullet \vec{\Phi} = \vec{V}_{PLLh\parallel}^0 \bullet (\vec{\Phi}^+ + \vec{\Phi}^- + \vec{\Phi}_1^0 + \vec{\Phi}_h^0) = \vec{V}_{PLLh\parallel}^0 \bullet (\vec{\Phi}_1^0 + \vec{\Phi}_h^0) \quad 3.35$$

Os produtos escalares de $\vec{V}_{PLLh\perp}^0$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^0$ pelas parcelas de sequência positiva e negativa de $\vec{\Phi}$ ($\vec{\Phi}^+$ e $\vec{\Phi}^-$) são nulos, pois esses vetores são perpendiculares entre si. Os produtos escalares de $\vec{V}_{PLLh\perp}^0$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^0$ pelas componentes de sequência zero de $\vec{\Phi}$ com ordem diferente de h resultam em sinais oscilatórios de média nula, pois estes sinais oscilam com frequências diferentes.

Os produtos escalares de $\vec{V}_{PLLh\perp}^0$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^0$ pela componente de sequência zero de ordem h ($\vec{\Phi}_h^0$) são mostrados pelas equações 3.36 e 3.37, os valores dos módulos dos vetores de sequência zero são dados pela equação A.18 mostrada no anexo A.

$$\begin{aligned}\vec{V}_{PLLh\perp}^0 \bullet \vec{\Phi}_h^0 &= \|\vec{V}_{PLLh\perp}^0\| \|\vec{\Phi}_h^0\| \cos(0) = \sqrt{3} \cdot 1 \cdot \cos(h\theta_{PLL}) \sqrt{3} \Phi_h^0 \cos(h\omega t + \theta_h^0) \\ &= 3\Phi_h^0 \cos(h\theta_{PLL}) \cos(h\omega t + \theta_h^0)\end{aligned}\quad 3.36$$

$$\begin{aligned}\vec{V}_{PLLh\parallel}^0 \bullet \vec{\Phi}_h^0 &= \|\vec{V}_{PLLh\parallel}^0\| \|\vec{\Phi}_h^0\| \cos(0) = \sqrt{3} \cdot 1 \cdot \cos(h\theta_{PLL} + \pi/2) \sqrt{3} \Phi_h^0 \cos(h\omega t + \theta_h^0) \\ &= 3\Phi_h^0 \cos(h\theta_{PLL} + \pi/2) \cos(h\omega t + \theta_h^0)\end{aligned}\quad 3.37$$

Considerando que a amplitude instantânea do vetor $\vec{\Phi}_h^0$ está defasada de $\delta_{h\perp}^0$ da amplitude do vetor $\vec{V}_{PLLh\perp}^0$ e defasada de $\delta_{h\parallel}^0$ da amplitude do vetor $\vec{V}_{PLLh\parallel}^0$, as equações 3.36 e 3.37 resultam nas equações 3.38 e 3.39.

$$\begin{aligned}\vec{V}_{PLLh\perp}^0 \bullet \vec{\Phi}_h^0 &= 3\Phi_h^0 \cos(h\theta_{PLL}) \cos(h\omega t + \theta_h^0) \\ &= 3\Phi_h^0 \cos(h\theta_{PLL}) \cos(h\theta_{PLL} + \delta_{h\perp}^0)\end{aligned}\quad 3.38$$

$$\begin{aligned}\vec{V}_{PLLh\parallel}^0 \bullet \vec{\Phi}_h^0 &= 3\Phi_h^0 \cos(h\theta_{PLL} + \pi/2) \cos(h\omega t + \theta_h^0) \\ &= 3\Phi_h^0 \cos(h\theta_{PLL} + \pi/2) \cos(h\theta_{PLL} + \delta_{h\parallel}^0 + \pi/2)\end{aligned}\quad 3.39$$

Os resultados dos produtos escalares $\vec{V}_{PLLh\perp}^0 \bullet \vec{\Phi}_h^0$ e $\vec{V}_{PLLh\parallel}^0 \bullet \vec{\Phi}_h^0$ possuem duas parcelas, uma parcela constante e uma parcela oscilatória, conforme mostram as equações 3.40 e 3.41:

$$\begin{aligned}\vec{V}_{PLLh\perp}^0 \bullet \vec{\Phi}_h^0 &= 3\Phi_h^0 \cos(h\theta_{PLLh}) \left(\cos(h\theta_{PLLh}) \cos(\delta_{h\perp}^0) - \sin(h\theta_{PLLh}) \sin(\delta_{h\perp}^0) \right) \\ &= 3\Phi_h^0 \cos^2(h\theta_{PLLh}) \cos(\delta_{h\perp}^0) + 3\Phi_h^0 \cos(h\theta_{PLLh}) \sin(h\theta_{PLLh}) \sin(\delta_{h\perp}^0) \\ &= 3\Phi_h^0 \left(\frac{\cos(\delta_{h\perp}^0) + \cos(2h\theta_{PLLh}) \cos(\delta_{h\perp}^0) + \sin(2h\theta_{PLLh}) \sin(\delta_{h\perp}^0)}{2} \right) \\ &= \frac{3}{2} \Phi_h^0 \cos(\delta_{h\perp}^0) + \frac{3}{2} \Phi_h^0 \left(\cos(2h\theta_{PLLh}) \cos(\delta_{h\perp}^0) + \sin(2h\theta_{PLLh}) \sin(\delta_{h\perp}^0) \right)\end{aligned}\quad 3.40$$

$$\begin{aligned}
\vec{V}_{PLLh\parallel}^0 \bullet \vec{\Phi}_h^0 &= 3\Phi_h^0 \cos(h\theta_{PLLh}) \left(\cos(h\theta_{PLLh}) \cos(\delta_{h\parallel}^0) - \sin(h\theta_{PLLh}) \sin(\delta_{h\parallel}^0) \right) \\
&= 3\Phi_h^0 \cos^2(h\theta_{PLLh}) \cos(\delta_{h\parallel}^0) + 3\Phi_h^0 \cos(h\theta_{PLLh}) \sin(h\theta_{PLLh}) \sin(\delta_{h\parallel}^0) \\
&= 3\Phi_h^0 \left(\frac{\cos(\delta_{h\parallel}^0) + \cos(2h\theta_{PLLh}) \cos(\delta_{h\parallel}^0) + \sin(2h\theta_{PLLh}) \sin(\delta_{h\parallel}^0)}{2} \right) \\
&= \frac{3}{2} \Phi_h^0 \cos(\delta_{h\parallel}^0) + \frac{3}{2} \Phi_h^0 \left(\cos(2h\theta_{PLLh}) \cos(\delta_{h\parallel}^0) + \sin(2h\theta_{PLLh}) \sin(\delta_{h\parallel}^0) \right)
\end{aligned} \tag{3.41}$$

Aplicando um filtro passa baixas para retirar o valor médio dos produtos escalares $\langle \vec{V}_{PLLh\perp}^0 \bullet \vec{\Phi} \rangle$ e $\langle \vec{V}_{PLLh\parallel}^0 \bullet \vec{\Phi} \rangle$ chega-se então às equações 3.42 e 3.43:

$$\langle \vec{V}_{PLLh\perp}^0 \bullet \vec{\Phi} \rangle = \langle \vec{V}_{PLLh\perp}^0 \bullet \vec{\Phi}_h^0 \rangle = \frac{3}{2} \Phi_h^0 \cos(\delta_{h\perp}^0) \tag{3.42}$$

$$\langle \vec{V}_{PLLh\parallel}^0 \bullet \vec{\Phi} \rangle = \langle \vec{V}_{PLLh\parallel}^0 \bullet \vec{\Phi}_h^0 \rangle = \frac{3}{2} \Phi_h^0 \cos(\delta_{h\parallel}^0) \tag{3.43}$$

Os valores $\Phi_h^0 \cos(\delta_{h\perp}^0)$ e $\Phi_h^0 \cos(\delta_{h\parallel}^0)$ são as amplitudes dos valores de fase dos vetores $\vec{\Phi}_{h\perp}^0$ e $\vec{\Phi}_{h\parallel}^0$, respectivamente, que compõem a componente de sequência zero de ordem h $\vec{\Phi}_h^0$. As equações 3.44 e 3.45 mostram os cálculos dos vetores $\vec{\Phi}_{h\perp}^0$ e $\vec{\Phi}_{h\parallel}^0$.

$$\vec{\Phi}_{h\perp}^0 = \left(\Phi_h^0 \cos(\delta_{h\perp}^0) \right) \begin{bmatrix} \cos(h\theta_{PLL}) \\ \cos(h\theta_{PLL}) \\ \cos(h\theta_{PLL}) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \langle \vec{V}_{PLLh\perp}^0 \bullet \vec{\Phi} \rangle \begin{bmatrix} \cos(h\theta_{PLL}) \\ \cos(h\theta_{PLL}) \\ \cos(h\theta_{PLL}) \end{bmatrix} \tag{3.44}$$

$$\vec{\Phi}_{h\parallel}^0 = \left(\Phi_h^0 \cos(\delta_{h\parallel}^0) \right) \begin{bmatrix} \cos(h\theta_{PLL} + \pi/2) \\ \cos(h\theta_{PLL} + \pi/2) \\ \cos(h\theta_{PLL} + \pi/2) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \langle \vec{V}_{PLLh\parallel}^0 \bullet \vec{\Phi} \rangle \begin{bmatrix} \cos(h\theta_{PLL} + \pi/2) \\ \cos(h\theta_{PLL} + \pi/2) \\ \cos(h\theta_{PLL} + \pi/2) \end{bmatrix} \tag{3.45}$$

O método de extração de sequência zero de ordem h é mostrado no diagrama de blocos da **Figura 3.9**.

Figura 3.9 - Diagrama de blocos do algoritmo de extração de sequência zero de ordem h .

Fonte: Produção da própria autora.

Como o sinal de sequência zero possui os mesmos valores nas coordenadas a , b e c (conforme mostra a equação 3.46, onde os valores das coordenadas são calculados pela equação 3.47), o produto escalar dos vetores repete três multiplicações iguais. Para evitar contas desnecessárias o algoritmo pode ser realizado para uma única fase como mostram as equações 3.48 e 3.49 e o diagrama de blocos da **Figura 3.10**.

$$\vec{\Phi}^0 = \begin{bmatrix} \phi^0(t) \\ \phi^0(t) \\ \phi^0(t) \end{bmatrix} \quad 3.46$$

$$\phi^0 = \frac{\phi_a(t) + \phi_b(t) + \phi_c(t)}{3} \quad 3.47$$

$$\langle \phi^0 \cdot v_{PLL h \perp}^0 \rangle = \langle \phi_h^0 \cdot v_{PLL h \perp}^0 \rangle = \langle \Phi_{h \perp}^0 \cos(h\omega t + \theta_h^0) \cos(h\theta_{PLL}) \rangle = \frac{\Phi_{h \perp}^0}{2} \quad 3.48$$

$$\langle \phi^0 \cdot v_{PLL h ||}^0 \rangle = \langle \phi_h^0 \cdot v_{PLL h ||}^0 \rangle = \langle \Phi_{h ||}^0 \cos(h\omega t + \theta_h^0) \cos(h\theta_{PLL} + \pi/2) \rangle = \frac{\Phi_{h ||}^0}{2} \quad 3.49$$

Figura 3.10 - Diagrama de blocos do algoritmo de extração de sequência zero de ordem h simplificado.

Fonte: Produção da própria autora.

4 EXEMPLOS DE USO

4.1 Cálculo de correntes de sequência positiva fundamental

O cálculo de correntes de sequência positiva fundamental é realizado com dois produtos escalares: $\vec{I} \bullet \vec{V}_{PLL1\perp}^+$ e $\vec{I} \bullet \vec{V}_{PLL1\parallel}^+$. Os vetores $\vec{V}_{PLL1\perp}^+$ e $\vec{V}_{PLL1\parallel}^+$ são calculados pela equação 3.17, sendo que o vetor $\vec{V}_{PLL1\parallel}^+$ possui mesma direção e sentido do vetor da sequência positiva fundamental das tensões da rede $\vec{V}_1^+$.

Uma corrente com característica reativa possui vetor de sequência positiva fundamental defasada da sequência positiva fundamental da tensão da rede. As projeções do vetor $\vec{I}_1^+$ nos vetores $\vec{V}_{PLL1\perp}^+$ e $\vec{V}_{PLL1\parallel}^+$ são mostradas pela **Figura 4.1**.

Figura 4.1 - Vetores $\vec{I}_1^+$, $\vec{I}_{1\perp}^+$, $\vec{I}_{1\parallel}^+$, $\vec{V}_1^+$, $\vec{V}_{PLL1\perp}^+$ e $\vec{V}_{PLL1\parallel}^+$ no plano $\alpha\beta$.

Fonte: Produção da própria autora.

O diagrama de blocos do cálculo de correntes de sequência positiva fundamental é mostrado na **Figura 4.2**.

Figura 4.2 - Diagrama de blocos do algoritmo de extração de corrente de sequência positiva fundamental.

Fonte: Produção da própria autora.

No trabalho [30] os autores realizam o mesmo procedimento para cálculo da componente de sequência positiva fundamental de sinais de tensão. Neste caso, como o vetor $\vec{V}_{PLL1||}^+$ está em fase com a sequência positiva da tensão da rede, é realizado apenas um produto escalar.

4.2 Cálculo de correntes reativas na frequência fundamental

Implementa-se neste item um calculador de corrente reativa. Esta corrente é de sequência positiva fundamental e defasada de 90° da sequência positiva da tensão na rede. O vetor que representa a corrente reativa ($\vec{I}_{1\perp}^+$) é paralelo ao vetor de sequência positiva $\vec{V}_{PLL1\perp}^+$ que está em quadratura com o vetor de sequência positiva da tensão da rede $\vec{V}_1^+$, conforme mostra a **Figura 4.3**.

Usando-se um PLL para rastrear a sequência positiva da rede, a partir da equação 3.17 calcula-se o vetor $\vec{V}_{PLL1\perp}^+$ que é perpendicular ao vetor de sequência positiva fundamental das tensões da rede ($\vec{V}_1^+$).

Figura 4.3 - Vetores $\vec{I}_1^+$, $\vec{I}_{1\perp}^+$, $\vec{V}_{PLL1\perp}^+$ e $\vec{V}_{PLL1\parallel}^+$ no plano $\alpha\beta$.

Fonte: Produção da própria autora.

Para que a corrente reativa seja calculada é necessário realizar apenas um produto escalar, pois esta corrente é paralela ao vetor $\vec{V}_{PLL1\perp}^+$. O diagrama de blocos da **Figura 4.4** mostra o algoritmo de extração de corrente reativa.

Figura 4.4 - Diagrama de blocos do algoritmo de extração de corrente reativa fundamental.

Fonte: Produção da própria autora - adaptado de [31].

4.3 Cálculo de correntes de sequência negativa fundamental

A extração de corrente de sequência negativa fundamental é feita a partir de dois produtos escalares. São calculados os vetores $\vec{V}_{PLL1\perp}^-$ e $\vec{V}_{PLL1\parallel}^-$ que são vetores de sequência

negativa fundamental e perpendiculares entre si. Estes vetores são obtidos pela troca de duas fases dos sinais de $\vec{V}_{PLL1\perp}^+$ e $\vec{V}_{PLL1\parallel}^+$, que são obtidos através da equação 3.26.

A **Figura 4.5** mostra o vetor de corrente de sequência negativa fundamental e suas projeções nos vetores $\vec{V}_{PLL1\perp}^-$ e $\vec{V}_{PLL1\parallel}^-$.

Figura 4.5 - Vetor $\vec{I}_1^-$ e suas projeções $\vec{I}_{1\perp}^-$ e $\vec{I}_{1\parallel}^-$ nos vetores $\vec{V}_{PLL1\perp}^-$ e $\vec{V}_{PLL1\parallel}^-$, respectivamente.

Fonte: Produção da própria autora.

O diagrama de blocos da **Figura 4.6** mostra o algoritmo de extração de corrente de sequência negativa fundamental.

Figura 4.6 - Diagrama de blocos do algoritmo de extração de corrente de sequência negativa fundamental.

Fonte: Produção da própria autora - adaptado de [31].

4.4 Cálculo de correntes de quinta e sétima harmônicas

De forma geral, a compensação de um harmônico de corrente de ordem h envolve quatro produtos escalares. Isto se deve ao fato que o harmônico de corrente de ordem h pode ser de sequência positiva ou negativa, e o cálculo de cada sequência é feito através de dois produtos escalares. Portanto, de forma geral, um harmônico h de corrente pode ser calculado de acordo com o diagrama de blocos da **Figura 4.7**.

Figura 4.7 - Diagrama de blocos do algoritmo de cálculo de harmônica de corrente de ordem h .

Fonte: Produção da própria autora.

Para uma corrente distorcida e com desequilíbrios, o algoritmo de cálculo de quinta e sétima harmônicas necessitaria de oito produtos escalares no total. Isto tornaria o algoritmo muito extenso.

Para o caso mais comum, em que as correntes respeitam a equação 4.1⁴, sabe-se que a quinta harmônica é de sequência negativa e que a sétima harmônica é de sequência positiva [16]. Portanto o algoritmo de extração de quinta e de sétima harmônicas, que é mostrado na **Figura 4.8**, possui somente quatro produtos escalares.

$$i_a(t) = i_b\left(t + \frac{T}{3}\right) = i_c\left(t + \frac{2T}{3}\right) \quad 4.1$$

Figura 4.8 - Diagrama de blocos do algoritmo de cálculo de harmônicas de corrente de quinta (sequência negativa) e sétima ordem (sequência positiva).

Fonte: Produção da própria autora - adaptado de [31].

⁴ Segundo [12].

5 DESCRIÇÃO DO ARRANJO EXPERIMENTAL

Todos os resultados de simulação e experimental foram obtidos empregando-se o circuito que é mostrado na **Figura 5.1** (o arranjo experimental é mostrado com mais detalhes no apêndice C). Este circuito consiste em uma linha trifásica a três fios com duas cargas (Carga 1 e Carga 2) e um conversor, com filtro indutivo ($L_f = 10\text{mH}$) e capacitor no barramento CC ($C_{cc} = 800\mu\text{F}$), que opera como filtro ativo de correntes.

Figura 5.1 - Circuito elétrico usado para resultados de simulação e experimental.

Fonte: Produção da própria autora - adaptado de [31].

As cargas trifásicas são descritas abaixo:

- Carga 1: Carga linear RL ligada em delta. Cada fase possui uma resistência R_1 de 33Ω e indutância L_1 de 400 mH . A carga é acionada por duas chaves, S_1 e S_2 . Quando a chave S_1 é acionada, uma carga RL é ligada às fases A e B da rede. O acionamento simultâneo de S_1 e S_2 resulta em uma carga RL equilibrada conectada em delta.
- Carga 2: Carga não linear equilibrada acionada pela chave S_3 . Esta carga é formada por um retificador não controlado trifásico com filtro LC sendo $L_2 = 1.7\text{mH}$ e $C_2 = 47\mu\text{F}$ e carga R_2 igual a 370Ω . A Carga 2 é projetada para operar com descontinuidade de corrente, desta forma seu conteúdo harmônico é alto.

O diagrama de blocos do circuito de controle do inversor é mostrado na **Figura 5.2**.

Figura 5.2 - Diagrama de blocos do controle do inversor.

Fonte: Produção da própria autora - adaptado de [31].

O sistema opera com tensão de fase com valor eficaz igual a $127 V_{rms}$, corrente nominal de fase com valor eficaz igual a $3.5 A_{rms}$ e tensão média no barramento CC igual a 350V, os sinais são amostrados a uma taxa de 12kHz e o conversor opera em "Single update". O controle do inversor é composto de um PLL trifásico, o calculador de corrente de referência, a malha de tensão, um filtro de sequência zero para as correntes medidas do filtro e três controladores do tipo PI.

O PLL trifásico implementado opera na base abc e seus modelos são mostrados nos trabalhos: [29] e [32], seu diagrama de blocos é mostrado na **Figura 5.3**.

Figura 5.3 - Diagrama de blocos do PLL.

Fonte: Produção da própria autora - adaptado de [31].

O filtro passa-baixas usado no PLL é um filtro de média móvel. Este filtro calcula a média de uma janela móvel de N elementos como mostra a equação 5.1. Sua função de transferência no domínio discreto é mostrada pela equação 5.2 [28].

$$y(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=n-(N-1)}^n x(k) \quad 5.1$$

$$G_{filtro}(z) = \frac{1}{N} \frac{(1 - z^{-N})}{1 - z^{-1}} \quad 5.2$$

O filtro de média móvel possui atenuação infinita para frequências que são múltiplas do inverso do tamanho de sua janela. Para frequência de amostragem de 12kHz a janela utilizada é de 200 pontos, portanto a janela tem duração de 16.67ms. Verifica-se que o filtro de média móvel possui transitório com duração do tamanho de sua janela, portanto mudanças no valor médio do sinal de entrada do filtro demoram um ciclo (16.67ms) para serem calculados [28] [33]. Com este ajuste o filtro apresenta ganho teórico nulo nas frequências múltiplas de 60Hz como mostra a **Figura 5.4**. Para o caso de redes com flutuações na frequência pode-se considerar o uso de um filtro de média móvel adaptativo, que pode ser ajustado conforme [28], [34], [35].

Figura 5.4 - Diagrama de Bode do filtro de média móvel com janela de .1/60 (s).

Fonte: Produção da própria autora.

O controlador do PLL é do tipo PI (eq. 5.3), sendo ajustado de acordo com [28], resultando em $K_{PPLL} = 139.426$ e $K_{IPLL} = 6888$. Sua função de transferência é dada pela equação 5.3 e sua discretização é feita pela aproximação Backward para frequência de amostragem igual a 12kHz como mostra a equação 5.4.

$$G_{PIPLL}(s) = K_{PPLL} + \frac{K_{IPLL}}{s} \quad 5.3$$

$$\begin{aligned} G_{PIPLL}(z) &= K_{PPLL} + \frac{K_{IPLL}}{(1 - z^{-1})/T_A} = K_{PPLL} + \frac{T_A K_{IPLL}}{1 - z^{-1}} \\ &= 139.426 + \frac{1}{12000} 6888 \frac{1}{1 - z^{-1}} = 139.426 + \frac{0.574}{1 - z^{-1}} \end{aligned} \quad 5.4$$

O integrador do PLL é discretizado usando aproximação Backward e sua função de transferência é mostrada na equação 5.5.

$$G_{PIPLL}(z) = \frac{1}{1/T_A(1 - z^{-1})} = \frac{T_A}{(1 - z^{-1})} = \frac{1/12000}{(1 - z^{-1})} \quad 5.5$$

A malha de tensão é implementada para manter a tensão nos capacitores do barramento CC constante. Esta malha é controlada por um controlador PI que controla o valor da tensão CC ao quadrado (como mostra a **Figura 5.2**) a partir da injeção de corrente de potência ativa no conversor, que carrega ou descarrega os capacitores. O diagrama de blocos da planta da malha de tensão é mostrado na **Figura 5.5**, o modelo da planta da malha de tensão foi extraído do artigo [36], mas optou-se neste trabalho em não utilizar linearização da função (por isso é feito o controle da tensão no barramento CC ao quadrado).

Figura 5.5 - Diagrama de blocos da planta da malha de tensão.

Fonte: Produção da própria autora.

Usando-se V_{rede} igual ao valor de fase de pico da rede (179.6V) e C_{cc} igual ao banco de capacitores do barramento CC do inversor (800μF), é apresentada a função de transferência de rastreamento em malha fechada da malha de tensão na equação 5.6.

$$\begin{aligned}
 G_{malhatensão}(s) &= \frac{v_{cc}^2(s)}{v_{cc}^2_{ref}(s)} = \frac{\frac{3V_{rede}}{C_{cc}} \frac{1}{s} K_{P_mv} \left(1 + \frac{K_{I_mv}}{s}\right)}{1 + \frac{3V_{rede}}{C_{cc}} \frac{1}{s} K_{P_mv} \left(1 + \frac{K_{I_mv}}{s}\right)} \\
 &= \frac{\frac{3V_{rede}}{C_{cc}} K_{P_mv} (s + K_{I_mv})}{s^2 + \frac{3V_{rede}}{C_{cc}} K_{P_mv} s + \frac{3V_{rede}}{C_{cc}} K_{P_mv} K_{I_mv}}
 \end{aligned} \tag{5.6}$$

A equação 5.6 mostra que o sistema é de segunda ordem. O projeto deste sistema consiste na imposição do fator de amortecimento ξ e da frequência natural não amortecida ω_n , que são calculados nas equações 5.7 e 5.8.

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3V_{rede} K_{P_mv}}{C_{cc} K_{I_mv}}} \tag{5.7}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{3V_{rede} K_{P_mv} K_{I_mv}}{C_{cc}}} \tag{5.8}$$

O sistema é projetado para ter fator de amortecimento de 0.7 e constante de tempo (τ) de três ciclos de frequência fundamental (60Hz). Estabelecidos estes parâmetros, os valores de ganho proporcional e integral do PI são calculados nas equações 5.9 e 5.10.

$$\tau = \frac{1}{\xi \omega_n} = \frac{2C_{cc}}{3V_{rede} K_{P_mv}} = \frac{3}{60} \Rightarrow K_{P_mv} = \frac{2C_{cc} \cdot 60}{9V_{rede}} = \frac{2 \cdot 60 \cdot 800 \cdot 10^{-6}}{9 \cdot 179.6} = 5.939 \cdot 10^{-5} \quad 5.9$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3V_{rede} K_{P_mv}}{C_{cc} K_{I_mv}}} = 0.7 \Rightarrow K_{I_mv} = \frac{3 \cdot V_{rede} \cdot K_{P_mv}}{2^2 \cdot 0.7^2 \cdot C_{cc}} = \frac{3 \cdot 179.6 \cdot 5.939 \cdot 10^{-5}}{4 \cdot 0.49 \cdot 800 \cdot 10^{-6}} = 20.408 \quad 5.10$$

A função de transferência do controlador PI da malha de tensão é discretizada por Tustin com frequência de amostragem de 12kHz, como mostra a equação 5.11.

$$\begin{aligned} G_{malhatensao}(z) &= K_{P_mv} + \frac{K_{I_mv} T}{\frac{2}{T} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)} = K_{P_mv} + \frac{T}{2} K_{I_mv} \left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) \\ &= 5.939 \cdot 10^{-5} + \frac{20.408}{12000 \cdot 2} \left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) = 5.939 \cdot 10^{-5} + 8.5033 \cdot 10^{-4} \left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) \end{aligned} \quad 5.11$$

A malha de corrente controla a corrente injetada pelo inversor e é composta por três controladores individuais, um para cada fase. De acordo com [25], erros de ganho e de offset nos sensores de corrente em um conversor trifásico a três fios produzem uma componente de sequência zero que não pode ser compensada pelo conversor, levando à perda momentânea do rastreamento das correntes no conversor. Uma maneira de resolver este problema consiste em extrair a componente de sequência zero das correntes medidas, conforme mostrado na **Figura 5.2** usando a equação 5.12 (para uma fase arbitrária x).

$$i'_{fx} = i_{fx} - \left(\frac{i_{fa} + i_{fb} + i_{fc}}{3} \right), \quad x = a, b, c \quad 5.12$$

Cada um dos controladores é projetado considerando um conversor equivalente monofásico por fase e para melhorar o desempenho do controlador PI da malha de corrente é implementado um feed forward⁵ [37], conforme mostra a **Figura 5.6**.

Figura 5.6 - Diagrama de blocos da malha de corrente por fase.

Fonte: Produção da própria autora.

A equação 5.13 mostra a função de transferência de rastreamento de malha fechada da malha de corrente.

$$G_{malha\,corrente}(s) = \frac{I(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{\frac{K_{P_mi}s + K_{I_mi}}{s} \cdot \frac{1}{sL_f}}{1 + \frac{K_{P_mi}s + K_{I_mi}}{s} \cdot \frac{1}{sL_f}} = \frac{\frac{K_{P_mi}}{L_f}s + \frac{K_{I_mi}}{L_f}}{s^2 + \frac{K_{P_mi}}{L_f}s + \frac{K_{I_mi}}{L_f}} \quad 5.13$$

A equação 5.13 mostra que a função de rastreamento da malha de corrente é de segunda ordem. A função de rastreamento discretizada é de terceira ordem, segundo [37] dois pólos são dados pelos pólos originais em tempo contínuo, um pólo é originado pelo atraso de cálculo. Este mesmo autor chega a valores otimizados dos ganhos do controlador PI que são descritos nas equações 5.14 e 5.15, estes resultados também são mostrados em [38].

$$K_{P_mi} = \frac{2 \cdot L_f \cdot 1/T}{6} = \frac{2 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot 12000}{6} = 40 \quad 5.14$$

⁵ O feed forward se trata de um bloco que soma a tensão da rede com a saída do controlador de forma a minimizar a influência da rede como perturbação no sistema.

$$K_{I_mi} = K_{P_mi} \cdot \frac{1}{2.26 \cdot \frac{\pi f}{f_A} \cdot \frac{5.456}{3\pi} \cdot \frac{1}{f}} = \frac{40}{2.26 \cdot \frac{\pi 60}{12000} \cdot \frac{5.456}{3\pi} \cdot \frac{1}{60}} = 116783.02 \quad 5.15$$

A função de transferência do controlador da malha de corrente é discretizada com Tustin, conforme mostra a equação 5.16.

$$\begin{aligned} G_{malha\,corrente}(z) &= K_{P_mi} + \frac{K_{I_mi}T}{\frac{2}{T} \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)} = K_{P_mi} + \frac{T}{2} K_{I_mi} \left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) \\ &= 40 + \frac{116783.02}{12000 \cdot 2} \left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) = 40 + 4.866 \left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) \end{aligned} \quad 5.16$$

6 RESULTADOS OBTIDOS

Neste capítulo, o método de cálculo de sequências é validado por meio de simulações e resultados experimentais. Os algoritmos de cálculo de correntes reativas, correntes de sequência zero e de correntes harmônicas de quinta e sétima ordem são usados para o cálculo da corrente de referência de um filtro ativo de correntes.

Os resultados de simulação foram obtidos com o software PSIM em tempo discreto. Os resultados experimentais foram feitos com o auxílio de um DSP 320F28335 da Texas Instruments para a implementação do algoritmo, os dados foram obtidos com o osciloscópio da Agilent DSO6014 e analisados usando o software MATLAB.

As simulações e os resultados experimentais obtidos neste capítulo utilizaram o circuito elétrico mostrado na figura 5.1 e os ajustes dos blocos funcionais do inversor são mostrados no capítulo 5.

6.1 *Compensação de corrente reativa fundamental*

Os resultados de simulação para o filtro de correntes reativas fundamentais foram obtidos ligando-se Carga 1 e Carga 2 com as chaves S_1 , S_2 e S_3 fechadas, desta forma a carga total absorve correntes equilibradas com reativos e harmônicos.

A simulação do compensador de correntes reativas fundamentais é realizada em regime transitório, inicialmente a carga é composta pela carga não linear (somente chave S_3 fechada) e a partir de 0.2s são fechadas as chaves S_1 e S_2 , fazendo com que a carga total seja composta pela carga não linear em paralelo com uma carga RL em delta equilibrada. Conforme mostra a **Figura 6.1**, são tomadas as formas de onda das tensões de fase da rede, as correntes de linha da rede e as correntes de linha na carga.

Figura 6.1 - Resultados de simulação para compensação de corrente reativa fundamental. Quadro superior: tensões nas fases a, b e c da rede em (V). Quadro central: correntes nas fases a, b e c da rede (A). Quadro inferior: correntes nas fases a, b e c da carga (A).

Fonte: Produção da própria autora.

A Tabela 6.1 mostra os valores das componentes simétricas fundamentais das correntes de linha na rede e na carga.

TABELA 6.1: VALORES DOS FASORES DAS COMPONENTES SIMÉTRICAS FUNDAMENTAIS $(\dot{I}_1^+, \dot{I}_1^- e \dot{I}_1^0)$ DAS CORRENTES DE REDE E DE CARGA PARA COMPENSAÇÃO DE CORRENTES REATIVAS FUNDAMENTAIS - SIMULAÇÃO

			Rede (A - pico)	Carga (A - pico)
$t < 0.2s$	Fasor da componente de sequência	positiva	$0.937 \angle -0.2^\circ$	$0.936 \angle 0.1^\circ$
		negativa	0.000	0.000
		zero	0.000	0.000
	FP		0.588	0.590
	Fator de deformação da corrente na fase	a	0.589	0.591
		b	0.586	0.590
		c	0.589	0.590
$t \gg 0.2s$	Fasor da componente de sequência	positiva	$1.710 \angle 2.6^\circ$	$3.711 \angle -63.5^\circ$
		negativa	0.000	0.000
		zero	0.000	0.000
	FP		0.799	0.422
	Fator de deformação da corrente na fase	a	0.796	0.943
		b	0.799	0.944
		c	0.798	0.945

Para o intervalo $t < 0.2s$ observa-se que não há diferença nas correntes de sequência positiva, negativa e zero da rede e da carga. Como a carga que está ligada neste instante não consome corrente reativa fundamental, o filtro não atua para esta carga. Observa-se que o fator de potência e os valores dos fatores de deformação são praticamente os mesmos para a rede e carga.

No intervalo $t \gg 0.2s$, verifica-se que a corrente na carga passa a ter uma parcela reativa alta (isso se observa na corrente de sequência positiva fundamental que está atrasada de 63.5°). Para este intervalo observa-se que a corrente de sequência positiva fundamental na rede é menor que a metade da amplitude da corrente correspondente na carga. A defasagem da corrente na rede caiu para 2.6° , isto mostra que as correntes reativas fundamentais foram compensadas adequadamente. Observa-se também, a partir da Tabela 6.1, que o fator de potência na carga é de 0.422 e a rede com corrente compensada possui fator de potência de 0.799. O fator de potência da rede é o mesmo valor dos fatores de deformação nas correntes da rede, portanto conclui-se que o fator de defasagem é muito próximo de ser unitário, portanto o filtro compensa adequadamente as correntes reativas fundamentais. Observa-se que os valores de fator de deformação das correntes da rede são menores que os da carga, isto ocorre por que o filtro está compensando somente reativos e portanto as correntes da rede possuem componentes fundamentais menores que as correntes na carga e o conteúdo harmônico das correntes da rede e carga é o mesmo.

Os resultados experimentais foram obtidos em regime permanente com as cargas 1 e 2 ligadas (chaves S_1 , S_2 e S_3 fechadas). A **Figura 6.2** mostra os gráficos construídos no MATLAB com os pontos retirados do osciloscópio para as tensões da rede, as correntes na rede e as correntes na carga. A Tabela 6.2 mostra as componentes simétricas das correntes na linha e na carga.

Figura 6.2 - Resultado experimental para compensação de correntes reativas fundamentais. Quadro superior: tensões nas fases a, b e c da rede em (V). Quadro central: correntes nas fases a, b e c da rede (A). Quadro inferior: correntes nas fases a, b e c da carga (A).

Fonte: Produção da própria autora.

TABELA 6.2: VALORES DOS FASORES DAS COMPONENTES SIMÉTRICAS FUNDAMENTAIS $(\dot{I}_1^+, \dot{I}_1^- e \dot{I}_1^0)$ DAS CORRENTES DE REDE E DE CARGA PARA COMPENSAÇÃO DE CORRENTES REATIVAS FUNDAMENTAIS - EXPERIMENTAL

		Rede (A - pico)	Carga (A - pico)
Fasor da componente de sequência	positiva	$1.62 \angle -3.5^\circ$	$3.42 \angle -62.6^\circ$
	negativa	$0.02 \angle -40.8^\circ$	$0.04 \angle -41.1^\circ$
	zero	0.00	$0.01 \angle -62.6^\circ$
	FP	0.78	0.44
Fator de deformação da corrente na fase	a	0.78	0.93
	b	0.78	0.93
	c	0.78	0.93

O resultado experimental do compensador de correntes reativas confirma os resultados obtidos em simulação. Observa-se na Tabela 6.2 que a corrente de sequência positiva fundamental da rede possui amplitude menor que a metade da amplitude da corrente de sequência positiva fundamental da carga. O atraso da corrente de sequência positiva fundamental na rede é de 3.5° , o que indica que a corrente reativa fundamental é compensada

de forma adequada. Assim como observado para a simulação, o fator de potência na rede é igual aos valores de fator de deformação nas correntes da rede, ou seja, o fator de defasagem entre a tensão e corrente na rede é praticamente unitário. Verifica-se pelos dados retirados das tabelas 6.1 e 6.2 que os harmônicos não influenciam no cálculo de correntes reativas fundamentais.

6.2 Compensação de corrente de sequência negativa fundamental

Os resultados de simulação e experimental para o filtro de correntes de sequência negativa fundamental foram obtidos com a Carga 1, acionada pelas chaves S_1 e S_2 . A carga RL, gera correntes reativas e com desequilíbrios (quando apenas uma das chaves é acionada) e não gera harmônicos.

O resultado de simulação, mostrado na **Figura 6.3**, é realizado em regime transitório em que inicialmente é acionada a chave S_1 , tendo corrente somente nas fases A e B, e a partir de 0.2s a chave S_2 é fechada e torna a carga equilibrada.

Figura 6.3 - Resultado de simulação para compensação de corrente de sequência negativa fundamental. Quadro superior: tensões nas fases a, b e c da rede em (V). Quadro central: correntes nas fases a, b e c da rede (A). Quadro inferior: correntes nas fases a, b e c da carga (A).

Fonte: Produção da própria autora.

A Tabela 6.3 mostra os valores das componentes simétricas fundamentais das correntes na carga e na rede para os intervalos $t < 0.2s$ e $t \gg 0.2s$.

TABELA 6.3: VALORES DOS FASORES DAS COMPONENTES SIMÉTRICAS FUNDAMENTAIS $(\dot{I}_1^+, \dot{I}_1^- e \dot{I}_1^0)$ DAS CORRENTES DE REDE E DE CARGA PARA COMPENSAÇÃO DE CORRENTES DE SEQUÊNCIA NEGATIVA FUNDAMENTAL-SIMULAÇÃO

			Rede (A - pico)	Carga (A - pico)
$t < 0.2s$	Fasor da componente de sequência	positiva	1.711 <u>-77.1°</u>	1.707 <u>-77.7°</u>
		negativa	0.041 <u>-173.0°</u>	1.707 <u>-17.7°</u>
		zero	0.000	0.000
		FP	0.225	0.184
	Fator de deformação da corrente na fase	a	0.998	1.000
		b	0.998	1.000
c		--	--	
$t \gg 0.2s$	Fasor da componente de sequência	positiva	3.426 <u>-77.6°</u>	3.415 <u>-77.7°</u>
		negativa	0.003 <u>27.1°</u>	0.0000
		zero	0.000	0.000
		FP	0.216	0.214
	Fator de deformação da corrente na fase	a	1.000	1.000
		b	0.999	1.000
		c	1.000	1.000

Para o intervalo $t < 0.2s$ observa-se, pela Tabela 6.3, que a carga possui correntes com sequência positiva e negativa fundamentais com mesma amplitude. Observa-se que a corrente na rede possui componente de sequência negativa fundamental com amplitude igual a 0.041, ou seja, o filtro atenuou a corrente de sequência negativa fundamental em mais de 97%. Portanto o filtro atenua adequadamente a sequência negativa fundamental. Os valores de fator de deformação das correntes na rede estão próximos de 1, o que significa que o filtro não está injetando harmônicos na rede. Observa-se também que a corrente reativa fundamental na rede se manteve inalterada, pois as correntes de sequência positiva fundamental na carga e na rede possuem valores de atraso muito próximos (apresentam um desvio menor que 0.5%). O fator de potência na rede apresentou um valor de 0.225, isto mostra que o compensador de desequilíbrios não está compensado a corrente reativa da rede (a reatância da carga RL ligada neste ensaio possui fasor com fase de 77.6°, portanto esta carga absorve uma corrente com fator de defasagem de aproximadamente 0.214).

Para o intervalo $t \gg 0.2s$ a Tabela 6.3 mostra a carga e a rede apresentam os mesmos valores de fator de potência, fator de deformação (possuindo desvios menores que 0.1%). Observa-se que a corrente de sequência negativa na carga é nula, portanto o filtro não está atuando neste intervalo.

O resultado experimental, mostrado pela **Figura 6.4**, foi obtido em regime permanente para carga linear desequilibrada (chave S_1 ligada). A Tabela 6.4 mostra as componentes simétricas fundamentais das correntes na rede e na carga.

Figura 6.4 - Resultado experimental para compensação de correntes de sequência negativa fundamental. Quadro superior: tensões nas fases a, b e c da rede em (V). Quadro central: correntes nas fases a, b e c da rede (A). Quadro inferior: correntes nas fases a, b e c da carga (A).

Fonte: Produção da própria autora.

TABELA 6.4: VALORES DOS FASORES DAS COMPONENTES SIMÉTRICAS FUNDAMENTAIS $(\dot{I}_1^+, \dot{I}_1^- \text{ e } \dot{I}_1^0)$ DAS CORRENTES DE REDE E DE CARGA PARA COMPENSAÇÃO DE CORRENTES DE SEQUÊNCIA NEGATIVA FUNDAMENTAL-

EXPERIMENTAL			
		Rede (A - pico)	Carga (A - pico)
Fasor da componente de sequência	positiva	$1.57 -73.0^\circ$	$1.59 -76.8^\circ$
	negativa	$0.03 -3.1^\circ$	$1.59 -16.7^\circ$
	zero	$0.01 -109.7^\circ$	$0.02 -127.9^\circ$
	FP	0.286	0.191
Fator de deformação da corrente na fase	a	0.99	1.00
	b	0.99	1.00
	c	--	--

O resultado experimental mostra que a amplitude da sequência negativa fundamental foi atenuada em mais de 97%. Verifica-se que a sequência positiva não sofreu alteração alguma em sua amplitude e sua fase. Assim como observado na simulação, os fatores de deformação obtidos na Tabela 6.4 são praticamente unitárias, ou seja, a carga é linear, e o filtro não injeta harmônicos. O fator de potência da corrente na rede mostrado na tabela mostra que o filtro de desequilíbrios compensa somente a sequência negativa fundamental e não está compensando reativos, como a carga é altamente indutiva seu fator de potência é baixo. Portanto conclui-se que o filtro de sequência negativa fundamental funciona adequadamente, compensando apenas a componente de sequência negativa de frequência fundamental.

6.3 *Compensação correntes harmônicas de quinta e sétima ordem*

Os resultados de simulação e experimental da compensação de correntes harmônicas de quinta e sétima ordem foram obtidos usando-se a Carga 2 (chave S_3 fechada). A **Figura 6.5** mostra o resultado de compensação de 5ª e 7ª harmônicas para o controlador PI que foi projetado no capítulo 5.

Figura 6.5 - Resultado de simulação para compensação de correntes harmônicas de quinta e sétima ordem: controlador PI.

Fonte: Produção da própria autora.

A Tabela 6.5 mostra algumas amplitudes dos espectros de amplitude das correntes na linha e na carga.

TABELA 6.5: VALORES DAS AMPLITUDES DAS HARMÔNICAS DAS CORRENTES DE REDE E DE CARGA PARA COMPENSAÇÃO DE 5ª E 7ª HARMÔNICAS COM CONTROLADOR PI- SIMULAÇÃO

Fases	Rede (A - pico)			Carga (A - pico)		
	A	B	C	A	B	C
1ª	0.958	0.958	0.958	0.946	0.946	0.946
5ª	0.361	0.362	0.362	0.839	0.839	0.839
7ª	0.577	0.578	0.577	0.742	0.742	0.742
11ª	0.582	0.583	0.582	0.500	0.500	0.500
13ª	0.440	0.441	0.441	0.375	0.376	0.376
FP	0.681			0.589		
Fator de deformação	0.681	0.680	0.681	0.588	0.588	0.588

A Tabela 6.5 mostra que a 5ª e a 7ª harmônicas não foram atenuadas adequadamente: a 5ª harmônica foi atenuada de 56,9% e a 7ª harmônica foi atenuada de 22,2%. Isto se deve ao fato do controlador PI não rastrear de forma satisfatória sinais senoidais, em particular para frequências maiores que 60Hz. Seu projeto descrito no capítulo 5 funciona de forma razoável para sinais de frequência fundamental. Segundo [37], o aumento da banda do controlador requer o aumento da frequência de amostragem. Simulações mostraram comportamento adequado com o uso de “Double update” (frequência de amostragem de 24kHz), mas isso não foi possível de ser implementado no DSP, devido ao mesmo não conseguir processar os algoritmos de controle em 1/24kHz). O aumento da frequência de amostragem através da utilização do "Double update" também aumentaria a banda do controlador, mas exigiria um DSP mais rápido. Para solucionar este problema foi implementado um controlador do tipo proporcional ressonante (PR) para as frequências de 60Hz, 300Hz e 420Hz.

O controlador PR para as frequências citadas possui diagrama de blocos conforme mostra a **Figura 6.6**, seu ajuste foi realizado de acordo com [37]. A função de transferência discretizada deste controlador é mostrada na equação 6.1 usando-se aproximação por Tustin com pre-warping.

Figura 6.6 - Diagrama de blocos do controlador PR.

Fonte: Produção da própria autora.

$$G_{PR}(z) = 40.4 + \frac{1.269(1 - z^{-2})}{1 - 1.999z^{-1} + z^{-2}} + \frac{6.320(1 - z^{-2})}{1 - 1.975z^{-1} + z^{-2}} + \frac{8.884(1 - z^{-2})}{1 - 1.952z^{-1} + z^{-2}} \quad 6.1$$

A **Figura 6.7** mostra o resultado de simulação do compensador de 5^a e 7^a harmônicas com controlador PR, a Tabela 6.6 mostra o espectro das correntes na rede e na carga.

Figura 6.7 - Resultado de simulação para compensação de correntes harmônicas de quinta e sétima ordem: controlador PR. Quadro superior: tensões nas fases a, b e c da rede em (V). Quadro central: correntes nas fases a, b e c da rede (A). Quadro inferior: correntes nas fases a, b e c da carga (A).

Fonte: Produção da própria autora.

TABELA 6.6: VALORES DAS AMPLITUDES DAS HARMÔNICAS DAS CORRENTES DE REDE E DE CARGA PARA COMPENSAÇÃO DE 5^a E 7^a HARMÔNICAS COM CONTROLADOR PR- SIMULAÇÃO

Fase	Rede (A - pico)			Carga (A - pico)		
	A	B	C	A	B	C
1 ^a	0.950	0.950	0.950	0.947	0.947	0.947
5 ^a	0.002	0.002	0.002	0.834	0.834	0.834
7 ^a	0.004	0.004	0.004	0.742	0.742	0.742
11 ^a	0.501	0.501	0.500	0.500	0.500	0.501
13 ^a	0.376	0.376	0.376	0.376	0.376	0.376
FP	0.819			0.588		
Fator de deformação	0.818	0.818	0.818	0.588	0.588	0.588

A Tabela 6.6 mostra que o compensador de 5^a e 7^a harmônicas com controlador PR atenua em mais de 99% as harmônicas selecionadas e não atua nas outras frequências.

Os resultados experimentais do compensador de 5ª e 7ª harmônicas com controlador PR foram realizados para a rede ligada à Carga 2 (chave S_3 fechada), conforme mostra a **Figura 6.8** e a Tabela 6.7.

Figura 6.8 - Resultado experimental para compensação de correntes harmônicas de quinta e sétima ordem: controlador PR. Quadro superior: tensões nas fases a, b e c da rede em (V). Quadro central: correntes nas fases a, b e c da rede (A). Quadro inferior: correntes nas fases a, b e c da carga (A).

Fonte: Produção da própria autora.

TABELA 6.7: VALORES DAS AMPLITUDES DAS HARMÔNICAS DAS CORRENTES DE REDE E DE CARGA PARA COMPENSAÇÃO DE 5ª E 7ª HARMÔNICAS COM CONTROLADOR PR- EXPERIMENTAL

Fase	Rede (A - pico)			Carga (A - pico)		
	A	B	C	A	B	C
1ª	1.09	1.07	1.09	0.94	0.92	0.96
5ª	0.04	0.04	0.05	0.85	0.82	0.91
7ª	0.03	0.03	0.01	0.79	0.79	0.76
11ª	0.57	0.54	0.63	0.58	0.54	0.63
13ª	0.52	0.52	0.46	0.49	0.49	0.43
FP	0.79			0.56		
Fator de deformação	0.79	0.80	0.79	0.55	0.55	0.55

A tabela 6.7 mostra que o filtro atenua a 5ª harmônica em 95,7% e a 7ª harmônica em 96,4%, adicionalmente se observa que os demais harmônicos apresentam pouca alteração.

Portanto verifica-se que o compensador de 5^a e 7^a harmônicas compensa de forma adequada os harmônicos selecionados e os resultados experimentais corroboram os resultados obtidos por simulação.

7 ANÁLISE DOS TEMPOS DE CÁLCULO E DESEMPENHO DOS ALGORITMOS IMPLEMENTADOS

Neste capítulo são mostrados os tempos de cálculo dos algoritmos de compensação de reativos, de sequência negativa fundamental e para harmônicos de 5^a e 7^a ordem, que são implementados no capítulo 6. O tempo de cálculo desses algoritmos engloba todos os blocos funcionais que formam os algoritmos que são (conforme visto no capítulo 5): o PLL, cálculo da corrente de referência, a malha de tensão e a malha de corrente. Estes tempos de processamento são mostrados na Tabela 7.1.

TABELA 7.1: VALORES DOS TEMPOS DE PROCESSAMENTO PARA OS ALGORITMOS IMPLEMENTADOS

Tempo de processamento total (μs)	
Compensador de reativos	41.2
Compensador de sequência negativa fundamental	41.4
Compensador de 5 ^a e 7 ^a harmônicas	49.9

A tabela 7.1 mostra que os tempos de cálculo dos algoritmos de compensação de reativos e de desequilíbrios são muito próximos, no entanto o tempo de cálculo do algoritmo de compensação de 5^a e 7^a harmônicas é cerca de 20% maior.

Deve-se notar que os blocos funcionais do PLL e da malha de tensão são os mesmos para todos os três algoritmos. A malha de corrente é a mesma para os algoritmos de compensação de reativos e de sequência negativa fundamental, já para o compensador de 5^a e 7^a harmônicas a malha de corrente possui um controlador diferente. Observa-se, porém, que o controlador PR implementado para o último caso não possui grande influência para a complexidade do algoritmo como um todo, pois seu cálculo envolve apenas a adição de duas parcelas a mais, ou seja, enquanto o PI calcula 2 parcelas (a parcela proporcional e a integral) o controlador PR calcula quatro parcelas (a parcela proporcional e as parcelas ressonantes fundamental, de quinta e de sétima ordem).

A comparação dos tamanhos dos blocos de cálculo de corrente de referência para os três casos estudados mostra que sua complexidade varia bastante para cada caso. Conforme é mostrado no Capítulo 4 numerosa quantidade de produtos escalares executados varia para cada método. Observa-se que cada produto escalar é seguido por um filtro passa baixas que necessita de um buffer para armazenar uma janela de amostras de tamanho N , portanto quanto

mais produtos escalares são necessários para a extração da componente desejada, mais buffers devem ser usados e isso pode tornar o algoritmo inviável para certos processadores com pouca disponibilidade de memória. Finalmente, deve-se considerar também que cada método necessita do cálculo dos vetores de referência (Eq. 3.17) que são usados nos produtos escalares. Para os algoritmos de compensação de reativos e de desequilíbrios a equação 3.17 é aplicada apenas uma vez (para o caso em que $h=1$); no entanto, para o algoritmo de compensação de 5ª e 7ª harmônicas a equação 3.17 é aplicada três vezes (é aplicada para a $h=1$ para ser usada no PLL e aplicada para $h=5$ e $h=7$ para o cálculo das harmônicas). A tabela 7.2 mostra uma comparação entre os três métodos de cálculo de corrente de referência.

TABELA 7.2: COMPARAÇÃO ENTRE OS TRÊS ALGORITMOS DE CÁLCULO DE CORRENTE DE REFERÊNCIA

	Número de produtos escalares	Número de buffers	Número de uso da Eq. 3.17
Compensador de reativos	1	1	1
Compensador de sequência negativa fundamental	2	2	1
Compensador de 5ª e 7ª harmônicas	4	4	3

Observa-se pela tabela 7.2 que o algoritmo compensador de desequilíbrios possui um produto escalar a mais que o algoritmo de compensação de reativos e ambos usam a equação 3.17 apenas uma vez. Verifica-se a partir da tabela 7.1 esse produto escalar adicional no algoritmo de compensação de sequência negativa fundamental causou um impacto pequeno no seu tempo de processamento com relação ao algoritmo de compensação de reativos. O algoritmo de compensação de 5ª e 7ª harmônicas possui três produtos escalares a mais que o algoritmo de compensação de reativos, mas, como observado, isso causaria um aumento pequeno no seu tempo de processamento.

Portanto, conclui-se que o grande aumento do tempo de cálculo do algoritmo de compensação de 5ª e 7ª harmônicas com relação aos outros dois se deve ao fato deste algoritmo utilizar três vezes mais a equação 3.17. Isto se deve ao fato que os cossenos da equação 3.17 são calculados a partir da biblioteca matemática do processador, logo este processo é ineficiente em termos de tempo de processamento. Propõe-se para solucionar este problema o uso de tabelas pré calculadas de senos e cossenos, mas isso significa um aumento no uso da memória do processador.

Os algoritmos implementados nas simulações e nos resultados experimentais, descritos no capítulo 4, operam em malha aberta. Observa-se que os algoritmos operam com produtos

escalares de variáveis instantâneas. Assim, este produto é instantâneo. Porém, estes algoritmos utilizam filtros passa baixas e estes filtros são fatores determinantes para o desempenho dos algoritmos. Observa-se também que os algoritmos de cálculo de corrente de referência usam sinais extraídos de um PLL para os produtos escalares, portanto o desempenho do PLL também afeta diretamente no desempenho dos algoritmos.

Para ilustrar o desempenho dos algoritmos são realizadas duas simulações de transitórios nas tensões da rede e nas correntes de carga mostradas pelas figuras 7.1 e 7.2 respectivamente. As simulações analisam os transitórios dos algoritmos de cálculo de corrente de referência para compensação de correntes reativas fundamentais, correntes de sequência negativa fundamental e harmônicos de corrente de 5ª e 7ª ordem.

A figura 7.1 mostra transitórios no PLL e nas correntes de referência dos três algoritmos analisados para um deslocamento de 40° na fase da tensão da rede no instante 0.11s. As correntes medidas possuem reativos fundamentais, sequência negativa fundamental e harmônicos de 5ª ordem, todos com amplitudes unitárias⁶. Observa-se que o deslocamento de fase causa um transitório no PLL com duração maior que 3 ciclos. Durante este transitório observa-se que as correntes calculadas pelos três algoritmos estão distorcidas, isto ocorre porque os senos calculados pelo PLL também estão distorcidos.

⁶ As correntes e tensões usadas nas entradas dos algoritmos são pré calculadas. Para que a corrente reativa não sofresse alteração em sua amplitude durante o transitório sua fase também foi instantaneamente deslocada. As amplitudes e fases das correntes de sequência negativa fundamental e dos harmônicos de 5ª ordem não sofreram alterações durante o transitório.

Figura 7.1 - Simulação de transitório na tensão. Descrição dos sinais, de cima à baixo: 1) correntes medidas (A); 2) Erro de fase do PLL (em graus); 3) Correntes reativas fundamentais (A); 4) Correntes de sequência negativa fundamental (A); 5) correntes harmônicas de 5ª ordem (A).

Fonte: Produção da própria autora.

A figura 7.2 mostra o comportamento dos algoritmos para um transitório nas correntes, no intervalo de 0.11s as correntes nas três fases assumem metade de seu valor original. Observa-se que o transitório nas correntes medidas não influencia na dinâmica do PLL, portanto o transitório observado é causado pelo filtro de média móvel implementado nos algoritmos. Conforme dito no capítulo 4, este filtro possui transitório equivalente ao tamanho de sua janela. Portanto para o filtro aplicado neste trabalho, que possui janela com duração de 16.67ms, mudanças na corrente causam transitórios de duração de um ciclo nos algoritmos de cálculo de corrente de referência.

Figura 7.2 - Simulação de transitório nas correntes. Descrição dos sinais, de cima à baixo: 1) correntes medidas (A); 2) Erro de fase do PLL (em graus); 3) Correntes reativas fundamentais (A); 4) Correntes de sequência negativa fundamental (A); 5) correntes harmônicas de 5ª ordem (A).

Fonte: Produção da própria autora.

Conclui-se portanto que o tempo de transitório dos três métodos apresentados são iguais e não dependem do tipo de componente de corrente calculada, tampouco do número de produtos escalares realizados pelos algoritmos. Os fatores determinantes para o desempenho dos algoritmos em transitórios de corrente ou tensão são o ajuste do PLL e o tempo de resposta dos filtros passa baixas empregados [28].

8 CONCLUSÃO

Apresentou-se um método de cálculo dos sinais de referência (de tensão ou corrente) baseado em produtos escalares de vetores espaciais. Propriedades geométricas dos vetores no espaço foram mostradas a partir da apresentação destes vetores no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$. A partir das propriedades geométricas dos vetores no espaço na base $\alpha\beta 0$ é desenvolvido o método de cálculo das sequências positiva, negativa e zero de ordem h . É mostrado no apêndice B que as características de módulo e defasagem entre os vetores se mantêm iguais para as bases abc e $\alpha\beta 0$, portanto o método apresentado pode ser calculado usando-se somente o sistema abc de coordenadas obtendo-se o mesmo resultado.

O desempenho do método proposto depende do tipo de filtro passa baixas empregado. Foi optado o uso de um filtro de média móvel para a simulação e resultados experimentais. O filtro média móvel possui transitório conhecido e equivalente ao tamanho da janela adotado. O filtro adotado neste trabalho possui janela de um ciclo de 60Hz, portanto qualquer transitório do filtro de média móvel assume duração de um ciclo fundamental (igual a 16.667ms). Transitórios nos sinais de referência usados para o produto escalar também provocam transitórios no método de cálculo de sinais de referência. Portanto, o desempenho do PLL também é fundamental para o bom desempenho do método proposto. Transitórios na tensão da rede causam deformações nos sinais senoidais (paralelo e perpendicular) usados no produto escalar, portanto deformam os sinais de referência calculados pelo método proposto.

Exemplos de aplicação do método proposto foram mostrados no capítulo 4, estes exemplos se focaram no cálculo de correntes de referência usadas em filtros ativos. Foram implementados filtros de correntes reativas fundamentais, de sequência negativa fundamental e de harmônicas de 5ª e 7ª ordem. Estes filtros foram testados por meio de simulações e por experimentos, apresentados no capítulo 5.

Observou-se neste trabalho que o tipo de perturbação a ser compensada influi diretamente na escolha do controlador do conversor. Nos resultados de simulação e experimentais mostrados no capítulo 5 foi mostrado que o compensador PI projetado funcionou adequadamente para os filtros de correntes reativas e correntes de sequência negativa fundamentais. Quando o mesmo controlador foi aplicado para o compensador de harmônicos, foi observado que o desempenho deste controlador ficou insuficiente para sinais de frequências maiores (harmônicos de 5ª e 7ª ordem). Para solucionar o problema de controle, o controlador PI foi substituído por um controlador do tipo ressonante. Verificou-se

que, para o novo controlador, o compensador funcionou adequadamente. Portanto, mostrou-se que o conhecimento prévio do espectro dos sinais de referência calculados é importante para o projeto do controlador do compensador.

Conclui-se então que o método proposto neste trabalho possibilita o cálculo de perturbações individuais, ou seja, os sinais de referência calculados pelo método proposto possuem espectro pré definido. A aplicação deste método é interessante, pois possibilita um projeto de compensador com banda e potência definida (evitando o sobre dimensionamento do conversor) e a otimização do controlador empregado. Além disso, o método proposto pode ser aplicado totalmente no sistema de coordenadas abc , ou seja, evita transformações desnecessárias de coordenadas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. IA-20, n. 3, p. 625-630, May 1984.
- [2] AKAGI, H., WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*.: Wiley, 2007. Disponível em: <http://books.google.com.br/books?id=yO0EUhCUQaAC> Acesso em: março 2015
- [3] WATANABE E. H.; STEPHAN R. M.; and AREDES M. New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 8, n. 2, p. 697-703, Apr 1993.
- [4] KIM, H.; BLAABJERG F.; BAK-JENSEN B.; JAEHO C. Instantaneous power compensation in three-phase systems by using p-q-r theory, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 17, n. 5, p. 701-710, 2002.
- [5] NABAE, A.; CAO, L.; TANAKA, T. An instantaneous distortion current compensator without any coordinate transformation. In: *Proceedings of the International Power Electronics Conference (IPEC-Yokohama)*, p. 1651-1655, 1995.
- [6] AKAGI, H.; OGASAWARA, S.; KIM, H. The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach. In: *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, v. 1, p. 431-439, 1999.
- [7] KIM, H.; AKAGI, H. The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames. In: *Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on*, v. 1, p. 422-427, 1999.
- [8] AREDES, M.; AKAGI, H.; WATANABE, E.H.; SALGADO, E.V.; ENCARNACÃO, L.F. Comparisons Between the p-q and p-q-r Theories in Three-Phase Four-Wire Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 4, p. 924-933, April 2009.
- [9] TAKEDA, M.; IKEDA, K.; TERAMOTO, A.; ARITSUKA, T. Harmonic current and reactive power compensation with an active filter. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE*, v.2, p. 1174-1179, April 1988.
- [10] JIN, X.; MIN, H.; HAIYUN, C.; WEI, F. A Detection Approach for Random Harmonic Current in Single-Phase Circuit. In: *Intelligent System Design and Engineering*

Application (ISDEA), 2012 Second International Conference on, 2012, p. 1346-1350.

- [11] SHIPING, S.; GUIYING, L.; JIANING, L.; ZHIQING, Q. A Specific Harmonic Detection Method for Three-Phase Four-Wire Circuits Based on Multi-frequency Rotating Coordinate Transformation. In: *2010 International Conference on Electrical and Control Engineering (ICECE)*, 2010, p. 261-264.
- [12] TENTI, P.; MATTAVELLI, P.; PAREDES, H.K.M. Conservative Power Theory, sequence components and accountability in smart grids. In: *2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC)*, June 2010, p. 37-45.
- [13] TENTI, P.; PAREDES, H. K M; MATTAVELLI, P. Conservative Power Theory, a Framework to Approach Control and Accountability Issues in Smart Microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 3, p. 664-673, 2011.
- [14] TENTI, P.; PAREDES, H.K.M.; MARAFAO, F.P.; MATTAVELLI, P. Accountability in Smart Microgrids Based on Conservative Power Theory. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 60, n. 9, p. 3058-3069, Sept 2011.
- [15] PAREDES, H.K.M. Teoria da potência conservativa: uma abordagem para o controle cooperativo de condicionadores de energia e considerações sobre atribuição de responsabilidade. Tese (Doutorado) - Universidade Estadual de Campinas, 2011. Disponível em: http://www2.sorocaba.unesp.br/gasi/biblioteca_digital_pub.php. Acesso em: março 2015.
- [16] KALMAN, R.E. A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems. *Transactions of the ASME--Journal of Basic Engineering*, v. 82, n. Series D, p. 35-45, 1960.
- [17] MARAFÃO, F.P.; COLON, D.; de PADUA, M.S.; DECKMANN, S.M. InTech, 2009, ch. Kalman Filter on Power Electronics and Power Systems Applications, p. 397-420. Disponível em: http://www.intechopen.com/books/kalman_filter_recent_adavnces_and_applications/kalman_filter_on_power_electronics_and_power_systems_applications . Acesso em: março 2015.
- [18] PÁDUA, M.S. Técnicas digitais para sincronização com a rede elétrica, com aplicação em geração distribuída. Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Dissertação de Mestrado 2006. Disponível em: <http://www.bibliotecadigital.unicamp.br/document/?code=vtls000399242> Acesso em:

março 2015.

- [19] CARDOSO, R.; CAMARGO, R.F.; PINHEIRO, H.; GRUNDLING, H.A. Kalman filter based synchronization methods. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, June 2006, p. 1-7.
- [20] FORTESCUE, C. L. Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 37, n. 2, p. 1027-1140, 1918.
- [21] CUTRI, R. Método de extração em tempo real de sequência positiva, negativa e/ou harmônicos. Tese (Doutorado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, 2007. Disponível em: <http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3143/tde-01042008-182014/pt-br.php>. Acesso em: março 2015.
- [22] CUTRI, R.; MATAKAS Jr., L. A new instantaneous method for harmonics, positive and negative sequence detection for compensation of distorted currents with static converters using pulse width modulation. In: *11th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2004*, p. 374-378.
- [23] CUTRI, R., MATAKAS Jr., L. A generalized instantaneous method for harmonics, positive and negative sequence detection/extraction. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC; IEEE, 2007*, p. 2294-2297.
- [24] BRADASCHIA, F.; ARRUDA, J.P.; SOUZA, H.; AZEVEDO, G.M.S; NEVES, F.A.S; CAVALCANTI, M.C. A method for extracting the fundamental frequency positive-sequence voltage vector based on simple mathematical transformations. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC; IEEE, 2008*, p. 1115-1121.
- [25] MATAKAS Jr., L. Implementação de controladores para conversores trifásicos, sem transformações de coordenadas: análise geométrica através de vetores espaciais. 2012. *Tese (Livre Docência em Eletrônica de Potência) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo*, 2012.
- [26] BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics.*: Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [27] DUESTERHOEFT, W.C.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. "Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero Components," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers* , v. 70, n. 2, p. 1248-1255, July 1951.

- [28] AMA, N.; DESTRO, R.; KOMATSU, W.; KASSAB, F.; MATAKAS Jr., L. PLL performance under frequency fluctuation-compliance with standards for distributed generation connected to the grid. In: *Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LA), 2013 IEEE PES Conference On*, 2013, p. 1-6.
- [29] MATAKAS Jr., L.; KOMATSU, W.; MARTINZ, F.O. Positive sequence tracking Phase Locked Loops: A unified graphical explanation. In: *2010 International Power Electronics Conference (IPEC)*, 2010, p. 1273-1280.
- [30] PÁDUA, M.S.; DECKMANN, S.M.; MARAFAO, F.P. Frequency-Adjustable Positive Sequence Detector for Power Conditioning Applications. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, 2005, p. 1928-1934.
- [31] CARVALHO, K.C.M.; et al., Disturbance calculation based on space vector dot product: Applications to compensators. In: *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA)*, May 2014, p. 2413-2420.
- [32] DECKMANN, S.M.; MARAFÃO, F.P.; PÁDUA, M.S. Single and Three-Phase Digital PLL Structures based on Instantaneous Power Theory. In: *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), Fortaleza, Brazil.*, 2003.
- [33] CARVALHO, K.C.M.; KOMATSU, W.; MATAKAS Jr., L. Positive and negative components extraction using space vectors' dot product. In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Oct 2013, p. 1297-1303.
- [34] MARAFÃO, F.P.; DECKMANN, S.M.; POMÍLIO, J.A.; MACHADO, R.Q. A Software-Based PLL Model: Analysis and Applications. In: *Brazilian Automatic Conference (CBA)*, 2004.
- [35] DECKMANN, F.P.; POMILIO, S.M.; MARAFÃO, J.A.; MACHADO, R.Q. Metodologia de projeto e análise de algoritmos de sincronismo PLL. *Sobraep Eletrônica de Potência*, v. 10, p. 7-14, 2005.
- [36] JUNQUEIRA, A. D.; MATAKAS Jr., L.; KOMATSU, W. Digital implementation of three phase rectifier with high dead beat controller. *Eletrônica de Potência (Florianópolis)*, v. 7, 2002.
- [37] MARTINZ, F. O. Estudo de técnicas de controle de corrente CA em conversores VSC-PWM em sistema de coordenadas estacionárias ABC. *Tese de Doutorado - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo*, 2013.

- [38] MARTINZ, F.O.; MIRANDA, R.D.; KOMATSU, W.; MATAKAS, L. Gain limits for current loop controllers of single and three-phase PWM converters. In: *2010 International Power Electronics Conference (IPEC)*, 2010, p. 201-208.

APÊNDICE A: CÁLCULO DO MÓDULO E DA FASE DE UM VETOR ESPACIAL DE SEQUÊNCIA POSITIVA, NEGATIVA E ZERO

No apêndice A são mostrados os cálculos de amplitude e de fase de um vetor de sequência positiva de ordem h e de um vetor de sequência negativa de ordem h e um vetor de sequência zero de ordem h .

Sendo $\vec{\Phi}_h^+$ um vetor de sequência positiva de ordem h , suas coordenadas na base $\alpha\beta 0$ são mostradas pela equação A.1.

$$\vec{\Phi}_h^+ = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+) \\ \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+ - 2\pi/3) \\ \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+ + 2\pi/3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{h\alpha}^+(t) \\ \phi_{h\beta}^+(t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{A.1}$$

Como o vetor $\vec{\Phi}_h^+$ é de sequência positiva, a sua componente no eixo $\vec{0}$ é nula. As componentes do vetor nos eixos $\vec{\alpha}$ e $\vec{\beta}$ são calculadas pela A.2.

$$\begin{cases} \phi_{h\alpha}^+ = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+) - \frac{1}{2} \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+ - 2\pi/3) - \frac{1}{2} \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+ + 2\pi/3) \right) \\ \phi_{h\beta}^+ = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+ - 2\pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{2} \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+ + 2\pi/3) \right) \end{cases} \quad \text{A.2}$$

Usando a equação A.3 e substituindo na equação A.2 chega-se às equações A.4 e A.5.

$$\cos(\delta + \varphi) = \cos(\delta) \cos(\varphi) - \sin(\delta) \sin(\varphi) \quad \text{A.3}$$

$$\phi_{h\alpha}^+ = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+) - \frac{1}{2} \Phi_h^+ \left(\cos(h\omega t + \theta_h^+) \cos(2\pi/3) + \sin(h\omega t + \theta_h^+) \sin(2\pi/3) \right) - \frac{1}{2} \Phi_h^+ \left(\cos(h\omega t + \theta_h^+) \cos(2\pi/3) - \sin(h\omega t + \theta_h^+) \sin(2\pi/3) \right) \right) \quad \text{A.4}$$

$$\phi_{h\beta}^+ = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \Phi_h^+ \left(\cos(h\omega t + \theta_h^+) \cos(2\pi/3) + \sin(h\omega t + \theta_h^+) \sin(2\pi/3) \right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \Phi_h^+ \left(\cos(h\omega t + \theta_h^+) \cos(2\pi/3) - \sin(h\omega t + \theta_h^+) \sin(2\pi/3) \right) \right) \quad \text{A.5}$$

Desenvolvendo a equação A.4, chega-se ao resultado mostrado pela equação A.6.

$$\begin{aligned}
\phi_{h\alpha}^+ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+) - 2 \frac{1}{2} \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+) \cos(2\pi/3) \right) \\
&= \Phi_h^+ \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\cos(h\omega t + \theta_h^+) - \left(-\frac{1}{2} \right) \cos(h\omega t + \theta_h^+) \right) = \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+)
\end{aligned}
\tag{A.6}$$

Fazendo o mesmo para a equação A.5 resulta na equação A.7:

$$\begin{aligned}
\phi_{h\beta}^+ &= 2 \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\sqrt{3}}{2} \Phi_h^+ \left(\sin(h\omega t + \theta_h^+) \sin(2\pi/3) \right) \\
&= \sqrt{\frac{2}{3}} \Phi_h^+ \frac{3}{2} \sin(h\omega t + \theta_h^+) = \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_h^+ \sin(h\omega t + \theta_h^+)
\end{aligned}
\tag{A.7}$$

A partir das projeções $\phi_{h\alpha}^+$ e $\phi_{h\beta}^+$ do vetor $\vec{\Phi}_h^+$, são calculados o módulo a partir da equação A.8 e a fase pela equação A.9.

$$\begin{aligned}
\|\vec{\Phi}_h^+\| &= \sqrt{(\phi_{h\alpha}^+)^2 + (\phi_{h\beta}^+)^2 + 0^2} = \sqrt{\left(\sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+) \right)^2 + \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_h^+ \sin(h\omega t + \theta_h^+) \right)^2} \\
&= \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_h^+
\end{aligned}
\tag{A.8}$$

$$\begin{aligned}
\varphi_h^+ &= \tan^{-1} \left(\frac{\phi_{h\beta}^+}{\phi_{h\alpha}^+} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{3/2} \Phi_h^+ \sin(h\omega t + \theta_h^+)}{\sqrt{3/2} \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+)} \right) = \tan^{-1} \left(\tan(h\omega t + \theta_h^+) \right) \\
&= h\omega t + \theta_h^+
\end{aligned}
\tag{A.9}$$

As equações A.8 e A.9 mostram que o vetor $\vec{\Phi}_h^+$ possui amplitude constante e gira no plano $\alpha\beta$ com velocidade constante $h\omega$ no sentido anti-horário, conforme mostra a figura A.1.

Figura A.1: Vetor $\vec{\Phi}_h^+$ no plano $\alpha\beta$ com amplitude $\|\vec{\Phi}_h^+\|$ e fase φ_h^+ girando com velocidade $h\omega$.

Fonte: Produção da própria autora.

O cálculo do módulo e fase do vetor de sequência negativa de ordem h $\vec{\Phi}_h^-$ se dá de forma análoga ao cálculo realizado para o vetor de sequência positiva, suas coordenadas no sistema $\alpha\beta 0$ são mostradas pela equação A.10.

$$\vec{\Phi}_h^- = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_h^- \cos(h\omega t + \theta_h^-) \\ \Phi_h^- \cos(h\omega t + \theta_h^- + 2\pi/3) \\ \Phi_h^- \cos(h\omega t + \theta_h^- - 2\pi/3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{h\alpha}^-(t) \\ \phi_{h\beta}^-(t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{A.10}$$

A equação A.11 mostra as projeções do vetor $\vec{\Phi}_h^-$ nos eixos $\vec{\alpha}$ e $\vec{\beta}$.

$$\begin{cases} \phi_{h\alpha}^+ = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+) - \frac{1}{2} \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+ - 2\pi/3) - \frac{1}{2} \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+ + 2\pi/3) \right) \\ \phi_{h\beta}^+ = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+ - 2\pi/3) - \frac{\sqrt{3}}{2} \Phi_h^+ \cos(h\omega t + \theta_h^+ + 2\pi/3) \right) \end{cases} \quad \text{A.11}$$

Desenvolvendo a equação A.11, da mesma forma feita para o caso de sequência positiva, chega-se as equações A.12 e A.13 que calculam dos valores das projeções $\phi_{h\alpha}^-$ e $\phi_{h\beta}^-$, respectivamente.

$$\begin{aligned} \phi_{h\alpha}^- &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\Phi_h^- \cos(h\omega t + \theta_h^-) - 2 \frac{1}{2} \Phi_h^- \cos(h\omega t + \theta_h^-) \cos(2\pi/3) \right) \\ &= \Phi_h^- \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\cos(h\omega t + \theta_h^-) - \left(-\frac{1}{2} \right) \cos(h\omega t + \theta_h^-) \right) = \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_h^- \cos(h\omega t + \theta_h^-) \end{aligned} \quad \text{A.12}$$

$$\begin{aligned}
\phi_{h\beta}^- &= -2\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{\sqrt{3}}{2}\Phi_h^- \left(\sin(h\omega t + \theta_h^-) \sin(2\pi/3) \right) \\
&= -\sqrt{\frac{2}{3}}\Phi_h^- \frac{3}{2} \sin(h\omega t + \theta_h^-) = -\sqrt{\frac{3}{2}}\Phi_h^- \sin(h\omega t + \theta_h^-)
\end{aligned}
\tag{A.13}$$

O módulo e a fase do vetor $\vec{\Phi}_h^-$ são calculados pelas equações A.14 e A.15:

$$\begin{aligned}
\|\vec{\Phi}_h^-\| &= \sqrt{(\phi_{h\alpha}^-)^2 + (\phi_{h\beta}^-)^2 + 0^2} = \sqrt{\left(\sqrt{\frac{3}{2}}\Phi_h^- \cos(h\omega t + \theta_h^-)\right)^2 + \left(-\sqrt{\frac{3}{2}}\Phi_h^- \sin(h\omega t + \theta_h^-)\right)^2} \\
&= \sqrt{\frac{3}{2}}\Phi_h^-
\end{aligned}
\tag{A.14}$$

$$\begin{aligned}
\varphi_h^+ &= \tan^{-1}\left(\frac{\phi_{h\beta}^-}{\phi_{h\alpha}^-}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{-\sqrt{3/2}\Phi_h^- \sin(h\omega t + \theta_h^-)}{\sqrt{3/2}\Phi_h^- \cos(h\omega t + \theta_h^-)}\right) = \tan^{-1}\left(-\tan(h\omega t + \theta_h^-)\right) \\
&= -(h\omega t + \theta_h^-)
\end{aligned}
\tag{A.15}$$

As equações A.14 e A.15 mostram que o vetor $\vec{\Phi}_h^-$ possui amplitude constante e gira no plano $\alpha\beta$ com velocidade $h\omega$ no sentido horário.

Figura A.2: Vetor $\vec{\Phi}_h^-$ no plano $\alpha\beta$ com amplitude $\|\vec{\Phi}_h^-\|$ e fase φ_h^- girando com velocidade $-h\omega$.

Fonte: Produção da própria autora.

Considerando um vetor de sequência zero $\vec{\Phi}_h^0$, suas coordenadas na base $\alpha\beta 0$ são mostradas pela equação A.16.

$$\vec{\Phi}_h^0 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_h^0 \cos(h\omega t + \theta_h^0) \\ \Phi_h^0 \cos(h\omega t + \theta_h^0) \\ \Phi_h^0 \cos(h\omega t + \theta_h^0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \phi_{h0}^0 \end{bmatrix} \quad \text{A.16}$$

Observa-se que o vetor de sequência zero só possui componente no eixo $\vec{0}$ e sua amplitude e sentido são dados pela equação A.17.

$$\phi_{h0}^0 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 3 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \Phi_h^0 \cos(h\omega t + \theta_h^0) = \sqrt{3} \cdot \Phi_h^0 \cos(h\omega t + \theta_h^0) \quad \text{A.17}$$

A partir do valor das coordenadas do vetor $\vec{\Phi}_h^0$ na base $\alpha\beta\theta$, mostradas pelas equações A.16 e A.17, o módulo do vetor $\vec{\Phi}_h^0$ é calculado pela equação A.18.

$$\|\vec{\Phi}_h^0\| = \sqrt{(\phi_{h0}^0)^2} = \sqrt{(\sqrt{3} \cdot \Phi_h^0 \cdot \cos(h\omega t + \theta_h^0))^2} = \sqrt{3} \cdot \Phi_h^0 \cdot |\cos(h\omega t + \theta_h^0)| \quad \text{A.18}$$

APÊNDICE B: APRESENTAÇÃO DO MÉTODO DE CÁLCULO DAS SEQUÊNCIAS POSITIVA, NEGATIVA E ZERO USANDO A BASE abc

O método de cálculo de sequência positiva, negativa e zero através de produtos escalares de vetores espaciais pode ser realizado através das bases abc ou $\alpha\beta 0$. Neste trabalho, o método é apresentado utilizando-se a base $\alpha\beta 0$ pois esta base permite mostrar propriedades interessantes do vetor no espaço de forma geométrica, conforme mostrado no capítulo 3.1. Porém, o método proposto é aplicado para os resultados de simulação e experimental usando somente a base abc , pois desta maneira evita-se transformações de sistemas de coordenadas desnecessárias.

Neste apêndice explica-se o método de extração das componentes de sequência positiva, negativa e zero de ordem h usando produtos escalares de vetores espaciais na base abc . Observa-se que na base abc não existe a separação entre sinais de sequência positiva e negativa dos sinais de sequência zero. Além disso, a interpretação geométrica que um vetor de sequência positiva ou negativa de ordem h possui módulo constante e gira no plano com velocidade $\pm h\omega$ não é explícito na base abc . No entanto, a partir do cálculo do produto escalar de vetores espaciais, que é explorado neste apêndice, verifica-se que a velocidade relativa entre vetores espaciais só é nula para vetores de mesma sequência e ordem.

Considera-se um vetor espacial $\vec{\Phi}$ que pode ser composto por suas componentes de sequência positiva, negativa e zero conforme mostra a equação abaixo:

$$\vec{\Phi} = \vec{\Phi}^+ + \vec{\Phi}^- + \vec{\Phi}^0 = \sum_{n=1}^{\infty} \vec{\Phi}_n^+ + \sum_{n=1}^{\infty} \vec{\Phi}_n^- + \sum_{n=1}^{\infty} \vec{\Phi}_n^0 \quad \text{B.1}$$

Os itens que são apresentados a seguir mostram os resultados dos produtos escalares entre o vetor $\vec{\Phi}$ e os vetores de sequência positiva ($\vec{V}_h^+$), negativa ($\vec{V}_h^-$) e zero ($\vec{V}_h^0$) de ordem h , que são definidos pelas equações B.2, B.3 e B.4 respectivamente.

$$\vec{V}_h^+ = \begin{bmatrix} \cos(h\omega t + \theta_h^+) \\ \cos(h\omega t + \theta_h^+ - 2\pi/3) \\ \cos(h\omega t + \theta_h^+ + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \text{B.2}$$

$$\vec{V}_h^- = \begin{bmatrix} \cos(h\omega t + \theta_h^-) \\ \cos(h\omega t + \theta_h^- + 2\pi/3) \\ \cos(h\omega t + \theta_h^- - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \text{B.3}$$

$$\vec{V}_h^0 = \begin{bmatrix} \cos(h\omega t + \theta_h^0) \\ \cos(h\omega t + \theta_h^0) \\ \cos(h\omega t + \theta_h^0) \end{bmatrix} \quad \text{B.4}$$

1. Produto entre $\vec{\Phi}$ e $\vec{V}_h^+$.

O produto escalar entre o vetor $\vec{\Phi}$ e $\vec{V}_h^+$ pode ser decomposto no produto de $\vec{V}_h^+$ pelas componentes de sequência positiva, negativa e zero de $\vec{\Phi}$ conforme mostra a equação B.5.

$$\vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi} = \vec{V}_h^+ \cdot (\vec{\Phi}^+ + \vec{\Phi}^- + \vec{\Phi}^0) \quad \text{B.5}$$

O produto escalar $\vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}$ é decomposto então em três parcelas: $\vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}^+$, $\vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}^-$ e $\vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}^0$.

O vetor $\vec{\Phi}^+$ é composto por todos os harmônicos de sequência positiva de $\vec{\Phi}$, e é descrito pela equação B.6.

$$\vec{\Phi}^+ = \sum_{n=1}^{\infty} \vec{\Phi}_n^+ = \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^+ \cos(n\omega t + \varphi_n^+) \\ \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^+ \cos(n\omega t + \varphi_n^+ - 2\pi/3) \\ \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^+ \cos(n\omega t + \varphi_n^+ + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \text{B.6}$$

O produto $\vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}^+$ é calculado conforme a equação B.7:

$$\begin{aligned} \vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}^+ &= \cos(h\omega t + \theta_h^+) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^+ \cos(n\omega t + \varphi_n^+) \\ &+ \cos(h\omega t + \theta_h^+ - 2\pi/3) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^+ \cos(n\omega t + \varphi_n^+ - 2\pi/3) \\ &+ \cos(h\omega t + \theta_h^+ + 2\pi/3) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^+ \cos(n\omega t + \varphi_n^+ + 2\pi/3) \end{aligned} \quad \text{B.7}$$

A equação B.7 pode ser reescrita de acordo com a equação B.8:

$$\begin{aligned}
\vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}^+ &= \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^+ \cdot \left(\cos(n\omega t + \varphi_n^+) \cdot \cos(h\omega t + \theta_h^+) \right. \\
&\quad + \cos(n\omega t + \varphi_n^+ - 2\pi/3) \cdot \cos(h\omega t + \theta_h^+ - 2\pi/3) \\
&\quad \left. + \cos(n\omega t + \varphi_n^+ + 2\pi/3) \cdot \cos(h\omega t + \theta_h^+ + 2\pi/3) \right)
\end{aligned} \tag{B.8}$$

Decompondo os cossenos da segunda e terceira linha da equação B.8, chega-se a equação B.9.

$$\begin{aligned}
\vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}^+ &= \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^+ \cdot \left(\cos(n\omega t + \varphi_n^+) \cdot \cos(h\omega t + \theta_h^+) \right. \\
&\quad + \left(-\frac{1}{2} \cos(n\omega t + \varphi_n^+) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(n\omega t + \varphi_n^+) \right) \cdot \left(-\frac{1}{2} \cos(h\omega t + \theta_h^+) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(h\omega t + \theta_h^+) \right) \\
&\quad \left. + \left(-\frac{1}{2} \cos(n\omega t + \varphi_n^+) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(n\omega t + \varphi_n^+) \right) \cdot \left(-\frac{1}{2} \cos(h\omega t + \theta_h^+) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(h\omega t + \theta_h^+) \right) \right)
\end{aligned} \tag{B.9}$$

Multiplicando as expressões da segunda e terceira linha da equação B.9, a soma de todos os termos resultantes são mostrados na equação B.10.

$$\vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}^+ = \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^+ \cdot \left(\frac{3}{2} \cos(n\omega t + \varphi_n^+) \cos(h\omega t + \theta_h^+) + \frac{3}{2} \sin(n\omega t + \varphi_n^+) \sin(h\omega t + \theta_h^+) \right) \tag{B.10}$$

Finalmente, a equação B.10 pode ser simplificada para a expressão mostrada na equação B.11.

$$\vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}^+ = \frac{3}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^+ \cdot \cos((n-h)\omega t + \varphi_n^+ - \theta_h^+) \tag{B.11}$$

Observa-se a partir da equação B.11 que a parcela de $\vec{\Phi}^+$ de ordem h ($\vec{\Phi}_h^+$) resulta em um valor constante (proporcional à defasagem entre $\vec{V}_h^+$ e $\vec{\Phi}_h^+$), ou seja, os vetores $\vec{V}_h^+$ e $\vec{\Phi}_h^+$ possuem velocidade relativa nula. Para qualquer outro harmônico de $\vec{\Phi}^+$ o produto escalar resulta em um valor senoidal de média nula.

O produto escalar entre $\vec{V}_h^+$ e a parcela do vetor de sequência negativa $\vec{\Phi}^-$, que é definida pela equação B.12, é mostrado na equação B.13.

$$\vec{\Phi}^- = \sum_{n=1}^{\infty} \vec{\Phi}_n^- = \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^- \cos(n\omega t + \varphi_n^-) \\ \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^- \cos(n\omega t + \varphi_n^- + 2\pi/3) \\ \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^- \cos(n\omega t + \varphi_n^- - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \text{B.12}$$

$$\begin{aligned} \vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}^- &= \cos(h\omega t + \theta_h^+) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^- \cos(n\omega t + \varphi_n^-) \\ &+ \cos(h\omega t + \theta_h^+ - 2\pi/3) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^- \cos(n\omega t + \varphi_n^- + 2\pi/3) \\ &+ \cos(h\omega t + \theta_h^+ + 2\pi/3) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^- \cos(n\omega t + \varphi_n^- - 2\pi/3) \end{aligned} \quad \text{B.13}$$

A equação B.13 pode ser reescrita e os cossenos da segunda e terceira linha são decompostos, assim como foi realizado anteriormente para o produto $\vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}^+$, resultando na equação B.14.

$$\begin{aligned} \vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}^- &= \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^- \cdot \left(\cos(n\omega t + \varphi_n^-) \cdot \cos(h\omega t + \theta_h^+) \right. \\ &+ \left(-\frac{1}{2} \cos(n\omega t + \varphi_n^-) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(n\omega t + \varphi_n^-) \right) \cdot \left(-\frac{1}{2} \cos(h\omega t + \theta_h^+) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(h\omega t + \theta_h^+) \right) \\ &+ \left. \left(-\frac{1}{2} \cos(n\omega t + \varphi_n^-) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(n\omega t + \varphi_n^-) \right) \cdot \left(-\frac{1}{2} \cos(h\omega t + \theta_h^+) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(h\omega t + \theta_h^+) \right) \right) \end{aligned} \quad \text{B.14}$$

Desenvolvendo a equação B.14 chega-se a equação B.15.

$$\vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}^- = \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^- \cdot \left(\frac{3}{2} \cos(n\omega t + \varphi_n^-) \cos(h\omega t + \theta_h^+) - \frac{3}{2} \sin(n\omega t + \varphi_n^-) \sin(h\omega t + \theta_h^+) \right) \quad \text{B.15}$$

A equação B.15 é então desenvolvida e por fim chega-se ao resultado mostrado pela equação B.16.

$$\vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}^- = \frac{3}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^- \cdot \cos((n+h)\omega t + \varphi_n^- + \theta_h^+) \quad \text{B.16}$$

Os valores de h e n são sempre positivos, portanto conclui-se que para qualquer componente harmônico de $\vec{\Phi}^-$ o produto escalar entre $\vec{V}_h^+$ e o vetor de sequência negativa resultará em um sinal oscilatório de média nula.

A terceira e última parcela do produto escalar $\vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}$ é dada pelo produto entre $\vec{V}_h^+$ e o vetor de sequência zero $\vec{\Phi}^0$ definido pela equação B.17.

$$\vec{\Phi}^0 = \sum_{n=1}^{\infty} \vec{\Phi}_n^0 = \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^0 \cos(n\omega t + \varphi_n^0) \\ \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^0 \cos(n\omega t + \varphi_n^0) \\ \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^0 \cos(n\omega t + \varphi_n^0) \end{bmatrix} \quad \text{B.17}$$

O produto escalar $\vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}^0$ é mostrado pela equação B.18.

$$\begin{aligned} \vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}^0 &= \cos(h\omega t + \theta_h^+) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^0 \cos(n\omega t + \varphi_n^0) \\ &\quad + \cos(h\omega t + \theta_h^+ - 2\pi/3) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^0 \cos(n\omega t + \varphi_n^0) \\ &\quad + \cos(h\omega t + \theta_h^+ + 2\pi/3) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^0 \cos(n\omega t + \varphi_n^0) \end{aligned} \quad \text{B.18}$$

Como a sequência zero possui valores iguais nas três fases na base abc, o somatório dos harmônicos de sequência zero podem ser colocados em evidência, conforme mostra a equação B.19. E como a soma das três coordenadas do vetor de sequência positiva de ordem h é instantaneamente zero, conclui-se que para qualquer valor de h ou n o produto escalar entre o vetor $\vec{V}_h^+$ e o vetor de sequência zero $\vec{\Phi}^0$ é sempre nulo.

$$\vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}^0 = \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^0 \cos(n\omega t + \varphi_n^0) \cdot \left(\cos(h\omega t + \theta_h^+) + \cos(h\omega t + \theta_h^+ - 2\pi/3) + \cos(h\omega t + \theta_h^+ + 2\pi/3) \right)$$

B.19

Conclui-se então que o produto escalar $\vec{V}_h^+ \cdot \vec{\Phi}$ possui somente uma componente de média não nula, que é resultante do produto entre $\vec{V}_h^+$ e a parcela de sequência positiva de ordem h ($\vec{\Phi}_h^+$). O produto escalar entre o vetor $\vec{V}_h^+$ e as parcelas harmônicas de $\vec{\Phi}^+$ com ordem diferente de h resulta em sinais oscilatórios de média nula. Da mesma forma, o produto escalar entre $\vec{V}_h^+$ e a parcela de sequência negativa $\vec{\Phi}^-$ também resulta em sinais oscilatórios de média nula. Por fim, o produto escalar entre o vetor $\vec{V}_h^+$ e a parcela de sequência zero $\vec{\Phi}^0$ resulta em um valor nulo.

2. Produto entre $\vec{\Phi}$ e $\vec{V}_h^-$

O produto $\vec{V}_h^- \cdot \vec{\Phi}$, assim como realizado para o caso anterior, pode ser decomposto em três parcelas: $\vec{V}_h^- \cdot \vec{\Phi}^+$, $\vec{V}_h^- \cdot \vec{\Phi}^-$ e $\vec{V}_h^- \cdot \vec{\Phi}^0$.

A parcela $\vec{V}_h^- \cdot \vec{\Phi}^+$ é calculada conforme a equação B.20.

$$\begin{aligned} \vec{V}_h^- \cdot \vec{\Phi}^+ &= \cos(h\omega t + \theta_h^-) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^+ \cos(n\omega t + \varphi_n^+) \\ &\quad + \cos(h\omega t + \theta_h^- + 2\pi/3) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^+ \cos(n\omega t + \varphi_n^+ - 2\pi/3) \\ &\quad + \cos(h\omega t + \theta_h^- - 2\pi/3) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^+ \cos(n\omega t + \varphi_n^+ + 2\pi/3) \end{aligned} \quad \text{B.20}$$

Desenvolvendo a equação B.20 usando o mesmo método aplicado no item anterior, chega-se ao resultado mostrado pela equação B.21.

$$\vec{V}_h^- \cdot \vec{\Phi}^+ = \frac{3}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^+ \cdot \cos((n+h)\omega t + \varphi_n^+ + \theta_h^-) \quad \text{B.21}$$

Observa-se que o resultado do produto escalar do vetor $\vec{V}_h^-$ pela componente de sequência positiva $\vec{\Phi}^+$, resulta em um sinal oscilatório para qualquer valor de h e n .

A segunda parcela, $\vec{V}_h^- \cdot \vec{\Phi}^-$, é mostrada pela equação B.22. Este produto escalar resulta na equação B.23.

$$\begin{aligned}\vec{V}_h^- \cdot \vec{\Phi}^- &= \cos(h\omega t + \theta_h^-) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^- \cos(n\omega t + \varphi_n^-) \\ &+ \cos(h\omega t + \theta_h^- + 2\pi/3) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^- \cos(n\omega t + \varphi_n^- + 2\pi/3) \\ &+ \cos(h\omega t + \theta_h^- - 2\pi/3) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^- \cos(n\omega t + \varphi_n^- - 2\pi/3)\end{aligned}\quad \text{B.22}$$

$$\vec{V}_h^- \cdot \vec{\Phi}^- = \frac{3}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^- \cdot \cos((n-h)\omega t + \varphi_n^- - \theta_h^-) \quad \text{B.23}$$

Observa-se pela equação B.23 que para a parcela de ordem h de $\vec{\Phi}^-$ ($\vec{\Phi}_h^-$) o produto escalar resulta em um sinal de média não nula proporcional ao ângulo entre os vetores $\vec{V}_h^-$ e $\vec{\Phi}_h^-$. Para qualquer outro harmônico de $\vec{\Phi}^-$ de ordem diferente de h , o produto escalar resulta em um sinal oscilatório de média nula.

A terceira parcela $\vec{V}_h^- \cdot \vec{\Phi}^0$ é calculada pela equação B.24.

$$\begin{aligned}\vec{V}_h^- \cdot \vec{\Phi}^0 &= \cos(h\omega t + \theta_h^-) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^0 \cos(n\omega t + \varphi_n^0) \\ &+ \cos(h\omega t + \theta_h^- + 2\pi/3) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^0 \cos(n\omega t + \varphi_n^0) \\ &+ \cos(h\omega t + \theta_h^- - 2\pi/3) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^0 \cos(n\omega t + \varphi_n^0)\end{aligned}\quad \text{B.24}$$

O resultado do produto escalar $\vec{V}_h^- \cdot \vec{\Phi}^0$ é nulo, conforme mostra a equação B.25.

$$\begin{aligned}\vec{V}_h^- \cdot \vec{\Phi}^0 &= \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^0 \cos(n\omega t + \varphi_n^0) \cdot \left(\cos(h\omega t + \theta_h^-) + \cos(h\omega t + \theta_h^- + 2\pi/3) + \cos(h\omega t + \theta_h^- - 2\pi/3) \right) \\ &= 0\end{aligned}\quad \text{B.25}$$

Conclui-se que o produto escalar $\vec{V}_h^- \cdot \vec{\Phi}$ possui uma componente de média não nula que é resultante do produto escalar entre $\vec{V}_h^-$ e a parcela de sequência negativa de ordem h $\vec{\Phi}_h^-$. Para qualquer valor harmônico de sequência negativa de ordem diferente de h e para qualquer harmônico de sequência positiva de $\vec{\Phi}$ o produto escalar resultante é oscilatório de média nula. O produto escalar entre a parcela de sequência zero $\vec{\Phi}^0$ e o vetor $\vec{V}_h^-$ é igual a zero.

3. Produto entre $\vec{\Phi}$ e $\vec{V}_h^0$

O produto escalar entre $\vec{\Phi}$ e $\vec{V}_h^0$ é decomposto em três parcelas referentes aos produtos escalares de $\vec{V}_h^0$ pelas componentes de sequência positiva ($\vec{\Phi}^+$), negativa ($\vec{\Phi}^-$) e zero ($\vec{\Phi}^0$) do vetor $\vec{\Phi}$.

A equação B.25 mostra o produto escalar entre o vetor $\vec{V}_h^0$ e a componente de sequência positiva $\vec{\Phi}^+$.

$$\begin{aligned} \vec{V}_h^0 \cdot \vec{\Phi}^+ &= \cos(h\omega t + \theta_h^0) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^+ \cos(n\omega t + \varphi_n^+) \\ &\quad + \cos(h\omega t + \theta_h^0) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^+ \cos(n\omega t + \varphi_n^+ - 2\pi/3) \\ &\quad + \cos(h\omega t + \theta_h^0) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^+ \cos(n\omega t + \varphi_n^+ + 2\pi/3) \end{aligned} \quad \text{B.25}$$

A equação B.26 mostra que o produto escalar $\vec{V}_h^0 \cdot \vec{\Phi}^+$ possui valor nulo.

$$\begin{aligned} \vec{V}_h^0 \cdot \vec{\Phi}^+ &= \cos(h\omega t + \theta_h^0) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^+ \left(\cos(n\omega t + \varphi_n^+) + \cos(n\omega t + \varphi_n^+ - 2\pi/3) + \cos(n\omega t + \varphi_n^+ + 2\pi/3) \right) \\ &= 0 \end{aligned} \quad \text{B.26}$$

Da mesma forma o produto escalar entre o vetor $\vec{V}_h^0$ e a componente de sequência negativa $\vec{\Phi}^-$ será nulo, conforme mostra a equação B.26.

$$\begin{aligned}\vec{V}_h^0 \cdot \vec{\Phi}^- &= \cos(h\omega t + \theta_h^0) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^- \left(\cos(n\omega t + \varphi_n^-) + \cos(n\omega t + \varphi_n^- + 2\pi/3) + \cos(n\omega t + \varphi_n^- - 2\pi/3) \right) \\ &= 0\end{aligned}$$

B.27

Observa-se então que os vetores de sequência zero são sempre perpendiculares aos vetores de sequência positiva e negativa. Conforme já foi mencionado neste trabalho, esta informação é mais facilmente observável no sistema $\alpha\beta 0$, neste sistema todos os vetores de sequência zero são paralelos ao eixo $\vec{0}$ enquanto os vetores de sequência positiva e negativa estão contidos no plano $\alpha\beta$ que é perpendicular ao eixo $\vec{0}$.

O produto escalar entre o vetor $\vec{V}_h^0$ e a componente de sequência zero $\vec{\Phi}^0$ é mostrado pela equação B.28.

$$\begin{aligned}\vec{V}_h^0 \cdot \vec{\Phi}^0 &= 3 \cdot \cos(h\omega t + \theta_h^0) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^0 \cos(n\omega t + \varphi_n^0) \\ &= 3 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_n^0 \cos(n\omega t + \varphi_n^0) \cdot \cos(h\omega t + \theta_h^0)\end{aligned}$$

B.28

Cossenos de frequências diferentes são funções ortogonais entre si; portanto o produto escalar entre $\vec{V}_h^0$ e qualquer harmônico de ordem $n \neq h$ possui valor médio nulo.

A equação B.29 mostra o produto escalar entre o vetor $\vec{V}_h^0$ e a componente de sequência zero de ordem h $\vec{\Phi}_h^0$.

$$\vec{V}_h^0 \cdot \vec{\Phi}_h^0 = 3 \cdot \cos(h\omega t + \theta_h^0) \cdot \Phi_h^0 \cos(h\omega t + \varphi_h^0)$$

B.29

Considera-se um ângulo δ_h^0 de forma que este ângulo seja igual à diferença entre os ângulos φ_h^0 e θ_h^0 , conforme mostra a equação B.30.

$$\delta_h^0 = \varphi_h^0 - \theta_h^0$$

B.30

Substituindo a equação B.30 na equação B.29, chega-se a equação B.31.

$$\vec{V}_h^0 \cdot \vec{\Phi}_h^0 = 3 \cdot \cos(h\omega t + \theta_h^0) \cdot \Phi_h^0 \cos(h\omega t + \theta_h^0 + \delta_h^0) \quad \text{B.31}$$

Decompondo o cosseno da equação B.31, chega-se ao resultado mostrado pela equação B.32.

$$\begin{aligned} \vec{V}_h^0 \cdot \vec{\Phi}_h^0 &= 3 \cdot \cos(h\omega t + \theta_h^0) \cdot \Phi_h^0 \left(\cos(h\omega t + \theta_h^0) \cos \delta_h^0 - \sin(h\omega t + \theta_h^0) \sin \delta_h^0 \right) \\ &= 3 \cdot \Phi_h^0 \cdot \left(\cos(h\omega t + \theta_h^0) \cos(h\omega t + \theta_h^0) \cos \delta_h^0 - \sin(h\omega t + \theta_h^0) \cos(h\omega t + \theta_h^0) \sin \delta_h^0 \right) \quad \text{B.32} \\ &= 3 \cdot \Phi_h^0 \cdot \left[\left(\frac{1 + \cos(2h\omega t + 2\theta_h^0)}{2} \right) \cdot \cos \delta_h^0 - \frac{1}{2} \sin(2h\omega t + 2\theta_h^0) \cdot \sin \delta_h^0 \right] \end{aligned}$$

A equação B.32 pode ser reescrita conforme mostra a equação B.33.

$$\begin{aligned} \vec{V}_h^0 \cdot \vec{\Phi}_h^0 &= \frac{3}{2} \cdot \Phi_h^0 \cdot \cos \delta_h^0 + \cos(2h\omega t + 2\theta_h^0) \cdot \cos \delta_h^0 - \sin(2h\omega t + 2\theta_h^0) \cdot \sin \delta_h^0 \\ &= \frac{3}{2} \cdot \Phi_h^0 \cdot \cos(\varphi_h^0 - \theta_h^0) + \cos(2h\omega t + 2\theta_h^0) \cdot \cos(\varphi_h^0 - \theta_h^0) - \sin(2h\omega t + 2\theta_h^0) \cdot \sin(\varphi_h^0 - \theta_h^0) \quad \text{B.33} \end{aligned}$$

Observa-se que o produto escalar $\vec{V}_h^0 \cdot \vec{\Phi}_h^0$ possui uma parcela de média não nula que é proporcional a defasagem entre os ângulos φ_h^0 e θ_h^0 .

Este apêndice mostra que os resultados alcançados com o produto escalar entre vetores espaciais na base abc são os mesmos observados na base $\alpha\beta\theta$, mostrada no capítulo 3. A base $\alpha\beta\theta$ apresenta características interessantes quando se deseja observar o comportamento de vetores no espaço de forma geométrica. A escolha desta base foi adotada para apresentar o método proposto no capítulo 3 para simplificar a visualização destes vetores por parte do leitor. No entanto, conforme foi mostrado neste apêndice, o método proposto é aplicável igualmente à base abc (perdendo-se a interpretação geométrica dos vetores), que foi a base utilizada neste trabalho para a obtenção das simulações e resultados experimentais.

APÊNDICE C: DETALHES DO ARRANJO EXPERIMENTAL

Neste apêndice são mostradas fotos dos equipamentos usados para realizar os ensaios experimentais mostrados no capítulo 6 deste trabalho. São mostrados os circuitos que formam o filtro ativo, as cargas 1 e 2 e os equipamentos usados para a aquisição das formas de onda.

A Figura C.1 mostra uma visão geral da montagem do conversor ligado à rede, os sensores de tensão e corrente e o DSP que executa o algoritmo de cálculo de corrente de referência que manda os sinais de PWM para o inversor.

Figura C.1: Visão geral do conversor ligado à rede.

Fonte: produção da própria autora.

Os blocos que formam o circuito completo do conversor são separados em 7 partes, que são listadas abaixo:

1) DSP

O DSP, mostrado pela Figura C.2, é responsável por receber os sinais medidos de tensão e corrente do sistema, executar o algoritmo de cálculo de corrente de referência e as

malhas de tensão e corrente mostradas no capítulo 5 e mandar os sinais de PWM para o inversor.

Figura C.2: DSP.

Fonte: produção da própria autora.

O DSP usado neste trabalho possui microprocessador da família TMS320F28335 da fabricante Texas Instruments. Os sinais de entrada do DSP, vindos dos sensores de tensão e corrente, recebem condicionamento adequado e são ligados aos conversores A/D (que recebem sinais de 0 a 3V). No total são realizadas dez conversões, pois são medidos no total seis sinais de corrente e quatro sinais de tensão. São usadas três saídas PWM uma para cada braço do conversor trifásico.

2) Inversor

Cada placa de inversor, mostrada pela Figura C.3, é formada por um banco de capacitores do link CC e quatro chaves que formam dois braços do conversor. Um inversor trifásico de três braços necessita de duas placas iguais à placa mostrada na Figura C.3(são usados somente três braços, portanto a segunda placa possui um braço desconectado).O inversor é constituído de dois circuitos: o circuito de controle e o circuito de potência. O circuito de controle é responsável por receber os sinais do PWM vindos do DSP e condicioná-los para o sinal de acionamento das chaves do inversor. O circuito de potência é constituído do barramento CC e das chaves ligadas em ponte.

Figura C.3: Inversor.

Fonte: produção da própria autora.

Cada placa de inversor recebe os sinais de PWM de referência para cada fase e um sinal de enable que permite o chaveamento do inversor. O circuito de controle do inversor é alimentado por uma fonte de 5V. Este circuito é responsável por gerar, a partir do sinal de PWM de referência, os sinais PWM invertidos entre si que vão para as duas chaves de cada braço. Um circuito de dead time é implementado por hardware no inversor. Os sinais de PWM com dead time são então enviados para cada chave a partir de um gate drive (HPCL-316J) transforma o sinal de controle PWM em sinais de potência para acionamento ou bloqueio das chaves. Conforme pode ser visto pela figura, cada chave possui seu gate drive e cada gate drive sua fonte (DCP010515) (esta fonte fornece sinais de 15V para ligamento da chave e -15V para bloqueio).

O circuito de potência do conversor é composto pelo barramento CC, os capacitores do barramento CC e as chaves que estão ligadas a esse barramento. As chaves são constituídas por transistores IGBT (IRG4PC30UD), estes transistores suportam tensão coletor-emissor de 600V e corrente de 30A. O banco de capacitores do barramento CC é composto por quatro

capacitores de $100\mu\text{F}$ em paralelo com tensão máxima de 450V e 4 capacitores de 47nF de poliéster. O barramento CC é pré carregado antes do ligamento do inversor usando-se um retificador trifásico ligado a um variac trifásico e um transformador elevador trifásico ligado em estrela (o circuito é mostrado na Figura C.4). Como a tensão no barramento CC é controlada por uma malha de tensão, o circuito de pré carga do link CC é desconectado quando o inversor é acionado.

Figura C.4: circuito de pré carga do barramento CC.

Fonte: produção da própria autora.

3) Fontes

São usadas duas fontes para alimentação de 5V do DSP e do inversor e uma fonte de 15V para a alimentação dos sensores de corrente e tensão.

4) Indutores do filtro do inversor

São usados filtros indutivos para o inversor ligado à rede. A Figura C.5 mostra os indutores disponíveis na montagem. Cada indutor possui 10mH e são disponíveis dois

indutores para cada fase. Neste trabalho optou-se por utilizar apenas um indutor resultando em um filtro de 10mH em cada fase.

Figura C. 5: Indutores de filtro.

Fonte: produção da própria autora.

5) Cabo JTAG

O cabo usado para a comunicação do microprocessador com o computador é do tipo JTAG. A partir desta conexão são carregados os algoritmos no DSP e variáveis de controle são observadas em tempo real no ambiente de desenvolvimento Code Composer v5.

6) Sensores de tensão e corrente

Os sensores de tensão (Figura C.6) e corrente (Figura C.7) são compostos por transdutores de tensão (LEM LV20-P) e de corrente (LEM LA25-NP). Suas saídas são sinais que assumem valores entre -2.5V e +2.5V.

O sensores de tensão possuem resistores conectados na entrada do transdutor de forma a produzir uma corrente de entrada do sensor proporcional à tensão medida (o sensor possui corrente máxima de 10mA_{rms}). A resistência ligada define o fundo de escala do sensor, neste trabalho esta resistência é igual a 26.4k Ω , o que resulta em uma tensão de fundo de escala de

$264V_{rms}$. O sensor de tensão do barramento CC possui resistência de entrada de $44.4k\Omega$, portanto sua tensão de fundo de escala é de $622V_{pico}$.

Figura C.6: Sensor de tensão.

Fonte: produção da própria autora.

O sensor de corrente possui dez terminais que podem ser conectados de cinco formas diferentes para selecionar o número de espiras do primário. A partir do número de espiras do primário é definido o fundo de escala do sensor. Neste trabalho a corrente nominal do sensor é de $5A_{rms}$ e sua corrente máxima é de $7A_{pico}$.

Figura C.7: Sensor de corrente.

Fonte: produção da própria autora

7) Ponto de conexão da saída do filtro do inversor com a rede

A rede elétrica é acionada por um botão que é mostrado pela Figura C.8, e é conectada à carga e ao inversor por um ponto comum que é mostrado na Figura C.1.

Figura C.8: chave que aciona a rede.

Fonte: produção da própria autora

A carga 1 (RL ligada em delta) é formada por três resistores de 33Ω e três indutores de 400mH, as chaves S_1 e S_2 são mostrados pela Figura C.9.

Figura C.9: Carga 1.

Fonte: produção da própria autora

A carga 2 (mostrada na Figura C.10) não linear é formada pelo retificador trifásico, o filtro LC (L_2 e C_2) e a resistência de carga e é acionada pela chave S_3 .

Figura C.10: Carga 2.

Retificador trifásico

Resistência de carga

Filtro LC

Chave S3

Fonte: produção da própria autora