LOURENÇO MATAKAS JUNIOR

IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLADORES PARA CONVERSORES TRIFÁSICOS, SEM TRANSFORMAÇÕES DE COORDENADAS:

ANÁLISE GEOMÉTRICA ATRAVÉS DE VETORES ESPACIAIS

São Paulo

2012

LOURENÇO MATAKAS JUNIOR

IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLADORES PARA CONVERSORES TRIFÁSICOS, SEM TRANSFORMAÇÕES DE COORDENADAS:

ANÁLISE GEOMÉTRICA ATRAVÉS DE VETORES ESPACIAIS

Texto apresentado à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção do título de Livre-Docente em Engenharia Elétrica

São Paulo

2012

FICHA CATALOGRÁFICA

Matakas Junior, Lourenço
Implementação de controladores para conversores trifásicos, sem transformações de coordenadas: análise geométrica através de vetores espaciais / L. Matakas Junior. -- São Paulo, 2012.
209 p.

Tese (Livre-Docência) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1. Vetores espaciais 2. Controladores 3. Conversores trifásicos 4. Conversores estáticos 5. Eletrônica de potência I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II. t.

À minha Mãe

AGRADECIMENTOS

Aos profs. Walter Kaiser e Wilson Komatsu.

Ao Fernando Ortiz Martinz pela ajuda na elaboração e revisão deste texto.

Aos amigos do Laboratório de Eletrônica de Potência, e a todos os meus orientados e ex-orientados.

À minha família e aos meus amigos.

À Kiyoko, ao Nicolas e à Nae.

RESUMO

MATAKAS JUNIOR, L. Implementação de Controladores para Conversores Trifásicos, sem Transformações de Coordenadas: Análise Geométrica Através de Vetores Espaciais. 2012. Texto (Livre Docência) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2012.

Este trabalho tem por objetivo discutir estratégias de implementação das malhas de controle de conversores trifásicos auto-comutados conectados à rede elétrica, diretamente a partir de medidas no sistema trifásico *abc,* sem transformações de sistemas de coordenadas. Estas estratégias podem ser aplicadas em compensadores de perturbações na rede elétrica e condicionadores de energia elétrica.

Discute os blocos que compõem o controlador, incluindo o modulador em largura de pulso (PWM), as malhas de rastreamento de tensão e corrente, os algoritmos de sincronismo (phase locked loop - PLL) e os algoritmos de cálculo das perturbações nas tensões e correntes na rede. Estes últimos são empregados para a geração dos sinais de referência do conversor. O ponto comum na discussão dos blocos do controlador é a utilização de vetores espaciais para uma análise geométrica dos algoritmos.

Faz uma revisão das teorias dos vetores espaciais e da potência instantânea (teoria pq), que dão subsídios para a análise geométrica dos blocos. Além disso, revê estratégias de cálculo dos sinais de referência do compensador, baseadas nas duas teorias acima listadas. Estas estratégias são comparadas com aquelas propostas neste trabalho, que se baseiam no produto escalar de vetores, que é realizado diretamente no sistema de coordenadas *abc*.

Palavras-chave: vetores espaciais, controladores, compensadores de perturbações, potência instantânea, PWM, PLL, filtros ativos, eletrônica de potência, rastreamento de corrente, seqüência positiva instantânea, seqüência negativa instantânea, seqüência zero instantânea, harmônicos, qualidade de energia.

ABSTRACT

MATAKAS JUNIOR, L. Controller Implementation for Three Phase Power Converters Without Coordinate Transformations: Geometric Analysis Based on Space Vectors. 2012. Texto (Livre Docência) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2012.

The objective of this text is to discuss strategies for the implementation of the control loops of grid connected three phase self-commutated converters. It is carried out by directly using measurements from the *abc* three phase system, without coordinate transformations. These controllers can be applied to grid disturbance compensators and power conditioners.

The text discusses the controller blocks, including: the pulse width modulator (PWM), the loops for current and voltage tracking, the synchronization loops (phase locked loop - PLL) and the algorithms for calculating the disturbances in the grid currents and voltages. The last ones are used for the generation of the converter reference signals. The common point in the discussion of the controller blocks is the use of space vectors for a geometrical based analysis of the algorithms.

It reviews the space vector and the instantaneous Power (pq) theories, that support the geometrical analysis. Moreover, it reviews strategies for calculating the compensator reference signals, based on both theories. These strategies are compared to the proposed ones, based on the evaluation of vectors dot product, directly in the *abc* system.

Key Words: Space Vectors, Controllers, Disturbance compensators, instantaneous power, PWM, PLL, active filters, power electronics, Power Electronics, current tracking, instantaneous positive sequence, instantaneous negative sequence, instantaneous zero sequence, harmonics, power quality.

LISTA DE ABREVIATURAS

C	Capacitor
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSC	Current Source Converter
CPWM	Carrier (triangular) Pulse Width Modulation
DSP	Digital Signal Processor
DVR	Dynamic Voltage Restorer
FACTS	Flexible Alternating Current Transmission Systems
HB	Half Bridge
ISA	The Instrumentation, Systems and Automation Society
L	Indutor
LF	Loop Filter
LG	Lugar Geométrico
P	Proporcional
PD	Phase Detector
PI	Proporcional Integral
PLL	Phase Locked Loop
PSIM	PowerSim Simulator
pu	Por unidade
PWM	Pulse Width Modulation
R	Resistor
SRF-PLL	Synchronous Reference Frame - Phase Locked Loop
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
STATCOM	Static Synchronous Compensator
UPFC	Universal Power Flow Conditioner
VCO	Voltage Controlled Oscilator
VSC	Voltage Source Converter

LISTA DE SÍMBOLOS

a'b'c'	Sistema de referência estacionário no plano *a'b'c'* ($\Re^2$)
a b c	Sistema de referência estacionário no espaço ($\Re^3$)
$\vec{a}'\ \vec{b}'\ \vec{c}'$	Vetores unitários no plano *a'b'c'* ($\Re^2$)
$\vec{a},\vec{b},\vec{c}$	Vetores unitários da base ortonormal *abc*, no espaço ($\Re^3$)
$d'q'$	Sistema de referência girante (síncrono) no plano ($\Re^2$)
$dq0$	Sistema de referência girante (síncrono) no espaço ($\Re^3$)
$\vec{d}',\vec{q}'$	Vetores unitários da base ortonormal $d'q'$ *no plano* ($\Re^2$)
$\vec{d},\vec{q},\vec{0}$	Vetores unitários da base dq0, no espaço $\Re^3$
$\vec{D}_0;\vec{D}_7;\vec{D}_1;\vec{D}_2$	Derivada do vetor corrente ou velocidade de caminhamento
e	Operador exponencial
$\vec{e}_0,\vec{e}_1,\vec{e}_2,\vec{e}_3$ $\vec{e}_4,\vec{e}_5,\vec{e}_6,\vec{e}_7$	Vetores espaciais de PWM Vetorial gerados por conversor trifásico a três fios
$\vec{E}_1,\vec{E}_2,\vec{E}_3,\vec{E}_4$	Vetores espaciais sintetizáveis para $v_{cc\_ref}=0$
h	Ordem harmônica
$i_a;i_b;i_c;i_n$	Corrente instantânea nas fases *a,b,c,n*
$i_{a\_m};i_{b\_m};i_{c\_m}$	Correntes de saída nos transdutores de corrente das fases *a,b,c*
$i_{a\_ref};i_{b\_ref};i_{c\_ref}$	Correntes de referência nos controladores das fases *a,b,c*
$i^+_{a1\perp};i^+_{b1\perp};i^+_{c1\perp}$	Corrente instantâneas reativas de seqüência positiva, freqüência fundamental, nas fases *a,b,c*
i_d	Corrente instantânea no eixo direto *d*
$i_{d'}$	Corrente instantânea no eixo direto *d'*
i_q	Corrente instantânea no eixo em quadratura *q*
$i_{q'}$	Corrente instantânea no eixo em quadratura *q'*
i_n	Corrente instantânea do quarto fio (condutor de retorno)
i_α,i_β	Corrente instantânea nos eixos α *e* β
$i_{\alpha'},i_{\beta'}$	Corrente instantânea nos eixos α' *e* β'
$\mathbf{I}$	Matriz identidade
$\dot{I}$	Fasor da corrente
I	Amplitude do vetor instantâneo $\vec{I}$ no plano
$\hat{I}$	Amplitude do vetor espacial instantâneo de corrente
I^+	Amplitude da corrente de seqüência positiva
$\dot{I}^+$	Fasor da corrente de seqüência positiva (valor de pico)
$\dot{I}^-$	Fasor da corrente de seqüência negativa(valor de pico)
$\vec{I}$	Vetor espacial instantâneo de corrente
$I_a(s),I_b(s),I_c(s)$	Transformada de Laplace das correntes $i_a;i_b;i_c$
$\dot{I}_a;\dot{I}_b;\dot{I}_c$	Fasor da correntes nas fase *a,b,c* (valor de pico)

$\vec{I}_{abc}$	Vetor espacial instantâneo de corrente no sistema de referência *abc*
$\vec{I}_{a'b'c'}$	Vetor instantâneo de corrente no plano *a'b'c'*
$I_{a\_ef}, I_{b\_ef}, I_{c\_ef},$	Valores eficazes das correntes de linha
I_{base}	Corrente de base
$\mathbf{I_c}$	Correntes de linha do conversor com quatro braços
$I_{comp//}$	Módulo do vetor da corrente de compensação, paralelo ao vetor tensão
$I_{comp\perp}$	Módulo do vetor da corrente de compensação, perpendicular ao vetor tensão
$\vec{I}_{comp}$	Vetor da corrente de compensação
$\vec{I}_{comp//}$	Vetor da corrente de compensação, paralelo ao vetor tensão
$\vec{I}_{comp\perp}$	Vetor da corrente de compensação em quadratura com o vetor tensão
$\vec{I}_{d'q'}$	Vetor instantâneo de corrente no plano *d'q'*
$\vec{I}_{dq0}$	Vetor instantâneo de corrente no sistema de referência *dq0*
I_{ef}	Valor eficaz da corrente
I_h^+	Amplitude da corrente de seqüência positiva de freqüência $h\omega$
I_h^-	Amplitude da corrente de seqüência negativa de freqüência $-h\omega$
$\vec{I}_h$	Vetor de corrente de freqüência $h\omega$
$\vec{I}_h^+$	Vetor de corrente de seqüência positiva de freqüência $h\omega$
$\vec{I}_h^-$	Vetor de corrente de seqüência negativa de freqüência $h\omega$
$\vec{I}_{ref}$	Sinal de referência do compensador de perturbações
$\dot{I}_{s\_a}; \dot{I}_{s\_b}; \dot{I}_{s\_c}$	Fasor da corrente compensada nas fases *a,b,c* (valor de pico)
$\dot{I}_s^+$	Fasor da corrente compensada de seqüência positiva (valor de pico)
$\dot{I}_s^-$	Fasor da corrente compensada de seqüência negativa (valor de pico)
$\dot{I}^z$	Fasor da corrente (valor de pico) de seqüência zero
$\dot{I}_s^z$	Fasor da corrente compensada de seqüência zero (valor de pico)
$\vec{I}_{\alpha\beta}$	Vetor instantâneo de corrente no plano $\alpha\beta$
$\vec{I}_{\alpha'\beta'}$	Vetor instantâneo de corrente no plano $\alpha'\beta'$
$\vec{I}_{\alpha\beta 0}$	Vetor espacial instantâneo de corrente no sistema de referência $\alpha\beta 0$
$I_{//}$	Projeção do vetor corrente sobre eixo paralelo ao vetor tensão
$I_\perp$	Projeção do vetor corrente sobre eixo perpendicular ao vetor tensão
$I_{//ef}$	Valor eficaz de $I_{//}$
$I_{\perp ef}$	Valor eficaz de $I_\perp$
$I_{1\perp}$	Amplitude dos componentes reativos de seqüência positiva das correntes na freqüência fundamental

$I^{+}_{1//}$	Amplitude das correntes de seqüência positiva paralela, de freqüência fundamental
$\vec{I}^{+}_{1}$	Vetor de corrente de seqüência positiva de freqüência fundamental
$\vec{I}^{+}_{1//}$	Vetor de corrente de seqüência positiva paralelo de freqüência fundamental
$I^{+}_{1\perp}$	Amplitude das correntes de seqüência positiva perpendicular (reativa), de freqüência fundamental
$\vec{I}^{+}_{1\perp}$	Vetor de corrente de seqüência positiva perpendicular de freqüência fundamental
$\vec{I}^{-}_{1}$	Vetor de corrente de seqüência negativa de freqüência fundamental
$\vec{I}^{z}$	Vetor instantâneo de corrente de seqüência zero
$\vec{I}_{//}$	Vetor instantâneo de corrente paralelo ao vetor tensão
$\vec{I}_{\perp}$	Vetor instantâneo de corrente em quadratura com o vetor tensão
j	Unidade imaginária (complexo)
k_i	Ganho integral
k_p	Ganho proporcional
$k_{P\max}$	Máximo ganho proporcional
$k_{P\min}$	Mínimo ganho proporcional
L	Indutância de filtro do conversor para as fases *a,b,c*
L_n	Indutância de filtro do quarto fio (condutor de retorno)
$\overline{\mathbf{N}}$	Matriz de transformação da solução particulares em sistema *a'b'c'* para $\alpha'\beta'$
$\mathbf{N}_{\mathbf{d'q'\rightarrow\alpha'\beta'}}$	Matriz de transformação de sistema de referência $d'q'$para $\alpha'\beta'$
p	Número de pulsos por ciclo
$p(t)$	Potência instantânea
$\overline{p}$	Parcela constante de $p(t)$
$\tilde{p}(t)$	Parcela oscilatória de $p(t)$, de valor médio nulo
p^{*}	Potência ativa fictícia do p-PLL
P_{base}	Potência ativa de base
p_{comp}	Potência instantânea de compensação
pe	Saída do bloco que calcula o produto escalar
pe_FIL_MM	Saída do filtro Média Móvel, dispositivo DVR
pe_FIL_PB	Saída do filtro Passa-baixas lento, dispositivo DVR
p_0	Componente de seqüência zero da potência instantânea
P	Potência média ou ativa
$\vec{q}(t)$	Vetor potência reativa
$q(t)$	Potência reativa instantânea
$\overline{q}$	Componente constante de $q(t)$
$\tilde{q}(t)$	Componente oscilatório de $q(t)$, de valor médio nulo
q^{*}	Potência reativa fictícia do q-PLL

Q_{base}	Potência reativa de base
$\vec{q}_{comp}$	Vetor potência reativa de compensação
Q	Potência reativa média
$\dot{S}_a;\dot{S}_b;\dot{S}_c$	Potência complexa nas fases a,b,c
S_{base}	Potência aparente de base
t_k	Intervalo de tempo do $k^{ésimo}$ vetor espacial
T	Período da janela do filtro de média móvel
$\mathbf{T}$	Matriz de transformação de sistema de referência *abc* para $\alpha\beta 0$
$\mathbf{T}^{-1}$	Matriz inversa de $\mathbf{T}$
$\mathbf{T}^{t}$	Matriz transposta de $\mathbf{T}$
T_a	Tempo de amostragem
$\mathbf{T}_{\mathbf{a'b'c'\rightarrow\alpha'\beta'}}$	Matriz de transformação do sistema de referência *a'b'c'* para $\alpha'\beta'$
$\mathbf{T}_{\mathbf{d'q'\rightarrow\alpha'\beta'}}$	Matriz de transformação do sistema de referência $d'q'$ para $\alpha'\beta'$
T_i	Constante de tempo da parcela integral do controlador PI
T_h	Período do harmônico de freqüência $h\omega$
T_s	Período de chaveamento
$\mathbf{T}_{\mathbf{\alpha'\beta'\rightarrow a'b'c'}}$	Matriz de transformação de sistema do referência $\alpha'\beta'$ para *a'b'c'*
u_D	Sinal de saída do detector de fase
u_F	Sinal filtrado do detector de fase
u_{in}	Sinal de entrada (referência) do PLL
u_{out}	Sinal de saída do PLL
$v_a;v_b;v_c;v_n$	Tensões instantâneas nas fases *a,b,c,n* na carga (rede)
$v_a';v_b';v_c'$	Tensões instantâneas nas fases *a,b,c* em relação ao neutro virtual
$\overline{v}_a;\overline{v}_b;\overline{v}_c$	Solução particular para conversão do sistema $\alpha'\beta'$ para *a'b'c'*
$\tilde{v}_a,\tilde{v}_b,\tilde{v}_c$	Componentes no sistema *abc* associadas a $\tilde{v}_{d'},\tilde{v}_{q'}$
$v_{a\_fil};v_{b\_fil};v_{c\_fil}$	Tensões filtradas, sem seqüência zero, nas fases *a,b,c*
$v_{a1}^{+};v_{b1}^{+};v_{c1}^{+};$	Tensões de seqüência positiva nas fases *a,b,c* na freqüência ω
$v_{\text{carga}\_a,b,c}$	Tensões instantâneas nas cargas
$v_{c-a},v_{a-c}\ v_{b-c},v_{c-b}$ v_{a-b},v_{b-a}	Tensões instantâneas entre fases
$v_{ca};v_{cb};v_{cc}$	Tensões instantâneas de saída do conversor, fases *a,b,c*
v_{cn}	Tensões instantâneas do quarto braço do conversor
$v_{ca\_ref}\ v_{cb\_ref}$ $v_{cc\_ref}\ v_{cn\_ref}$	Tensões de referência dos moduladores das fases *a,b,c* e do quarto braço (neutro)
$v'_{ca\_ref}\ v'_{cb\_ref}$ $v'_{cc\_ref}\ v'_{cn\_ref}$	Tensão de referência dos blocos PWM com injeção de seqüência zero v_{cz_ref}
$\overline{v}_{ca\_ref}\ \overline{v}_{cb\_ref}$ $\overline{v}_{cc\_ref}\ \overline{v}_{cn\_ref}$	Tensões de referência dos moduladores das fases *a,b,c* e do quarto braço (neutro) normalizadas. (divididas por V_d)
$\overline{v}_{ca};\overline{v}_{cb};\overline{v}_{cc}$	Tensões instantâneas balanceadas de saída de conversor, fases *a,b,c*

V_{cc}	Tensão total do barramento CC ($2V_d$)
V_{cc_ref}	Referência do controlador da tensão no barramento CC
v_{cz}	Componente de seqüência zero do conversor a 3 fios
v_{cz_ref}	Tensão de seqüência zero adicionada às referências dos PWMs
$v_{cz\_ref\_ótima}$	Tensão de seqüência zero ótima adicionada às referências dos PWMs
$v_{d'}$	Tensão instantânea, eixo direto (*d'*), sistema de referência $d'q'$
v_d	Tensão instantânea, eixo direto (*d*), sistema de referência *dq0*
$\overline{v}_{d'}$	Parcela constante de $v_{d'}$
$\tilde{v}_{d'}$	Parcela oscilatória de $v_{d'}$, de valor médio nulo
$v_{PLLa}; v_{PLLb}; v_{PLLc}$	Tensões instantânea na saída do PLL, fases *a,b,c*
$v_{PLLa\perp}; v_{PLLb\perp}; v_{PLLc\perp}$	Tensões instantâneas em quadratura com a seqüência positiva da rede, na saída do PLL; fases *a,b,c*
$v_{PLLah\perp}; v_{PLLbh\perp}; v_{PLLch\perp}$	Tensões instantâneas de quadratura na saída do PLL freqüência $h\omega$, fases *a,b,c*
$v_{PLLa//}; v_{PLLb//}; v_{PLLc//}$	Tensões instantâneas em fase com a seqüência positiva da rede na saída do PLL; fases *a,b,c*
$v_{PLLah//}; v_{PLLbh//}; v_{PLLch//}$	Tensões instantâneas na saída do PLL freqüência $h\omega$, fases *a,b,c*
$v_{PLL\alpha}; v_{PLL\beta}; v_{PLL0}$	Tensão instantânea na saída do PLL, fases $\alpha, \beta, 0$
$v_{PLL\alpha\perp}; v_{PLL\beta\perp}; v_{PLL0\perp}$	Tensão instantânea em quadratura, na saída do PLL, fases $\alpha, \beta, 0$
$v_{q'}$	Componente do eixo *q'*, sistema $d'q'$ em $\Re^2$
v_q	Componente do eixo *q* sistema *dq0* em $\Re^3$
$\overline{v}_{q'}$	Parcela constante de $v_{q'}$
$\tilde{v}_{q'}$	Parcela oscilatória de $v_{q'}$, com valor médio nulo
v_z	Tensão instantânea de seqüência zero, presente nas fases *a,b,c*
v_{z1}	Tensão instantânea do componente fundamental de seqüência zero
$v_{z1//}$	Componente fundamental de v_z em fase com $v_{PLLa//}$
$v_{z1\perp}$	Componente fundamental de v_z em fase com $v_{PLLa\perp}$
v_{zh}	Tensão instantânea de seqüência zero de freqüência $h\omega$
v_0	Componente no eixo $\vec{0}$ do sistema de referência *αβ0* ($\Re^3$)
$v_{\alpha'}$ $v_{\beta'}$	Tensão instantânea nos eixos *α'* e β', sistema de referência $\alpha'\beta'$ ($\Re^2$)
v_α v_β	Tensões instantâneas nos eixos *α e β*, sistema de referência *αβ0* ($\Re^3$)
$v_{\alpha 1}^+$ $v_{\beta 1}^+$	Componentes de seqüência positiva no sistema de referência *αβ0* ($\Re^3$)
$V, \hat{V}$	Amplitude do vetor de tensão no plano
V^+	Amplitude da tensão de seqüência positiva
$\vec{V}^0$	Vetor instantâneo de tensões de seqüência zero

$V_a(s), V_b(s), V_c(s)$	Transformada de Laplace das tensões nas fases *a,b,c*
$\dot{V}_a \quad \dot{V}_b \quad \dot{V}_c$	Fasores das tensões nas fases *a,b,c* (valor de pico)
$\vec{V}_{abc}$	Vetor espacial instantâneo de tensão no sistema de referência *abc*
$V_{a\_ef}, V_{b\_ef}, V_{c\_ef}$	Valores eficazes das tensões nas fases *a,b,c*
V_{base}	Tensão de base
$\mathbf{V_c}$	Tensões geradas pelo conversor com quatro braços
$\vec{V}_{\text{carga}}$	Vetor tensão na carga
$\vec{V}_{c\_ref}$	Vetor de tensão de referências do modulador, PWM vetorial
V_d	Tensão de barramento CC
$\vec{V}_{d'q'}$	Vetor instantâneo de tensão no plano *d'q'*
$\vec{V}_{dq0}$	Vetor espacial instantâneo de tensão no sistema de referência *dq0*
V_{ef}	Valor eficaz de tensão
$V_{G2G3}(s)$	Transformada de Laplace da tensão v_{G2G3}
$\vec{V}_h$	Vetor instantâneo de tensão, de freqüência $h\omega$
V_h^+	Amplitude da tensão de seqüência positiva de freqüência $h\omega$
V_h^-	Amplitude da tensão de seqüência negativa de freqüência - $h\omega$
V_h^z	Amplitude da tensão de seqüência zero de freqüência $h\omega$
$\vec{V}_h^+$	Vetor instantâneo de tensão de seqüência positiva de freqüência $h\omega$
$\vec{V}_h^-$	Vetor instantâneo de tensão de seqüência negativa de freqüência - $h\omega$
$\overrightarrow{V_h^o}$	Vetor instantâneo de tensão de seqüência zero de freqüência $h\omega$
$V_{h\|\|}^z$	Amplitude da seqüência zero de freqüência $h\omega$ em fase com $v_{PLLah//}$
$V_{h\perp}^z$	Amplitude da seqüência zero de freqüência $h\omega$ em fase com $v_{PLLah\perp}$
$\vec{V}_{PLL\_h\perp}^+$	Vetor perpendicular de tensão de seqüência positiva de freqüência $h\omega$
$\vec{V}_{PLL\_h//}^-$	Vetor paralelo de tensão de seqüência negativa de freqüência $h\omega$
$\vec{V}_{PLL\perp}$	Vetor instantâneo de tensão PLL perpendicular a $\overrightarrow{V_1^+}$
$\vec{V}_{PLL//}$	Vetor instantâneo de tensão PLL paralelo a $\overrightarrow{V_1^+}$
$\vec{V}_{PLL\|\|}^-$	Vetor de tensão de seqüência negativa gerado a partir de $\vec{V}_{PLL//}$
$\vec{V}_{PLL\perp}^-$	Vetor de tensão de seqüência negativa gerado a partir de $\vec{V}_{PLL\perp}$
$\vec{V}_{PLL1\|\|}^0$	Vetor de tensão de seqüência zero paralelo, freqüência ω
$\vec{V}_{PLL1\perp}^0$	Vetor de tensão de seqüência zero perpendicular, freqüência ω
$\vec{V}_{ref}$	Vetor da tensão de referência do DVR
v_{tri}	Portadora triangular
$\vec{V}_x; \vec{V}_\gamma; \vec{V}_\lambda$	Vetores espaciais genéricos para conversor com 4 braços

$\vec{V}_1^+$	Vetor instantâneo de tensão de seqüência positiva de freqüência ω
$\hat{\vec{V}}_1^+$	Vetor pré falta da tensão de seqüência positiva de freqüência ω
$\vec{V}_1^-$	Vetor instantâneo de tensão de seqüência negativa de freqüência ω
$\overrightarrow{V_1^o}$	Vetor instantâneo de tensão de seqüência zero de freqüência ω
$\vec{V}_j,\ j=0,1...7$	Vetores espaciais de conversor com 4 fios 3 braços
$\vec{V}_j,\ j=0,1...15$	Vetores espaciais de conversor com 4 fios 4 braços
$\vec{V}_{j\_\alpha\beta},\ j=0,1...7$	Projeção dos vetores do conversor com 4 fios 3 braços no plano $\alpha\beta$
V_1^+	Amplitude da tensão de seqüência positiva de freqüência fundamental
V_1^-	Amplitude da tensão de seqüência negativa de freqüência fundamental
$V_{1//}^-$	Amplitude do vetor de seqüência negativa paralelo a $\vec{V}_1^+$
$V_{1\perp}^-$	Amplitude do vetor de seqüência negativa em quadratura com $\vec{V}_1^+$
$V_{1\|\|}^z$	Amplitude da fundamental da seqüência zero em fase com $v_{PLLa//}$
$V_{1\perp}^z$	Amplitude da fundamental da seqüência zero em fase com $v_{PLLa\perp}$
$\vec{V}_{\alpha\beta 0}$	Vetor espacial instantâneo de tensão no sistema de referência $\alpha\beta 0$
$\vec{V}_{\alpha\beta}$,	Projeção do vetor $\vec{V}$ (em $\Re^3$) no plano $\alpha\beta$
$\vec{V}_{\alpha'\beta'}$	Vetor instantâneo de tensão no plano $\alpha'\beta'(\Re^2)$
y_{DPF}	Saída filtrada do detector de fase
$\dot{Z}$	Impedância complexa
Z	Módulo da impedância complexa
$Z(s)$	Transformada de Laplace da Impedância
Z_{base}	Tensão de base
α	Ângulo de disparo de retificador controlado
$\alpha_1, \alpha_2\ \alpha_0\ \alpha_7$	Coeficientes da combinação convexa dos vetores no PWM vetorial
$\alpha'\beta'$	Sistema de referência estacionário, no plano ($\Re^2$)
$\alpha\beta 0$	Sistema de referência estacionário, no espaço ($\Re^3$)
$\vec{\alpha}', \vec{\beta}'$	Vetores unitários da base ortonormal $\alpha'\beta'$, no plano $(\Re^2)$
$\vec{\alpha}, \vec{\beta}, \vec{0}$	Vetores unitários da base ortonormal $\alpha\beta 0$, no espaço $\Re^3$
δ	Ângulo entre o vetor tensão de seqüência positiva da rede e o vetor de saída do PLL
$\Delta\omega$	Erro de freqüência angular do PLL
ε	Erro de fase do PLL
ε_{DP}	Erro do produto escalar do PLL
$\vec{\psi}_{a,b,c}$	Campo magnético
ϕ_h^+	Ângulo inicial da tensão de seqüência positiva de freqüência $h\omega$
ϕ_h^-	Ângulo inicial da tensão de seqüência negativa de freqüência $h\omega$
ϕ_h^0	Ângulo inicial da tensão de seqüência zero de freqüência $h\omega$

ϕ_1^+	Ângulo da tensão de seqüência positiva de freqüência fundamental
ϕ_I^-	Ângulo da tensão de seqüência negativa de freqüência fundamental
φ	Ângulo entre os vetores espaciais de corrente e tensão
φ_{s_a} φ_{s_b} φ_{s_c}	Ângulos das impedâncias nas fases *a,b,c*
$\dot{\gamma}$	Defasador de +120° ($\dot{\gamma} = e^{j2\pi/3}$)
$\lambda_{base\ menor}$	Ângulo da base menor da elipse definida pelo LG das tensões não balanceadas em sistema $\alpha'\beta'$
$\lambda_{base\ maior}$	Ângulo da base maior da elipse definida pelo LG das tensões não balanceadas em sistema $\alpha'\beta'$
θ	Ângulo entre as bases $\alpha'\beta'$ e $d'q'$
θ_0	Ângulo inicial (*t=0)* entre bases $\alpha'\beta'$ e $d'q'$
θ_{PLL}	Ângulo do vetor instantâneo das tensões de saída do PLL
θ_1^+	Ângulo do vetor instantâneo de tensões de seqüência positiva fundamental
ξ, ξ_V	Ângulo do vetor espacial instantâneo de tensão
$\xi_I(t)$	Ângulo do vetor espacial instantâneo de corrente
$\xi_{Va}; \xi_{Vb}; \xi_{Vc}$	Ângulo (fase) das tensões de fase no sistema *abc*
$\xi_{Ia}; \xi_{Ib}; \xi_{Ic}$	Ângulo (fase) das correntes de linha no sistema *abc*
$\zeta_0, \zeta_\delta, \zeta_\gamma, \zeta_\lambda, \zeta_{15}$	Coeficientes dos vetores de PWM vetorial, conversor com 4 fios, 4 braços
τ	Constante de tempo de circuito RL
ω	Velocidade angular na freqüência da rede (fundamental)
ω_{PLL}	Velocidade angular do PLL
Ω_p	Freqüência de corte do filtro passa-baixas de PLL
$\Re^3$	Espaço tridimensional
$\Re^2$	Plano bidimensional
$\vec{0}$	Vetor unitário ou eixo de tensão de seqüência zero, no espaço $\Re^3$
$\times$	Operador produto vetorial
$\bullet$	Operador produto escalar

LISTA DE FIGURAS

FIGURA	LEGENDA
Figura 2.24	Formas de onda simuladas para CPWM aplicada ao conversor com 4 fios e 4 braços, mostrando um período da portadora (T_s) com a mesma portadora triangular. Coluna (a) com valores de referência v_{ca_ref}, v_{cb_ref}, v_{cc_ref}, v_{cn_ref}; tensões na saída do conversor $v_{ca}, v_{cb}, v_{cc}, v_{cn}$, ondulações nas correntes de linha $\Delta i_a, \Delta i_b, \Delta i_c, \Delta i_n$. Coluna (b) mesmos sinais de (a), somando-se $v_{cz\_ref} < 0$ nas referências v_{ca_ref}, v_{cb_ref}, v_{cc_ref}, v_{cn_ref}.
Figura 3.1	Conversor trifásico: 3 fios 3 braços (3F3B) e carga.
Figura 3.2	Circuito equivalente do conversor trifásico: 3 fios, 3 braços (3F3B), e carga.
Figura 3.3	Conversor trifásico:, 4 fios 4 braços (4F4B), moduladores e carga.
Figura 3.4	Circuito equivalente do conversor trifásico: 4 fios 4 braços (4F4B), e carga.
Figura 3.5	Utilização de 3 controladores de corrente para o conversor com e braços, 3 fios.
Figura 3.6	Correntes de referência e correspondentes correntes na saída: caso 4F3B3C .
Figura 3.7	Espectro da corrente na fase *a* da saída do conversor: caso 4F3B3C .
Figura 3.8	Correntes de referência e correspondentes correntes na saída do conversor: caso 3F3B3C.
Figura 3.9	Espectro da corrente na fase *a* da saída do conversor: caso 3F3B3C.
Figura 3.10	Correntes de referência e correspondentes correntes na saída do conversor: caso 3F3B3C com erro de ganho nos sensores de corrente (fases *a*(1,02), *b*(0,98) , e *c*(0.98).
Figura 3.11	Sinais de referência dos moduladores PWM e tensões de saída do conversor com relação ao ponto G_1.
Figura 3.12	Correntes de referência e correspondentes correntes na saída do conversor: caso 3F3B3C com erro de ganho nos sensores de corrente (fases *a*(1,02), *b*(0,98) , e *c*(0.98). Com anti-windup.
Figura 3.13	Sinais de referência dos moduladores PWM e tensões de saída do conversor com relação ao ponto G_1.
Figura 3.14	Correntes de referência e correspondentes correntes na saída do conversor: caso 3F3B3C com erro de offset de 0,01pu no sensor de corrente da fase *c*.
Figura 3.15	Utilização de 2 controladores de corrente para o conversor com 3 fios, 3 braços, 2 controladores (3F3B2C), impondo $v_{cc\_ref} = 0$.
Figura 3.16	Em preto: vetores sintetizáveis com conversor com três braços; em cinza: idem impondo $v_{cc\_ref} = 0$. ($V_d = 1$)
Figura 3.17	Utilização de 2 controladores de corrente para o conversor com 3 braços, 3 fios (3B3F2C), impondo $v_{cc\_ref} = 0$ seguido da injeção de v_{cz_ref} aos 3 sinais de referência dos PWMs.
Figura 3.18	Correntes de linha e as de referência para o caso 3F3B2C, com injeção de seqüência zero ótima (eq. 3.10).
Figura 3.19	Espectro da corrente na fase *a* do conversor 3F3B2C com injeção de seqüência zero ótima às 3 referências dos PWMs.
Figura 3.20	Sinais de saída dos controladores v_{ca_ref}, v_{cb_ref}, e $v_{cc\_ref} = 0$.
Figura 3.21	Sinal de seqüência zero ótima $v_{cz\_ref\_ótima}$ que é injetado aos sinais de referência dos 3 blocos PWM .
Figura 3.22	Novas tensões de referência $v'_{ca\_ref}, v'_{ca\_ref}, v'_{ca\_ref}$, com injeção de $v_{cz\_ref\_ótima}$.
Figura 3.23	Correntes de linha (reais) e de referência para o caso 3F 3B2C, com injeção de seqüência zero ótima (eq. 3.10)- erro de offset (+10%) no sensor da fase *a* e ganho (1,1) no da fase *b* .

FIGURA	LEGENDA
Figura 3.24	Tensões de referência $v'_{ca\_ref}, v'_{cb\_ref}, v'_{cc\_ref}$, com injeção de $v_{cz\_ref\_ótima}$ e erros de offset (+10%) no sensor da fase *a* e ganho (1,1) no da fase *b* .
Figura 3.25	Utilização de 3 controladores de corrente para o conversor com 4 fios e 4 braços, (4F4B3C), impondo $v_{cn\_ref} = 0$, e injetando v_{cz_ref} aos 4 sinais de referências dos blocos PWM.
Figura 3.26	Correntes de linha e de referência para o caso 4F4B3C, (correntes de referência com seqüência zero de 0,2pu, e positiva de 0,8pu- 60Hz.
Figura 3.27	Tensões de referência $v'_{ca\_ref}, v'_{cb\_ref}, v'_{cc\_ref}, v'_{cn\_ref}$, com adição de v_{cz_ref} .
Figura 3.28	Correntes de linha e neutro e de referência para o caso 4F4B3C, onde as referências das correntes de fase contêm sinal superposto de seqüência zero de 0,2pu, 180Hz.
Figura 3.29	Tensões de referência $v'_{ca\_ref}, v'_{cb\_ref}, v'_{cc\_ref}, v'_{cn\_ref}$, com adição de corrente de referência de seqüência zero de amplitude 0,2pu, 180 Hz.
Figura 4.1	(a) PLL: diagrama de blocos típico (b) PLL: representação como sistema de controle.
Figura 4.2	PLL Trifásico no sistema abc .
Figura 4.3	PLL Trifásico no sistema $\alpha\beta 0$.
Figura 4.4	PLL Trifásico no sistema $dq0$.
Figura 4.5	Vetor $\vec{\mathbf{V}}$ no espaço $\Re^3$ e bases $\alpha\beta 0$ e abc .
Figura 4.6	Vetores $\vec{V}_{PLL}$ e $\vec{V}$ (decomposto em $\vec{V}_{\alpha\beta}, \vec{V}_1^+, \vec{V}_1^-, \vec{V}_h^+, \vec{V}_h^-, \vec{V}^0$).
Figura 4.7	Condições de travamento do PLL: a) travado. b) atrasado, c) adiantado, d) pontos de equilíbrio.
Figura 4.8	Obtenção de $\vec{V}_{PLL\parallel}$ em fase com $\vec{V}_1^+$.
Figura 4.9	Relação entre os sistemas abc , $\alpha\beta 0$ e $dq0$, e os vetores $\vec{V}$ e $\vec{V}_{PLL}$.
Figura 4.10	Condições de travamento do PLL no sistema *dq0*: (A) Sistema de coordenadas; (B) travamento com v_d ; (C) travamento com v_q ; (D) travamento com v_q (realimentação positiva).
Figura 4.11	Caso A simulação- Tensão na rede e sinal de PLL, Superior - Fase *a* (v_a e v_{PLLa}); Inferior - Fase *c* – (v_b e v_{PLLb})
Figura 4.12	. Caso B- simulação- Tensão na rede e sinal de PLL, Superior - Fase *a* (v_a e v_{PLLa}); Inferior - Fase *c* – (v_b e v_{PLLb}).
Figura 4.13	. Caso A- Experimental- Tensão na rede e sinal de PLL, Superior - Fase *a* (v_a e v_{PLLa}); Inferior - Fase *b* – (v_b e v_{PLLb}) - Escalas: 5ms/div, 1V/div.
Figura 4.14	. - Caso B- Experimental- Tensão na rede e sinal de PLL, Superior - Fase *a* (v_a e v_{PLLa}); Inferior - Fase *b* – (v_b e v_{PLLb}) - Escalas: 5ms, 1V/div.
Figura 5.1	Projeção do vetor de entrada do PLL $\vec{V}$ no plano $\alpha\beta$ ($\vec{V}_{\alpha\beta}$); vetores de saída do PLL ($\vec{V}_{PLL\perp}$ e $\vec{V}_{PLL\parallel}$); e vetor $\vec{V}_1^+$.
Figura 5.2	Representação gráfica unifilar do bloco PLL com entrada $\vec{V}$ e saídas $\vec{V}_{PLL\parallel}$ e $\vec{V}_{PLL\perp}$.
Figura 5.3	Algoritmo para o cálculo das tensões instantâneas de seqüência positiva da rede $\vec{V}_1^+$.

FIGURA	LEGENDA
Figura 5.4	Obtenção dos vetores de seqüência negativa $\vec{V}^{-}_{PLL\parallel}$ e $\vec{V}^{-}_{PLL\perp}$ a partir da troca das coordenadas *b* e *c* dos vetores $\vec{V}_{PLL\parallel}$ e $\vec{V}_{PLL\perp}$.
Figura 5.5	Vetores $\vec{V};\vec{V}^{+}_{1}$, $\vec{V}^{-}_{1}$, $\vec{V}_{PLL\parallel}$, $\vec{V}^{-}_{PLL\parallel}$ e $\vec{V}^{-}_{PLL\perp}$ no plano $\alpha\beta$ para o instante em que $\vec{V}^{+}_{1}$, $\vec{V}_{PLL\parallel}$ e $\vec{V}^{-}_{PLL\parallel}$ estão alinhados com o eixo $\vec{\alpha}$.
Figura 5.6	Diagrama de blocos do método de extração da seqüência negativa da fundamental baseado em produtos escalares.
Figura 5.7	Vetores $\vec{V};\vec{V}^{+}_{1}$, $\vec{V}^{+}_{h}$, $\vec{V}_{PLL\parallel}$, $\vec{V}^{+}_{PLL\,h\parallel}$ e $\vec{V}^{+}_{PLL\,h\perp}$ no plano $\alpha\beta$.
Figura 5.8	Diagrama de blocos do método de extração de harmônicos de ordem *h* de seqüência positiva baseado em produtos escalares.
Figura 5.9	Vetores $\vec{V}_{\alpha\beta};\vec{V}^{+}_{1}$, $\vec{V}^{-}_{h}$, $\vec{V}_{PLL\parallel}$, $\vec{V}^{-}_{PLL\,h\parallel}$ e $\vec{V}^{-}_{PLL\,h\perp}$ no plano $\alpha\beta$.
Figura 5.10	Diagrama de blocos do método de extração de harmônicos de ordem *h* de seqüência negativa baseado em produtos escalares.
Figura 5.11	Vetores de seqüência zero $\vec{V}^{0}$ e $\vec{V}^{0}_{PLL\,1\parallel}$.
Figura 5.12	Diagrama de blocos do método de extração da fundamental do componente de seqüência zero da tensão v_{z1}.
Figura 5.13	Diagrama de blocos do método de extração do componente de seqüência zero de freqüência $h\omega$ (v_{zh}) das tensões de fase $\vec{V}$.
Figura 6.1	Carga linear e equilibrada com inserção de carga reativa.
Figura 6.2	Tensões de fase e correntes de linha na carga.
Figura 6.3	Tensões de fase e correntes de linha na carga para carga linear desequilibrada com reativos.
Figura 6.4	Tensões e correntes de fase para retificador trifásico, com ângulo de disparo assumindo os valores 2º , 40º (t=0,4333s) e 2º (t=0,4667s).
Figura 6.5	Tensões de fase e correntes de linha em carga desequilibrada, com reativos, conectada em delta.
Figura 6.6	Diagrama de blocos do sistema rede- compensador- carga.
Figura 6.7	Vetores $\vec{V}_{PLL\_\parallel}$, $\vec{V}_{PLL\_\perp}$, $\vec{I}_{\alpha\beta}$, $\vec{I}_{1}^{+}$, e as projeções de $\vec{I}_{1}^{+}$ nos eixos $\vec{V}^{+}_{PLL\_\parallel}$ e $\vec{V}^{-}_{PLL\_\perp}$.
Figura 6.8	Diagrama de blocos do algoritmo de cálculo de $\vec{I}^{+}_{1\perp}$ a partir de $\vec{V}$ e $\vec{I}$.
Figura 6.9	Malha de controle da tensão $V_{cc}(t)$.
Figura 6.10	Tensões de fase e correntes de linha na rede após a compensação dos componentes reativos da fundamental.
Figura 6.11	Saída do produto escalar $pe = 2/3\,(\vec{I}\bullet\vec{V}_{PLL\perp})$ e do seu valor filtrado por filtra passa baixa de média móvel $I_p = I_{1\perp}$.
Figura 6.12	Tensões de fase e correntes de linha na rede após a compensação dos componentes reativos da fundamental.
Figura 6.13	Saída do produto escalar $pe = 2/3\,(\vec{I}\bullet\vec{V}_{PLL\perp})$ e do seu valor filtrado por filtra passa baixa de média móvel $I_p = I_{1\perp}$.
Figura 6.14	Vetores $\vec{V}$ e $\vec{I}$ decomposto nos vetores de seqüência positiva e negativa.
Figura 6.15	Tensões de fase e correntes de linha na rede após a compensação dos componentes reativos da fundamental.
Figura 6.16	Saída do produto escalar $pe = 2/3\,(\vec{I}\bullet\vec{V}_{PLL\perp})$ e do seu valor filtrado por filtra passa baixa de média móvel $I_p = I_{1\perp}$.

FIGURA	LEGENDA
Figura A.8.	Notação complexa de um vetor espacial $\vec{V}$ no plano *d'q'*.
Figura A.9.	Conjunto de tensões de seqüência positiva de amplitude unitária.
Figura A.10.	Lugar Geométrico do vetor correspondente a um terno de tensões de seqüência positiva de amplitude unitária.
Figura A.11.	Vetor de Seqüência Positiva no plano *d'q'*: a) h arbitrário , b) h=1 .
Figura A.12.	Lugar Geométrico do vetor correspondente a um terno de tensões de seqüência negativa de amplitude unitária.
Figura A.13.	Vetor de Seqüência Negativa no plano *d'q'*: a) h arbitrário , b) h=1.
Figura A.14.	Lugar geométrico de $\vec{V}_h$ para tensões desequilibradas (figura elaborada com $V_h^- = V_h^+ / 2$, $\phi_h^+ = +90^o, \phi_h^- = +30^o$).
Figura A.15.	Caminhamento passo a passo do vetor $\vec{V}_h$, resultante dos vetores $\vec{V}_h^+$ e $\vec{V}_h^-$. (figura elaborada com $V_h^- = V_h^+ / 2$, $\phi_h^+ = +90^o, \phi_h^- = +30^o$).
Figura A.16.	LG do Vetor Espacial da Corrente de Carga monofásica conectada entre as fases *a* e *b*.
Figura A.17.	LG do Vetor Espacial de um terno de tensões desequilibradas no plano $d'q'$.
Figura A.18.	Contribuição dos vetores $\vec{V}_1^+; \vec{V}_1^-; \vec{V}_h^+; \vec{V}_h^- (h = 2,3,4...\infty)$ no plano $a'\beta'$.
Figura A.19.	Contribuição dos vetores $\vec{V}_1^+; \vec{V}_1^-; \vec{V}_h^+; \vec{V}_h^- (h = 2,3,4...\infty)$ no plano $d'q'$.
Figura A.20.	Aplicação dos vetores espaciais em filtro para obtenção da seqüência positiva em tempo real.
Figura A.21.	Vetor no sistema abc - espaço $\Re^3$.
Figura A.22.	Lugar Geométrico para componentes de seqüência zero.
Figura A.23.	Plano que define o Lugar Geométrico dos vetores com seqüência zero nula.
Figura A.24.	Sistemas de coordenadas abc e $\alpha\beta 0$ no espaço $\Re^3$.
Figura A.25.	Definição do sistema de coordenadas girante $dq0$.
Figura B.1	Carga trifásica em estrela sem neutro.
Figura B.2	Vetores espaciais da tensão e corrente no plano $\alpha'\beta'$.
Figura B.3	Vetores espaciais da tensão e corrente no plano $d'q'$.
Figura B.4	Efeito da injeção de seqüência zero às tensões em $p(t)$.
Figura B.5	Decomposição do fasor $\dot{I}$ em $I_{\parallel ef}$ e $\vec{I}_{\perp ef}$.
Figura B.6	Decomposição do vetor $\vec{I}$ em $\vec{I}_{\parallel}$ e $\vec{I}_{\perp}$.
Figura B.7	Vetores $\vec{V}$ e $\vec{I}$ para tensões e correntes equilibradas de seqüência positiva no plano $\alpha'\beta'$.
Figura B.8	Vetores $\vec{V}$ e $\vec{I}$ para tensões equilibradas de seqüência positiva e correntes desequilibradas.
Figura B.9	Vetores $\vec{V}$ e $\vec{I}$ para tensões equilibradas de seqüência positiva e correntes com harmônicos de seqüências positiva e negativa.
Figura B.10	Locação dos compensadores de perturbações.
Figura B.11	Vetores $\vec{V}, \vec{I}, \vec{I}_{\parallel}, \vec{I}_{\perp}$ e $\vec{q}$ no espaço $\Re^3$.

LISTA DE TABELAS

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO

Este texto mostra de forma consistente parte do trabalho do autor nos últimos 20 anos, como pesquisador da área de Eletrônica de Potência, focando no controle de condicionadores de energia e de compensadores de perturbações. Inclui a modelagem, a análise, e a discussão da implementação:

a- de estratégias de modulação em largura de pulso (PWM);
b- das malhas de rastreamento da corrente e da tensão;
c- dos algoritmos para a geração dos sinais de referência e de sincronismo para as malhas básicas dos conversores auto-comutados, conectados à rede CA.

Com exceção do conteúdo dos capítulos 5 e 6, que não foi publicado até o depósito deste exemplar, os capítulos de 2 a 4 reapresentam de forma unificada trabalhos previamente publicados em artigos, dissertações e teses do autor e seus colaboradores, que são listados no item R.2 (das Referências Bibliográficas). O Apêndice A apresenta de forma abrangente a teoria de vetores espaciais, necessária para a análise geométrica dos conversores e de suas estratégias de sincronismo e controle. O Apêndice B apresenta uma análise geométrica da teoria da potência instantânea, também empregada ao longo do texto.

Este trabalho é o resultado da permanente insatisfação do autor com soluções consagradas, e da constante busca por uma melhor compreensão dos fenômenos envolvidos na área de Eletrônica de Potência. Insatisfação, por exemplo, por não conseguir compreender inteiramente a teoria da potência instantânea, nem o porquê da necessidade das transformações de coordenadas. Insatisfação por aprender que a estratégia de PWM baseada em vetores espaciais apresenta bom desempenho, mas considerá-la complexa. Insatisfação por aprender que malhas de controle de rastreamento e de sincronismo devem ser implementadas no sistema *dq*. A falta de literatura específica, bem como a necessidade de conduzir seus projetos de pesquisa e de ensino, levaram o autor a trabalhar no sentido de procurar os pontos comuns entre os vários pontos de vista, sempre tentando obter uma visão unificada do assunto. O desconhecimento inicial e o preconceito do autor com relação aos vetores espaciais, associados ao desempenho dos processadores há 20 anos, levaram o autor a buscar soluções que não envolvessem mudanças de sistemas de coordenadas.

Com o passar do tempo, a melhor compreensão dos vetores espaciais, e sua aplicação à analise geométrica dos sistemas conversores trifásicos levaram o autor a:

a- um melhor entendimento das teorias que definem potência instantânea;

b- uma melhor compreensão do funcionamento dos conversores;

c- pensar a estratégia de controle em termos de vetores espaciais, e implementá-la no sistema *abc,* sem transformações de coordenadas.

Tendo como ponto central deste trabalho a implementação dos controladores para condicionadores de energia e compensadores de perturbações no sistema *abc*, que tem sido aplicada na maioria dos projetos de pesquisa e de desenvolvimento nos quais o autor se envolveu, este texto tem a seguinte estrutura:

- Capítulo 2: Discute estratégias de geração de PWM para conversores trifásicos do tipo fonte de tensão (VSC) abordando:

- o PWM vetorial (SVPWM) para conversores com três e quatro braços;
- a comparação do SVPWM com o PWM com portadora triangular (CPWM);
- a possibilidade de se obter o mesmo comportamento, e conseqüentemente o mesmo desempenho do SVPWM, ao se utilizar o CPWM com injeção de sinal de seqüência zero otimizada às referências dos moduladores.

- Capítulo 3- Discute malhas de rastreamento de corrente abordando:

- a implementação no sistema *abc*;
- a utilização de dois controladores para o sistema com F=3 fios e três para sistemas com F=4 fios;
- a operação conjunta de F-1 (F=número de fios) controladores e do PWM com injeção de seqüência zero do capítulo 2.

- Capítulo 4- Discute o bloco de sincronismo (phase locked loop- PLL), que é a célula básica das estratégias de cálculo das referências dos compensadores de perturbações dos capítulos 5 e 6, incluindo:

- uma discussão do PLL trifásico que sincroniza com as tensões de seqüência positiva da rede;
- uma explicação unificada para diversos PLLs trifásicos existentes na literatura;
- uma explicação gráfica da operação do PLL baseada em produto escalar de vetores.

- Capítulo 5 – Discute estratégias de detecção de perturbações baseadas no produto escalar de vetores, abordando:

- o cálculo instantâneo do componente de seqüência positiva, na freqüência fundamental;
- o cálculo instantâneo do componente de seqüência negativa, na freqüência fundamental;
- o cálculo instantâneo dos harmônicos de seqüência positiva, negativa e zero;

- Capítulo 6 – Aplica as estratégias do capítulo 5 para diversos compensadores de perturbação, que podem ser integralmente implementados no sistema *abc* usando: o PLL do capítulo 4; as malhas de controle do item 3, e a estratégia de PWM com injeção de seqüência zero do item 2. Diversas estratégias de compensação são discutidas, verificando-se seu desempenho para diversas cargas, via simulação numérica. Sempre que possível comparam-se as estratégias de cálculo do sinal de referência propostas com as baseadas em vetores espaciais e na teoria pq. São discutidos:

- um compensador de reativos de freqüência fundamental;
- um compensador de reativos, desequilíbrios e harmônicos das correntes de carga;
- um compensador de seqüência negativa de freqüência fundamental;
- um compensador de seqüência negativa e reativos de freqüência fundamental;
- um compensador de seqüência negativa, seqüência zero e reativos de freqüência fundamental;
- um compensador de harmônicos específicos;
- um compensador de afundamentos, desequilíbrios e harmônicos das tensões da rede – Restaurador Dinâmico de Tensão- (dynamic voltage restorer - DVR).

Para dar apoio à compreensão deste texto e uniformizar a notação adotada, foram incluídos três apêndices. O prévio conhecimento da teoria dos vetores espaciais, suas propriedades e operações são essenciais para o entendimento da interpretação geométrica feita neste trabalho para o funcionamento: do modulador PWM; das malhas básicas de controle; do sistema de sincronismo e dos algoritmos de cálculo dos sinais de referência discutidos. É importante frisar que, apesar da importância dos vetores espaciais para a análise do conversor e dos blocos do seu controlador, este trabalho sempre enfatiza a possibilidade da sua implementação diretamente no sistema *abc*, sem transformações de coordenadas.

O Apêndice A apresenta a teoria de vetores espaciais de forma unificada, abordando:

- os vetores no plano e no espaço;
- as notações vetorial e complexa, e as operações com os vetores;
- os sistemas fixo e girante;
- a análise do Lugar Geométrico (LG) percorrido pelo vetor, para diversos tipos de perturbações;
- a aplicação dos vetores espaciais em compensadores de perturbações.

O Apêndice A é de leitura obrigatória para o leitor não habituado à teoria dos vetores espaciais. Ao leitor com familiaridade no assunto recomenda-se atenção:

- à distinção feita entre vetores em $\Re^2$, no plano (sistemas *a'b'c', α'β'* e *d'q'*), e vetores no espaço $\Re^3$ (sistemas *abc, αβ0 e dq0*);
- à notação empregada;
- à distinção entre as notações vetorial e complexa (para vetores no plano)

O Apêndice B resgata os conceitos da teoria da potência instantânea (teoria pq) utilizada neste texto, enfatizando sua interpretação geométrica, baseada nos vetores espaciais. Dá-se importância para o cálculo das potências ativa e reativa instantâneas a partir das tensões e correntes medidas, sem transformações de coordenadas. Os Apêndices A e B contêm itens dedicados à aplicação das teorias de vetores espaciais e da teoria pq para o cálculo dos sinais de referência de compensadores de perturbações. Estas estratégias são comparadas às propostas nos itens 5 e 6, que são baseadas no produto escalar de vetores.

O Apêndice B aborda:

- a definição de potências ativa e reativa instantâneas;
- uma interpretação geométrica para *p(t)* e *q(t);*
- a contribuição das diversas perturbações nas correntes e tensões em *p(t)* e *q(t);*
- a invariância de *p* e *q* com os sistemas de coordenadas;
- o cálculo de *p* e *q* no sistema *abc* através de produtos escalares e vetoriais;
- a utilização da teoria pq para a obtenção dos sinais de referência dos compensadores de perturbações.

O Apêndice C faz considerações sobre o uso de valores por unidade (pu) para grandezas instantâneas.

Além das Referências Bibliográficas de outros autores (item R.1), inclui-se uma segunda relação (item R.2) com os artigos, teses e dissertações do autor e seus colaboradores, que são indexadas seguindo a mesma convenção estabelecida no Memorial apresentado juntamente com este texto à Escola Politécnica da USP, para a obtenção do título de Livre Docente em Engenharia Elétrica. Adotam-se uma letra e um número seqüencial. A letra indica: dissertações de mestrado (prefixo m), teses de doutorado (prefixo d), artigos em periódicos (prefixo p) , artigos em conferências e congressos (prefixo c) . Todos os artigos, dissertações e teses em co-autoria estão listados no item R.2 das Referências Bibliográficas e estão disponíveis à banca, em papel e em formato eletrônico (DVD anexado ao Memorial).

2. ANÁLISE DO CONVERSOR VSC TRIFÁSICO A 3 E 4 FIOS, E DISCUSSÃO DE ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSO

Analisam-se os moduladores PWM escalar com portadora triangular (CPWM) e vetorial (SVPWM) para sistemas a 3 e 4 fios. Mostra-se que o CPWM com injeção de sinal de seqüência zero às referências dos moduladores tem comportamento idêntico ao SVPWM.

O principal objetivo deste capítulo é discutir estratégias de modulação em largura de pulso (PWM) para conversores com 3 e 4 fios, com 3 ou 4 braços, implementadas no sistema *abc*. Citam-se também os trabalhos realizados pelo autor e seus colaboradores para conversores do tipo fonte de corrente (CSC) e para multiconversores. Discutem-se os méritos das estratégias de PWM do tipo vetorial, conhecidas por produzirem menores valores de ondulação nas correntes de linha, e por oferecerem maiores amplitudes nas tensões do lado CA (para o mesmo barramento CC). Mostra-se que, o mesmo comportamento de um PWM vetorial, pode ser conseguido através do "PWM com portadora triangular (CPWM)" associado à injeção de seqüência zero às referências do modulador. Apesar da relevância da utilização de vetores espaciais na análise das diversas estratégias, este capítulo tem como meta a implementação do modulador PWM no sistema abc, sem transformações de coordenadas. Conseguem-se assim estratégias computacionalmente simples e eficientes, quando utilizadas com os moduladores PWM disponíveis em DSPs e microcontroladores dedicados a aplicações em eletrônica de potência. Os artigos, teses e dissertações do autor e seus colaboradores são distinguidas das demais, indexado-as seguindo a mesma convenção estabelecida no Memorial, ou seja, um letra e um número seqüencial. A letra indica: dissertações de mestrado (prefixo m), teses de doutorado (prefixo d), artigos em periódicos (prefixo p) , artigos em conferências e congressos (prefixo c) .

2.1 <u>Conversor VSC trifásico a 3 fios</u>

Este item é uma transcrição dos artigos c48 e c13. Apresenta-se neste item a decomposição do modelo de conversor, baseado em três fontes de tensão ideais em componentes de seqüência zero e balanceadas. Mostrando que o primeiro não injeta correntes, analisa-se o efeito da injeção de seqüência zero v_{z_ref} aos sinais de referência dos

moduladores PWM baseados em portadora triangular (CPWM-carrier PWM). Discute-se qual o valor de v_{z_ref} que minimiza a ondulação de corrente, e enfatiza-se que esta estratégia bastante simples fornece resultados idênticos ao do PWM vetorial (Space Vector PWM-SVPWM), descrito entre outros por (Buso et al., 2006), (Broeck et al, 1998), (Holmes, Lipo, 2003).

2.1.1 Modelo do conversor trifásico VSC a 3 fios

A figura 2.1 apresenta o conversor trifásico, do tipo VSC, a três fios.

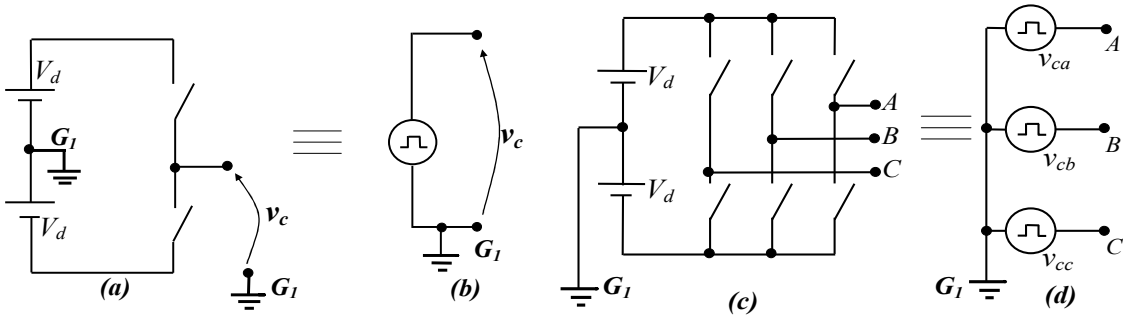

Figura 2.1: (a) conversor meia ponte; (c) conversor trifásico a três fios; (b,d): representação das figuras a e b como fontes de tensão ideais.

O conversor meia ponte (half-bridge: HB) com fonte CC simétrica da figura 2.1a pode ser modelado instantaneamente como uma fonte de tensão ideal de dois níveis ($\pm V_d$), mostrada na figura 2.1b. Assim, um conversor trifásico a três fios (fig. 2.1c) pode ser modelado como três fontes de tensão conectadas em estrela com ponto comum G1 (fig. 2.1d).

A figura 2.2 mostra uma carga equilibrada genérica conectada ao conversor trifásico a 3 fios, sem conexão entre os pontos G1 e G2. Como a saída de cada conversor (v_{ca}, v_{cb}, v_{cc}) só pode produzir dois níveis de tensão ($+V_d$ ou $-V_d$), a soma instantânea das três tensões de saída não é nula ($v_{ca}(t) + v_{cb}(t) + v_{cc}(t) \neq 0$). Desta forma não se podem interligar os pontos G1 e G2 para efeito de cálculo das correntes de linha $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$.

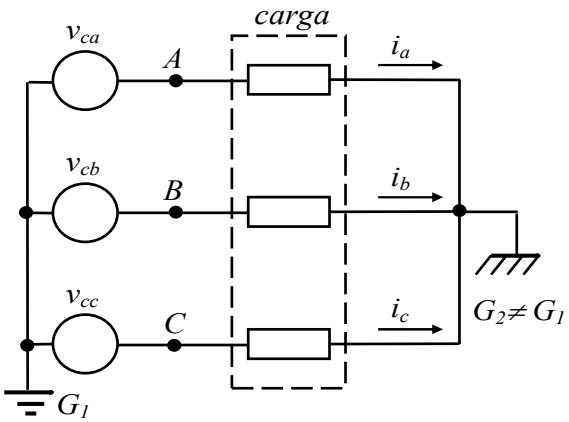

Figura 2.2 Modelo de conversor trifásico com 3 fios conectado a carga equilibrada.

Apresenta-se a seguir uma solução para o cálculo das tensões nas cargas, e conseqüentemente $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$, baseada na manipulação do circuito equivalente. A partir da eq. A.11, define-se inicialmente a tensão instantânea de seqüência zero $v_{cz}(t)$ do conversor por:

$$v_{cz}(t) = \frac{v_{ca}(t) + v_{cb}(t) + v_{cc}(t)}{3} \tag{2.1}$$

Definem-se as novas tensões $\overline{v}_{ca}(t)$, $\overline{v}_{cb}(t)$ e $\overline{v}_{cc}(t)$ por:

$$\begin{cases} \overline{v}_{ca}(t) = v_{ca} - v_0 \\ \overline{v}_{cb}(t) = v_{cb} - v_0 \\ \overline{v}_{cc}(t) = v_{cc} - v_0 \end{cases} \tag{2.2}$$

O circuito da figura 2.2 pode ser redesenhado, obtendo-se o da figura 2.3.

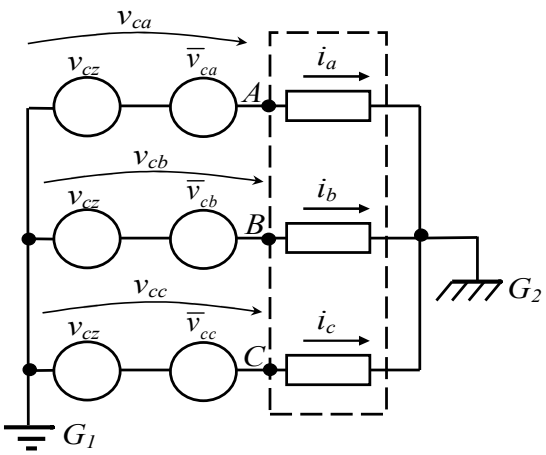

Figura 2.3 Decomposição das tensões do conversor em componentes de seqüência zero e balanceadas.

Verifica-se pela eq. 2.3 que a soma instantânea das tensões $\bar{v}_{ca}(t)$, $\bar{v}_{cb}(t)$ e $\bar{v}_{cc}(t)$, aqui denominadas de componentes balanceadas, é nula.

$$\bar{v}_{ca}(t)+\bar{v}_{cb}(t)+\bar{v}_{cc}(t)=\left(v_{ca}(t)-v_{cz}(t)\right)+\left(v_{cb}(t)-v_{cz}(t)\right)+\left(v_{cc}(t)-v_{cz}(t)\right)=0 \qquad (2.3)$$

Aplicando-se o teorema do deslocamento das fontes[1] ao circuito da figura 2.3, deslocam-se as três fontes $v_{cz}(t)$, obtendo-se a figura 2.4, com apenas uma fonte $v_{cz}(t)$ e com o novo nó G3.

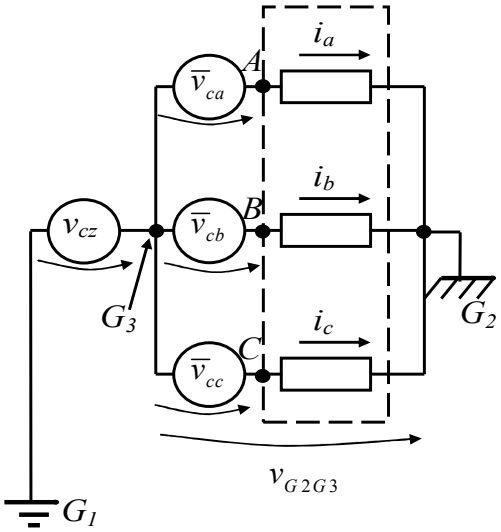

Figura 2.4 Decomposição em seqüências zero e balanceada.

Aplicando-se a "lei dos nós" ao ponto G2 (no domínio da freqüência para maior generalidade), obtém-se:

$$\begin{aligned}
&I_a(s)+I_b(s)+I_c(s)=0= \\
&=\frac{\bar{V}_{ca}(s)-V_{G2G3}(s)}{Z(s)}+\frac{\bar{V}_{cb}(s)-V_{G2G3}(s)}{Z(s)}+\frac{\bar{V}_{cc}(s)-V_{G2G3}(s)}{Z(s)}=0 \\
&=\underbrace{\bar{V}_{ca}(s)+\bar{V}_{cb}(s)+\bar{V}_{cc}(s)}_{0}-3V_{G2G3}(s)=0 \qquad \Rightarrow \quad \boxed{V_{G2G3}=0}
\end{aligned} \qquad (2.4)$$

Conclui-se que $v_{G2G3}=0$, permitindo que G2 e G3 sejam interligados para o cálculo das correntes. Em outras palavras, as tensões nas três cargas são respectivamente $\bar{v}_{ca}(t)$, $\bar{v}_{cb}(t)$ e $\bar{v}_{cc}(t)$, ou seja, elas correspondem às parcelas das tensões do conversor, responsáveis

[1] Segundo (Burian, Lyra, 2006) este teorema é chamado de "teorema de Blaskeley" e é descrito no artigo (Blaskeley, 1894).

pela imposição das correntes de linha. O componente de tensão de seqüência zero v_{cz} não impõe corrente.

2.1.2 Comportamento do conversor com PWM baseado em portadora triangular

A figura 2.5 mostra o emprego do PWM com portadora triangular para o conversor trifásico a 3 fios. Mostra-se o filtro indutivo e a carga modelada por três fontes de tensão ideais.

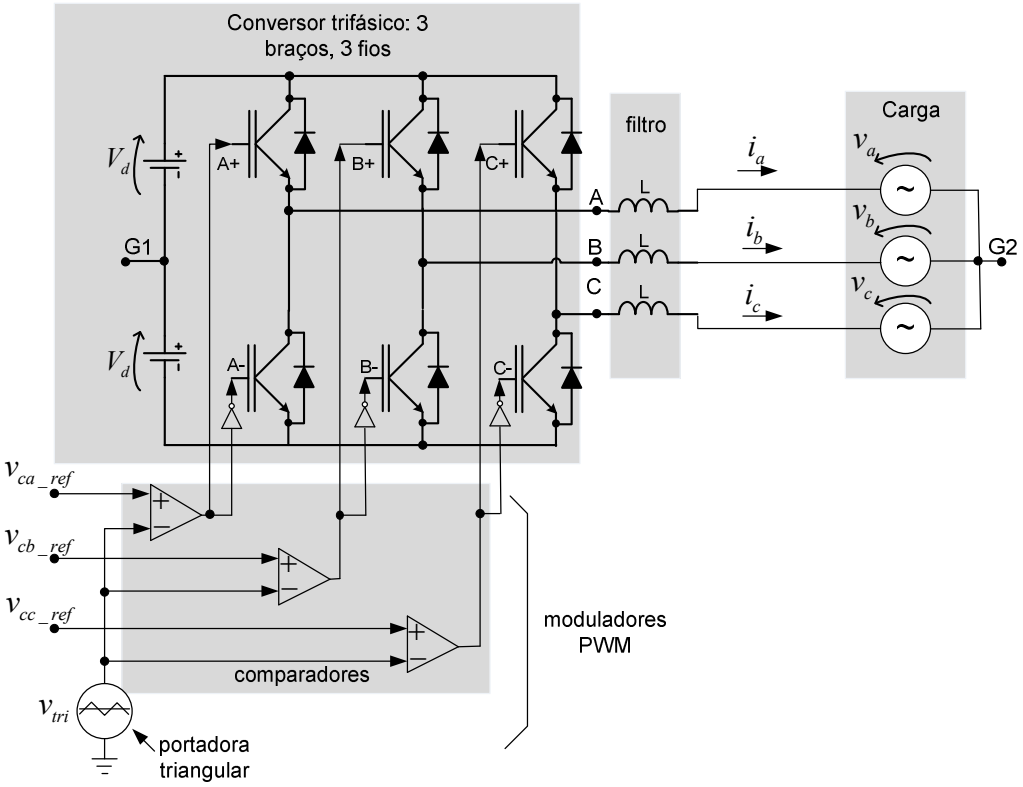

Figura 2.5 Conversor trifásico com 3 braços , PWM escalar (CPWM), filtro indutivo e carga.

A utilização de portadora única produz menor ondulação de corrente, devido ao fato do harmônico das tensões de saída do conversor na freqüência de chaveamento, que é o de maior amplitude, se tornar componente de seqüência zero, não impondo corrente. (Grant, Barton, 1980).

A figura 2.6a mostra um ciclo de chaveamento das formas de onda abaixo listadas, para $V_d = 1pu$ [2], $v_{ca\_ref} + v_{cb\_ref} + v_{cc\_ref} = 0$:

- portadora triangular v_{tri} com amplitude $V_d = 1pu$;
- sinais de referência dos moduladores: v_{ca_ref} ; v_{cb_ref} ; v_{cc_ref} , considerados constantes durante um período de portadora;
- componente de tensão de seqüência zero do conversor: $v_{cz}(t)$
- tensões de saída do conversor: $v_{ca}(t)$; $v_{cb}(t)$; $v_{cc}(t)$
- componentes de tensões balanceadas: $\overline{v}_{ca}(t)$, $\overline{v}_{cb}(t)$ e $\overline{v}_{cc}(t)$
- ondulações nas correntes de fase : Δi_a; Δi_b; Δi_c [3].

Na figura 2.6a verifica-se que:

a- enquanto as tensões de saída do conversor têm dois níveis ($\pm V_d$), as tensões nas cargas $\overline{v}_{ca}(t)$, $\overline{v}_{cb}(t)$ e $\overline{v}_{cc}(t)$ possuem cinco níveis de quantização ($0, \pm\frac{2V_d}{3}, \pm\frac{4V_d}{3}$), produzindo correntes com conteúdo harmônico menor que no caso monofásico;

Segundo a equação 2.5c, a excursão da corrente aumenta com t_k .

b- durante o intervalo t_k $(k = 0,1,2,7)$ (figura 2.6a), a parcela da tensão aplicada ao indutor de filtro de valor $L(\Delta v_{\Lambda\_k})$, que é responsável pela ondulação de corrente, é dada pela eq. 2.5a. Assim, a tensão Δv_{Λ_k} é igual à tensão instantânea aplicada à carga pelo conversor ($\overline{v}_{c\Lambda\_k}$) menos o seu valor médio, que corresponde à tensão de referência correspondente ($v_{c\Lambda\_k\_ref}$). A derivada da ondulação das correntes é dada pela eq. 2.5b, e a excursão da ondulação de corrente pela eq. 2.5c. Segundo a equação 2.5c, a excursão da corrente aumenta com t_k .

$$\Delta v_{\Lambda\_k} = \overline{v}_{c\Lambda\_k} - v_{c\Lambda\_k\_ref} \quad (k = 0,1,2,7;\ \Lambda = a,b,c) \tag{2.5a}$$

$$\frac{d\Delta i_{\Lambda\_k}}{dt} = \frac{\overline{v}_{c\Lambda\_k} - v_{c\Lambda\_k\_ref}}{L} \tag{2.5b}$$

[2] Considerações sobre valores em pu instantâneos são feitas no Apêndice C.

[3] Para o cálculo das ondulações nas correntes consideram-se: $L = 1\text{H}$, $T_s = 1\text{s}$, e a tensão em cada carga como sendo constante com valor igual ao da tensão de referência do modulador correspondente para cada fase.

$$\Delta i_{\Lambda\_k}\ t_k = \frac{\overline{v}_{c\Lambda\_k} - v_{c\Lambda\_k\_ref}}{L} t_k \tag{2.5c}$$

2.1.3 Efeito da injeção de sinal de seqüência zero às referências do CPWM

Se um mesmo sinal v_{cz_ref} for somado aos três sinais de referência v_{ca_ref}; v_{cb_ref}; v_{cc_ref}, haverá um acréscimo de v_{cz_ref} no valor da média local de cada tensão de saída $v_{ca}(t)$; $v_{cb}(t)$; $v_{cc}(t)$. Analisando-se a figura 2.6b verifica-se que, os instantes de chaveamento se deslocarão do mesmo valor Δ, mantendo-se inalterados os intervalos de tempo t_1 e t_2, e por conseqüência as formas dos grandes blocos que compõe as tensões na carga ($\overline{v}_{ca}(t)$, $\overline{v}_{cb}(t)$, $\overline{v}_{cc}(t)$). Isso mostra que as médias locais das tensões nas cargas não se altera com a injeção de v_{cz_ref}. Conclui-se que v_{cz_ref} não contribui para o caminhamento médio[4] das correntes durante um ciclo de chaveamento. Por outro lado os intervalos de tempo t_0 e t_7 se alteram. Verifica-se na figura 2.6b com o apoio da eq. 2.5c que quanto maior o valor de t_0 ou t_7, maior a excursão da ondulação da corrente neste intervalo. A figura 2.6b ilustra as formas de onda das tensões e das ondulações das correntes nas três fases para $v_{cz\_ref} < 0$. Para este caso verifica-se que a ondulação nas correntes decresceu. O artigo c13 obteve o valor instantâneo de $v_{cz\_ref} = v_{cz\_ref\_ótima}$ que minimiza a soma quadrática das ondulações nas correntes, resolvendo um problema de otimização, ou seja, calculou $v_{cz\_ref\_ótima}$ (eq. 2.6) que minimiza a função custo, definida pela integral da soma quadrática das ondulações de corrente em cada fase (eq. 2.7). O comportamento da ondulação de corrente com a variação de v_{cz_ref} é discutido no próximo item.

$$v_{cz\_ref\_ótima} = \frac{3 v_{ca\_ref} v_{cb\_ref} (v_{ca\_ref} + v_{cb\_ref})}{4(v_{ca\_ref}{}^2 + v_{ca\_ref} v_{cb\_ref} + v_{cb\_ref}{}^2)} \tag{2.6}$$

$$I_x = \int_0^{Ts} (\Delta i_r{}^2 + \Delta i_s{}^2 + \Delta i_t{}^2) dt = \tag{2.7}$$

[4] Entende-se por caminhamento médio da corrente, o caminho percorrido pela forma de onda da corrente devido apenas às tensões de referência dos moduladores, caso ela pudesse ser aplicada diretamente às cargas. Pode-se também considerar que é a forma de onda de corrente devida apenas aos harmônicos de baixa freqüência da tensão de saída do conversor, desprezando-se os harmônicos devidos ao processo de chaveamento. Em outras palavras é a corrente de saída subtraída da sua ondulação.

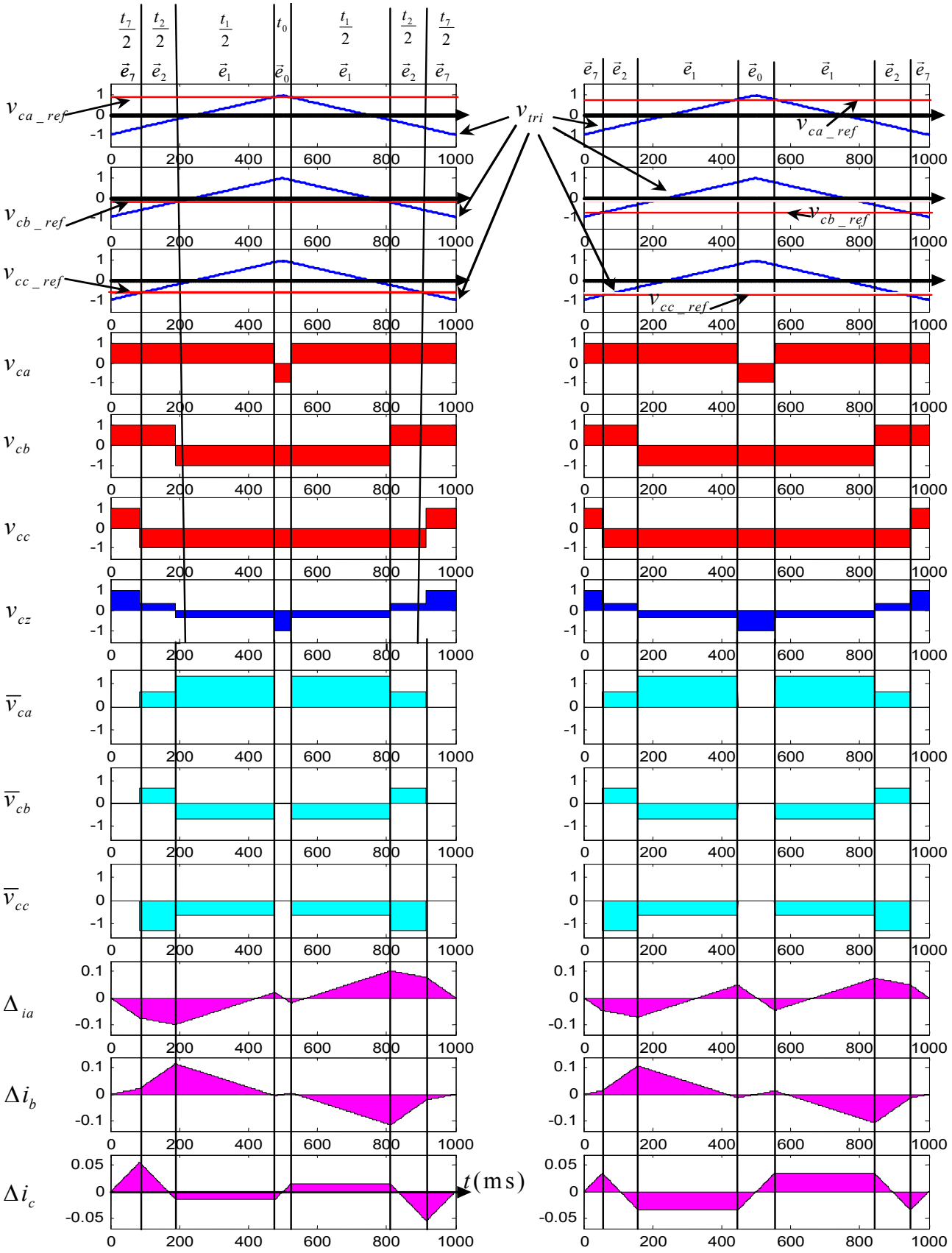

Figura 2.6 a)- sinais típicos de conversor trifásico a 3 fios b)- idem, com injeção de v_{cz_ref} às referências dos moduladores PWM : v_{ca_ref}, v_{cb_ref}, v_{cc_ref}. (amplitudes- valores em pu; tempo em ms)

2.1.4 Descrição do PWM Vetorial

Levando-se em conta que cada uma das tensões de saída ($v_{ca}(t)$; $v_{cb}(t)$; $v_{cc}(t)$) tem dois níveis ($\pm V_d$), o conversor 3P3W apresenta oito possíveis estados. Calculando-se com a eq. A.1 os vetores espaciais no plano $\alpha'\beta'$ (ou $a'b'c'$)[5], associados a cada estado, obtém-se os vetores $\vec{e}_0, \vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3, \vec{e}_4, \vec{e}_5, \vec{e}_6, \vec{e}_7$ mostrados na figura 2.7 (para V_d=1pu). Destes, os vetores $\vec{e}_0, \vec{e}_7$ são nulos.

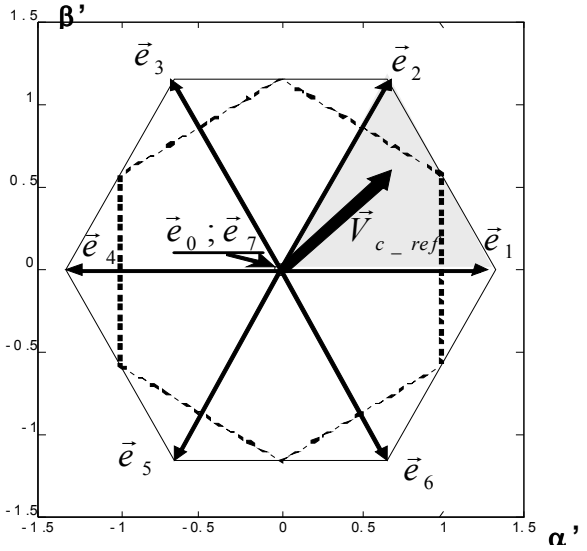

Figura 2.7 Vetores espaciais gerados por conversor trifásico a 3 fios no plano $\alpha'\beta'$. (amplitudes em valores pu)

O PWM vetorial (SVPWM-space vector PWM) consiste na geração instantânea do vetor de referência do conversor $\vec{V}_{Cref}$ como uma combinação convexa[6] dos vetores $\vec{e}_0, \vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3, \vec{e}_4, \vec{e}_5, \vec{e}_6, \vec{e}_7$ produzidos pelo conversor. O vetor $\vec{V}_{c\_ref}$ é obtido a partir das tensões de referência $v_{ca\_ref}, v_{cb\_ref}, v_{cc\_ref}$. Pelo menos três vetores são necessários para sintetizar $\vec{V}_{c\_ref}$. Segundo (Buso , Mattavelli, 2006), (Broeck ET al, 1988), (Holmes, Lipo, 2003). e c48, a melhor escolha são os vetores que formam a região convexa que contém o vetor $\vec{V}_{c\_ref}$. Isso pode ser explicado levando-se em conta que a região convexa definida por dois vetores em

---

[5] Não confundir vetores no plano $\Re^2$ (formado pelos vetores $\vec{a}', \vec{b}', \vec{c}'$ ¨, eq.A1, fig. A.4) com vetores no espaço $\Re^3$ (formado pelos vetores $\vec{a}, \vec{b}, \vec{c}$ ¨, eq.A.48, figs. A.21 e A.24).

[6] A combinação linear convexa dos vetores de N vetores $\vec{V}_k (\in \Re^n)$ é definida por $\sum_{k=1}^{N} \alpha_k \vec{V}_k$, onde os coeficientes obedecem a $\alpha_k \geq 0$ e $\sum_{k=1}^{N} \alpha_k = 1$ (vide p.ex. (Fritzsche, 1978)).

$\Re^2$ é um segmento de reta que liga suas extremidades. Para três vetores não paralelos em $\Re^2$, a região convexa é o triângulo definido pelas extremidades dos vetores. Assim, torna-se possível gerar qualquer vetor $\vec{V}_{Cref}$, interno à região convexa definida pelos 8 vetores na figura 2.7, como uma combinação convexa de apenas três vetores. Basta que a região convexa triangular contenha o vetor $\vec{V}_{Cref}$.

Tomando como exemplo a figura 2.7, escolhem-se os vetores ativos $\vec{e}_1, \vec{e}_2$ e os vetores nulos $\vec{e}_0, \vec{e}_7$. Cada vetor $\vec{e}_i$ fica ativo por um tempo t_i, de modo que a média local dos quatro vetores no período de chaveamento T_s, definida pela eq. 2.8, deve ser igual a $\vec{V}_{c\_ref}$.

$$\vec{V}_{c\_ref} = \frac{t_1}{T_s}\vec{e}_1 + \frac{t_2}{T_s}\vec{e}_2 + \frac{t_0}{T_s}\vec{e}_0 + \frac{t_7}{T_s}\vec{e}_7 = \alpha_1\vec{e}_1 + \alpha_2\vec{e}_2 + \alpha_0\vec{e}_0 + \alpha_7\vec{e}_7 = \alpha_1\vec{e}_1 + \alpha_2\vec{e}_2 \tag{2.8}$$

Como apenas um vetor pode ser produzido a cada instante fica claro que $t_0 + t_1 + t_2 + t_7$ deve ser igual ao período de chaveamento T_s, implicando em:

$$\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_0 + \alpha_7 = 1 \tag{2.9}$$

Fica claro neste ponto que $\vec{V}_{c\_ref}$ é uma combinação convexa de $\vec{e}_0, \vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_7$. Os coeficientes α_1, α_2 são facilmente calculados resolvendo-se a eq. 2.8 $\left(\vec{V}_{c\_ref} = \alpha_1\vec{e}_1 + \alpha_2\vec{e}_2\right)$, que é um sistema linear de equações de ordem 2. A soma ($\alpha_0 + \alpha_7$) é calculada pela equação 2.9, obtendo-se:

$$\alpha_0 + \alpha_7 = 1 - \alpha_1 - \alpha_2 \tag{2.10}$$

Definidos os vetores a serem utilizados e o intervalo de tempo que ficarão ativos, (Buso, Mattavelli, 2006) e (Holmes, Lipo, 2003) discutem sobre as diversas possibilidades de escolha da seqüência de aplicação dos vetores dentro do período T_s. Uma das seqüências mais utilizadas é mostrada na figura 2.8.

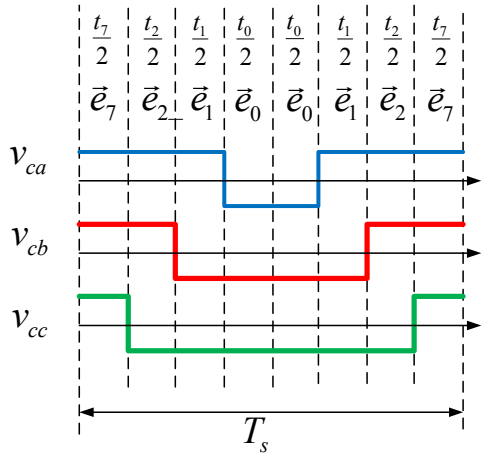

Figura 2.8 Seqüência de vetores espaciais empregada para conversor trifásico a 3 fios.

Esta seqüência tem como principais características:

a- apresentar reduzido número de chaveamentos por ciclo;

b- produzir baixa ondulação na corrente;

c- produzir igual esforço de chaveamento em cada chave, a cada ciclo;

d- apresentar uma seqüência completa dos vetores $\vec{e}_0, \vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_7$ a cada semi-período, permitindo que o vetor de referência seja atualizado duas vezes por ciclo, ainda que mantendo a mesma freqüência de chaveamento;

e- ser igual à seqüência imposta pelo PWM com portadora triangular, como se observa na figura 2.6, para os casos a e b.

Só resta agora separar a soma $\alpha_7 + \alpha_0$ em α_0 e α_7. Para resolver este problema, torna-se interessante fazer a análise das correntes no sistema girante $d'q'$[7] no plano (vide item A.1.4).

A figura 2.9a (retirada de c12) mostra os vetores $\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_0, \vec{e}_7, \vec{V}_{Cref}$, no sistema de referência girante $d'q'$.

[7] Sistema girante $d'q'$ no plano (apêndice A, item A.1.4, fig. A.7). Não confundir com sistema $dq0$ em $\Re^3$ (item A.2, fig. A.25).

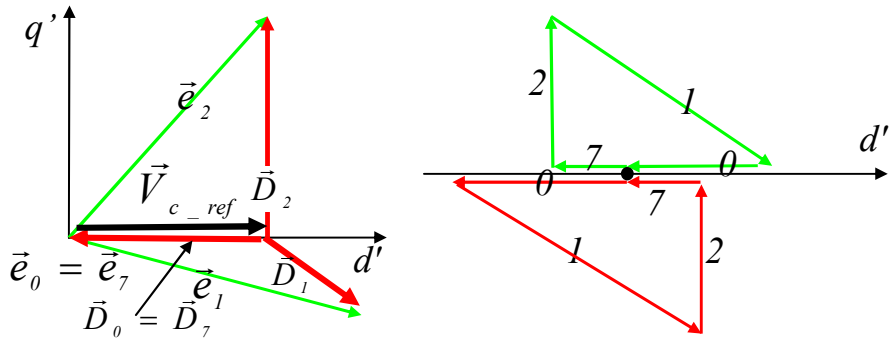

Figura 2.9 a) vetores no sistema $d'q'$ b) trajetória do vetor corrente durante T_s.

A figura 2.9 também mostra os vetores $\vec{D}_0;\vec{D}_7;\vec{D}_1;\vec{D}_2$ definidos na eq. 2.11, correspondentes às derivadas dos vetores corrente, impostas pelos vetores $\vec{e}_0,\vec{e}_7,\vec{e}_1,\vec{e}_2$, que ocorrem durante os intervalos de tempo $t_0/2;\ t_7/2;\ t_1/2;\ t_2/2$ mostrados nas figuras 2.6 e 2.8.

$$\vec{D}_{i\ (i=0,1,2,7)} = \frac{\left(\vec{e}_i - \vec{V}_{c\_ref}\right)}{L} \tag{2.11}$$

Os vetores $\vec{D}_0;\vec{D}_7;\vec{D}_1;\vec{D}_2$ também podem ser entendidos como os vetores da "velocidade" de deslocamento do vetor correspondente às correntes no conversor, ou seja, indicam o sentido e direção da trajetória do vetor corrente, enquanto sua amplitude define o módulo da velocidade do vetor corrente.

A figura 2.9b mostra a trajetória do vetor corrente, respeitada a seqüência apresentada na figura 2.8. No inicio do ciclo o vetor corrente caminha para a esquerda na direção de $\vec{D}_7$, durante o intervalo $t_7/2$. A seguir caminha para cima, na direção de $\vec{D}_2$, à direita na direção de $\vec{D}_1$, e finalmente à esquerda na direção de $\vec{D}_0$, terminando meio ciclo de chaveamento. Para o segundo semi-ciclo tem-se novo triângulo abaixo do eixo d'.

Como $\left|\vec{D}_0.(t_0+t_7)/2\right|$ é o comprimento do lado horizontal do triângulo, variando-se os valores de t_0,t_7 causa o deslocamento (em sentidos opostos) dos dois triângulos, ao longo do eixo d'. Nota-se que a amplitude máxima da ondulação da corrente no eixo q' não se altera com t_0,t_7. Os lados do triângulo dependem basicamente dos vetores não nulos $\vec{e}_1$ e $\vec{e}_2$, ou seja, dependem de $\vec{V}_{c\_ref}$ (e de $v_{ca\_ref};\ v_{cb\_ref};\ v_{cc\_ref}$). Pela figura 2.9b verifica-se que no eixo

d', ela apresenta mínimo valor para $t_0 = t_7$, que é o valor adotado por (Buso, Mattavelli, 2006), (Broeck, et al, 1988) e (Holmes, Lipo, 2003).

Dentre as vantagens do SVPWM citam-se:

a- a redução na ondulação das correntes (reduziu-se sua amplitude no eixo *d'*);

b- a obtenção de tensões no lado CA com amplitudes maiores que as produzidas pelo CPWM, para o mesma tensão do barramento CC. (para senóides, o SVPWM fornece tensões com amplitudes 15% maiores que o CPWM sem injeção de seqüência zero). Este ponto será discutido novamente nos itens 2.2.2.1 e 3.3.3.

Como desvantagem cita-se a maior complexidade do algoritmo, exigindo maior capacidade de processamento em tempo real para a definição dos vetores e sua seqüência de aplicação, e para o cálculo da duração de cada um.

2.1.5 Mostrando que o PWM vetorial é idêntico ao CPWM com injeção de seqüência zero otimizada.

Analisando a figura 2.6a verifica-se que:

a- as tensões de referência, para este exemplo em particular, obedecem a $v_{ca\_ref} \geq v_{cb\_ref} \geq v_{cc\_ref}$, correspondendo a um vetor de referência $\vec{V}_{c\_ref}$ no 1º setor, destacado na figura 2.7;

b- a seqüência de vetores do conversor (fig. 2.8) , gerados pelo CPWM, obedece a mesma seqüência do CPWM.

Conforme discutido no item 2.1.3, a injeção de v_{cz_ref} às três referências $v_{ca\_ref}, v_{cb\_ref}, v_{cc\_ref}$, não altera a média local das tensões na carga, mas sim a relação t_0 / t_7. Se for aplicado v_{cz_ref} que force $t_0 = t_7$, tem-se o CPWM operando de forma idêntica ao SVPWM, passando a apresentar várias vantagens:

a- possibilita a implementação do SVPWM no sistema abc, sem a necessidade de transformações de coordenadas;

b- o cálculo de v_{cz_ref}, discutido a seguir, é computacionalmente simples;

c- pode-se usar o CPWM disponível na maioria de DSPs e microcontroladores dedicados a eletrônica de potência, sem a necessidade de processamento adicional para a escolha dos vetores, cálculo dos intervalos de tempo, etc., requeridos pelo algoritmo do SVPWM;

d- consegue-se obter a mesma faixa de variação nas tensões no lado CA do conversor que a oferecida pelo SVPWM.

Examinando-se a figura 2.6, verifica-se que:

a- $t_0 = t_7$ se os valores máximo e mínimo do terno $[v_{ca\_ref}, v_{cb\_ref}, v_{cc\_ref}]$ tiverem o mesmo valor absoluto;

b- isso se consegue injetando $v_{cz\_ref} = v_{cz\_ref\_ótima}$ dado pela equação 2.12, apresentada por (Buso, Mattavelli, 2006) e (Holmes, Lipo, 2003):

$$v_{cz\_ref\_ótima} = \frac{-\left(\max\left(v_{ca\_ref}, v_{cb\_ref}, v_{cc\_ref}\right) + \min\left(v_{ca\_ref}, v_{cb\_ref}, v_{cc\_ref}\right)\right)}{2} \tag{2.12}$$

As referências c13 e c48 mostram que $v_{cz\_ref\_ótima}$ ditada pela eq. 2.6, que foi obtida via processo de minimização da ondulação nas correntes, é numericamente muito próxima da eq. 2.12 para $\vec{V}_{c\_ref}$ dentro do domínio definido pelo hexágono externo da figura 2.7.

2.1.6 Análise do Espectro das Tensões

A figura 2.10a ilustra o espectro da tensão de saída do conversor, com relação ao terminal G1, utilizando CPWM já discutidos por (Black, 1953); (Grant, Barton, 1980), (Hamman, Merwe, 1988) e (Holmes, Lipo, 2003). Utilizaram-se $V_d = 1pu$, sinais de referência senoidais, equilibrados com amplitudes unitárias, e freqüência de chaveamento 30 vezes maior que a dos sinais de referência. Na figura 2.10b mostra-se o espectro da tensão na carga (com relação ao terminal G2), notando-se a ausência do componente harmônico na freqüência de chaveamento, que é de seqüência zero, discutida por (Grant, Barton, 1980), (Hamman, Merwe, 1988) e (Holmes, Lipo, 2003). A figura 2.10c mostra o espectro da tensão na carga, com o CPWM e injeção de seqüência zero, cujo comportamento é idêntico ao SVPWM. Nota-se que os harmônicos em torno da freqüência de chaveamento são menores que os do CPWM sem injeção se seqüência zero.

Assim como no SVPWM, a redução no conteúdo harmônico das tensões na carga $(\overline{v}_{ca}, \overline{v}_{cb}, \overline{v}_{cc})$ é pequena. As amplitudes do espectro de $\overline{v}_{ca}$ ficaram menores, mas apareceram raias que não existiam. As grandes vantagens do CPWM com injeção de seqüência zero ótima são:

a- o aumento em 15% da máxima tensão de seqüência positiva que pode ser produzida pelo conversor;

b- a injeção da seqüência zero ótima sempre mantém os valores máximo e mínimo dos sinais de referência, com mesma amplitude em módulo, minimizando a chance de ocorrência de sobremodulação em uma das fases (vide (Holmes, Lipo, 2003));

c- menor esforço computacional comparado com os SVPWM.

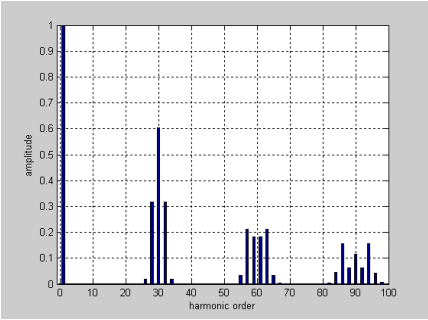

Figura 2.10a espectro de v_{ca} ;

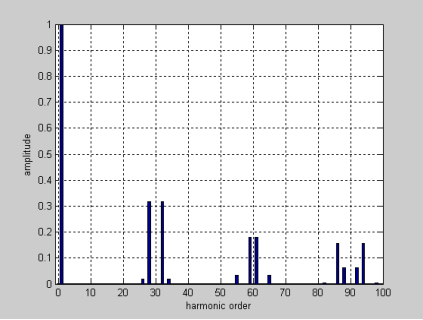

Figura 2.10b espectro de $\overline{v}_{ca}$;

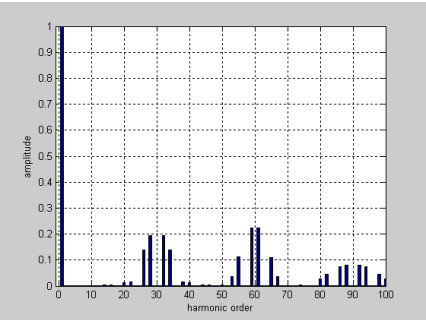

Figura 2.10c espectro de $\overline{v}_{ca}$ com injeção de $v_{cz\_ref\_ótimo}$.
(amplitudes em valores pu)

2.2 Conversor VSC trifásico a 4 fios

Este item transcreve resultados da dissertação de mestrado m6 e dos artigos c53 e c54 sobre a análise de conversores VSC trifásicos a 4 fios. Emprega-se na análise das duas possíveis topologias (três e quatro braços), a decomposição em componentes de seqüência

zero e balanceada[8], semelhante à apresentada no item 2.1.1, na figura 2.4, para conversores a 3 fios. Discute-se a faixa de variação da tensão de saída para os dois casos. Aplica-se para o conversor a quatro fios a mesma estratégia de injeção de seqüência zero (neste caso, aos quatro moduladores CPWM). Assim como no caso a três fios obtém-se o valor da seqüência zero que minimiza a ondulação nas correntes das três fases e do neutro. Mostra-se que esta estratégia simples não necessita de transformações de coordenadas e apresenta comportamento idêntico ao da estratégia de PWM vetorial (SPWM), descrita por (Pinheiro et al, 2002) e (Pinheiro et al, 2004).

2.2.1 Modelo do conversor trifásico VSC a 4 fios

As duas possibilidades de implementação de um conversor a quatro fios, discutidas por (Ali, Kasmierkowski, 1985), (Ali, Kasmierkowski, 1998), (Pinheiro et al, 2002), (Pinheiro et al, 2004) e por c53, entre outros, são:

a- Conversor com três braços e fonte CC com ponto central mostrado na figura 2.11;

b- Conversor com quatro braços mostrado na figura 2.12.

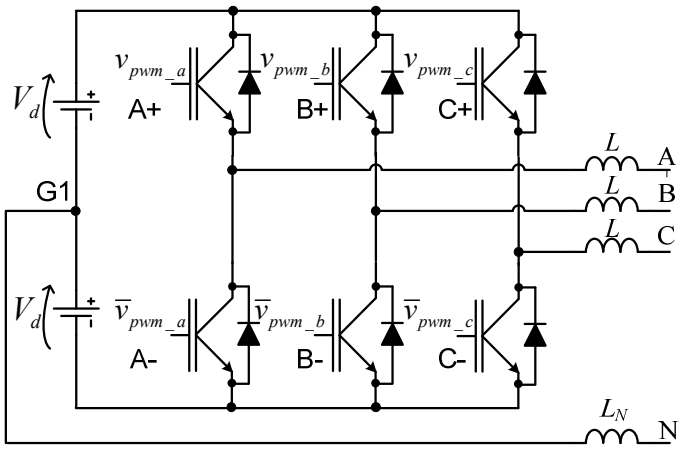

Figura 2.11 Conversor do tipo fonte de tensão trifásico com 4 fios e 3 braços.

[8] Este trabalho define como seqüência balanceada um terno de tensões (correntes) cujo componente de seqüência zero (eq. 2.1) é instantaneamente nulo.

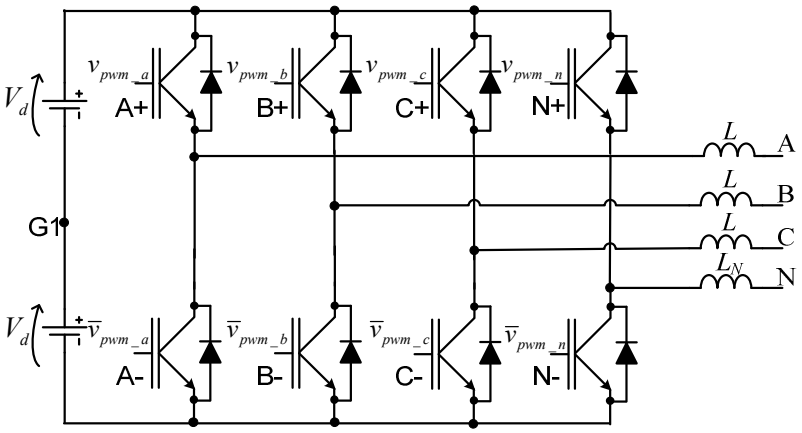

Figura 2.12 Conversor do tipo fonte de tensão trifásico com 4 fios e 4 braços.

Assim como feito para o caso trifásico a três fios (fig. 2.1), modela-se o conversor com 4 fios e 4 braços a partir de quatro fontes ideais ($v_{ca}, v_{cb}, v_{cc}, v_{cn}$) (figura 2.13). Obtém-se o modelo para o conversor com 4 fios e 3 braços (fig, 2.11), a partir do conversor com 4 braços (fig. 2.12), impondo-se $v_{cn} = 0$.

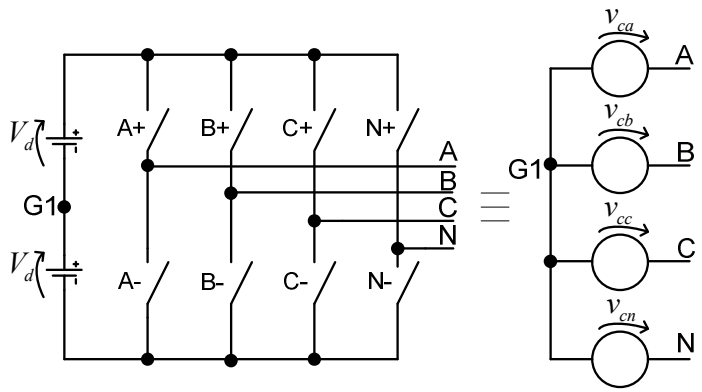

Figura 2.13 Conversor com 4 fios e 4 braços modelado a partir de quatro fontes ideais de tensão independentes.

A carga (figura 2.14) pode ser modelada como quatro fontes de tensão (v_a, v_b, v_c, v_n) conectadas em estrela, satisfazendo a $v_a + v_b + v_c = 0$. Os indutores de filtro L e L_N são mostrados na figura 2.14. As quatro fontes de tensão v_a, v_b, v_c, v_n podem representar a rede, no caso de aplicações em filtros ativos e retificadores, ou então o capacitor de filtro em paralelo com a carga, no case de aplicações em sistemas de energia ininterrupta. Relaxa-se assim a hipótese de carga trifásica formada por três impedâncias iguais, feita no equacionamento dos conversores trifásicos a 3 fios (item 2.1.1, figs. 2.2 e 2.4). No modelo da fig. 2.14 basta que os indutores de filtro das três fases *a,b,c* sejam iguais, para que se possa adotar a estratégia da decomposição em seqüências zero e balanceada, já utilizada no item 2.1 para o conversor a 3 fios. Apesar da abordagem não impor restrições ao valor de L_N , c53 e

m6 mostram que $L = L_N$ é vantajosa para a minimização da ondulação nas correntes dos quatro fios.

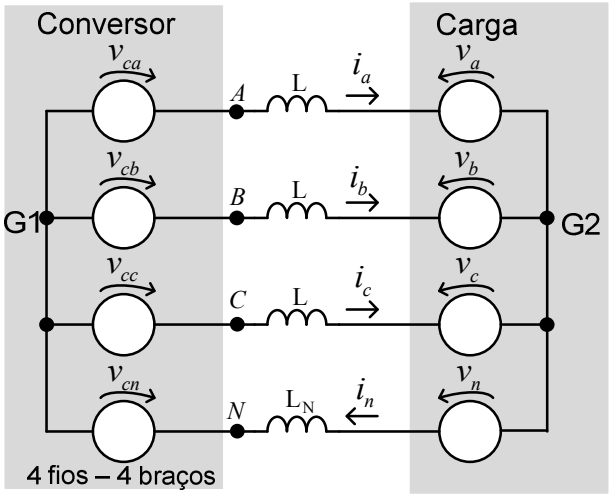

Figura 2.14 Conversor com 4 fios e 4 braços conectado a uma carga.

Assim como no item 2.1.1, a eq. 2.13 define a **tensão de seqüência zero instantânea** $v_{cz}(t)$, do conversor trifásico formado por $v_{ca}(t), v_{cb}(t), v_{cc}(t)$. Obtém-se o circuito da figura 2.15, que mostra a decomposição em componentes: balanceadas $\overline{v}_{ca}(t), \overline{v}_{cb}(t), \overline{v}_{cc}(t)$ e de seqüência zero $v_{cz}(t)$.

$$v_{cz}(t) = \frac{v_{ca}(t) + v_{cb}(t) + v_{cc}(t)}{3} \tag{2.13}$$

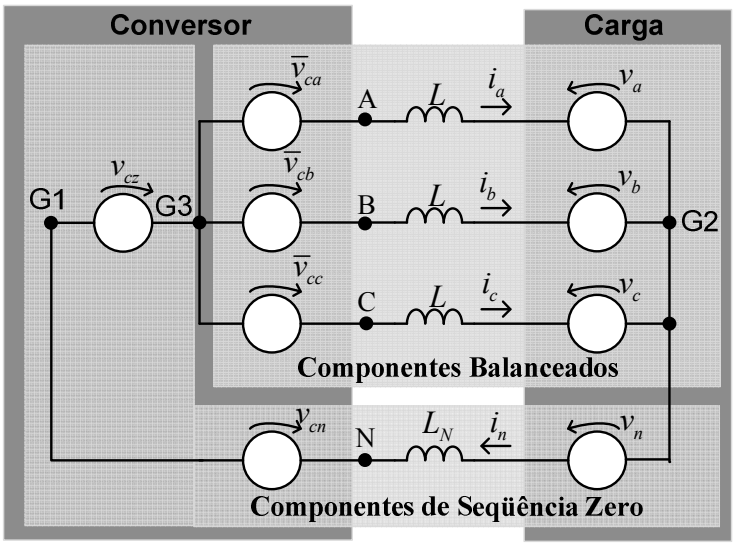

Figura 2.15 Conversor com as tensões decompostas nos componentes balanceados e de seqüência zero, com deslocamento de fontes.

Os componentes instantâneos de tensão de seqüência balanceada $(\overline{v}_{ca}, \overline{v}_{cb}, \overline{v}_{cc})$ e da carga (v_a, v_b, v_c) são responsáveis pela imposição das correntes balanceadas $(\overline{i}_a, \overline{i}_b, \overline{i}_c)$, cuja soma é instantaneamente nula. Assim, elas não contribuem para a corrente de neutro i_n. Por outro lado, as parcelas:

- v_{cz}, que depende das tensões nas três fases do conversor (v_{ca}, v_{cb}, v_{cc});
- v_{cn}, que é a tensão imposta pelo quarto braço do conversor;
- v_n, que é a tensão de seqüência zero da carga (rede);

afetam i_a, i_b, i_c, i_n. Comparado com o conversor a três fios (fig. 2.4), o circuito da figura 2.15 apresenta um caminho para a circulação das correntes de seqüência zero nos quatro fios, que pode ser imposta por v_{cz}, v_{cn} .e v_n.

O item 2.2.2 apresenta uma análise detalhada do potencial de injeção de seqüência zero pelas parcelas v_{cz} e v_{cn} do conversor. As equações de 3.2 a 3.7, que descrevem o comportamento dinâmico do conversor com 4 braços, foram desenvolvidas em m6 a partir do modelo da fig. 2.15.

2.2.2 Análise da faixa de variação das tensões de saída do conversor com 4 fios

Este item avalia a capacidade de injeção de tensões (correntes) de seqüência zero e balanceadas para os dois conversores em análise. Apesar do objetivo final deste trabalho ser realizar todo o controle do conversor no sistema abc, sem transformações de coordenadas, verifica-se aqui a utilidade do uso dos vetores espaciais na análise do conversor.

2.2.2.1 Conversor com 4 fios, 3 braços

No conversor com 4 fios e 3 braços, cada conversor meia-ponte gera dois valores de tensão ($\pm V_d$), o que resulta em oito estados possíveis para as três tensões de saída. Utilizando a eq A.48 calculam-se os vetores espaciais no sistema abc[9] em $\Re^3$, correspondentes a cada estado. Obtêm-se os vetores $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6, \vec{V}_7$ descritos na tabela 2.1 em coordenadas

[9] Não confundir vetores no plano $\Re^2$ (formado pelos vetores $\vec{a}', \vec{b}', \vec{c}'$ (ou $\alpha'\beta'$), eq.A2, fig. A.4), com vetores no espaço $\Re^3$ (formado pelos vetores $\vec{a}, \vec{b}, \vec{c}$ (ou $\alpha\beta 0$)¨, eqs.A.48 e A.51, figs. A.21 e A.24).

abc e $\alpha\beta 0$, e exibidos na figura 2.16 (para $V_d = 1\text{pu}$). As coordenadas no sistema $\alpha\beta 0$ são obtidas empregando-se a eq. A.51 do apêndice.

Tabela 2.I Tensões de saída para o conversor com 4 fios e 3 braços, e seus vetores espaciais descritos nos sistemas de coordenadas abc **e** $\alpha\beta 0$

v_{ca}	v_{cb}	v_{cc}	v_α	v_β	v_0 [10]	**Vetor**
$-V_d$	$-V_d$	$-V_d$	0	0	$-3\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_0$
$+V_d$	$-V_d$	$-V_d$	$+2\sqrt{2/3}\cdot V_d$	0	$-1\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_1$
$+V_d$	$+V_d$	$-V_d$	$+1\sqrt{2/3}.V_d$	$+\sqrt{2}\cdot V_d$	$+1\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_2$
$-V_d$	$+V_d$	$-V_d$	$-1\sqrt{2/3}\cdot V_d$	$+\sqrt{2}\cdot V_d$	$-1\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_3$
$-V_d$	$+V_d$	$+V_d$	$-2\cdot\sqrt{2/3}\cdot V_d$	0	$+1\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_4$
$-V_d$	$-V_d$	$+V_d$	$-1\sqrt{2/3}\cdot V_d$	$-\sqrt{2}\cdot V_d$	$-1\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_5$
$+V_d$	$-V_d$	$+V_d$	$+1\sqrt{2/3}.V_d$	$-\sqrt{2}\cdot V_d$	$+1\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_6$
$+V_d$	$+V_d$	$+V_d$	0	0	$+3\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_7$

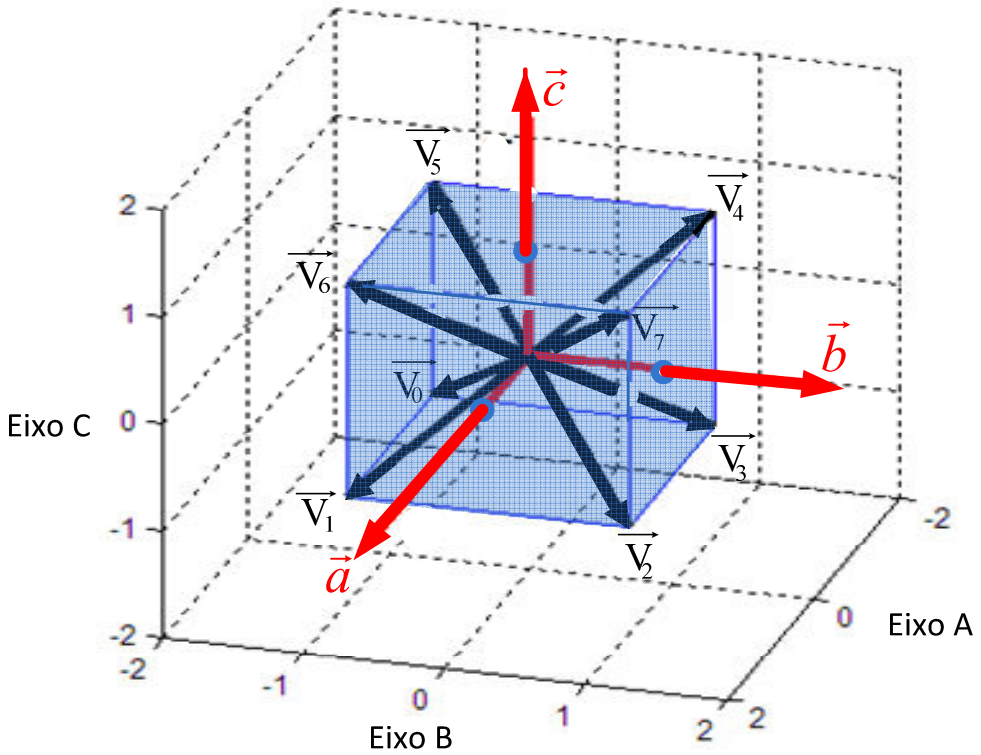

Figura 2.16 Vetores espaciais com coordenadas em valores por unidade (para $V_d = 1\text{pu}$) das tensões de fase para conversor com 4 fios e 3 braços.

[10] Não confundir v_0 (coordenada do eixo $\vec{0}$ no sistema $\alpha\beta 0$) com a tensão de seqüência zero v_{cz} (eq. 2.13).

A figura 2.17 ilustra o lugar geométrico (região convexa) dos vetores sintetizáveis através da combinação convexa dos vetores $\vec{V}_0,\vec{V}_1,\vec{V}_2,\vec{V}_3,\vec{V}_4,\vec{V}_5,\vec{V}_6,\vec{V}_7$ produzidos pelo conversor com 4 fios e 3 braços. Esta região é um cubo com arestas de comprimento $2V_d$.

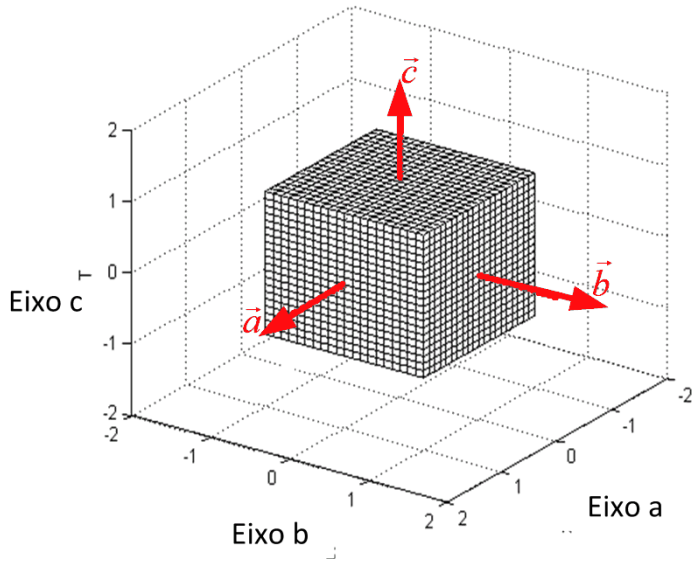

Figura 2.17 Lugar geométrico dos vetores de tensão sintetizáveis por conversor trifásico com 4 fios e 3 braços unidade (para $V_d = 1\text{pu}$).

Convertendo-se estes vetores para o sistema $\alpha\beta 0$ com a transformação ortogonal da eq. A.51 (figura A-24), obtêm-se as coordenadas listadas na tabela 2.1. Redesenhando-se a figura 2.17 de modo a se explicitarem os eixos $\alpha\beta 0$, e mantendo-se o plano $\alpha\beta$ na horizontal, obtém-se a figura 2.18.

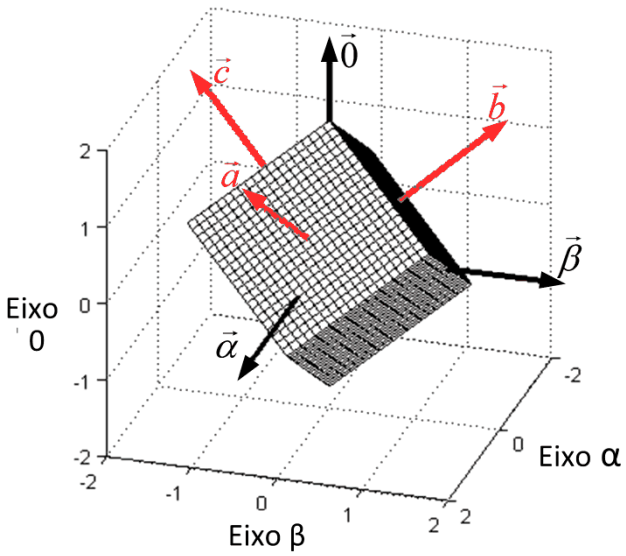

Figura 2.18 Lugar geométrico dos vetores de tensão sintetizáveis para o conversor com 4 fios e 3 braços nos sistemas de coordenadas $\alpha\beta 0$ e abc.

De acordo com o item A.2 do apêndice A (fig. A.23, eq. A.51), os vetores de seqüência balanceada localizam-se no plano $\alpha\beta$, enquanto os de seqüência zero permanecem fora do plano. A projeção do cubo sobre o plano $\alpha\beta$ (figuras 2.19 e 2.20) define o hexágono externo correspondente aos valores máximos de v_α e v_β (máximos valores de seqüência balanceada) que o conversor com 4 fios e 3 braços consegue injetar. O vetor $\vec{V}_{1\alpha\beta}$ da figura 2.20 é o vetor $\vec{V}_1$ da figura 2.16 projetado no plano $\alpha\beta$. O mesmo vale para os demais vetores.

É importante frisar neste ponto que a figura 2.20, que mostra a projeção dos oito vetores sobre o plano $\alpha\beta$, é semelhante à figura 2.7 que mostra os oito vetores sintetizáveis por um conversor trifásico a 3 fios no plano $\alpha'\beta'$ [11]. A única diferença é a amplitude dos vetores devido ao uso do fator 2/3 no caso com 3 fios e $\sqrt{2/3}$ no caso com 4 fios, o que não altera a generalidade da conclusão. O conversor com 3 fios e 3 braços é idêntico ao 4 fios com 3 braços, exceto pela interligação do quarto fio (neutro). Ela permite que os componentes de seqüência zero de tensão (v_{cz}) imponham correntes de seqüência zero, que fluem pelas 3 fases e retornam pelo condutor neutro (terminal N). O plano $\alpha\beta$ concentra os componentes de seqüência balanceada, ou seja os componentes fundamental e harmônicos de seqüência positiva e negativa. Relembra-se neste ponto, que este trabalho denomina por seqüência balanceada um terno de tensões (correntes) cujo componente de seqüência zero é instantaneamente nulo. Neste contexto, os harmônicos de seqüência positiva e negativa são considerados componentes balanceados.

A máxima amplitude de um terno de tensões $\left(v_{ca} \quad v_{cb} \quad v_{cc}\right)$ senoidais de seqüência positiva (ou negativa), que pode ser sintetizado por um conversor com 4 fios e 3 braços, é definido pelo raio da circunferência inscrita no hexágono interno, conforme mostrado nas figuras 2.19 e 2.20. Nota-se pela figura 2.20 que a princípio seria possível obter tensões de seqüência positiva (ou negativa) com amplitudes correspondentes à circunferência inscrita no hexágono externo. Isso, entretanto, implica necessariamente na geração de tensões de

---

[11] Notar que este item esta utilizando vetores no sistema $\alpha\beta 0$ no espaço $\Re^3$. O conversor com 3 braços (fig. 2.7) foi analisado com vetores no plano $\alpha'\beta'$ no plano $\Re^2$. O apêndice A detalha os dois sistemas de coordenadas.

seqüência zero, como se vê na figura 2.19, na região dos vértices do cubo que estão fora do plano $\alpha\beta$. Isso provocará a circulação de correntes indesejáveis de seqüência zero pelo quarto fio. A circunferência externa tem raio 15% maior que a externa, e só pode ser alcançada para sistemas com 3 fios e 3 braços, onde o conversor pode injetar tensões de seqüência zero sem que ocorra circulação de correntes de seqüência zero. Este fato é aproveitado pelo SVPWM (item 2.1.4) e pelo CPWM com injeção de seqüência zero discutido no item 2.1.5.

A figura 2.19 ilustra que a capacidade de injeção de seqüência zero (eixo $\vec{0}$) se reduz ao se aplicarem maiores amplitudes de vetores de seqüência balanceadas (circunferências próximas ao hexágono interno). A reduzida capacidade de injeção de seqüências balanceada e zero limita sua aplicação, fazendo com que ele seja preterido pelo conversor com 4 fios e 4 braços, a ser analisado no próximo item. (Villalva et al, 2004a,b) discutem o PWM e as malhas de corrente para o conversor com 3 braços.

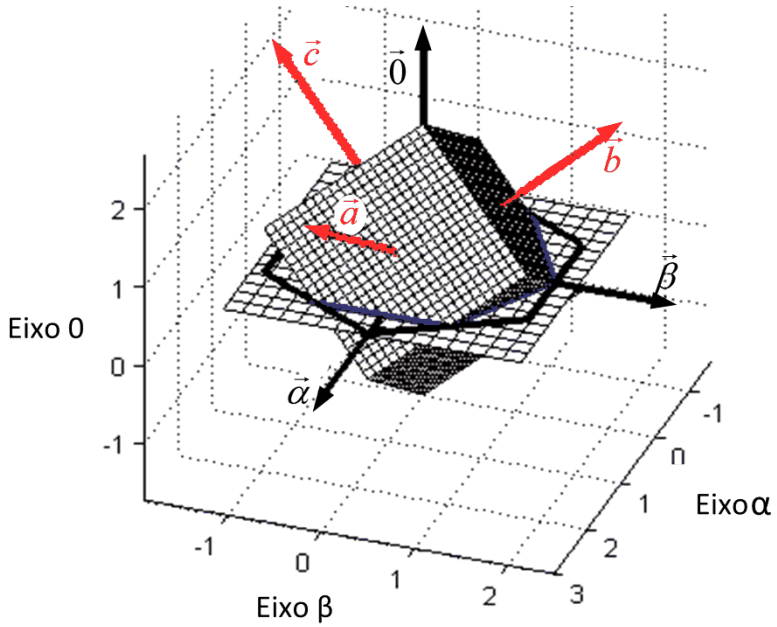

Figura 2.19: a- Plano αβ, que é o local dos vetores que satisfazem $v_{ca} + v_{cb} + v_{cc} = 0$
b- Sistemas de coordenadas $\alpha\beta 0$ e abc; c- Interseção do cubo e o plano $\alpha\beta$ (hexágono interno);
d- Projeção do cubo no plano $\alpha\beta$ (hexágono externo).

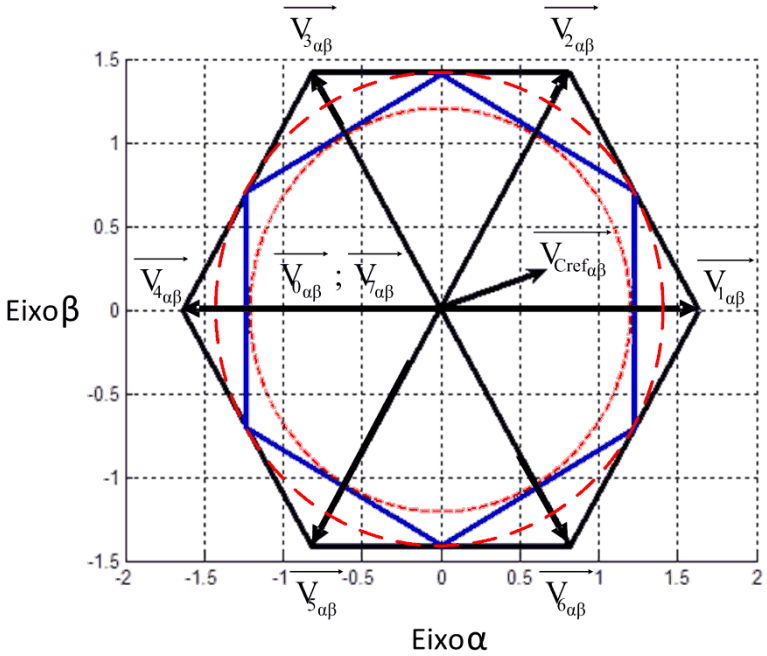

Figura 2.20 a- Hexágono externo: Projeção do cubo no plano αβ.; b- Hexágono interno: Interseção do cubo e o plano αβ; circunferência interna: máxima amplitude de seqüência positiva (negativa) sintetizável sem injeção de seqüência zero; d- circunferência externa: idem com injeção de seqüência zero.

2.2.2.2 Conversor com 4 fios e 4 braços

Para se aumentar a faixa de variação das tensões de saída do conversor a quatro fios, insere-se um quarto braço que produzirá a tensão v_{cn} (figura 2.13). O conversor com 4 fios e 4 braços é modelado por meio de quatro fontes de tensão de dois níveis $\pm V_d$ (figura 2.13), e pode gerar 16 vetores distintos $\vec{V}_0,\vec{V}_1,\vec{V}_2,\vec{V}_3,\vec{V}_4,\vec{V}_5,\vec{V}_6,\vec{V}_7,\vec{V}_8,\vec{V}_9,\vec{V}_{10},\vec{V}_{11},\vec{V}_{12},\vec{V}_{13},\vec{V}_{14},\vec{V}_{15}$, conforme mostrado na tabela 2.2 e visualizado na figura 2.21.

Tabela 2.II Tensões de saída para conversor com 4 fios e 4 braços e vetores espaciais associados

v_{ca}	v_{cb}	v_{cc}	v_{cn}	v_α	v_β	v_0 [12]	vetor
$-V_d$	$-V_d$	$-V_d$	$-V_d$	0	0	0	$\vec{V}_0$
$+V_d$	$-V_d$	$-V_d$	$-V_d$	$+2\sqrt{2/3}\cdot V_d$	0	$+2\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_1$
$+V_d$	$+V_d$	$-V_d$	$-V_d$	$-1\sqrt{2/3}\cdot V_d$	$+\sqrt{2}\cdot V_d$	$+4\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_2$
$-V_d$	$+V_d$	$-V_d$	$-V_d$	$+1\sqrt{2/3}.V_d$	$+\sqrt{2}\cdot V_d$	$+2\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_3$
$-V_d$	$+V_d$	$+V_d$	$-V_d$	$-2\cdot\sqrt{2/3}\cdot V_d$	0	$+4\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_4$
$-V_d$	$-V_d$	$+V_d$	$-V_d$	$-1\sqrt{2/3}\cdot V_d$	$-\sqrt{2}\cdot V_d$	$+2\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_5$
$+V_d$	$-V_d$	$+V_d$	$-V_d$	$+1\sqrt{2/3}.V_d$	$-\sqrt{2}\cdot V_d$	$+4\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_6$
$+V_d$	$+V_d$	$+V_d$	$-V_d$	0	0	$+6\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_7$
$-V_d$	$-V_d$	$-V_d$	$+V_d$	0	0	$-6\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_8$
$+V_d$	$-V_d$	$-V_d$	$+V_d$	$+2\sqrt{2/3}\cdot V_d$	0	$-4\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_9$
$+V_d$	$+V_d$	$-V_d$	$+V_d$	$+1\sqrt{2/3}.V_d$	$+\sqrt{2}\cdot V_d$	$-2\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_{10}$
$-V_d$	V_d	$-V_d$	V_d	$-1\sqrt{2/3}\cdot V_d$	$+\sqrt{2}\cdot V_d$	$-4\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_{11}$
$-V_d$	V_d	V_d	V_d	$-2\cdot\sqrt{2/3}\cdot V_d$	0	$-2\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_{12}$
$-V_d$	$-V_d$	$+V_d$	$+V_d$	$-\sqrt{2/3}\cdot V_d$	$-\sqrt{2}\cdot V_d$	$-4\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_{13}$
$+V_d$	$-V_d$	$+V_d$	$+V_d$	$+1\sqrt{2/3}\cdot V_d$	$-\sqrt{2}\cdot V_d$	$-2\sqrt{1/3}.V_d$	$\vec{V}_{14}$
$+V_d$	$+V_d$	$+V_d$	$+V_d$	0	0	0	$\vec{V}_{15}$

Este conversor pode gerar vetores contidos na região convexa definida pelos vetores $\vec{V}_0,\vec{V}_1,\vec{V}_2,\vec{V}_3,\vec{V}_4,\vec{V}_5,\vec{V}_6,\vec{V}_7,\vec{V}_8,\vec{V}_9,\vec{V}_{10},\vec{V}_{11},\vec{V}_{12},\vec{V}_{13},\vec{V}_{14},\vec{V}_{15}$, que é o dodecaedro formado pelos vértices destes 16 vetores, como mostrado na figura 2.22.

[12] Não confundir v_0 (coordenada do vetor no eixo $\vec{0}$, no sistema $\alpha\beta 0$) com v_{cz} (eq. 2.13, tensões de seqüência zero) e v_{cn} (tensão de saída no quarto braço do conversor).

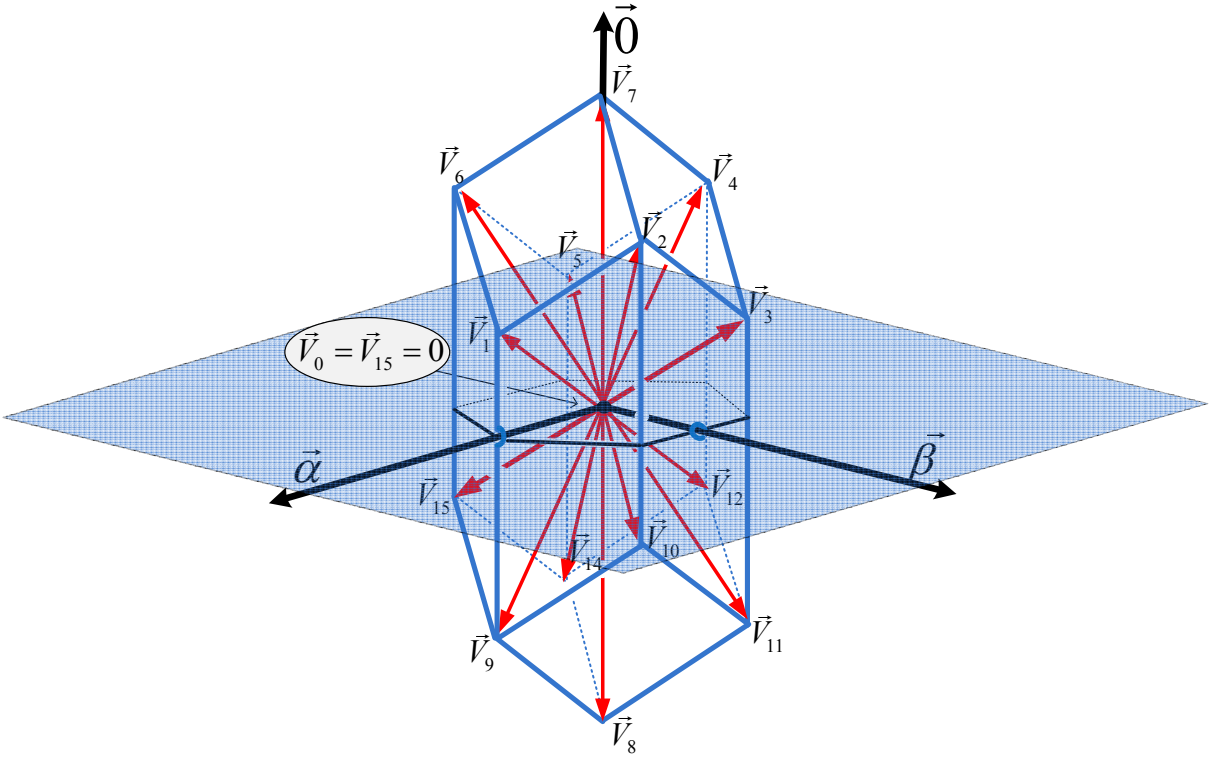

Figura 2.21 16 vetores espaciais gerados pelo conversor com 4 fios 4 braços.

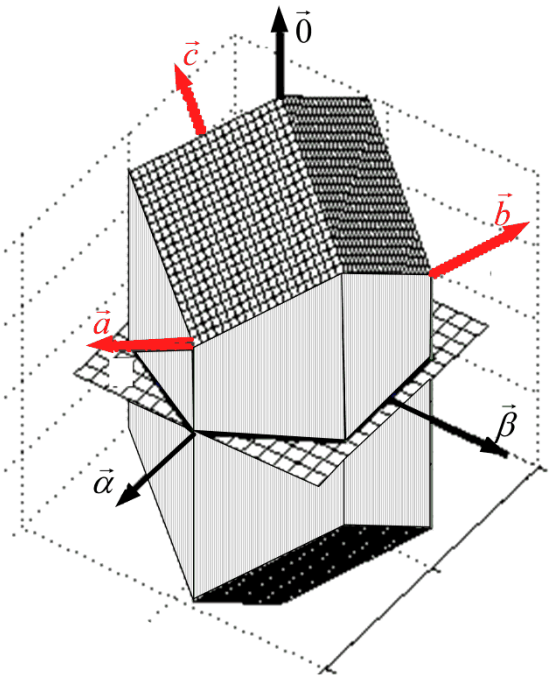

Figura 2.22 Lugar geométrico dos vetores de tensão sintetizáveis para conversor com 4 fios 4 braços.

A figura 2.22 deixa claro que o lugar geométrico dos vetores de seqüência balanceada que podem ser injetados, passa a ser o hexágono externo da figura 2.20. Verifica-se também que a amplitude da seqüência zero que pode ser injetada pelo conversor aumentou substancialmente, mesmo para vetores com elevadas amplitudes de seqüência balanceada

(circunferências próximas ao hexágono externo). Além da tensão $v_{cz}(t)$ gerada pelos três conversores meia ponte das fases *a, b* e *c*, tem-se agora o conversor do terminal N contribuindo com $v_{cn} = \pm V_d$ para a injeção de tensão de seqüência zero. Em outras palavras, impor $v_{cn} = +V_d$ desloca o cubo da figura 2.19 de $+V_d$ para cima. Com $v_{cn} = -V_d$ o deslocamento é para baixo;

2.2.3 Comportamento do conversor utilizando PWM com portadora triangular (CPWM) e efeito da injeção de sinal de seqüência zero às referências dos 4 moduladores PWM

Assim como no conversor a três fios, será analisado o efeito da injeção de um componente de seqüência zero v_{cz_ref} às quatro referências do conversor com 4 fios e 4 braços. Mostra-se que, neste caso, v_{cz_ref} também não contribui para o caminhamento médio das correntes nas fases e no neutro, mas afeta a ondulação nas quatro correntes. O caso de três braços não será considerado neste trabalho devido à sua limitada faixa de tensões de saída. A figura 2.23 ilustra os quatro moduladores, com portadora única e injeção de seqüência zero.

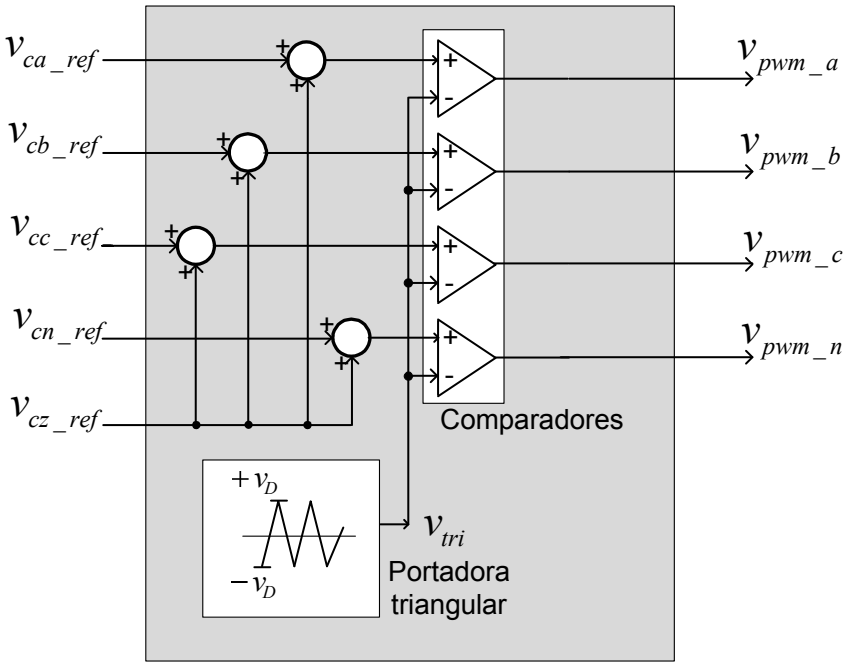

Figura 2.23 Modulador PWM com portadora triangular (CPWM) para conversor com 4 fios e 4 braços com injeção de seqüência zero.

A figura 2.24 ilustra as formas de onda:

a- da portadora triangular única v_{tri};

b- dos sinais de referência $v_{ca\_ref}, v_{cb\_ref}, v_{cc\_ref}, v_{cn\_ref}$;

c- das tensões de saída do conversor $v_{ca}, v_{cb}, v_{cc}, v_{cn}$;

d- e da ondulação nas correntes.

Mostra-se para um ciclo de chaveamento duas condições distintas:

- caso a: sem injeção de v_{cz_ref};

- caso b: com injeção de v_{cz_ref} otimizada de modo a se minimizarem as ondulações nas correntes.

Para o cálculo das ondulações nas correntes utilizaram-se os parâmetros:

a- $L = L_n = 1\text{H}$;

b- $T_s = 1\text{s}$;

c- $V_d = 1\text{pu}$

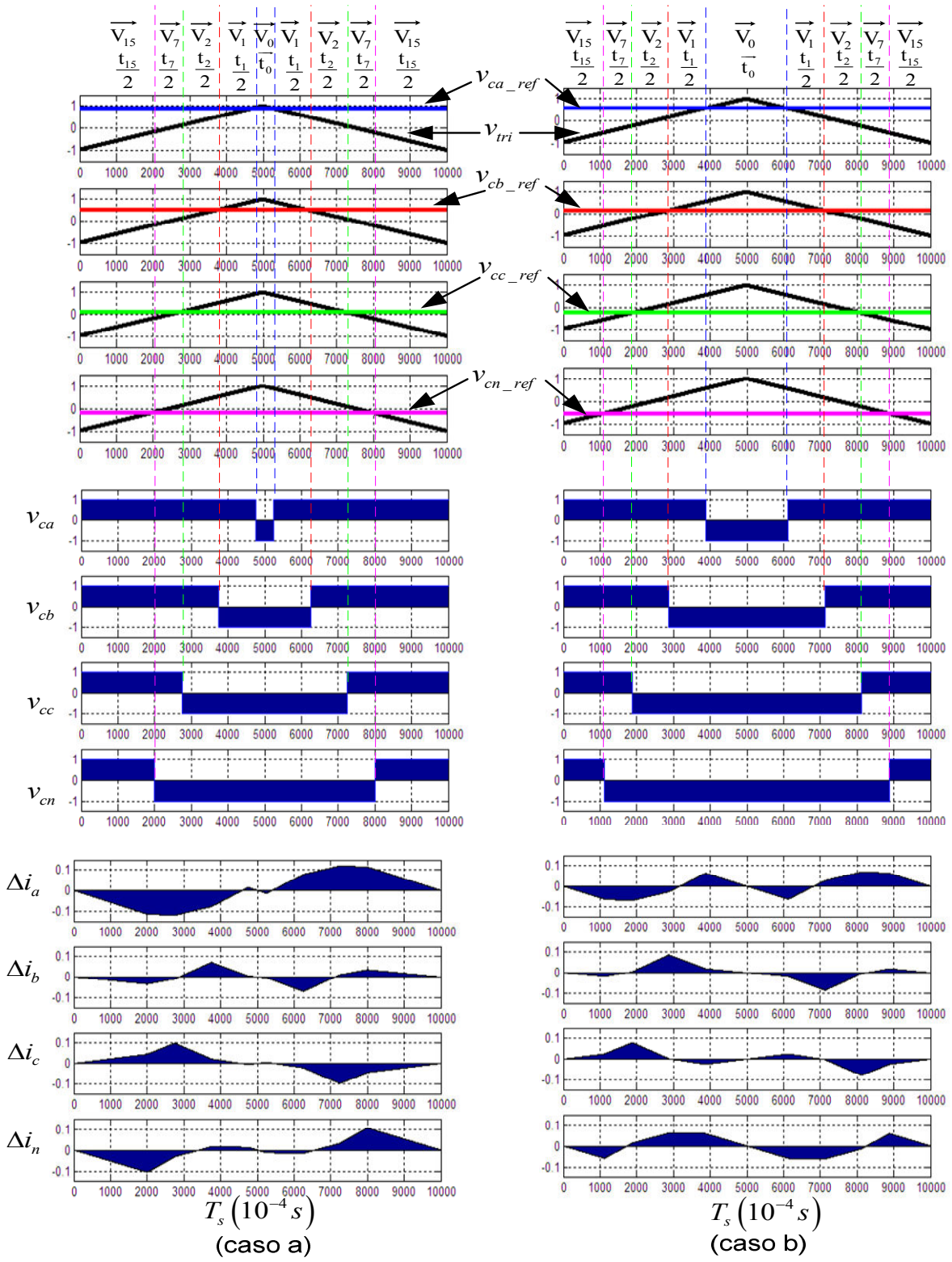

Figura 2.24 Formas de onda simuladas para CPWM, para conversor com 4 fios e 4 braços, mostrando um período da portadora (T_s) com a mesma portadora triangular. Coluna (a) com valores de referência v_{ca_ref}, v_{cb_ref}, v_{cc_ref}, v_{cn_ref}; tensões na saída do conversor $v_{ca}, v_{cb}, v_{cc}, v_{cn}$ e ondulações nas correntes de linha $\Delta i_a, \Delta i_b, \Delta i_c, \Delta i_n$. Coluna (b) mesmos sinais de (a), somando-se $v_{cz\_ref} < 0$ nas referências v_{ca_ref}, v_{cb_ref}, v_{cc_ref}, v_{cn_ref}. (amplitudes em valores pu, escala de tempo em décimos de milisegundo)

A dissertação de mestrado m6 mostrou que o valor de seqüência zero injetada, que minimiza a soma quadrática dos valores eficazes locais das ondulações nos quatro fios de saída do conversor, é semelhante ao do conversor com três fios, e é calculada pela eq. 2.14. A mínima ondulação ocorre quando se injeta $v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_ótima}$ que força o valor máximo e o valor mínimo das quatro referências a terem o mesmo valor em módulo.

$$v_{cz\_ref\_ótima} = \frac{-(\max(v_{ca\_ref}, v_{cb\_ref}, v_{cc\_ref}, v_{cn\_ref}) + \min(v_{ca\_ref}, v_{cb\_ref}, v_{cc\_ref}, v_{cn\_ref}))}{2} \quad (2.14)$$

Este valor impõe que os vetores nulos $\vec{V}_0$ e $\vec{V}_{15}$ (figura 2.21 e tabela 2.2) tenham a mesma duração ($t_0 = t_{15}$), de modo semelhante ao que ocorre com o conversor a três fios. Deve-se notar que os vetores nulos $\vec{V}_0$ e $\vec{V}_{15}$ aplicam a mesma tensão nos 4 braços, não conseguindo assim impor corrente nos 4 fios.

2.2.4 Descrição do PWM Vetorial para conversores com 4 fios e 4 braços, mostrando que é idêntico ao CPWM com injeção de seqüência zero ótima

Para gerar qualquer vetor $\vec{V}_{c\_ref}$ no espaço definido pelo lugar geométrico dos vetores sintetizáveis por um conversor com 4 braços, mostrado nas figuras 2.21 e 2.22, são necessários no mínimo 3 vetores não coplanares. Se no caso a três fios escolhe-se um dos 6 setores triangulares no plano que contém o vetor de referência $\vec{V}_{c\_ref}$, no caso a quatro fios, escolhe-se um dos 24 tetraedros formado por ternos de vetores adjacentes a $\vec{V}_{c\_ref}$, que contenham $\vec{V}_{c\_ref}$. (Pinheiro et al, 2002), (Pinheiro et al, 2004) e (Ota et al, 2011) apresentam o PWM vetorial para conversores a quatro fios 4 braços, enquanto (Villalva et al, 2004a,b) discutem o conversor a 3 braços e a dissertação m6 explica a mesma estratégia detalhadamente para o conversor com 4 fios e 3 braços e para o conversor com 4 fios e 4 braços. Os artigos (Pinheiro et al, 2002), (Pinheiro et al, 2004), (Ota et al, 2011) e a dissertação m6, detalham a escolha do tetraedro e dos vetores utilizados, o cálculo da duração de cada estado, e a seqüência dos vetores.

Em resumo, os passos do algoritmo do PWM vetorial são:

a- Dado o vetor $\vec{V}_{c\_ref}$, verifica-se qual é o tetraedro que o contém, segundo estratégia baseada na relação de ordem entre os valores das referências nas quatro fases (m6). Fica também definida a seqüência de vetores e a seqüência em que serão aplicados. Dos quatro vetores necessários:

- será utilizado um vetor nulo. Assim como no caso a três fios mostra-se que devem ser utilizados os dois vetores nulos $\vec{V}_0$ e $\vec{V}_{15}$, para se conseguir menor freqüência de chaveamento;

- deve ser utilizado um vetor $\vec{V}_\delta$ com seqüência balanceada nula, podendo ser $\vec{V}_7$ ou $\vec{V}_8$;

- Os dois vetores restantes $\vec{V}_\gamma$ e $\vec{V}_\lambda$ devem ser pares de vetores vizinhos, podendo ser qualquer um dos pares $\vec{V}_1,\vec{V}_2$ ou $\vec{V}_2,\vec{V}_3$, ou $\vec{V}_3,\vec{V}_4$,ou $\vec{V}_4,\vec{V}_5$, ou $\vec{V}_6,\vec{V}_7$, ou $\vec{V}_8,\vec{V}_9$, ou $\vec{V}_{10},\vec{V}_{11}$, ou $\vec{V}_{12},\vec{V}_{13}$, ou $\vec{V}_{13},\vec{V}_{14}$, ou $\vec{V}_{14},\vec{V}_{15}$.

b- Calcula-se a duração de cada vetor pela equação 2.15.

$$\begin{aligned}\vec{V}_{c\_ref} &= \frac{t_0}{T_s}\vec{V}_0 + \frac{t_\delta}{T_s}\vec{V}_\delta + \frac{t_\gamma}{T_s}\vec{V}_\gamma + \frac{t_\lambda}{T_s}V_\lambda + \frac{t_{15}}{T_s}\vec{V}_{15} = \\ &= \zeta_0\vec{V}_0 + \zeta_\delta\vec{V}_\delta + \zeta_\gamma\vec{V}_\gamma + \zeta_\lambda V_\lambda + \zeta_{15}\vec{V}_{15}\end{aligned} \tag{2.15}$$

Em 2.15, $\zeta_0 + \zeta_\delta + \zeta_\gamma + \zeta_\lambda + \zeta_{15} = 1$; pois $t_0 + t_\delta + t_\gamma + t_\lambda + t_{15} = T_s$.

Como $\vec{V}_0$ e $\vec{V}_{15}$ são vetores nulos, a eq. 2.15 pode ser reescrita como:

$$\vec{V}_{c\_ref} = \frac{t_\delta}{T_s}\vec{V}_\delta + \frac{t_\gamma}{T_s}\vec{V}_\gamma + \frac{t_\lambda}{T_s}V_\lambda = \zeta_\delta\vec{V}_\delta + \zeta_\gamma\vec{V}_\gamma + \zeta_\lambda V_\lambda \tag{2.16}$$

Resolvendo-se o sistema de equações com três incógnitas e três equações (pois cada vetor é tridimensional), obtêm-se $\zeta_\delta, \zeta_\gamma$ e ζ_λ.

c- Obtém-se a duração dos vetores nulos por 2.17:

$$\zeta_0 + \zeta_{15} = 1 - (\ \zeta_\delta + \zeta_\gamma \ + \zeta_\lambda \ ) \tag{2.17}$$

Para se eliminar a indefinição no valor de ζ_0 e ζ_{15} (Pinheiro et al, 2002) e (Pinheiro et al, 2004) sugerem a utilização de $\zeta_0 = \zeta_{15}$, afirmando ser esta a condição de mínima ondulação de corrente, sem comprová-la. Conforme citado no item 2.2.3, a dissertação m6 mostrou que se conseguem minimizar as ondulações nas correntes de um conversor com quatro braços, injetando-se uma referência de seqüência zero $v_{cz\_ref\_ótima}$ calculada pela equação 2.14. Esta relação impõe que o valor máximo das quatro referências seja igual em módulo ao valor mínimo delas, condição que também garante que $\zeta_0 = \zeta_{15}$. A dissertação m6, também mostrou que os vetores utilizados e sua seqüência, ao se empregar PWM com portadora, são exatamente iguais aos do PWM vetorial.

Conclui-se que para o conversor a quatro fios com quatro braços, também é mais adequada a utilização da estratégia de modulação baseada no CPWM com injeção de seqüência zero, devido à sua simplicidade, e pequena complexidade computacional. Como no conversor a três fios, consegue-se gerar os pulsos PWM que minimizam a ondulação de corrente, e maximizam a tensão de saída do conversor, sem a utilização de transformações de coordenadas. Ressalta-se que a complexidade computacional do SVPWM para o conversor com quatro braços é bem maior que o de três.

2.3 Conversor CSC trifásico a 3 fios

O autor e seus colaboradores também tem pesquisado estratégias de modulação para conversores do tipo fonte de corrente, que geraram os seguintes trabalhos:

a- artigos em conferência: c24, c25, c26, c27, c28, c29, c30

b- dissertação de mestrado: m1.

Em alguns destes casos empregam-se vetores espaciais para a análise do conversor e do PWM, porém todos são implementados no sistema *abc*.

2.4 Associação de conversores

Na área de geração de PWM para associação de conversores, com implementação no sistema *abc* listam-se os trabalhos do autor e colaboradores:

a- artigos em periódicos: p1;

b- artigos em conferências: c10,c11, c14, c15, c16, c19, c20, c21, c22, c23 e c76;

c- a tese de doutorado do autor: d0

d- a dissertação de mestrado m7, que trata da associação de conversores monofásicos, e pode ser utilizada para a implementação de conversores trifásicos.

2.5 Conclusões do Capítulo

Mostrou-se através da análise geométrica do conversor e seus moduladores, baseada em vetores espaciais, que todas as vantagens associadas ao PWM vetorial para conversores com 3 e 4 braços podem ser obtidas por meio do PWM baseado em portadora, com injeção de seqüência zero ótima. A complexidade do algoritmo do modulador é baixa, resumindo-se ao cálculo de $v_{cz\_ref\_ótima}$, sem a necessidade de transformações de coordenadas.

3. MALHAS DE CONTROLE BÁSICAS

Este capítulo mostra que um conversor com F braços e F fios pode ser controlado por F-1 controladores, diretamente no sistema abc. Discute sua utilização conjunta com a estratégia de PWM com injeção de seqüência zero ótima, resultando em uma possibilidade de implementação do bloco "PWM + controlador" que não requer transformações de coordenadas.

Para o conversor VSC mostra-se a implementação das malhas de rastreamento de corrente, diretamente no sistema de coordenadas *abc*, juntamente com os moduladores discutidos no capítulo 2. Discute-se que para o conversor trifásico a três fios podem ser utilizados dois controladores e para o conversor a 4 fios podem ser utilizados três controladores. Para o rastreamento da tensão no capacitor de um filtro LC na saída do VSC propõe-se a utilização de malhas concatenadas, onde a malha interna será a malha de corrente no indutor e a externa, da tensão no capacitor. As malhas de controle do conversor CSC podem ser obtidas a partir do VSC por relações de dualidade. Para estes dois últimos tópicos, este trabalho se limitará a listar publicações do autor e colaboradores. Distinguem-se os artigos, teses e dissertações do autor e seus colaboradores indexando-os com a mesma convenção estabelecida no Memorial, ou seja, um letra e um número seqüencial. A letra indica: dissertações de **m**estrado (prefixo **m**), teses de **d**outorado (prefixo **d**), artigos em **p**eriódicos (prefixo **p)** , artigos em **c**onferências e **c**ongressos (prefixo **c**). Estes trabalhos estão listados no item R.2 das Referências Bibliográficas.

Neste capítulo os conversores trifásicos serão denominados por três letras e três números, classificando-os de acordo com:

a- o número de fios (F=3 ou 4);
b- o número de braços do conversor: (B=3 ou 4);
c- o número de controladores de corrente (C=2 ou 3).

Assim, um controlador com 3 fios, 3 braços, e dois controladores de corrente, será denominado por 3F3B2C.

3.1 Modelo do conversor VSC trifásico com 3 fios e 3 braços (3F3B)

Apresenta o modelo do conversor 3F3B e discute o acoplamento entre as variáveis.

A figura 3.1 apresenta o conversor trifásico com 3 fios e 3 braços, a carga e os moduladores (PWMs), já analisados no item 2.1. A carga é modelada como uma fonte de tensão, podendo representar a tensão da rede, ou a tensão no capacitor de um filtro LC, no caso da necessidade de se filtrar a tensão de saída CA (p.ex. em sistemas de energia ininterrupta). Os moduladores serão do tipo CPWM discutido no capítulo 2.

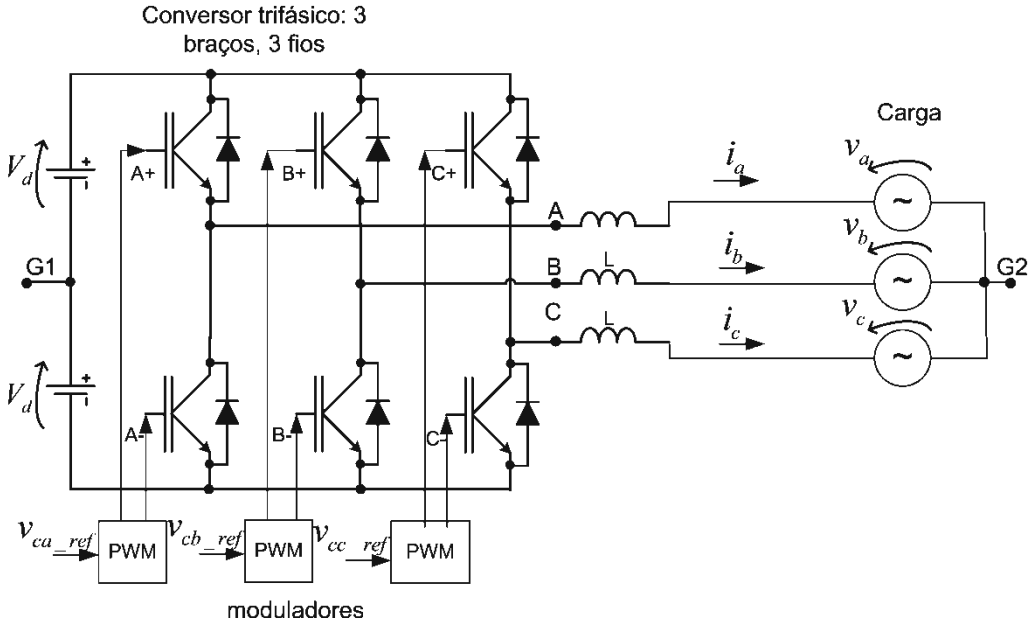

Figura 3.1 Conversor trifásico: 3 fios 3 braços (3F3B) e carga.

O circuito da figura 3.1 pode ser modelado conforme mostrado na figura 3.2, considerando-se cada braço do conversor como uma fonte de tensão ideal.

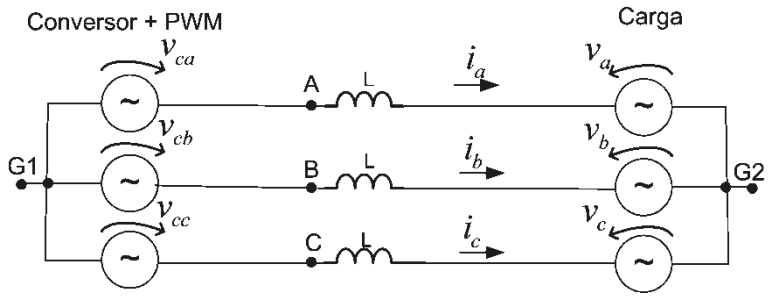

Figura 3.2 Circuito equivalente do conversor trifásico: 3 fios, 3 braços (3F3B), e carga.

O circuito da figura 3.2 é descrito pela eq. 3.1

$$L\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{ccx} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{3.1}$$

Nota-se o forte acoplamento entre as variáveis, pois o sistema possui três fontes de tensão, mas não pode impor três correntes arbitrárias, devido ao fato da soma das três correntes ser instantaneamente nula.

(Buso, et al, 2006) reescreve a eq. 3.1 no sistema $\alpha\beta$, mostrando que as correntes i_α e i_β são completamente desacopladas com relação às tensões v_α e v_β impostas pelo conversor. (Buso, et al, 2006) propõem a utilização de dois controladores de corrente no sistema $\alpha\beta$, que produzirão em suas saídas as coordenadas do vetor de tensão que deverá ser imposto pelo conversor. Este vetor é sintetizado pela estratégia vetorial, discutida no capítulo 2. (Buso, et al, 2006) mostram também, que no sistema dq as correntes i_d e i_q estão acopladas com as tensões v_d e v_q, ou seja v_d afeta i_d e v_q afeta i_d. O controlador de corrente no sistema *dq* apresenta a vantagem de tornar o problema de rastreamento em um problema de regulação, quando as referências são senoidais. Para eliminar o problema do acoplamento, diversos autores propõem a utilização de um bloco que desacopla as variáveis. Entre eles citam-se (Hwang, et al 2010), (Zmood, et al, 2001), (Briz, et al, 2000). Os dois primeiros também mostram que a utilização do controlador PI no sistema *dq*, é equivalente a utilizar um controlador ressonante no sistema *abc*.

3.2 Modelo do conversor VSC trifásico com 4 fios e 4 braços 4F4B

Apresenta o modelo do conversor 4F4B e discute o acoplamento entre as variáveis.

O conversor trifásico a quatro fios, analisado no item 2.2 é apresentado na figura 3.3 juntamente com a carga, indutores de filtro e moduladores. Seu circuito equivalente é reapresentado na figura 3.4. O conversor com 4 fios e 3 braços não será analisado aqui, mas apenas simulado no item 3.3.1, devido à reduzida faixa de tensões de saída discutida no item 2.2.2 e em m6.

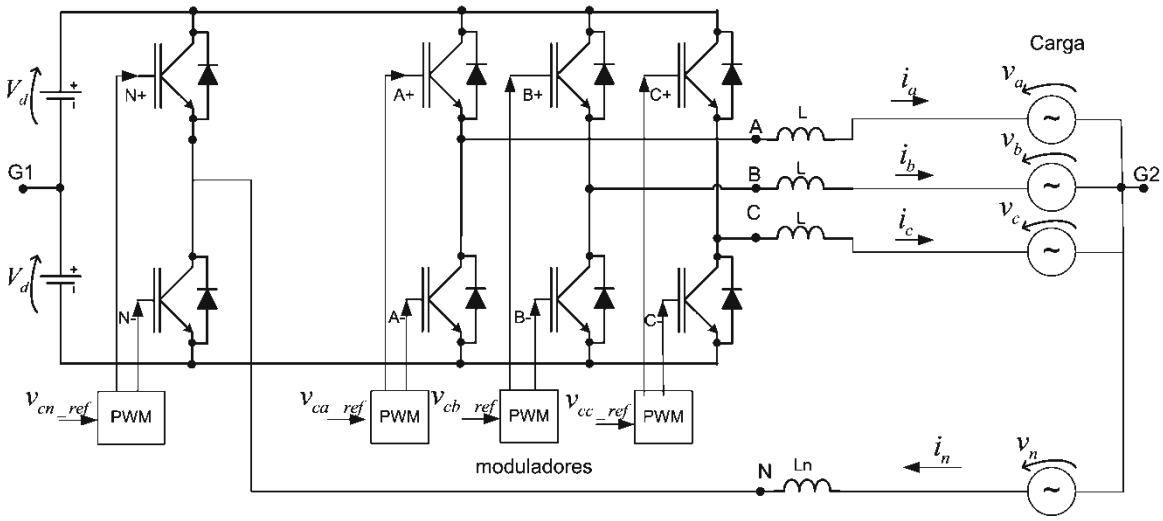

Figura 3.3 Conversor trifásico:, 4 fios 4 braços (4F4B), moduladores e carga.

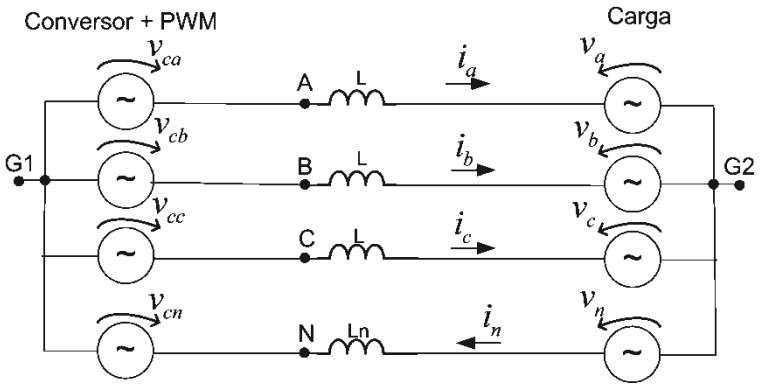

Figura 3.4 Circuito equivalente do conversor trifásico: 4 fios 4 braços (4F4B), e carga.

No item 2.2.1 discutiu-se a decomposição das variáveis do subcircuito da figura 3.4 correspondente às fases *a,b* e *c* em componentes de seqüências zero e balanceada, por permitirem:

a- uma melhor compreensão do comportamento das correntes de seqüência zero balanceadas;

b- a fácil obtenção das equações de estado (eq. 3.2) do sistema.

De acordo com a dissertação de mestrado m6, a relação entre as correntes e as tensões no circuito da figura 3.4 é ditada pela eq. 3.2.

$$\frac{d\mathbf{I}_C}{dt} = \mathbf{F}\cdot\mathbf{V}_C + \mathbf{G}\cdot\mathbf{V} \tag{3.2}$$

Nesta equação:

$$\mathbf{I}_C = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c & i_n \end{bmatrix}^t \tag{3.3}$$

$$\mathbf{V_C} = \begin{bmatrix} v_{ca} & v_{cb} & v_{cc} & v_{cn} \end{bmatrix}^t \tag{3.4}$$

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c & v_n \end{bmatrix}^t \tag{3.5}$$

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\left(\mathrm{L}^2 + 3\mathrm{L}\mathrm{L}_\mathrm{N}\right)} \cdot \begin{bmatrix} \mathrm{L}+2\mathrm{L}_\mathrm{N} & -\mathrm{L}_\mathrm{N} & -\mathrm{L}_\mathrm{N} & -\mathrm{L} \\ -\mathrm{L}_\mathrm{N} & \mathrm{L}+2\mathrm{L}_\mathrm{N} & -\mathrm{L}_\mathrm{N} & -\mathrm{L} \\ -\mathrm{L}_\mathrm{N} & -\mathrm{L}_\mathrm{N} & \mathrm{L}+2\mathrm{L}_\mathrm{N} & -\mathrm{L} \\ \mathrm{L} & \mathrm{L} & \mathrm{L} & -3\mathrm{L} \end{bmatrix} \tag{3.6}$$

$$\mathbf{G} = -\begin{bmatrix} \frac{1}{\mathrm{L}} & 0 & 0 & \frac{1}{\left(\mathrm{L}+3\mathrm{L}_\mathrm{N}\right)} \\ 0 & \frac{1}{\mathrm{L}} & 0 & \frac{1}{\left(\mathrm{L}+3\mathrm{L}_\mathrm{N}\right)} \\ 0 & 0 & \frac{1}{\mathrm{L}} & \frac{1}{\left(\mathrm{L}+3\mathrm{L}_\mathrm{N}\right)} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3}{\left(\mathrm{L}+3\mathrm{L}_\mathrm{N}\right)} \end{bmatrix} \tag{3.7}$$

Neste conversor também existe forte acoplamento entre as fases, pelo fato de só poderem ser impostas 3 correntes. Em outras palavras, apesar de existirem 3 atuadores $(v_{ca}, v_{cb}, v_{cc}, v_{cn})$, apenas três correntes podem ser impostas pois a soma $i_a + i_b + i_c - i_n$ é instantaneamente nula.

3.3 Malha de Rastreamento de Corrente para Conversor VSC, 3 fios e 3 braços 3F3B

Mostra-se que apenas duas correntes podem ser impostas no conversor com 3 fios e 3 braços, exigindo-se apenas 2 controladores. Discute-se como calcular o sinal de referência do terceiro braço, sem controlador.

Será analisada a princípio a possibilidade de se rastrearem as três correntes de linha, no sistema *abc*, com três controladores independentes. Estes controladores podem ser do tipo P ou PI (c68, c72, (Ryan, et al,1997), (Loh, et al, 2003), (Holmes, et al, 2009); deadbeat (c41, (Buso, et al 2001), (Kawamura, et al. 1998)), ressonante (Hwang, et al, 2010), (Loh, et al,2003), (Fukuda, Imamura, 2005), (Zmood, et al, 2001)), repetitivo (Matavelli, Marafão, 2004)), etc. A figura 3.5 ilustra a utilização de três controladores, um para cada fase.

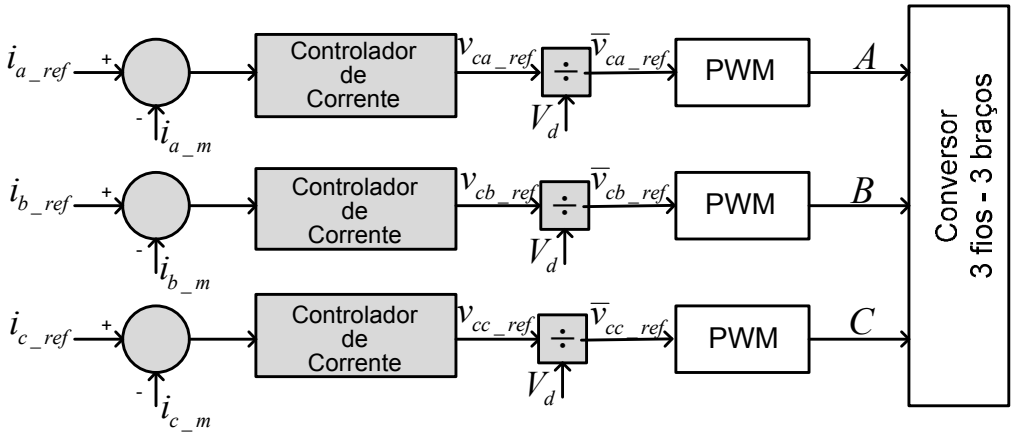

Figura 3.5: Utilização de 3 controladores de corrente para o conversor com e braços, 3 fios.

A tentativa de se rastrearem as três correntes medidas ($i_{a\_m}, i_{b\_m}, i_{c\_m}$) de um conversor real com três fios e 3 braços, poderá levar à operação intermitente, com períodos onde se perde o controle do conversor. Em conversores reais, isso acontece mesmo ao se tentarem rastrear três correntes de referência com seqüência zero nula. Isso ocorre em conversores reais devido aos erros de ganho de offset dos sensores. Estes erros acabarão resultando em correntes medidas com seqüência zero não nula, mesmo que isso não ocorra em sistemas a três fios. Os controladores tentarão anular a corrente de seqüência zero medida, impondo tensões de seqüência zero nas referências dos três conversores. Conforme discutido no capítulo 2, tensões de referência de seqüência zero não impõem correntes nas fases, ou seja, os três controladores independentes não conseguirão anular o erro de corrente, levando os PWMs à saturação, e à perda de controle. Para justificar a utilização do conversor com

apenas duas malhas de controle, os próximos subitens analisarão seqüencialmente, com o apoio de simulação numérica usando o programa PSIM, os conversores:

a- 4 fios, 3 braços, 3 controladores (4F3B3C);
b- 3 fios, 3 braços, 3 controladores (3F3B3C);
c- 3 fios, 3 braços, 2 controladores (3F3B2C).

3.3.1 Conversor com 4 fios, 3 braços, e 3 controladores 4F3B3C

Conforme comentado anteriormente, este conversor não é conveniente para aplicações práticas a quatro fios por apresentar pequena faixa de variação na tensão de saída, mas ele se mostra conveniente neste momento para se explicar o controlador com duas malhas.

Para as simulações que se seguem, utiliza-se o circuito da figura 3.1 com os terminais G_1 e G_2 interligados. O circuito é parametrizado com valores em pu[1], empregando-se valores típicos de conversores reais. Isso permite que os resultados e a analise a seguir sejam válidos para uma ampla gama de casos. Os parâmetros empregados para o conversor são:

a- carga: fontes de tensão senoidais, de seqüência positiva, com freqüência de 60Hz e amplitude unitária;
b- $V_d = 1,2V$ (1,2 pu);
c- corrente máxima na saída (pico): 1A (1 pu)
d- reatância série :0,19 Ω @ 60Hz (0,19 pu[2]).

São empregados moduladores com portadora triangular (CPWM) de amplitude unitária, com freqüência de 6kHz (p=100 pulsos por ciclo). Nota-se que os sinais de saída dos controladores v_{ca_ref}, v_{cb_ref} e v_{cc_ref} são normalizados, dividindo-os por V_d. Isso permite que o ganho de cada braço do conversor, considerando-se a média local das tensões de saída (v_{ca}, v_{cb}, v_{cc}) seja unitário, independente de V_d.

Com o quarto fio, as 3 fases se tornam desacopladas, ou seja, a matriz da eq. 3.1 se torna a matriz identidade. Este resultado pode ser obtido a partir da eq. 3.2, do conversor a 4

[1] Considerações sobre valores em pu (por unidade) são feitas no Apêndice C.
[2] Nas simulações emprega-se $V_{base} = 1\text{V}$, $I_{base} = 1\text{A}$, o que resulta em $Z_{base} = 1\Omega$ e reatância de filtro de 0,19 Ω ($L = 0,19/377\,\text{H}$).

braços, impondo-se $v_{cn} = v_n = 0$ e $L_N = 0$. O conversor trifásico opera tal como três conversores monofásicos em meia ponte independentes.

Foi utilizada a estrutura da figura 3.5 com três controladores do tipo PI em tempo contínuo, sem malha anti-windup, descrito pela eq. 3.8.

$$G_{pi}(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \tag{3.8}$$

Para a sintonia do PI empregado no simulador, foram utilizadas as regras descritas em (c72) que estipulam:

a- o valor do ganho proporcional mínimo, para garantir erro de rastreamento de 0,5% (apenas com controlador proporcional, sem considerar as perturbações) é de 10 vezes a reatância do filtro série, ou seja $k_{p\min} = 10 \times 0{,}19 = 1{,}9\Omega$[3] (considerando os parâmetros reais do conversor, a dimensão de k_p é Ω);

b- o ganho proporcional máximo, que garante que não ocorram múltiplos chaveamentos, é de p/π vezes a reatância do filtro série, (p é o quociente entre a freqüência de chaveamento e a do sinal rastreado). Como $\mathrm{p} = 6000/60 = 100$ pulsos por ciclo, resulta em $k_{p\_\max} = p/\pi\ X_L = 100/\pi \times 0.19 = 6\mathrm{pu}$[4]. Segundo c72, para conversores a 3 fios este valor pode chegar a $12\mathrm{pu}$. Como este primeiro caso corresponde a 3 conversores monofásicos, será utilizado $k_p = 6\mathrm{pu}$ para todas as análises a seguir. Para controladores em tempo discreto (c72), este ganho deve ser dividido por 6, para se garantir amortecimento de 0,707 no caso de freqüência de amostragem igual à de chaveamento. Para freqüência de amostragem igual a

[3] Considerando $V_{base} = 1\mathrm{V}$, $I_{base} = 1\mathrm{A}$.

[4] De acordo com c72, para um conversor com valores de base V_{base} e I_{base}, com ganhos de medição de tensão (k_V) e de corrente (k_i) (levando em conta os transdutores, filtros analógicos, atenuadores analógicos, ganho do conversor A/D, atenuadores por software), o parâmetro k_p interno ao processador é calculado por $k_p k_v V_{base} / (k_i I_{base})$. Para tanto se deve garantir que, quando a saída do PI for igual a $+V_d / V_{base}$ ou $-V_d / V_{base}$, o modulador esteja no limiar de saturação. Se durante a operação, V_d variar muito com relação ao seu valor nominal (V_{d_nom}), o ganho de malha fechada será afetado do fator V_d / V_{d_nom}. Esta perturbação pode ser eliminada normalizando-se o sinal de saída do controlador dividindo-a por V_d.

duas vezes a de chaveamento, o máximo ganho passa a ser $k_{p\_\max}/3$. Nas simulações a seguir será utilizado o PI analógico (eq.3.8).

c- o artigo c72 estipula que T_i deve ser no mínimo igual ao período de chaveamento, para se ter amortecimento de 0,707, com $k_p = k_{p\_\max} = 6\text{pu}$, que no caso vale $T_i = 1/6000 = 0.1667ms$. Será empregado $T_i = 0.1ms$, para melhorar a capacidade de rejeição de perturbações, ao custo de um menor amortecimento.

A figura 3.6 mostra o bom desempenho dos controladores para o rastreamento das correntes de fase. Os erros de rastreamento nas amplitudes foram de 0,106%, 0,105% e 0,105%; e os de fase foram de 0,392^o, 0,395^o e 0,392^o nas fases *a*,*b*,e *c* respectivamente. A figura 3.7 ilustra os componentes de alta freqüência do espectro da corrente na fase *a*, típicos de um conversor monofásico de dois níveis operando com CPWM. Estes resultados serão citados nos próximos itens.

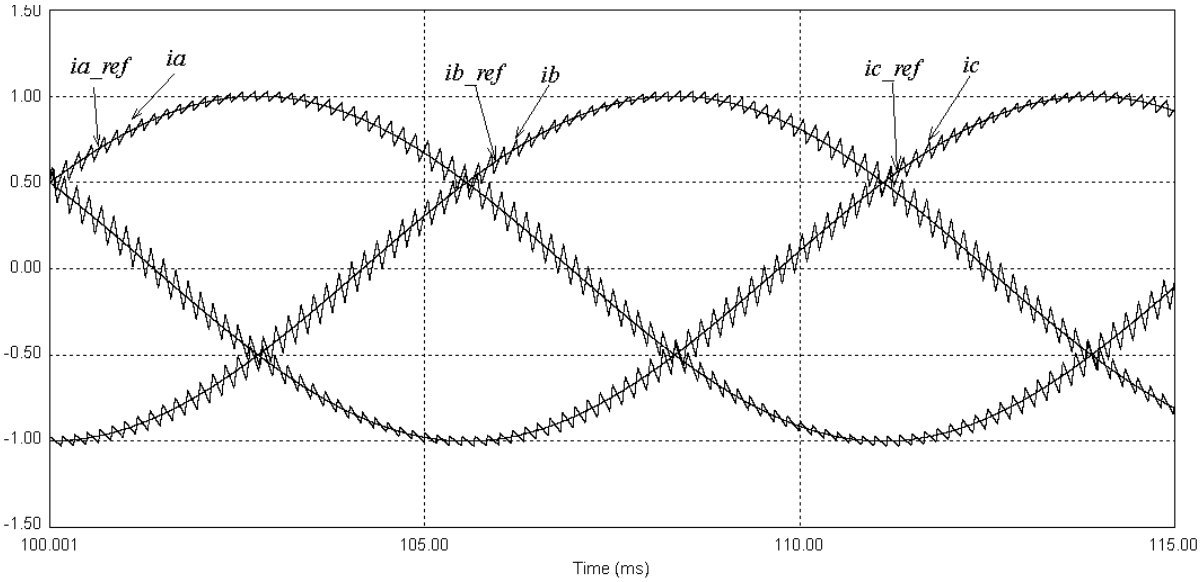

Figura 3.6 correntes de referência e correspondentes correntes na saída: caso 4F3B3C.
(amplitudes em valores pu)

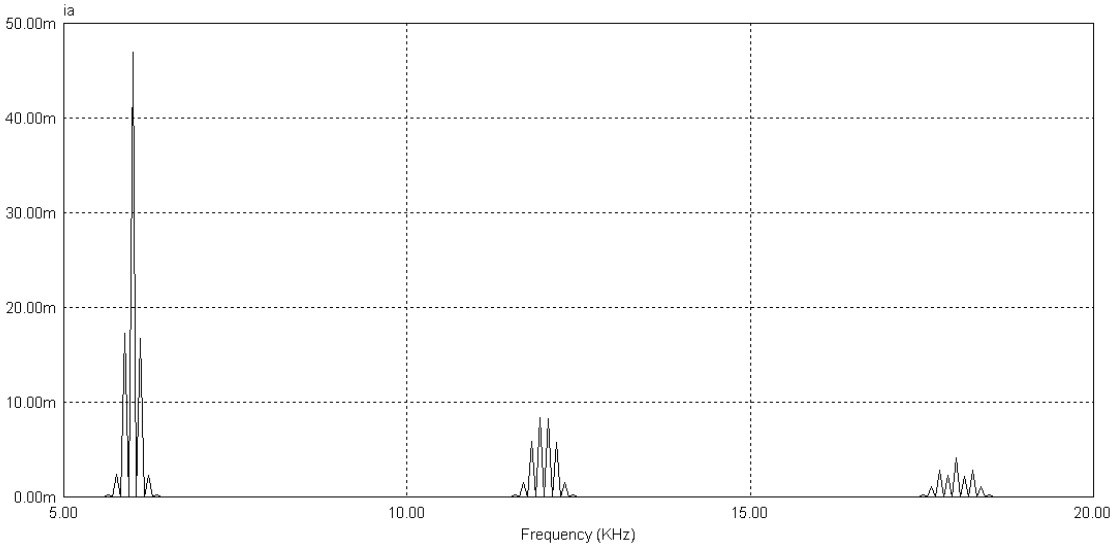

Figura 3.7 Espectro da corrente na fase *a* da saída do conversor: caso 4F3B3C.
(amplitudes em valores pu)

3.3.2 Conversor com 3 fios, 3 braços, e 3 controladores 3F3B3C

Ao se retirar o quarto fio do conversor (N), obtêm-se as formas de onda de i_a, i_b, i_c e o espectro de i_a, mostrados nas figuras 3.8 e 3.9 respectivamente. Nota-se o bom desempenho das malhas de rastreamento, apresentando erros de amplitude de 0,097%, 0,099% e 0,101%; e erros de fase de 0,374°, 0,372° e 0,374° nas fases *a*, *b*, e *c,* respectivamente. O espectro da corrente i_a apresenta menor conteúdo harmônico, se comparado ao caso anterior com 4 fios,

conforme discutido no item 2.1.6 . Esta condição de operação só ocorre para um modelo de conversor bastante simplificado, que despreza os erros dos sensores.

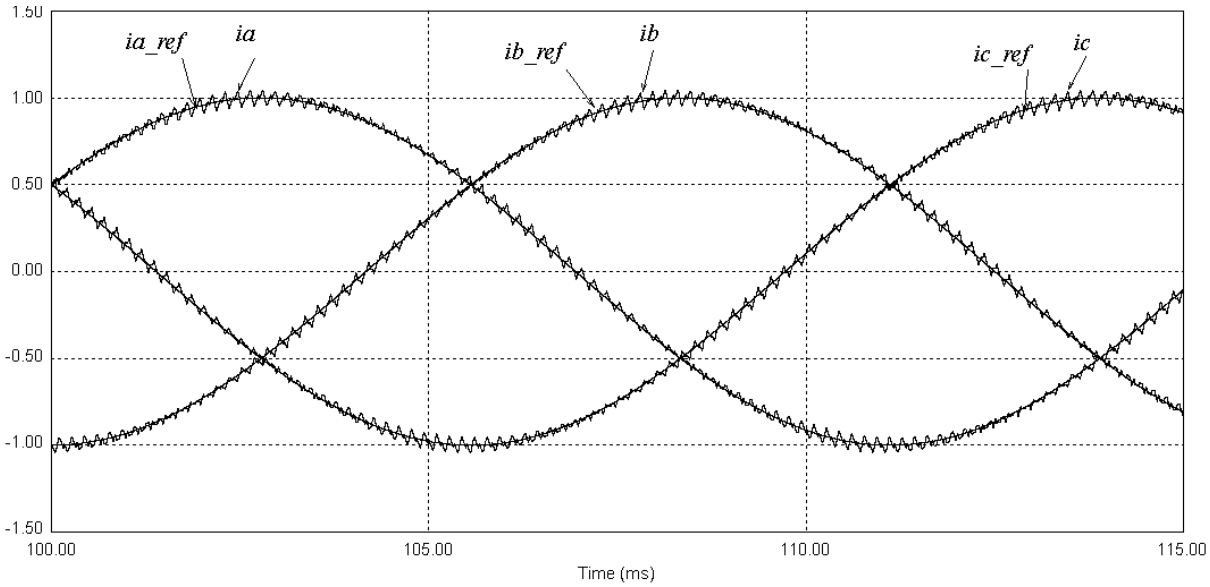

Figura 3.8 Correntes de referência e correspondentes correntes na saída do conversor: caso 3F3B3C. (amplitudes em valores pu)

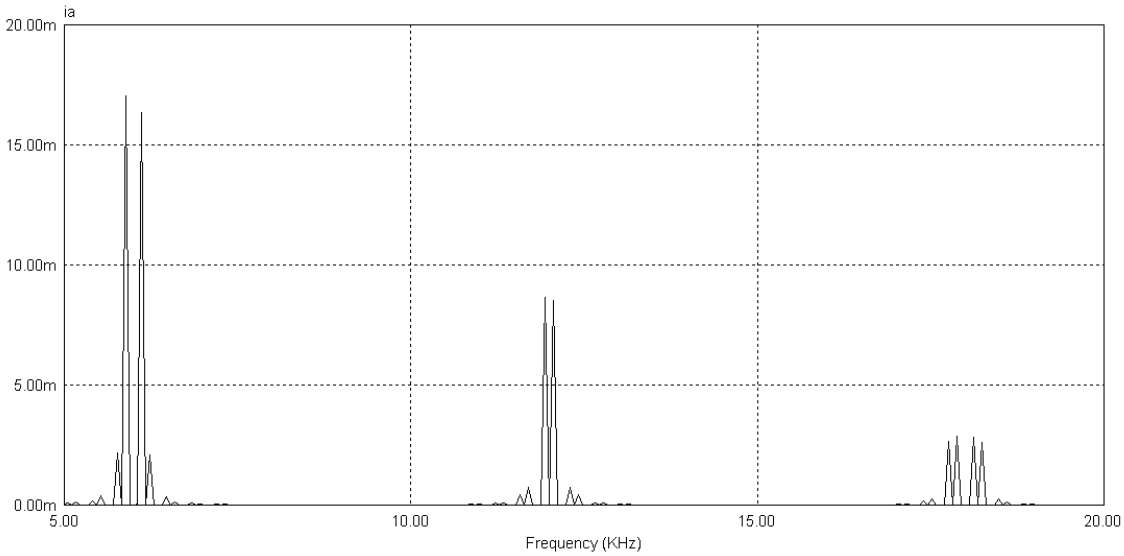

Figura 3.9 Espectro da corrente na fase *a* da saída do conversor: caso 3F3B3C. (amplitudes em valores pu)

Ao se introduzirem erros de ganho nos sensores de corrente, verifica-se na figura 3.10 que ocorrem períodos com perda de controle. Na figura 3.10 o ganho do transdutor de corrente da corrente na fase *a* passou a 1,02, e nas fases *b* e *c* passaram a 0,98.

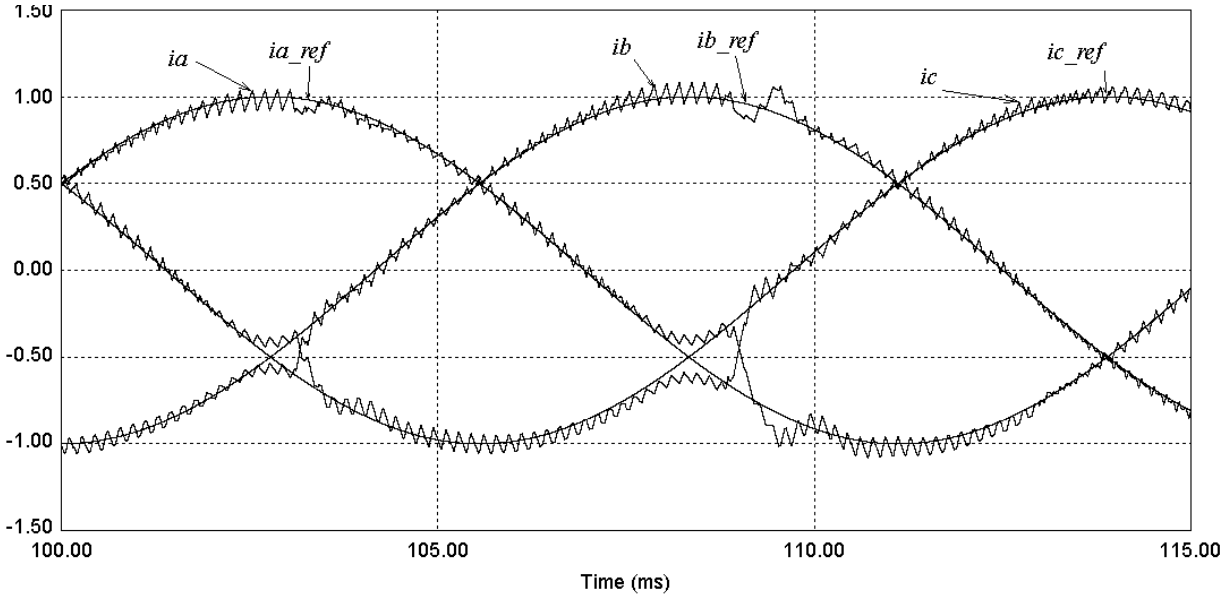

Figura 3.10 Correntes de referência e correspondentes correntes na saída do conversor: caso 3F3B3C com erro de ganho nos sensores de corrente (fases *a*(1,02), *b*(0,98) , e *c*(0.98). (amplitudes em valores pu)

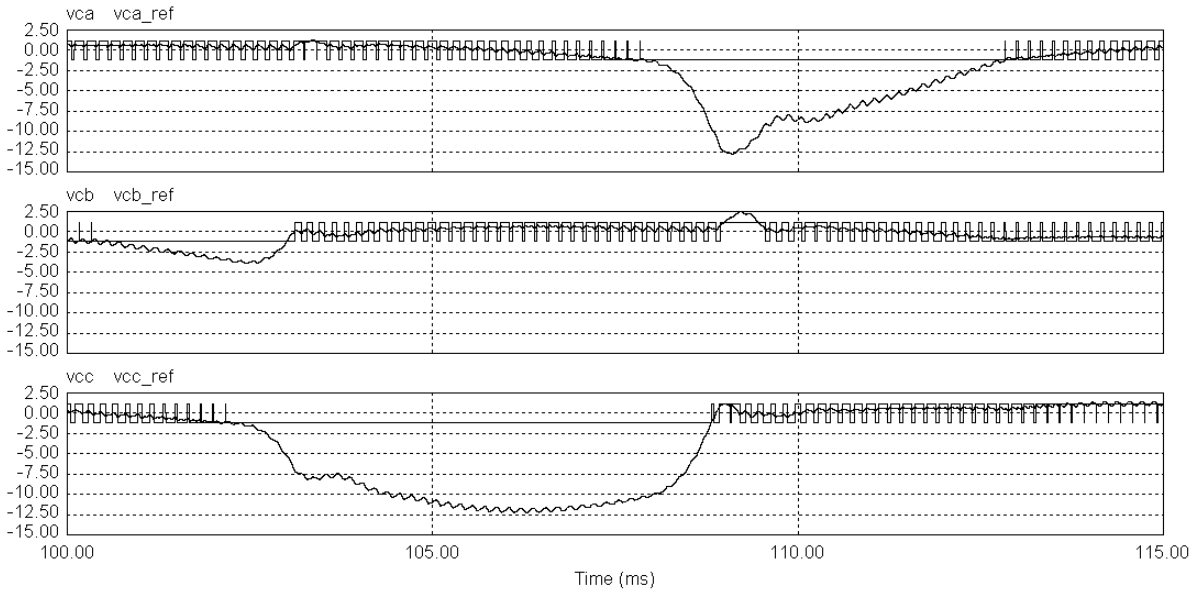

Figura 3.11 Sinais de referência dos moduladores PWM e tensões de saída do conversor com relação ao ponto G_1 . (amplitudes em valores pu)

A perda de controle ocorre porque o terno de correntes medidas passa a apresentar componentes de seqüência zero e negativa. Na presença de erro de rastreamento os controladores independentes tentarão fazer com que o conversor aplique tensões que minimizem este erro. Como as correntes medidas contêm componentes de seqüência zero, os três controladores produzirão tensões de referência $v_{ca\_ref}, v_{cb\_ref}, v_{cc\_ref}$, que também conterão parcela de seqüência zero. Sem o quarto fio, torna-se impossível a injeção de corrente de seqüência zero, fazendo com que a parcela integral continue em ação, saturando um dos

moduladores, conforme ilustrado na figura 3.11 (vide sinais de referência). Com a variação nos valores das referências e das tensões na carga ao longo do tempo, nota-se pela figura 3.11, que o modulador da fase *a* permanece parte do tempo saturado (tensão no braço em $-V_d$), pois o módulo do sinal de saída se torna muito menor que -V_d. Enquanto isso, os outros dois moduladores (fases *b* e *c*) tentam rastrear as correntes. Nota-se que para este caso as fases *a*, *b* e *c* entram em estado de saturação alternadamente. Nota-se também ao analisar conjuntamente as figuras 3.10 e 3.11, que quando apenas um modulador está saturado, os outros dois controladores conseguem rastrear as três correntes. Como a soma das três correntes é nula, dois controladores são suficientes para se imporem as três correntes. Apenas quando os dois estão moduladores estão saturados é que ocorrem os erros de rastreamento. As formas de onda (fig. 3.10 e 3.11) são periódicas, mas extremamente dependentes das condições iniciais da simulação. Ao se tentar limitar a atuação do integrador com uma malha anti-windup, obtém-se o comportamento mostrado na figura 3.12.

Empregou-se uma estratégia anti-windup que limita o valor máximo da parcela integradora em um valor prefixado (na simulação é igual a V_d). Impede-se que a saída do integrador continue crescendo, se esta já atingiu o valor V_d. Se o erro ainda for positivo, permite-se que ela comece a decrescer tão logo o erro se torne negativo. Como a soma das parcelas proporcional e integral pode ultrapassar $\pm V_d$, a saída do PI é novamente limitada em $\pm V_d$. Outra estratégia possível, citada por (Buso, Mattavelli, 2006), e não empregada nestas simulações, utiliza o integrador com limitação variável. Quanto maior for o erro, menor o valor do limite, de modo que a soma das parcelas integral e proporcional nunca ultrapasse os limites $\pm V_d$.

Nota-se que o comportamento foi pior do que no caso anterior, sem a utilização do circuito anti-windup. A figura 3.13 mostra a tentativa de se manterem os três sinais de saída dos PIs dentro da faixa $\pm V_d$, sem sucesso, pois continua a ocorrer a saturação dos sinais.

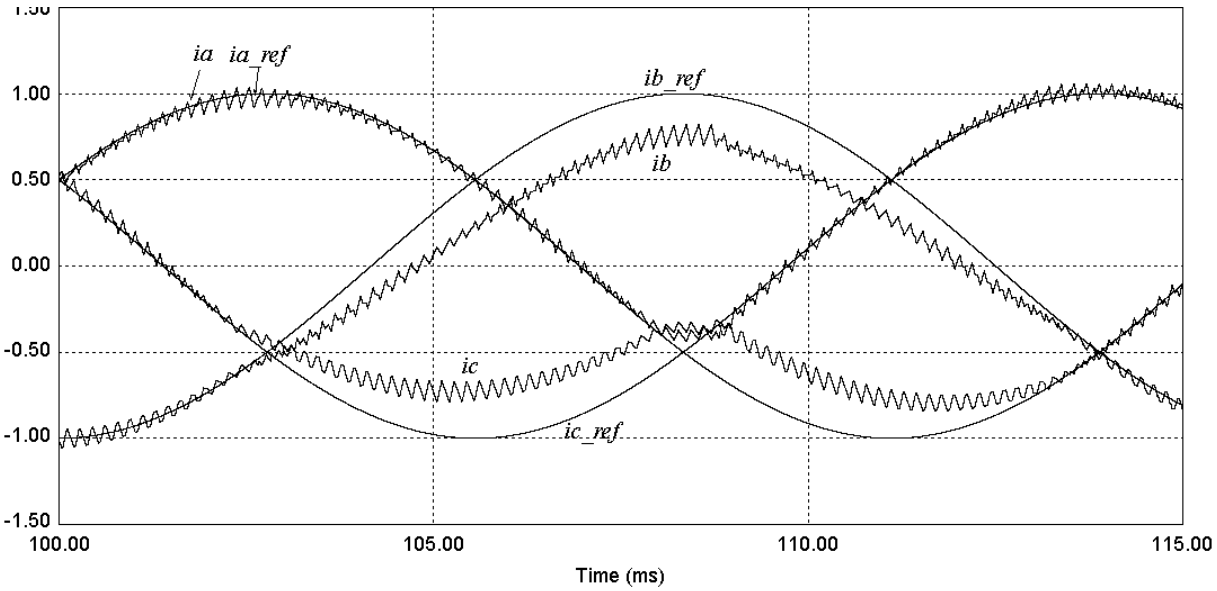

Figura 3.12 Correntes de referência e correspondentes correntes na saída do conversor: caso 3F3B3C com erro de ganho nos sensores de corrente (fases *a*(1,02), *b*(0,98) , e *c*(0.98). Com anti-windup. (amplitudes em valores pu)

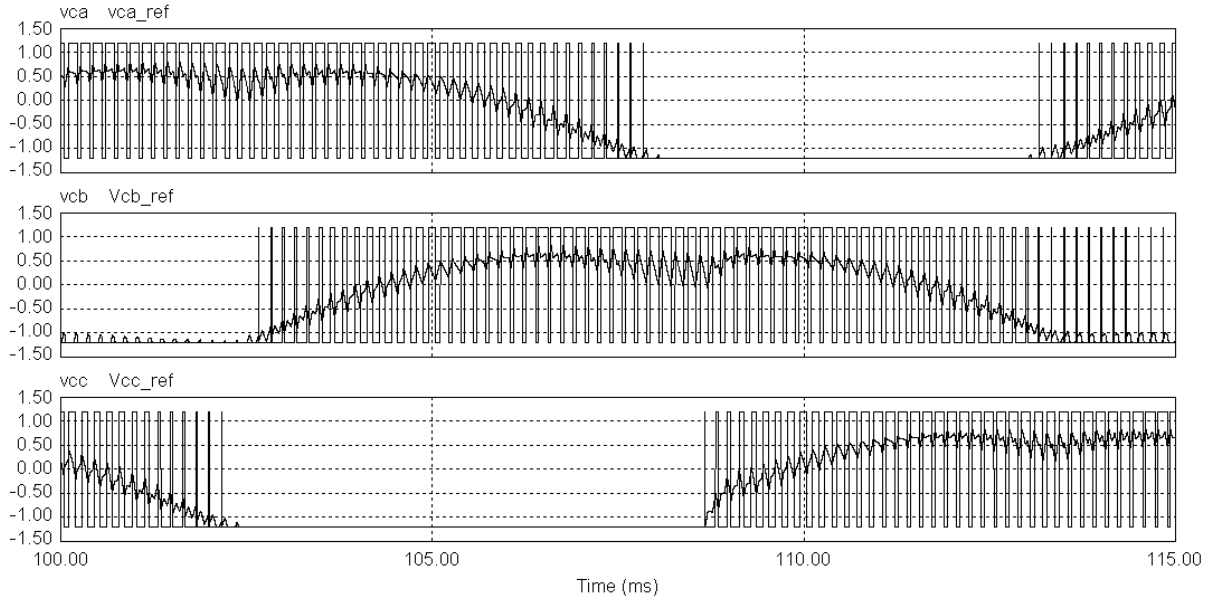

Figura 3.13 Sinais de referência dos moduladores PWM e tensões de saída do conversor com relação ao ponto G_1 . (amplitudes em valores pu)

A figura 3.14 mostra as conseqüências da ocorrência de offset de 0.01pu do valor de fundo de escala, no sensor da fase *c*. Não foi utilizada a estratégia de anti-windup. Aqui também o erro de offset do sensor produzirá componente de seqüência zero, que não poderá ser compensado, pela impossibilidade do conversor com 3 fios (3F3B) injetar correntes de seqüência zero. Nota-se o gradativo aumento nas amplitudes das correntes controladas, levando o sistema à instabilidade em poucos ciclos.

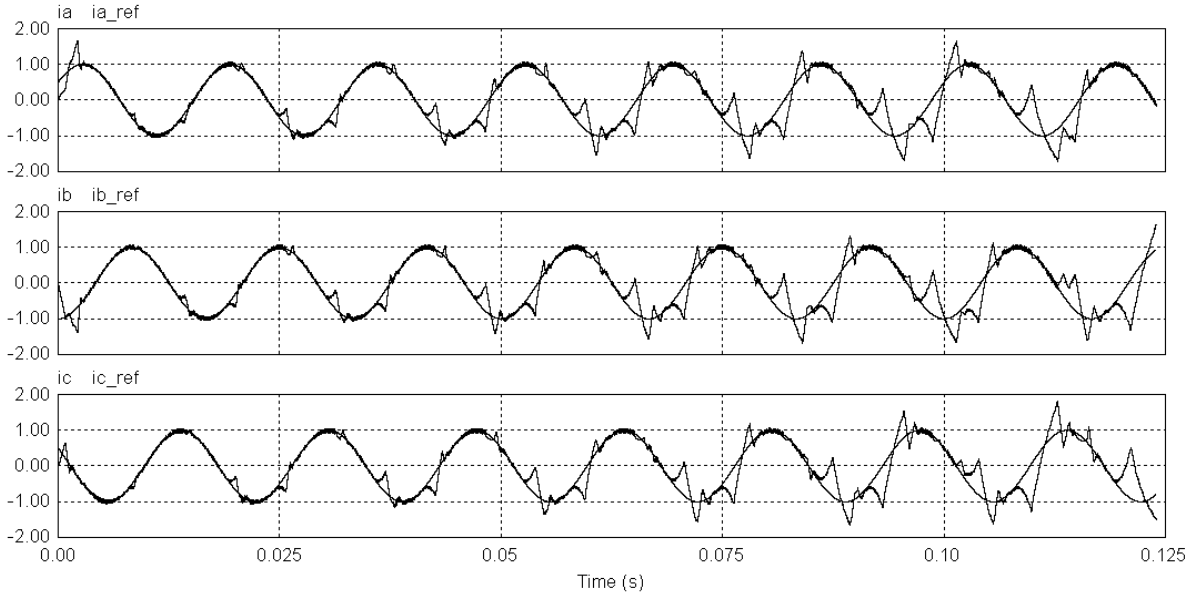

Figura 3.14 Correntes de referência e correspondentes correntes na saída do conversor: caso 3F3B3C com erro de offset de 0,01pu no sensor de corrente da fase *c*. (amplitudes emvalores pu)

Percebe-se que valores pequenos de erro de ganho e de offset nos sensores de corrente, impedem o correto rastreamento das correntes ao se utilizarem três controladores independentes. Uma solução bastante eficiente consiste em pré extrair a parcela de seqüência zero instantânea ($i_{z\_m} = (i_{a\_m} + i_{b\_m} + i_{c\_m})/3$) das correntes medidas $i_{a\_m}, i_{b\_m}, i_{c\_m}$, antes de utilizá-las nos controladores.

3.3.3 Conversor com 3 fios, 3 braços e 2 controladores 3F3B2C

A proposta de três controladores independentes inevitavelmente leva à tentativa de injeção de corrente de seqüência zero. Em outras palavras, se para um circuito a três fios, a soma das três correntes é nula, a utilização de três controladores e três inversores levará inevitavelmente a uma situação de conflito, pela impossibilidade de se imporem três correntes distintas. Outro modo de explicar este fato, consiste em verificar que o posto da matriz de controlabilidade do sistema da eq. 3.1 é 2, ou seja, o sistema não é controlável.

Outra forma de se resolver o problema no sistema abc, levando-se em conta a discussão acima e os resultados da figura 3.11, onde um dos moduladores permanece desativado enquanto os outros dois tentam rastrear as correntes, consiste em impor $v_{cc\_ref} = 0$, mantendo-se ativos somente os controladores das fases *a* e *b* (figura 3.15). A proposta de dois

controladores vem sendo discutida por (Loh, et al, 2003), (Holmes, et al, 2010), (Kong, et al, 2009), (McGrath, et al, 2011a) e (McGrath, et al, 2011b).

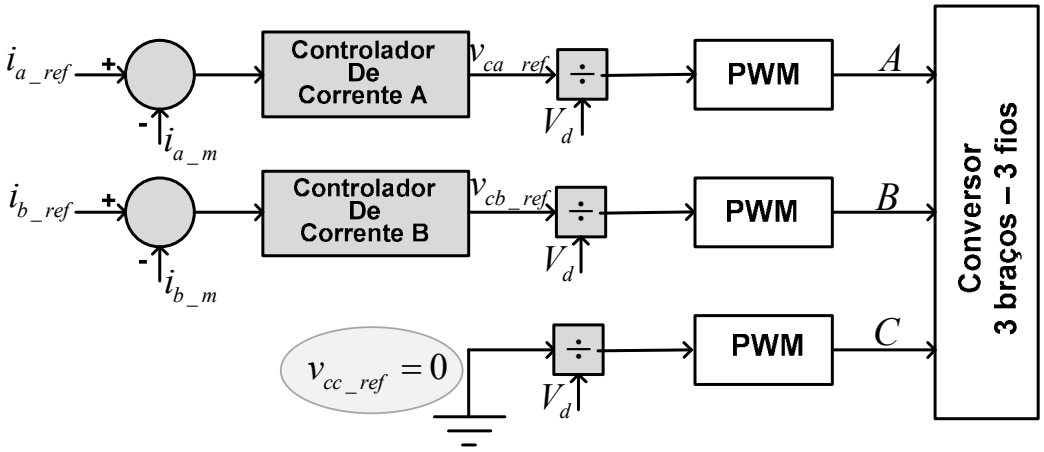

Figura 3.15: Utilização de 2 controladores de corrente para o conversor com 3 fios, 3 braços, 2 controladores (3F3B2C), impondo $v_{cc\_ref} = 0$.

Com esta estratégia, os controladores das fases *a* e *b* se encarregam de rastrear as respectivas correntes. A corrente na fase *c* , que não é controlada, deverá obrigatoriamente obedecer a $i_a + i_b + i_c = 0$, resultando em $i_c = -i_a - i_b$. Como $i_{ca\_ref} + i_{cb\_ref} + i_{cc\_ref} = 0$, resulta em $i_c = i_{cc\_ref}$, se o rastreamento nas fases *a* e *b* for perfeito.

Para $v_{cc\_ref} = 0$ a capacidade de injeção de tensão do conversor passa a ser a de um conversor com dois braços, tornando-se assim bastante reduzida. Para quantificar a faixa de variação das tensões de saída do conversor, serão utilizados vetores espaciais. Aqui é conveniente utilizar a eq. 2.1, que usa o fator 2/3, para que senóides de seqüência positiva de amplitude V resultem em vetor com comprimento V. A figura 3.16 apresenta para $V_d = 1\text{pu}$:

a- os seis vetores não nulos $\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3, \vec{e}_4, \vec{e}_5, \vec{e}_6$, no plano $\alpha'\beta'$, cada um com comprimento de $4/3V_d$, gerados por um conversor com três braços, três fios, da mesma forma que na figura 2.7;

b- o hexágono externo correspondente aos vetores sintetizáveis por $\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3, \vec{e}_4, \vec{e}_5, \vec{e}_6$, e a circunferência externa correspondente à máxima amplitude de tensão senoidal de seqüência positiva sintetizável por um conversor com 3 braços, que é de $1{,}155V_d$;

c- o hexágono interno correspondente às tensões sintetizáveis sem injeção de seqüência zero às referências dos moduladores. A circunferência interna de raio V_d,

corresponde à máxima amplitude das senóides equilibradas que podem ser sintetizadas nestas condições.

d- os quatro vetores $\vec{E}_1, \vec{E}_2, \vec{E}_3, \vec{E}_4$ sintetizáveis para $v_{cc\_ref} = 0$ (vide tabela 3-I)

Tabela 3-I descrição dos vetores espaciais gerados para $v_{cc\_ref} = 0$

vetor	v_{ca}	v_{cb}	$\widehat{v_{cc}}$ (media local de v_{cc})	vetor na forma complexa
$\vec{E}_1$	$+V_d$	$+V_d$	*0*	$0.6667V_d\underline{\vert 60^o}$
$\vec{E}_2$	$-V_d$	$+V_d$	*0*	$1.1550V_d\underline{\vert 150^o}$
$\vec{E}_3$	$-V_d$	$-V_d$	*0*	$0.6667V_d\underline{\vert -120^o}$
$\vec{E}_4$	$+V_d$	$-V_d$	*0*	$1.1550V_d\underline{\vert -30^o}$

e- a máxima amplitude das tensões trifásicas de seqüência positiva que pode ser gerada corresponde à circunferência inscrita no trapézio, é $0.577V_d$, que é exatamente a metade do que pode ser sintetizado pelo conversor de 3 braços.

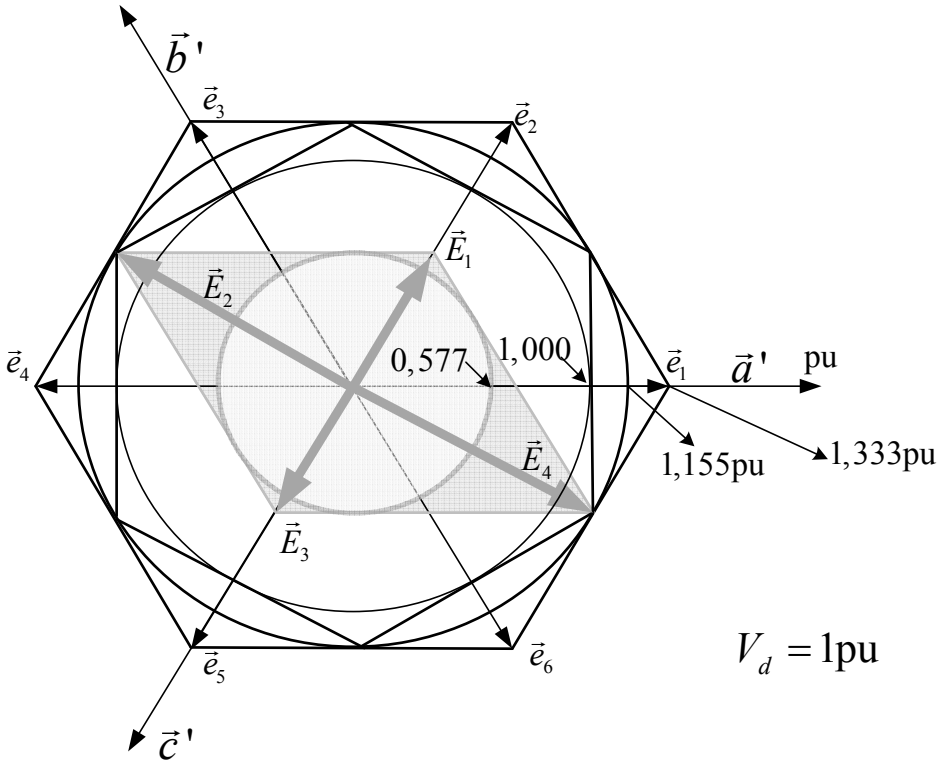

Figura 3.16: Em preto: vetores sintetizáveis com conversor com três braços; em cinza: idem impondo $v_{cc\_ref} = 0$. $(V_d = 1)$

Resumindo, os dois controladores calcularão as tensões a serem aplicadas, mas elas certamente serão bem maiores do que o conversor pode impor (maior que V_d), o que causará saturação dos moduladores e perda de controle. Uma solução para aumentar a faixa de trabalho, retornando ao hexágono externo da figura 3.16, é fazer com que o braço C injete tensão v_{cc} com média local[5] não nula. Para que não ocorram alterações nas correntes de linha, podem ser injetados sinais de seqüência zero (v_{cz_ref}) aos sinais v_{ca_ref}, v_{cb_ref} e v_{cc_ref}. Obtém-se assim os novos sinais de referência dos moduladores, que são: v'_{ca_ref}, v'_{cb_ref} e v'_{cc_ref}, de acordo com o diagrama de blocos da figura 3.17.

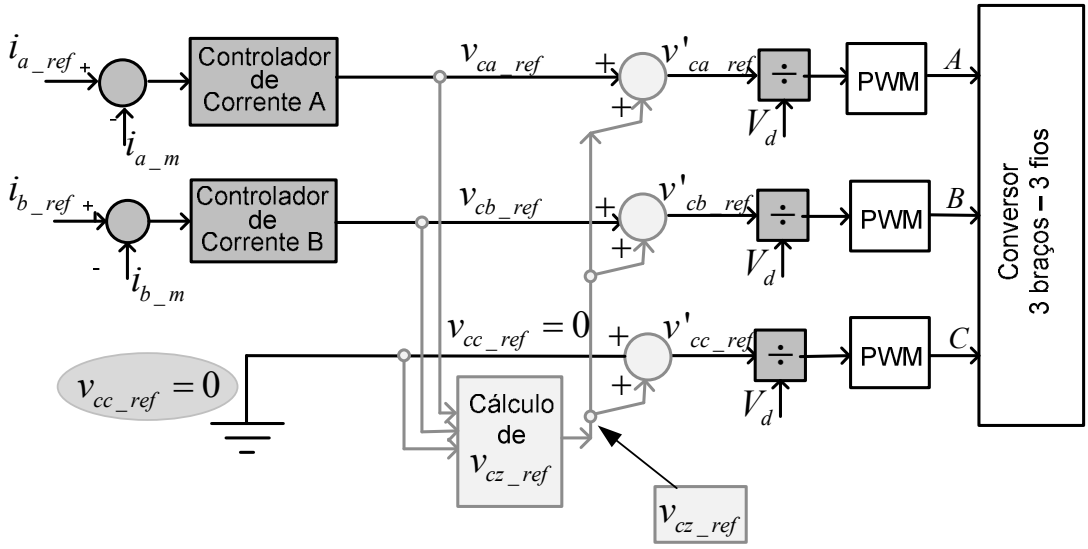

Figura 3.17: Utilização de 2 controladores de corrente para o conversor com 3 braços, 3 fios (3B3F2C), impondo $v_{cc\_ref} = 0$, seguido da injeção de v_{cz_ref} aos 3 sinais de referência dos PWMs.

Existem duas possibilidades de se calcular v_{cz_ref}:

a- forçar que a soma dos sinais resultantes v'_{ca_ref}, v'_{cb_ref} e v'_{cc_ref} seja nula, conforme proposto por (Holmes, et al, 2009), (Kong, et al, 2009), (Holmes, et al, 2010), (Holmes, Lipo, 2003). Isso se consegue injetando-se v_{cz_ref} ditado por:

$$v_{cz\_ref} = -\frac{v_{ca\_ref} + v_{cb\_ref} + v_{cc\_ref}}{3} \tag{3.9}$$

Esta opção não é a mais adequada, pois conforme discutido no item 2.2.2, a imposição de sinais de referência com seqüência zero nula, só consegue gerar

[5] Valor médio de v_{cc} em um ciclo de chaveamento. É numericamente igual ao sinal de referência do respectivo modulador v_{cc_ref}.

vetores dentro do hexágono interno da figura 3.16. Isso limita a máxima amplitude de senóides de seqüência positiva ao valor V_d, ditado pela circunferência inscrita no hexágono interno.

b - forçar os valores máximo e mínimo dos sinais de referência v'_{ca_ref}, v'_{cb_ref} e v'_{cc_ref}, a terem instantaneamente o mesmo valor em módulo. Conforme discutido no item 2.1.5, isso equivale a injetar o sinal de seqüência zero ótima, já apresentado na eq. 2.12:

$$v_{cz\_ref} = v_{cz\_ref\_ótima} = -\frac{\max\left(v_{ca\_ref}, v_{cb\_ref}, v_{cc\_ref}\right) + \min\left(v_{ca\_ref}, v_{cb\_ref}, v_{cc\_ref}\right)}{2} = -\frac{\max\left(v_{ca\_ref}, v_{cb\_ref}, 0\right) + \min\left(v_{ca\_ref}, v_{cb\_ref}, 0\right)}{2} \quad (3.10)$$

Esta segunda alternativa juntamente com a estratégia da utilização de dois controladores apresenta as seguintes vantagens:

a- o controlador é implementado no sistema original, abc sem a necessidade de transformações de coordenadas;

b- consegue-se utilizar toda a faixa de tensão de saída do conversor, gerando vetores dentro do hexágono externo mostrado na figura 3.16;

c- minimiza-se a ondulação nas correntes de linha (item 2.1.6);

d- mantêm-se os valores máximo e mínimo dos sinais de referência dos moduladores igualmente afastados dos pontos de saturação ($\pm V_d$), reduzindo-se assim a chance de ocorrência de pulsos curtos, e de saturação.

e- conforme mostrado no item 2.1.5, o CPWM com injeção de seqüência zero ótima apresenta comportamento idêntico ao do SVPWM.

A figura 3.18 apresenta as correntes de linha e as de referência para o caso 3F3B2C, com injeção de seqüência zero ótima dada pela equação 3.10. Manteve-se o mesmo ajuste dos

controladores dos casos anteriormente estudados. Os erros de rastreamento da amplitude foram de 0,403% , 0,714%, e 0,305%; e os de fase foram de 0,613º, 0,517º e 0,305º, respectivamente paras as fases *a, b* e *c*.

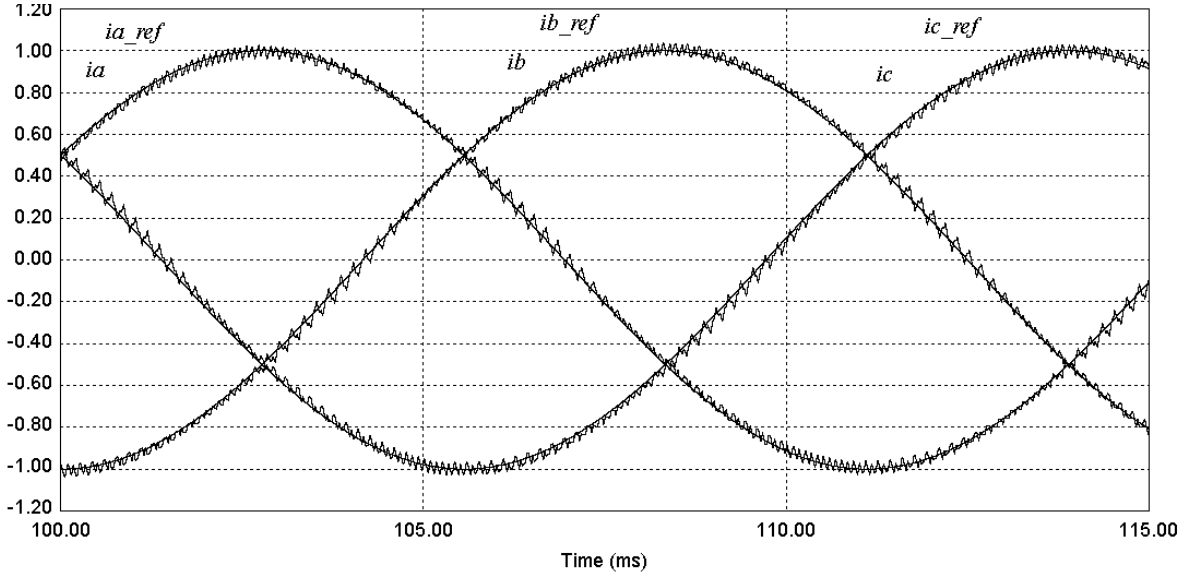

Figura 3.18: Correntes de linha e as de referência para o caso 3F3B2C, com injeção de seqüência zero ótima ditada pela eq. 3.10. (amplitudes emvalores pu)

O espectro das correntes é mostrado na figura 3.19, confirmando a minimização na sua ondulação com relação aos casos anteriores (figs. 3.7 a 3.9), o que já foi discutido no item 2.1.6.

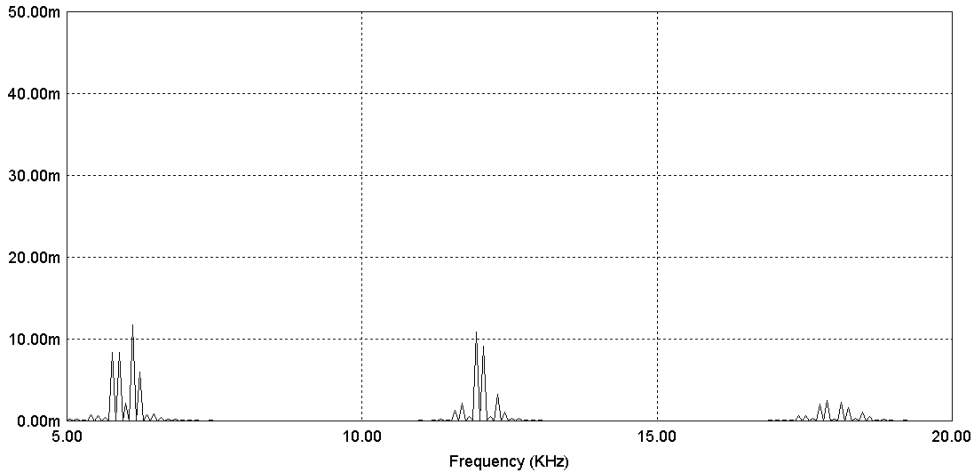

Figura 3.19 Espectro da corrente na fase *a* do conversor 3F3B 2C com injeção de seqüência zero ótima às 3 referências dos PWMs. (amplitudes em valores pu)

A figura 3.20 ilustra os sinais de saída dos dois controladores v_{ca_ref}, v_{cb_ref} e $v_{cc\_ref} = 0$, deixando claro que não é possível aplicá-los diretamente aos moduladores por assumirem valores em módulo superiores a V_d (neste caso $V_d = 1,2\,pu$).

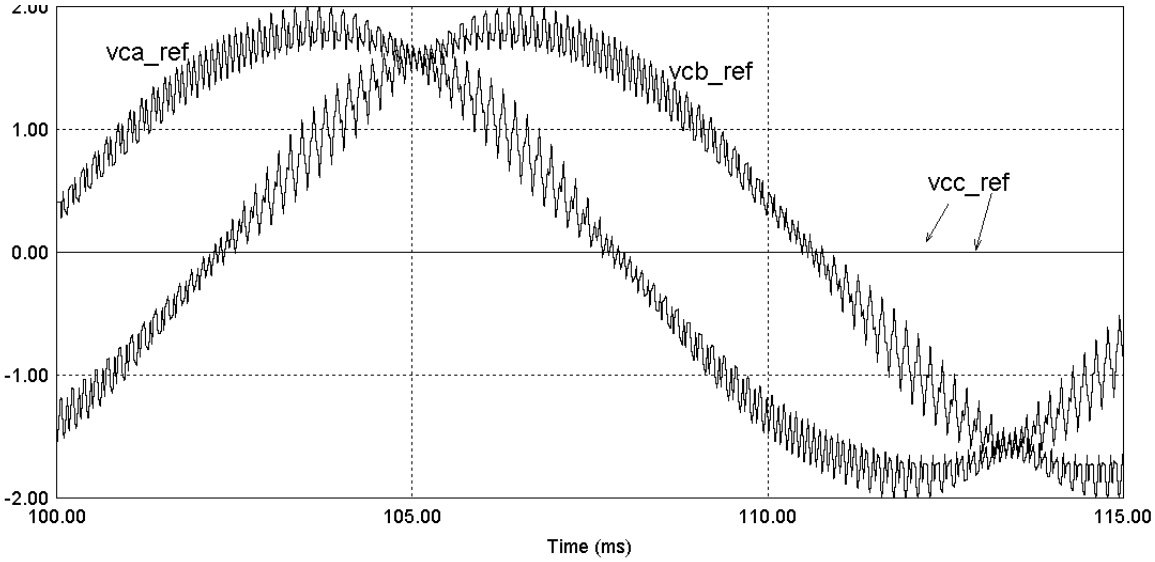

Figura 3.20 Sinais de saída dos controladores v_{ca_ref}, v_{cb_ref}, e $v_{cc\_ref} = 0$. (amplitudes em valores pu)

A figura 3.21 mostra o aspecto do sinal $v_{cz\_ref} = v_{cz\_ref\_ótima}$ definido na eq. 3.10.

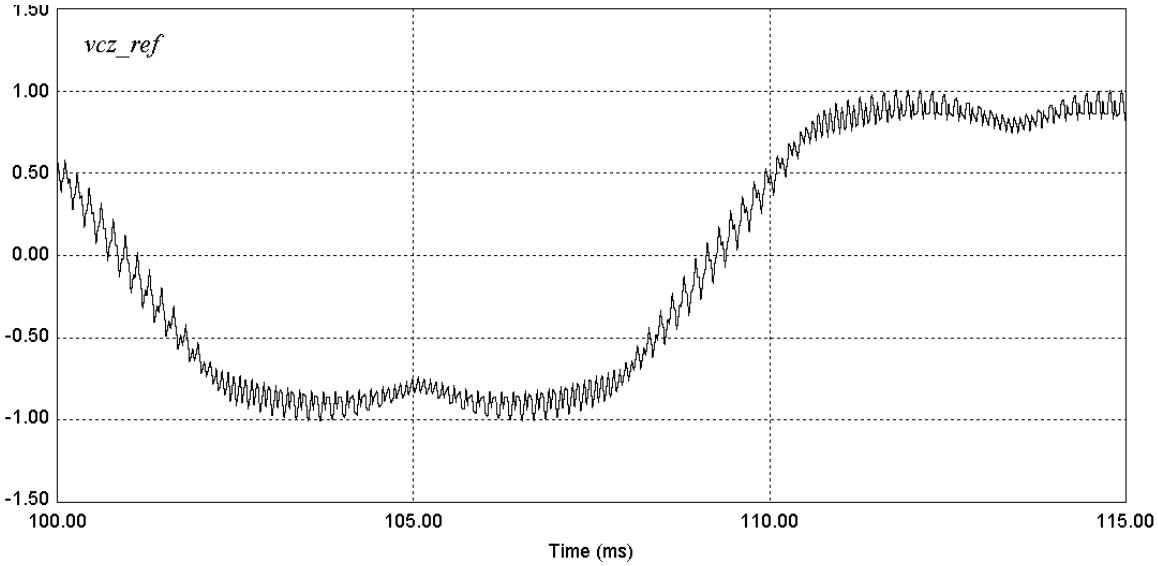

Figura 3.21 Sinal de seqüência zero ótima $v_{cz\_ref\_ótima}$ que é injetado aos sinais de referência dos 3 blocos PWM. (amplitudes em valores pu)

A figura 3.22 apresenta os três sinais de referência após a injeção de $v_{cz\_ref\_ótima}$. Nota-se que:

a- os três sinais v'_{ca_ref}, v'_{ca_ref}, v'_{ca_ref} são semelhantes;

b- suas amplitudes decresceram substancialmente com relação ao caso sem injeção de $v_{cz\_ref\_ótima}$ (fig. 3.20). Além disso suas amplitudes são sempre menores que $V_d = 1$, garantindo que os moduladores não saturem.

A figura 3.23 mostra o comportamento deste controlador ao se levar em conta um erro de ganho no medidor de corrente da fase *b* (ganho de 1,1) e um erro de offset de +0,1pu no medidor da corrente na fase *a*. Estes erros foram propositalmente escolhidos para mostrar que o uso de dois controladores associado à injeção de seqüência zero ótima resolve adequadamente os problemas de perda de controle mostrados na figura 3.10, e da operação instável ilustrada na fig. 3.14.

Verifica-se que mesmo com erros grandes nos sensores, o controlador não fica instável. A corrente real da fase *b* apresenta-se com uma amplitude 10% menor, e a da fase *a* está deslocada de 0,1 pu, indicando que os controladores estão fazendo com que as correntes medidas (com erro) rastreiem adequadamente as correntes de referência Nota-se que a corrente na fase *c* acumula o erro das outras duas fases. . A figura 3.24 mostra que os sinais de referência dos moduladores continuam mantidos afastados da saturação.

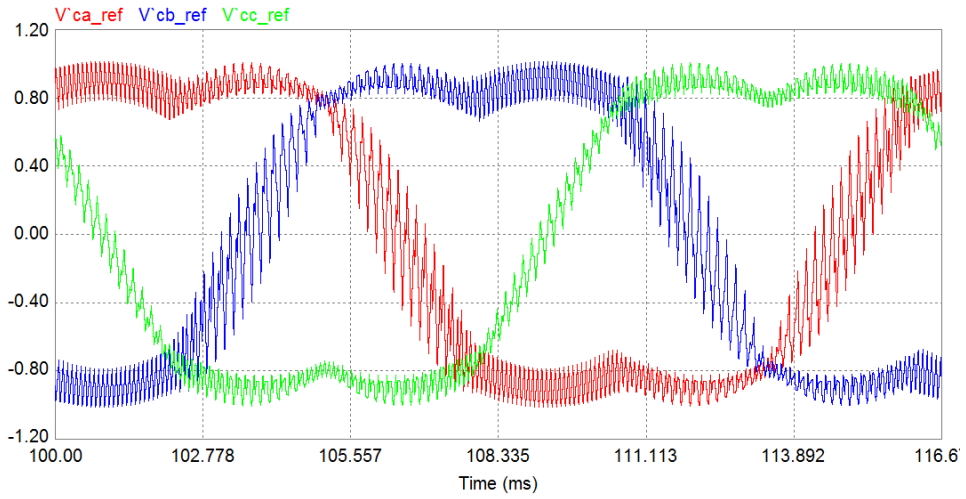

Figura 3.22 Novas tensões de referência v'_{ca_ref}, v'_{ca_ref}, v'_{ca_ref} , com injeção de $v_{cz\_ref\_ótima}$. (amplitudes em valores pu)

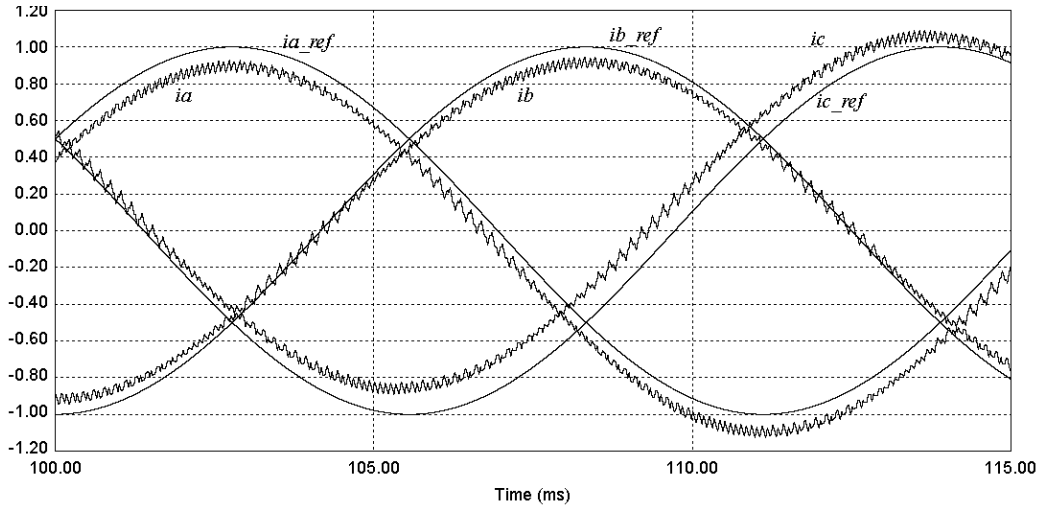

Figura 3.23 Correntes de linha (reais) e de referência para o caso 3F3B2C, com injeção de seqüência zero ótima (eq. 3.10)- erro de offset (+10%) no sensor da fase *a* e ganho (1,1) no da fase *b* . (amplitudes em valores pu)

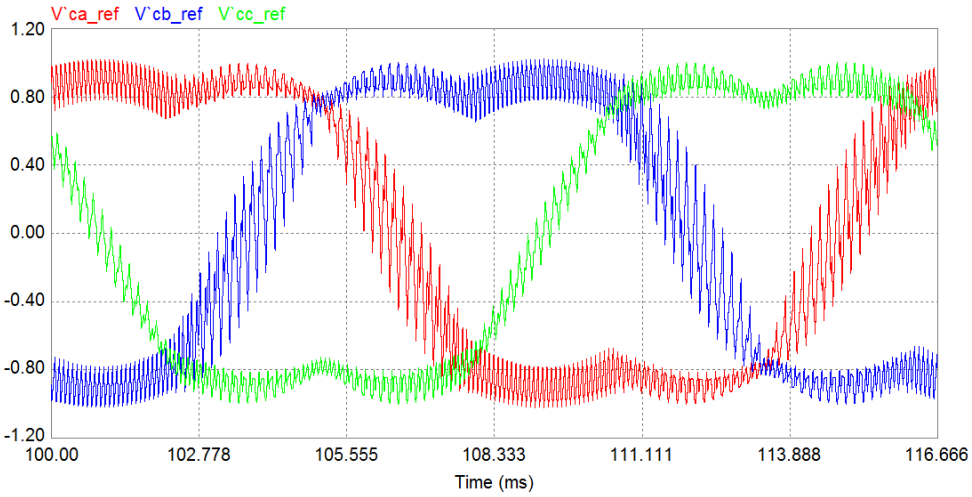

Figura 3.24 Tensões de referência v'_{ca_ref}, v'_{cb_ref}, v'_{cc_ref} , com injeção de $v_{cz\_ref\_ótima}$ e erros de offset (+10%) no sensor da fase *a* e ganho (1,1) no da fase *b*. (amplitudes em valores pu)

3.4 Malha de Rastreamento de Corrente para Conversor VSC com 4 fios e 4 braços

Mostra-se que apenas 3 correntes podem ser impostas no conversor com 4 fios e 4 braços, exigindo-se apenas 3 controladores. Discute-se como calcular o sinal de referência do terceiro braço, sem controlador.

Valem aqui os pontos discutidos no item 3.3, para o conversor com 3 fios e 3 braços. A matriz de controlabilidade do sistema descrito pela eq. 3.2 tem posto igual a 3, resultando assim em um conversor não controlável. Como não se podem impor as quatro correntes, serão utilizados apenas 3 controladores, um para cada fase. Estes controladores são suficientes para a imposição de três das quatro correntes (p. ex. as de fase). O braço conectado ao condutor neutro ficará inicialmente com tensão de referência nula. Conforme discutido no item 2.2.2, esta condição fornece pequena faixa de variação das tensões de saída, e pode ser suplantada com a injeção de um componente de seqüência zero às referências dos 4 conversores. Conforme mostrado no item 2.2.3, consegue-se mínima ondulação de corrente para v_{cz_ref} descrito por:

$$\begin{aligned} v_{cz\_ref} &= -\frac{\max\left(v_{ca\_ref}, v_{cb\_ref}, v_{cc\_ref}, v_{cn\_ref}\right) + \min\left(v_{ca\_ref}, v_{cb\_ref}, v_{cc\_ref}, v_{cn\_ref}\right)}{2} \\ &= -\frac{\max\left(v_{ca\_ref}, v_{cb\_ref}, v_{cc\_ref}, 0\right) + \min\left(v_{ca\_ref}, v_{cb\_ref}, v_{cc\_ref}, 0\right)}{2} \end{aligned} \tag{3.11}$$

O controlador descrito na dissertação m6 é mostrado na figura 3.25. Para se verificar a capacidade de injeção de correntes de seqüência zero na freqüência da rede, adiciona-se aos sinais de referência de corrente de seqüência positiva com amplitude 0,8pu, uma seqüência zero com amplitude de 0,2 pu. As formas de onda das correntes de referência e de linha são mostradas na figura 3.26. A carga é a mesma empregada nos casos com 3 fios, ou seja, três fontes de tensão senoidais, conectadas em Y, de seqüência positiva, com freqüência de 60Hz e amplitude unitária.

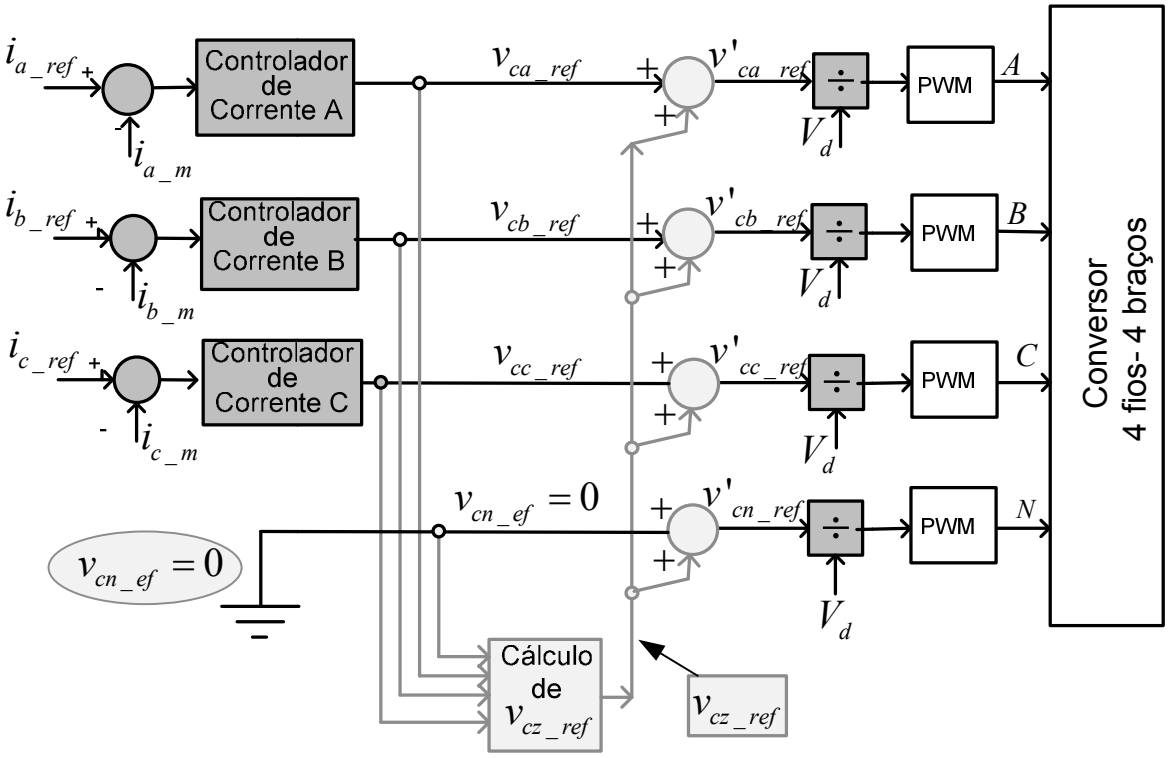

Figura 3.25 Utilização de 3 controladores de corrente para o conversor com 4 fios e 4 braços, (4F4B3C), impondo $v_{cn\_ref} = 0$, e injetando v_{cz_ref} aos 4 sinais de referências dos blocos PWM.

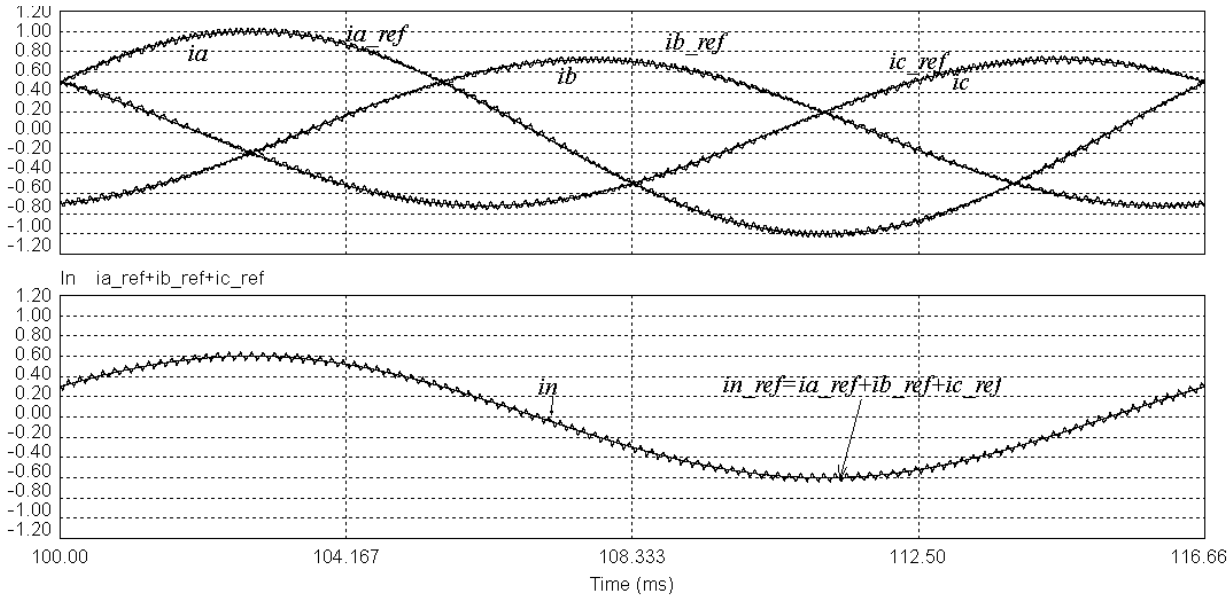

Figura 3.26 Correntes de linha e de referência para o caso 4F4B3C, (correntes de referência com seqüência zero de 0,2pu, e positiva de 0,8pu- 60Hz). (amplitudes em valores pu)

A figura 3.27 ilustra três sinais de referência de corrente com 0,8pu de seqüência positiva e 0.2pu de seqüência zero, com freqüência de 180Hz. Mostra-se a boa

capacidade de rastreamento do controlador proposto. Foi utilizado o mesmo ajuste empregado nos casos anteriores.

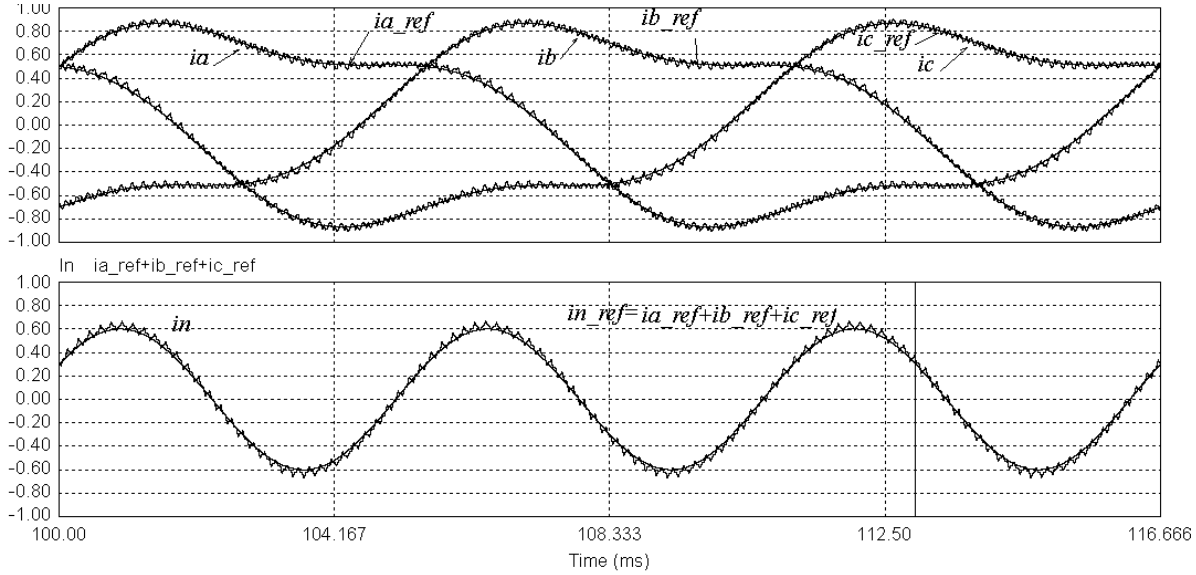

Figura 3.27 Correntes de linha e neutro e de referência para o caso 4F4B3C, onde as referências das correntes de fase contêm sinal superposto de seqüência zero de 0,2pu, 180Hz. (amplitudes em valores pu)

A figura 3.28 ilustra os sinais de referência dos quatro moduladores PWM para o caso da figura 3.26, com correntes de seqüência zero com freqüência de 60Hz. Nota-se que apesar de não se injetarem correntes de 180 Hz, os quatro sinais de referência dos moduladores contêm elevado conteúdo de terceira harmônica. Isto acontece devido ao sinal de seqüência zero ótima injetada, que é idêntico ao sinal v'_{cn_ref} (vide figura 3.28), ser um sinal com elevado conteúdo de 180 Hz. O sinal v'_{cn_ref} apresenta um componente fundamental com amplitude de 0,151pu, responsável por impor o componente de corrente de seqüência zero com amplitude de 0.2A, nos quatro reatores de filtro. O componente de 180Hz de v'_{cn_ref} tem amplitude de 0,225pu.

A figura 3.29 apresenta as tensões de referência dos blocos moduladores para o caso da figura 3.27, com correntes de seqüência zero de 180Hz. Neste caso o sinal v'_{cn_ref} tem componente fundamental de amplitude nula, pois o conversor não está injetando correntes de seqüência zero de freqüência fundamental. Sua terceira harmônica passa a 0,255pu, contendo os componentes necessários à imposição das correntes de seqüência zero com amplitude 0,2pu, e os componentes de $v_{cz\_ref\_ótima}$.

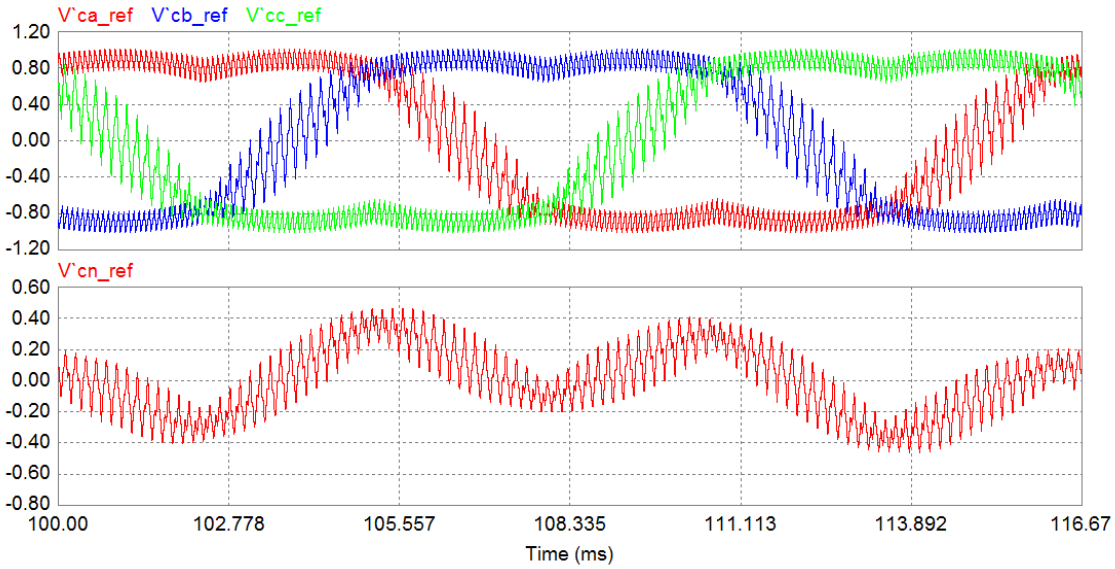

Figura 3.28 Tensões de referência v'_{ca_ref}, v'_{cb_ref}, v'_{cc_ref}, v'_{cn_ref}, com adição de v_{cz_ref}

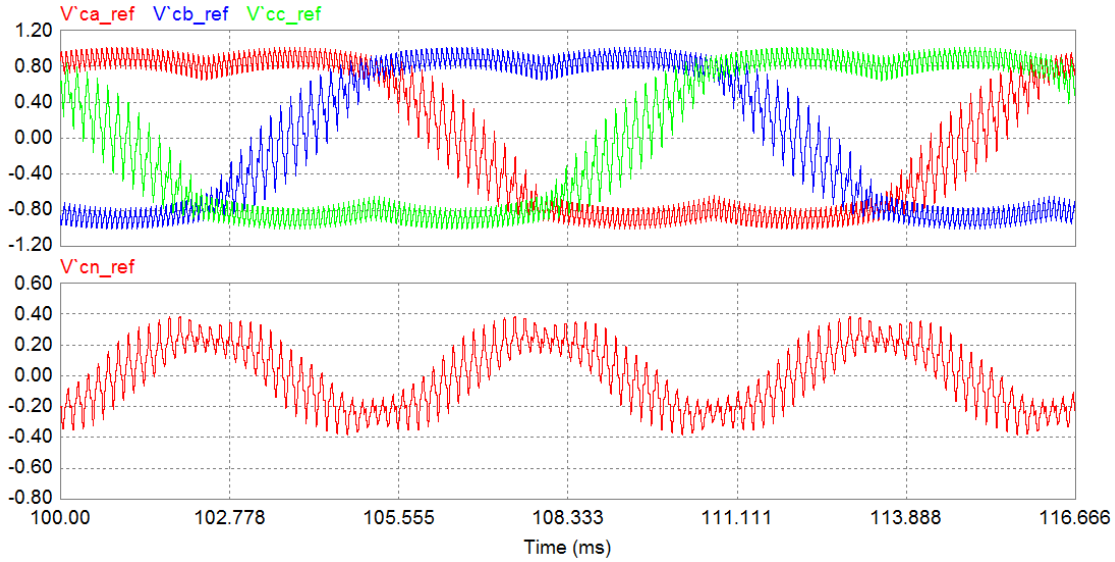

Figura 3.29 Tensões de referência v'_{ca_ref}, v'_{cb_ref}, v'_{cc_ref}, v'_{cn_ref}, com adição de corrente de referência seqüência zero de amplitude 0.2 pu, 180Hz.

3.5 Multiconversores

Em sua tese de doutorado d0 e em c21, c22, c23, o autor e seus colaboradores discutiram malhas de corrente para o rastreamento e equalização das correntes na associação paralela de conversores trifásicos sem transformador. Nestes trabalhos foram discutidas:

a- a injeção de seqüência zero aos blocos PWM para a redução da ondulação nas correntes dos conversores individuais;

b- a defasagem das portadoras para a minimização das correntes totais em cada fase;

c- a utilização de controladores de corrente do tipo histerese sincronizados, para se evitar a perda de controle devida ao forte acoplamento entre as fases.

A dissertação de mestrado m7 e o artigo c76 apresentam a associação paralela de N conversores monofásicos (ponte H), com 2N-1 controladores de corrente, para se evitar a perda de controle, e injeção de sinal de modo comum às referências dos blocos PWM. Esta estratégia é semelhante à discutida neste capítulo para conversores trifásicos com F-1 controladores. Multiconversores trifásicos podem ser implementados a partir de multiconversores monofásicos associados em estrela ou triângulo. Suas malhas de controle podem ser facilmente implementadas no sistema *abc*.

3.6 Malha de Rastreamento de tensão

Uma opção para o rastreamento das tensões, largamente empregada em conversores (Buso, Matavelli, 2006), e utilizada pelo autor e seus colaboradores, e que não será discutida aqui, consiste na utilização de malhas concatenadas. A malha interna rastreia a corrente no indutor e provê proteção de sobrecorrente, enquanto a externa se encarrega de rastrear a tensão no capacitor. Assim as malhas externas de tensão também podem ser implementadas no sistema *abc*. Alguns trabalhos desenvolvidos pelo autor e seus colaboradores para malhas de tensão de DVRs (restauradores dinâmicos de Tensão) são:

a- dissertações de mestrado:m5, m7;
b- artigos em conferências: c61, c65, c66;
c- artigos em periódicos: p4, p5.

3.7 Analise das malhas do conversor tipo fonte de corrente CSC a partir do conversor VSC baseando-se em relações de dualidade

Malhas para o rastreamento da tensão de saída para conversores do tipo fonte de corrente CSC, no sistema *abc*, foram desenvolvidas pelo autor e colaboradores, empregando

relações de dualidade. Isso permite que sejam utilizadas as estratégias comumente empregadas para conversores do tipo fonte de tensão. Os resultados foram publicados em:

a- artigos em conferência: c24,c25,c26,c27,c28,c30

b- dissertação de mestrado: m1.

3.8 Discussão sobre a utilização de controladores no sistema *abc*

A proposta da utilização de *F-1* controladores (*F*=número de fios no lado CA do conversor) apresenta bom desempenho, não requer transformações de coordenadas e pode ser aplicada a conversores trifásicos com 3 e 4 fios. Associada ao modulador PWM com portadora triangular e injeção de seqüência zero ótima (capítulo 2), consegue-se explorar plenamente a capacidade de injeção de tensão dos conversores, além de minimizar a ondulação nas correntes e a chance de ocorrência de sobre-modulação.

Esta estratégia de controle, que:

a- emprega de *F*-1 controladores;

b- obtém o sinal de referência de seqüência zero instantânea ótima com fórmula simples;

c- pode utilizar os moduladores disponíveis nos processadores comerciais (DSP e microcontroladores);

d- não requer transformação de coordenadas;

é uma alternativa computacionalmente bastante simples e eficiente para a implementação da malha interna de corrente.

Comparada às alternativas implementadas no sistema *dq* ((Buso, et al, 2006), (Hwang, et al 2010), (Zmood, et al, 2001), (Briz, et al, 2000)), a estratégia com *F-1* controladores no sistema *abc* apresenta a vantagem de operar bem nos casos onde as referências de corrente ou as tensões da rede contêm componentes de seqüência negativa. Isso se explica pelo fato das seqüências positiva e negativa se apresentarem para os controladores individuais como sinais de freqüência fundamental ω. Para um controlador de corrente no sistema *dq*, o controlador que

a principio foi projetado para operar como regulador, terá dificuldades para lidar com a parcela de seqüência negativa que passa a apresentar freqüência dupla.

Nos próximos capítulos serão discutidos:

a- a implementação de PLLs no sistema *abc*;

b- o cálculo de perturbações no sistema *abc*;

c- aplicações dos itens a e b em filtros ativos de potência, implementados no sistema *abc*.

4 PLLS (PHASE LOCKED LOOP) TRIFÁSICOS – ANÁLISE GEOMÉTRICA COMPARATIVA, BASEADA NOS VETORES ESPACIAIS

Este capítulo discute PLLs trifásicos que travam na seqüência positiva das tensões na rede, focando na implementação no sistema abc. Ele será o elemento básico para as propostas de cálculo de perturbações na rede e sua aplicação a compensadores. Mostra-se que diversos PLLs apresentados na literatura, com diferentes denominações, têm funcionamento semelhante, e podem ser explicados a partir do produto escalar de vetores espaciais, diferindo apenas no sistema de coordenadas empregado.

PLL (Phase Locked Loops) são métodos empregados para a geração de um sinal sincronizado com outro sinal usado como referência. Bastante utilizados em sistemas de telecomunicações, controle, instrumentação, etc.; vêm sendo largamente empregados em sistemas de conversores de energia conectados à rede, tais como:

a- restauradores de tensão (Dynamic Voltage Restorers): (Zhan, et al., 2001), p5, c75, c61, c52, c45;

b- conversores de interface da rede com fontes de energia distribuída: (Awad, et al., 2005), (Timbus, et al., 2006);

c- sistemas de transmissão CA flexíveis (FACTS): (Gole, et al.,1990), (Zhan, et al., 2001), (Awad, et al., 2005);

d- Filtros ativos: (Pádua, et al, 2005), (Mekri, et al., 2007);

e- Instrumentos para medições relacionadas a qualidade de energia e monitoração de faltas: (Aiello, et al., 2005), c59.

Aqui se apresenta uma abordagem gráfica que explica de forma unificada a operação dos PLLs trifásicos apresentados na literatura. (Jung, et al., 1996), (Milanes-Montero, et al. 2007) e (Robles, et al., 2010) já se apoiaram em interpretação geométrica para explicar PLLs implementados no sistema dq , sem compará-lo aos demais sistemas de coordenadas, como é

feito neste trabalho. Mostra-se que todos funcionam segundo o mesmo princípio, ou seja, manter nulo o produto escalar entre o vetor tensão da rede e o vetor gerado por um VCO (Voltage Controlled Oscilator) trifásico.

Conclui-se ao final deste item, que a diferença básica entre os métodos apresentados nas referências são:

a- o sistema de coordenadas empregado e;

b- as estratégias empregadas para a filtragem dos sinais internos do PLL, e dos sinais provenientes da rede.

Mostra-se que apesar de muitos autores implementarem o PLL nos sistemas de coordenadas $\alpha\beta$ ou dq, a implementação no sistema abc é bastante simples e apresenta o mesmo desempenho que as demais. Este capítulo é uma transcrição dos artigos c51 e c71. O autor e seus colaboradores também abordaram PLLs trifásicos nos artigos p4, c65, c64, c63, c62, c61, c59, c52, c46, c45 e na dissertação de mestrado m2.

4.1 Descrição dos PLL mono e trifásico

Apresenta três impelmentações de PLL trifásico, que acomodam a maioria dos PLLs que travam na seqüência positiva, e que tem em comum a detecção de defasagem baseada no produto escalar de vetores.

A figura 4.1a apresenta o diagrama de blocos de um PLL onde o bloco PD (Phase Detector - detector de fase) compara os sinais u_{in} e u_{out} gerando o sinal u_D, que é função da defasagem entre os dois sinais. O bloco VCO (Voltage Controlled Oscilator – Oscilador Controlado por Tensão) gera um sinal u_{out}, cuja freqüência é proporcional a u_F, que corresponde ao sinal u_D filtrado. Consegue-se gerar u_{out} sincronizado com u_{in}.

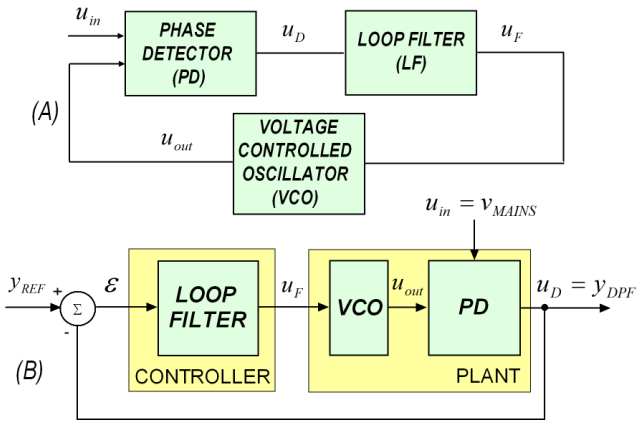

Fig. 4.1. (a) PLL: diagrama de blocos típico (b) PLL: representação como sistema de controle.

Redesenhando-se a figura 4.1a, obtém-se a figura 4.1b, que se assemelha a um diagrama de controle. Enfatizam-se o detector de erro que compara a fase de referência y_{REF} com a fase medida $u_D = y_{DPF}$ gerando um erro ε que é aplicado a um controlador (Loop Filter da figura a), produzindo o sinal u_F que dita a freqüência do sinal u_{out}. Em regime o sistema tende a $\varepsilon = 0$. Grande parte dos PLLs trifásicos apresentados na literatura podem ser agrupados em três classes, apresentadas nas figuras 4.2, 4.3, 4.4, que diferem entre si no sistema de coordenadas empregado, conforme relatado em c71.

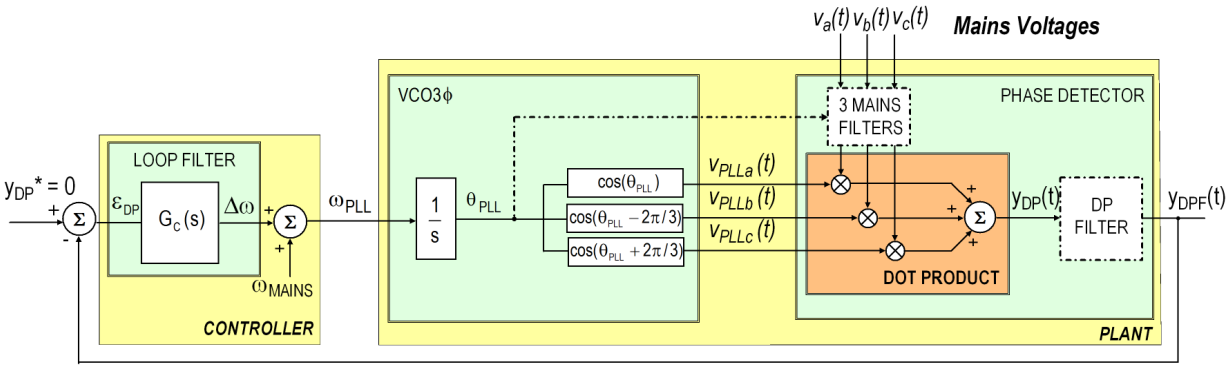

Fig. 4.2 PLL Trifásico no sistema abc.

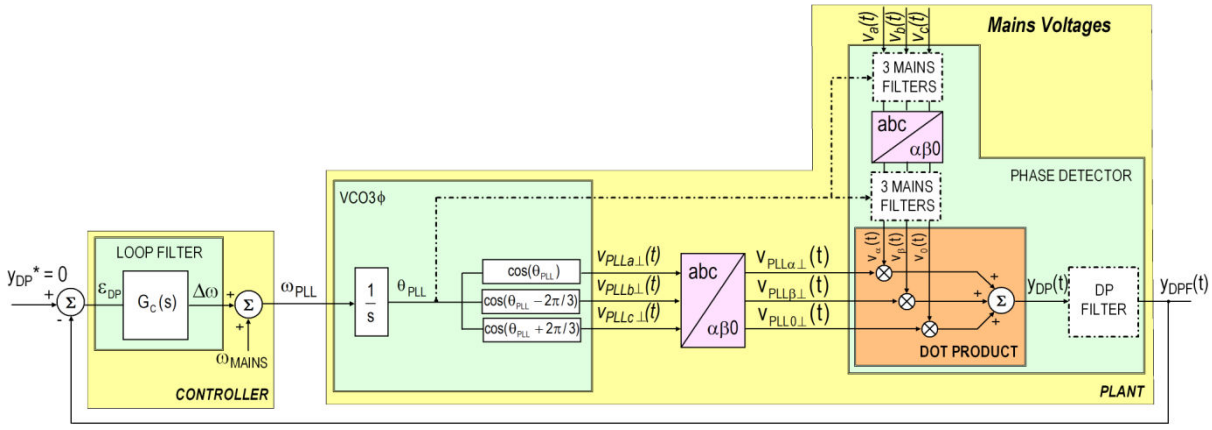

Fig. 4.3 PLL Trifásico no sistema $\alpha\beta 0$.

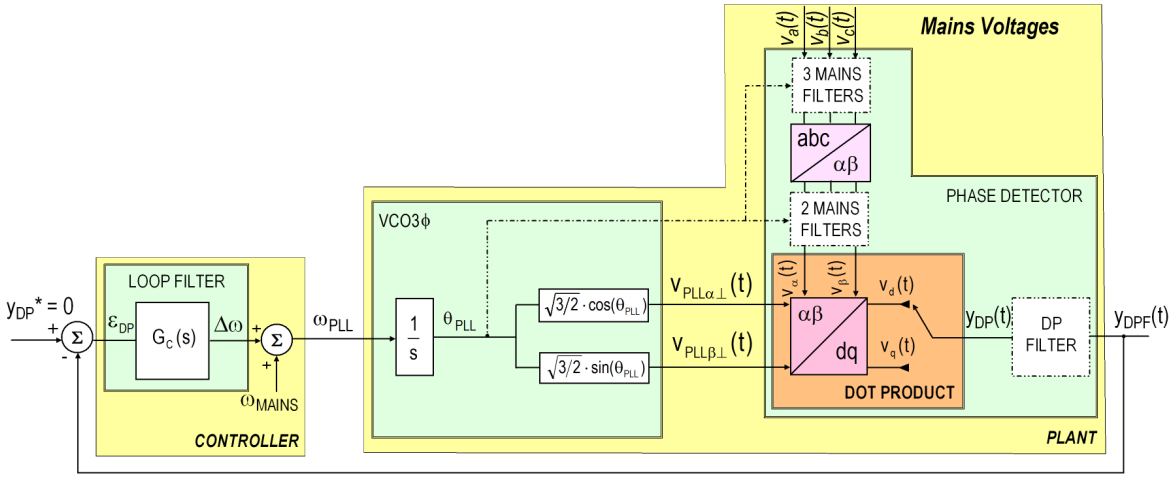

Fig. 4.4 PLL Trifásico no sistema $dq0$.

4.2 Funcionamento do PLL trifásico

Mostra-se via análise geométrica que o PLL no sistema $\alpha\beta 0$ trava na seqüência positiva das tensões da rede.

A explicação será feita inicialmente no sistema $\alpha\beta 0$ descrito no item A.2, levando-se em conta a interpretação geométrica da relação entre $\alpha\beta 0$ e abc ilustrada na figura A.24 e transcrita na figura 4.5, mostrando o vetor espacial $\vec{V}$.

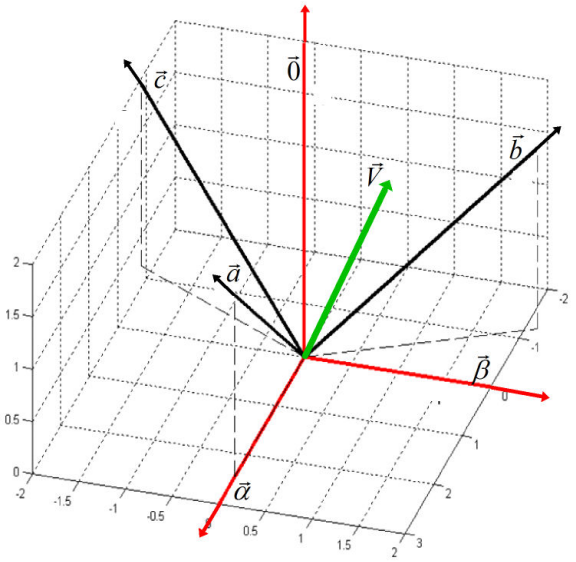

Figura 4.5 Vetor $\vec{V}$ no espaço $\Re^3$ e bases $\alpha\beta 0$ e abc.

Conforme citado no item A.2, todos os vetores espaciais correspondentes aos componentes harmônicos de freqüência $h\omega$ estão localizados no plano $\alpha\beta$ ($v_0 = 0$). As figuras 4.2, 4.3 e 4.4 mostram que o detector de fase é implementado fazendo-se o produto escalar[1] do vetor $\vec{V}$, correspondente às tensões de fase da rede pelo vetor $\vec{V}_{PLL}$ correspondente às tensões de saída do bloco VCO trifásico ($v_{PLL\alpha}(t), v_{PLL\beta}(t), v_{PLL0}(t)$ na figura 4.2). Como a transformação $\alpha\beta 0 / abc$, dada pela eq. A.51 é ortogonal, o produto escalar é invariante com o sistema de coordenadas.

Assume-se que o VCO gera um terno de tensões equilibrado, de amplitude unitária e de seqüência positiva, associado ao vetor $\vec{V}_{PLL}$ definido pela eq. 4.1, e ilustrado na figura 4.6. Este vetor localiza-se no plano $\alpha\beta$ e gira com velocidade ω_{PLL} no sentido anti-horário.

[1] O produto escalar também é chamado de produto interno na literatura (em inglês, "dot product").

$$\vec{V}_{PLL}(t)=\left[v_{PLL\alpha}(t)v_{PLL\beta}(t)v_{PLL0}(t)\right]^t=\left[v_{PLLa}(t)v_{PLLb}(t)v_{PLLc}(t)\right]^t \tag{4.1}$$

As tensões na rede têm componentes harmônicos de ordem h, de seqüências zero, positiva e negativa. Os vetores correspondentes aos harmônicos de seqüência zero ($\vec{V}^0=\sum_{h=1}^{\infty}\vec{V}_h^{\,0}$) localizam-se no eixo $\vec{0}$ (fig. 4.6). Os de seqüência positiva ($\vec{V}_h^+$) giram com velocidade $h\omega$, no sentido anti-horário conforme descrito no item A.1.6.1 e nas figuras A.10 e 4.6. Os de seqüência negativa ($\vec{V}_h^-$) giram com velocidade $h\omega$, no sentido horário conforme descrito no item A.1.6.2 e nas figuras A.12 e 4.6. O vetor $\vec{V}$ resultante será descrito por:

$$\vec{V}=\overrightarrow{V_1^+}+\overrightarrow{V_1^-}+\overrightarrow{V_1^0}+\sum_{2}^{\infty}\overrightarrow{V_h^+}+\sum_{2}^{\infty}\overrightarrow{V_h^-}+\sum_{2}^{\infty}\overrightarrow{V_h^0} \tag{4.2}$$

Calcula-se o produto escalar $\vec{V}\bullet\overrightarrow{V}_{PLL}$ pela eq. 4.3.

$$\overrightarrow{V_{PLL}}\cdot\vec{V}=\overrightarrow{V_{PLL}}\cdot\left(\overrightarrow{V_1^+}+\overrightarrow{V_1^-}+\overrightarrow{V_1^0}+\sum_{2}^{\infty}\overrightarrow{V_h^+}+\sum_{2}^{\infty}\overrightarrow{V_h^-}+\sum_{2}^{\infty}\overrightarrow{V_h^0}\right) \tag{4.3}$$

Expandindo-se a eq. 4.3 obtém-se:

$$V_{PLL}\cdot\vec{V}=\underbrace{\overrightarrow{V_{PLL}}\cdot\overrightarrow{V_1^+}}_{I}+\underbrace{V_{PLL}\cdot\overrightarrow{V_1^-}}_{II}+\underbrace{\overrightarrow{V_{PLL}}\cdot\overrightarrow{V_1^0}}_{III}+\underbrace{\sum_{2}^{\infty}\overrightarrow{V_{PLL}}\cdot\overrightarrow{V_h^+}}_{IV}+\underbrace{\sum_{2}^{\infty}\overrightarrow{V_{PLL}}\cdot\overrightarrow{V_h^-}}_{V}+\underbrace{\sum_{2}^{\infty}V_{PLL}\cdot\overrightarrow{V_h^0}}_{VI} \tag{4.4}$$

O valor instantâneo das parcelas III e VI são nulos pois os vetores $\overrightarrow{V_h^o}$ ($h=1...\infty$) são sempre perpendiculares ao vetor $\vec{V}_{PLL}$. Verifica-se que este PLL é insensível aos componentes de seqüência zero.

O termo II tem freqüência 2ω, que é a velocidade relativa entre $\vec{V}_{PLL}$ e $\vec{V}_1^-$, e média nula. Os termos IV e V têm freqüências $(h-1)\omega$ e $(h+1)\omega$ respectivamente, com média nula. Estes termos oscilantes devem ser suficientemente atenuados pelo "Loop Filter" (ou controlador) e pelo "Dot Product Filter" (DP-filter nas figuras 4.2, 4.3 e 4.4), pois do contrário estarão presentes no sinal ω_{PLL}, produzindo modulação em freqüência no VCO, e gerando tensões de saída ($v_{PLLa}\ v_{PLLb}\ v_{PLLc}$) deformadas.

O termo I, formado por dois vetores síncronos é constante com valor:

$$\overrightarrow{V_{PLL}} \bullet \overrightarrow{V_1^+} = \left|\overrightarrow{V_{PLL}}\right| \left|\overrightarrow{V_1^+}\right| \cos\left(\theta_1^+ - \theta_{PLL}\right) = \left|\overrightarrow{V_{PLL}}\right| \left|\overrightarrow{V_1^+}\right| \cdot \cos\delta \quad , \tag{4.5}$$

onde $\left|\vec{V}_{PLL}\right|$ e θ_{PLL} são o módulo e a fase do vetor $\vec{V}_{PLL}$, e $\left|\vec{V}_1^+\right|$ e θ_1^+ correspondem ao modulo e fase do vetor de seqüência positiva da rede $\vec{V}_1^+$ respectivamente.

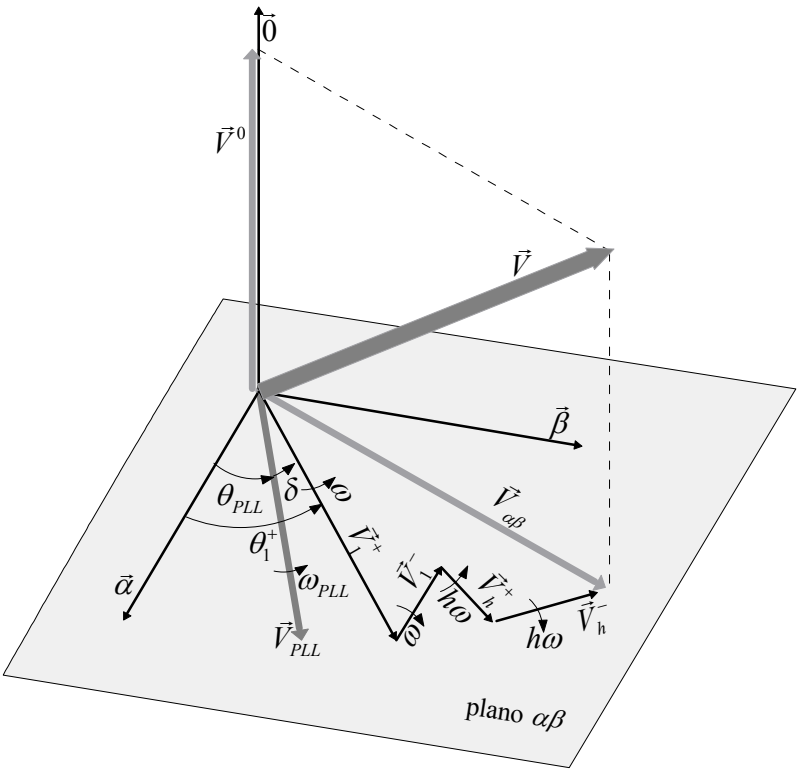

Figura 4.6 Vetores $\vec{V}_{PLL}$ e $\vec{V}$ (decomposto em $\vec{V}_{\alpha\beta}, \vec{V}_1^+, \vec{V}_1^-, \vec{V}_h^+, \vec{V}_h^-, \vec{V}^0$).

A estrutura de controle da figura 4.3 impõe $y_{DPF} = 0$, o que corresponde a manter $\vec{V}_{PLL}$, que a partir deste ponto será denominado por $\vec{V}_{PLL\perp}$, perpendicular a $\vec{V}_1^+$, conforme mostrado na figura 4.7a.

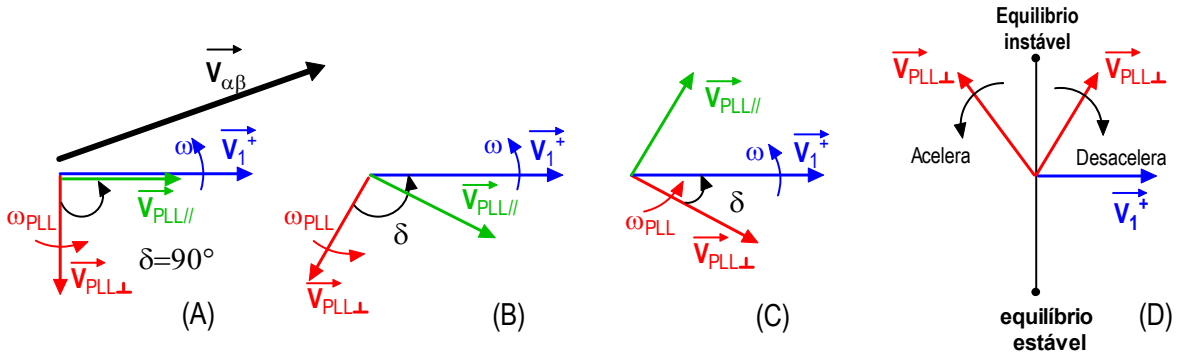

Figura 4.7 Condições de travamento do PLL: a) travado. B) atrasado, c)adiantado, d) pontos de equilíbrio.

Como grande parte das aplicações requer um vetor $\vec{V}_{PLL\|}$ em fase com a seqüência positiva da rede $\vec{V}_1^+$, obtém-se $\vec{V}_{PLL\|}$ adiantando-se $\vec{V}_{PLL\perp}$ de 90°. A figura 4.8 mostra como são obtidas as coordenadas de $\vec{V}_{PLL\|}$ a partir do PLL da figura 4.2.

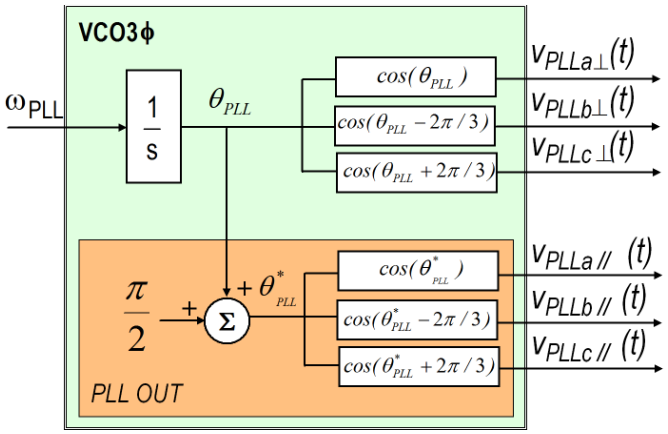

Figura 4.8 Obtenção de $\vec{V}_{PLL\|}$ em fase com $\vec{V}_1^+$.

Se $\vec{V}_{PLL\|}$ atrasar com relação a $\vec{V}_1^+$ (Fig. 4.7b), $\delta > 90°$ resultará em produto escalar negativo e erro $\varepsilon_{DP}(t)$ positivo (figura 4.3), causando um incremento na freqüência do VCO, que acelerará $\vec{V}_{PLL\perp}$. Do mesmo modo, se $\vec{V}_{PLL\|}$ adiantar com relação a $\vec{V}_1^+$ (fig. 4.7c), $\delta < 90°$ imporá $y_{DPF}(t) > 0$ e $\varepsilon_{DP}(t) < 0$, forçando $\vec{V}_{PLL\perp}$ a desacelerar. Fica claro que $\delta = 90°$ é um ponto de equilíbrio estável, enquanto $\delta = 270°$ é instável (fig. 4.7d).

4.3 PLL trifásico nos sistemas *abc* e *αβ0*

Conclui a partir de análise geométrica que os PLLs nos sistemas abc e $\alpha\beta 0$ são idênticos. Mostra que os PLLs conhecidos na literatura por p-PLL e q-PLL, baseados na teoria da potência instantânea pq, também se incluem nas categorias de PLLs baseados em vetores espaciais.

Levando-se em conta a invariância das amplitudes e ângulos entre vetores, ao se aplicar as transformações $abc \Leftrightarrow \alpha\beta 0 \Leftrightarrow dq0$ discutidas no item A.2 (eqs. A.51 e A.52 e figura A.25), chega-se à conclusão que o produto escalar é invariante nos sistemas abc, $\alpha\beta 0$ e $dq0$, fazendo com que os três PLLs (figuras 4.2, 4.3 e 4.4) apresentem o mesmo comportamento e desempenho.

Existem poucos autores que implementam o PLL no sistema abc, dentre eles (Marafão, et al., 2004), (Karimi-Ghartemani, 2006), c51 e c71. Quando implementados no sistema $\alpha\beta 0$, são usualmente denominados de p-PLL ou q-PLL, por (Deckmann, et al., 2003); (Rolim, et al., 2006) e (Silva, et al., 2006); ou PLL tipo transvector por (Gole, et al, 1990). Como o produto escalar $\vec{V} \bullet \vec{V}_{PLL}$ independe do componente de seqüência zero, não existe a necessidade de calculá-lo, podendo ser eliminado do diagrama de blocos da figura 4.3. A denominação p-PLL vem da semelhança entre o produto escalar e a potência instantânea $p(t)$, discutida no item B.11, eqs B.1 e B.2 do apêndice B. Neste caso os autores consideram os sinais de saída do VCO ($v_{PLLa}, v_{PLLb}, v_{PLLc}$) como "correntes fictícias". Neste caso o objetivo da malha de controle torna-se impor $p^*(t) = 0$, o que impõe $\vec{V}_{PLL}$ perpendicular a $\vec{V}$. Os artigos (Deckmann, et al. 2003) e (Rolim, et al., 2006) impõe que a "potência reativa fictícia" $q^*(t)$ seja nula gerando $\vec{V}_{PLL}$ paralelo a $\vec{V}$, o que é mais conveniente em algumas aplicações. Baseando-se na eq.B.36 (sem o fator 3/2) obtém-se $q^*(t)$ por:

$$q^*(t) = v_\beta(t) v_{PLL\alpha}(t) - v_\alpha(t) v_{PLL\beta}(t) \tag{4.6}$$

No sistema abc, $q^*(t)$ é obtida pela eq. B.45, com a prévia filtragem do vetor de seqüência zero $\vec{V}_0$, resultando em:.

$$q^*(t) = \overrightarrow{V_{PLL}} \times (\vec{V} - \vec{V}_0) \tag{4.7}$$

O artigo (Deckmann, et al., 2003) apresenta uma fórmula simplificada para o cálculo de $q^*(t)$, enquanto (Rolim, et al., 2006), (Silva, et al., 2006) e (Neto, et al., 2009) calculam $p^*(t)$ e $q^*(t)$ manipulando algebricamente suas equações para que seja possível utilizar apenas duas tensões de linha, no caso de sistemas a três fios.

4.4 PLL trifásico no sistema *dq0*

Mostra que o conhecido SRF-PLL (Synchronous Reference Frame –PLL) pode ser incluído no grupo dos PLLs baseados em produto escalar de vetores.

Esta é a implementação mais citada na literatura, com diversas variações. São usualmente denominados de SRF-PLL (Synchronous Reference Frame –PLL), como em (Kaura,1997) e (Chung, 2000). Entre as diversas denominações citam-se: **dq-PLL**, por (Lee, et al., 1999), (Timbus, et al., 2006), (Blaabjerg, et al., 2006), (Kim, et al., 2008); **Software PLL (SPLL)** por (Zhan, et al., 2001), (Zhu, et al., 2004), (Awad, et al., 2005), (Bueno, et al., 2005), (Muyulema, et al., 2007); **Auto adjustable SRF-PLL (ASRF-PLL)** por (Milanes-Montero, et al., 2007); **Dual Second Order Generalized Integrator PLL (DSOGI-PLL)** por (Rodriguez, et al., 2006); **Double Decoupled SRF (DDSRF-PLL)** por (Rodriguez, et al., 2007); **Adaptive-PLL** por (Timbus, et al., 2006); **Dynamic center frequency SRF-PLL** por (Young, et al., 2009); **High Bandwidth PLL(HB-PLL)** por (Freijedo, et al., 2009a); **Unbalance/Notch SRF-PLL(UN-PLL)** por (Freijedo, et al., 2009a); **Moving average Filter SRF-PLL (MA-PLL)** por (Freijedo, et al., (2009a); **Lead-SRF PLL** por (Freijedo, et al., 2011a); **Vector product PLL (VP-PLL)** por (Jung, et al., 1996); **Filtered Sequence PLL (FS-PLL)** por (Robles, et al. 2010); **Positive Sequence Filter PLL(PSF-PP)**, por (Limongi, et al., 2007); **Sinusoidal Signal Integrator PLL(SSI-PLL)** por (Limongi, et al., 2007).

Na figura 4.4 eliminou-se a seqüência zero por não contribuir para y_{DPF}. Deve-se notar que a figura 4.4 não deixa explícito que y_{DPF} é o produto escalar entre os vetores $\vec{V}_{PLL}$ e $\vec{V}$.

A figura 4.9 mostra a relação entre os sistemas abc, $\alpha\beta 0$ e $dq0$ (discutidos no item A.2), mostrando o vetor $\vec{V} = \vec{V}^0 + \vec{V}_1^+ + \vec{V}_1^- + \vec{V}_h^+ + \vec{V}_h^-$ correspondente às tensões na rede, e o vetor $\vec{V}_{PLL}$ correspondente às tensões de saída do VCO. Todos os componentes de seqüência zero contribuem para o vetor $\vec{V}^0$. Os harmônicos de seqüência positiva e negativa estão localizados no plano $\alpha\beta$. Garante-se que o sistema dq seja síncrono com $\vec{V}_{PLL}$ impondo-se que o eixo $\vec{d}$ seja paralelo ao vetor $\vec{V}_{PLL}$ ($\vec{d} = \vec{V}_{PLL}$).

A figura 4.10a mostra as projeções v_d e v_q do vetor de seqüência positiva $\vec{V}_1^+$ nos eixos $\vec{d}$ e $\vec{q}$. Verifica-se que v_d é o produto escalar entre $\vec{V}_1^+$ e $\vec{d}$ (ou entre $\vec{V}_1^+$ e $\vec{V}_{PLL}$). Verifica-se pela figura 4.4a, que impor $y_{DP}(t) = v_d = 0$ no diagrama da figura 4.4 significa forçar o produto escalar $v_d = \vec{V}_1^+ \bullet \vec{d} = \vec{V}_1^+ \bullet \vec{V}_{PLL}$ a zero, o que ocorrerá para $\vec{V}_1^+$ perpendicular a $\vec{d}$ (ou a $\vec{V}_{PLL}$), mostrado na figura 4.10b. Esta condição é idêntica à analisada para os sistemas abc e $\alpha\beta 0$ (figura 4.7a), onde o vetor $\vec{d} = \vec{V}_{PLL}$ está atrasado de 90º em relação a $\vec{V}_1^+$. Em outras palavras, os eixos $\vec{d}$ e $\vec{q}$ giram com velocidade ω_{PLL}, ajustada pelo controlador, até que atinjam o sincronismo com $\vec{V}_1^+$.

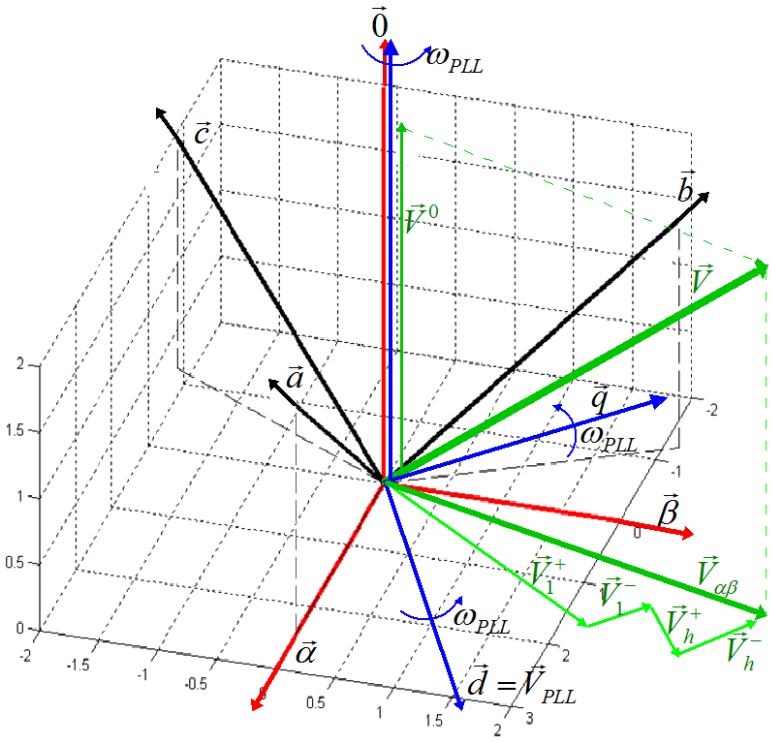

Fig. 4.9. Relação entre os sistemas abc, $\alpha\beta 0$ e $dq0$, e os vetores $\vec{V}$ e $\vec{V}_{PLL}$.

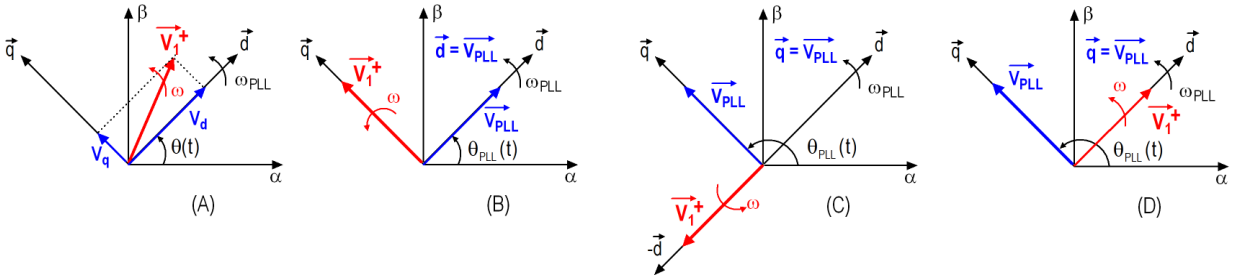

Fig. 4.10. Condições de travamento do PLL no sistema $dq0$: (A) Sistema de coordenadas; (B) impondo $v_d = 0$ (C) impondo $v_q = 0$; (D) impondo $v_q = 0$ (realimentação positiva).

Os trabalhos de (Rodriguez, et al., 2007), (Milanes-Montero, et al., 2007), (Robles, et al., 2010) e (Freijedo, et al., 2009a) forçam $v_q = 0$ (figura 4.9c), resultando em $\vec{d}$ com sentido oposto a $\vec{V}_1^+$. Os artigos de (Milanes-Montero, et al., 2007) e (Limongi, et al., 2007) impõe adicionalmente realimentação positiva (figura 4.9d) resultando em $\vec{d}$ paralelo a $\vec{V}_1^+$.

4.5 Filtros, modelo dinâmico do PLL e ajuste do PLL

O artigo c71 mostra que a principal diferença entre os diversos PLLs acima citados está na filtragem das tensões da rede ou da saída do bloco "produto escalar" y_{DP}, para se evitar que componentes de seqüência negativa de fundamental e harmônicos da rede, produzam parcelas oscilantes em y_{DPF}. Estas por sua vez provocarão modulação de freqüência no VCO e conseqüente distorção em $v_{PLLa}, v_{PLLb}, v_{PLLc}$. O artigo c71 também apresenta o modelo dinâmico para o bloco "VCO+Produto Escalar", que vale para as três configurações. Os artigos (Kaura, et al, 1997) e (Freijedo, et al, 2009b) tratam do ajuste do controlador do PLL.

4.6 Simulações e Medidas Experimentais

Apresenta-se a seguir uma transcrição de resultados de simulação e experimentais obtidos em c51. O algoritmo do PLL no sistema *abc* (fig. 4.2) foi simulado com o software Matlab, utilizando os parâmetros da tabela 4.I para os casos A e B descritos a seguir. Os resultados de simulação encontram-se nas figuras 4.11 e 4.12. O bloco $G_c(s)$ é um controlador do tipo PI e o bloco "DP filter" é um filtro passa-baixas de 1ª ordem. As tensões mostradas nas figuras 4.11 a 4.14 estão normalizadas (em pu).

Caso A: Rede de 60Hz com afundamento trifásico para 50% da amplitude unitária da fundamental, e 20% de 5ª harmônica.

Caso B: Rede de 60Hz com afundamento monofásico na fase *b* para 50% da amplitude unitária da fundamental, e 20% de 5ª harmônica.

Tabela 4.I. PLL – Parâmetros de simulação.

Parâmetro	Valores
$\Delta\omega$- valor do máximo desvio de freqüência	4π rad/s
Ω_P freqüência de corte do filtro passa-baixas	4π rad/s
k_I- ganho da parcela integral do controlador *PI*	36 (rad/s)^2
k_P ganho da parcela proporcional do controlador *PI*	8.4 rad/s
T_A (tempo de amostragem do controlador)	100μ s

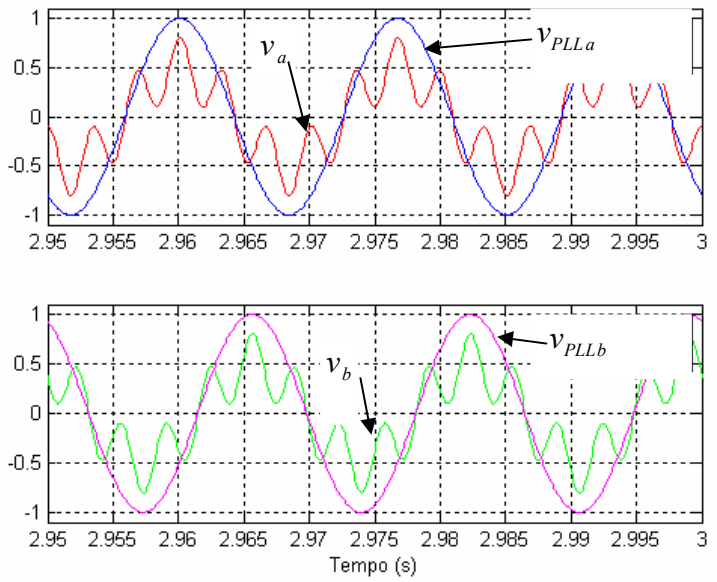

Figura 4.11. Caso A simulação- Tensão na rede e sinal de PLL, Superior - Fase a (v_a e v_{PLLa}); Inferior - Fase b – (v_b e v_{PLLb}).

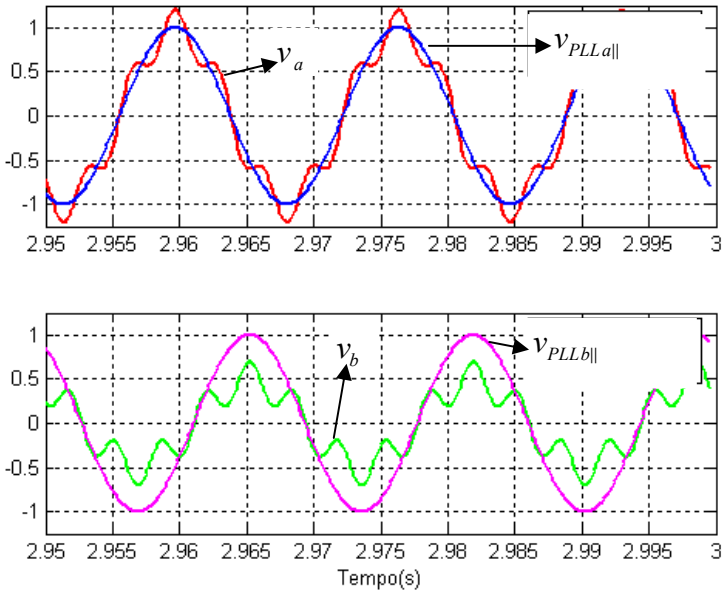

Figura 4.12. Caso B- simulação- Tensão na rede e sinal de PLL, Superior - Fase a (v_a e v_{PLLa}); Inferior - Fase b – (v_b e v_{PLLb}).

Os resultados experimentais foram obtidos através de uma montagem composta por um gerador trifásico de sinais que permite a variação de freqüência do sinal, inclusão de harmônicas e desequilíbrio de tensão, discutido em c47. O algoritmo do PLL foi implementado em Processador Digital de Sinais (DSP) EZ-KIT-ADSP-21992 da Analog Devices.

As figuras 4.13 e 4.14 mostram os resultados experimentais obtidos para os casos A e B.

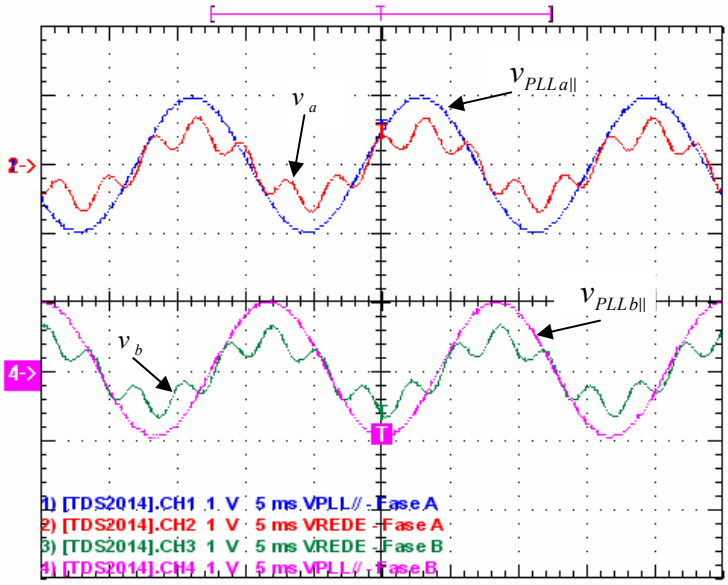

Figura 4.13. Caso A- Experimental- Tensão na rede e sinal de PLL,
Superior - Fase a (v_a e v_{PLLa}); Inferior - Fase b – (v_b e v_{PLLb}). - Escalas: 5ms/div, 1V/div.

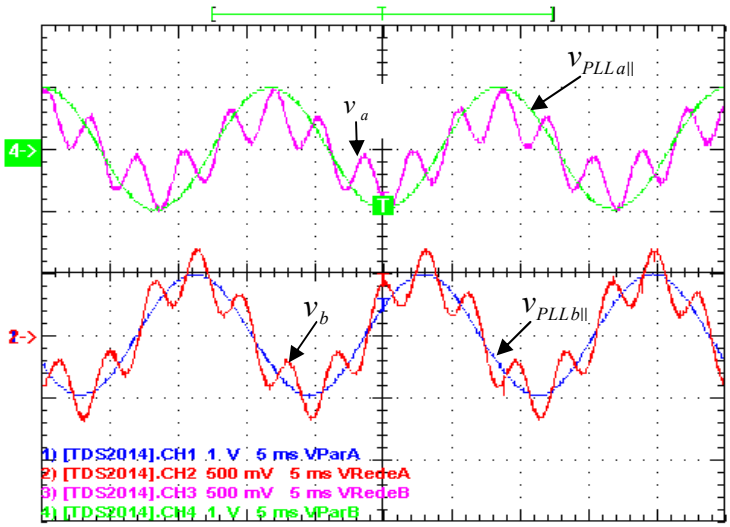

Figura 4.14. - Caso B- Experimental- Tensão na rede e sinal de PLL,
Superior - Fase a (v_a e v_{PLLa}); Inferior - Fase b – (v_b e v_{PLLb}). - Escalas: 5ms, 1V/div

4.7 Comentários sobre o capítulo 4

Neste item, PLLs trifásicos, em sua maioria implementados no sistema $dq0$ e usualmente denominados de SRF(synchronous reference frame PLL) , são comparados aos PLLs denominados de p-PLL, baseados na teoria da potência instantânea, e geralmente implementados no sistema $\alpha\beta 0$. Através de uma analise gráfica, baseada no produto escalar de vetores espaciais no espaço $\Re^3$, e empregando transformações ortogonais, mostra-se que as duas abordagens são idênticas à abordagem no sistema abc, que não requer

transformações de coordenadas. A diferença básica entre os diversas abordagens encontradas na literatura está na implementação do filtro que elimina os harmônicos e o componente de seqüência negativa de fundamental da tensão da rede.

No próximo capítulo, o PLL implementado no sistema *abc,* juntamente com as propriedades do produto escalar acima discutidas, formarão a base para a proposta de algoritmos para a extração das perturbações nas tensões e correntes. O capítulo 6 discute a aplicação destes métodos em compensadores de perturbações, implementados no sistema *abc*.

5. MÉTODO DE CÁLCULO DAS SEQÜÊNCIAS POSITIVA, NEGATIVA E ZERO INSTANTÂNEAS, BASEADO NO PRODUTO ESCALAR DE VETORES ESPACIAIS

Empregando o PLL trifásico que rastreia a seqüência positiva como célula básica, este capítulo apresenta estratégias de extração de perturbações em tensões e correntes baseadas no produto escalar de vetores.

Este capítulo mostra como calcular os componentes instantâneos de seqüências positiva e negativa para qualquer harmônico, incluindo o de freqüência fundamental, a partir de produtos escalares de vetores. Apesar da análise ser parcialmente feita no sistema $\alpha\beta 0$, a implementação final é feita no sistema abc sem a necessidade de transformações de sistema de coordenadas. Estes métodos serão empregados no capítulo 6 para a determinação dos sinais de referência de sistemas compensadores de perturbações e condicionadores de energia. Um dos méritos desta abordagem é a possibilidade de extração de um único componente harmônico, de determinada seqüência de fases. O PLL trifásico que rastreia instantaneamente a seqüência positiva de freqüência fundamental da tensão da rede, implementado no sistema abc e descrito no capítulo 4, é o componente básico das estratégias descritas a seguir. O PLL da figura 4.2 acrescido do bloco da figura 4.8, será descrito na figura 5.2 como um bloco que tem como entradas as três tensões de fase da rede v_a, v_b, v_c (vetor $\vec{V}$) e como saídas:

a- os sinais $v_{PLLa\perp}$, $v_{PLLb\perp}$, $v_{PLLc\perp}$ (figuras 4.2 e 4.8), coordenadas do vetor $\vec{V}_{PLL\perp}$ (fig. 5.1), que são os sinais originalmente gerados pelo VCO do PLL trifásico. $\vec{V}_{PLL\perp}$ é perpendicular ao vetor associado aos componentes de seqüência positiva da fundamental $\vec{V}_1^+$, e está atrasado com relação a $\vec{V}_1^+$ [1]. A figura 5.1 reproduz a figura 4.7a, apresentando os vetores $\vec{V}_{\alpha\beta}$ [2], $\vec{V}_1^+$ e $\vec{V}_{PLL\perp}$ no plano $\alpha\beta$. Conforme discutido no capítulo 4, o vetor $\vec{V}_{PLL\perp}$ tem seqüência zero nula, e portanto está permanentemente no plano $\alpha\beta$.

---

[1] Sem perda de generalidade também se pode considerar $\vec{V}_{PLL\perp}$ adiantado com relação a $\vec{V}_1^+$. Isso ocorre ao se empregar realimentação positiva no PLL da figura 4.2.

[2] $\vec{V}_{\alpha\beta}$ é a projeção do vetor das tensões da rede $\vec{V}$ no plano $\alpha\beta$.

b- os sinais $v_{PLLa\|}, v_{PLLb\|}, v_{PLLc\|}$ (figura 4.8), que são as coordenadas do vetor $\vec{V}_{PLL\|}$ (fig. 5.1), que é paralelo ao vetor $\vec{V}_1^+$. Ele é obtido adiantando-se o vetor $\vec{V}_{PLL\perp}$ de 90° (fig. 4.8).

c- o ângulo θ_{PLL}.

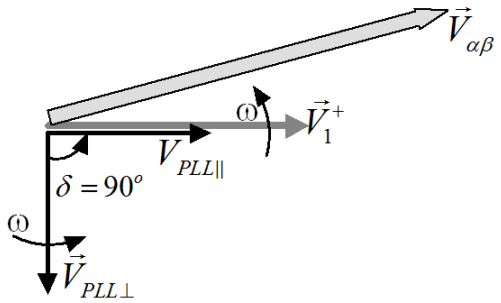

Figura 5.1 Projeção do vetor de entrada do PLL $\vec{V}$ no plano $\alpha\beta$ ($\vec{V}_{\alpha\beta}$); vetores de saída do PLL ($\vec{V}_{PLL\perp}$ e $\vec{V}_{PLL\|}$); e vetor $\vec{V}_1^+$ (seqüência positiva da rede).

As figuras deste capítulo empregam diagramas unifilares, onde o número de traços em cada interligação representa o número de sinais (1 ou 3). As linhas com três sinais são denominadas pelo vetor correspondente ao terno de sinais (p.ex., uma interligação denominada por $\vec{V}_{PLL\|}$ corresponde a três fios com os sinais $v_{PLLa\|}, v_{PLLb\|}, v_{PLLc\|}$). Obedecendo a esta regra, o circuito PLL da figura 4.2 juntamente com o bloco da figura 4.8 será representado neste capítulo pelo bloco da figura 5.2. Para todos os casos a seguir assume-se que o PLL está travado, com $\omega_{PLL} = \omega$.

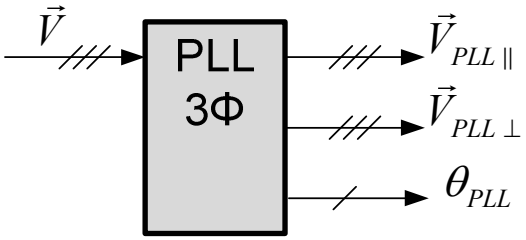

Figura 5.2 Representação gráfica unifilar do bloco PLL com entrada $\vec{V}$ e saídas $\vec{V}_{PLL\|}$, $\vec{V}_{PLL\perp}$ e θ_{PLL}.

5.1 Cálculo da Seqüência Positiva Instantânea das tensões na rede

Para o cálculo das tensões instantâneas de seqüência positiva da rede, utiliza-se o algoritmo representado pelo diagrama de blocos da figura 5.3

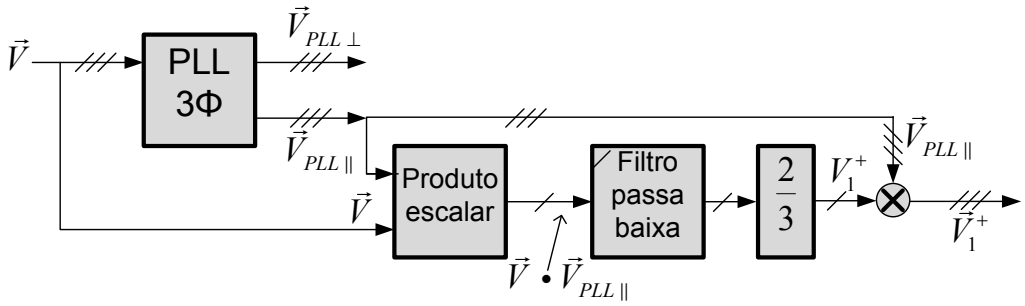

Figura 5.3 Algoritmo para o cálculo das tensões instantâneas de seqüência positiva da rede $\vec{V}_1^+$.

O vetor $\vec{V}_{PLL\parallel}$ no espaço $\Re^3$ (item A.2) é definido por:

$$\vec{V}_{PLL\parallel} = \left[v_{PLLa\parallel} \;\; v_{PLLb\parallel} \;\; v_{PLLc\parallel} \right]^t \tag{5.1}$$

Como os sinais $v_{PLLa\parallel}$, $v_{PLLb\parallel}$, $v_{PLLc\parallel}$ são cossenos com amplitude unitária e "seqüência zero" nula, o vetor $\vec{V}_{PLL\parallel}$ está localizado no plano $\alpha\beta$, tem amplitude $\sqrt{3/2}$, e gira no sentido anti horário com velocidade ω em fase com o vetor $\vec{V}_1^+$.

O vetor associado à tensão da rede, no sistema de coordenadas abc (em $\Re^3$, item A.2) é:

$$\vec{V} = v_a\vec{a} + v_b\vec{b} + v_c\vec{c} = \left[v_a \;\; v_b \;\; v_c \right]^t \tag{5.2}$$

Supondo que o PLL esteja operando em regime permanente, sabe-se a partir da discussão sobre o funcionamento do PLL feita no item 4.2 (eqs. 4.2, 4.3, 4.4), que:

a- o vetor de seqüência zero de $\vec{V}$ tem contribuição instantânea nula para o produto escalar $\vec{V} \bullet \vec{V}_{PLL\parallel}$, ou seja $\vec{V} \bullet \vec{V}_{PLL\parallel} = (\vec{V}_{\alpha\beta} + \vec{V}^0) \bullet \vec{V}_{PLL\parallel} = \vec{V}_{\alpha\beta} \bullet \vec{V}_{PLL\parallel}$;

b- os vetores de seqüência negativa da freqüência fundamental e os demais harmônicos contribuem para o produto escalar $\vec{V} \bullet \vec{V}_{PLL\parallel}$ com parcelas instantaneamente não nulas, com valor médio nulo;

c- o vetor de seqüência positiva da fundamental da tensão da rede $\vec{V}_1^+$, gerado pelos sinais $v_{a1}^+; v_{b1}^+; v_{c1}^+$ (senoidais com valor de pico V_1^+), tem amplitude $\left|\vec{V}_1^+\right| = \sqrt{3/2}\;\; V_1^+$ (obtida pela eq. A.51), e gira com velocidade ω em fase com $\vec{V}_{PLL\parallel}$.

Assim, o valor médio do produto escalar $\vec{V} \bullet \vec{V}_{PLL\parallel}$, já discutido no item 4.2 e denominado por (Marafão, et al, 2004) como "mean dot product", é calculado por:

$$\widehat{\vec{V} \bullet \vec{V}_{PLL\parallel}} = \frac{1}{T}\int_0^T \vec{V} \bullet \vec{V}_{PLL\parallel}\, dt = \left|\vec{V}_1^+\right|\left|\vec{V}_{PLL\parallel}\right| = \sqrt{\frac{3}{2}}\, V_1^+ \sqrt{\frac{3}{2}} = \frac{3}{2}\, V_1^+ \tag{5.3}$$

Em outras palavras, extrai-se a seqüência positiva do vetor $\vec{V}$ fazendo-se o produto escalar dele com um vetor de seqüência positiva $\vec{V}_{PLL\parallel}$ (que gira no sentido anti-horário com velocidade e amplitude constantes). Neste caso, apenas o componente de seqüência positiva contribui para o produto escalar. Os demais (harmônicos e seqüências negativa e zero) contribuem para o produto escalar com parcelas de média nula. Esta estratégia será empregada nos próximos itens deste capítulo para a determinação das seqüências positiva e negativa de todos os harmônicos. O capítulo 6 mostrará a utilização desta estratégia para o cálculo dos sinais de referência de compensadores de perturbações. Ressalta-se novamente neste ponto que, apesar da análise vetorial, os produtos escalares são calculados com variáveis no sistema abc, dispensando transformações de coordenadas.

Na figura 5.3 o valor médio é obtido processando o produto $\vec{V} \bullet \vec{V}_{PLL\parallel}$ em um filtro passa baixa. (Marafão, et al, 2004) emprega um filtro de média móvel para esta finalidade. O filtro de média móvel tem como vantagens sua elevada atenuação para os sinais de elevada freqüência resultantes de $\vec{V} \bullet \vec{V}_{PLL\parallel}$, e resposta rápida quando comparado ao filtro passa baixa linear convencional. Sua desvantagem é a necessidade de se corrigir o período T[3] da janela com a variação da freqüência de $\vec{V}$.

Da eq. 5.3 obtém-se o valor de pico dos sinais de seqüência positiva na freqüência fundamental V_1^+:

$$V_1^+ = \frac{2}{3}\widehat{\vec{V} \bullet \vec{V}_{PLL\parallel}} = \frac{2}{3}\frac{1}{T}\int_0^T \left(\begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^t \bullet \begin{bmatrix} v_{PLLa\parallel} & v_{PLLb\parallel} & v_{PLLc\parallel} \end{bmatrix}^t\right) dt \tag{5.4}$$

Os componentes instantâneos da seqüência positiva de freqüência fundamental $(v_{a1}^+ \;\; v_{b1}^+ \;\; v_{c1}^+)$, são obtidos multiplicando-se os sinais $(v_{PLLa\parallel} \;\; v_{PLLb\parallel} \;\; v_{PLLc\parallel})$ por V_1^+ (eq. 5.4), resultando em:

[3] T é o período da tensão da rede. A janela do filtro de média móvel deverá ter largura de T ou $T/2$.

$$\vec{V}_1^+ = \left[v_{a1}^+ \;\; v_{b1}^+ \;\; v_{c1}^+ \right]^t = V_1^+ \; \vec{V}_{PLL\parallel} = V_1^+ \left[v_{PLLa\parallel} \;\; v_{PLLb\parallel} \;\; v_{PLLc\parallel} \right]^t \tag{5.5}$$

A implementação da equação 5.5 no calculador de seqüência positiva é mostrada na figura 5.3.

5.2 Cálculo da Seqüência Negativa Instantânea, de freqüência fundamental, das tensões na rede

Uma possibilidade de se calcularem os componentes de seqüência negativa instantânea, na freqüência fundamental, da tensão na rede, é empregar o mesmo método apresentado no item 5.1, utilizando-se um PLL que trava na seqüência negativa da tensão da rede. Para isso o VCO da figura 4.2 deve gerar sinais de seqüência negativa conforme a eq. 5.6:

$$\vec{V}_{PLL} = \begin{bmatrix} v_{PLLa} \\ v_{PLLb} \\ v_{PLLc} \end{bmatrix} = \vec{V}_{PLL\perp} = \begin{bmatrix} v_{PLLa\perp} \\ v_{PLLb\perp} \\ v_{PLLc\perp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{PLL}) \\ \cos(\theta_{PLL} + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_{PLL} - 2\pi/3) \end{bmatrix} \tag{5.6}$$

O PLL travará na seqüência negativa, ou seja, rastreará os componentes de seqüência negativa da rede. Neste caso, apenas o componente $\vec{V}_1^-$ estará permanentemente em fase com $\vec{V}_{PLL\parallel}$, gerando produto escalar com média nula.

Esta opção não é muito adequada, pois o PLL não travará para baixas amplitudes de seqüência negativa, ou apresentará tempo de resposta muito lento. Isso ocorre, pois de acordo com o artigo c51 o ganho do sistema VCO + detector de fase para o PLL da figura 4.2 , é proporcional à amplitude do vetor de seqüência negativa (neste caso que rastreia a seqüência negativa).

Outra opção, mais adequada, consiste em se utilizar um PLL de seqüência positiva (figs. 4.2 e 5.2) gerando-se os vetores $\vec{V}_{PLL\parallel}$ e $\vec{V}_{PLL\perp}$, ambos de seqüência positiva girando no sentido anti-horário, com velocidade ω, e já discutidos no item 5.1. Passando cada um deles por um bloco que troca as coordenadas das fases *b* e *c* entre si (figura 5.4) obtêm-se nas saídas dos blocos os vetores $\vec{V}^-_{PLL\parallel}$ e $\vec{V}^-_{PLL\perp}$ (eq. 5.7). Eles giram com velocidade ω no sentido anti-horário.

$$\vec{V}^{-}_{PLL\perp} = \begin{bmatrix} v_{PLLa\perp} \\ v_{PLLc\perp} \\ v_{PLLb\perp} \end{bmatrix} \qquad \vec{V}^{-}_{PLL\parallel} = \begin{bmatrix} v_{PLLa\parallel} \\ v_{PLLc\parallel} \\ v_{PLLb\parallel} \end{bmatrix} \tag{5.7}$$

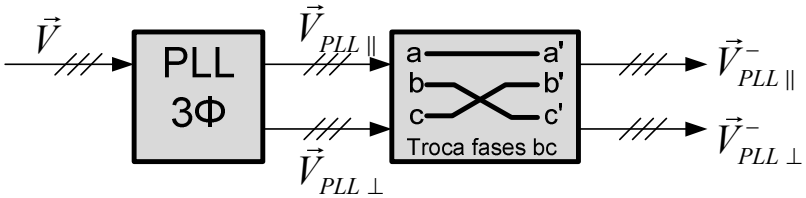

Figura 5.4 Obtenção dos vetores de seqüência negativa $\vec{V}^{-}_{PLL\parallel}$ e $\vec{V}^{-}_{PLL\perp}$ a partir da troca das coordenadas *b* e *c* dos vetores $\vec{V}_{PLL\parallel}$ e $\vec{V}_{PLL\perp}$.

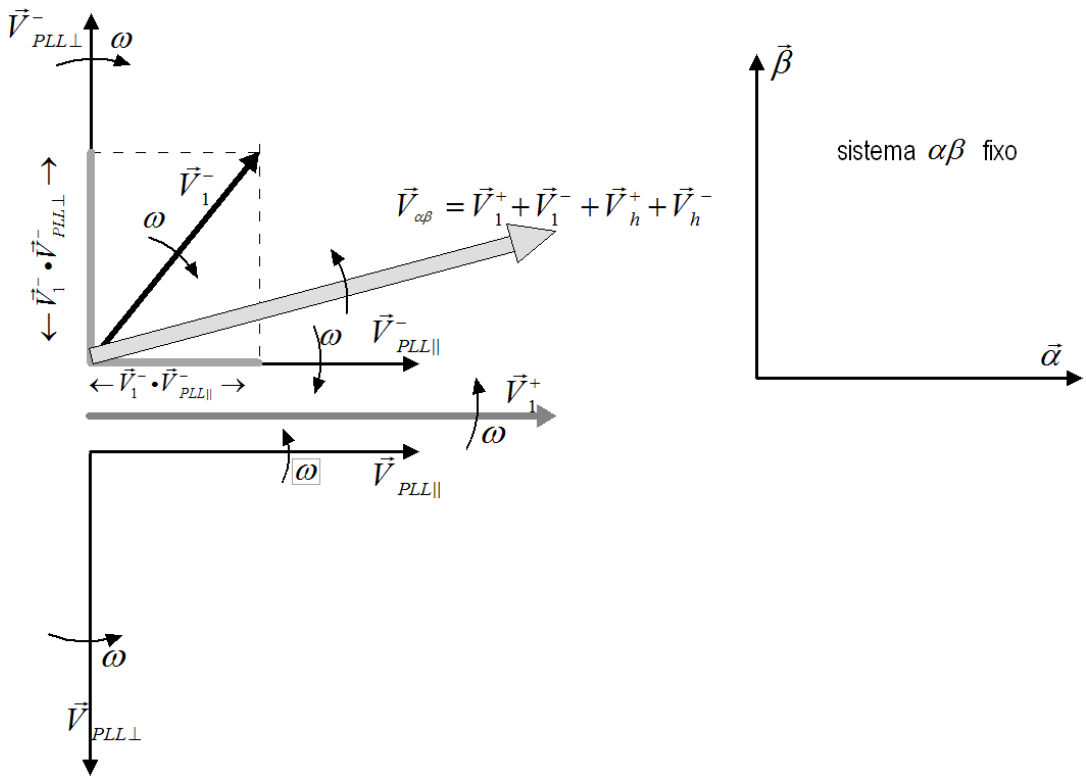

Figura 5.5 Vetores $\vec{V}$; $\vec{V}^{+}_{1}$, $\vec{V}^{-}_{1}$, $\vec{V}_{PLL\parallel}$, $\vec{V}^{-}_{PLL\parallel}$ e $\vec{V}^{-}_{PLL\perp}$ no plano $\alpha\beta$ para o instante em que $\vec{V}^{+}_{1}$, $\vec{V}_{PLL\parallel}$ e $\vec{V}^{-}_{PLL\parallel}$ estão alinhados com o eixo $\vec{\alpha}$.

Cabe destacar neste ponto qual a relação entre os novos vetores $\vec{V}^{-}_{PLL\parallel}$ e $\vec{V}^{-}_{PLL\perp}$ e os originais $\vec{V}_{PLL\parallel}$ e $\vec{V}_{PLL\perp}$. Pela eq. A.51 conclui-se que a operação "troca de fases" na figura 5.4 mantém a coordenada no eixo α e troca o sinal da coordenada no eixo β. Se for utilizada a notação complexa (item A.1.3) para descrever vetores no plano $\alpha\beta$, a troca das fase *b* e *c* equivale à obtenção do complexo conjugado do vetor original.

Levando em conta a discussão acima, a figura 5.5 apresenta os vetores relevantes para um instante onde:

a- o PLL está travado ($\vec{V}_1^+$ paralelo a $\vec{V}_{PLL\|}$);

b- $\vec{V}_{PLL\|}$ está paralelo ao eixo α.

O vetor $\vec{V}_{\alpha\beta}$ é a projeção do vetor $\vec{V}$ (em $\Re^3$) sobre o plano $\alpha\beta$.

De acordo com a figura 5.5 (plano $\alpha\beta$), $\vec{V}_1^-$ não está alinhado com $V^-_{PLL\|}$. Os valores médios das projeções de $\vec{V}_1^-$ ($\vec{V}$) sobre os vetores $\vec{V}^-_{PLL\|}$ e $\vec{V}^-_{PLL\perp}$ são obtidos por processo semelhante ao utilizado nas eqs 5.3 e 5.4, a partir do uso de produtos escalares para calcular a projeção de um vetor sobre o outro, e de filtros passa-baixas que atenuam as parcelas oscilantes:

$$\left[\begin{array}{l} V_{1\|}^- = \dfrac{2}{3}\widehat{\vec{V}\bullet\vec{V}^-_{PLL\|}} = \dfrac{2}{3}\dfrac{1}{T}\displaystyle\int_0^T\left(\left[v_a \;\; v_b \;\; v_c\right]^t \bullet \left[v_{PLLa\|} \;\; v_{PLLc\|} \;\; v_{PLLb\|}\right]^t\right)dt \\ V_{1\perp}^- = \dfrac{2}{3}\widehat{\vec{V}\bullet\vec{V}^-_{PLL\perp}} = \dfrac{2}{3}\dfrac{1}{T}\displaystyle\int_0^T\left(\left[v_a \;\; v_b \;\; v_c\right]^t \bullet \left[v_{PLLa\perp} \;\; v_{PLLc\perp} \;\; v_{PLLb\perp}\right]^t\right)dt \end{array}\right. \tag{5.8}$$

Ressalta-se na eq. 5.8 o aparecimento do fator $2/3$, tal como na eq. 5.4.

Obtidas as projeções $V_{1\|}^-$ e $V_{1\perp}^-$, que em regime permanentes são constantes, calculam-se os valores instantâneos dos componentes de seqüência negativa de freqüência fundamental por:

$$\begin{aligned} \vec{V}_1^- &= \left[v_{a1}^- \;\; v_{b1}^- \;\; v_{c1}^-\right]^t = V_{1\|}^-\,\vec{V}^-_{PLL\|} + V_{1\perp}^-\,\vec{V}^-_{PLL\perp} = \\ &= V_{1\|}^-\left[v_{PLLa\|} \;\; v_{PLLc\|} \;\; v_{PLLb\|}\right]^t + V_{1\perp}^-\left[v_{PLLa\perp} \;\; v_{PLLc\perp} \;\; v_{PLLb\perp}\right]^t \end{aligned} \tag{5.9}$$

O diagrama de blocos do calculador de seqüência negativa com entrada $\vec{V}$ e saída $\vec{V}_1^-$ é mostrado na figura 5.6.

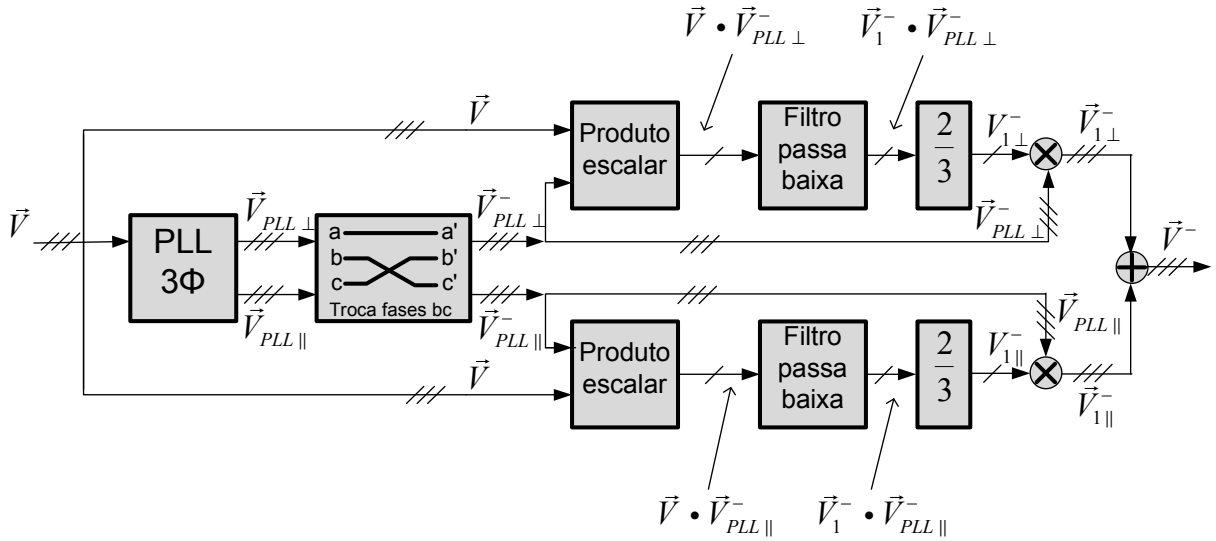

Figura 5.6 Diagrama de blocos do método de extração da seqüência negativa da fundamental baseado em produtos escalares.

O processo acima descrito é equivalente a criar um sistema de eixos *dq* que gira no sentido horário. Neste caso as parcelas de seqüência negativa produzirão coordenadas v_d, v_q constantes.

5.3 Generalizando o cálculo de um harmônico de ordem *h* de seqüência positiva ou negativa

Para o cálculo da seqüência positiva de harmônicos de freqüência $h\omega$, criam-se os vetores $\vec{V}^{+}_{PLL\_h\|}$ e $\vec{V}^{+}_{PLL\_h\perp}$ (fig. 5.7 eq. 5.10), a partir do ângulo θ_{PLL} do PLL da figura 4.2, que passa a ser uma saída do bloco PLL da figura 5.2. Estes novos vetores giram com velocidade $h\omega$ no sentido anti-horário, e em $t = 0$ são paralelos a $\vec{V}_{PLL\|}$ e $\vec{V}_{PLL\perp}$ respectivamente (fig. 5.7)

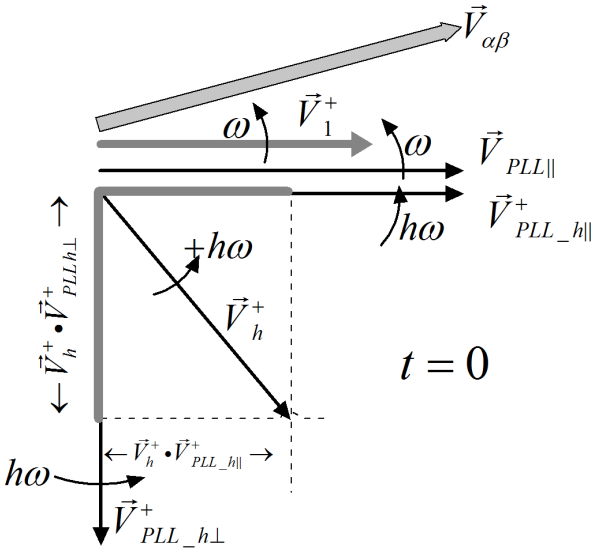

Figura 5.7 Vetores $\vec{V};\vec{V}_1^+$, $\vec{V}_h^+$, $\vec{V}_{PLL\,\|}$, $\vec{V}^+_{PLL\,h\|}$ e $\vec{V}^+_{PLL\,h\perp}$ no plano $\alpha\beta$.

$$\begin{cases} \vec{V}^+_{PLL\,h\perp} = \begin{bmatrix} v_{PLLah\|} \\ v_{PLLbh\|} \\ v_{PLLch\|} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\left(h\left(\theta_{PLL}\right)\right) \\ \cos\left(h\left(\theta_{PLL} - 2\pi/3\right)\right) \\ \cos\left(h\left(\theta_{PLL} + 2\pi/3\right)\right) \end{bmatrix} \\ \vec{V}^+_{PLL\,h\|} = \begin{bmatrix} v_{PLLah\|} \\ v_{PLLbh\|} \\ v_{PLLch\|} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\left(h\left(\theta_{PLL} + \pi/2\right)\right) \\ \cos\left(h\left(\theta_{PLL} - 2\pi/3 + \pi/2\right)\right) \\ \cos\left(h\left(\theta_{PLL} + 2\pi/3 + \pi/2\right)\right) \end{bmatrix} \end{cases} \tag{5.10}$$

O diagrama de blocos do calculador da seqüência positiva do harmônico de ordem h com entrada $\vec{V}$ e saída $\vec{V}_h^+$ é mostrado na figura 5.8.

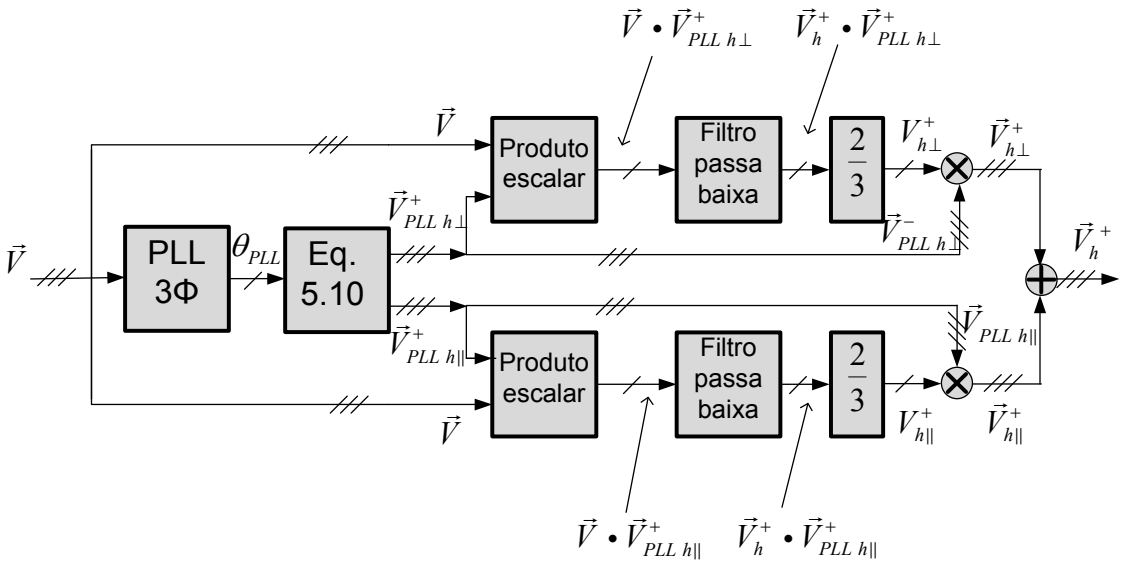

Figura 5.8 Diagrama de blocos do método de extração de harmônicos de ordem *h* de seqüência positiva baseado em produtos escalares.

Para o cálculo dos harmônicos de seqüência negativa será utilizado o mesmo procedimento empregado no item 5.2. Geram-se os vetores de seqüência negativa $\vec{V}^{-}_{PLL\_h\|}$ e $\vec{V}^{-}_{PLL\_h\perp}$ a partir da troca das coordenadas *b* e *c* dos vetores $\vec{V}^{+}_{PLL\_h\|}$ e $\vec{V}^{+}_{PLL\_h\perp}$. Os vetores $\vec{V}^{-}_{h}$, $\vec{V}^{-}_{PLL\_h\|}$ e $\vec{V}^{-}_{PLL\_h\perp}$ são explicitados na figura 5.9.

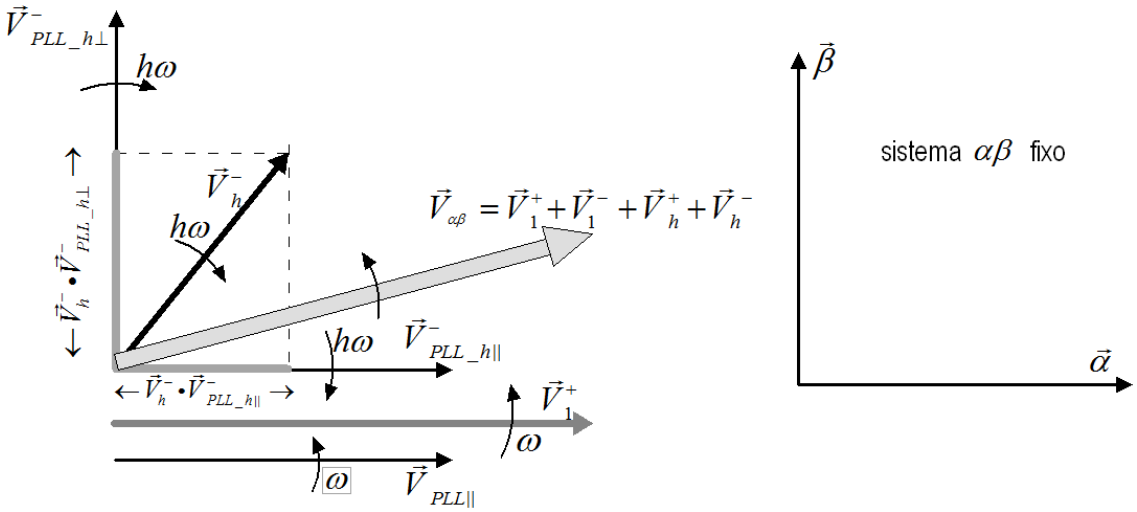

Figura 5.9 Vetores $\vec{V}_{\alpha\beta}; \vec{V}^{+}_{1}$, $\vec{V}^{-}_{h}$, $\vec{V}_{PLL\|}$, $\vec{V}^{-}_{PLL\,h\|}$ e $\vec{V}^{-}_{PLL\,h\perp}$ no plano $\alpha\beta$.

O diagrama de blocos é apresentado na figura 5.10.

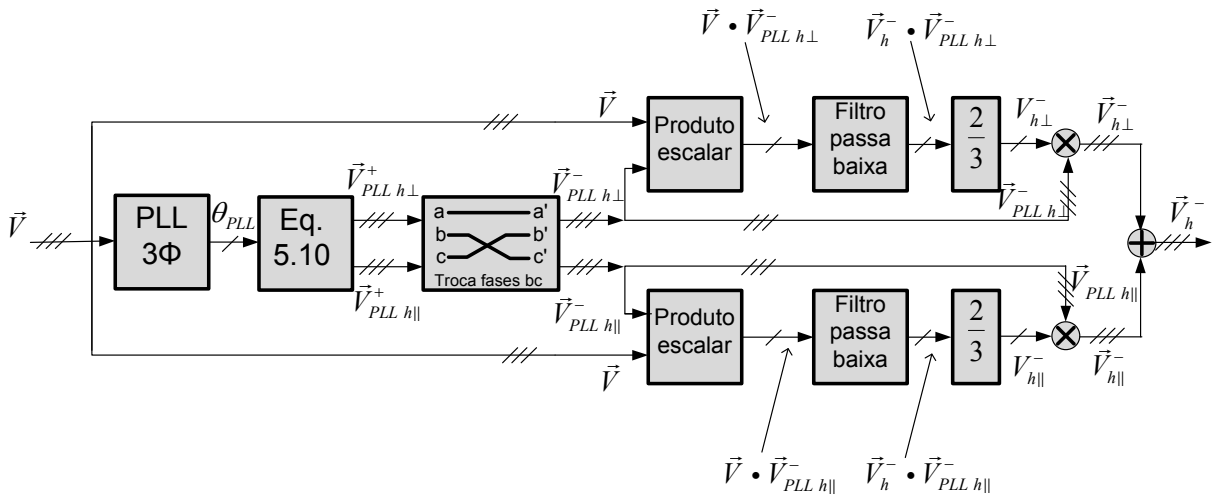

Figura 5.10 Diagrama de blocos do método de extração de harmônicos de ordem *h* de seqüência negativa baseado em produtos escalares.

5.4 Cálculo da Seqüência Zero Instantânea, de freqüência fundamental, das tensões na rede

Considera-se inicialmente um vetor de seqüência zero instantânea $\vec{V}^0$, definido pela eq. 5.11 e visualizado nos sistemas abc e $\alpha\beta 0$ na figura 5.11. As tensões nas três fases são iguais a v_z. O componente de seqüência zero v_z pode ser decomposto em série de Fourier obtendo-se $v_z = v_{z1} + \sum_{h=2,\infty} v_{zh}$. Os sistemas abc e $\alpha\beta 0$ em $\Re^3$ são discutidos no item A.2 do Apêndice A.

$$\vec{V}^0 = [v_z \;\; v_z \;\; v_z]^t = \sqrt{3} v_z \vec{0} \tag{5.11}$$

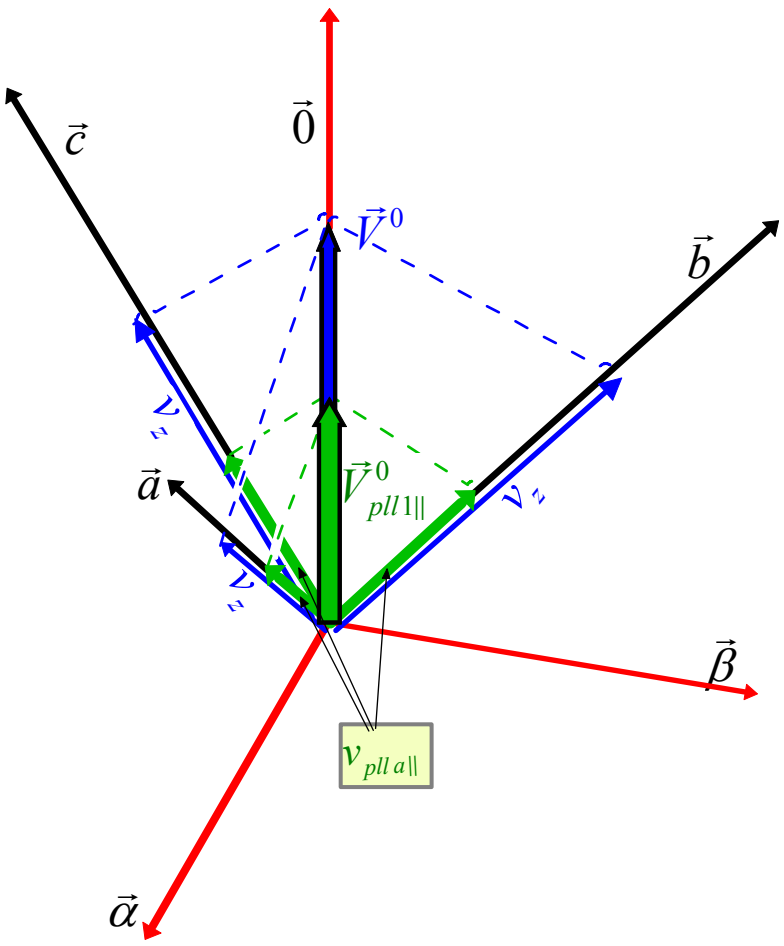

Figura 5.11 Vetores de seqüência zero $\vec{V}^0$ e $\vec{V}^0_{PLL\,1\|}$.

O vetor $\vec{V}^0$ mantém-se instantaneamente paralelo ao eixo $\vec{0}$. Usando a mesma estratégia dos itens anteriores, será obtido o componente fundamental de seqüência zero, calculando-se o valor médio do produto escalar entre o vetor $\vec{V}^0$ e o vetor $\vec{V}^0_{PLL1\|}$ de seqüência

zero e de freqüência ω, mostrado na figura 5.11, e definido na eq. 5.12. O sinal $v_{PLLa\|}$ é obtido a partir da fase *a* da saída do PLL trifásico, mostrada na figura 4.8.

$$\vec{V}^{0}_{PLL1\|} = \begin{bmatrix} v_{PLLa\|} \\ v_{PLLa\|} \\ v_{PLLa\|} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{PLL} + \pi/2) \\ \cos(\theta_{PLL} + \pi/2) \\ \cos(\theta_{PLL} + \pi/2) \end{bmatrix} = \sqrt{3}\cos(\theta_{PLL})\ \vec{0} \tag{5.12}$$

O produto escalar entre $\vec{V}^{0}$ e $\vec{V}^{0}_{PLL1\|}$ resulta em:

$$\vec{V}^{0} \bullet \vec{V}^{0}_{PLL1\|} = 3v_z \cos(\theta_{PLL} + \pi/2) \tag{5.13}$$

Decompondo v_z em série de Fourier e substituindo na eq. 5.13 obtém-se:

$$\vec{V}^{0} \bullet \vec{V}^{0}_{PLL1\|} = 3\left(\sum_{h=1,\infty} V_h^z \cos(h\theta_{PLL} + \alpha_h) \right) \cos(\theta_{PLL} + \pi/2) \tag{5.14}$$

Calculando-se o valor médio do produto escalar obtém-se:

$$\widehat{\vec{V}^{0} \bullet \vec{V}^{0}_{PLL1\|}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \vec{V}^{0} \bullet \vec{V}^{0}_{PLL1\|}\ d\theta = \frac{3}{2}\underbrace{V_1^z \cos(\alpha_1 - \pi/2)}_{V_{1\|}^z} = \frac{3}{2}V_{1\|}^z \tag{5.15}$$

Na equação 5.15, $V_{1\|}^z$ é a amplitude do componente fundamental de seqüência zero em fase com $v_{PLLa\|}$. Das eqs 5.13 e 5.15, obtém-se $V_{1\|}^z$:

$$\widehat{\vec{V}^{0} \bullet \vec{V}^{0}_{PLL1\|}} = \widehat{3v_z v_{PLLa\|}} = \frac{3}{2}V_{1\|}^z \qquad \Rightarrow \ V_{1\|}^z = 2\,\widehat{v_z v_{PLLa\|}} \tag{5.16}$$

Obtida a amplitude $V_{1\|}^z$, basta multiplicá-la por $v_{PLLa\|}$ para obter o valor instantâneo do componente fundamental de v_z em fase com $v_{PLLa\|}$, que será denominado por $v_{z1\|}$, mostrado na eq. 5.17.

$$v_{z1\|} = V_{1\|}^z\ v_{PLLa\|} \tag{5.17}$$

Nota-se na eq. 5.16 que a parcela $2\,\widehat{v_z v_{PLLa\|}}$ corresponde a $(1/\pi)\int_0^{2\pi} v_z \cos(\theta_{PLL} + \pi/2)\,d\theta$, que corresponde à análise de Fourier, onde se calcula o

componente da série de Fourier de freqüência ω, em fase com $v_{PLLa\|} = \cos(\theta_{PLL} + \pi/2)$. A eq. 5.17 corresponde à síntese de Fourier, onde se recompõe o valor instantâneo da parcela correspondente.

Falta obter a parcela ortogonal, cuja amplitude $V_{1\perp}^{z}$ é dada pela eq. 5.18, e seu correspondente componente instantâneo $v_{z1\perp}$, em fase com $v_{PLLa\perp} = \cos(\theta_{PLL})$ é apresentado na eq. 5.19.

$$\widehat{\vec{V}^{0} \bullet \vec{V}^{0}_{PLL1\perp}} = \widehat{3 v_z v_{PLLa\perp}} = \frac{3}{2} V_{1\perp}^{z} \qquad \Rightarrow \; V_{1\perp}^{z} = 2\,\widehat{v_z v_{PLLa\perp}} \tag{5.18}$$

$$v_{z1\perp} = V_{1\perp}^{z}\; v_{PLLa\perp} \tag{5.19}$$

Agora se torna possível obter o componente de seqüência zero na freqüência fundamental, somando-se $v_{z1\perp}$ e $v_{z1\|}$:

$$v_{z1} = v_{z1\|} + v_{z1\perp} = V_{1\|}^{z}\; v_{PLLa\|} + V_{1\perp}^{z}\; v_{PLLa\perp} \tag{5.20}$$

A parcela v_z é obtida a partir das tensões de fase $\vec{V}$ por:

$$v_z = \frac{v_a + v_b + v_c}{3} \tag{5.21}$$

O diagrama de blocos que calcula v_{z1} a partir de $\vec{V}$ é ilustrado na figura 5.12.

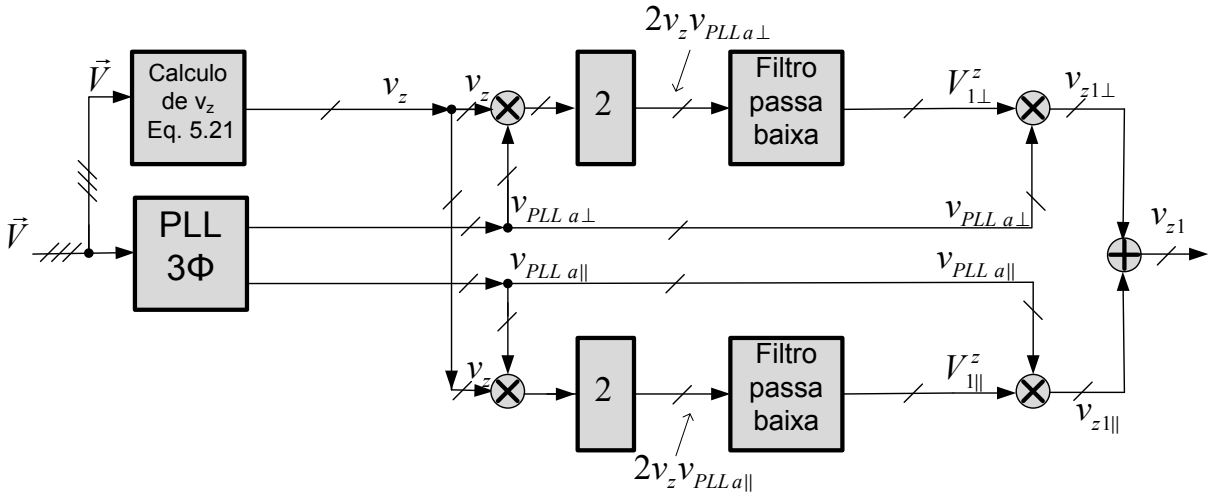

Figura 5.12 Diagrama de blocos do método de extração da fundamental do componente de seqüência zero da tensão v_{z1}.

Nota-se que os produtos escalares (excetuando-se o do bloco PLL), tema deste capítulo, desapareceram na implementação proposta na figura 5.12. Apesar do problema estar resolvido, com uma implementação computacionalmente simples e eficiente, cabem aqui alguns comentários adicionais.

O vetor $\vec{V}$ pode ser decomposto em duas parcelas:

a- $\vec{V}^0$ que contém os vetores correspondentes aos componentes de seqüência zero;

b- $\vec{V}_{\alpha\beta}$, localizado no plano $\alpha\beta$ e contendo os vetores correspondentes aos componentes harmônicos de seqüências positiva e negativa.

O produto escalar entre $\vec{V}$ e $\vec{V}^0_{PLL1||}$ é dado por:

$$\vec{V} \bullet \vec{V}^0_{PLL1||} = \left(\vec{V}^0 + \vec{V}_{\alpha\beta}\right) \bullet \vec{V}^0_{PLL1||} = \vec{V}^0 \bullet \vec{V}^0_{PLL1||} \tag{5.22}$$

Como $\vec{V}_{\alpha\beta}$ é instantaneamente perpendicular a $\vec{V}^0_{PLL1||}$, ele não contribui para o produto escalar. Assim, a eq. 5.16 pode ser reescrita como:

$$V^z_{1||} = \frac{2}{3}\widehat{\vec{V}^0 \bullet \vec{V}^0_{PLL1||}} = \frac{2}{3}\widehat{\vec{V} \bullet \vec{V}^0_{PLL1||}} \tag{5.23}$$

Como opção ao procedimento de cálculo de v_Z apresentado na figura 5.13, pode-se alternativamente obter $V^z_{1||}$ pela equação 5.23.

Continuando a análise do produto escalar $\vec{V} \bullet \vec{V}^0_{PLL1||}$, pode-se mostrar que:

$$\begin{aligned} \vec{V} \bullet \vec{V}^0_{PLL1||} &= [v_a\ v_b\ v_c]^t \bullet \left[v_{PLLa||}\ \ v_{PLLa||}\ \ v_{PLLa||}\right] = \\ &= v_{PLLa||}\left(v_a + v_b + v_c\right) = 3v_{PLLa||}\frac{\left(v_a + v_b + v_c\right)}{3} = 3v_{PLLa||}\, v_z \end{aligned} \tag{5.24}$$

Chega-se ao mesmo resultado, realçando-se a definição de v_z.

Cumpre aqui ressaltar a diferença de v_z, que é a parcela de seqüência zero instantânea em cada uma das fases (ou coordenadas do vetor $\vec{V}^0$ no sistema *abc*), e v_0 (eq. A.51) , que é a

coordenada do vetor $\vec{V}$ no eixo $\vec{0}$ (do sistema $\alpha\beta 0$). A relação entre as duas parcelas, $v_o = \sqrt{3}\, v_z$, pode ser obtida pela eq. A.51, ou por observação da figura 5.11.

5.5 Cálculo da Seqüência Zero Instantânea, de freqüência *hω* das tensões na rede

Utilizando-se o algoritmo do item 5.4, e apoiando-se nos diagramas de blocos do item 5.3, pode-se obter qualquer harmônico de seqüência zero v_{zh}, pelo diagrama de blocos da figura 5.13, a partir das tensões de fase $\vec{V}$.

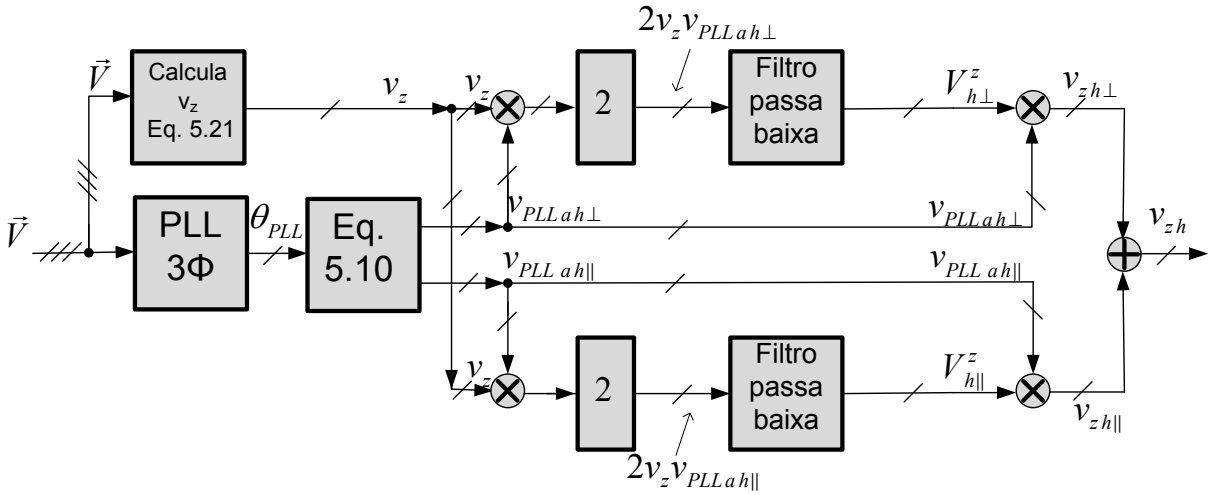

Figura 5.13 Diagrama de blocos do método de extração do componente de seqüência zero de freqüência $h\omega$ (v_{zh}) das tensões de fase $\vec{V}$.

5.6 Outras estratégias de extração de perturbações de tensões e correntes

O apêndice A discute métodos já conhecidos de extração de perturbações baseados em vetores espaciais. As técnicas deste capítulo se baseiam no produto escalar de vetores e na implementação no sistema *abc*. O apêndice B discute estratégias já conhecidas baseadas na teoria pq. A dissertação de mestrado m3, a tese de doutorado d1 e os artigos p3, c31, c33, c36, c37, c38, c39, c57 e c58 apresentam uma estratégia completamente diferente de extração em tempo real das seqüências positiva e negativa, e dos harmônicos, baseada em adaptação da equação de Fortscue, originalmente empregada para o cálculo fasorial dos componentes simétricos de tensões e correntes. Esta estratégia também é implementada no sistema *abc*, apresenta tempos de resposta menores que meio ciclo e é computacionalmente simples.

5.7 Conclusões do Capítulo

Perturbações na tensão (corrente), incluindo desequilíbrios e harmônicos podem ser associadas a:

a- vetores de seqüências positiva ou negativa, que giram com velocidade constante nos sentidos anti-horário e horário respectivamente (apêndice A);

b- componentes de seqüência zero que produzem vetores paralelos ao eixo $\vec{0}$.

Para extrair cada um deles individualmente faz-se o produto escalar do vetor $\vec{V}$ com um vetor síncrono com a seqüência positiva de $\vec{V}$, girando na mesma velocidade com o mesmo sentido do vetor da perturbação que se deseja calcular. Apenas a perturbação contribuirá com média não nula, podendo ser facilmente calculada por meio de um filtro passa baixas.

O próximo capítulo explorará aplicações desta técnica para diversos compensadores de perturbações.

6. APLICAÇÕES DO CÁLCULO DOS SINAIS DE REFERÊNCIA DE COMPENSADORES BASEADO NO PRODUTO ESCALAR DE VETORES, NO SISTEMA *abc*

Este capítulo apresenta algumas aplicações das estratégias de extração dos componentes de seqüência positiva, negativa e zero para qualquer freqüência, baseadas no produto escalar de vetores analisadas no capítulo 5. Elas serão utilizadas no cálculo dos sinais de referência de compensadores de perturbações, incluindo os tipos: paralelo, série, e podendo ser aplicadas no paralelo-série. O desempenho destas estratégias é avaliado via simulação numérica.

Diversas estratégias conhecidas de cálculo do sinal de referência baseadas em vetores espaciais e na teoria da potência instantânea são discutidas nos apêndices A e B respectivamente. A técnica aqui apresentada distingue-se por:

a- permitir a separação de cada perturbação da corrente ou da tensão;

b- ser implementada no sistema abc, não requerendo transformações de coordenadas;

c- permitir interpretação geométrica, o que que facilita a análise do sistema, e a proposta de novas estratégias de controle e de compensação de perturbações;

d- demandar baixa esforço computacional.

e- poder ser utilizada com as técnicas de modulação e malhas de controle apresentadas nos capítulos anteriores, implementadas no sistema *abc*.

Conforme discutido nos capítulos 4 e 5, e no apêndice A:

a- componentes de seqüência positiva de freqüência $h\omega$ produzem um vetor $\vec{V}_h^+$ ($\vec{I}_h^+$), no plano $\alpha\beta$ (figura A.10) que tem amplitude constante e velocidade constante $h\omega$ no sentido anti-horário. Conclui-se que para se extrair o vetor V_h^+, basta calcular o valor médio da projeção de V_h^+ sobre os eixos $\vec{V}^+_{PLL\_h\|}$ e $\vec{V}^+_{PLL\_h\perp}$, síncronos com $\vec{V}_h^+$, e obtidos do bloco PLL (capítulos 4 e 5). As projeções são calculadas via aplicação do produto escalar entre o vetor $\vec{V}$ ($\vec{I}$), e

os vetores $\vec{V}^{+}_{PLL\_h\|}$ e $\vec{V}^{+}_{PLL\_h\perp}$. O valor médio é calculado com filtro passa-baixas;

b- analogamente os componentes de seqüência negativa de freqüência $-h\omega$ produzem um vetor $\vec{V}_h^{-}$ ($\vec{I}_h^{-}$), no plano $\alpha\beta$ (figura A.12), que tem amplitude constante e velocidade constante $-h\omega$ no sentido anti-horário. Conclui-se que para se extrair o vetor $\vec{V}_h^{-}$, basta calcular o valor médio da projeção de $\vec{V}$ sobre os eixos $\vec{V}^{-}_{PLL\_h\|}$ e $\vec{V}^{-}_{PLL\_\perp}$, síncronos com $\vec{V}_h^{-}$.

As aplicações discutidas a seguir incluem:

a- compensador de reativos de freqüência fundamental (item 6.1);

b- compensador de reativos, desequilíbrios e harmônicos das correntes de carga (item 6.2);

c- compensador de seqüência negativa de freqüência fundamental (item 6.3);

d- compensador de seqüência negativa e reativos de freqüência fundamental (item 6.4);

e- compensador de seqüência negativa, seqüência zero e reativos de freqüência fundamental (item 6.5);

f- compensador de harmônicos específicos (item 6.6)

g- compensador de afundamentos, desequilíbrios e harmônicos das tensões da rede – restaurador dinâmico de tensão- DVR. (item 6.7)

Para a verificação do desempenho das seis estratégias de compensação paralela discutidas (6.1 a 6.6) via simulação numérica (usando o programa PSIM) foram utilizadas as seguintes cargas:

- Carga A: carga em ligação Y, linear, a 4 fios, equilibrada, com reativos, mostrada no figura 6.1, com as seguintes características:

a- 3 resistências de valor $R = 3\text{pu}$ [1] permanentemente conectadas em Y;

[1] Considerações sobre valores por unidade (pu) são feitas no Apêndice C. Para as simulações foram considerados $V_{base} = 1\text{V}$, $I_{base} = 1\text{A}$, que resulta em $Z_{base} = 1\Omega$.

b- 3 circuitos RL série ($R_x + jX = (0.75 + j0.75)\Omega$) em Y, conectados em $t = 0.433ms$ e retirados em $t = 0.467ms$.

c- as formas de onda das tensões e correntes de fase são exibidas na figura 6.2.

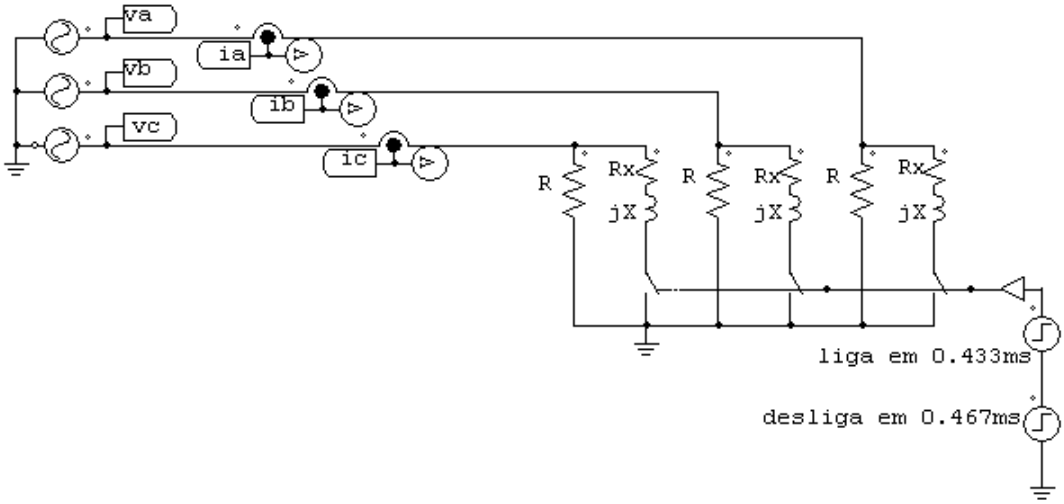

Figura 6.1 Carga linear e equilibrada com inserção de carga reativa.

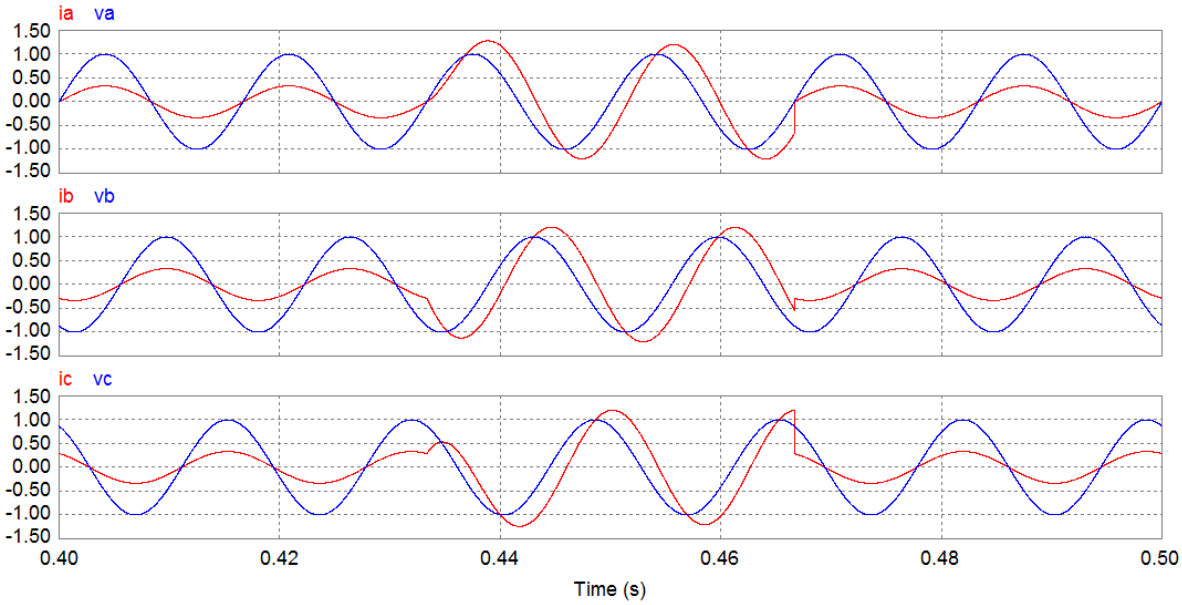

Figura 6.2 Carga A- Tensões de fase e correntes de linha na carga. (amplitudes em valores pu)

- Carga B: carga em ligação Y, linear, a 4 fios, com desequilíbrio e com reativos. Difere da carga A por inserir cargas RL apenas nas fases *a* e *b* no período de 0.433s a 0.467s. As formas de onda são mostradas na figura 6.3.

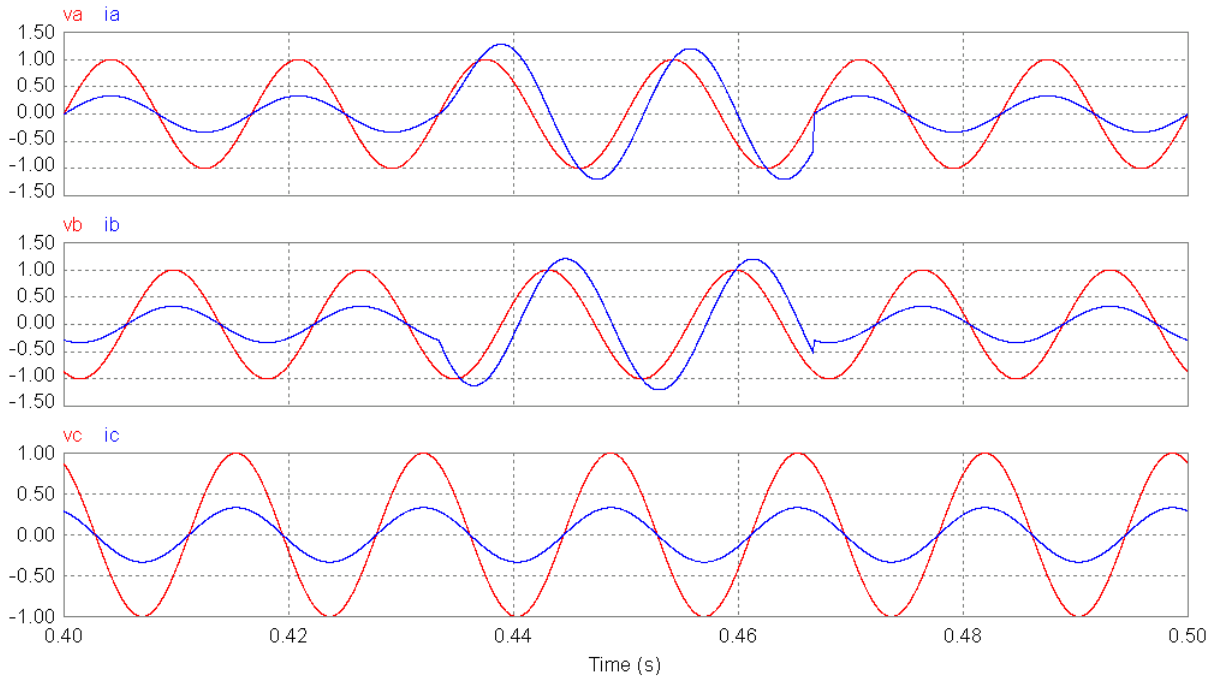

Figura 6.3 Carga B - Tensões de fase e correntes de linha na carga para carga linear desequilibrada com reativos. (amplitudes em valores pu)

- Carga C: carga equilibrada a 3 fios, com harmônicos e reativos de fundamental. É composta por um retificador trifásico controlado de 6 pulsos com reatância de comutação de 159.2mH, e carga do lado CC modelada por fonte de corrente de 1pu. A figura 6.4 mostra as formas de onda das tensões e correntes de fase da carga. Inicia-se com o ângulo de disparo em 2º, passando a 40º em t=0.4333s, e voltando a 2º em 0.4667s.

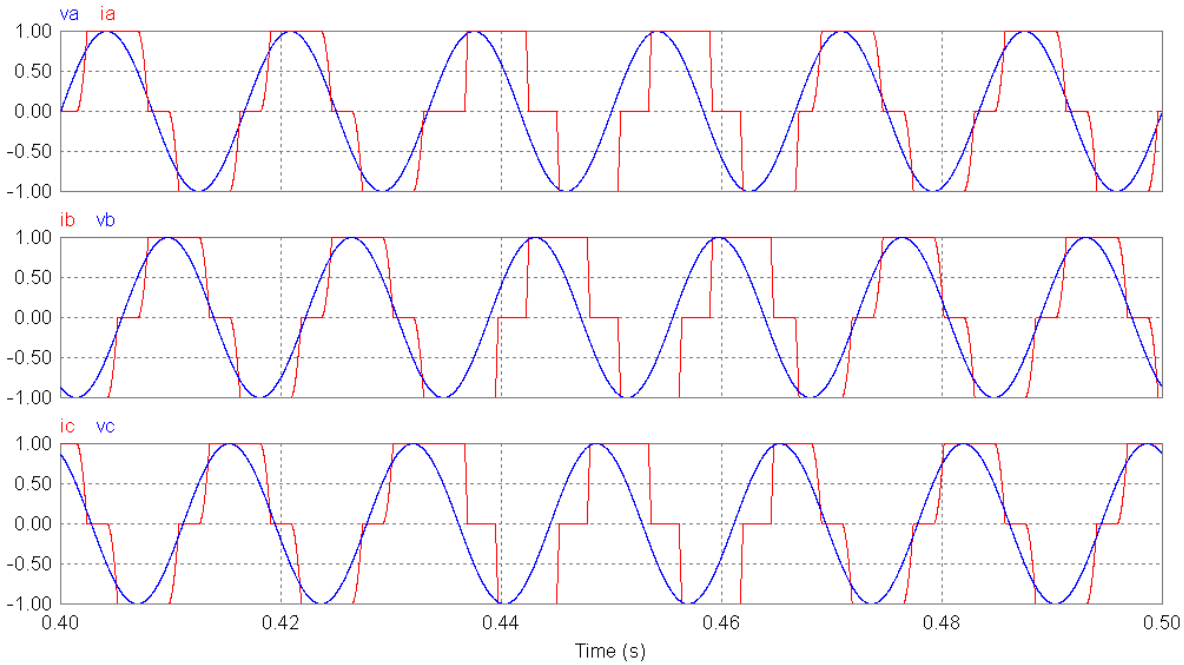

Figura 6.4 Carga C- Tensões e correntes de fase para retificador trifásico, com ângulo de disparo assumindo os valores 2º , 40º (t=0.4333s) e 2º (t=0.4667s). (amplitudes em valores pu)

-Carga D: carga em ligação Δ, linear, com desequilíbrio e reativos com o seguinte comportamento:

- formas de onda mostradas na figura 6.5.
- **etapa 0** (t<0,433s): correntes de carga nulas;
- **etapa 1** (0,433s <t<0,4667s): resistência de 9pu entre as fases a e b ;
- **etapa 2** (0,4667s <t<0,500s): carga delta equilibrada com 3 resistências de 9pu entre as fases;
- **etapa 3** (0,5000s <t<0,5333s):
  - carga delta equilibrada com 3 resistências de 9pu entre as fases;
  - carga RL série ($R = 2,25\text{pu}$ e $\dot{X} = j2,25\text{pu}$) entre as fases a e b ;
- **etapa 4** (0,5333s <t<0,6000s):
  - carga delta equilibrada com 3 resistências de 9pu entre as fases;
  - carga delta equilibrada com 3 bipolos RL série ($R = 2,25\text{pu}$ e $\dot{X} = j2,25\text{pu}$) entre as fases;

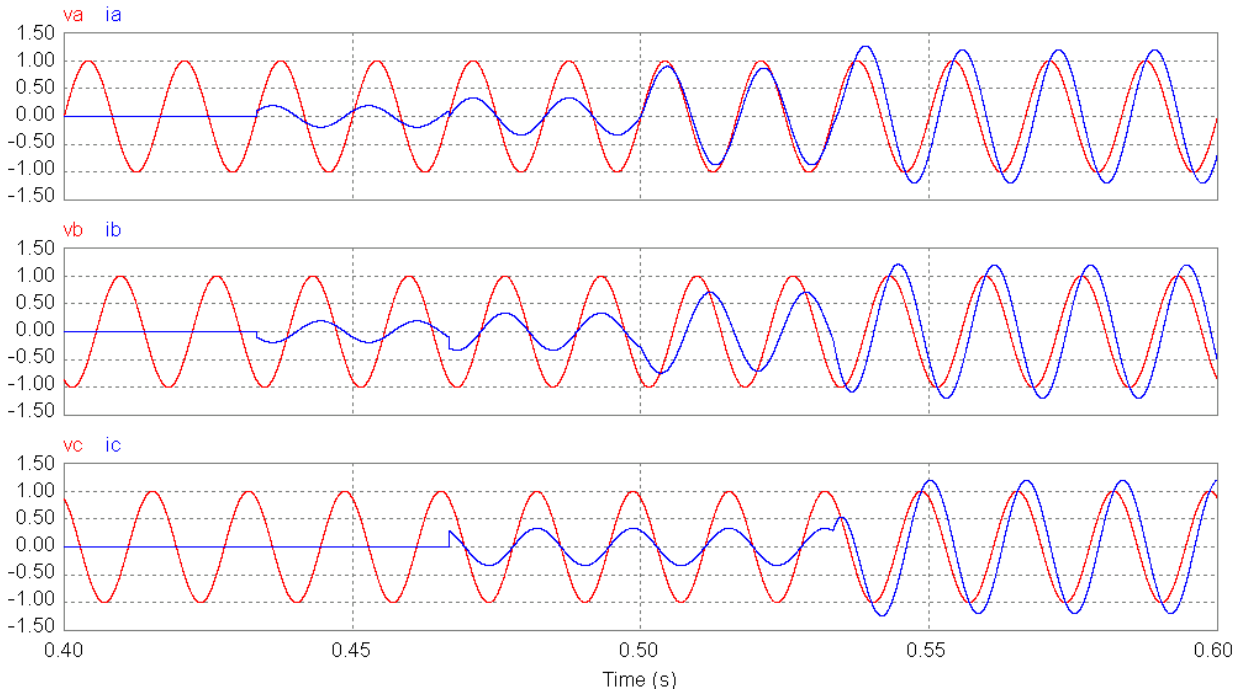

Figura 6.5 Carga D- Tensões de fase e correntes de linha em carga desequilibrada, com reativos, conectada em delta. (amplitudes em valores pu)

6.1 Compensador de correntes reativas de freqüência fundamental

6.1.1 Apresentação do Algoritmo

Para uma carga com correntes i_a, i_b, i_c (vetor $\vec{I}$ na figura 6.6) pretende-se compensar os componentes de corrente reativa de seqüência positiva, na freqüência fundamental. Para tanto, esta parcela deve ser calculada e injetada pelo conversor compensador, conectado em paralelo com a carga, conforme ilustrado na figura 6.6. Este conversor pode ser implementado com um conversor fonte de tensão, com PWM escalar empregando injeção de seqüência zero ótima (capítulo 2), e malhas de rastreamento também implementadas no sistema *abc* (capítulo 3).

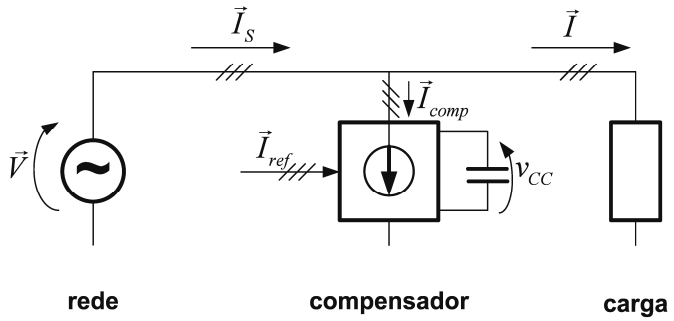

Figura 6.6 Diagrama de blocos do sistema rede- compensador- carga.

O vetor $\vec{I} = i_a \vec{a} + i_b \vec{b} + i_c \vec{c}$, associado às correntes de carga i_a, i_b, i_c, pode ser decomposto nos vetores $\vec{I}^0$ e $\vec{I}_{\alpha\beta}$ ($\vec{I} = \vec{I}^0 + \vec{I}_{\alpha\beta}$). De acordo com a figura A.24, o vetor $\vec{I}^0$ será perpendicular ao plano $\alpha\beta$, e o vetor $\vec{I}_{\alpha\beta}$ localiza-se sobre o plano $\alpha\beta$. $\vec{I}^0$ contém todos os vetores associados aos componentes harmônicos de seqüência zero. $\vec{I}_{\alpha\beta}$ contém todos os vetores associados aos harmônicos de seqüência positiva e negativa. O vetor $\vec{I}_{\alpha\beta}$ pode ser decomposto nas partes:

a- $\vec{I}^+_{1\|}$, responsável pela parcela da potência ativa associada ao componente de seqüência positiva;

b- $\vec{I}^+_{1\perp}$, responsável pela potência reativa;

c- $\vec{I}^+_h$ e $\vec{I}^-_h$, correspondentes aos harmônicos de corrente de seqüências positiva e negativa.

A figura 6.6 ilustra a estratégia de compensação paralela, onde correntes de compensação $\vec{I}_{comp}$ são injetadas para eliminar um conjunto predefinido de perturbações na carga. Neste item serão compensados os componentes de corrente reativa de freqüência fundamental. A figura 6.7 ilustra os vetores $\vec{V}_{PLL\_\|}$, $\vec{V}_{PLL\_\perp}$, $\vec{I}_{\alpha\beta}$ (projeção de $\vec{I}$ no plano $\alpha\beta$), $\vec{I}_1^+$ (seqüência positiva de freqüência fundamental), e as projeções de $\vec{I}_1^+$, que valem $\frac{3}{2} I_{1\|}^+$ e $\frac{3}{2} I_{1\perp}^+$,nos eixos $\vec{V}_{PLL\_\|}$ e $\vec{V}_{PLL\_\perp}$ .respectivamente.

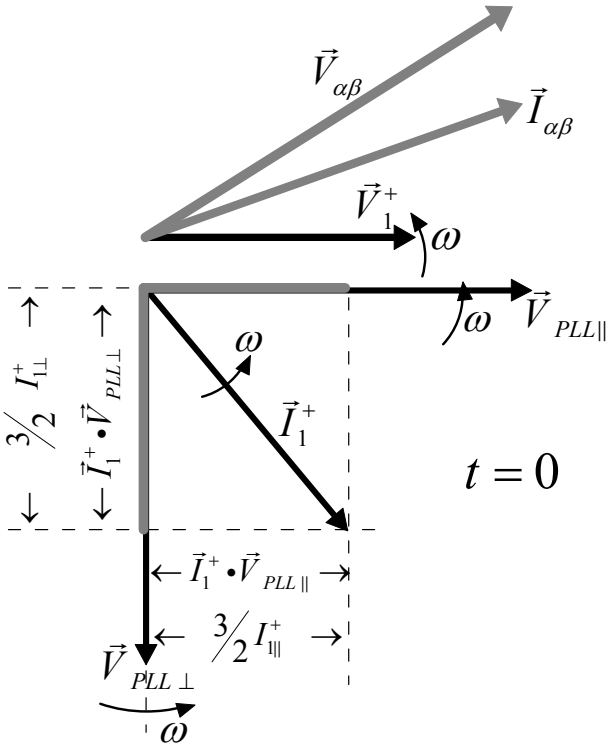

Figura 6.7 Vetores $\vec{V}_{PLL\_\|}$, $\vec{V}_{PLL\_\perp}$, $\vec{I}_{\alpha\beta}$, $\vec{I}_1^+$, e as projeções de $\vec{I}_1^+$ nos eixos $\vec{V}^+_{PLL\_\|}$ e $\vec{V}^-_{PLL\_\perp}$.

Baseando-se nas estratégias discutidas no capítulo 5, deduz-se que a parcela $I_{1\perp}$, que é a amplitude dos componentes reativos de freqüência fundamental de seqüência positiva da corrente de carga, pode ser calculada pelo valor médio do produto escalar entre os vetores $\vec{I}$ e $\vec{V}^+_{PLL\perp}$ (eq. 6.1).

$$
\begin{aligned}
I_{1\perp} &= \frac{2}{3}\vec{I}_1^+ \bullet \vec{V}_{PLL\perp} = \frac{2}{3}\widehat{\vec{I}_{\alpha\beta} \bullet \vec{V}_{PLL\perp}} = \frac{2}{3}\widehat{\vec{I} \bullet \vec{V}_{PLL\perp}} = \\
&= \frac{2}{3}\frac{1}{T}\int_0^T \left(\begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^t \bullet \begin{bmatrix} v_{PLLa\perp} & v_{PLLb\perp} & v_{PLLc\perp} \end{bmatrix}^t \right) dt
\end{aligned}
\tag{6.1}
$$

Os componentes instantâneos da seqüência positiva de freqüência fundamental da corrente reativa, de acordo com a figura 6.8 são obtidos por:

$$\vec{I}_{1\perp} = \left[i^{+}_{a1\perp} \;\; i^{+}_{b1\perp} \;\; i^{+}_{c1\perp} \right]^{t} = I_{1\perp} \; \vec{V}_{PLL\perp} = I_{1\perp} \; \left[v_{PLLa\perp} \;\; v_{PLLb\perp} \;\; v_{PLLc\perp} \right]^{t} \tag{6.2}$$

O diagrama de blocos do algoritmo completo de cálculo de $\vec{I}_{1\perp}$ a partir de $\vec{V}$ e $\vec{I}$ é ilustrado na figura 6.8.

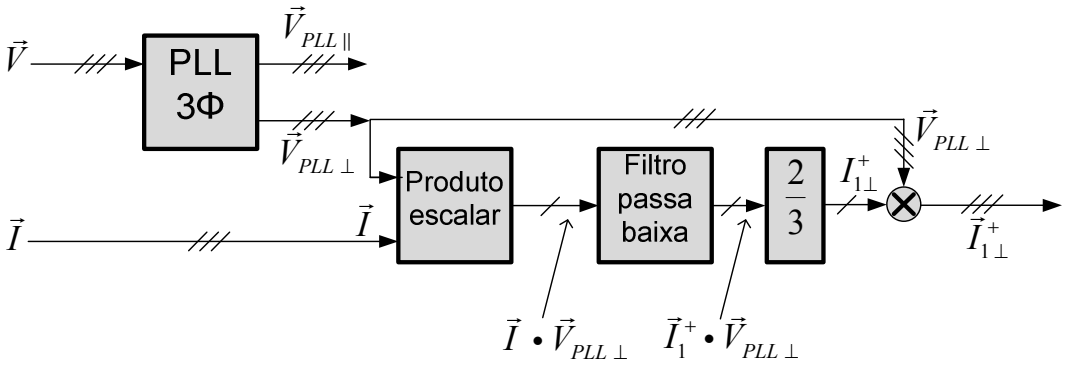

Figura 6.8 Diagrama de blocos do algoritmo de cálculo de $\vec{I}^{+}_{1\perp}$ a partir de $\vec{V}$ e $\vec{I}$.

Calculado $\vec{I}_{1\perp}$, basta impor $\vec{I}_{ref} = -\vec{I}^{+}_{1\perp}$ nas referências de corrente do conversor da figura 6.6.

6.1.2 Malha de Controle da Tensão V_{CC}

O conversor da figura 6.6 requer que a tensão no lado CC (V_{CC}) seja mantida constante. Para tanto, a malha de controle da tensão V_{CC}, precisa promover fluxo de potência ativa instantânea $p(t)$ (apêndice B) entre a rede e o lado CC do conversor. De acordo com o apêndice B (item B1.2, eq, B.10, fig. B.2), a parcela do vetor corrente, que é paralela ao vetor tensão de seqüência positiva $\vec{V}^{+}_{1}$ (e a $\vec{V}_{PLL\_\parallel}$), produz $p(t)$ constante. Para tanto, a estratégia comumente utilizada para o controle de V_{CC} foi acrescida ao esquema da figura 6.8, gerando o diagrama de blocos da figura 6.9.

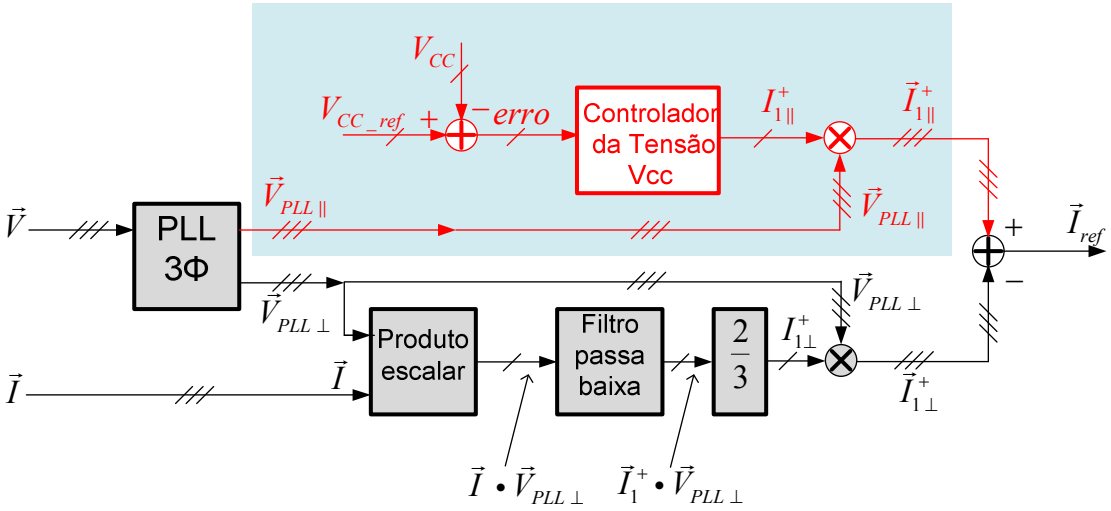

Figura 6.9 Malha de controle da tensão $V_{cc}(t)$.

Um decréscimo em V_{CC} produz erro positivo e incremento no valor de $I^{+}_{1\|}$, que é a amplitude das correntes de seqüência positiva, que multiplicada por $\vec{V}_{PLL\_\|}$ fornece o vetor $\vec{I}^{+}_{1\|}$, que é paralelo a $\vec{V}^{+}_{1}$, produzindo $p(t) > 0$. Para a convenção de sinais (de receptor) adotada para o compensador, a potência flui da rede para o lado CC incrementando V_{CC}.

Esta estratégia também pode ser empregada:

a- para os demais compensadores propostos neste capítulo;

b- para retificadores com elevado fator de potência (c29, p2)

c- para a etapa paralela de conversores série-paralelo (UPFC). (c68, p5, c63)

6.1.3 Compensação de carga linear e equilibrada- resultados de simulação

O compensador de reativos foi simulado no software PSIM., aplicando-se a estratégia da figura 6.8 à carga A definida no item 6 (fig. 6.1), com formas de onda de tensões e correntes ilustradas na figura 6.2. Considerou-se o conjunto conversor e malhas de controle como sendo uma fonte de corrente ideal, impondo $\vec{I}_{comp} = \vec{I}_{ref}$. Para facilitar a análise utilizaram-se tensões e corrente com amplitudes unitárias sempre que possível.

As formas de onda das correntes na rede após a compensação são mostradas na figura 6.10, juntamente com as tensões de fase da rede. O filtro passa-baixas empregado é um filtro de média móvel com janela de $T/2$, onde T é o período das tensões na rede. Nota-se na figura 6.10 que o tempo de resposta depende basicamente do filtro passa baixa. Na verdade

ele é aparentemente maior que $T/2$. Deve-se considerar que a carga RL apresenta comportamento transitório com constante de tempo $\tau = 2.7ms$ (tempo de acomodação de aproximadamente 11ms). A figura 6.11 mostra o resultado do produto escalar $pe = 2/3\,(\vec{I} \bullet \vec{V}_{PLL\perp})$, e seu correspondente filtrado $I_p = I_{1\perp}$.

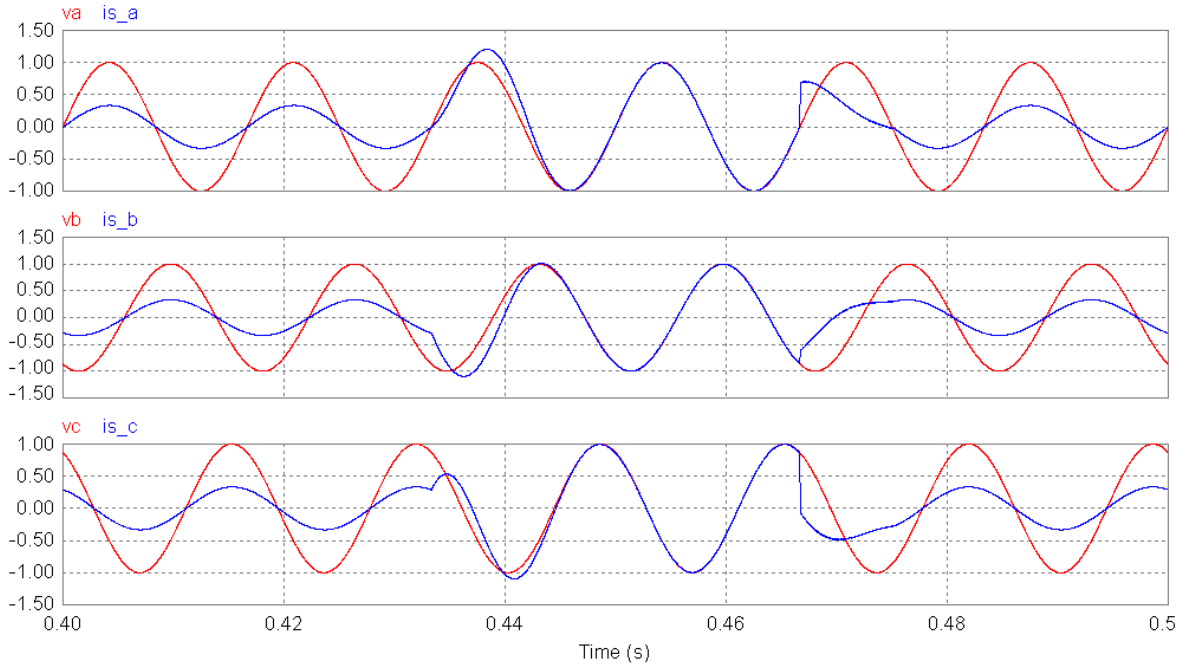

Figura 6.10 Tensões de fase e correntes de linha na rede após a compensação dos componentes reativos da fundamental. (amplitudes em valores pu)

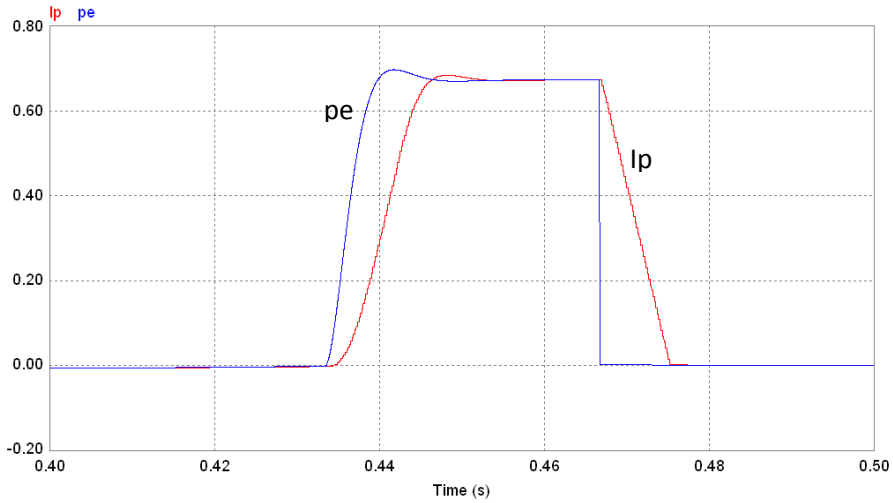

Figura 6.11 Saída do produto escalar $pe = 2/3\,(\vec{I} \bullet \vec{V}_{PLL\perp})$ e do seu valor filtrado por filtra passa baixa de média móvel $I_p = I_{1\perp}$. (amplitudes em valores pu)

6.1.4 Compensação de carga linear e desequilibrada em conexão estrela a 4 fios-resultados de simulação

Utiliza-se a carga B (item 6. Fig. 6.3), que é linear e desequilibrada. Difere da carga A ao inserir a carga RL apenas nas fases *a* e *b*. A conexão é em estrela a quatro fios, ou seja, é possível a circulação de componentes de seqüência zero.

As formas de onda da tensão e da corrente em cada uma das fases, nas cargas, são ilustradas na figura 6.3. As tensões na rede e as correntes compensadas, na rede, são exibidas na figura 6.12. Devido ao desequilíbrio de carga, verifica-se na figura 6.13 que o produto escalar $2/3\,(\vec{I} \bullet \vec{V}_{PLL\perp})$ tem uma oscilação de freqüência 2ω. Isso ocorre porque o vetor de seqüência negativa de $\vec{I}$ gira com velocidade 2ω com relação ao vetor $\vec{V}_{PLL\perp}$. A mesma figura mostra o bom desempenho do filtro de média móvel com janela de $T/2$ que apresenta um tempo de resposta de $T/2$.

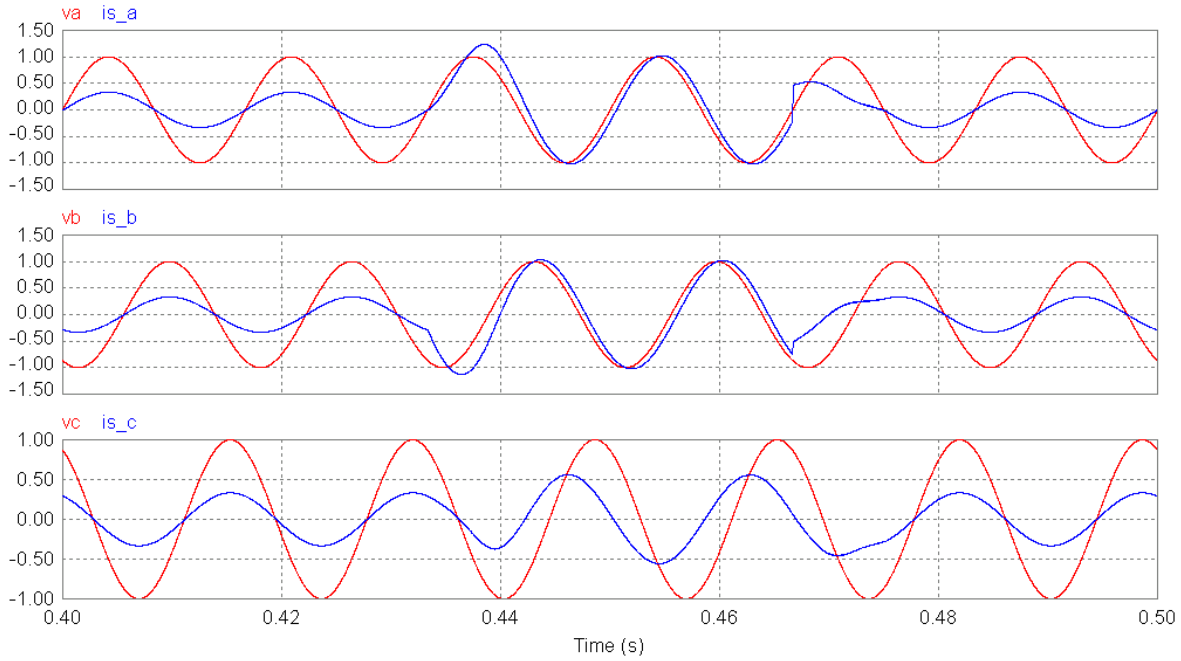

Figura 6.12 Tensões de fase e correntes de linha na rede após a compensação dos componentes reativos da fundamental. (amplitudes em valores pu)

Comparando-se as figuras 6.3 e 6.12 verifica-se que aparentemente o compensador não está atuando corretamente, pois as defasagens das correntes na fases *a* e *b* não foram completamente compensadas e a da fase *c*, que apresentava defasagem nula, passa a ter característica capacitiva. Cabe neste ponto uma análise detalhada do que está ocorrendo, juntamente com comentários sobre os métodos de compensação já conhecidos, baseados em

vetores espaciais e na teoria da potência instantânea, listados e analisados nos apêndices A e B respectivamente.

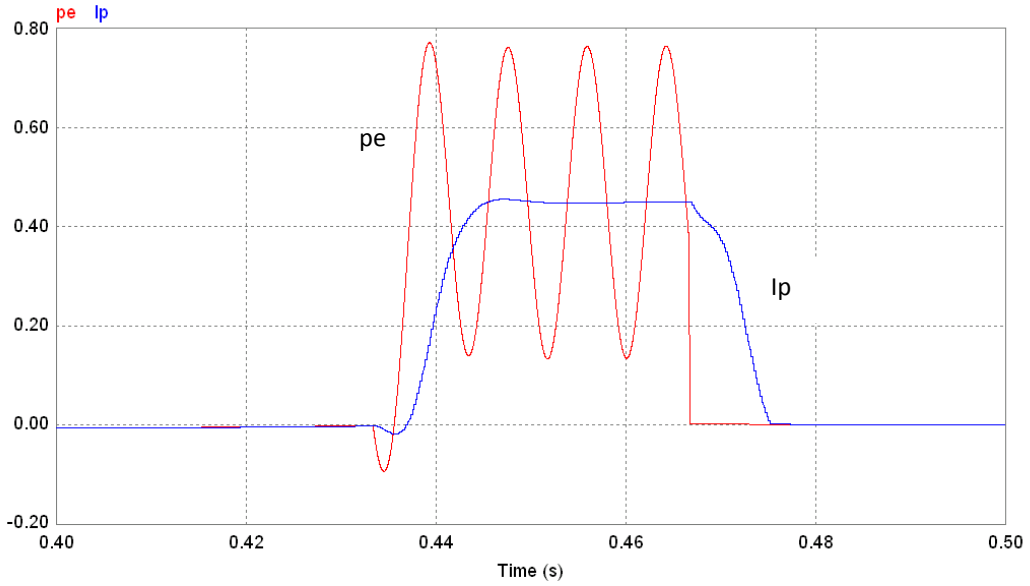

Figura 6.13 Saída do produto escalar $pe = 2/3\,(\vec{I} \bullet \vec{V}_{PLL\perp})$ e do seu valor filtrado por filtra passa baixa de média móvel $I_p = I_{1\perp}$. (amplitudes em valores pu)

As impedâncias equivalentes conectadas às fases a e b, com a inserção do ramo RL apresentam valores iguais a $Z_a = Z_b = 0.8321\,\underline{|33.69^o}$ pu. A da fase c tem valor $Z_c = 3\text{pu}$. Supondo-se tensões de fase definidas pelos fasores abaixo listados, onde a amplitude corresponde ao valor de pico das senóides:

$$\begin{cases} \dot{V}_a = 1\underline{|0^o} \text{ pu} \\ \dot{V}_b = 1\underline{|-120^o} \text{ pu} \\ \dot{V}_c = 1\underline{|120^o} \text{ pu} \end{cases} \tag{6.3}$$

Estas tensões impõem as correntes de fase (linha):

$$\begin{cases} \dot{I}_a = 1.202\underline{|-33.69^o} \text{ pu} \\ \dot{I}_b = 1.202\underline{|-153.7^o} \text{ pu} \\ \dot{I}_c = 0.3333\underline{|120^o} \text{ pu} \end{cases} \tag{6.4}$$

Calculando-se os componentes simétricos das três correntes, obtém-se:

$$\begin{cases} \dot{I}^{z} = -0.0813 - j\ 0.3036 = 0.3143\angle -33.69^{o}\ \text{pu} \\ \dot{I}^{+} = \ 0.7778 - j\ 0.4444 = 1.202\angle -105.0^{o}\ \text{pu} \\ \dot{I}^{-} = \ 0.3036 + j\ 0.0813 = 0.3143\angle 14.99^{o}\ \text{pu} \end{cases} \tag{6.5}$$

O compensador proposto extrai a parcela reativa de $\dot{I}^{+}$, de modo que os componentes simétricos da corrente na rede passam a ser:

$$\begin{cases} \dot{I}_{s}^{z} = -0.0813 - j\ 0.3036 = 0.3143\angle -33.69^{o}\ \text{pu} \\ \dot{I}_{s}^{+} = \ 0.7778 - j\ 0 \qquad = 0.7778\angle 0^{o}\ \text{pu} \\ \dot{I}_{s}^{-} = \ 0.3036 + j\ 0.0813 = 0.3143\angle 14.99^{o}\ \text{pu} \end{cases} \tag{6.6}$$

Calculando as correntes na rede, após a compensação dos reativos de seqüência positiva, obtém-se:

$$\begin{cases} \dot{I}_{s\_a} = 1.024\angle -12.53^{o}\ \text{pu} \\ \dot{I}_{s\_b} = 1.024\angle -132.5^{o}\ \text{pu} \\ \dot{I}_{s\_c} = 0.5555\angle 173.1^{o}\ \text{pu} \end{cases} \tag{6.7}$$

Calculando-se as defasagens entre tensão e corrente (ângulo da tensão menos o ângulo da corrente, que é igual ao ângulo de cada impedância de fase) obtém-se:

$$\begin{cases} \varphi_{s\_a} = 12.53^{o} \\ \varphi_{s\_b} = 12.53^{o} \\ \varphi_{s\_c} = -53.10^{o} \end{cases} \tag{6.8}$$

Verifica-se que os ângulos e amplitudes calculados coincidem com os valores simulados, obtidos na figura 6.12.

Calculando-se a potência complexa em cada fase obtém-se:

$$\begin{cases} \dot{S}_{a} = (0.5000\ +\ \text{j}\ 0.1111)\ \text{pu} \\ \dot{S}_{b} = (0.5000\ +\ \text{j}\ 0.1111)\ \text{pu} \\ \dot{S}_{c} = (0.1667\ -\ \text{j}\ 0.2222)\ \text{pu} \end{cases} \tag{6.9}$$

Verifica-se pela figura 6.12 e pela eq. 6.9 que as cargas compensadas das fases *a* e *b* tem característica indutiva e a da fase *c* , capacitiva. A soma das potências reativas é nula. O

compensador realizou o que foi estabelecido, ou seja, eliminar a parcela $\vec{I}_{1\perp}^{+}$, responsável pelos reativos de seqüência positiva, da freqüência fundamental.

É importante neste ponto relacionar a estratégia apresentada com aquelas baseadas em vetores espaciais no sistema *dq* (item A.1.6.5) e as baseadas na teoria da potência instantânea (item B.4). Para o exemplo em questão, as tensões de fase são senoidais, de seqüência positiva, produzindo um vetor $\vec{V}$ que gira com velocidade constante, localizado no plano $\alpha\beta$ (fig. 6.14), e a corrente é decomposta nas parcelas $\vec{I}^{0}$ e $\vec{I}_{\alpha\beta}$, sendo esta última decomposta em $\vec{I}_1^{+}$ e $\vec{I}_1^{-}$ (seqüências positiva e negativa).

Os eixos $\vec{V}_{PLL\|}$ e $\vec{V}_{PLL\perp}$ são semelhantes aos eixos $\vec{d}$ e $\vec{q}$ analisados nos itens A.1.5 (fig. A.7) e A2 (fig. A.25). Para se realizar a mesma compensação de reativos proposta neste item, empregando vetores no sistema *dq*, basta impor que a coordenada do vetor corrente no eixo q seja nula. Pensando em termos de potência instantânea (Anexo B), verifica-se que a projeção de $\vec{I}_1^{+}$ sobre $\vec{V}_{PLL\perp}^{+}$, multiplicada pelo módulo de $\vec{V}$, resulta na potência reativa média $\overline{q}$, que é constante. Fazendo-se o mesmo na direção de $\vec{V}_{PLL\|}$ resulta na potência ativa média $\overline{p}$. O vetor $\vec{I}_1^{-}$, qdo projetado sobre $\vec{V}_{PLL\|}$ e $\vec{V}_{PLL\perp}$, gera componentes com média nula, resultando nas potências oscilantes $\tilde{p}$ e $\tilde{q}$, associadas ao desequilíbrio de carga (neste caso em que as tensões são senoidais de seqüência positiva). Para implementar o compensador de reativos deste item utilizando a teoria pq, basta impor $\overline{q} = 0$.

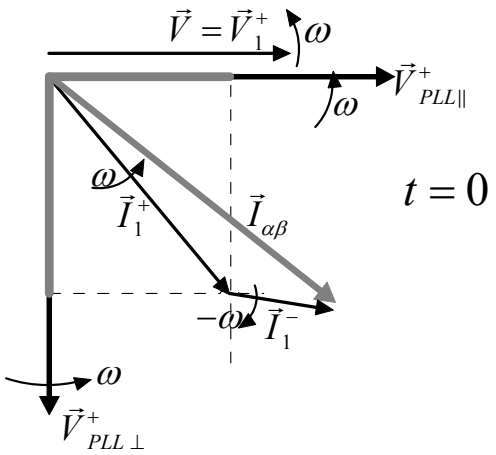

Figura 6.14 Vetores $\vec{V}$ e $\vec{I}$ decomposto nos vetores de seqüência positiva e negativa.

Como se vê, as três estratégias são equivalentes, e tratam o sistema trifásico de forma integrada, não considerando as três fases de forma independente, resultando em potência reativa média total nula. Enquanto isso, as correntes individuais mantêm o desequilíbrio da carga, incluindo o dos reativos. Isto só será resolvido no item 6.3, quando será analisada a compensação do desequilíbrio, a partir da eliminação de $\vec{I}_1^-$. Uma alternativa aos três métodos acima, é a medida e compensação dos reativos individualmente por fase.

6.1.5 Compensação de carga não linear e equilibrada em conexão a 3 fios- resultados de simulação

Analisa-se o desempenho do compensador de reativos de seqüência positiva, na presença de harmônicos, utilizando-se a carga C (item 6, fig. 6.4) que é um retificador trifásico controlado de onda completa, operando com ângulo de disparo variável. Após a compensação dos reativos de seqüência positiva de freqüência fundamental ($\vec{I}_{1\perp}^+$) obtêm-se as correntes de linha mostradas na figura 6.15.

Verifica-se pelas figuras 6.4 e 6.15, que a defasagem foi compensada, restando apenas os harmônicos. O valor da potência reativa média na carga, obtida no simulador, foi de 1,16pu para $\alpha = 40^o$ e 0,4086pu para $\alpha = 2^o$. Ressalta-se o elevado valor da potência reativa para $\alpha = 2^o$, que ocorre devido ao atraso na forma de onda da corrente causado pela comutação que dura 0.892ms(19.3º), o que pode ser confirmado na figura 6.4.

A figura 6.16 mostra o valor do produto escalar $pe = 2/3\,(\vec{I} \bullet \vec{V}_{PLL\perp})$ e seu correspondente valor filtrado, após ser processado em filtro de média móvel com janela de $T/2$. Multiplicando-se o valor filtrado $I_p = I_{1\perp}$ por $\sqrt{3/2}$ obtém-se a amplitude do vetor $\vec{I}_{1\perp}^+$, que multiplicado pela amplitude do vetor $\vec{V}_{PLL\perp}$ ($\sqrt{3/2}$) fornece o valor de $\overline{q}$, que é a potência reativa média. Verifica-se que estes valores são coerentes com os acima apresentados, obtidos via simulador. Os harmônicos da corrente contribuem para o produto escalar de modo semelhante ao discutido para $\vec{I}_1^-$ na figura 6.14. Os vetores apresentam movimento relativo com relação a $\vec{V}$, contribuindo apenas para as parcelas oscilantes do produto escalar (curva pe na fig. 6.16). Pelo mesmo motivo, as potências ativa e reativa instantâneas também apresentam parcelas oscilantes.

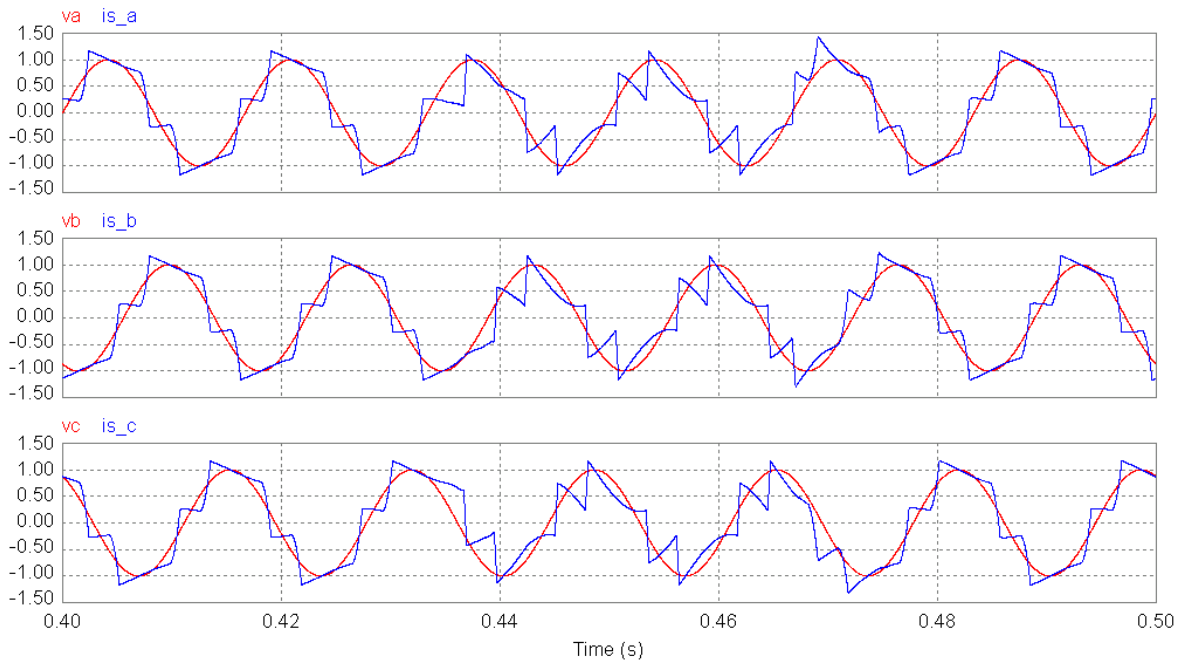

Figura 6.15 Tensões de fase e correntes de linha na rede
após a compensação dos componentes reativos da fundamental. (amplitudes em valores pu)

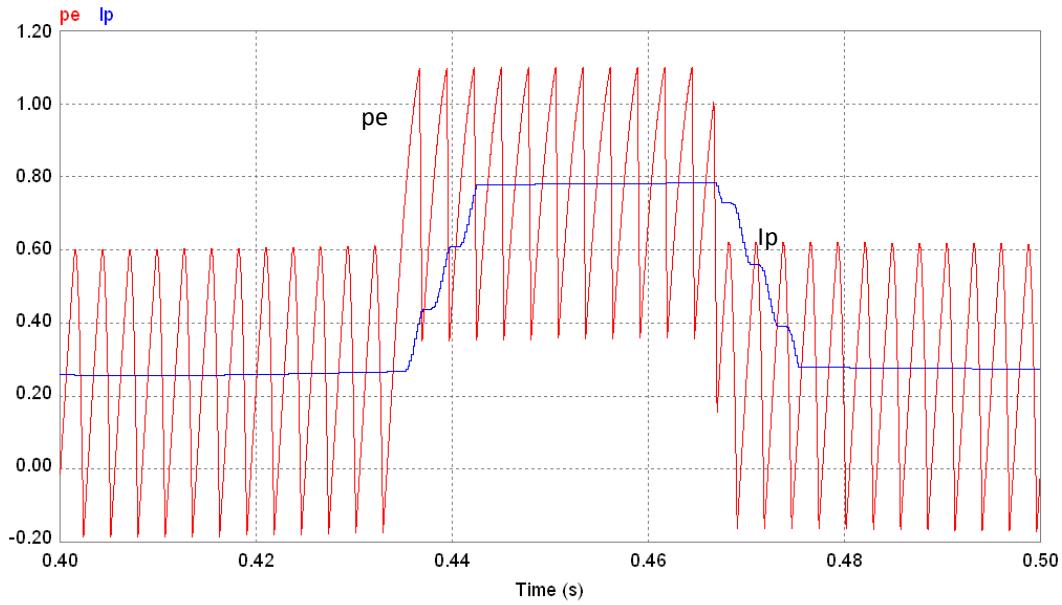

Figura 6.16 Saída do produto escalar $pe = 2/3\,(\vec{I} \bullet \vec{V}_{PLL\perp})$ e do seu
valor filtrado por filtra passa baixa de média móvel $I_p = I_{1\perp}$. (amplitudes em valores pu)

6.2 <u>Compensador de reativos, desequilíbrios e harmônicos das correntes de carga</u>

6.2.1 Apresentação do Algoritmo

Apresenta-se neste item uma estratégia de se compensarem os reativos de seqüência positiva, os desequilíbrios de freqüência fundamental e os harmônicos das correntes de carga.

A figura 6.17 apresenta o diagrama de blocos deste compensador. Nele calculam-se as correntes de seqüência positiva $\vec{I}_{1\|}^{+}$, que é a projeção do vetor $\vec{I}_{\alpha\beta}$ sobre o vetor $\vec{V}_{PLL\_\|}$ (figura 6.7). Sua amplitude é obtida fazendo-se o produto escalar entre $\vec{V}_{PLL\_\|}$ e $\vec{I}$. Este sinal é posteriormente filtrado por filtro passa-baixa, e multiplicado por $2/3$ para se obter a amplitude $I_{1\|}^{+}$ (eq.6.10) das senóides de seqüência positiva, que estarão em fase com as tensões de rede de seqüência positiva $\vec{V}_1^{+}$.

$$\begin{aligned} I_{1\|}^{+} &= \frac{2}{3}\vec{I}_1^{+} \bullet \vec{V}_{PLL\|} = \frac{2}{3}\widehat{\vec{I}_{\alpha\beta} \bullet \vec{V}_{PLL\|}} = \frac{2}{3}\widehat{\vec{I} \bullet \vec{V}_{PLL\|}} = \\ &= \frac{2}{3}\frac{1}{T}\int_0^T \left(\begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^t \bullet \begin{bmatrix} v_{PLLa} & v_{PLLb} & v_{PLLc} \end{bmatrix}^t \right) dt \end{aligned} \tag{6.10}$$

Os sinais instantâneos das coordenadas de $\vec{I}_{1\|}^{+}$ são obtidos multiplicando-se $I_{1\|}^{+}$ por $\vec{V}_{PLL\_\|}$.

$$\vec{I}_{1\|}^{+} = \begin{bmatrix} i_{a1\|}^{+} & i_{b1\|}^{+} & i_{c1\|}^{+} \end{bmatrix}^t = I_{1\|}^{+}\ \vec{V}_{PLL\|} = I_{1\|}^{+} \begin{bmatrix} v_{PLLa\|} & v_{PLLb\|} & v_{PLLc\|} \end{bmatrix}^t \tag{6.11}$$

O vetor $\vec{I} - \vec{I}_{1\|}^{+}$ corresponde à somatória dos componentes responsáveis pelos reativos ($\vec{I}_{1\perp}^{+}$), pela negativa de fundamental ($\vec{I}_1^{-}$), pelos harmônicos ($\vec{I}_h^{+} + \vec{I}_h^{-}$), e pela seqüência zero ($\vec{I}^{0}$). O sinal de referência do compensador é dado por:

$$\vec{I}_{ref} = \vec{I}_{1\|}^{+} - \vec{I} \tag{6.12}$$

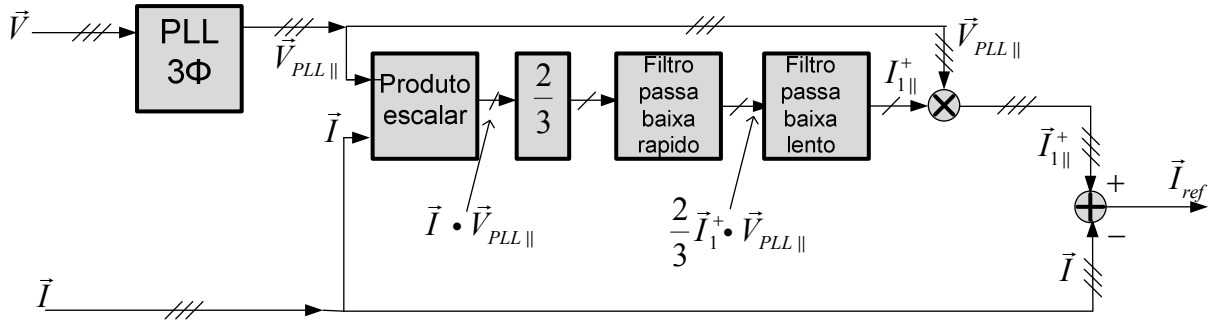

Figura 6.17 Diagrama de Blocos de compensador de reativos, desequilíbrios e harmônicos das correntes de carga.

Seguem exemplos de aplicações do algoritmo apresentado a diversas cargas.

6.2.2 Compensação de carga não linear e equilibrada em conexão a 3 fios- resultados de simulação

Aplicando-se o algoritmo que compensa todas as perturbações da corrente para a carga C (retificador descrito no item 6, figura 6.4), obtém-se as correntes compensadas na rede exibidas na figura 6.18.

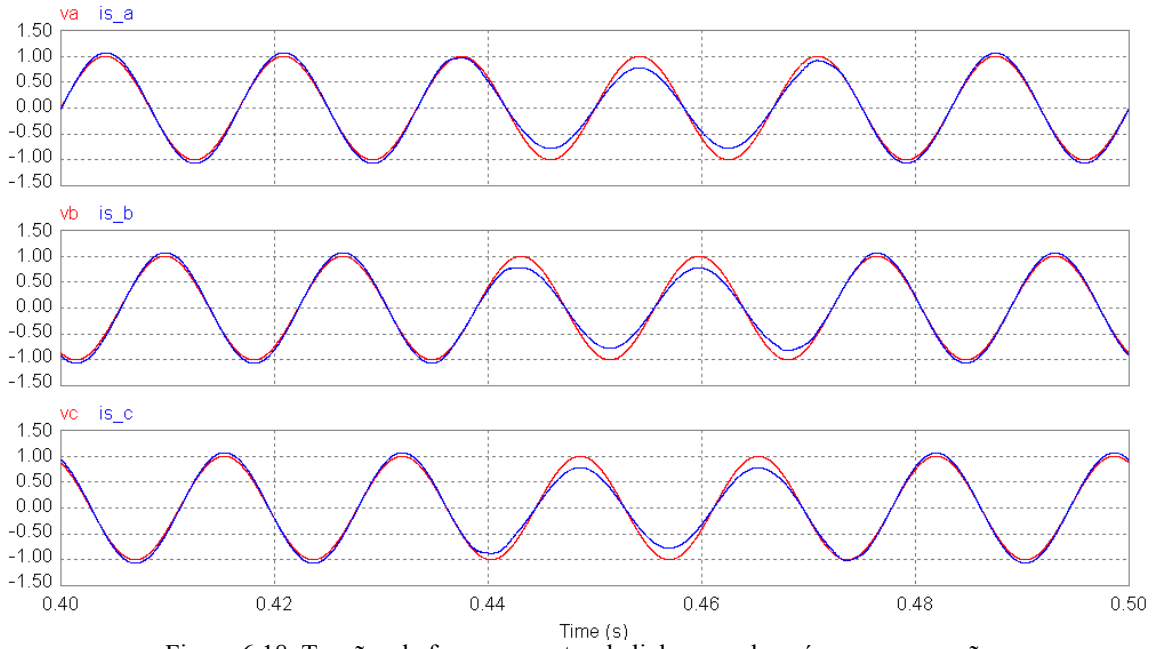

Figura 6.18 Tensões de fase e correntes de linha na rede após a compensação dos componentes reativos da fundamental, dos harmônicos, e dos desequilíbrios. (amplitudes em valores pu)

As formas de onda do produto escalar e seu sinal filtrado são mostrados na figura 6.19. A parcela oscilante do produto escalar é devida aos harmônicos, visto que a carga é equilibrada. Nota-se claramente nas figuras 6.16 e 6.19 que a freqüência do sinal *pe* é de 6ω. Isto acontece porque os componentes de quinta harmônica são de seqüência negativa. Assim, a velocidade relativa entre o vetor corrente de freqüência 5ω e o vetor $\vec{V}_{PLL\|}$ (ou $\vec{V}_{PLL\perp}$) é de 6ω, que define a freqüência da parcela oscilante do produto escalar entre os dois vetores. Os componentes de corrente de freqüência 7ω são de seqüência positiva. Assim, a velocidade relativa entre o vetor de freqüência 7ω e o vetor $\vec{V}_{PLL\|}$ (ou $\vec{V}_{PLL\perp}$) é de 6ω. Conclui-se que os harmônicos de 5ª e 7ª ordem, que são os de maior amplitude, contribuem para o produto escalar com parcela de freqüência 6ω. Como o produto escalar entre o vetor corrente e o vetor $\vec{V}_{PLL\|}$ (ou $\vec{V}_{PLL\perp}$) se assemelha à potência instantânea *p(t)* (*q(t)*), obtém-se a pulsação de freqüência 6ω nas potências instantâneas, que caracteriza retificadores de 6 pulsos.

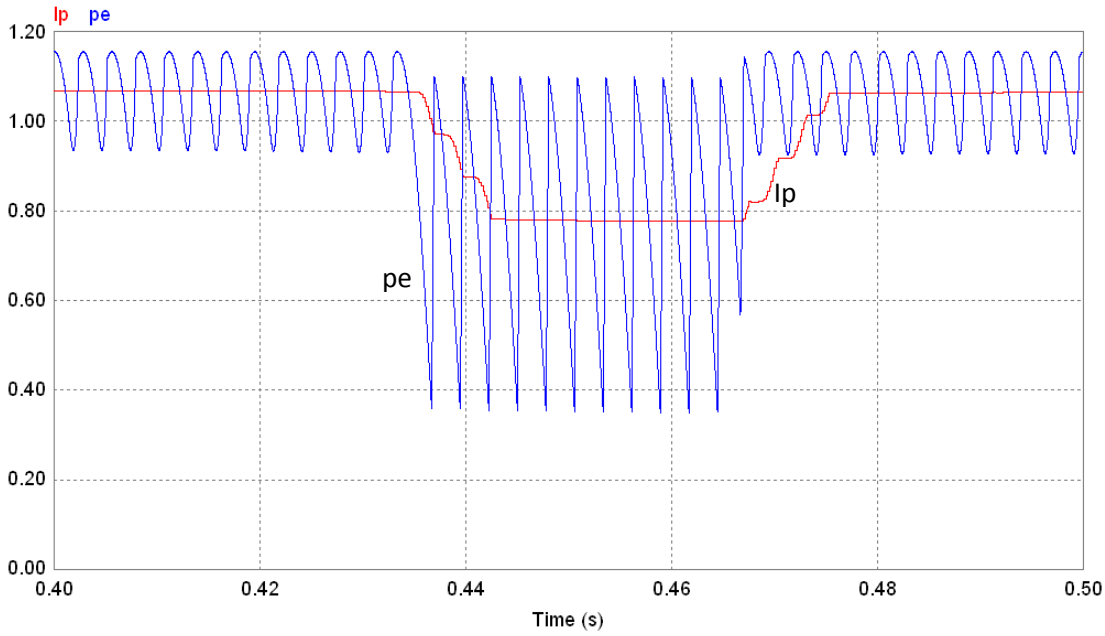

Figura 6.19 Saída do produto escalar $pe = 2/3\,(\vec{I} \bullet \vec{V}_{PLL\,||})$ e do seu valor filtrado por filtra passa baixa de média móvel $I_p = I^{+}_{1||}$. (amplitudes em valores pu)

6.2.3 Compensação de carga linear e desequilibrada em conexão estrela a 4 fios- resultados de simulação

A figura 6.20 apresenta as correntes na rede, após a compensação, para a carga B, desequilibrada, descrita no item 6, e com formas de onda de tensão e corrente exibidas na figura 6.3.

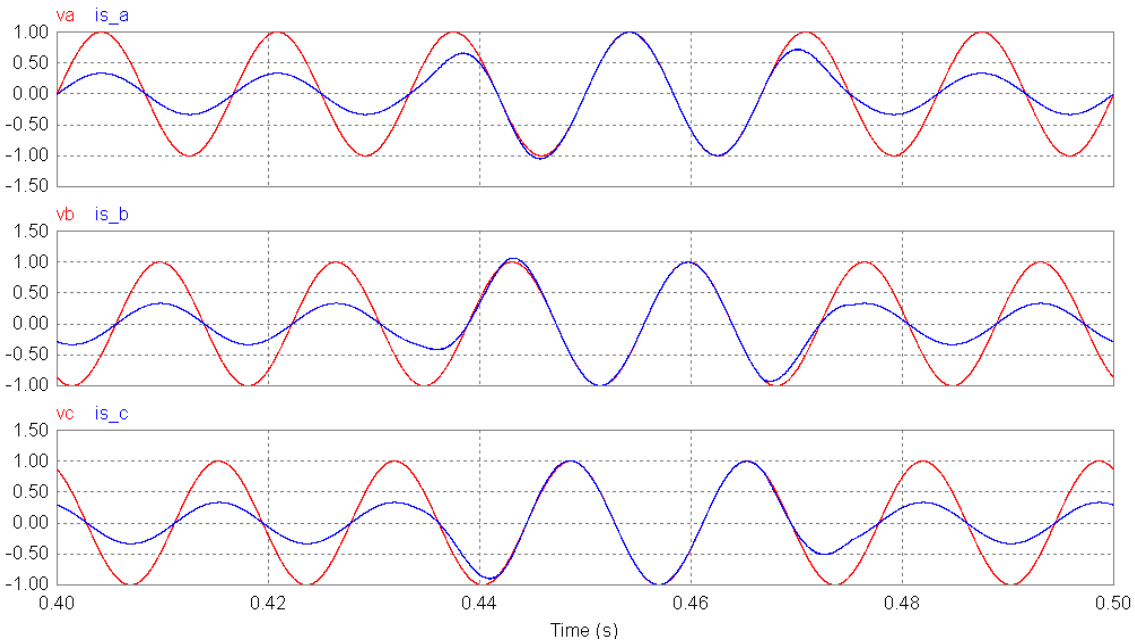

Figura 6.20 Tensões de fase e correntes de linha na rede após a compensação dos componentes reativos da fundamental, dos harmônicos, e dos desequilíbrios para carga linear desequilibrada. (amplitudes em valores pu)

Nota-se que aqui ocorre compensação completa das perturbações em meio ciclo, o que é determinado pela dinâmica do filtro passa baixas do tipo média móvel, com janela de $T/2$. Comparado ao caso do item 6.1.4, compensaram-se os desequilíbrios e reativos pela eliminação de $\vec{I}_{1\perp}^{+}$, $\vec{I}_{1}^{-}$ e $\vec{I}_{0}$.

No sistema *dq0*, esta estratégia pode ser implementada, calculando-se e eliminando-se as parcelas:

a- a coordenada do vetor corrente no eixo q;
b o componente oscilante da coordenada do vetor corrente no eixo d;
c- o componente de seqüência zero (fundamental e harmônicas) calculado pela eq. A.11 do apêndice A.

Usando a teoria pq, o compensador deve eliminar as parcelas abaixo, já definidas e discutidas no item B.3 do apêndice B:

- $q = \overline{q} + \tilde{q}$;
- $\tilde{p}$;
- p_0.

Apesar do bom desempenho apresentado deve-se levar em conta que não se considerou nas simulações o comportamento dinâmico do conversor. Compensar tudo implica em:

a- elevados valores de potência construtiva do conversor, para lidar com as elevadas amplitudes dos componentes das correntes associados aos reativos e desequilíbrios:
b- elevada banda passante do conversor para poder sintetizar os harmônicos de corrente de elevada freqüência. Isto requer inevitavelmente a operação com elevada freqüência de chaveamento.

Como as duas especificações são conflitantes, verifica-se ser uma solução mais atraente a divisão das tarefas em:

a- conversores de elevada potência e baixa freqüência de chaveamento para gerar as correntes associadas aos reativos e desequilíbrios, na freqüência fundamental;

b- conversores de elevada freqüência de chaveamento e baixa potência, para a compensação das correntes de elevada freqüência.

As estratégias de compensação baseadas nos vetores espaciais (apêndice A, item A.1.6.5) e na teoria pq (apêndice B, itens B3 e B4) não são adequadas para esta tarefa, por dificultarem a separação das varias perturbações.

6.3 Compensador de Seqüência Negativa de Freqüência Fundamental

6.3.1 Apresentação do Algoritmo

Utiliza-se o algoritmo de cálculo da seqüência negativa da fundamental apresentado no item 5.2, na figura 5.6, trocando-se a tensão $\vec{V}$ pela corrente de carga $\vec{I}$ nas entradas dos blocos que realizam o produto escalar. Calculado o vetor de seqüência negativa $\vec{I}^{-}$ obtém-se os sinais de referência do compensador por :

$$\vec{I}_{ref} = -\vec{I}^{-} \tag{6.13}$$

O compensador completo é ilustrado na figura 6.21.

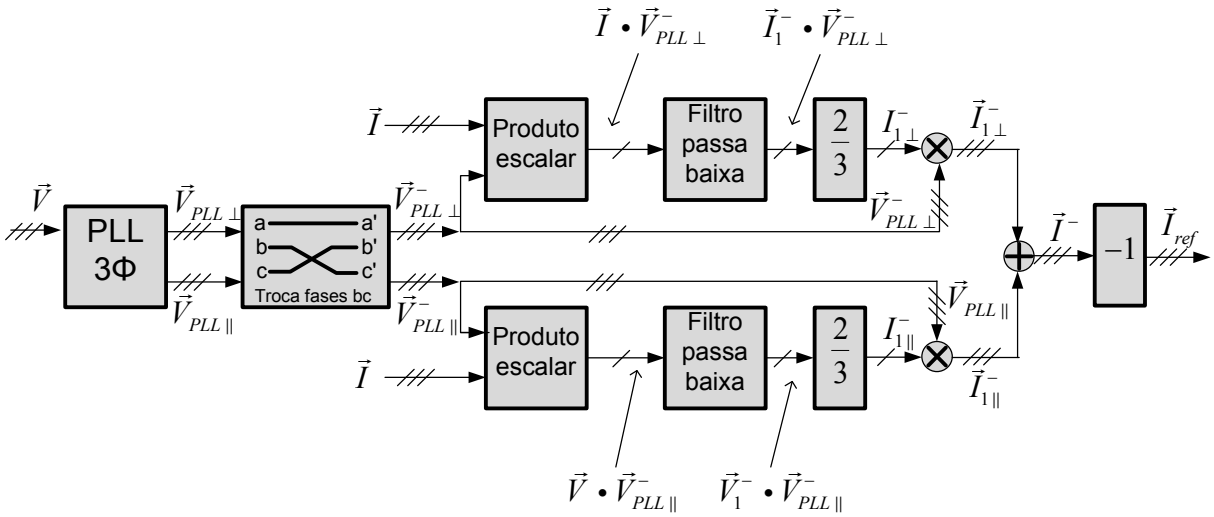

Figura 6.21 Diagrama do bloco compensador de seqüência negativa da fundamental.

Apresentam-se a seguir exemplos de aplicação deste compensador para verificar seu desempenho com diversas cargas.

6.3.2 Compensação de carga linear e desequilibrada em conexão delta- resultados de simulação

A figura 6.5 apresenta as tensões e correntes para a carga D (descrita no item 6) ligada em delta. São aplicadas seqüencialmente cargas desequilibradas e equilibradas, com e sem reativos.

A figura 6.22 mostra o resultado da aplicação do algoritmo.

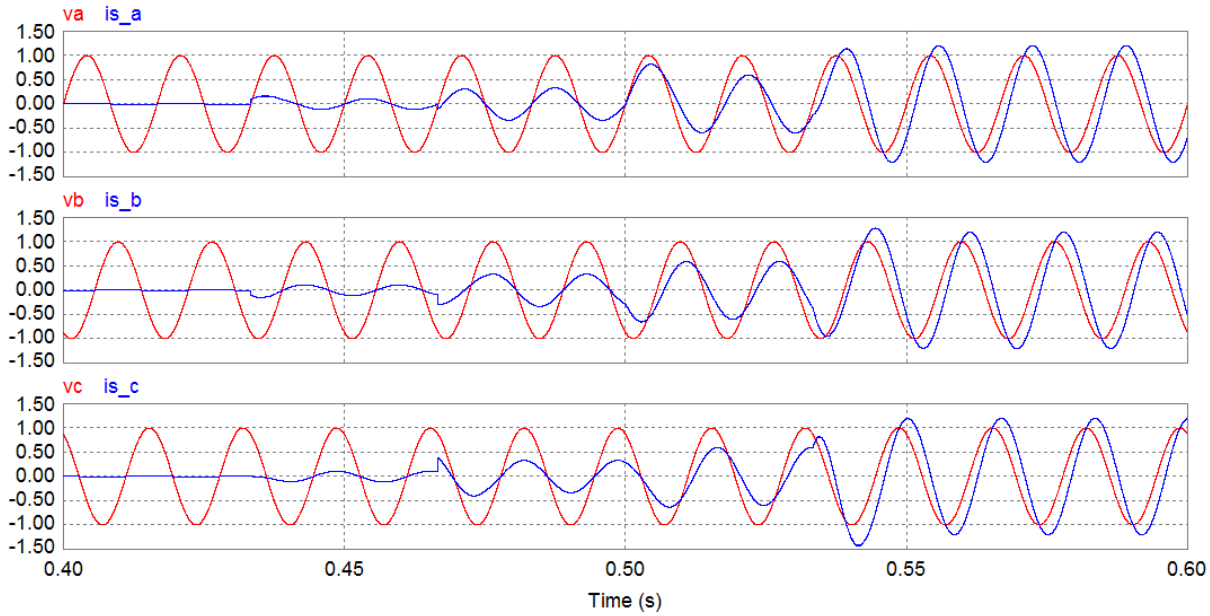

Figura 6.22 Tensões de fase e correntes de linha na rede
após a compensação dos componentes de seqüência negativa da fundamental. (amplitudes em valores pu)

Verifica-se a compensação completa nos casos com carga resistiva, e a compensação completa do desequilíbrio, apresentando uma defasagem devido aos reativos que não foram compensados. Como nos casos anteriores, o tempo de resposta é de meio ciclo.

A implementação do compensador de desequilíbrios a partir da teoria pq (itens B3 e B4 do Apêndice B) torna-se difícil. Não apenas a seqüência negativa de freqüência fundamental, mas também os harmônicos contribuem para as parcelas oscilantes $\tilde{p}, \tilde{q}$. No sistema de vetores *dq*, pode-se de modo semelhante ao que foi proposto no item A.1.6 (Apêndice A), criar um eixo *dq* que gira no sentido horário. Os valores médios das coordenadas do vetor corrente no sistema *dq* corresponderão às coordenadas do vetor de corrente de seqüência negativa.

6.3.3 Compensação de carga linear e desequilibrada em conexão estrela a 4 fios-resultados de simulação

Volta-se à carga B desequilibrada, com reativos, em estrela, a quatro fios, com circulação de seqüência zero, descrita no item 6, e com formas de onda das correntes mostradas na figura 6.3. Compensando apenas as correntes de seqüência negativa obtêm-se as formas de onda da figura 6.23.

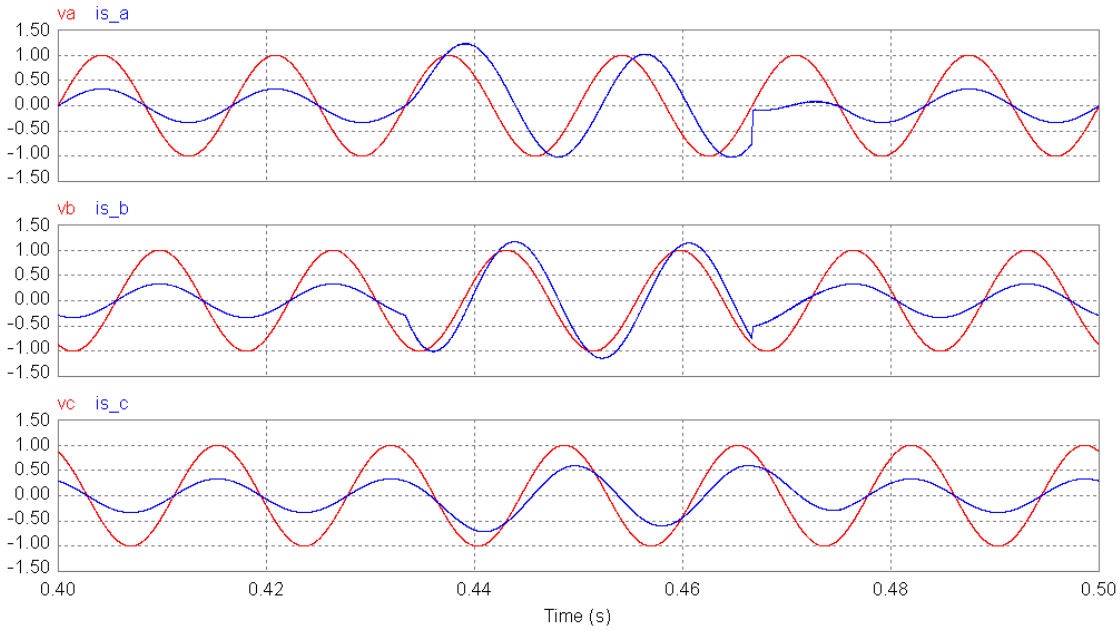

Figura 6.23 Tensões de fase e correntes de linha na rede
após a compensação dos componentes de seqüência negativa da fundamental. (amplitudes em valores pu)

Verifica-se que, compensando-se apenas a seqüência negativa, resta ainda um grau de desequilíbrio razoável. Isto é esperado, pois conforme calculado na eq. 6.5, esta carga apresenta iguais valores para a amplitude das seqüências negativa e zero $(|\dot{I}^0| = |\dot{I}^-| = 0.3143A)$.

6.4 Compensador de Seqüência Negativa e reativos de Freqüência Fundamental.

6.4.1 Apresentação do Algoritmo

Utilizam-se neste item conjuntamente os compensadores apresentados nos itens 6.1 e 6.3.

6.4.2 Compensação de carga linear e desequilibrada em conexão estrela a 4 fios- resultados de simulação.

Utiliza-se a carga B, desequilibrada, com reativos, em estrela, a quatro fios, com circulação de seqüência zero, descrita no item 6 e com formas de onda das correntes mostradas na figura 6.3. Compensando as correntes de seqüência negativa e a parcela reativa obtém-se as formas de onda da figura 6.24.

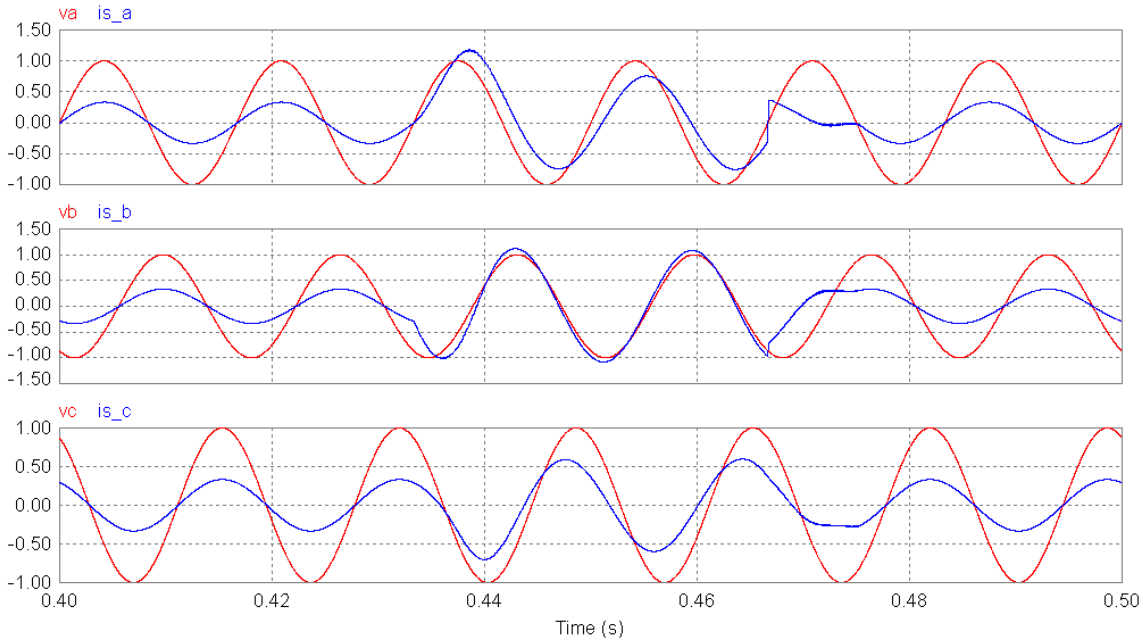

Figura 6.24 Tensões de fase e correntes de linha na rede após a compensação dos componentes de seqüência negativa e reativos de freqüência fundamental. (amplitudes em valores pu)

Nota-se ainda o pronunciado desequilíbrio resultante da seqüência zero que não foi compensada.

6.4.3 Compensação de carga linear e desequilibrada em conexão delta- resultados de simulação

Volta-se à carga D, em delta descrita no item 6, com as formas de onda da figura 6.5, o item A.3.2, obtendo-se o resultado mostrado na figura 6.25. Na ausência de seqüência zero e harmônicos tem-se compensação completa das perturbações.

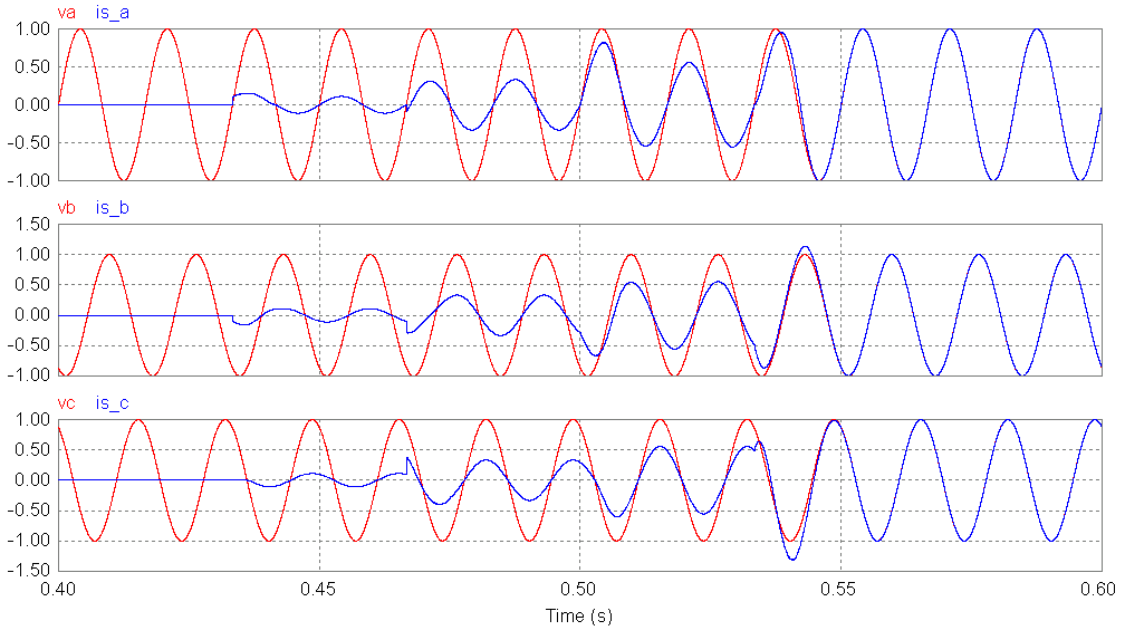

Figura 6.25 Tensões de fase e correntes de linha na rede após a compensação dos componentes de seqüência negativa e reativos de freqüência fundamental. (amplitudes em valores pu)

6.5 Compensador de Seqüência Negativa, Seqüência Zero e Reativos de Freqüência Fundamental.

6.5.1 Apresentação do Algoritmo

Utilizam-se conjuntamente neste item os compensadores apresentados nos itens 6.1 e 6.3, e o algoritmo de extração da fundamental da seqüência zero mostrado no item 5.4.

6.5.2 Compensação de carga linear e desequilibrada em conexão estrela a 4 fios-resultados de simulação.

Utilizando-se a carga B, desequilibrada, com reativos, em estrela, a quatro fios, com circulação de seqüência zero, descrita no item 6 e com formas de onda das correntes mostradas na figura 6.3, obtêm-se as formas de onda da figura 6.26.

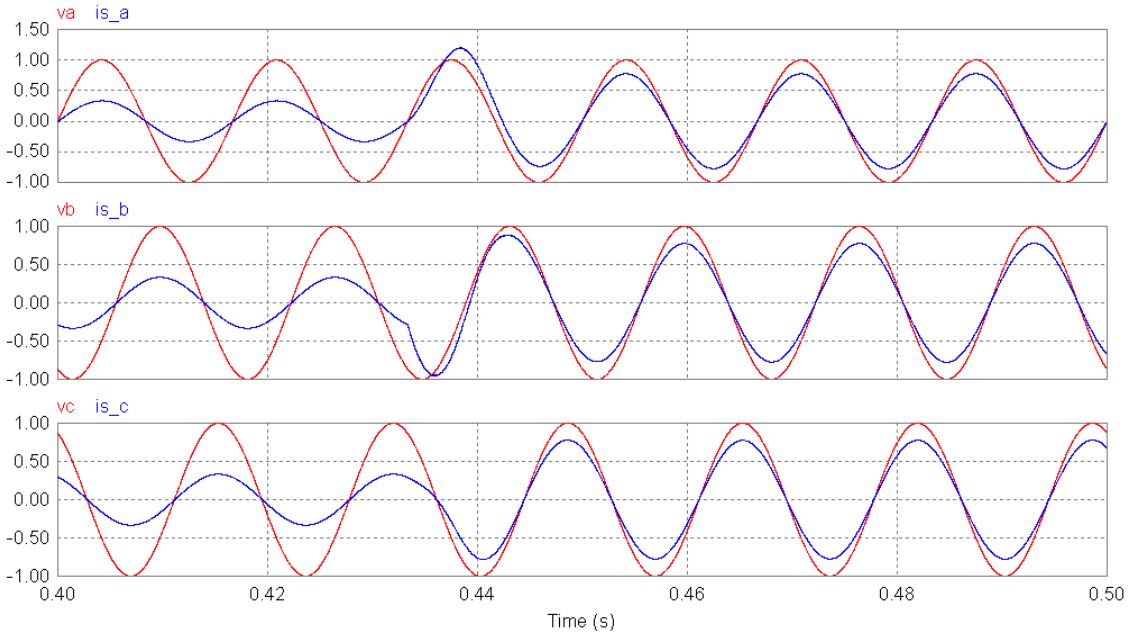

Figura 6.26 Tensões de fase e correntes de linha na rede após a compensação dos componentes de seqüência negativa, seqüência zero e reativos de freqüência fundamental. (amplitudes em valores pu)

Verifica-se que a carga se tornou perfeitamente equilibrada com característica resistiva, e que o tempo de resposta é de meio ciclo.

6.5.3 Compensação de carga linear e desequilibrada em conexão estrela a 4 fios, com inclusão de carga monofásica com harmônicos- resultados de simulação.

À carga B, em estrela, descrita no item 6 acrescenta-se um retificador com filtro capacitivo entre a fase a e o neutro, com capacitor de filtro $10mF$, resistor de carga do lado CC de $2pu$, e resistor série de limitação de corrente no capacitor de 0.04Ω. As correntes compensadas são mostradas na figura 6.27.

Apesar da corrente i_{sa} aparentar conter reativos de fundamental, verificou-se que:

a- a defasagem entre os componentes fundamentais das tensões e das correntes de fase, medida no simulador, é de 0.82º, ou seja praticamente nula;

b- para o intervalo 0.4000ms<t<0.4333ms as amplitudes das fundamentais das correntes compensadas das três fases são: 0.595A, 0.593A e 0.594A.

c- para o intervalo 0.4333ms<t< 0.4667ms as três amplitudes das fundamentais são de 1.04A.

Conclui-se que o compensador opera corretamente, compensando completamente os desequilíbrios e reativos de freqüência fundamental, restando apenas os harmônicos na fase *a*.

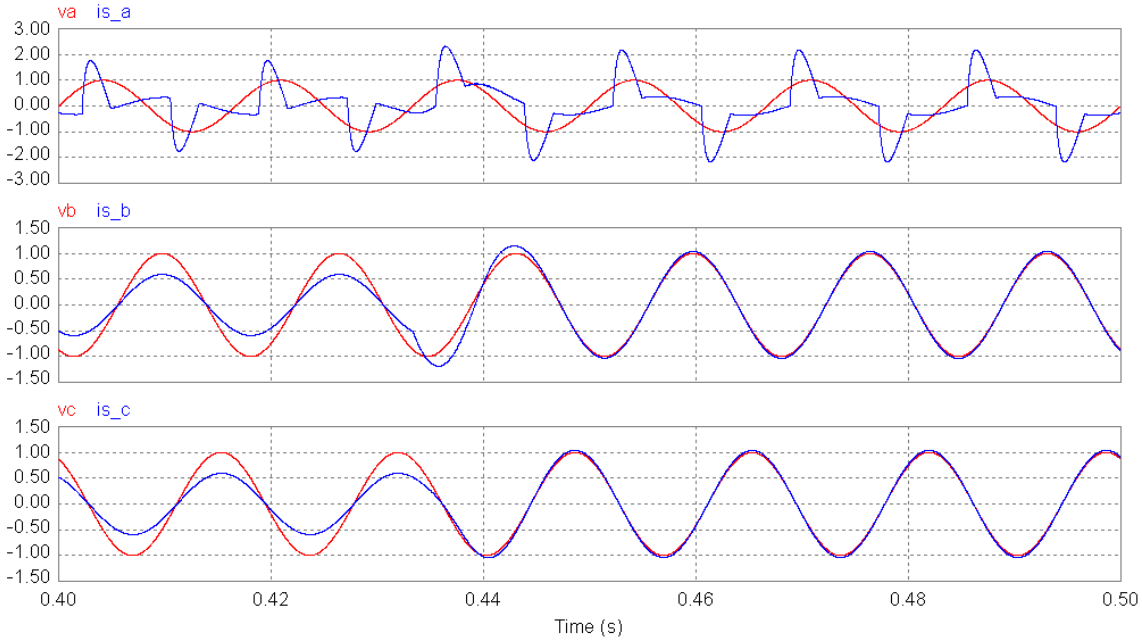

Figura 6.27 Tensões de fase e correntes de linha na rede após a compensação dos componentes de seqüência negativa, seqüência zero e reativos de freqüência fundamental. (amplitudes em valores pu)

6.6 Compensador de Harmônicos Específicos.

6.6.1 Apresentação do Algoritmo

Utilizam-se neste item os algoritmos apresentados nas figuras 5.8 e 5.10 para a extração dos componentes de seqüência positiva e negativa, respectivamente, dos harmônicos de ordem *h*, da tensão da rede. Adaptando-os para o cálculo das correntes, e para se obterem as correntes harmônicas instantâneas de ordem *h*, obtém-se o diagrama da figura 6.28. Este bloco calcula os componentes instantâneos de seqüências positiva $\vec{I}_h^+$ e negativa $\vec{I}_h^-$, da corrente de carga $\vec{I}$, e soma-os para se obterem os harmônicos de ordem *h*, $\vec{I}_h = \vec{I}_h^+ + \vec{I}_h^-$. A corrente de compensação é obtida por:

$$\vec{I}_{ref} = -\vec{I}_h \tag{6.14}$$

O próximo item mostra um exemplo de aplicação de compensação seletiva de harmônicos.

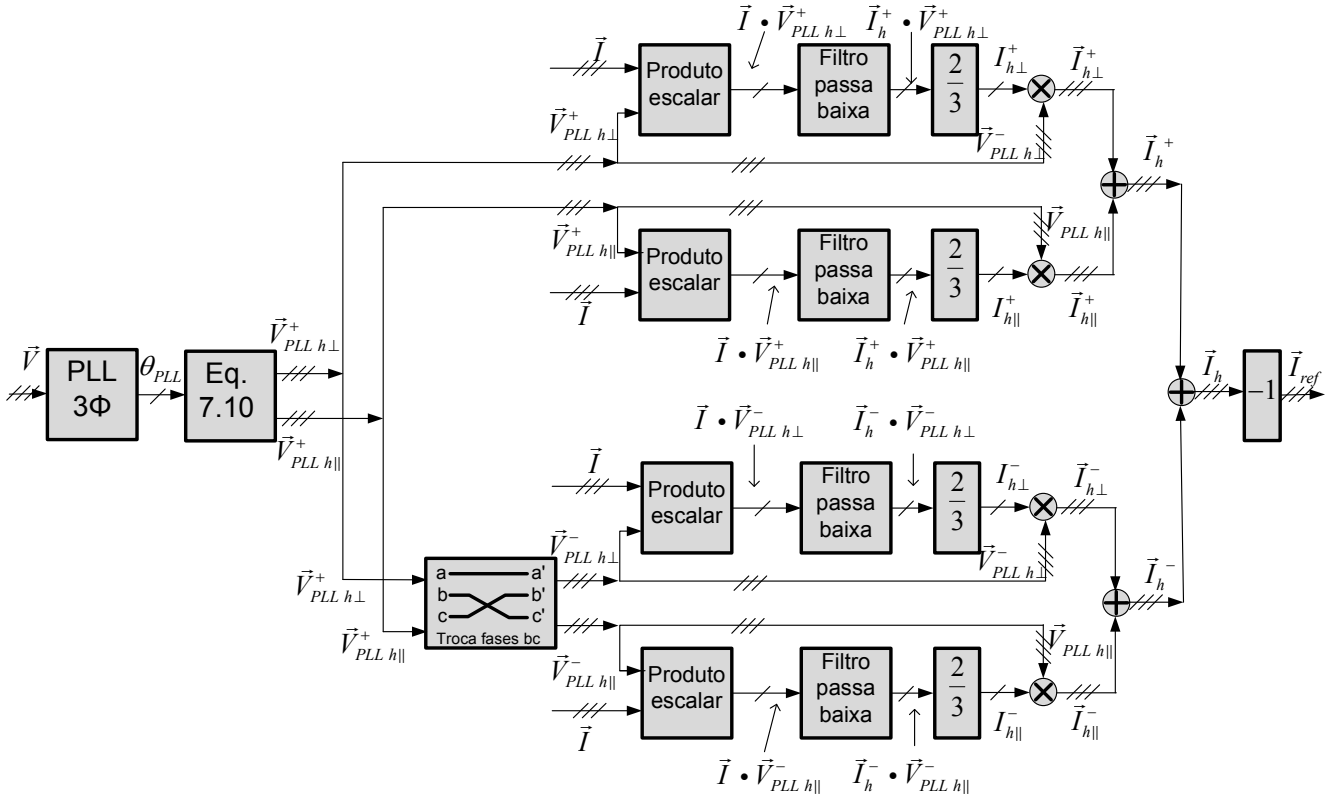

Figura 6.28 Diagrama de blocos para a extração das referências do compensador, para se cancelarem os harmônicos de ordem *h*.

6.6.2 Compensação de carga não linear e equilibrada em conexão a 3 fios- resultados de simulação

Utilizando a carga C, que é o retificador controlado descrito no item 6.5, com formas de onda de corrente mostradas na figura 6.14, aplicou-se o algoritmo da figura 6.28 para se cancelarem os harmônicos de ordens *h*=5 e *h*=7. Os resultados para a fase *a* são mostrados na figura 6.29.

Observa-se tempo de resposta de $T/2$, como nos caos anteriores. Observa-se a defasagem na corrente, por não estarem sendo compensados os reativos da carga.

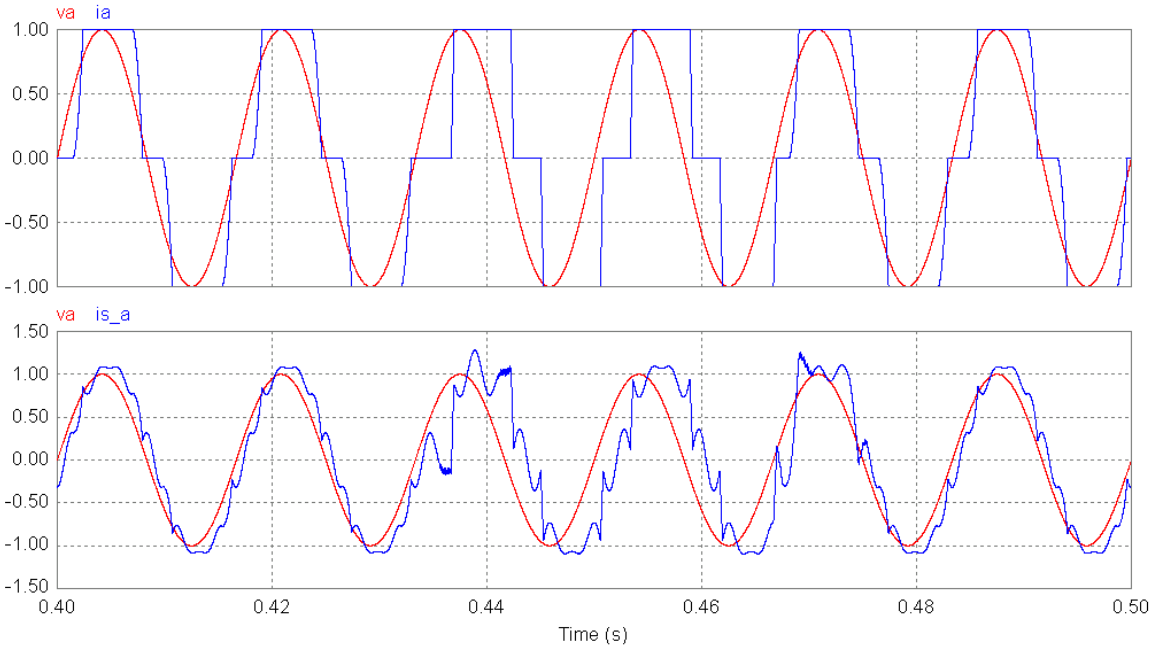

Figura 6.29 Tensão na fase *a*, corrente do retificador na fase *a*, e corrente compensada na rede (fase *a*). (amplitudes em valores pu)

A figura 6.30 mostra v_a, i_a, e i_{s_a} para a condição de regime permanente, e a figura 6.31 mostra o espectro das três variáveis mostrando o cancelamento dos harmônicos de ordens 5 e 7.

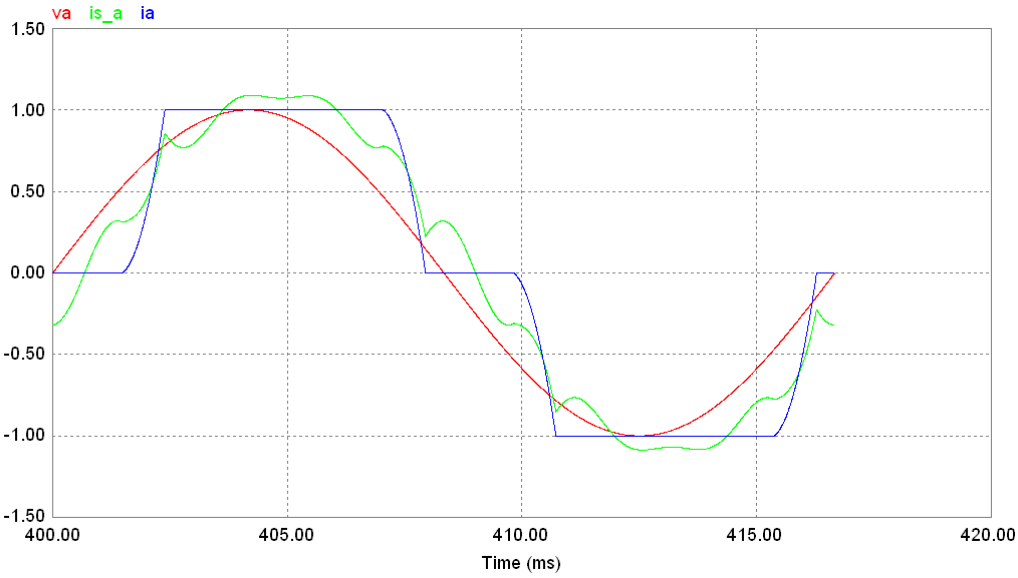

Figura 6.30: Formas de onda de v_a, i_a, e i_{s_a} para ângulo de disparo de 2º. (amplitudes em valores pu)

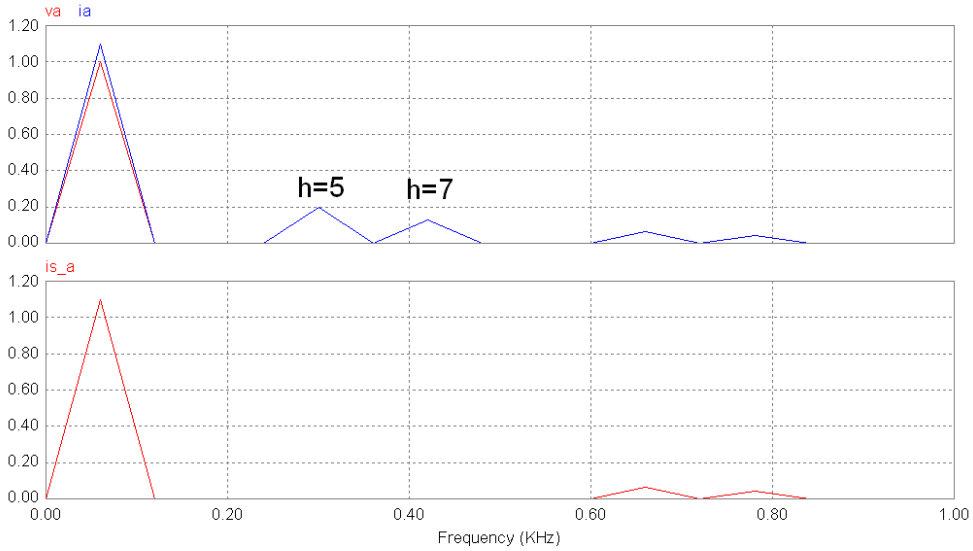

Figura 6.31: Espectro das formas de onda de v_a, i_a, e i_{s_a} para ângulo de disparo de 2º. (amplitudes em valores pu)

6.7 Compensador de afundamentos, desequilíbrios e harmônicos nas tensões da rede – Restaurador Dinâmico de Tensão- DVR

Pretendem-se compensar os afundamentos e elevações de curta duração, e os harmônicos das tensões da rede, através de um compensador conectado em série com a rede e a carga, conforme ilustrado na figura 6.32. O autor e seus colaboradores têm desenvolvido trabalhos nesta área, que geraram os artigos c34, c35, c42, c46, c52, c60, c61, c62, c67, c74 e c75.

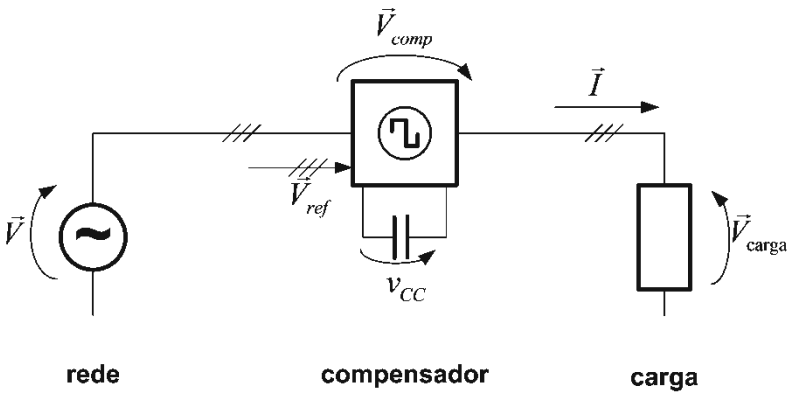

Figura 6.32: Compensador Série de tensão.

6.7.1 Apresentação do Algoritmo

A figura 6.33 apresenta o diagrama de blocos do gerador de referência do compensador de afundamentos e elevações de tensões, discutido em detalhes em c75.

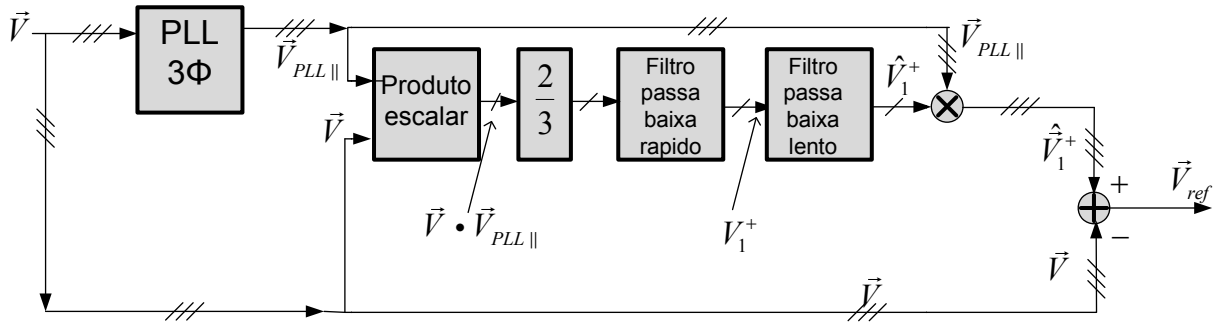

Figura 6.33 Diagrama de blocos de gerador de referência para DVR.

O PLL, para esta aplicação, deve ser suficientemente lento para não tentar rastrear as alterações da seqüência positiva da tensão durante afundamentos e elevações de curta duração. Com o produto escalar entre $\vec{V}$ e $\vec{V}_{PLL\|}$, obtém-se o módulo da seqüência positiva das tensões da rede V_1^+ (valor de pico) na saída do primeiro filtro passa baixas rápido (para filtro de média móvel poderá chegar a $T/2$). O segundo filtro lento deverá ser capaz de manter a amplitude de sua saída $\hat{\vec{V}}_1^+$ praticamente constante durante o período dos afundamentos de tensão, que são da ordem de 0.5s (máximo tempo de abertura de disjuntores após curto-circuito). Um filtro de n^{ésima} ordem (figura 6.34) formado por *n* filtros passa baixas de 1ª ordem é uma opção interessante, por prover comportamento semelhante a um atraso puro no início da falha (vide c52, c55, c75). Assim, este filtro "memoriza" o valor da amplitude da tensão de seqüência positiva pré falta. Este comportamento pode ser visto na figura 6.35 para 1,2,3,e 4 filtros cascateados, cada um com ganho unitário em baixa freqüência, e constante de tempo de 1s.

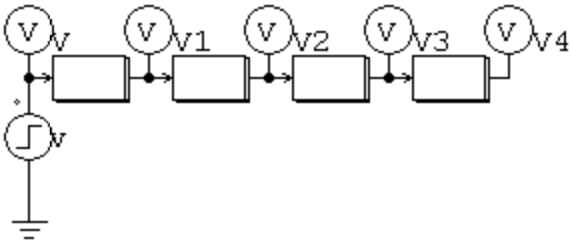

Figura 6.34 Arranjo de quatro filtros passa baixas cascateados.

Durante afundamentos, $\hat{\vec{V}}_1^+$ ficará praticamente constante, fazendo com que $\vec{V}_{ref} = \hat{\vec{V}}_1^+ - \vec{V}$ corresponda à parcela que será injetada pelo compensador série, impondo tensões na carga aproximadamente iguais a $\hat{\vec{V}}_1^+$, que são as tensões imediatamente anteriores

ao afundamento, sem saltos de amplitude ou de fase na carga. Se o afundamento for longo, o se for uma condição de rede baixa, $\hat{\vec{V}}_1^+$ se acomodará no novo valor. Isso impede que o compensador considere uma condição de rede baixa como sendo um afundamento, o que o levaria a trabalhar como regulador de tensão. Nesta situação ocorreria fluxo de potência ativa da fonte CC para o compensador série, que deveria ser fornecida por um conversor paralelo, que drenaria a energia necessária da rede elétrica.

Se o compensador não operar como regulador, a energia poderá ser retirada de um banco de capacitores durante o afundamento. Se o afundamento persistir, o compensador reajusta seu valor nominal de atuação. Esta estratégia também compensa harmônicos da tensão da rede.

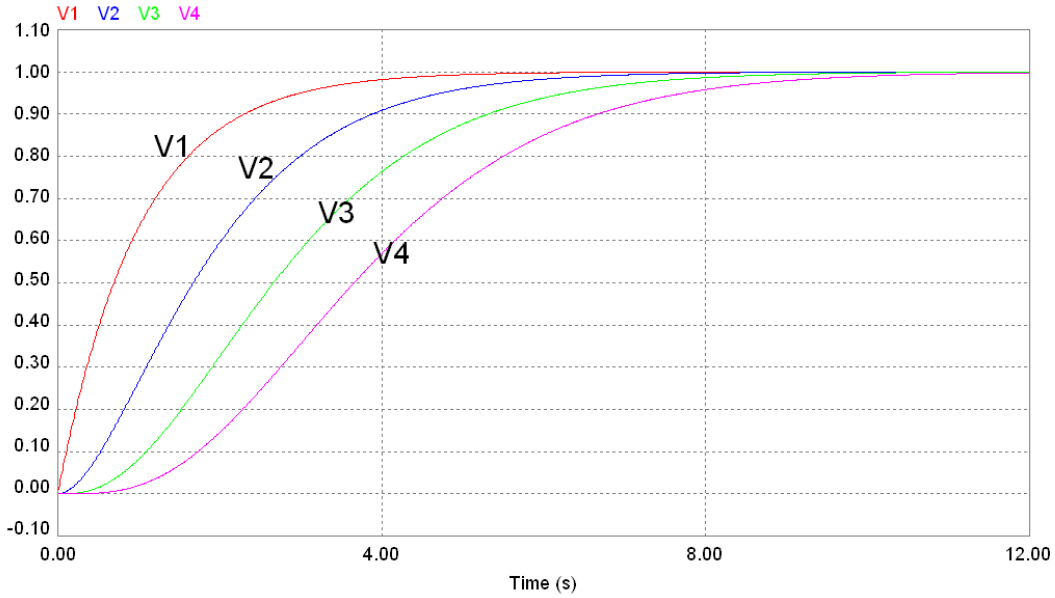

Figura 6.35 Resposta ao degrau unitário para o filtro da figura 6.34. (amplitudes em valores pu)

6.7.2 Compensação de afundamento monofásico- resultados de simulação.

A figura 6.36 ilustra um afundamento monofásico de 0.4V com duração de 0.5s, iniciando em 15.5s e terminando em 16.0 s.

A figura 6.37 mostra o comportamento da saída do produto escalar ($pe = \vec{V} \bullet \vec{V}_{PLL\|}$) que apresenta forte componente de freqüência 2ω devido ao desequilíbrio nas tensões da rede, durante o afundamento. A saída do filtro de média móvel ($pe\_FIL\_MM = (2/3)\vec{V}_1^+ \bullet \vec{V}_{PLL\|}$) é bastante rápida. A saída do filtro lento

$pe\_FIL\_PB = \hat{V}_1^+$ permanece praticamente constante durante o afundamento. Ela apresenta um decréscimo de apenas 2mpu ao final de um afundamento de 1 V nas tensões da rede (tensão remanescente nula) com duração de 0.5s.

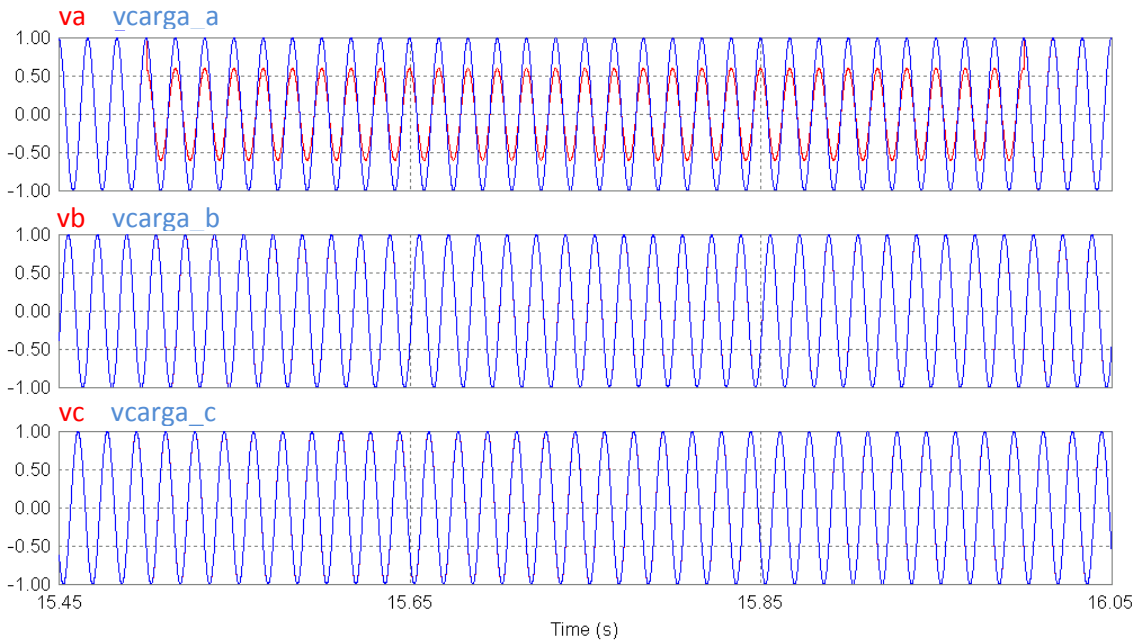

Figura 6.36 Tensões na rede com afundamento monofásico na fase *a*, e tensões compensadas na carga. (amplitudes em valores pu)

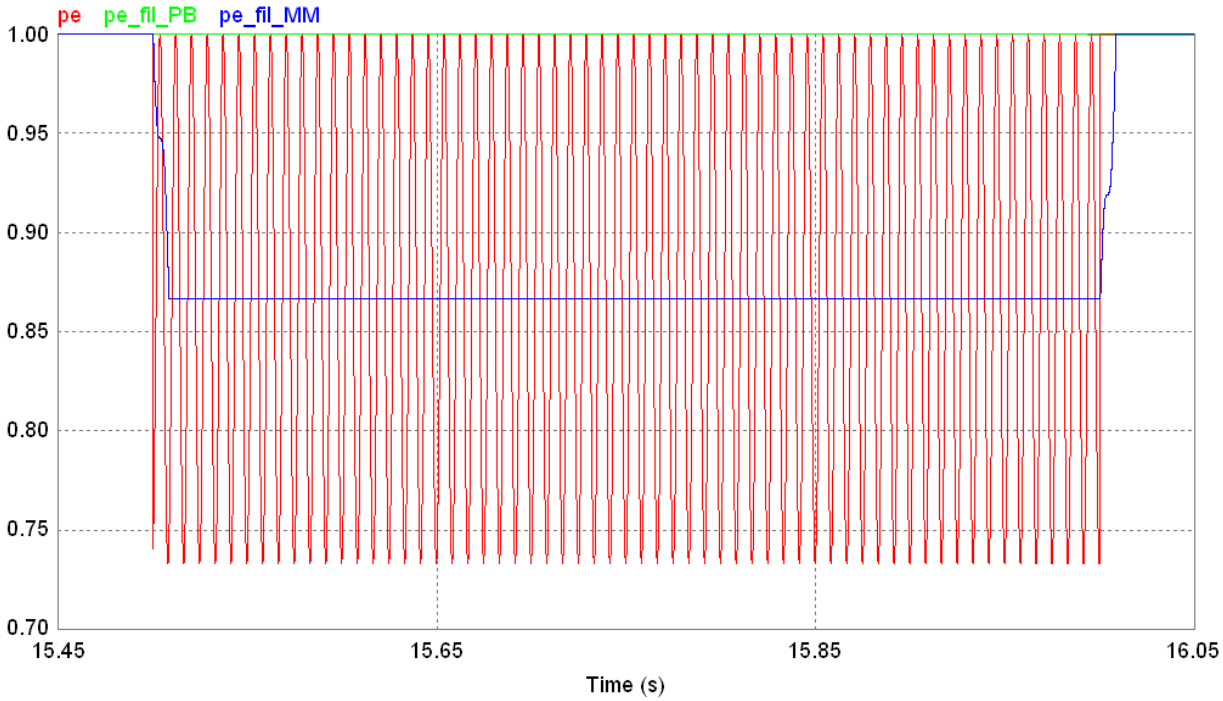

Figura 6.37 Sinais de saída do produto escalar $pe = \vec{V} \bullet \vec{V}_{PLL\parallel}$, do filtro de média móvel $pe\_FIL\_MM = (2/3)\vec{V}_1^+ \bullet \vec{V}_{PLL\parallel}$, e do filtro passa baixa lento $pe\_FIL\_PB = \hat{V}_1^+$. (amplitudes em valores pu)

6.7.3 Compensação de afundamento trifásico- resultados de simulação.

A figura 6.38 ilustra um afundamento de 0,3V nas três fases, ocorrendo no mesmo intervalo do caso monofásico, e o resultado da compensação nas tensões da carga.

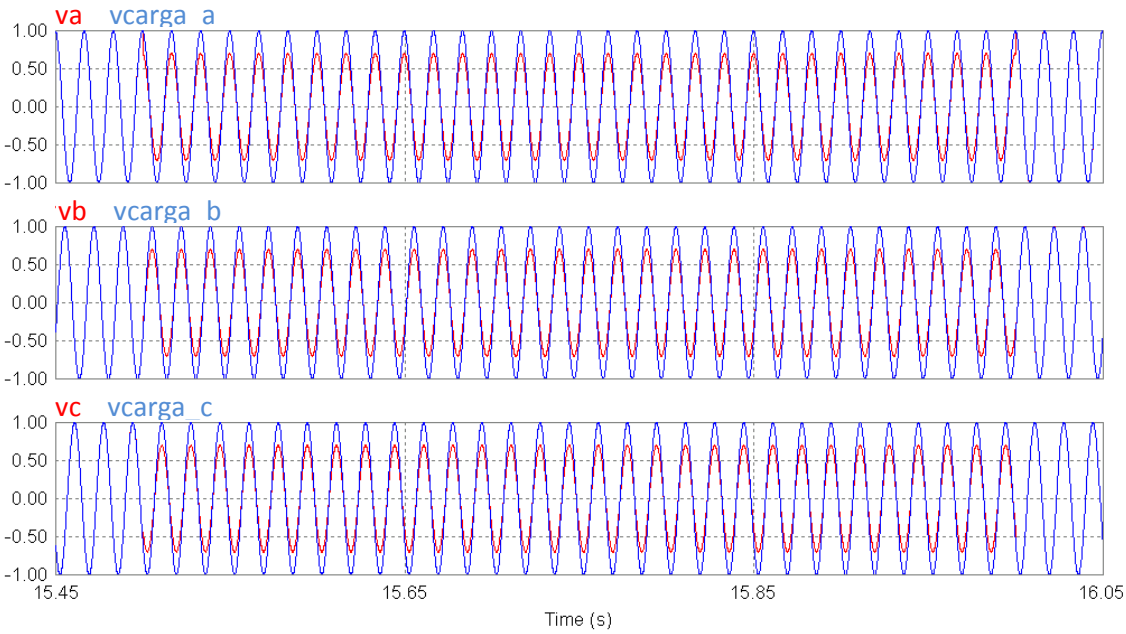

Figura 6.38 Tensões na rede com afundamento trifásico,
e tensões compensadas na carga. (amplitudes em valores pu)

6.7.4 Compensação de afundamento bifásico com salto de fase- resultados de simulação.

Curto circuitos bifásicos na rede apresentam além do afundamento nas fases correspondentes, um deslocamento nas fases. Isto de ser prejudicial para equipamentos que utilizam as tensões da rede para sincronismo interno. A figura 6.39 ilustra um afundamento de 0,3pu, concomitante com salto de fase de -30º na fase *b* e +30º na fase *c*, e o resultado da compensação nas tensões da carga. Verifica-se que a tensão na carga não sofre descontinuidades.

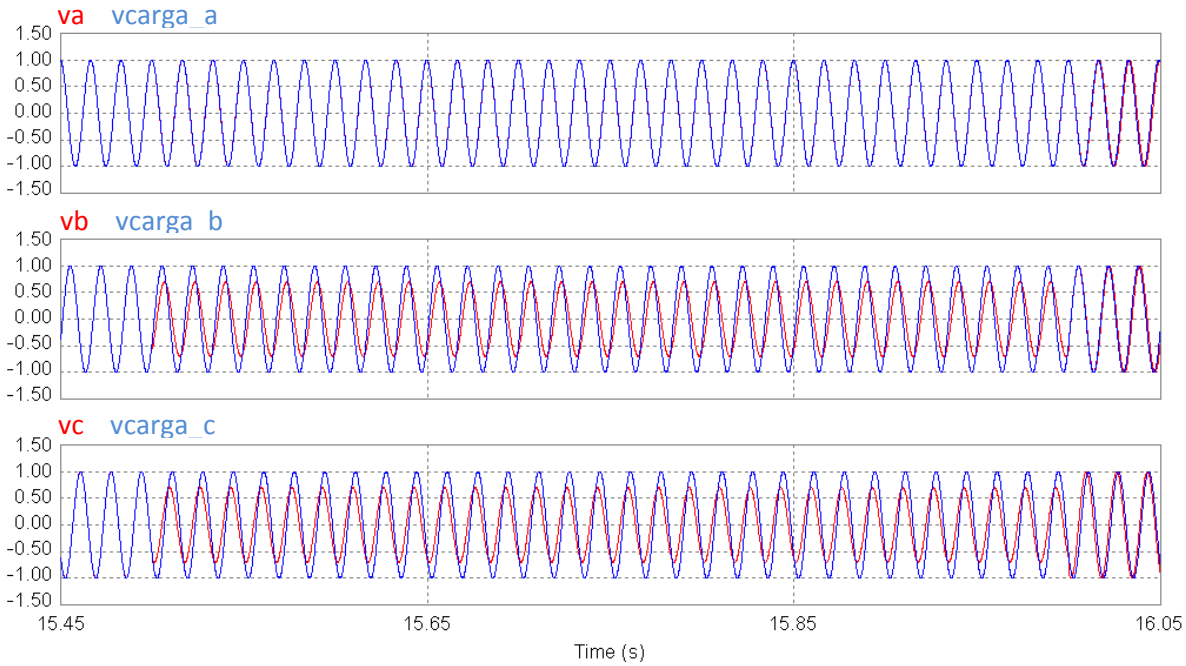

Figura 6.39 Tensões na rede com afundamento bifásico e deslocamento de fase, e tensões compensadas na carga. (amplitudes em valores pu)

6.7.5 Compensação de afundamento trifásico permanente - resultados de simulação.

A figura 6.40 mostra um afundamento de longa duração na tensão da rede, de 0,15pu, ocorrendo no instante 15,5s.

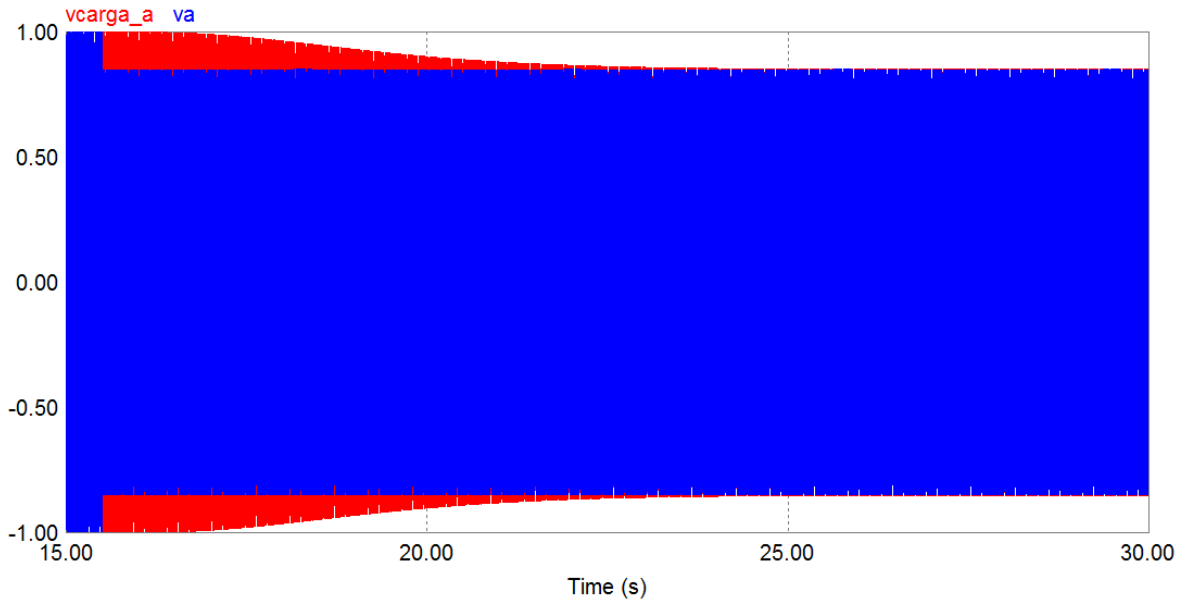

Figura 6.40 Tensão na fase *a* da rede com afundamento de longa duração e tensão compensada na carga. (amplitudes em valores pu)

Nota-se que a tensão na carga decresce lentamente até atingir a tensão na rede, fazendo com que o DVR deixe de atuar. O tempo de atuação é muito importante, pois determina a energia que deverá ser armazenada no banco de capacitores da fonte CC da figura 6.32. Uma opção para se reduzir o tamanho do banco de capacitores é a utilização de um conversor paralelo atuando como retificador, fornecendo apenas uma parcela da potência exigida pelo DVR. (c65,c63,c62, c61, c60, c52,c46,c45, c42,c40).

6.8 Conclusões do capítulo

Este capítulo apresentou diversos exemplos de algoritmos de cálculo dos sinais de referência para sistemas compensadores de perturbações, analisados ou desenvolvidos pelo autor e seus colaboradores. Enfatiza-se em todos os casos a utilização do produto escalar de vetores espaciais, para permitir a extração de cada uma das perturbações presentes na tensão da rede ou na corrente da carga, dando subsídios para uma melhor compreensão do funcionamento das estratégias de controle, implementadas no sistema de coordenadas abc. Sempre que possível são feitos comentários sobre a implementação da mesma estratégia de compensação, empregando as propriedades dos vetores espaciais no sistema *dq0* ou a teoria da potência instantânea. Mostrou-se que os méritos da abordagem apresentada são:

a- a possibilidade de se separarem as várias perturbações;

b- a ausência de transformações de coordenadas;

c- a baixa complexidade numérica dos algoritmos apresentados.

7- CONCLUSÃO

Este trabalho discutiu a implementação no sistema *abc*, dos vários blocos que compõem um sistema compensador de perturbações, incluindo: o conversor e o modulador PWM, as malhas básicas de rastreamento de corrente e tensão, o bloco de sincronismo (PLL) e os algoritmos para o cálculo dos sinais de referência. Em todos os capítulos utiliza-se a análise geométrica através da teoria de vetores espaciais não apenas para a análise, mas também para dar subsídios à compreensão e à proposta de novas estratégias de controle.

Apesar da utilização dos vetores para explicar o funcionamento do controlador, todas as malhas de controle são implementadas no sistema original *abc*, sem transformações de coordenadas. Finaliza-se com o capítulo 6, que apresenta, simula e discute diversas estratégias de compensadores de perturbações, todos integralmente implementáveis no sistema *abc*. Sempre que possível comparam-se as estratégias de compensação propostas às baseadas em vetores espaciais e na teoria pq.

Os apêndices A e B apresentam uma introdução aos vetores espaciais e à teoria da Potência Instantânea visando:

a- dar subsídios à compreensão dos demais itens, quando necessário;

b- discutir sua aplicação em compensadores de perturbações;

c- enfatizar a interpretação geométrica da teoria pq;

d- enfatizar a possibilidade de se trabalhar com a teoria pq, sem transformações de coordenadas;

e- discutir a teoria de vetores espaciais enfatizando:
- vetores no plano e no espaço;
- notação vetorial e complexa, e respectivas operações;
- lugares geométricos percorridos pelos vetores;
- transformações de sistemas de coordenadas.

Em resumo, o autor pretende salientar a importância da análise geométrica a partir dos vetores espaciais como uma das ferramentas que o profissional da área de eletrônica de potência pode dispor para a análise e projeto de sistemas de conversão estática de energia. Também mostrou através de resultados de projetos de pesquisa desenvolvidos junto com seus

parceiros, e trabalhos recentes publicados por outros pesquisadores, que a implementação dos diversos blocos do sistema de controle do conversor sem transformações de coordenadas é uma alternativa viável e simples, com desempenho semelhante às que empregam tais transformações.

Para dar continuidade aos assuntos abordados neste trabalho listam-se os seguintes tópicos:

- modelagem dinâmica dos conversores com *F-1* controladores e injeção de seqüência zero ótima, e projeto dos controladores;

- validação experimental dos conversores com *F-1* controladores;

- validação experimental dos compensadores de perturbações propostos.

APÊNDICE A -

A. VETORES ESPACIAIS

Define-se neste apêndice o vetor espacial $\vec{V}$ ($\vec{I}$) no plano, a partir de tensões (correntes) no sistema *a'b'c'* no plano, que é adequado para a representação de sistemas trifásicos a três fios. Mostra-se que um terno de tensões instantâneas $v_a(t)$, $v_b(t)$, $v_c(t)$ (ou correntes i_a, i_b, i_c), podem ser associadas a um vetor no plano, fazendo-se a analogia com o campo magnético resultante das três bobinas de um motor trifásico.

Definem-se os sistemas de referência $\alpha'\beta'$ fixo, e $d'q'$ girante, explicitando-se as notações vetorial e complexa, comumente empregadas na representação de um vetor espacial no plano. Mostra-se o lugar geométrico do caminhamento do vetor espacial para diversos sinais comumente encontrados em redes elétricas, nos sistemas de referência $\alpha'\beta'$ e $d'q'$.

Para poder lidar com sistemas trifásicos a quatro fios, apresenta-se o sistema de coordenadas abc no espaço tridimensional. Uma análise gráfica conduz à definição dos sistemas $\alpha\beta 0$, $dq0$, enfatizando sua relação com os sistemas $\alpha'\beta'$ e $d'q'$ no plano.

Explicitam-se as diferenças entre as definições de diversos autores e apresentam-se exemplos de sua utilização na implementação de algoritmos dedicados ao controle de conversores.

A.1 <u>Vetor Espacial no plano, para sistemas trifásicos a três fios.</u>

A.1.1 Definição de Vetor Espacial para um Sistema de Referência fixo *a'b'c'* no plano

Define-se o vetor espacial $\vec{V}$ ($\vec{I}$) a partir de tensões (correntes) no sistema de coordenadas a'b'c' no plano, fazendo-se analogia com o campo magnético em máquinas elétricas trifásicas.

Dadas três tensões trifásicas arbitrárias (figura A.1) com valores instantâneos $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$, define-se o vetor espacial instantâneo $\vec{V}(t)$ no plano como:

$$\vec{V}(t) = \frac{2}{3}\left(v_a(t)\vec{a}' + v_b(t)\vec{b}' + v_c(t)\vec{c}'\right) \tag{A.1}$$

Os vetores $\vec{a}'$, $\vec{b}'$ e $\vec{c}'$ tem amplitude unitária, estão localizados no plano e estão defasados de 120° conforme ilustrado na figura A.2. O fator 2/3 será explicado posteriormente no item A.1.4. A utilização por diversos autores do fator $\sqrt{2/3}$ será explicada no item A.2.

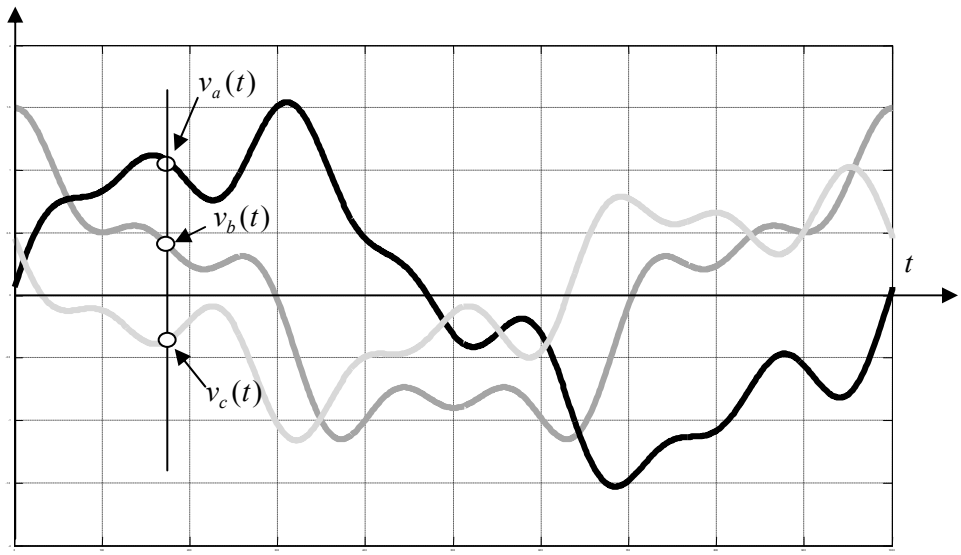

Figura A.1 Tensões trifásicas arbitrárias instantâneas.

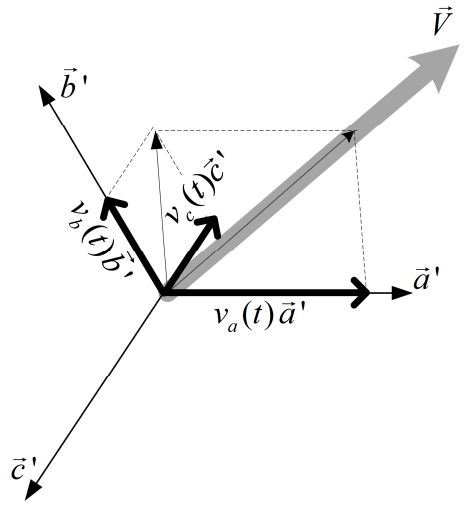

Figura A.2 Vetores do Sistema de Referência Fixo *a'b'c'* (no plano).

Tudo o que está sendo apresentado para tensões pode ser utilizado também para correntes. Com a equação A.1 transforma-se um terno de tensões instantâneas escalares $v_a(t)$, $v_b(t)$, $v_c(t)$, em um vetor instantâneo $\vec{V}(t)$. A tensão $v_a(t)$ define o vetor $v_a(t)\vec{a}'$, paralelo a $\vec{a}'$. A tensão $v_b(t)$ define o vetor $v_b(t)\vec{b}'$, que é paralelo a $\vec{b}'$. A tensão $v_c(t)$ define o vetor $v_c(t)\vec{c}'$, paralelo a $\vec{c}'$. O vetor espacial $\vec{V}(t)$ é a soma destas três parcelas, conforme mostrado na figura A.2. Consegue-se assim associar instantaneamente um terno de tensões $v_a(t)$, $v_b(t)$, $v_c(t)$ a um vetor $\vec{V}(t)$ no plano.

A motivação para a definição do vetor espacial foi o campo magnético gerado pelas três bobinas de um enrolamento trifásico (Lazar, 1990). Cada bobina gera um campo magnético (vetor) na direção do seu eixo, e com amplitude proporcional à corrente na bobina, dados por: $\vec{\psi}_a = ki_a(t)\vec{a}'$, $\vec{\psi}_b = ki_b(t)\vec{b}'$ e $\vec{\psi}_c = ki_c(t)\vec{c}'$ respectivamente de acordo com a figura A.3. O campo magnético resultante $\vec{\psi}$ devido às três bobinas é a soma vetorial da soma das contribuições das três bobinas ($\vec{\psi} = \vec{\psi}_a + \vec{\psi}_b + \vec{\psi}_c$).

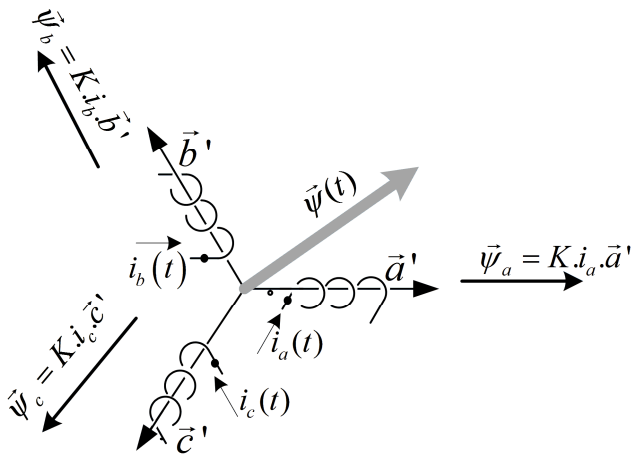

Figura A.3 Analogia do Vetor Espacial com o campo magnético em uma máquina trifásica.

A.1.2 Definição do sistema de referência $\alpha'\beta'$ fixo

Define-se o sistema de referência $\alpha'\beta'$ fixo a partir do sistema $a'b'c'$. Apresentam-se as matrizes de transformação entre os sistemas $\alpha'\beta'$ e $a'b'c'$. Discute a eliminação do componente de seqüência zero na transformação $a'b'c' \rightarrow \alpha'\beta'$ e sua utilização como filtro de seqüência zero.

Os vetores $\vec{a}', \vec{b}'$ e $\vec{c}'$ são linearmente dependentes, e portanto não formam uma base. Bastam dois vetores para descrever um vetor no plano. A solução para este problema é a utilização de uma base ortonormal $\alpha'\beta'$ formado pelos vetores unitários $\vec{\alpha}'$ e $\vec{\beta}'$, ilustrados na figura A.4, juntamente com os vetores originais $\vec{a}', \vec{b}'$ e $\vec{c}'$.

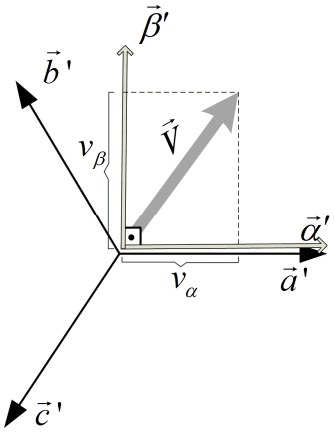

Figura A.4 Sistemas de coordenadas *a'b'c'* e $\alpha'\beta'$.

Da equação A.1 obtém-se:

$$\vec{V}(t) = \frac{2}{3}\left(v_a(t)\vec{a}' + v_b(t)\vec{b}' + v_c(t)\vec{c}'\right) = v_{\alpha'}\vec{\alpha}' + v_{\beta'}\vec{\beta}' \qquad \text{(A.2)}$$

A partir deste ponto não será explicitada a dependência com o tempo através de '(t)'. Isso será feito apenas com a utilização de caracteres minúsculos. As novas coordenadas $v_{\alpha'}$ e $v_{\beta'}$ são obtidas a partir de v_a, v_b, v_c, da eq. A.2 e da figura A.4.

Considerando-se individualmente o efeito de cada uma das variáveis v_a, v_b, v_c em $v_{\alpha'}$ e $v_{\beta'}$, verifica-se que:

- $v_a(t)\vec{a}'$ contribui com $v_{\alpha'} = \frac{2}{3} v_a$ e $v_{\beta'} = +0 v_b$; (A.3)

- $v_b(t)\vec{b}'$ contribui com $v_{\alpha'} = -\frac{2}{3}\frac{1}{2} v_b$ e $v_{\beta'} = +\frac{2}{3}\frac{\sqrt{3}}{2} v_b$ (A.4)

- $v_c(t)\vec{c}'$ contribui com $v_{\alpha'} = -\frac{2}{3}\frac{1}{2} v_c$ e $v_{\beta'} = -\frac{2}{3}\frac{\sqrt{3}}{2} v_c$ (A.5)

Considerando-se a contribuição conjunta de v_a, v_b, v_c, e escrevendo-se as equações acima na forma matricial obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha'} \\ v_{\beta'} \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\mathbf{abc}\rightarrow\boldsymbol{\alpha'\beta'}}\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{A.6}$$

A eq. 2.6 é denominada por transformação de Clark em homenagem aos trabalhos pioneiros de Edith Clarke na área de máquinas síncronas e sistemas de potência ((Clarke, et al, 1938), (Clarke, 1943)).

A transformação inversa não é obtida diretamente, pois a matriz $\mathbf{T}_{\mathbf{abc}\rightarrow\boldsymbol{\alpha'\beta'}}$ não é inversível. Em outras palavras tem-se um sistema linear com duas equações e três incógnitas. Pode-se obter uma solução particular $\left[\overline{v}_a\, \overline{v}_b\, \overline{v}_c\right]^t$, impondo-se $\overline{v}_a + \overline{v}_b + \overline{v}_c = 0$, o que resulta em $\overline{v}_c = -\overline{v}_a - \overline{v}_b$, que é substituída na equação A.6. Rearranjando-se os termos, reescreve-se a equação A.6 obtendo-se:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha'} \\ v_{\beta'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/\sqrt{3} & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \overline{v}_a \\ \overline{v}_b \end{bmatrix} = \overline{\mathbf{N}}\vec{V} \tag{A.7}$$

As coordenadas $\overline{v}_a$ e $\overline{v}_b$ são obtidas invertendo-se a matriz quadrada $\overline{\mathbf{N}}$:

$$\begin{bmatrix} \overline{v}_a \\ \overline{v}_b \end{bmatrix} = \overline{\mathbf{N}}^{-1}\begin{bmatrix} v_{\alpha'} \\ v_{\beta'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_{\alpha'} \\ v_{\beta'} \end{bmatrix} \tag{A.8}$$

Como $\overline{v}_c = -\overline{v}_a - \overline{v}_b$, obtém-se a terceira linha da matriz somando-se a 1ª e 2ª linhas da eq. A.8, resultando na solução particular:

$$\begin{bmatrix} \overline{v}_a \\ \overline{v}_b \\ \overline{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha'} \\ v_{\beta'} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha'\beta' \to abc} \begin{bmatrix} v_{\alpha'} \\ v_{\beta'} \end{bmatrix} \tag{A.9}$$

As demais soluções são obtidas somando-se v_z arbitrário a todas às coordenadas da solução particular, ou seja, a solução geral é:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{v}_a + v_z \\ \overline{v}_b + v_z \\ \overline{v}_c + v_z \end{bmatrix}, \quad v_z \in \mathbb{R} \tag{A.10}$$

Neste ponto é importante frisar que todos os ternos $v_{a'}, v_{b'}, v_{c'}$, que diferem entre si por uma função $v_z(t)$ somada a todas as três coordenadas, são mapeados no mesmo vetor $\vec{V}$ no plano. O termo $v_z(t)$ será denominado por "componente de seqüência zero instantânea", e será calculada por:

$$v_z = \frac{1}{3}(v_a + v_b + v_c) \tag{A.11}$$

Em outras palavras a matriz $\mathbf{T}_{abc \to \alpha'\beta'}$ elimina o componente de seqüência zero instantânea. Uma interpretação gráfica deste fato é mostrada na figura A.5. Se $v_a = v_b = v_c = v_z$, o vetor resultante segundo a eq. A.1 será nulo.

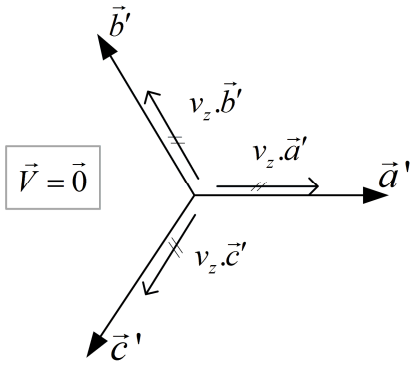

Figura A.5 Efeito dos componentes de seqüência zero no vetor $\vec{V}$.

Uma aplicação para o que foi discutido acima, é a implementação de um filtro que elimina a seqüência zero de um terno de tensões v_a, v_b, v_c, que é obtido pela relação:

$$\begin{bmatrix} v_{a\_fil} \\ v_{b\_fil} \\ v_{c\_fil} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha'\beta'\to abc} \bullet \mathbf{T}_{abc\to\alpha'\beta'} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \mathbf{B}\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{A.12}$$

Ao se passar para o sistema $\alpha'\beta'$, com a aplicação da transformação $\mathbf{T}_{abc\to\alpha'\beta'}$, elimina-se o componente de seqüência zero, que contém todos os harmônicos de seqüência zero do terno de tensões v_a, v_b, v_c. Segue-se a aplicação da transformação inversa $\mathbf{T}_{\alpha'\beta'\to abc}$, retornando-se ao sistema *abc*, com a seqüência zero filtrada. A filtragem é instantânea.

Esta relação (eq. A.12) também pode ser obtida diretamente no sistema *abc* subtraindo-se v_a, v_b, v_c da seqüência zero instantânea v_z do terno de tensões original v_a, v_b, v_c, conforme mostrado abaixo:

$$\begin{bmatrix} v_{a\_fil} \\ v_{b\_fil} \\ v_{c\_fil} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_z \\ v_z \\ v_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} =$$

$$= \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \mathbf{B}\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

(A.13)

A transformação $\mathbf{B}$ nas equações A.12c e A.13 é um filtro instantâneo de seqüência zero.

A.1.3 Notação Vetorial x Notação Complexa no sistema $\alpha'\beta'$

Apresentam-se as notações vetorial e complexa, comumente empregadas na representação de um vetor espacial no plano.

Voltando-se à eq. A.2, e analisando-se a figura A.6, verifica-se que o vetor no plano também pode ser representado por um número no plano complexo. A eq. A.14 e a figura A.6 mostram a correspondência entre a representação de um vetor no plano $a'b'c'/\alpha'\beta'$, e a correspondente no plano complexo. Neste, ele pode ser representado nas formas cartesiana, exponencial ou polar (eq. A.14).

$$\vec{V}(t)=\underbrace{\underbrace{\frac{2}{3}\left(v_a(t)\vec{a}'+v_b(t)\vec{b}'+v_c(t)\vec{c}'\right)}_{a'b'c'}=\underbrace{v_{\alpha'}\vec{\alpha}'+v_{\beta'}\vec{\beta}'}_{\alpha'\beta'}}_{notação\ vetorial}\Leftrightarrow\underbrace{\underbrace{v_{\alpha'}+jv_{\beta'}}_{cartesiano}=\underbrace{V^{j\xi}}_{\text{exponencial}}\leftrightarrow\underbrace{V\lfloor\xi}_{polar}}_{notação\ complexa}\quad\text{(A.14)}$$

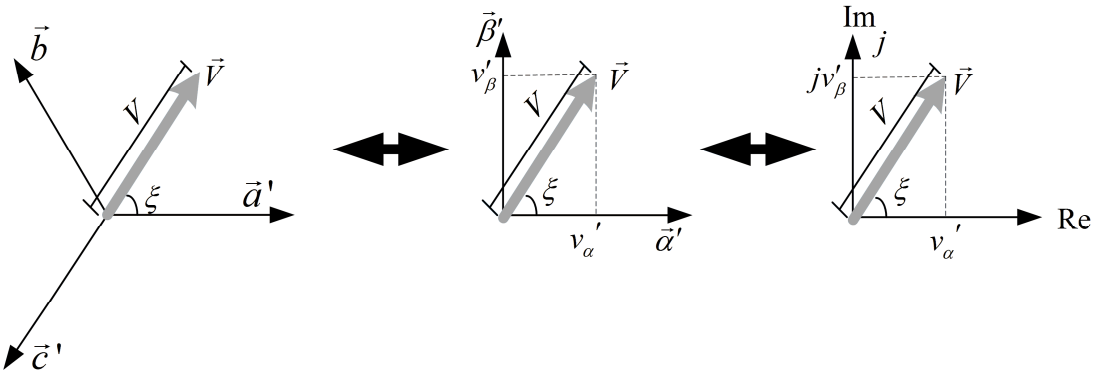

Figura A.6 Notações complexa e vetorial para um vetor espacial $\vec{V}$.

Também é possível calcular o vetor na forma complexa diretamente a partir das tensões de fase. Substituindo-se em A.14 os vetores $\vec{a}',\vec{b}',\vec{c}'$ pelos seus correspondentes complexos $1e^{j0},1e^{j2\pi/3},1e^{-j2\pi/3}$, e adotando-se $\dot{\gamma}=1e^{j2\pi/3}$, obtém-se:

$$\vec{V}_{\alpha'\beta'}(t)=\frac{2}{3}\left(v_a(t)+v_b(t)\dot{\gamma}+v_c(t)\dot{\gamma}^2\right)=v_{\alpha'}+jv_{\beta'}=V^{j\xi}\leftrightarrow V\lfloor\xi;\ onde\ \dot{\gamma}=e^{j2\pi/3}\quad\text{(A.15)}$$

Deve-se deixar claro que o conjunto de operações aplicáveis para vetores (soma, subtração, produto escalar, produto vetorial) difere daquelas no campo complexo (soma, subtração, produto, divisão, exponencial). Isto faz com que, dependendo da análise feita, seja mais adequado trabalhar com uma das notações. Ao longo deste trabalho são utilizadas as duas notações.

O símbolo $\vec{V}$ para a entidade com amplitude V e ângulo ξ será usado indistintamente para as notações vetorial e complexa.

Ao se utilizar a notação complexa, é importante não confundir fasores com vetores espaciais. Fasor é um número complexo associado a uma grandeza senoidal (um para cada harmônico, de cada fase). Para se representarem h harmônicos de tensão em um sistema trifásico a três fios, em regime, necessitam-se de $2h$ fasores ($2h$ números complexos)[1]. No

[1] Como visto em A.1.2, sistemas a três fios podem ser descritos por apenas duas tensões (e duas correntes).

caso de vetores espaciais, associam-se as três tensões trifásicas instantâneas a um único vetor (único número complexo) variável com o tempo, que inclui os harmônicos e pode ser calculado inclusive durante transitórios.

A.1.4 Definição do sistema de referência $d'q'$ girante

Define-se o sistema de referência $d'q'$ girante, e apresentam-se as matrizes de transformação de coordenadas entre os sistemas $\alpha'\beta'$ e $d'q'$.

Outro sistema de coordenadas bastante utilizado é o sistema $d'q'$ girante. A nova base ortonormal é formada pelos vetores $\vec{d}'$ e $\vec{q}'$, mostrados na figura A.7, e gira com velocidade ω no sentido anti-horário. Instantaneamente o ângulo entre as duas bases é:

$$\theta(t) = \theta_0 + \omega t \qquad \text{(A.16).}$$

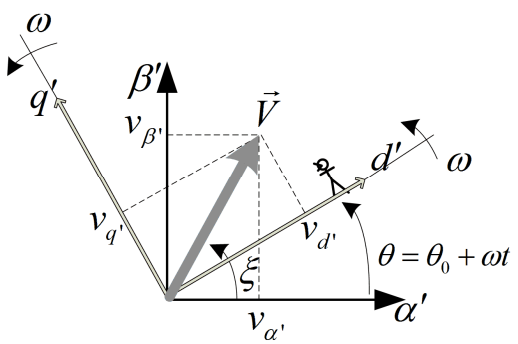

Figura A.7: Sistema de coordenadas $d'q'$.

Desejam-se calcular as coordenadas do vetor $\vec{V}$ vistas por um observador que gira juntamente com o sistema *d'q'*, conforme mostrado na figura A.7. Para se fazer a conversão de coordenadas entre as bases $\alpha'\beta'$ e $d'q'$ utiliza-se o mesmo raciocínio empregado para a obtenção da relação entre os sistemas $\alpha'\beta'$ e $a'b'c'$. Considera-se individualmente a contribuição das coordenadas $v_{d'}$ e $v_{q'}$ em $v_{\alpha'}$ e $v_{\beta'}$. A partir da figura A.7 verifica-se que:

- $v_{d'}\vec{d}'$ contribui com $v_{\alpha'} = v_{d'}\cos\theta$ e $v_{\beta'} = v_{d'}sen\theta$ (A.17a)

- $v_{q'}\vec{q}'$ contribui com $v_{\alpha'} = -v_{q'}sen\theta$ e $v_{\beta'} = v_{q'}\cos\theta$ (A.17b)

Considerando-se a contribuição conjunta de $v_{d'}, v_{q'}$, e descrevendo-a na forma matricial obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha'} \\ v_{\beta'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\operatorname{sen}\theta \\ \operatorname{sen}\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d'} \\ v_{q'} \end{bmatrix} = \mathbf{N}_{\mathbf{d'q'\to\alpha'\beta'}} \begin{bmatrix} v_{d'} \\ v_{q'} \end{bmatrix} \tag{A.18}$$

A relação inversa é facilmente obtida invertendo-se $\mathbf{N}_{\mathbf{d'q'\to\alpha'\beta'}}$:

$$\begin{bmatrix} v_{d'} \\ v_{q'} \end{bmatrix} = \mathbf{N}^{-1}_{\mathbf{d'q'\to\alpha'\beta'}} \begin{bmatrix} v_{\alpha'} \\ v_{\beta'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \operatorname{sen}\theta \\ -\operatorname{sen}\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha'} \\ v_{\beta'} \end{bmatrix} = \mathbf{N}_{\mathbf{\alpha'\beta'\to d'q'}} \begin{bmatrix} v_{\alpha'} \\ v_{\beta'} \end{bmatrix} \tag{A.19}$$

A transformação, que relaciona os sistemas fixo e girante é conhecida por transformação de Park, em homenagem a R .H. Park (Park, R. H. , 1929).

A.1.5 Notação Vetorial x Notação Complexa no sistema $d'q'$

Estende-se a notação complexa para vetores no sistema $d'q'$ e apresenta-se a mudança de coordenadas $\alpha'\beta' \leftrightarrow d'q'$ utilizando operadores no campo complexo.

Utilizando-se o mesmo raciocínio apresentado no item A.1.3, substitui-se a base $d'q'$ da figura A.7 pelo plano complexo (eixo *d'*=eixo real ; eixo *q'*=eixo imaginário), conforme ilustrado na figura A.8. O vetor no plano $d'q'$ passa a ser descrito pela equação A.20:

$$\vec{V}_{d'q'} = v_{d'}(t) + jv_{q'}(t) \tag{A.20}$$

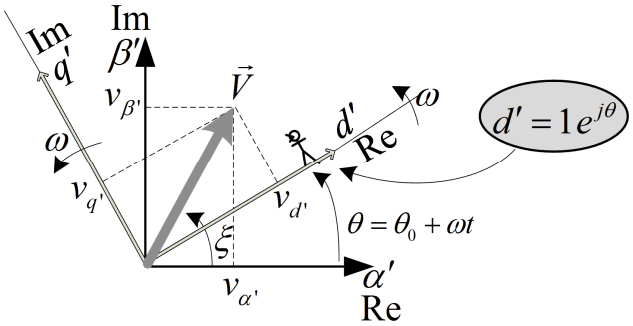

Figura A.8 Notação complexa de um vetor espacial $\vec{V}$ no plano *d'q'*.

A conversão de coordenadas de um vetor $\vec{V}_{\alpha'\beta'} = V\,\mathrm{e}^{j\alpha}$ no sistema $\alpha'\beta'$, é facilmente realizada observando-se a figura A.8. Um observador no sistema *d'q'* (figura A.7) vê o vetor $\vec{V}_{d'q'}$ com amplitude V, e ângulo $\xi - \theta$, resultando em:

$$\vec{V}_{d'q'} = Ve^{j(\xi-\theta)} = e^{-j\theta} \cdot e^{j\xi} = e^{-j\theta} \cdot \vec{V}_{\alpha'\beta'} \quad \text{onde } \theta = \omega t + \theta_0. \tag{A.21}$$

Passa-se de um vetor no sistema $\alpha'\beta'$ para o sistema $d'q'$ multiplicando-se o vetor $\vec{V}_{\alpha'\beta'}$ por $e^{-j\theta}$. Passa-se de um vetor no sistema $d'q'$ para o sistema $\alpha'\beta'$ multiplicando-se o vetor $\vec{V}_{d'q'}$ por $e^{+j\theta}$.

A.1.6 Lugar Geométrico da trajetória percorrida por um Vetor Espacial para casos particulares

Apresentam-se os lugares geométricos percorridos pelo vetor espacial para sistemas equilibrados, desequilibrados e com harmônicos, em todos os sistemas de referência apresentados.

A.1.6.1 Tensões harmônicas (correntes) simétricas de seqüência positiva.

Consideram-se neste item as três tensões indicadas na eq. A.22 com:

- amplitude V_h^+,
- freqüência $h\omega$,
- defasadas entre si de 120°,
- seqüência positiva.
- freqüência dos harmônicos da rede de $h\omega$ (ω é a fundamental da freqüência da rede).

$$\begin{cases} v_a(t) = V_h^+ \cos(h\omega t + \phi_h^+) \\ v_b(t) = V_h^+ \cos(h\omega t - 2\pi/3 + \phi_h^+) \\ v_c(t) = V_h^+ \cos(h\omega t + 2\pi/3 + \phi_h^+) \end{cases} \tag{A.22}$$

Os fasores associados às três tensões são:

$$\begin{cases} \dot{V}_a = V_h^+ e^{j\phi_h^+} \\ \dot{V}_b = V_h^+ e^{j(\phi_h^+ - 2\pi/3)} = \dot{V}_a \, \dot{\gamma}^2 \\ \dot{V}_c = V_h^+ e^{j(\phi_h^+ + 2\pi/3)} = \dot{V}_a \, \dot{\gamma} \end{cases} \quad \text{, e } \dot{\gamma} = e^{j2\pi/3}. \tag{A.23}$$

Aqui se considera a amplitude do fasor como sendo o valor de pico das tensões de fase. Os casos que utilizam o valor eficaz são claramente citados ao longo do texto. Utilizando-se a fórmula de Euler (eq. A.24) e a eq. A.23, reescreve-se a eq. A.22, obtendo-se a eq. A.25:

$$e^{jx} = \cos x + j \operatorname{sen} x \;\Leftrightarrow \begin{cases} \cos x = \operatorname{Re}(e^{jx}) \\ \cos x = \dfrac{e^{jx} + e^{-jx}}{2} = \dfrac{e^{jx} + (e^{jx})^*}{2} \end{cases} \tag{A.24}$$

A operação * corresponde ao complexo conjugado.

$$\begin{cases} v_a(t) = \operatorname{Re}(\dot{V}_a \, e^{jh\omega t}) \\ v_b(t) = \operatorname{Re}(\dot{V}_b \, e^{jh\omega t}) = \operatorname{Re}(\dot{V}_a \, \dot{\gamma}^2 \, e^{jh\omega t}) \\ v_c(t) = \operatorname{Re}(\dot{V}_c \, e^{jh\omega t}) = \operatorname{Re}(\dot{V}_a \, \dot{\gamma} \, e^{jh\omega t}) \end{cases} \tag{A.25}$$

Considerando $\dot{V}_x = \dot{V}_a \, e^{jh\omega t}$, e a fórmula de Euler reescreve-se a eq. A.25:

$$\begin{cases} v_a(t) = \operatorname{Re}(\dot{V}_x) = \dfrac{\dot{V}_x + \dot{V}_x^*}{2} \\ v_b(t) = \operatorname{Re}(\dot{V}_x \, \dot{\gamma}^2) = \dfrac{\dot{V}_x \, \dot{\gamma}^2 + (\dot{V}_x \, \dot{\gamma}^2)^*}{2} \\ v_c(t) = \operatorname{Re}(\dot{V}_x \, \dot{\gamma}) = \dfrac{\dot{V}_x \, \dot{\gamma} + (\dot{V}_x \, \dot{\gamma})^*}{2} \end{cases} \tag{A.26}$$

Para o cálculo do vetor espacial, é conveniente neste caso a utilização da expressão A.15, que fornece o vetor no sistema $\alpha'\beta'$, na forma complexa, diretamente a partir das tensões instantâneas de fase (eq. A.26).

$$\begin{aligned}\vec{V}_{\alpha'\beta'}(t) &= \frac{2}{3}\left(v_a(t)+v_b(t)\dot{\gamma}+v_c(t)\dot{\gamma}^2\right)\\ &= \frac{2}{3}\left(\frac{\dot{V}_x \quad + \quad \dot{V}_x^*}{2}+\frac{\dot{V}_x\,\dot{\gamma}^2+(\dot{V}_x\,\dot{\gamma}^2)^*}{2}\dot{\gamma}+\frac{\dot{V}_x\,\dot{\gamma}+(\dot{V}_x\,\dot{\gamma})^*}{2}\dot{\gamma}^2\right)\\ &= \dot{V}_x\end{aligned} \tag{A.27}$$

Conclui-se que:

$$\vec{V}_{\alpha'\beta'}(t)=\dot{V}_x=\dot{V}_a\,e^{jh\omega t}=V_h^+e^{j\phi_h^+}\,e^{jh\omega t}=V_h^+\,e^{j(h\omega t+\phi_h^+)} \tag{A.28}$$

O vetor tem amplitude constante V_h^+ e gira no sentido anti-horário com velocidade $h\omega$, de acordo com o ilustrado na figura A.10. Para t=0, o vetor tem ângulo igual a $\phi_h{}^+$, sendo numericamente idêntico (na notação complexa) ao fasor da tensão da fase *a*. O lugar geométrico percorrido pelo vetor espacial é uma circunferência de raio V_h^+. Apesar dos resultados acima terem sido obtidos a partir da notação complexa, também valem para a notação vetorial.

Volta-se aqui a discutir o porquê do fator 2/3 introduzido na eq. A.1. Ele garante que para sistemas equilibrados e senoidais o raio da circunferência seja igual ao valor de pico das tensões de fase. Esta característica é bastante útil ao se utilizarem vetores espaciais para a análise de problemas de qualidade de energia e para a elaboração de estratégias de controle de sistemas de conversores estáticos.

Apresenta-se um exemplo com $V_h^+=1pu$ e $\phi_h^+=30^o$. Têm-se as tensões mostradas na figura A.9. Calculando-se o vetor $\vec{V}$, obtém-se o lugar geométrico (LG) do caminho percorrido pelo vetor $\vec{V}$, que é mostrado na figura A.10. O vetor $\vec{V}$ apresenta amplitude constante $V_h^+=1pu$, girando no sentido anti-horário com velocidade $h\omega$, percorrendo uma circunferência de raio $V_h^+=1pu$. Para t=0, o vetor terá ângulo $\phi_h^+=30^o$, e, na forma complexa, será numericamente igual ao fasor da tensão da fase *a* que é $\dot{V}_a=1e^{j\pi/6}\,pu$.

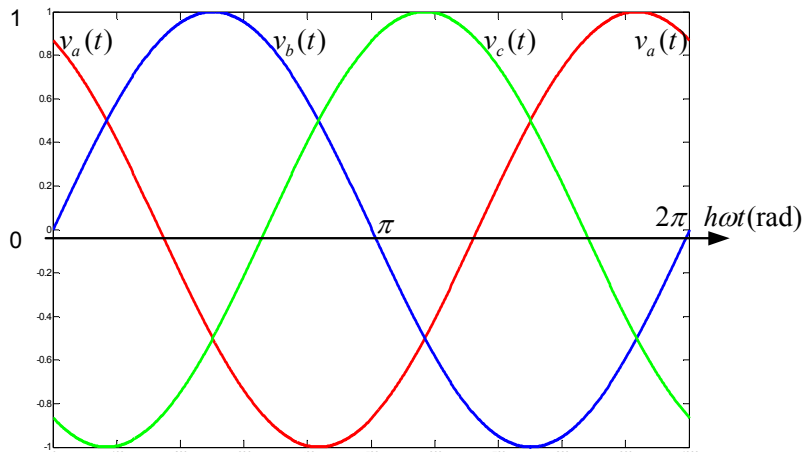

figura A.9 Conjunto de tensões de seqüência positiva de amplitude unitária.

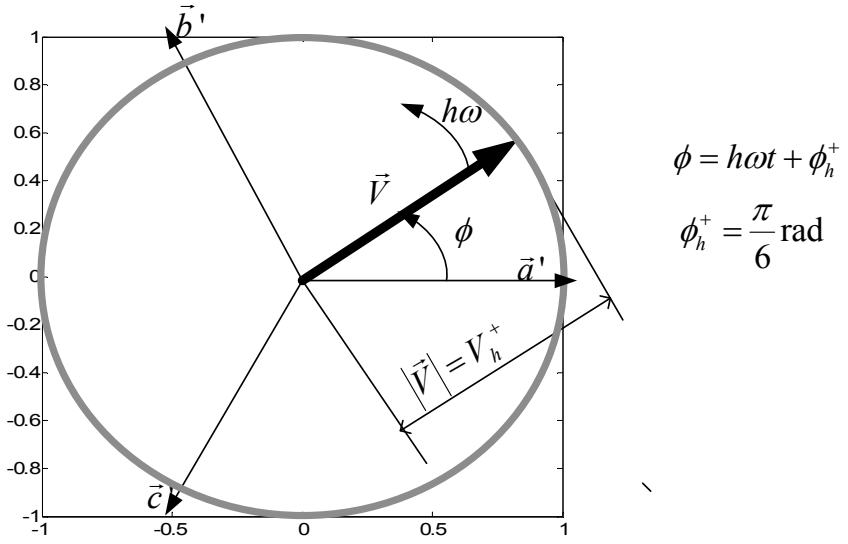

Figura A.10 Lugar Geométrico do vetor correspondente a um terno de tensões de seqüência positiva de amplitude unitária. Vetor mostrado para t=0s.

Será analisado a seguir o comportamento do vetor espacial no sistema $d'q'$. Neste caso também será utilizada a notação complexa, aplicando-se a transformação mostrada na eq. A.21 ao vetor obtido na eq. A.28:

$$\vec{V}_{d'q'} = e^{-j\theta} \cdot \vec{V}_{\alpha'\beta'} = e^{-j\omega t - \theta_0} \cdot V_h^+ e^{j(h\omega t + \phi_h^+)} = V_h^+ e^{j((h-1)\omega t + \phi_h^+ - \theta_0)} \qquad \text{(A.29)}$$

Conclui-se que vetores de harmônicos de tensão de seqüência positiva e freqüência $h\omega$, no plano $d'q'$, têm amplitude V_h^+ e giram no sentido anti-horário com velocidade $(h-1)\omega$ (figura A.11a). Para o componente fundamental ($h=1$) o vetor fica parado (figura A.11b).

Assim, no plano $d'q'$, componentes de seqüência positiva, na freqüência fundamental, produzem um vetor parado com amplitude V_h^+ e ângulo $\phi_1^+ - \theta_0$ (figura A.11b).

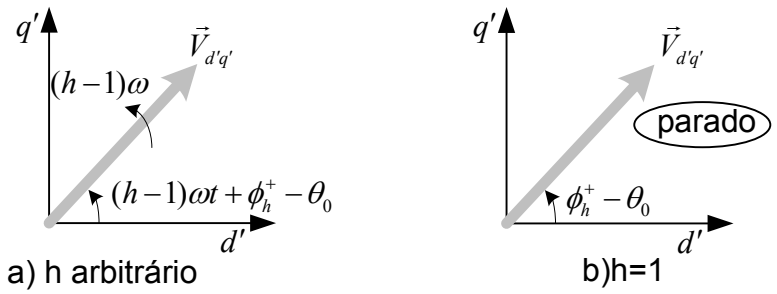

Figura A.11 Vetor de Seqüência Positiva no plano *d'q'*:
a) *h* arbitrário , b) *h*=1 .

A.1.6.2 Tensões (correntes) simétricas de seqüência negativa.

Consideram-se agora as três tensões de seqüência negativa, com amplitude V_h^- e freqüência $h\omega$, descritas pela eq. A.30.

$$\begin{cases} v_a(t) = V_h^- \cos(h\omega t + \phi_h^-) \\ v_b(t) = V_h^- \cos(h\omega t + 2\pi/3 + \phi_h^-) \\ v_c(t) = V_h^- \cos(h\omega t - 2\pi/3 + \phi_h^-) \end{cases} \tag{A.30}$$

Utilizando-se o mesmo procedimento do item anterior, obtêm-se as equações A.31 e A.32.

$$\begin{cases} \dot{V}_a = V_h^- e^{j\phi_h^-} \\ \dot{V}_b = V_h^- e^{\phi_h^- + j2\pi/3} = \dot{V}_a \dot{\gamma} \\ \dot{V}_c = V_h^- e^{\phi_h^- - j2\pi/3} = \dot{V}_a \dot{\gamma}^2 \end{cases} \quad , \quad \dot{\gamma} = e^{j2\pi/3} \tag{A.31}$$

$$\begin{cases} v_a(t) = \mathrm{Re}(\dot{V}_a e^{jh\omega t}) \\ v_b(t) = \mathrm{Re}(\dot{V}_b e^{jh\omega t}) = \mathrm{Re}(\dot{V}_a \dot{\gamma} \; e^{jh\omega t}) \\ v_c(t) = \mathrm{Re}(\dot{V}_c e^{jh\omega t}) = \mathrm{Re}(\dot{V}_a \dot{\gamma}^2 \; e^{jh\omega t}) \end{cases} \tag{A.32}$$

Considerando $\dot{V}_x = \dot{V}_a e^{jh\omega t}$, e a fórmula de Euler, reescreve-se a eq. A.32:

$$\begin{cases} v_a(t) = \mathrm{Re}(\dot{V}_x) & = \dfrac{\dot{V}_x + \dot{V}_x^*}{2} \\ v_b(t) = \mathrm{Re}(\dot{V}_x\,\dot{\gamma}) & = \dfrac{\dot{V}_x\,\dot{\gamma} + (\dot{V}_x\,\dot{\gamma})^*}{2} \\ v_c(t) = \mathrm{Re}(\dot{V}_x\,\dot{\gamma}^2) & = \dfrac{\dot{V}_x\,\dot{\gamma}^2 + (\dot{V}_x\,\dot{\gamma}^2)^*}{2} \end{cases} \tag{A.33}$$

Substituindo $v_a(t), v_b(t), v_c(t)$ da eq. A.33 na expressão A.15 obtém-se:

$$\vec{V}_{\alpha'\beta'}(t) = \frac{2}{3}\left(v_a(t) + v_b(t)\dot{\gamma} + v_c(t)\dot{\gamma}^2\right) = \dot{V}_x^* \tag{A.34}$$

Conclui-se que:

$$\vec{V}_{\alpha'\beta'}(t) = \dot{V}_x^* = \dot{V}_a^*\, e^{-jh\omega t} = V_h^- e^{-j\phi_h^-}\, e^{-jh\omega t} = V_h^-\, e^{j(-h\omega t - \phi_h^-)} \tag{A.35}$$

O vetor tem amplitude constante V_h^- e gira no sentido anti-horário com velocidade $h\omega$, de acordo com o ilustrado na figura A.12. Para t=0, o vetor tem ângulo igual a $-\phi_h^-$, sendo numericamente idêntico (na notação complexa) ao complexo conjugado do fasor da tensão da fase a ($\dot{V}_a$). O lugar geométrico percorrido pelo vetor espacial é uma circunferência de raio V_h^-.

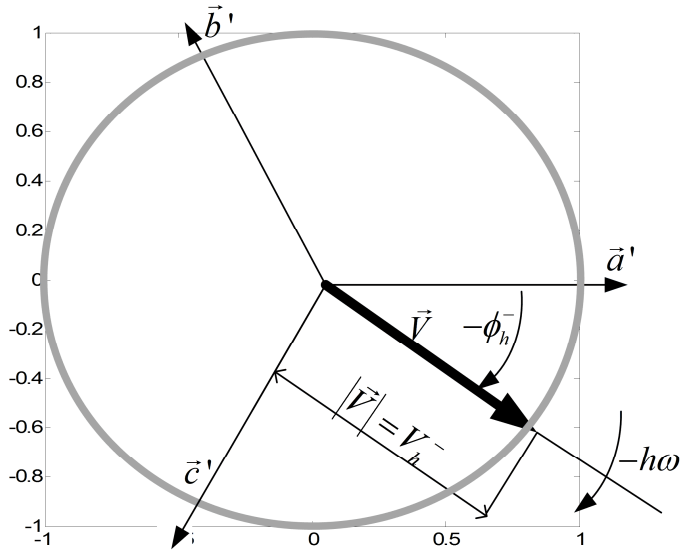

Figura A.12 Lugar Geométrico do vetor correspondente a um terno de tensões de seqüência negativa de amplitude unitária. O vetor é mostrado para t=0.

Será analisado a seguir o comportamento do vetor espacial no sistema $d'q'$. Neste caso também será utilizada a notação complexa, aplicando-se a transformação mostrada na eq. A.21 no vetor obtido na eq. A.35:

$$\vec{V}_{d'q'} = e^{-j\theta} \cdot \vec{V}_{\alpha'\beta'} = e^{-j\omega t-\theta_0} \cdot V_h^- \, e^{j(-h\omega t-\phi_h^-)} = V_h^- e^{j((-h-1)\omega t-\phi_h^- -\theta_0)} \qquad \text{(A.36)}$$

Conclui-se que vetores de harmônicos de tensão de seqüência negativa e freqüência $h\omega$, têm no plano $d'q'$ amplitude V_h^- e giram no sentido horário com velocidade $(h+1)\omega$ (figura A.13a). Para o componente fundamental ($h=1$) o vetor gira com velocidade 2ω (figura A.13b).

Assim, no plano $d'q'$, componentes de seqüência negativa, na freqüência fundamental, produzem um vetor que se move no sentido horário com freqüência dupla, e com amplitude V_h^- (figura A.13b).

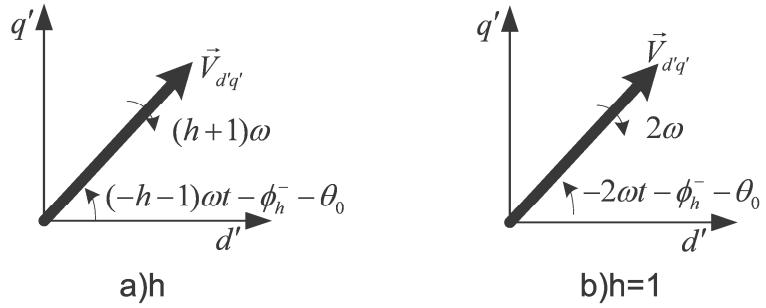

Figura A.13 Vetor de Seqüência Negativa no plano *d'q'*:
a) *h* arbitrário , b) *h*=1.

A.1.6.3 Tensões (correntes) simétricas de seqüência zero.

Para as tensões de seqüência zero descritas na eq. A.37:

$$v_a(t) = v_b(t) = v_c(t) = v_z = V_h^z \cos(h\omega t + \phi_h^0) \qquad \text{(A.37)}$$

Substituindo a eq. A.37 na expressão A.15 obtém-se:

$$\vec{V}_{\alpha'\beta'}(t) = \frac{2}{3}\left(v_a(t) + v_a(t)\dot{\gamma} + v_a(t)\dot{\gamma}^2\right) = \frac{2}{3} v_a(t)\left(1 + \dot{\gamma} + \dot{\gamma}^2\right) = 0 \qquad \text{(A.38)}$$

Conforme já explicado no item A.1.2, componentes de seqüência zero produzem vetor nulo.

A.1.6.4 Tensões (correntes) não balanceadas.

Consideram-se neste item as tensões desbalanceadas com freqüência $h\omega$, descritas na eq. A.39:

$$\begin{cases} v_a(t) = V_h^+ \cos(h\omega t + \phi_h^+) + V_h^- \cos(h\omega t + \phi_h^-) \\ v_b(t) = V_h^+ \cos(h\omega t - 2\pi/3 + \phi_h^+) + V_h^- \cos(h\omega t + 2\pi/3 + \phi_h^-) \\ v_c(t) = \underbrace{V_h^+ \cos(h\omega t + 2\pi/3 + \phi_h^+)}_{sequencia\ positiva \rightarrow vetor\ \vec{V}_h^+} + \underbrace{V_h^- \cos(h\omega t - 2\pi/3 + \phi_h^-)}_{sequencia\ negativa \rightarrow vetor\ \vec{V}_h^-} \end{cases} \quad (A.39)$$

Como as eqs. A.1 e A.15 correspondem a transformações lineares, aplicando-se o teorema da superposição obtém-se o vetor $\vec{V}_h$ como a soma dos vetores $\vec{V}_h^+$ e $\vec{V}_h^-$, respectivamente associados às tensões de seqüências positiva e negativa, já descritos nos itens anteriores. $\vec{V}_h^+$ gira no sentido anti-horário com velocidade $h\omega$, e $\vec{V}_h^-$ gira no sentido horário com velocidade $h\omega$ (figura A.14). O vetor resultante $\vec{V}_h$, mostrado na figura A.14, $\vec{V}$ percorre uma trajetória elíptica. Para sistemas com predominância de componente de seqüência positiva $V_h^+ >> V_h^- (\left|\vec{V}_h^+\right| >> \left|\vec{V}_h^-\right|)$, a trajetória tende à circunferência da figura A.10. A elipse será tão mais degenerada quanto maior for o módulo da seqüência negativa $\left|\vec{V}_h^-\right| = V_h^-$.

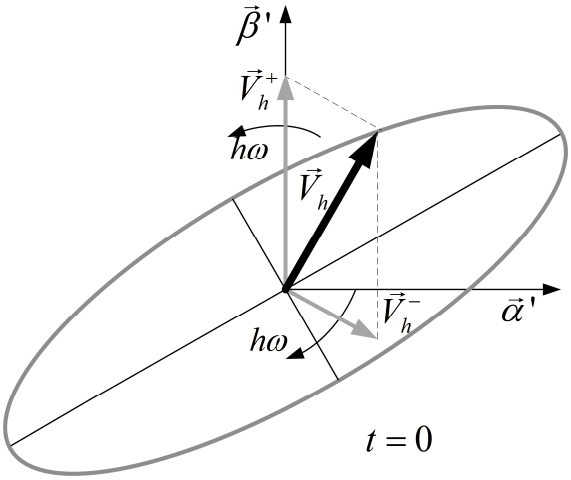

Figura A.14 Lugar geométrico de $\vec{V}_h$ para tensões desequilibradas.
(figura elaborada com $V_h^- = V_h^+ / 2$, $\phi_h^+ = +90^o, \phi_h^- = +30^o$)

Para deixar mais claras as afirmações do parágrafo anterior, apresenta-se a figura A.15, que mostra a posição dos vetores $\vec{V}^{+}, \vec{V}^{-}$, e o vetor resultante $\vec{V}_h$ para 5 instantes diferentes:

- $t = 0$: o vetor $\vec{V}_h^{+}$ está com ângulo $+\phi_h^{+}$ e o vetor $\vec{V}_h^{-}$ está com ângulo $-\phi_h^{-}$.

- $t = t_1$ e $t_3 = t_1 + 2T_h / 4$ (T_h é o período do harmônico de freqüência $h\omega$): os dois vetores estão em sentidos opostos, resultando em $\vec{V}_h$ com amplitude:

$$\left|\vec{V}_h(t_1)\right| = \left|V_h^{+} - V_h^{-}\right| = \left|\left|\vec{V}_h^{+}\right| - \left|\vec{V}_h^{-}\right|\right|, \tag{A.40}$$

que é metade da base menor da elipse. Por inspeção verifica-se que a base menor ocorre no ângulo:

$$\lambda_{base\,menor} = \frac{\left(\phi_h^{+} - \phi_h^{-}\right)}{2} \pm \frac{\pi}{2} \tag{A.41}$$

- $t_2 = t_1 + T_h / 4$ e $t_4 = t_1 + 3T_h / 4$: os dois vetores estão alinhados resultando em $\vec{V}_h$ com amplitude :

$$\left|\vec{V}_h(t_2)\right| = \left|V_h^{+} + V_h^{-}\right| = \left|\left|\vec{V}_h^{+}\right| + \left|\vec{V}_h^{-}\right|\right|, \tag{A.42}$$

que é a metade da base maior da elipse. Por inspeção verifica-se que a base maior ocorre nos ângulos:

$$\lambda_{base\,maior} = \frac{\left(\phi_h^{+} - \phi_h^{-}\right)}{2} + z\pi \qquad (z = 0, 1, 2...) \tag{A.43}$$

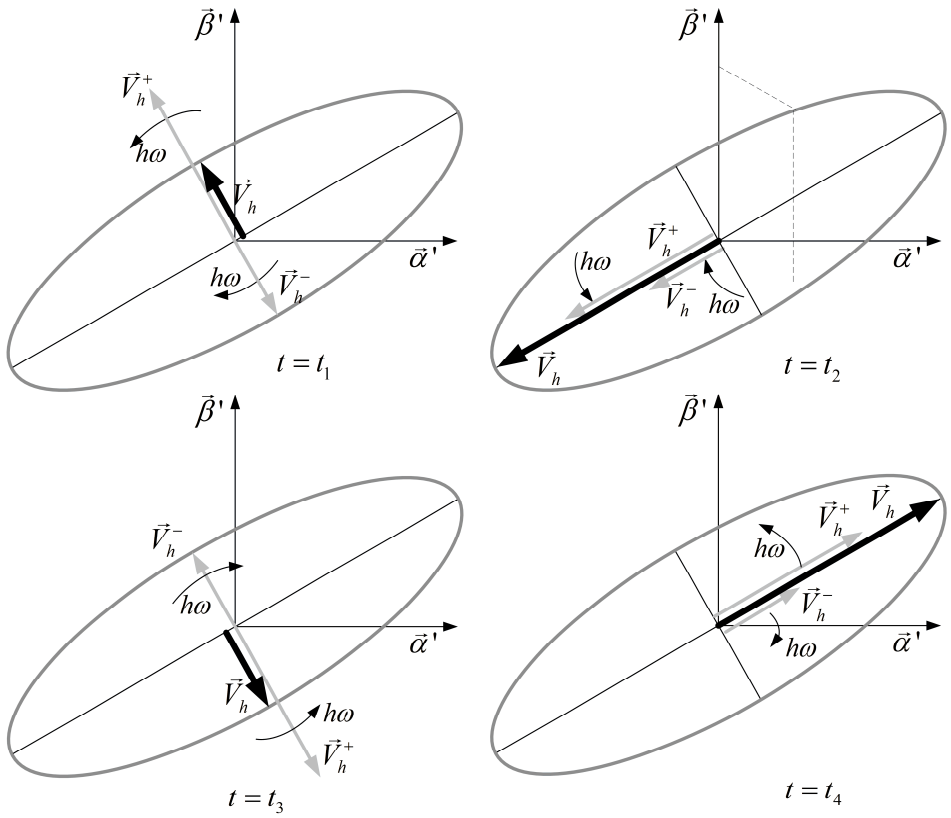

Figura A.15 Caminhamento passo a passo do vetor $\vec{V}_h$, resultante dos vetores $\vec{V}_h^+$ e $\vec{V}_h^-$.
(figura elaborada com $V_h^- = V_h^+ / 2$, $\phi_h^+ = +90^o, \phi_h^- = +30^o$)

A explicação acima fornece um método simples para o cálculo em tempo real da amplitude dos componentes de seqüências positiva e negativa. Calcula-se em tempo real a amplitude do vetor $\vec{V}_h$, extraindo-se seus valores máximo e mínimo. Resolve-se o sistema de equações formado pelas equações A.40 e A.42, obtendo-se V_h^+ e V_h^-.

Será analisado a seguir o pior caso de desequilíbrio, caracterizado por uma carga monofásica. Será considerada uma resistência conectada entre as fases *a* e *b*. Consideram-se as tensões de fase definidas pelos fasores (em termos de valores de pico):

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_a = V^{j\phi} \\ \dot{V}_b = Ve^{j(\phi - 2\pi/3)} \\ \dot{V}_c = Ve^{j(\phi + 2\pi/3)} \end{bmatrix} \quad , \ \dot{\gamma} = e^{j2\pi/3} \tag{A.44}$$

Verifica-se que os fasores das correntes (em termos de valores de pico) são:

$$\begin{cases} \dot{I}_a = \dfrac{\dot{V}_a - \dot{V}_b}{R} = \dfrac{\sqrt{3}Ve^{j(\phi+\pi/6)}}{R} = Ie^{j(\phi+\pi/6)} \\ \dot{I}_b = -\dot{I}_a = -Ie^{j(\phi+\pi/6)} \\ \dot{I}_c = 0 \end{cases} \tag{A.45}$$

Calculam-se os fasores dos componentes de seqüência positiva e negativa das correntes:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}^z \\ \dot{I}^+ \\ \dot{I}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \gamma & \gamma^2 \\ 1 & \gamma^2 & \gamma \end{bmatrix}\begin{bmatrix} Ie^{j(\phi+\pi/6)} \\ -Ie^{j(\phi+\pi/6)} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} `0 \\ I/\sqrt{3}\ \ e^{j(\phi)} \\ I/\sqrt{3}\ \ e^{j(\phi+\pi/3)} \end{bmatrix} \tag{A.45a}$$

Observa-se que as seqüências positiva e negativa tem a mesma amplitude (grau de desequilibrio é máximo com valor $I^- / I^+ = 1$). Pela discussão feita na figura A.15, tem-se uma elipse com base maior de comprimento $2(I/\sqrt{3} + I/\sqrt{3}) = 4I/\sqrt{3}$, com ângulo da base maior de $\lambda_{base\,maior} = \left(\phi_h^+ - \phi_h^-\right)/2 = (\phi - \phi - \pi/3)/2 = -\pi/6\ rad$ (ou $5\pi/6\,\text{rad}$), e base menor nula. Em outras palavras, uma carga monofásica resulta em uma elipse bastante degenerada, que se torna uma reta com comprimento $4I/\sqrt{3}$ e ângulo -30° (vide figura A.16).

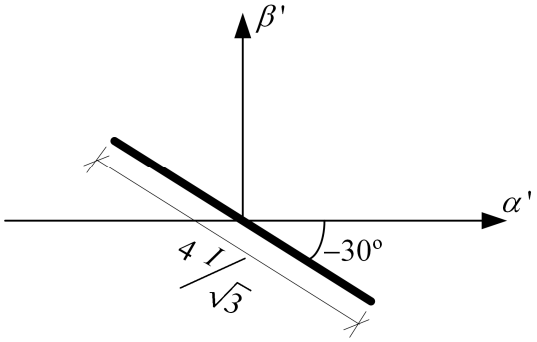

Figura A.16 LG do Vetor Espacial da Corrente de Carga monofásica conectada entre as fases *a* e *b*.

A dedução acima foi apresentada para uma corrente senoidal. Pode-se generalizar considerando $i_a(t) = -i_b(t)$, arbitrárias, e $i_c(t) = 0$. Pode-se calcular o vetor espacial da corrente de carga pela eq. A.1:

$$\vec{I}(t) = \frac{2}{3}\left(i_a(t)\vec{a}\,' + i_b(t)\vec{b}\,' + i_c(t)\vec{c}\,'\right) = \frac{2}{3}\left(i_a(t)\vec{a}\,' - i_a(t)\vec{b}\,' + 0\,\vec{c}\,'\right) =$$
$$= \frac{2}{3} i_a(t)(\vec{a}\,' - \vec{b}\,') = \frac{2}{\sqrt{3}} i_a(t)\vec{\delta} \qquad \text{(A.46)}$$

O novo vetor $\vec{\delta} = (\vec{a} - \vec{b})/\sqrt{3}$, é unitário com ângulo de -30°. A eq. A.46 descreve uma reta paralela a $\vec{\delta}$. Verifica-se que uma carga monofásica arbitrária, conectada às fases *a* e *b*, produz um vetor espacial cujo lugar geométrico é uma reta com ângulo de -30°. Se o valor de pico for I, o vetor terá uma amplitude máxima de $(2/\sqrt{3})\ I$, e o comprimento da reta gerada será de $(4/\sqrt{3})\ I$, estando de acordo com a análise feita para o caso senoidal (figura A.16).

Falta analisar o comportamento do vetor espacial de um sistema desequilibrado, no sistema $d'q'$. Considera-se aqui apenas a freqüência fundamental ($h = 1$). Os valores das amplitudes (de pico) e fases das seqüências positiva e negativa são respectivamente V_1^+ ,ϕ_1^+,V_1^-,ϕ_1^-. Observa-se na figura A.17, que o vetor $\vec{V}_1^+$ correspondente à parcela de seqüência positiva permanecerá parado com amplitude V_1^+ e ângulo ϕ_1^+. O vetor $\vec{V}_1^-$ girará com velocidade angular de 2ω no sentido horário. O lugar geométrico do vetor será uma circunferência de raio V_1^-, centrada na extremidade do vetor $\vec{V}_1^+$.

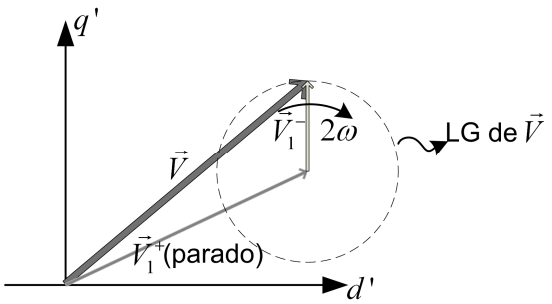

Figura A.17 LG do Vetor Espacial de um terno de tensões desequilibradas no plano $d'q'$.

A.1.6.5 Tensões (correntes) deformadas e desequilibradas- aplicação em filtros.

Para o caso mais geral têm-se tensões idênticas às descritas nas equações A.22 e A.30, simultaneamente para diversos harmônicos ($h = 1, 2, ...\infty$). No sistema de referência fixo ($a'b'c'$ e $\alpha'\beta'$) observa-se a contribuição dos diversos vetores na figura A.18.

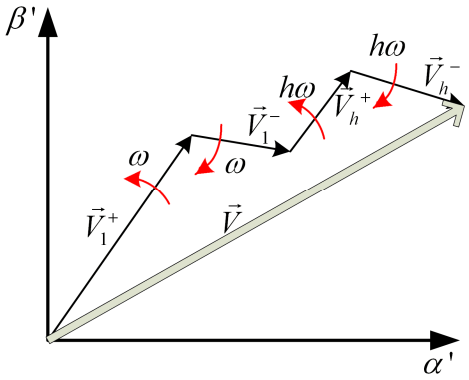

Figura A.18 Contribuição dos vetores $\vec{V}_1^+; \vec{V}_1^-; \vec{V}_h^+; \vec{V}_h^- (h = 2, 3, 4...\infty)$ no plano $a'\beta'$.

No plano $d'q'$, o vetor $\vec{V}_1^+$ permanecerá parado e os demais girarão com as velocidades indicadas na figura A.19.

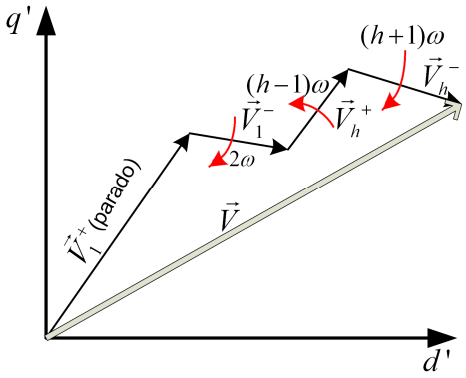

Figura A.19 Contribuição dos vetores $\vec{V}_1^+; \vec{V}_1^-; \vec{V}_h^+; \vec{V}_h^- (h = 2, 3, 4...\infty)$ no plano $d'q'$.

Cada uma das projeções $v_{d'}$ e $v_{q'}$ nos eixos d' e q' respectivamente, podem ser decompostas em duas parcelas, sendo uma constante ($\bar{v}_{d'}$ ou $\bar{v}_{q'}$), e outra variável com valor médio nulo ($\tilde{v}_{d'}$ ou $\tilde{v}_{q'}$), conforme indicado na eq. A.47:

$$\begin{cases} v_{d'} = \bar{v}_{d'} + \tilde{v}_{d'} \\ v_{q'} = \bar{v}_{q'} + \tilde{v}_{q'} \end{cases} \tag{A.47}$$

As parcelas constantes $\overline{v}_{d'}$ e $\overline{v}_{q'}$ correspondem às coordenadas do vetor de seqüência positiva de freqüência fundamental $\vec{V}_1^+$. As parcelas $\tilde{v}_{d'}$ e $\tilde{v}_{q'}$ incluem a contribuição dos vetores associados aos componentes harmônicos ($\vec{V}_h^+;\vec{V}_h^-$; h>1) e ao componente de seqüência negativa $\vec{V}_1^-$.

Como exemplo de aplicação, a figura A.20 ilustra uma estratégia para obtenção em tempo real das tensões de seqüência positiva.

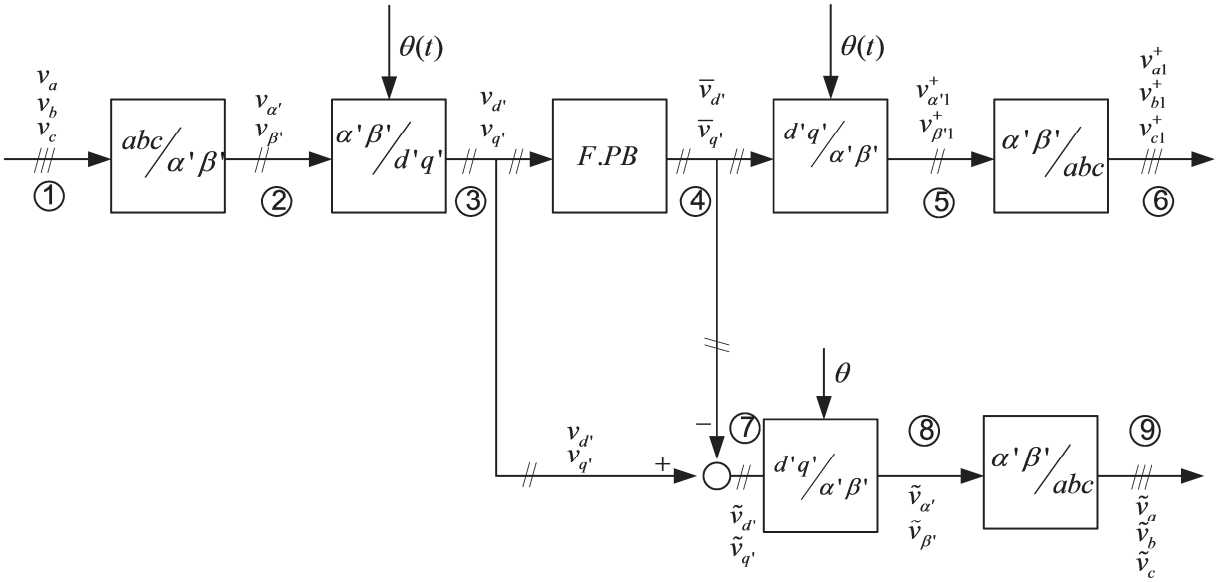

Figura A.20: Aplicação dos vetores espaciais em filtro, para obtenção da seqüência positiva em tempo real.

Obtêm-se os sinais $\overline{v}_{d'}$ e $\overline{v}_{q'}$ (ponto 4 da figura A.20), como resultado do processamento dos sinais $v_{d'}$ e $v_{q'}$ (ponto 3) em um filtro passa baixas com freqüência de corte bem menor que a freqüência fundamental das tensões v_a, v_b, v_c (ponto 1), para que as parcelas $\tilde{v}_{d'}$ e $\tilde{v}_{q'}$ sejam suficientemente atenuadas. Aplicando-se a transformação de coordenadas reversa, obtêm-se no ponto 6 os sinais instantâneos de seqüência positiva $v_{a1}^+, v_{b1}^+, v_{c1}^+$ dos sinais originais v_a, v_b, v_c (ponto 1). Este filtro pode ser empregado, por exemplo, em instrumentação voltada à área de qualidade de energia, ou no cálculo dos sinais de referência de sistemas condicionadores de energia e compensadores de perturbações na rede.

Caso necessário, podem-se obter os sinais $\tilde{v}_{d'}$ e $\tilde{v}_{q'}$ (ponto 7) subtraindo-se $\overline{v}_{d'}$ e $\overline{v}_{q'}$, de $v_{d'}$ e $v_{q'}$ respectivamente. Com a transformação reversa, obtêm-se os sinais $\tilde{v}_a, \tilde{v}_b, \tilde{v}_c$ (harmônicos e seqüência negativa). Esta estratégia pode ser utilizada em um filtro série de tensão onde os sinais $\tilde{v}_a, \tilde{v}_b, \tilde{v}_c$ são injetados com polaridade invertida, através de conversores conectados em série entre a rede e a carga. As tensões na carga passam a ser senoidais e equilibradas.

Por dualidade pode-se empregar a estratégia acima para compensar desequilíbrios e desequilíbrios na corrente de carga. Neste caso, as correntes de compensação são injetadas via conversor conectado em paralelo com a carga.

Caso seja necessária a extração da seqüência negativa basta substituir o ângulo original do sistema $d'q'$ ditado por $\theta(t) = \theta_0 + \omega t$, por $\theta(t) = \theta_0 - \omega t$. As parcelas constantes corresponderão à seqüência negativa. Com a mesma estratégia, consegue-se extrair qualquer componente harmônico empregando-se $\theta(t) = \theta_0 + h\omega t$ para as seqüências positivas e $\theta(t) = \theta_0 - h\omega t$ para as negativas.

A.2- <u>Vetor Espacial no espaço, para sistemas trifásicos a quatro fios</u>.

Define-se o vetor espacial $\vec{V}$ no espaço $\Re^3$, nos sistemas de coordenadas fixos abc e $\alpha\beta 0$, e girante $dq0$. Apresenta-se uma interpretação geométrica que relaciona os três sistemas de coordenadas

Sistemas trifásicos com 4 fios não podem ser analisados com os vetores no plano mostrados no item A.1. Torna-se necessário um sistema de coordenadas com três eixos. A primeira proposta é o uso de uma base ortonormal positiva abc formada pelos vetores unitários $\vec{a}, \vec{b}, \vec{c}$ (fig. A.21) no espaço $\Re^3$. Para as tensões de fase instantâneas $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$ (fig. A.1), define-se o vetor espacial $\vec{V}$ em $\Re^3$ por:

$$\vec{V} = v_a(t) \cdot \vec{a} + v_b(t) \cdot \vec{b} + v_c(t) \cdot \vec{c} \qquad \text{(A.48)}$$

A figura A.21 mostra o vetor espacial na base abc. Ao longo do trabalho, não serão utilizadas notações distintas para vetores no plano e no espaço.

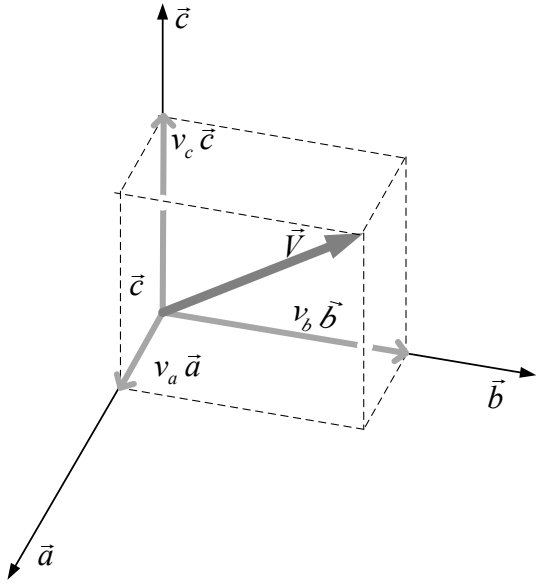

Figura A.21: Vetor no sistema abc - espaço $\Re^3$.

Considerando-se um terno de tensões de seqüência zero $v_a(t) = v_b(t) = v_c(t) = v_z(t)$ (v_z definido na eq. A.11), verifica-se que o lugar geométrico percorrido pelo vetor $\vec{V}$ é uma reta eqüidistante dos três eixos, conforme mostrado na figura A.22. A reta é paralela ao eixo $\vec{0}$, que é definido por:

$$\vec{0} = \frac{\vec{a} + \vec{b} + \vec{c}}{\left|\vec{a} + \vec{b} + \vec{c}\right|} = \frac{\vec{a} + \vec{b} + \vec{c}}{\sqrt{3}} \tag{A.49}$$

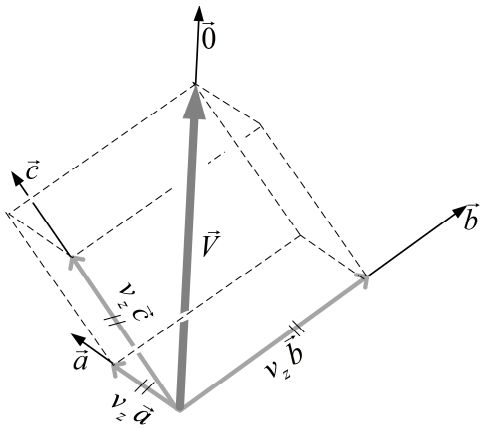

Figura A.22 Lugar Geométrico dos vetores de sequência zero.

O lugar geométrico dos vetores que têm componente de seqüência zero nulo é dado pela eq. A.50, que descreve um plano perpendicular ao eixo $\vec{0}$, mostrado na figura A.23.

$$v_0 = \sqrt{3}v_z = \sqrt{3}\,\frac{\left(v_a + v_b + v_c\right)}{3} = 0 \;\Rightarrow\; v_a + v_b + v_c = 0 \tag{A.50}$$

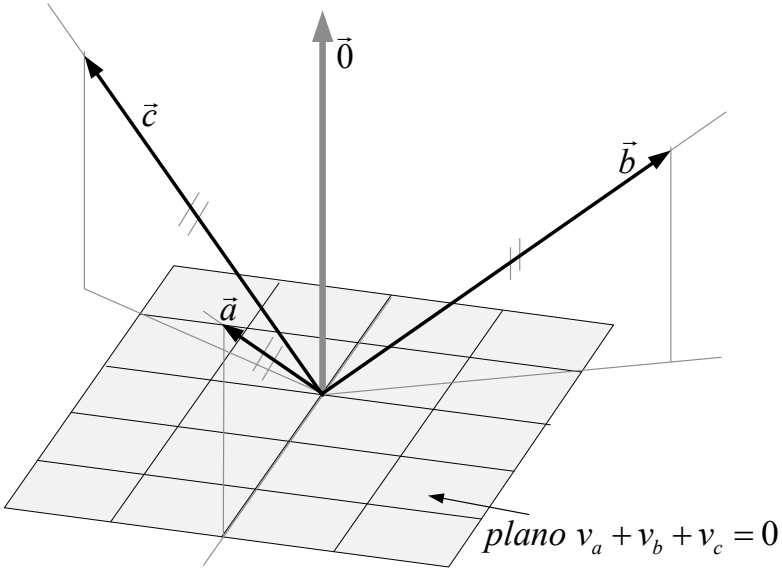

Figura A.23 Plano que define o Lugar Geométrico dos vetores com seqüência zero nula.

Define-se na figura A.24 o sistema de coordenadas $\alpha\beta$ no plano $v_a(t)+v_b(t)+v_c(t)=0$. O vetor $\vec{\alpha}$ é paralelo à projeção de $\vec{a}$ sobre o plano, que a partir deste ponto será denominado de plano $\alpha\beta$. O vetor $\vec{\beta}$ é perpendicular a $\vec{\alpha}$ e a $\vec{0}$, de modo que $\vec{\alpha}, \vec{\beta}$ e $\vec{0}$ formam uma base ortonormal positiva ($\vec{0} = \vec{\alpha} \times \vec{\beta}$). Esta interpretação geométrica da relação entre os vetores foi apresentada em Buso (2006) e Akagi (1997).

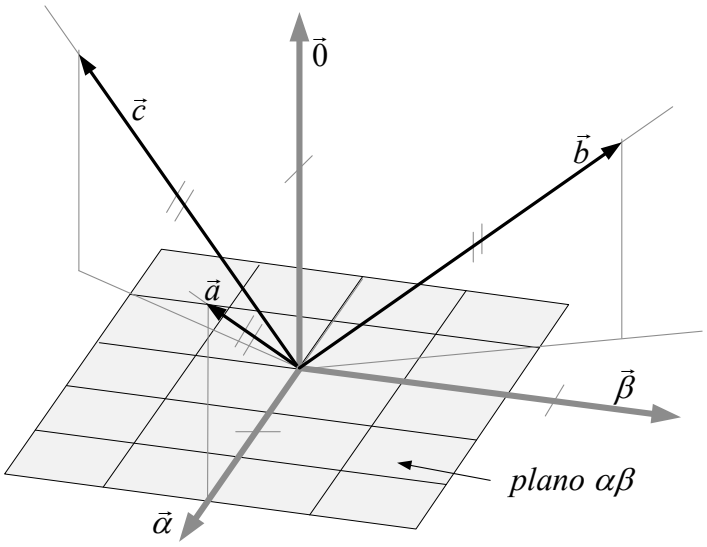

Figura A.24 Sistemas de coordenadas abc e $\alpha\beta 0$ no espaço $\Re^3$.

A relação entre as coordenadas do vetor $\vec{V}$ nos sistemas abc e $\alpha\beta 0$ é dada pela equação A.51 (Akagi et al(1999) e Akagi et al(2007)).

$$\vec{\mathbf{V}}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} v_0(t) \\ v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T}\,\vec{\mathbf{V}}_{\alpha\beta 0} \qquad \text{(A.51)}$$

A equação A.51 descreve uma transformação ortogonal, que possui as seguintes propriedades:

- a matriz inversa de $\mathbf{T}$ é igual a sua transposta, ou seja:

$$\mathbf{T}^{-1} = \mathbf{T}^t \qquad \text{(A.52)}$$

- a amplitude e a posição relativa (ângulos) entre vetores não se altera com a transformação de coordenadas. Esta propriedade será útil no próximo capítulo onde serão discutidos os conceitos de potência instantânea.

Ressalta-se neste ponto que:

- não se deve confundir v_0 (eq. A.51) com $v_z = (v_a + v_b + v_c)/3$ (eq. A.11). Se v_z existir nas três fases (a, b, c) (fig. A.22), ele contribuirá para a coordenada do eixo $\vec{0}$ com um valor $v_0 = \sqrt{3}\ v_z$ (fig. A.22, e eq. A.51).

- para sistemas trifásicos a três fios, ou sistemas a quatro fios com seqüência zero nula, o vetor $\vec{V}$ permanece no plano $\alpha\beta$. Valem neste caso todas as considerações feitas ao longo deste capítulo para o sistema $\alpha'\beta'$.

- a transformação $\mathbf{T}_{\mathbf{abc}\rightarrow\boldsymbol{\alpha'\beta'}}$ apresentada na equação A.6 é semelhante às duas últimas linhas da transformação $\mathbf{T}$ (eq. A.51) diferindo de um fator multiplicativo ($2/3$ na primeira e $\sqrt{2/3}$ na segunda). Perde-se com a transformação $\mathbf{T}$ a propriedade de sistemas equilibrados terem como lugar geométrico uma circunferência de raio igual ao valor de pico das tensões (correntes) de fase (o raio passa a ser $\sqrt{3/2}$ vezes o valor de pico). Ganha-se com a transformação $\mathbf{T}$, obtendo-se invariância da amplitude e do ângulo entre vetores com a mudança do sistema de coordenadas.

- foi utilizado o apostrofo em todas as variáveis discutidas para vetores no plano;

- visualizando-se a figura A.24 por cima do plano $\alpha\beta$ na direção do eixo $\vec{0}$, ou seja, projetando-se os eixos coordenados abc e $\alpha\beta 0$ no plano $\alpha\beta$, observa-se a figura A.4. Os vetores unitários $\vec{a},\vec{b},\vec{c}$ (em $\Re^3$) são visto projetados no plano $\alpha\beta$ como os vetores $\vec{a}',\vec{b}',\vec{c}'$ (em $\Re^2$). Os vetores $\vec{\alpha},\vec{\beta}$ são projetados sobre $\vec{\alpha}',\vec{\beta}'$.

Os artigo (Akagi, et al, 1999) e o livro (Akagi, et al, 2007) utilizam $\mathbf{T}$ para sistemas trifásicos a quatro fios. Os livros (Akagi, et al, 2007) e (Buso, Matavelli, 2006) utilizam $\mathbf{T}$ mesmo para analise de sistemas trifásicos a tres fios. O livro (Lazar, 1990) utiliza $\mathbf{T}_{\mathbf{abc\rightarrow\alpha'\beta'}}$. A propriedade da invariância apresentada por $\mathbf{T}$ é explorada por (Akagi, et al, 2007) para o cálculo da potência instantânea; pela dissertação m6 e por (Pinheiro, et al, 2004) para a análise de conversores trifásicos a quatro fios, e por c71 para a análise de sistemas PLL.

Nos itens A.1.4 e A.1.5 discutiram-se as propriedades do sistema de coordenadas girante $d'q'$ e algumas das suas aplicações. Pode-se do mesmo modo, descrever o sistema de coordenadas ortonormal $dq0$ no espaço, onde o os eixos $\vec{d}$ e $\vec{q}$ giram em torno do eixo de rotação formado pelo vetor $\vec{0}$. A figura A.25 ilustra o novo sistema $dq0$, enfatizando sua relação com os sistemas abc e $\alpha\beta 0$. O ângulo entre os eixos $\vec{d}$ e $\vec{a}$, e entre $\vec{q}$ e $\vec{\beta}$ é descrito pela eq. A.16.

A coordenada do eixo $\vec{0}$ é idêntica para os sistemas $\alpha\beta 0$ e $dq0$. A transformação de Park (Park, 1929) entre sistemas de coordenadas $\alpha\beta \Leftrightarrow dq$ é idêntica à apresentada no item A.1.5 para a conversão $\alpha'\beta' \Leftrightarrow d'q'$, resultando em:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\theta & -\operatorname{sen}\theta \\ 0 & \operatorname{sen}\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} \tag{A.53}$$

E na relação inversa:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\theta & \operatorname{sen}\theta \\ 0 & -\operatorname{sen}\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \tag{A.54}$$

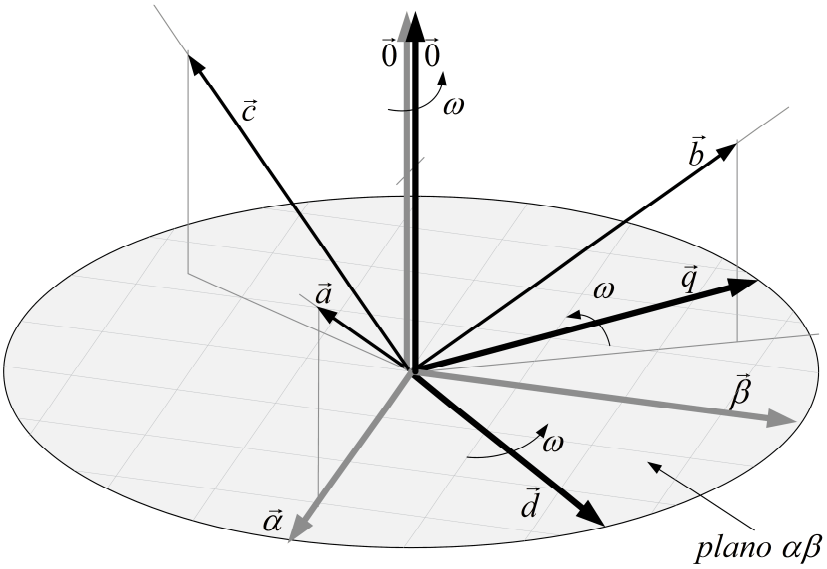

Figura A.25 Definição do sistema de coordenadas girante $dq0$.

Pode-se também obter as coordenadas no sistema *dq0* diretamente a partir do sistema *abc* pela relação (Akagi, et al, 2007):

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\operatorname{sen}\theta & -\operatorname{sen}(\theta - 2\pi/3) & -\cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{A.55}$$

APÊNDICE B

B. CÁLCULO DA POTÊNCIA INSTANTÂNEA A PARTIR DOS VETORES ESPACIAIS

Apresenta-se o cálculo das potências ativa e reativa instantâneas a partir dos vetores espaciais, fornecendo-se uma interpretação geométrica, baseada em (Nabae, et al, 1995),para as potências instantâneas (Akagi, et al, 2007). Explicita-se o cálculo destas nos sistemas *abc*, $\alpha'\beta'$, $d'q'$, $\alpha\beta 0$ e *dq0*. Discute-se sua utilização para a geração dos sinais de referência de compensadores de perturbações.

B.1 <u>Potência Instantânea nos sistemas *abc, α'β' e d'q'* (trifásico – 3 fios)</u>

Mostra-se que a potência ativa instantânea $p(t)$ é calculada pelo produto escalar entre os vetores tensão e corrente. Mostra-se que para a notação complexa dos vetores $p(t)$ é a parte real do produto entre o vetor tensão e o complexo conjugado do vetor corrente.

B.1.1 Potência Instantânea no sistema *abc*

Apresenta-se o cálculo da potência instantânea p(t) no sistema abc como o produto escalar dos vetores tensão e corrente.

Para uma carga (fonte) trifásica conectada em estrela, mostrada na figura B.1, com tensões entre as fases e o centro da estrela: $v_a(t), v_b(t), v_c(t)$; e correntes de linha $i_a(t), i_b(t), i_c(t)$, e baseando-se na conservação da potência instantânea, define-se a potência instantânea trifásica consumida pela carga, pela soma das potências instantâneas em cada carga (fonte):

$$p(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \tag{B.1}$$

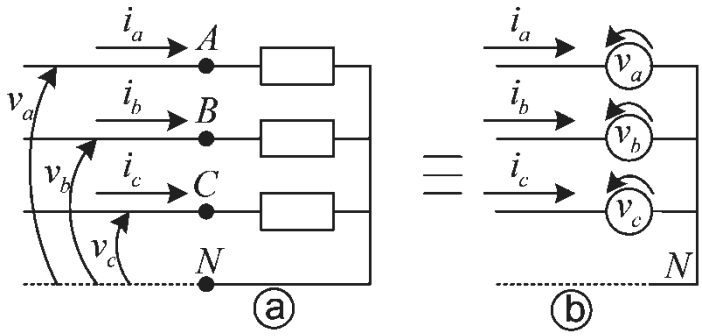

Figura B.1 Carga trifásica em estrela sem neutro.

Definindo-se os vetores $\vec{V}_{abc}$ e $\vec{I}_{abc}$ em $\Re^3$:

$$\vec{V}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \vec{I}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{B.2}$$

Verifica-se que a potência instantânea é o produto escalar entre os vetores $\vec{V}_{abc}$ e $\vec{I}_{abc}$:

$$p(t) = \vec{V}_{abc} \bullet \vec{I}_{abc} = \vec{V}_{abc}{}^{T}\ \vec{I}_{abc} \tag{B.3}$$

B.1.2 Potência Instantânea no sistema $\alpha'\beta'$

Apresenta-se o cálculo da potência instantânea p(t) no sistema $\alpha'\beta'$ como o produto escalar dos vetores tensão e corrente.

Aplicando-se a transformação da eq.A.9 aos vetores $\vec{V}_{abc}$ e $\vec{I}_{abc}$ obtém-se:

$$\vec{V}_{abc} = \mathbf{T}_{\boldsymbol{\alpha'\beta'\rightarrow abc}}\, \vec{V}_{\alpha'\beta'} \tag{B.4}$$

$$\vec{I}_{abc} = \mathbf{T}_{\boldsymbol{\alpha'\beta'\rightarrow abc}}\, \vec{I}_{\alpha'\beta'} \tag{B.5}$$

Calculando-se $p(t)$ pela eq. B.3:

$$p(t) = \vec{V}_{abc} \bullet \vec{I}_{abc} = \vec{V}_{abc}{}^{T}\ \vec{I}_{abc} = \left(\mathbf{T}_{\alpha'\beta'\to\mathbf{abc}}\,\vec{V}_{\alpha'\beta'}\right)^{T}\left(\mathbf{T}_{\alpha'\beta'\to\mathbf{abc}}\,\vec{I}_{\alpha'\beta'}\right) = \\ = \vec{V}^{T}_{\alpha'\beta'}\ \mathbf{T}^{T}{}_{\alpha'\beta'\to\mathbf{abc}}\ \ \mathbf{T}_{\alpha'\beta'\to\mathbf{abc}}\,\vec{I}_{\alpha'\beta'} \tag{B.6}$$

A partir da eq. A.9 obtém-se:

$$\mathbf{T}^{T}{}_{\mathbf{abc}\to\alpha'\beta'}\ \mathbf{T}_{\mathbf{abc}\to\alpha'\beta'} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} = \\ = \frac{3}{2}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \frac{3}{2}\mathbf{I} \tag{B.7}$$

Das equações B.6 e B.7 obtêm-se:

$$p(t) = \vec{V}^{T}_{\alpha'\beta'}\ \frac{3}{2}\mathbf{I}\,\vec{I}_{\alpha'\beta'} = \frac{3}{2}\vec{V}^{T}_{\alpha'\beta'}\ \vec{I}_{\alpha'\beta'} = \frac{3}{2}\vec{V}_{\alpha'\beta'} \bullet \vec{I}_{\alpha'\beta'} = \frac{3}{2}\left(v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta}\right) \tag{B.8}$$

Conclui-se que a potência trifásica instantânea pode ser calculada pelo produto escalar dos vetores da tensão e da corrente no plano $\alpha'\beta'$ multiplicado por $3/2$.

O fator $3/2$ aparece devido ao fator $2/3$ incluído nas eqs. A.1, A.2, A.6, para que vetores correspondentes a sistemas equilibrados tenham amplitude igual ao valor de pico das tensões (correntes) de fase. No item B.3 será mostrado que o uso do fator $\sqrt{2/3}$, na eq. A.51, elimina o fator $3/2$ no cálculo da potência.

A figura B.2 mostra os vetores $\vec{V}_{\alpha'\beta'}$ e $\vec{I}_{\alpha'\beta'}$ no plano $\alpha'\beta'$. Se as amplitudes dos vetores forem $\left|\vec{V}_{\alpha'\beta'}\right| = \hat{V}$ e $\left|\vec{I}_{\alpha'\beta'}\right| = \hat{I}$; e seus respectivos ângulos forem $\xi_V(t)$ e $\xi_I(t)$, sabe-se que o produto escalar pode ser escrito como:

$$p(t) = \frac{3}{2}\vec{V}_{\alpha'\beta'} \bullet \vec{I}_{\alpha'\beta'} = \frac{3}{2}\hat{V}(t)\hat{I}(t)\cos\underbrace{\left(\xi_V(t) - \xi_I(t)\right)}_{\varphi(t)} \tag{B.9}$$

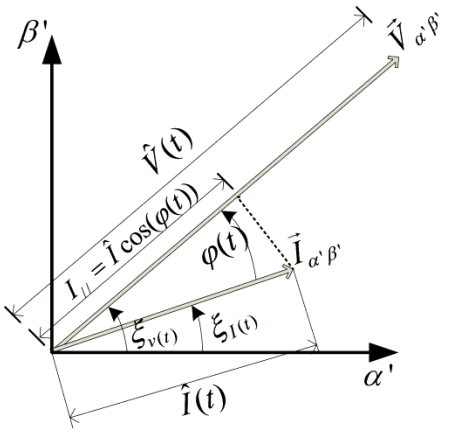

Figura B.2 Vetores espaciais da tensão e corrente no plano $\alpha'\beta'$.

Em outras palavras, verifica-se que a potência instantânea trifásica também pode ser obtida pelo produto das amplitudes dos vetores de tensão e de corrente, e do cosseno do ângulo entre eles $\left(\varphi(t) = \xi_V(t) - \xi_I(t)\right)$.

Uma interpretação geométrica para o produto escalar, que é bastante útil, considera $p(t)$ dado pelo produto da amplitude do vetor da tensão pela projeção do vetor da corrente sobre o vetor tensão ($I_{\|}(t) = \hat{I}(t)\cos\left(\varphi(t)\right)$ (figura (B.2), conforme indicado na equação a seguir:

$$p(t) = \frac{3}{2}\hat{V}(t)\underbrace{\hat{I}(t)\cos\left(\varphi(t)\right)}_{I_{\|}(t)} = \frac{3}{2}\hat{V}(t)I_{\|}(t) \tag{B.10}$$

Apesar da grande semelhança das eqs. B.9 e B.10, com a potência em uma carga monofásica em regime permanente senoidal deve-se tomar cuidado para não confundi-las. Uma carga trifásica linear, em regime permanente, alimentada por tensões de fase senoidais com valores eficazes $V_{a\_ef}, V_{b\_ef}, V_{c\_ef}$, com fases $\xi_{Va}, \xi_{Vb}, \xi_{Vc}$, com valores eficazes das correntes de linha $I_{a\_ef}, I_{b\_ef}, I_{c\_ef}$, e respectivas fases $\xi_{Ia}, \xi_{Ib}, \xi_{Ic}$, consome uma potência média ou potência ativa igual a:

$$\begin{aligned} P = \frac{1}{T}\int_0^T p(t)dt = V_{a\_ef}I_{a\_ef}\cos\left(\xi_{Va} - \xi_{Ia}\right) + \\ + V_{b\_ef}I_{b\_ef}\cos\left(\xi_{Vb} - \xi_{Ib}\right) + V_{c\_ef}I_{c\_ef}\cos\left(\xi_{Vc} - \xi_{Ic}\right) \end{aligned} \tag{B.11}$$

Se forem considerados harmônicos de tensão e de corrente, em regime permanente, deve-se calcular a eq. B.11 para cada harmônico. Nota-se que a expressão B.10 é muito mais

compacta, e mais geral, pois inclui os harmônicos, e pode ser utilizada em regime transitório. Para evitar a confusão das equações B.9 e B.10, com a equação da potência média em regime senoidal, reforça-se na simbologia, quando necessário, o caráter instantâneo das amplitudes e ângulos dos vetores.

Mesmo assim consegue-se estabelecer uma relação entre os fasores e os vetores, para o caso equilibrado em regime senoidal, a ser mostrada no item B.3.1.

B.1.3 Potência Instantânea no sistema $d'q'$

Apresenta-se o cálculo da potência instantânea p(t) no sistema $d'q'$ como o produto escalar dos vetores tensão e corrente.

Analogamente pode-se calcular a potência instantânea utilizando-se vetores descritos no sistema dq. Partindo-se da potência no sistema $a'\beta'$, apresentada na eq. B.8, e da transformação de coordenadas $\mathbf{N}_{\mathbf{d'q'\to\alpha'\beta'}}$ definida na eq. A.18:

$$\begin{aligned} p(t) &= \frac{3}{2}\vec{V}_{\alpha'\beta'} \bullet \vec{I}_{\alpha'\beta'} = \frac{3}{2}\vec{V}^T_{\alpha'\beta'}\ \vec{I}_{\alpha'\beta'} = \\ &= \frac{3}{2}\left(\mathbf{N}_{\mathbf{d'q'\to\alpha'\beta'}}\vec{V}_{d'q'}\right)^T\ \mathbf{N}_{\mathbf{d'q'\to\alpha'\beta'}}\vec{I}_{d'q'} = \\ &= \frac{3}{2}\vec{V}^T_{d'q'}\ \mathbf{N}^T_{\mathbf{d'q'\to\alpha'\beta'}}\ \mathbf{N}_{\mathbf{d'q'\to\alpha'\beta'}}\vec{I}_{d'q'} = \frac{3}{2}\vec{V}^T_{d'q'}\ \mathrm{I}\ \vec{I}_{d'q'} \\ &= \frac{3}{2}\vec{V}^T_{d'q'}\ \vec{I}_{d'q'} = \frac{3}{2}\vec{V}_{d'q'} \bullet \vec{I}_{d'q'} = \frac{3}{2}(v_{d'}i_{d'} + v_{q'}i_{q'}) \end{aligned} \quad . \tag{B.12a}$$

Conclui-se que a potência trifásica instantânea também pode ser calculada pelo produto escalar dos vetores da tensão e da corrente no plano $d'q'$ multiplicado por $3/2$.

Considerando-se a interpretação geométrica do produto escalar feita no item anterior, verifica-se pela figura B.3 que a transformação $\alpha'\beta' \to d'q'$ mantém as amplitudes ($\hat{V}(t)$ e $\hat{I}(t)$) e o ângulo $\varphi(t)$ entre os vetores.

Assim, $p(t)$ pode ser obtida por:

$$p(t)=\frac{3}{2}\vec{V}_{d'q'}\bullet\vec{I}_{d'q'}=\frac{3}{2}\hat{V}(t)\hat{I}(t)\cos\underbrace{\left((\xi_V(t)-\theta(t))-(\xi_I(t)-\theta(t))\right)}_{\varphi(t)}=$$
$$=\frac{3}{2}\hat{V}(t)\underbrace{\hat{I}(t)\cos\left(\varphi(t)\right)}_{I_{\|}(t)}\;=\;\frac{3}{2}\hat{V}(t)I_{\|}(t)\;, \qquad \text{(B.12b)}$$

que é idêntica à eq. B.10, para o sistema $a'\beta'$.

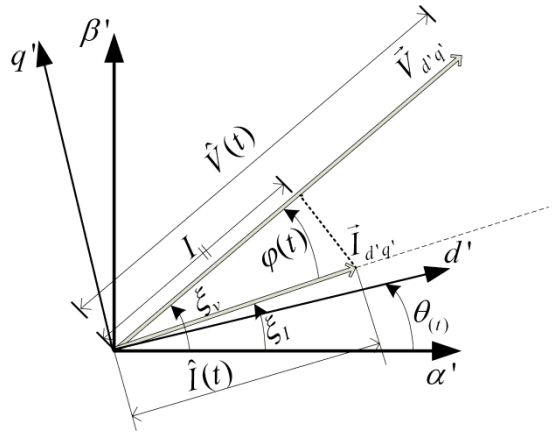

Figura B.3 Vetores espaciais da tensão e corrente no plano $d'q'$.

B.1.4 Generalizando para carga arbitrária e discutindo detalhes da medição das tensões e correntes para sistemas a três fios

Apresenta-se a generalização do teorema de Blondel para tensões e correntes arbitrárias.

A aparente restrição da definição da eq. B.1 para cargas (fontes) conectadas em estrela pode ser facilmente eliminada, generalizando-se a aplicação desta equação para sistemas a três fios. O livro (Akagi, et al, 2007) mostra que a soma de um componente de seqüência zero às três tensões de fase (figura B.4a) resulta na potência $p'(t)$:

$$p'(t)=\left(v_a+v_z\right)i_a+\left(v_b+v_z\right)i_b+\left(v_c+v_z\right)i_c=$$
$$=v_ai_a+v_bi_b+v_ci_c+v_z\left(i_a+i_b+i_c\right) \qquad \text{(B.13)}$$

No sistema trifásico a três fios têm-se $i_a+i_b+i_c=0$, resultando em:

$$p'(t)=v_ai_a+v_bi_b+v_ci_c=p(t) \qquad \text{(B.14)}$$

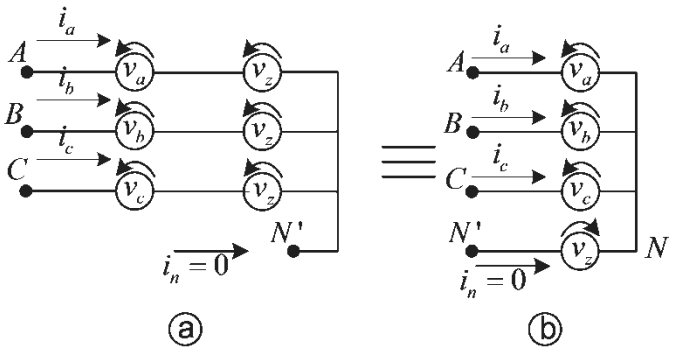

Figura B.4 Efeito da injeção de seqüência zero às tensões em $p(t)$.

Chega-se à mesma conclusão por simples análise do circuito da figura B.4a, que corresponde ao circuito da figura B.1 com a inclusão da seqüência zero v_z. Pelo teorema do deslocamento das fontes redesenha-se a figura B.4a, obtendo-se a B.4b. Nela fica claro que a corrente que atravessa a fonte v_z é nula, pois $i_n = 0$, resultando em potência nula nesta fonte (carga).

Conclui-se que a injeção de uma tensão de seqüência zero às três tensões originais v_a, v_b, v_c não afeta o valor de $p(t)$. Esta propriedade permite que o ponto N' seja arbitrariamente escolhido, possibilitando a medida de $p(t)$ mesmo em casos onde o ponto N não existe , ou não está acessível.

Como o valor da potência trifásica é independente de v_z, pode-se impor $v_z = -v_c$. Isso equivale a fazer o ponto N' coincidir com o ponto C da figura B.4, resultando em tensões medidas entre os pontos A, B, C e o ponto N' com valores:

$$\begin{cases} v'_a = v_a - v_c = v_{a-c} \\ v'_b = v_b - v_c = v_{b-c} \\ v'_c = v_c - v_c = 0 \end{cases} \tag{B.15}$$

A equação B.1 torna-se:

$$p(t) = v_{a-c}\, i_a + v_{b-c}\, i_b + 0\, i_c = v_{a-c}\, i_a + v_{b-c}\, i_b \tag{B.16}$$

O mesmo raciocínio pode ser aplicado para N' conectado ao ponto A resultando em $p(t) = v_{b-a}\, i_b + v_{c-a}\, i_c$, ou ao ponto B, resultando em $p(t) = v_{a-b}\, i_a + v_{c-b}\, i_c$. Esta é a versão instantânea do teorema de Blondel que afirma que para um sistema com F fios são necessários

F-1 wattímetros. Pode-se alternativamente afirmar que são necessárias *F-1* medições de corrente e *F-1* medições de tensão.

É importante notar que se pode medir a potência trifásica para uma carga (fonte) qualquer independente da existência física do ponto N, e do tipo de ligação (estrela, triângulo, ou uma composição das duas).

Alternativamente pode-se processar o terno de tensões $\vec{V}' = \left[v'_a \; v'_b \; v'_c\right]^t = \left[v_{a-c} \; v_{b-c} \; 0\right]^t$ no filtro de seqüência zero descrito na equação A.13, obtendo-se $\left[v_{a\_fil} \; v_{b\_fil} \; v_{c\_fil}\right]^t = \mathbf{B}\vec{V}'$, medidas em relação ao neutro virtual N. Obtém-se a potência $p(t)$ pela eq. B.1.

Se o cálculo de $p(t)$ for executado no sistema $\alpha'\beta'$ (eq. B.8), pode-se aplicar a matriz $\mathbf{T_{abc\rightarrow\alpha'\beta'}}$ indistintamente ao terno de tensões $\left[v_{a-c} \; v_{b-c} \; 0\right]^t = \left[v'_a \, v'_b \, v'_c\right]^t$ ou a $\mathbf{B}\left[v_{a-c} \; v_{b-c} \; 0\right]^t = \mathbf{B}\left[v'_a \, v'_b \, v'_c\right]^t$. Computacionalmente a primeira opção é mais eficiente, pois a matriz $\mathbf{T_{abc\rightarrow\alpha'\beta'}}$ também extrai o componente de seqüência zero, conforme discutido no item A.1.2 (fig. A.5).

B.1.5 Cálculo de $p(t)$ com vetores na notação complexa

Apresenta-se o cálculo de $p(t)$ nos sistemas $\alpha'\beta'$ e $d'q'$ a partir de vetores na notação complexa, verificando-se sua semelhança com a potência complexa para sistemas senoidais em regime permanente.

Dados os vetores $\vec{V}_{\alpha'\beta'}$ e $\vec{I}_{\alpha'\beta'}$ na forma complexa:

$$\left[\begin{array}{l} \vec{V}_{\alpha'\beta'} = v_{\alpha'} + j\,v_{\beta'} \\ \vec{I}_{\alpha'\beta'} = i_{\alpha'} + j\,i_{\beta'} \end{array}\right. \tag{B.17}$$

Verifica-se a seguir que vale a igualdade[1]:

$$p(t) = \frac{3}{2}\left(v_{\alpha'} i_{\alpha'} + v_{\beta'} i_{\beta'}\right) = \frac{3}{2}\mathrm{Re}\left(\vec{V}_{\alpha'\beta'}\,\vec{I}^{*}_{\alpha'\beta'}\right) = \tag{B.18a}$$

Para isso, desenvolve-se o lado direito da eq. B.18.a, obtendo-se:

$$\begin{aligned} p(t) &= \frac{3}{2}\mathrm{Re}\left(\left(v_{\alpha'} + j\,v_{\beta'}\right)\left(i_{\alpha'} + j\,i_{\beta'}\right)^{*}\right) = \\ &= \frac{3}{2}\mathrm{Re}\left(\underbrace{\left(v_{\alpha'} i_{\alpha'} + v_{\beta'} i_{\beta'}\right)}_{parte\,real} + j\left(\underbrace{v_{\beta'} i_{\alpha'} - v_{\alpha'} i_{\beta'}}_{parte\,imaginária}\right)\right) = \\ &= \frac{3}{2}\left(v_{\alpha'} i_{\alpha'} + v_{\beta'} i_{\beta'}\right) \end{aligned} \tag{B.18b}$$

Assim como nas equações B.9 e B.12b, verifica-se a forte semelhança da expressão B.18a com a potência complexa para regime permanente senoidal, no caso monofásico.

Será verificada a seguir a aplicação da eq. B.18a para vetores na notação complexa, forma exponencial (ou polar). Os vetores da eq. B.17 são reescritos na forma exponencial, empregando-se os parâmetros definidos na figura B.2:

$$\left[\begin{aligned} \vec{V}_{\alpha'\beta'} &= \hat{V}\ e^{j\xi_V} \\ \vec{I}_{\alpha'\beta'} &= \hat{I}\ e^{j\xi_I} \end{aligned}\right. \tag{B.19}$$

Aplicando-os na eq. B.18 obtém-se a eq. B.20, cujo resultado é idêntico ao das eqs. B.9 e B.12b, ou seja, $p(t)$ é igual ao produto dos módulos dos vetores de tensão e de corrente e do cosseno da diferença de fase entre os dois.

$$\begin{aligned} p(t) &= \frac{3}{2}\mathrm{Re}\left(\vec{V}_{\alpha'\beta'}\,\vec{I}^{*}_{\alpha'\beta'}\right) = \frac{3}{2}\mathrm{Re}\left(\hat{V}\ e^{j\xi_V}\ \hat{I}\ e^{-j\xi_I}\right) = \\ &= \frac{3}{2}\hat{V}\hat{I}\,\mathrm{Re}\left(e^{j\xi_V - j\xi_I}\right) = \frac{3}{2}\hat{V}\hat{I}\cos\left(\xi_V - \xi_I\right) = \frac{3}{2}\hat{V}\hat{I}\cos\varphi = \frac{3}{2}\hat{V}I_{\parallel} \end{aligned} \tag{B.20}$$

Também se pode dizer que a potência instantânea é dada pelo produto do módulo do vetor tensão e da projeção do vetor corrente sobre o vetor tensão ($I_{\parallel} = \hat{I}\cos\varphi$). Este resultado é idêntico ao obtido nas eqs. B.9 e B.12b, a partir do produto escalar de vetores.

---

[1] Esta relação é utilizada por Weinhold em (Marschalko, Weinhold, 1992) e (Weinhold, 1998) e por Akagi, Watanabe e Aredes no livro (Akagi, et al, 2007).

Para os vetores descritos no sistema $d'q'$ com notação complexa:

$$\begin{cases} \vec{V}_{d'q'} = v_{d'} + j\,v_{q'} \\ \vec{I}_{d'q'} = i_{d'} + j\,i_{q'} \end{cases} , \tag{B.21}$$

calcula-se a potência $p(t)$ através da eq. B.22, obtendo-se resultado idêntico ao da eq. B.12a.

$$\begin{aligned} p(t) &= \frac{3}{2}\mathrm{Re}\left(\vec{V}_{d'q'}\,\vec{I}^{*}_{d'q'}\right) = \frac{3}{2}\mathrm{Re}\left(\left(v_{d'} + j\,v_{q'}\right)\left(i_{d'} + j\,i_{q'}\right)^{*}\right) = \\ &= \frac{3}{2}\mathrm{Re}\left(\underbrace{\left(v_{d'}i_{d'} + v_{q'}i_{q'}\right)}_{parte\,real} + j\left(\underbrace{v_{q'}i_{d'} - v_{d'}i_{q'}}_{parte\,imaginária}\right)\right) = v_{d'}i_{d'} + v_{q'}i_{q'} \end{aligned} \tag{B.22}$$

Na forma exponencial têm-se:

$$\begin{cases} \vec{V}_{d'q'} = \hat{V}\ e^{j(\xi_V - \theta)} \\ \vec{I}_{d'q'} = \hat{I}\ e^{j(\xi_I - \theta)} \end{cases} . \tag{B.23}$$

Obtém-se:

$$\begin{aligned} p(t) &= \frac{3}{2}\mathrm{Re}\left(\vec{V}_{d'q'}\,\vec{I}^{*}_{d'q'}\right) = \frac{3}{2}\mathrm{Re}\left(\hat{V}\ e^{j(\xi_V - \theta)}\ \hat{I}\ e^{-j(\xi_I - \theta)}\right) = \\ &= \frac{3}{2}\hat{V}\hat{I}\,\mathrm{Re}\left(e^{j\xi_V - j\xi_I}\right) = \frac{3}{2}\hat{V}\hat{I}\cos\left(\xi_V - \xi_I\right) = \frac{3}{2}\hat{V}\hat{I}\cos\varphi = \frac{3}{2}\hat{V}I_{\parallel} , \end{aligned} \tag{B.24}$$

que é idêntico ao resultado da eq. B.20 para vetores descritos em $\alpha'\beta'$. É também idêntico ao resultado obtido na eq. B.12b, baseando-se no produto escalar de vetores.

B.1.6 Definição da potência reativa instantânea

Define-se a potência reativa instantânea como o produto entre as amplitudes do vetor tensão e a projeção do vetor corrente no eixo em quadratura com $\vec{V}$. Mostra-se que a potência reativa também pode ser calculada pelo módulo do produto vetorial entre os vetores corrente e tensão.

Chega-se à expressão da potência reativa instantânea $q(t)$ comparando-se a interpretação geométrica de $p(t)$, obtida a partir de produtos escalares ou de projeções de vetores, com o cálculo da potência média para regime senoidal, caso monofásico. Para regime permanente senoidal, alimentando-se uma carga linear monofásica $\dot{Z} = Z\angle\varphi$ com uma tensão definida pelo fasor $\dot{V} = V_{ef}\angle\xi_V$ resulta em uma corrente:

$$\dot{I} = \frac{V_{ef}}{Z}\angle\left(\xi_V - \varphi\right) = I_{ef}\angle\left(\xi_V - \varphi\right) \tag{B.25}$$

As potências ativa e reativa são dadas por:

$$P = \mathrm{Re}\left(\dot{V}\dot{I}^*\right) = \mathrm{Re}\left(V_{ef}I_{ef}\cos\left(\varphi\right) + jV_{ef}I_{ef}sen\left(\varphi\right)\right) = V_{ef}I_{ef}\cos\left(\varphi\right) \tag{B.26}$$

$$Q = \mathrm{Im}\left(\dot{V}\dot{I}^*\right) = \mathrm{Im}\left(V_{ef}I_{ef}\cos\left(\varphi\right) + jV_{ef}I_{ef}\,\mathrm{sen}\left(\varphi\right)\right) = V_{ef}I_{ef}\,\mathrm{sen}\left(\varphi\right) \tag{B.27}$$

O fasor da corrente pode ser decomposto em duas parcelas, uma paralela e outra perpendicular ao fasor $\dot{V}$ de acordo com a figura B.5, permitindo reescrever as eqs. B.26 e B.27:

$$P = V_{ef}\left[I_{ef}\cos\left(\varphi\right)\right] = V_{ef}I_{\|ef} \tag{B.28}$$

$$Q = V_{ef}\left[I_{ef}\,\mathrm{sen}\left(\varphi\right)\right] = V_{ef}I_{\perp ef} \tag{B.29}$$

Conclui-se que apenas a parcela paralela a $\dot{V}$ produz potência ativa, enquanto a parcela perpendicular é responsável pela potência reativa.

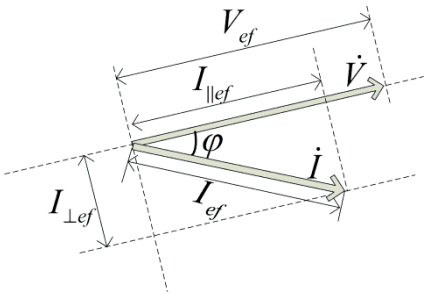

Figura B.5 Decomposição do fasor $\dot{I}$ nas parcelas $I_{\|ef}$ e $\vec{I}_{\perp ef}$.

Retorna-se ao caso vetorial. Como as amplitudes e ângulos entre vetores são independentes do sistema de coordenadas no plano $a'b'c'$, $\alpha'\beta'$ ou $d'q'$, consideram-se agora os vetores no plano, $\vec{V} = \vec{V}_{a'b'c'} = \vec{V}_{\alpha'\beta'} = \vec{V}_{d'q'}$ e $\vec{I} = \vec{I}_{a'b'c'} = \vec{I}_{\alpha'\beta'} = \vec{I}_{d'q'}$, mostrados na figura B.6.

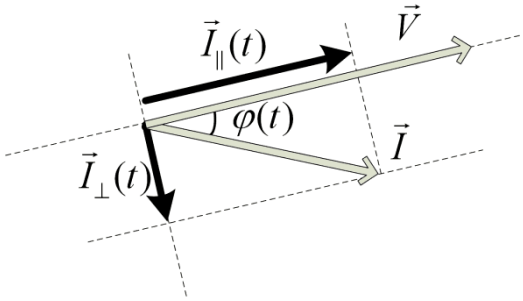

Figura B.6 Decomposição do vetor $\vec{I}$ em $\vec{I}_{\|}$ e $\vec{I}_{\perp}$.

Decompõe-se o vetor $\vec{I}$ em dois outros vetores[2], o primeiro $\vec{I}_{\|}$, paralelo ao vetor tensão $\vec{V}$, e o outro $\vec{I}_{\perp}$ perpendicular a $\vec{V}$, de modo que:

$$\vec{I} = \vec{I}_{\|} + \vec{I}_{\perp} \tag{B.30}$$

Pelo exposto nos itens anteriores conclui-se que:

a- Para a notação vetorial:

$$p(t) = \frac{3}{2}\vec{V} \bullet \vec{I} = \frac{3}{2}\vec{V} \bullet \left(\vec{I}_{\|} + \vec{I}_{\perp}\right) = \frac{3}{2}\left(\vec{V} \bullet \vec{I}_{\|} + \vec{V} \bullet \vec{I}_{\perp}\right) \tag{B.31}$$

[2] Esta decomposição foi utilizada por Weinhold em (Marschalko, Weinhold, 1992) e (Weinhold, 1998). Nabae também a empregou em (Nabae, et al, 1995) para sistemas a 4 fios, porém trabalhou com notação vetorial, que será resgatada no item B.4.2. O artigo (Nabae, et al, 1996) apresenta a decomposição para vetores no sistema $\alpha\beta$.

O termo $\vec{V} \bullet \vec{I}_{\perp}$ é nulo, pois os vetores são instantaneamente perpendiculares, resultando em:

$$p(t) = \frac{3}{2}\vec{V} \bullet \vec{I} = \frac{3}{2}\vec{V} \bullet \vec{I}_{\parallel} = \frac{3}{2}\hat{V}\,\hat{I}\cos(\varphi) = \frac{3}{2}\hat{V}\,I_{\parallel} \tag{B.32}$$

Conclui-se que apenas a parcela do vetor corrente paralela a $\vec{V}$ contribui para a potência instantânea.

b- Para a notação complexa:

Aplicando-se a decomposição mostrada na eq. B.30 e na figura B.6 obtém-se:

$$\vec{I} = \vec{I}_{\parallel} + \vec{I}_{\perp} = \hat{I}\cos(\theta)e^{j\xi_V} + \hat{I}\,\mathrm{sen}(\theta)e^{j\xi_V - \pi/2} \tag{B.33}$$

onde:

$$\left[\begin{array}{l} \varphi = \xi_V - \xi_I \\ I_{\parallel} = \hat{I}\cos(\varphi) \\ I_{\perp} = \hat{I}\,\mathrm{sen}(\varphi) \end{array}\right. \tag{B.34}$$

Calculando-se $p(t)$ pela eq. B.20 obtém-se:

$$\begin{aligned} p(t) &= \frac{3}{2}\mathrm{Re}\left(\vec{V}\ \vec{I}^{*}\right) = \frac{3}{2}\mathrm{Re}\left(\vec{V}\ \left(\vec{I}_{\parallel} + \vec{I}_{\perp}\right)^{*}\right) = \\ &= \frac{3}{2}\mathrm{Re}\left(\hat{V}e^{j\xi_V}\ \hat{I}\cos(\varphi)e^{-j\xi_V} + \hat{V}e^{j\xi_V}\ \hat{I}\,\mathrm{sen}(\varphi)e^{j(\xi_V - \pi/2)}\ \right) = \\ &= \frac{3}{2}\mathrm{Re}\left(\hat{V}\,\hat{I}\cos(\varphi) + j\hat{V}\,\hat{I}\,\mathrm{sen}(\varphi)\right) = \frac{3}{2}\mathrm{Re}\left(\hat{V}\,I_{\parallel} + j\hat{V}\,I_{\perp}\right) = \\ &= \frac{3}{2}\hat{V}\,\hat{I}\cos(\varphi) = \frac{3}{2}\hat{V}\,I_{\parallel} \end{aligned} \tag{B.35}$$

Aqui também se verifica que apenas o componente de corrente paralelo a $\vec{V}$ contribui para $p(t)$.

Considerando-se:

a- a semelhança das eqs. B.10, B.12b, B.20, B.24, B.32 e B.35, obtidas por procedimentos distintos, com as equações para cálculo da potência ativa em circuitos em regime senoidal permanente apresentada nas eqs. B.26 e B.28;

b- que apenas a parcela da corrente paralela a $\vec{V}$ contribui com $p(t)$;

c- a semelhança das parcelas imaginárias das equações B.18b, B.20, B.22, B.24, B.35, e da parcela nula da eq. B.31, com a potência reativa apresentada nas eqs B.27 e B.29;

d- que o termo que envolve a parcela de corrente perpendicular não contribuiu com $p(t)$;

sugere-se que este novo termo, citado nos itens c e d acima, seja denominado de potência reativa instantânea $q(t)$. Akagi em (Akagi, et al, 2007) a denomina de potência imaginária instantânea. Este mesmo termo é denominado por (Marschalko, Weinhold, 1992) como potência instantânea não ativa, sendo calculado a partir de vetores na forma complexa conforme indicado na eq. B.36a.

Da parcela imaginária da eq. B.18b obtém-se:

$$q(t) = \frac{3}{2}\left(v_{\beta'} i_{\alpha'} - j\, v_{\alpha'} i_{\beta'}\right) = \frac{3}{2}\operatorname{Im}\left(\vec{V}_{\alpha'\beta'}\, \vec{I}^{*}_{\alpha'\beta'}\right) \tag{B.36a}$$

Da parcela imaginária da eq. B.20 obtém-se:

$$q(t) = \frac{3}{2}\operatorname{Im}\left(\vec{V}_{\alpha'\beta'}\, \vec{I}^{*}_{\alpha'\beta'}\right) = \frac{3}{2}\hat{V}\hat{I}\sin\varphi = \frac{3}{2}\hat{V}I_{\perp} \tag{B.36b}$$

Da parcela imaginária da eq. B.22 obtém-se:

$$q(t) = \frac{3}{2}\left(v_{q'} i_{d'} - v_{d'} i_{q'}\right) = \frac{3}{2}\operatorname{Im}\left(\vec{V}_{d'q'}\, \vec{I}^{*}_{d'q'}\right) \tag{B.37}$$

Da parcela imaginária da eq. B.24, considerando-se $\vec{I} = \vec{I}_{\parallel} + \vec{I}_{\perp}$ obtém-se:

$$q(t) = \frac{3}{2}\hat{V}\hat{I}\operatorname{sen}\varphi = \frac{3}{2}\hat{V}I_{\perp} = \frac{3}{2}\operatorname{Im}\left(\vec{V}_{d'q'}\, \vec{I}^{*}_{d'q'}\right) \tag{B.38}$$

A parcela nula da equação B.31 sugere que:

$$q(t) = \frac{3}{2}\vec{V} \bullet \vec{I}_{\perp} = \frac{3}{2}\hat{V}\, I_{\perp} \tag{B.38a}$$

Da equação B.35, onde $\vec{I} = \vec{I}_{\parallel} + \vec{I}_{\perp}$ obtém-se:

$$\begin{aligned} q(t) &= \frac{3}{2}\mathrm{Im}\left(\vec{V}\ \vec{I}^{*}\right) = \frac{3}{2}\mathrm{Im}\left(\vec{V}\ \left(\vec{I}_{\parallel} + \vec{I}_{\perp}\right)^{*}\right) = \\ &= \frac{3}{2}\mathrm{Im}\left(\hat{V}\,\hat{I}\cos(\varphi) + j\hat{V}\,\hat{I}\,\mathrm{sen}(\varphi)\right) = \frac{3}{2}\mathrm{Im}\left(\hat{V}\, I_{\parallel} + j\hat{V}\, I_{\perp}\right) = \\ &= \frac{3}{2}\hat{V}\,\hat{I}\,\mathrm{sen}(\varphi) = \frac{3}{2}\hat{V}\, I_{\perp} \end{aligned} \tag{B.39}$$

Conclui-se que apenas a parcela da corrente perpendicular à tensão contribui para a potência reativa instantânea $q(t)$.

Devido à semelhança de $q(t) = 3/2\ (\hat{V}\hat{I}\,\mathrm{sen}\,\varphi)$ com o módulo do produto vetorial entre $\vec{I}_{\alpha'\beta'}$ e $\vec{V}_{\alpha'\beta'}$ (ou entre $\vec{I}_{d'q'}$ e $\vec{V}_{d'q'}$), pode-se definir o vetor $\vec{q}(t)$ a partir dos vetores no plano $\alpha'\beta'$:

$$\vec{q}(t) = \frac{3}{2}\vec{I}_{\alpha'\beta'} \times \vec{V}_{\alpha'\beta'} = \begin{vmatrix} \vec{\alpha}' & \vec{\beta}' & \vec{z} \\ i_{\alpha'} & i_{\beta'} & 0 \\ v_{\alpha'} & v_{\beta'} & 0 \end{vmatrix} = \left(v_{\beta'} i_{\alpha'} - v_{\alpha'} i_{\beta'}\right)\vec{z} = q(t)\vec{z} \tag{B.40}$$

ou a partir dos vetores no plano $d'q'$:

$$\vec{q}(t) = \frac{3}{2}\vec{I}_{d'q'} \times \vec{V}_{d'q'} = \begin{vmatrix} \vec{d}' & \vec{q}' & \vec{z} \\ i_{d'} & i_{q'} & 0 \\ v_{d'} & v_{q'} & 0 \end{vmatrix} = \left(v_{q'} i_{d'} - v_{d'} i_{q'}\right)\vec{z} = q(t)\vec{z} \tag{B.41}$$

O eixo $\vec{z}$ [3] é perpendicular ao plano $\alpha'\beta'$. A proposta de (Nabae, et al, 1995), da utilização do produto vetorial para o cálculo do vetor $\vec{q}(t)$ para sistemas a quatro fios será discutida no item B.3.

[3] Não se deve confundir $\vec{z} = \vec{\alpha}' \times \vec{\beta}'$ ($\vec{\alpha}'\vec{\beta}'$ em $\Re^2$) com o eixo $\vec{0} = \vec{\alpha} \times \vec{\beta}$ ($\vec{\alpha}\vec{\beta}\vec{0}$ em $\Re^3$).

Por hora verifica-se que para sistemas a 3 fios:

a- $\vec{q}(t)$ é sempre perpendicular ao plano $\alpha'\beta'$ e ao plano $d'q'$.

b- $q(t)$ é positivo quando o vetor corrente estiver atrasado com relação ao vetor tensão, seguindo a convenção normalmente utilizada para sistemas senoidais (Akagi, et al, 2007).

O livro (Akagi, et al, 2007) apesar de fornecer as equações de $p(t)$ e $q(t)$ em função das tensões e correntes de fase, apresenta sua teoria da potência instantânea a partir dos vetores no sistema $\alpha\beta 0$. Como este trabalho se concentra na implementação de controladores no sistema abc, segue-se com a obtenção de $q(t)$ em função de $v_a, v_b, v_c, i_a, i_b, i_c$. Pela equação A.6 obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha'} = \frac{2}{3}\left(v_a - \frac{1}{2}v_b - \frac{1}{2}v_c \right) \\ v_{\beta'} = \frac{2}{3}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_b - \frac{\sqrt{3}}{2}v_c \right) \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \begin{bmatrix} i_{\alpha'} = \frac{2}{3}\left(i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c \right) \\ i_{\beta'} = \frac{2}{3}\left(\frac{\sqrt{3}}{2}i_b - \frac{\sqrt{3}}{2}i_c \right) \end{bmatrix} \tag{B.42}$$

Substituindo-se a eq. B.42 em B.36a, obtém-se:

$$q(t) = \frac{1}{\sqrt{3}}\left(i_a\left(v_b - v_c\right) + i_b\left(v_c - v_a\right) + i_c\left(v_a - v_b\right) \right) \tag{B.43}$$

A equação B.43 e a eq B.1, que calcula $p(t)$, permitem a obtenção das duas potências instantâneas sem transformações de coordenadas

B.2 Potência Instantânea nos sistemas *abc, αβ0 e dq0* (trifásico – 4 fios)

Generalizam-se as definições das potências ativa e reativa instantâneas para sistemas a 4 fios, mostrando sua invariância com a escolha do sistema de coordenadas abc, $\alpha\beta 0$ ou $dq0$.

B.2.1 Sistema *abc*

Considerando-se o sistema abc no espaço $\Re^3$ da figura A.21, resgata-se a potência instantânea já definida na eqs. B.1 e B.3, como sendo o produto escalar entre os vetores tensão e corrente (definidos na eq. B.2):

$$p(t) = \vec{V}_{abc} \bullet \vec{I}_{abc} = \vec{V}_{abc}{}^{t}\ \vec{I}_{abc} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \qquad \text{(B.44)}$$

Não se deve confundir o sistema abc ($\Re^3$) com o $a'b'c'$ ($\Re^2$), definidos neste trabalho. Diferentes autores apresentam diversas definições, exigindo do leitor atenção para entender a definição das diversas variáveis. O livro (Akagi, et al, 2007), por exemplo, quando diz estar operando no sistema abc , está usando o sistema $a'b'c'$. A intenção deste trabalho não é aumentar o número de notações existentes, mas contribuir para dar ao leitor uma visão geral do que existe e mostrar a relação entre os diversos sistemas permitindo que ele:

a- consiga imediatamente saber qual abordagem um determinado autor está utilizando, independentemente da notação empregada;

b- consiga definir qual o melhor sistema a ser utilizado em dada aplicação.

Nabae, co-autor de Akagi nos primeiros artigos sobre potência instantânea (Akagi, et al, 1984), publicou artigo (Nabae, et al, 1995) onde afirma serem desnecessárias as transformações de coordenadas utilizadas até então, propondo o cálculo no sistema abc. O artigo (Nabae, et al, 1995) propõe simplesmente a definição da potência ativa instantânea $p(t)$ como sendo o produto escalar entre os vetores tensão e corrente, e a potência reativa (imaginária) instantânea $q(t)$ como sendo o produto vetorial (eq. B.45). Este trabalho chegou à mesma conclusão no item B.1.6 (eqs. B.40 e B.41), a partir de vetores no plano (sistema $a'b'c'$).

Para sistemas a 4 fios, com vetores no espaço $\Re^3$, o vetor potência reativa instantânea pode ser calculado por:

$$\vec{q}(t) = \vec{I}_{abc} \times \vec{V}_{abc} = \begin{bmatrix} \vec{a} & \vec{b} & \vec{c} \\ i_a & i_b & i_c \\ v_a & v_b & v_c \end{bmatrix} \tag{B.45}$$

B.2.2 Sistemas $\alpha\beta 0$ e $dq0$

Como as transformações entre os sistemas $abc, \alpha\beta 0$ e $dq0$ vistas no item A.2 mantém as amplitudes e os ângulos entre vetores, valem as relações abaixo, sem nenhum fator multiplicativo:

$$\begin{aligned} p(t) &= \vec{V}_{abc} \bullet \vec{I}_{abc} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = \\ &= \vec{V}_{\alpha\beta 0} \bullet \vec{I}_{\alpha\beta 0} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 = \\ &= \vec{V}_{dq0} \bullet \vec{I}_{dq0} = v_d i_d + v_q i_q + v_0 i_0 \end{aligned} \tag{B.46}$$

$$\begin{aligned} \vec{q}(t) &= \vec{I}_{abc} \times \vec{V}_{abc} = \begin{bmatrix} \vec{a} & \vec{b} & \vec{c} \\ i_a & i_b & i_c \\ v_a & v_b & v_c \end{bmatrix} = \\ &= \vec{I}_{\alpha\beta 0} \times \vec{V}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \vec{\alpha} & \vec{\beta} & \vec{0} \\ i_\alpha & i_\beta & i_0 \\ v_\alpha & v_\beta & v_0 \end{bmatrix} = \vec{I}_{dq0} \times \vec{V}_{dq0} = \begin{bmatrix} \vec{d} & \vec{q} & \vec{0} \\ i_d & i_q & i_0 \\ v_d & v_q & v_0 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{B.47}$$

Vale lembrar que R. H. Park, em 1929, no artigo (Park, 1929) dedicado à modelagem de máquinas girantes, já calculava $p(t)$ tanto no sistema *abc*, como no *dq0*.

B.3 Comportamento de *p(t)* e *q(t)* para cargas típicas e sua aplicação em compensadores de perturbações - análise geométrica

Discute-se a influência das diversas perturbações, que ocorrem nas tensões e nas correntes da rede (carga), no comportamento de p(t) e q(t). Isso é feito a partir da análise dos produtos escalar e vetorial entre os vetores tensão e corrente.

No Apêndice A (item A.1.6) discutiu-se a influência de harmônicos de seqüências positiva, negativa e zero, no caminhamento dos vetores espaciais. Neste item será discutida a influência destes harmônicos em *p(t)* e *q(t).* A interpretação geométrica apresentada nos itens anteriores facilita a compreensão da influência das diversas perturbações nas tensões e correntes, no comportamento de *p(t)* e *q(t)*, sem a necessidade de cálculos algébricos como os apresentados por (Watanabe, et al, 1993).

B.3.1 Tensões e correntes senoidais de seqüência positiva

Consideram-se as tensões e correntes equilibradas definidas pelas equações B.48 e B.49:

$$\begin{cases} v_a(t) = V^+ \cos(\omega t) \\ v_b(t) = V^+ \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ v_c(t) = V^+ \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \tag{B.48}$$

$$\begin{cases} i_a(t) = I^+ \cos(\omega t - \varphi) \\ i_b(t) = I^+ \cos(\omega t - 2\pi/3 - \varphi) \\ i_c(t) = I^+ \cos(\omega t + 2\pi/3 - \varphi) \end{cases} \tag{B.49}$$

A figura B.7 mostra os vetores da tensão $\vec{V}$ e da corrente $\vec{I}$ no plano $\alpha'\beta'$(ou $d'q'$). Conforme discutido no item A.2, excluindo-se o componente de seqüência zero, o comportamento da projeção do vetor nos planos $\alpha\beta$ ou dq é semelhante ao do vetor nos planos $\alpha'\beta'$ ou $d'q'$, a menos de uma constante multiplicativa. Os vetores $\vec{V}$ e $\vec{I}$ giram no sentido anti-horário com velocidade ω no plano $\alpha'\beta'$, e permanecem parados no sistema $d'q'$. Se φ for positivo (carga indutiva), o vetor corrente estará instantaneamente atrasado de um ângulo φ constante.

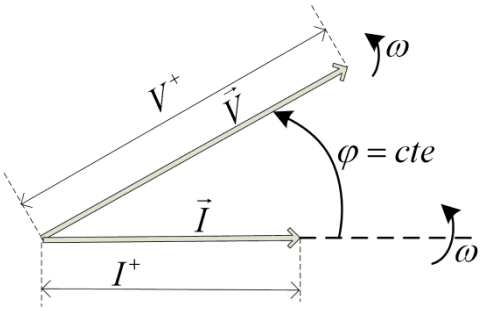

Figura B.7 Vetores $\vec{V}$ e $\vec{I}$ para tensões e correntes equilibradas de seqüência positiva no plano $\alpha'\beta'$.

Para vetores nos planos $a'b'c'$, $\alpha'\beta'$ ou $d'q'$ calcula-se $p(t)$ pelas eqs. B.20 ou B.24. A potência $p(t)$ é constante, pois as amplitudes e o ângulo entre os vetores são constantes:

$$p(t) = \frac{3}{2} V^+ I^+ \cos\varphi = cte \tag{B.50}$$

Do mesmo modo obtém-se $q(t)$ a partir da eq. B.38, que também é constante.

$$q(t) = \frac{3}{2} V^+ I^+ \operatorname{sen}\varphi = cte \tag{B.51}$$

Como as tensões e correntes são senoidais, calculam-se as potências média (ativa) e a potência reativa trifásica a partir das eqs. B.28 e B.29 (para regime permanente senoidal, carga monofásica):

$$P = 3 V_{ef} I_{ef} \cos(\varphi) = 3 \frac{V^+}{\sqrt{2}} \frac{I^+}{\sqrt{2}} \cos(\varphi) = \frac{3}{2} V^+ I^+ \cos(\varphi) \tag{B.52}$$

$$Q = 3 V_{ef} I_{ef} \operatorname{sen}(\varphi) = 3 \frac{V^+}{\sqrt{2}} \frac{I^+}{\sqrt{2}} \operatorname{sen}(\varphi) = \frac{3}{2} V^+ I^+ \operatorname{sen}(\varphi) \tag{B.53}$$

As equações B.52 e B.53 são idênticas às equações B.50 e B.51 respectivamente. Chega-se à conclusão que para tensões e correntes senoidais, equilibradas, de seqüência positiva:

$$\left[\begin{array}{l} p(t) = P = cte \\ q(t) = Q = cte \end{array} \right. \tag{B.54}$$

Para sistemas a 4 fios os vetores da tensão e da corrente permanecerão no plano $\alpha\beta$ (dq), terão amplitudes de $\sqrt{3/2}\ V^+$ e $\sqrt{3/2}\ I^+$ (eq. A.51), e estarão defasados de um ângulo φ, resultando em potências com os mesmos valores obtidos nas eqs. B.50 e B.51.

B.3.2 Tensões senoidais de seqüência positiva, e correntes desequilibradas

A explicação que segue vale para qualquer um dos sistemas de coordenadas vistos. Mesmo se forem considerados sistemas no espaço $\Re^3$, os vetores estarão no plano $\alpha\beta$ ou dq. A figura B.8 mostra os vetores no plano ($\alpha'\beta', d'q', \alpha\beta$ ou dq).

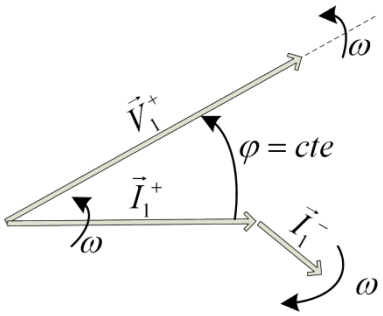

Figura B.8 Vetores $\vec{V}$ e $\vec{I}$ para tensões equilibradas de seqüência positiva e correntes desequilibradas.

Nota-se que a parcela de corrente de seqüência positiva produz potências ativa $\overline{p}$ e reativa $\overline{q}$ constantes. A projeção do vetor corrente de seqüência negativa sobre os eixos paralelo e perpendicular ao vetor tensão será oscilante, com média nula e freqüência 2ω. Assim, as potências $\tilde{p}(t)$ e $\tilde{q}(t)$, associadas a $\vec{I}_1^-$, também apresentarão valor médio nulo. As potências resultantes serão:

$$\begin{cases} p(t) = \overline{p} + \tilde{p} \\ q(t) = \overline{q} + \tilde{q} \end{cases} \tag{B.55}$$

A parcela $\overline{q}$ corresponde aos reativos na freqüência fundamental e pode ser compensada com capacitores em paralelo com a carga ou com geradores de reativos ativos (p.ex. um STATCOM).

O mesmo acontece com as parcelas $\tilde{p}, \tilde{q}$. A tese de doutorado (Penteado, 1985), o artigo (Bhavaraju, Enjeti, 1993) e o livro (Miller, 1982) mostram, sem empregar vetores espaciais, que é possível compensar desequilíbrios de carga com a injeção de correntes de

compensação de característica reativa[4]. Este é um resultado importante, pois mostra que a seqüência negativa da corrente de carga pode ser compensada apenas com a injeção de componentes reativos, o que pode ser feito pela conexão de indutores e capacitores à rede, ou via um gerador de reativos (ou STATCOM). Também se pode afirmar que ao se utilizar um gerador de reativos para produzir $\tilde{p}, \tilde{q}$, não haverá consumo de potência ativa no conversor, implicando na não necessidade de uma fonte no lado CC do conversor. Neste caso basta um capacitor com malha de controle da sua tensão, que se encarregará de fornecer a potência ativa necessária para suprir as perdas do conversor.

Potência instantânea $p(t)$ com pulsação de freqüência 2ω é característica de sistemas monofásicos. Para cargas trifásicas equilibradas as partes oscilatórias se cancelam. Para cargas desequilibradas, volta a aparecer a pulsação na freqüência 2ω, típica de sistemas monofásicos. Nota-se que este comportamento aparece tanto em $\tilde{p}$ como em $\tilde{q}$. Este acoplamento é visível na figura B.8, onde se verifica que o movimento do vetor da corrente de seqüência negativa $\vec{I}_1^-$ tem projeções não nulas tanto sobre o eixo paralelo a $\vec{V}_1^+$ como sobre o eixo perpendicular a $\vec{V}_1^+$.

B.3.3 Tensões senoidais de seqüência positiva e correntes com harmônicos de seqüências positiva e negativa

A figura B.9 ilustra o vetor tensão de seqüência positiva e os vetores associados às correntes de seqüência positiva fundamental, e aos harmônicos de seqüências positiva e negativa. Aqui também aparecem as parcelas $\overline{p}$ e $\overline{q}$ constantes, e as parcelas $\tilde{p}, \tilde{q}$ oscilantes com média zero e freqüência de $(h \pm 1)\omega$ dependendo do harmônico ser de seqüência negativa ($(h+1)\omega$) ou positiva ($(h-1)\omega$).

[4] Este compensador de desequilíbrios é atribuído a C. P. Steinmetz.

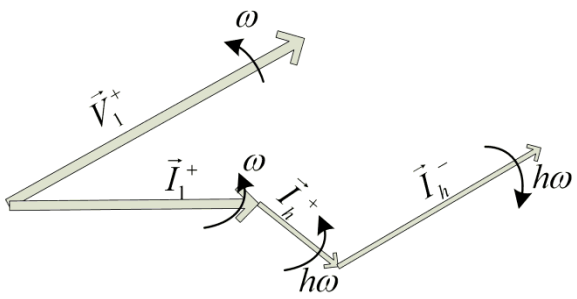

Figura B.9 Vetores $\vec{V}$ e $\vec{I}$ para tensões equilibradas de seqüência positiva e correntes com harmônicos de seqüências positiva e negativa.

B.3.4 Caso geral

Se ocorrer a presença simultânea de harmônicos e desequilíbrios de corrente, ambos contribuirão para as parcelas $\tilde{p}, \tilde{q}$. Torna-se impossível distinguir a partir da observação de $\tilde{p}, \tilde{q}$ qual a participação das correntes harmônicas e das correntes desequilibradas de fundamental.

Com tensão deformada e desequilibrada, vetores de tensão e corrente de mesma freqüência contribuirão para as parcelas $\overline{p}$ e $\overline{q}$

B.4 <u>Exemplos de Aplicação a compensadores de perturbação</u>

Discute a utilização da teoria pq para o cálculo dos sinais de referência de compensadores de perturbações. Enfatiza a proposta de (Nabae, et al, 1995), de se realizar o processamento dos sinais de tensão e corrente diretamente no sistema abc, sem transformações de coordenadas.

Das discussões dos itens anteriores conclui-se que:

a- $\overline{p}$ corresponde à parcela de potência efetivamente utilizada, ou seja, a parcela que realiza trabalho. Contribuem para $\overline{p}$ os produtos escalares de pares de vetores de tensão e de corrente, de seqüências positiva, negativa e zero dos

diversos harmônicos, que giram no mesmo sentido e têm a mesma freqüência angular.

b- $\tilde{p}(t)$ corresponde à parcela oscilante de $p(t)$. Contribuem para $\tilde{p}(t)$ os produtos escalares de pares de vetores de tensão e de corrente, de seqüências positiva, negativa e zero dos diversos harmônicos, que têm diferentes freqüências angulares. A compensação de $\tilde{p}(t)$ não requer conversores com fonte capaz de fornecer potência ativa, mas exigem armazenamento de energia que seja suficiente para fornecer ou absorver a pulsação de $\tilde{p}(t)$. Em um compensador baseado em um conversor do tipo fonte de tensão, o capacitor do elo CC será o responsável por fornecer $\tilde{p}(t)$. Este capacitor será projetado para oferecer uma ondulação de tensão com amplitude aceitável, para um dado valor de $\tilde{p}(t)$.

c- $\overline{q}(t)$ corresponde à parcela constante de $q(t)$. Contribuem para $\overline{q}(t)$ os produtos vetoriais de pares de vetores de tensão e de corrente, de seqüências positiva, negativa e zero dos diversos harmônicos, que giram no mesmo sentido e têm a mesma freqüência angular. A compensação de $\overline{q}(t)$ não requer conversores com fonte capaz de fornecer potência ativa, nem armazenamento de energia.

d- $\tilde{q}(t)$ corresponde à parcela oscilante de $q(t)$. Contribuem para $\tilde{q}(t)$ os produtos vetoriais de pares de vetores de tensão e de corrente, de seqüências positiva, negativa e zero dos diversos harmônicos, que têm diferentes freqüências angulares. Vale o mesmo comentário sobre sua compensação feito para $\overline{q}(t)$.

Nota-se que todas as parcelas acima contêm contribuições dos componentes de seqüências positiva, negativa e zero, de todos os harmônicos.

B.4.1 Estratégias de compensação das perturbações

AKAGI et al(2007) entre outros, mostra que podem ser compensadas combinações das perturbações $\tilde{p}(t)$, $\overline{q}(t)$ e $\tilde{q}(t)$ acima listadas através da utilização de conversor paralelo à carga, série , ou série/paralelo (figura B.10),

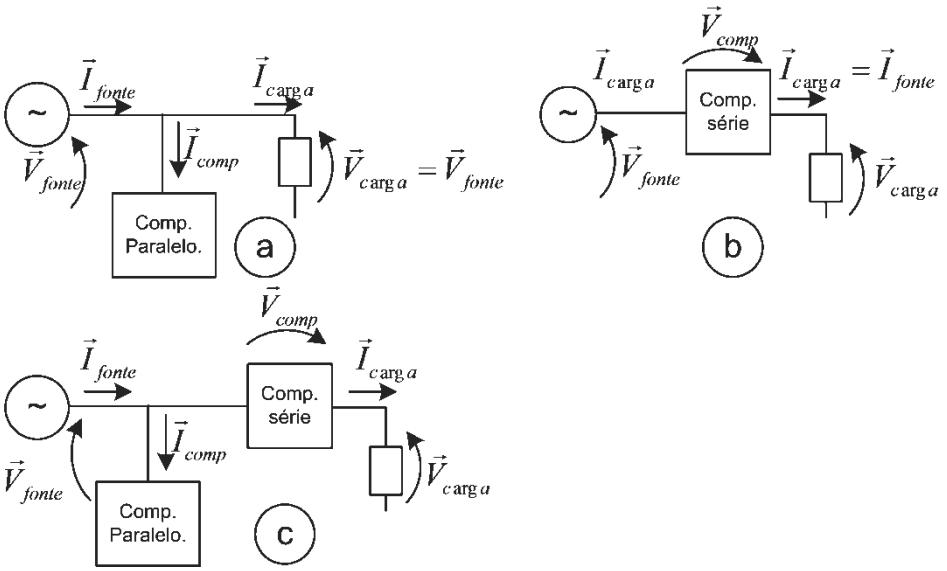

Figura B.10 Locação dos compensadores de perturbações.

O conversor paralelo compensa perturbações de correntes da carga, injetando correntes de compensação. O conversor série compensa perturbações na tensão da fonte, injetando tensões de compensação entre a carga e a fonte. O Série/Paralelo faz as duas compensações.

B.4.2 Cálculo da corrente de referência

Decididas as parcelas de potência instantânea a serem compensadas e o tipo de compensador, passa-se à determinação das tensões e correntes de referência dos conversores. Cita-se a seguir, como exemplo, o cálculo da corrente de compensação de um conversor paralelo. Este processo já foi detalhadamente explicado por (AKAGI, et al, 2007) e (Watanabe, et al, 1993) , empregando os vetores no sistema $\alpha\beta$ na notação vetorial e operações matriciais com as coordenadas dos vetores.

Transcreve-se a seguir a abordagem de (Nabae, et al, 1995), posterior ao primeiro artigo de (Akagi, Kanagawa e Nabae, 1984) sobre a teoria da potência instantânea pq, que fornece interpretações geométricas para os vetores e para as potências instantâneas, além de estratégia de cálculo dos sinais de referência, independentemente do sistema de coordenadas.

O motivo de se transcrever e discutir apenas o cálculo da corrente de referência de um compensador paralelo é dar subsídios à abordagem geométrica, foco deste trabalho. Ou seja, pensa-se em termos de vetores para analisar e definir a geração de referências, os moduladores PWM, o bloco PLL e malhas de controle internas; fazendo-se a implementação no sistema abc, sem transformações de coordenadas.

Os vetores serão apresentados no sistema abc, notação vetorial mas valem prontamente para os sistemas $\alpha\beta 0$ e $dq0$. A análise a seguir pode ser facilmente aplicada aos sistemas no plano $a'b'c'$, $\alpha'\beta'$ e $d'q'$ na notação vetorial, bastando que levem em conta o fator $2/3$ no cálculo dos vetores, e o fator $3/2$ no cálculo das potências. Se for empregada a notação complexa, para vetores no plano, deve-se ter cuidado em traduzir as operações feitas no campo vetorial para as do campo complexo. Transcreve-se a seguir a abordagem proposta por Nabae et al(1995).

Dados dois vetores $\vec{V}$ e $\vec{I}$, calculam-se as potências ativa e reativa através das eqs. B.44 e B.45, obtendo-se:

$$p(t) = \vec{V} \bullet \vec{I} \tag{B.56}$$

$$\vec{q}(t) = \vec{I} \times \vec{V} \tag{B.57}$$

O produto $\vec{I} \times \vec{V}$ fornece potência reativa com sinal positivo para cargas indutivas. Na figura B.11 decompõe-se $\vec{I}$ nas parcelas $\vec{I}_{\parallel}$ e $\vec{I}_{\perp}$.

$$\vec{I} = \vec{I}_{\parallel} + \vec{I}_{\perp} \tag{B.58}$$

A discussão é semelhante à que já foi feita nos itens anteriores deste capítulo para vetores no plano. A parcela $\vec{I}_{\parallel}$ é paralela a $\vec{V}$ (figura B.11). A parcela $\vec{I}_{\perp}$ localiza-se no plano formado por $\vec{V}$ e $\vec{I}$, de modo que $\vec{I}_{\perp} \times \vec{V}$ seja paralela a $\vec{I} \times \vec{V} = \vec{q}$. Deve-se notar que para o caso geral, com harmônicos de seqüência zero, este plano é distinto do plano $\alpha\beta$ (e dos planos $\alpha'\beta', dq, d'q'$).

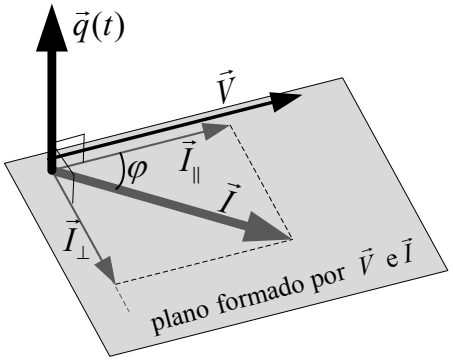

Figura B.11 Vetores $\vec{V}$, $\vec{I}$, $\vec{I}_{\parallel}$, $\vec{I}_{\perp}$ e $\vec{q}$ no espaço $\Re^3$.

A partir de B.56 e B.58:

$$p(t) = \vec{V} \bullet \vec{I} = \vec{V} \bullet \left(\vec{I}_{\parallel} + \vec{I}_{\perp} \right) = \vec{V} \bullet \vec{I}_{\parallel} + \underbrace{\vec{V} \bullet \vec{I}_{\perp}}_{parcela\ nula} =$$
$$= \underbrace{\left|\vec{V}\right|}_{V} \underbrace{\left|\vec{I}\right| \cos\varphi}_{I_{\parallel}} = \underbrace{\left|\vec{V}\right|}_{V} \underbrace{\left|\vec{I}_{\parallel}\right|}_{I_{\parallel}} = VI_{\parallel} \tag{B.59}$$

Como a parcela $\vec{I}_{\perp}$ produz produto escalar nulo, $p(t)$ resume-se ao produto da amplitude do vetor tensão e da amplitude da projeção do vetor $\vec{I}$ sobre $\vec{V}$.

Sabendo-se que um compensador paralelo necessita absorver a potência p_{comp} (figura B.10), e que a rede tem tensão $\vec{V}$, calcula-se a seguir o vetor $\vec{I}_{comp\parallel}$ da corrente absorvida pelo compensador.

Pela eq. B.59 sabe-se que o módulo do vetor da corrente de compensação vale:

$$I_{comp\parallel} = \frac{p_{comp}}{V} = \frac{p_{comp}}{\left|\vec{V}\right|} \quad , \tag{B.60}$$

e está na direção de $\vec{V}$, que é igual à do vetor unitário $\frac{\vec{V}}{\left|\vec{V}\right|}$, resultando na parcela $\vec{I}_{comp\parallel}$ dada por:

$$\vec{I}_{comp\parallel} = \frac{p_{comp}}{\left|\vec{V}\right|} \frac{\vec{V}}{\left|\vec{V}\right|} = \frac{p_{comp}\vec{V}}{\left|\vec{V}\right|\left|\vec{V}\right|} = \frac{p_{comp}\vec{V}}{\vec{V} \bullet \vec{V}} \tag{B.61}$$

A partir das eqs. B.57 e B.58:

$$\vec{q}(t) = \vec{I} \times \vec{V} = \left(\vec{I}_{\parallel} + \vec{I}_{\perp} \right) \times \vec{V} = \underbrace{\vec{I}_{\parallel} \times \vec{V}}_{parcela\ nula} + \vec{I}_{\perp} \times \vec{V} = \vec{I}_{\perp} \times \vec{V} \tag{B.62}$$

Como a parcela $\vec{I}_{\parallel}$ produz produto vetorial nulo, $\vec{q}(t)$ resume-se ao produto vetorial $\vec{I}_{\perp} \times \vec{V}$. Calcula-se o módulo do vetor $\vec{q}(t)$ pela eq. B.62 que é o produto da amplitude do vetor tensão e da amplitude da projeção do vetor $\vec{I}$ sobre o eixo perpendicular a $\vec{V}$.

$$\left|\vec{q}(t)\right| = \left|\vec{I}_{\perp}\right| \times \left|\vec{V}\right| = I_{\perp} V \tag{B.63}$$

Sabendo-se que um compensador paralelo necessita absorver a potência $\vec{q}_{comp}$ (figura B.10), e que a rede tem tensão $\vec{V}$, calcula-se a seguir o vetor $\vec{I}_{comp\perp}$ da corrente absorvida pelo compensador.

Pela eq. B.63 sabe-se que o módulo do vetor da corrente de compensação vale:

$$I_{comp\perp} = \frac{\left|\vec{q}_{comp}(t)\right|}{\left|\vec{V}\right|}, \tag{B.64}$$

e está na direção de $\vec{V} \times \vec{q}_{comp}$, que é igual à do vetor unitário $\frac{\vec{V} \times \vec{q}_{comp}}{\left|\vec{V} \times \vec{q}_{comp}\right|} = \frac{\vec{V} \times \vec{q}_{comp}}{\left|\vec{V}\right|\left|\vec{q}_{comp}\right|}$, resultando na parcela $\vec{I}_{comp\perp}$ dada por:

$$\vec{I}_{comp\perp} = I_{comp\perp} \frac{\vec{V} \times \vec{q}_{comp}}{\left|\vec{V}\right|\left|\vec{q}_{comp}\right|} = \frac{\left|\vec{q}_{comp}\right|}{\left|\vec{V}\right|} \frac{\vec{V} \times \vec{q}_{comp}}{\left|\vec{V}\right|\left|\vec{q}_{comp}\right|} = \frac{\vec{V} \times \vec{q}_{comp}}{\left|\vec{V}\right|\left|\vec{V}\right|} = \frac{\vec{V} \times \vec{q}_{comp}}{\vec{V} \bullet \vec{V}} \tag{B.65}$$

Das equações B.58, B.61e B.65 obtêm-se o vetor da corrente a ser absorvida pelo conversor compensador:

$$\vec{I}_{comp} = \vec{I}_{comp\parallel} + \vec{I}_{comp\perp} = \frac{p_{comp}\vec{V}}{\vec{V} \bullet \vec{V}} + \frac{\vec{V} \times \vec{q}_{comp}}{\vec{V} \bullet \vec{V}} \tag{B.66}$$

O cálculo de $\vec{I}_{comp}$ é computacionalmente simples, envolvendo o cálculo de dois produtos escalares e um produto vetorial, sem nenhuma transformação de sistema de coordenadas. A corrente de compensação também pode ser calculada:

- no campo complexo, para sistemas a 3 fios. Deve-se adaptar a seqüência de cálculo acima apresentada para operações com vetores, considerando-se operações no campo complexo;

- via operações matriciais, conforme apresentado em (Akagi, et al, 2007).

Apêndice C

CONSIDERAÇÕES SOBRE VALORES POR UNIDADE (pu) INSTANTÂNEOS

*Definem-se os valores instantâneos por unidade (*pu*) empregados neste trabalho. Apresentam-se considerações sobre os parâmetros empregados no simulador de circuitos.*

Estende-se o conceito de valores pu em regime permanente senoidal, para se poder trabalhar convenientemente com valores instantâneos. Definem-se os valores de base da tensão (V_{base}) e da corrente (I_{base}), e a partir deles obtêm-se as variáveis em valores instantâneos por unidade (pu): $i_{pu}(t) = i(t) / I_{base}$ e $v_{pu}(t) = v(t) / V_{base}$.

V_{base} será usualmente o valor nominal do pico da tensão fundamental de fase no lado CA do conversor (v_{ca}, v_{cb}, v_{cc}),da rede, ou da carga. I_{base} será usualmente o valor nominal do pico da corrente fundamental de linha no lado CA do conversor (i_a, i_b, i_c), da rede, ou da carga.

A impedância de base é definida por $Z_{base} = V_{base} / I_{base}$, e as potências ativa, reativa e aparente de base terão os valores $P_{base} = V_{base} I_{base}$ (W), $Q_{base} = V_{base} I_{base}$ (VAr) e $S_{base} = V_{base} I_{base}$ (VA).

Assim, uma tensão $v(t) = 100\cos(377t)$ V aplicada a uma reator de 10Ω (a 60Hz) resulta em:

a- uma corrente $i(t) = 10\cos(377t - \pi/2)$ A;

b- uma potência ativa de 0W, uma potência reativa de 500Var e uma potência aparente de 500VA.

Considerando-se $V_{base} = 100$ V e $I_{base} = 10$A, obtêm-se os demais valores de base $Z_{base} = 100/10 = 10\Omega$, $P_{base} = 100.10 = 1k$W, $Q_{base} = 100.10 = 1kVAr$, $S_{base} = 100.10 = 1k$VA, e os valores em pu:

- $v_{pu} = 1\cos(377t)$ pu;
- $i_{pu}(t) = 1\cos(377t - \pi/2)$pu
- $Z_{pu} = 1j$ pu;

- $P_{pu} = 0\,\text{pu}$, $Q_{pu} = 0,5\,\text{pu}$, $S_{pu} = 0,5\text{pu}$

Nas simulações consideraram-se 1 pu de tensão igual a 1V, 1 pu de corrente igual a 1A e 1 pu de impedância igual $1\,\Omega$. As impedâncias são consideradas na freqüência da rede ω, permitindo que sejam prontamente calculados os valores dos indutores e capacitares que serão empregados no simulador, a partir do valor das suas reatâncias.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

R.1 Referências de outros autores

AIELLO, M., CATALIOTTI, A., COSENTINO, V., NUCCIO, S. A self-synchronizing instrument for harmonic source detection in power systems, **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, Piscataway, v.54, n.1, p.15-23, February 2005. Doi:10.1109/TIM.2004.834600.

ALI S.M AND KASMIERKOWSKI M.P.; PWM Voltage and Current Control of Four Leg VSI, **IEEE Transaction on Power Electronics**, Vol. 39, No. 5, September 1985

ALI S.M AND KASMIERKOWSKI M.P.; PWM Current Regulation of Four-Leg PWM VSI Converter, **IEEE Transaction on Industry Application,** Vol. 26, No. 5, pp. 1853-1858, 1998

AKAGI, H., KANAZAWA, Y., NABAE, A. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components, **IEEE Trans. on Industrial Application**, vol. IA-20, no. 3, pp. 625-630, May/June 1984

AKAGI, H.; OGASAWARA, S.; HYOSUNG KIM. The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach. In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 34, Phoenix, 1999. **Conference Record**. Piscataway: IEEE 1997, v.1, p.431-439. doi: 10.1109/IAS.1999.799991

AKAGI,H., WATANABE, E.H., AREDES, M. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**, John Wiley and Sons, 2007, 380p.

AWAD, H., SVENSSON, J. AND BOLLEN, M. J. Tuning software phase-locked loop for series-connected converters, **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, v.20, n.1, p.300-308, January 2005. doi: 10.1109/TPWRD.2004.837823.

Bhavaraju , V.P.,.Enjeti , P.N , Analysis and Design of an Active Power Filter for Balancing Unbalanced Loads – **IEEE Transactions on Power Electronics** V.8 nº04 – Oct. 1993

BLAABJERG, F., TEODORESCU, R., LISERRE, M., TIMBUS, A. V. Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 53, n. 5, p. 1398-1409, October 2006. doi: 10.1109/TIE.2006.881997.

Black, H. S. , **Modulation Theory**.. Van Nostrand, New York-London, 1953. 363 pp

BLAKESLEY, T.H. A new electrical theorem. **Proceedings of the Physical Society of Londo**n, London, v.13, n.1, p.65-67, 1894. doi: 10.1088/1478-7814/13/1/307.

BRIZ, F.; DEGNER, M. W., LORENZ, R. D. Analysis and design of current regulators using complex vectors, **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.36, n. 3, p. 817-825, May/June 2000. doi: 10.1109/28.845057

BROECK, H. W. VAN DER; SKUDELNY, H. C.; STANKE,G.V.; Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors", **IEEE Transactions on Industrial Applications**, Vol.24, Nº 1, pp. 142-150, 1988.

BURIAN JR., Y; LYRA, A.C.C. **Circuitos Elétricos**. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2006. 302p., ISBN85-7605-072-2.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics**. 1st ed. San Rafael: Morgan & Claypool, 2006, 151p. ISBN 978-1598291124

BUSO, S., FASOLO, S. e MATTAVELLI, P. Uninterruptible Power Supply Multi-Loop Control Employing Digital Predictive Voltage and Current Regulators, **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.37, n.6, p.1846-1854, November/December 2001. doi: 10.1109/28.968200

BUENO, E. J., RODRIGUEZ, F. J., ESPINOSA, F., COBRECES, S. SPLL design to flux oriented of a VSC interface for wind power applications. In: **INDUSTRIAL ELECTRONICS ANNUAL CONFERENCE, 31, Raleigh, 2005. Conference Record**. Piscataway: IEEE 2005 v.1, p.2451-2456. doi: 10.1109/IECON.2005.1569290.

Clarke, E., Weygandt, C. N., Concordia, C. "Overvoltages Caused by Unbalanced Short Circuits Effect of Amortisseur Windings", in **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, vol. 57, no. 8, pp. 453-468, Aug. 1938.

Clarke, E. **Circuit Analysis of AC Power Systems, Vol. 1- Symmetrical and Related Components**, Wiley, 1943

CHUNG, S.-K. A phase tracking system for three phase utility interface inverters, **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 15, n 3, p. 431–438, May 2000. doi: 10.1109/63.844502.

DECKMANN, S. M., MARAFAO, F. P., PADUA, M. S. Single and Three-Phase Digital PLL Structures based on Instantaneous Power Theory. In CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 7, Fortaleza, 2003. **COBEP 2003 – Anais.** Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 2003, v.1, p.225-230.

FREIJEDO, F. D., DOVAL-GANDOY, J. , LOPEZ, O., MARTINEZ-PENALVER, YEPES, A. G., FERNANDEZ-COMESANA, P., MALVAR, J, NOGUEIRAS, A., MARCOS, J., LAGO, A. Grid-synchronization methods for power converters. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS ANNUAL CONFERENCE, 35, Porto, 2009a. **Conference Record.** Piscataway: IEEE 2009, v.1, p. 552-529. doi: 10.1109/IECON.2009.5414976.

FREIJEDO, F. D., DOVAL-GANDOY, J., LOPEZ, O., ACHA, E. Tuning of Phase-Locked Loops for Power Converters Under Distorted Utility Conditions, **IEEE Transactions on Industrial Applications**, Piscataway, v. 45, n. 6, p. 2039 - 2047, December 2009b. doi: 10.1109/TIA.2009.2031790.

FREIJEDO, F. D., YEPES, A. G, LOPEZ, O., VIDAL, A., DOVAL-GANDOY, J. Three-Phase PLLs With Fast Post-Fault Re-Tracking and Steady-State Rejection of Voltage Unbalance and Harmonics by Means of Lead Compensation, **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 26, n. 1, p. 85-97 January. 2011a. doi: 10.1109/TPEL.2010.2051818.

FREIJEDO, F. D., YEPES, A. G., LOPEZ, O., FERNANDES-COMESANA, P., DOVAL-GANDOY, J. An Optimized Implementation of Phase Locked Loops for Grid Applications, **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,** Piscataway, vol. PP, n. 99, p. 1-10, March 2011b. doi: 10.1109/TIM.2011.2122550.

FRITZSCHE, H. **Programação Não Linear- análise e métodos.** Ed. Blüscher, Ed, da Universidade de São Paulo, 170p, 1978.

FUKUDA, S., IMAMURA, R. Application of a sinusoidal internal model to current control of three-phase utility-interface converters, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.52, n.2, p. 420-426,April 2005. doi: 10.1109/TIE.2005.843914

GOLE, A.M., SOOD, V.K. A static compensator model for use with electromagnetic transients simulation programs, **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, v.5, n.3, p.1398-1407, July 1990. doi: 10.1109/61.57982.

Grant, Trevor L.; Barton, Thomas H.; , Control Strategies for PWM Drives, **Transactions on Industry Applications, IEEE**, vol.IA-16, no.2, pp.211-216, March 1980 doi: 10.1109/TIA.1980.4503773

HAMMAN J. , VAN DER MERWE F.S, Voltage Harmonics Generated by Voltage-Fed Inverters Using PWM Natural Sampling", **IEEE Transactions on Power Electronics**, Vol. 3, Nº 3, July 1988.

HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Pulsewidth Modulation for Power Converters - Principle and Practice**. IEEE PRESS SERIES ON POWER ENGINEERING, Wiley-IEEE Press , 2003, 744 páginas, **ISBN :** 9780470546284

Holmes, D. G.; Lipo, T. A.; McGrath, B. P. & Kong, W. Y. (2009), 'Optimized Design of Stationary Frame Three Phase AC Current Regulators', ***IEEE Transactions on Power Electronics*** **24**(11), 2009, 2417--2426

Holmes, D. G.; McGrath, B. P. & Parker, S. G. (2010), A comparative evaluation of high performance current regulation strategies for vector controlled induction motor drives, *in* **'Proc. IEEE Int Industrial Electronics (ISIE) Symp'**, 2010, pp. 3707--3714.

HWANG, J. G.; LEHN, P. W., WINKELNKEMPER, M. A Generalized Class of Stationary Frame-Current Controllers for Grid-Connected AC–DC Converters, **IEEE Transactions on Power Delivery,** Piscataway, v.25, n.4, p. 2742-2751, October 2010. doi: 10.1109/TPWRD.2010.2045136.

JUNG, G. H., CHO, G. C., HONG, S. W., CHO, G. H. DSP based control of high power static VAR compensator using novel vector product phase locked loop. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 27, Baveno, 1996. **Conference Record**. Piscataway: IEEE 1996, v.1, p.238-243. doi: 10.1109/PESC.1996.548587.

KARIMI-GHARTEMANI, M. A novel three-phase magnitude-phase-locked loop system, **IEEE Transactions on Circuits and Systems- I, Regular Papers**, Piscataway, v. 53, n. 8, p. 1792–1802, August 2006. doi: 10.1109/TCSI.2006.879057.

KAURA, V., BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions, **IEEE Transactions on Industrial Applications**, Piscataway, v. 33, n. 1, p. 58 - 63, February. 1997. doi: 10.1109/28.567077.

KAWAMURA, A., HANEYOSHI, T., HOFT, R.G. Deadbeat Controlled PWM Inverter with Parameter Estimation Using Only one Voltage Sensor, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.45, n.5, p.691-703, October 1998. doi: 10.1109/63.4341

KIM, Y.-H., KIM, K.-S., KWON, B.-K., CHOI, C.-H. A fast and robust PLL of MCFC PCS under unbalanced grid voltages. In POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 38, Rhodes,

2008. **Conference Record.** Piscataway: IEEE 2008, v.1, p. 4712-4716. doi: 10.1109/PESC.2008.4592713.

Kong, W. Y.; Holmes, D. G. & McGrath, B. P. (2009), Enhanced three phase ac stationary frame PI current regulators, *in* **'Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ECCE 2009'**, 2009, pp. 91--98.

LAZAR, J., et al **Converter Controlled Induction Motor Drives**, Vol 2-3, OMIKK Publisher

LEE, S.-J., KANG, J.-K., SUL, S.-K. A new phase detecting method for power conversion systems considering distorted conditions in power system. In: INDUSTRY APPLICATIONS ANNUAL MEETING CONFERENCE, 34, Phoenix, 1999. **Conference Record**. Piscataway: IEEE 1999, v.1, p. 2167-2172. doi: 10.1109/IAS.1999.798754.

LIMONGI, L. R., BOJOI, R., PICA, PROFUMO, F., TENCONI, A. Analysis and Comparison of Phase Locked Loop Techniques for Grid Utility Applications. In: POWER CONVERSION CONFERENCE, 4, Nagoya, 2007. **Conference Record.** Piscataway: IEEE 2007, v.1, p. 674-681. doi: 10.1109/PCCON.2007.373038.

LOH, P.C., NEWMAN, M.J., ZMOOD, D.N., HOLMES, D.G. A Comparative Analysis of Multiloop Voltage Regulation Strategies for Single and Three-Phase UPS Systems, **IEEE Transactions on Power Electronics,** Piscataway, v. 18, n.5, p. 1176-1185, September 2003. doi: 10.1109/TPEL.2003.816199

MARAFAO, F., DECKMANN, S. M, POMÍLIO, J.A., MACHADO, R. A Software-Based PLL Model: Analysis and Applications. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, Gramado 2004. **CBA 2004 - Anais**. Sociedade Brasileira de Automática 2004.

MARSCHALKO, R.; WEINHOLD, M.; "Optimal control and appropriate pulse width modulation for a three-phase voltage DC-link PWM converter," **Industry Applications Society Annual Meeting, 1992., Conference Record of the 1992 IEEE** , vol., no., pp.1042-1049 vol.1, 4-9 Oct 1992 doi: 10.1109/IAS.1992.244432

MATTAVELLI, P. e MARAFAO, F.P. Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 51, n.5, p. 1018 – 1024, Oct. 2004. doi: 10.1109/28.568015

McGrath, B. P.; Parker, S. G. & Holmes, D. G. , High performance current regulation for low pulse ratio inverters, *in* **'Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition** (ECCE)', 2011a , pp. 750--757.

McGrath, B. P.; Parker, S. G. & Holmes, D. G. , High performance stationary frame AC current regulation incorporating transport delay compensation, *in* '**Proc. 2011-14th European Conf. Power Electronics and Applications (EPE 2011**)', 2011b, pp. 1--10.

MEKRI, F., MACHMOUM, M., MAZARI, B., AHMED, N. A. Determination of Voltage References for Series Active Power Filter Based on a Robust PLL System. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Vigo, 2007. **Conference Record.** Piscataway: IEEE 2007, v.1, p. 473-478. doi: 10.1109/ISIE.2007.4374643.

MILANES-MONTERO, M. I., ROMERO-CADAVAL, E., DE MARCOS, A. R., MINAMBRES-MARCOS, V. M., BARRERO-GONZALEZ, F. Novel method for synchronization to disturbed three-phase and single-phase systems. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL

ELECTRONICS, Vigo, 2007. **Conference Record.** Piscataway: IEEE 2007, v.1, p. 860-865. doi: 10.1109/ISIE.2007.4374710.

MILLER, T.J.E., **Reactive Power Control in Electric Systems**. 1st ed. New York: Wiley-Interscience, 1982. 381 p. ISBN 978-0471869337.

MUYULEMA, S., BUENO, E. J., RODRIGUEZ, F. J., COBRECES, S., DIAZ, D. Response of the grid converters synchronization using p.u. magnitude in the control loop. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Vigo, 2007. **Conference Record.** Piscataway: IEEE 2007, v.1, p. 186-191. doi: 10.1109/ISIE.2007.4374596.

NABAE, A., NAKANO, H., TOGASAWA, S. An instantaneous distortion current compensator without any coordinate transformation. In INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE, Yokohama 1995. **Conference Record**. Japan: IEEJ, v. 1, p.1651 – 1655.

NABAE, A.; TANAKA, T. A new definition of instantaneous active-reactive current and power based on instantaneous space vectors on polar coordinates in three-phase circuits**. IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, v.11, n.3, p.1238-1243, July 1996. doi: 10.1109/61.517477.

NETO, J. A. M., LOVISOLO, L., FRANCA, B. W., AREDES, M. Grid synchronization system for power converters. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 10, Bonito, 2009. **COBEP 2009 - Anais.** Florianópolis: Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 2009, vol. 749-755. doi: 10.1109/COBEP.2009.5347692.

OTA, J.I.Y.; VILLALVA, M.G.; SATO, F.; RUPPERT, E.; , "3-D Space Vector PWM implementation for Four-Leg Voltage Source Inverter," ***Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*** , vol., no., pp.79-86, 11-15 Sept. 2011doi: 10.1109/COBEP.2011.6085206

PADUA, M. S., DECKMANN, S. M., MARAFAO, F.P. Frequency-Adjustable Positive Sequence Detector for Power Conditioning Applications. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 36, Recife, 2005. **Conference Record**. Piscataway: IEEE 2005, v.1, p.1928-1934. doi: 10.1109/PESC.2005.1581895.

PARK, R. H. "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I", IN **TRANSACTIONS OF THE AMERICAN INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS**, VOL. 48, NO. 3, PP. 716-727, JULY 1929.

PENTEADO Jr., A.A. – **Compensadores estáticos para desequilíbrios : um procedimento de especificação e de análises das interferências no sistema elétrico** – Tese de Doutoramento , USP , 1985

PINHEIRO H. et. al; Modulação Space Vector para Inversores Alimentados em Tensão: Uma Abordagem Unificada – **XIV Congresso Brasileiro de Automática**, pp. 784-794. 2002

PINHEIRO H. et. al; Novos Algoritmos de Limitação para Inversores de Tensão PWM a Quatro Braços utilizando Modulação Space Vector; **Revista Controle & Automação**, vol.15 no. 3, Julho-Agosto-Setembro 2004

ROBLES, E., CEBALLOS, S., POU, J., MARTIN, J. L., ZARAGOZA, J., IBAÑEZ, P. Variable-Frequency Grid-Sequence Detector Based on a Quasi-Ideal Low-Pass Filter Stage and a Phase-Locked Loop, **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, vol. 20, n. 10, p. 300 - 308, October 2010. doi: 10.1109/TPEL.2010.2050492.

RODRIGUEZ, P., TEODORESCU, R. CANDELA, I., TIMBUS, A. V., LISERRE, M., BLAABJERG, F. New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions. In POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 37, Jeju, 2006. **Conference Record.** Piscataway: IEEE 2006, v.1, p.01-07. doi: 10.1109/PESC.2006.1712059.

RODRIGUEZ, P., POU, J., BERGAS, J., CANDELA, J. I., BURGOS, R. P., BOROYEVICH, D. Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control, **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, vol. 22, n. 2, p 584–592, March 2007. doi: 10.1109/TPEL.2006.890000.

ROLIM, L. G. B., COSTA, D. R., AREDES, M. Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory, **IEEE Transactions on Industrial Electronics,** Piscataway, v. 53, no. 6, p. 1919–1926, December 2006. doi: 10.1109/TIE.2006.885483.

RYAN, M.J., BRUMSICKLE, W.E. e LORENZ, R.D. Control Topology Options for Single-Phase UPS Inverters, **IEEE Transactions On Industry Applications**, Piscataway, v. 33, n.2, p. 493-50, March/April 1997. doi: 10.1109/28.568015

SILVA, S. A. O., TOMIZAKI, E., NOVOCHADLO, R., COELHO, E. A. A. PLL Structures for Utility Connected Systems under Distorted Utility Conditions. In INDUSTRIAL ELECTRONICS ANNUAL CONFERENCE, 32, Paris, 2006. **Conference Record**. Piscataway: IEEE 2006, v.1, p. 2636-2641. doi: 10.1109/IECON.2006.347416.

TIMBUS, A. V., TEODORESCU, R., BLAABJERG, F., LISERRE, M. Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems. An Overview and Evaluation. In POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 36, Recife, 2005. **Conference Record.** Piscataway: IEEE 2005, v.1, p. 2474-2481. doi: 10.1109/PESC.2005.1581980.

TIMBUS, A. V., TEODORESCU, T., BLAABJERG, F., LISERRE, M., RODRIGUEZ, P. PLL Algorithm for Power Generation Systems Robust to Grid Voltage Faults. In POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 37, Jeju, 2006. **Conference Record.** Piscataway: IEEE 2006, v.1, p.01-07. doi: 10.1109/PESC.2006.1711963.

VILLALVA, M.G.; RUPPERT, F., E; , "3-D space vector PWM for three-leg four-wire voltage source inverters," ***Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*** , vol.5, no., pp. 3946- 3951 Vol.5, 20-25 June 2004a, doi: 10.1109/PESC.2004.1355173

VILLALVA, M.G.; RUPPERT, E.F.; , "Current controller with artificial neural network for 3-phase 4-wire active filter**,"** ***Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004*** *IEEE 35th Annual* , vol.2, no., pp. 993- 998 Vol.2, 20-25 June 2004b, doi: 10.1109/PESC.2004.1355556

WATANABE, E.H., Stephan, R.M., New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads. **In IEEE Trans on Power Delivery**, No.2 April 1993, p697-703.

WEINHOLD, M.; **Solutions for Industry Power Quality**, Apostila de Minicurso, XII Congresso Brasileiro de Automática, Uberlândia, SBA, Brasil, 1998

YOUNG, K., DOUGAL, R. A. SRF-PLL with dynamic center frequency for improved phase detection. In: INTERNATIONAL CLEAN ELECTRICAL POWER CONFERENCE, Capri, 2009. **Conference Record.** Piscataway: IEEE 2009, v.1, p. 212-216. doi: 10.1109/ICCEP.2009.5212055.

ZHAN; C., FITZER, C.; RAMACHANDARAMURTHY, V.K.; ARULAMPALAM, A.; BARNES, M.; JENKINS, N. Software phase-locked loop applied to dynamic voltage restorer (DVR). In: POWER ENGINEERING SOCIETY WINTER MEETING, Columbus, 2001. **Conference Record**. Piscataway: IEEE 2001, v.3, p.1033-1038. doi: 10.1109/PESW.2001.917210.

ZHU, X., JIANG, X. Weighted least square estimation algorithm with software phase-locked loop for voltage sag compensation by SMES. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 35, Aachen, 2005. **Conference Record**. Piscataway: IEEE 2004 v.1, p.2034-2038. doi: 10.1109/PESC.2004.1355430.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G., BODE, G. H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators, **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.37, n.2, p. 601-610, March/April 2001. doi: 10.1109/28.913727

R.2 Publicações do Autor juntamente com seus Colaboradores

Foram incluídos nesta lista inclusive artigos, dissertações e teses citados ao longo deste trabalho. Manteve-se a mesma numeração apresentada no memorial, que são indexadas seguindo a mesma convenção estabelecida no Memorial apresentado à EPUSP para a obtenção do titulo de Livre Docência, ou seja, uma letra e um número seqüencial. A letra indica: dissertações de mestrado (prefixo m), teses de doutorado (prefixo d), artigos em periódicos (prefixo p), artigos em conferências e congressos (prefixo c) .

R.2.1 Dissertações de Mestrado Concluídas

m7. Antonio Ricardo Giaretta. **Análise de propostas de estratégias de controle para algumas topologias de multiconversores**. 2009. Dissertação (Engenharia Elétrica) - Universidade de São Paulo

m6. Walter Pereira da Silva Junior. **CONVERSORES DO TIPO FONTE DE TENSÃO TRIFÁSICO com quatro fios: proposta de implementação e estratégia de modulação por largura de pulso.**. 2007. Dissertação (Engenharia Elétrica) - Universidade de São Paulo

m5. Fernando Ortiz Martinz. **ESTUDO DE ESTRATÉGIAS DE RASTREAMENTO DA CORRENTE E DA TENSÃO CA DE UM CONVERSOR DO TIPO FONTE DE TENSÃO**. 2007. Dissertação (Engenharia Elétrica) - Universidade de São Paulo

m3. Rodrigo Cutri. **Compensação de Desequilibrios de Carga Empregando COnversor Estático Operando com Modulação em Largura de Pulso**. 2004. Dissertação (Engenharia Elétrica) - Universidade de São Paulo

m2. Alisson Dias Junqueira. **Controle Digital de Conversor Trifásico com Elevado Fator de Potência**. 2004. Dissertação (Engenharia Elétrica) - Universidade de São Paulo

m1. M G Garcia jr. **Retificador com Elevado Fator de Potência para Tocha de Plasma**. 2002. Dissertação (Engenharia Elétrica) - Universidade de São Paulo

R.2.2 Teses de Doutorado Concluídas

d1. Cutri, R. **Método de extração em tempo real de sequência positiva, negativa e/ou harmônicos**. 2007. Tese (Engenharia Elétrica) - Universidade de São Paulo

d0. Matakas, L. Jr **Conexão Paralela de Conversores Estáticos do Tipo Fonte de tensão sem Transformador.** 1998. Tese (Engenharia Elétrica) - Universidade de São Paulo
Doutorado em Engenharia Elétrica.

R.2.3 Artigos em Periódicos

p5. Vairamohan, Baskar, KOMATSU, Wilson, Galassi, Mauricio, Monteiro, Thiago Costa, de Oliveira, Marco Antonio, AHN, Se Un, MATAKAS JR, Lourenço, MARAFÃO, Fernando Pinhabel, Bormio Jr., Edison, de Camargo, Josué, Technology assessment for power quality mitigation devices - Micro-DVR case study**. Electric Power Systems Research, Elsevier (Print**). , 2011.

p4. MARTINZ, Fernando Ortiz, GALASSI, Maurício, GIARETTA, Antonio Ricardo, OLIVEIRA, Marco Antonio de, SILVA, Fabiana Aparecida de Toledo, MASUDA, M., COPELIOVITCH, S., ZANETTI, E. R., LIMA, Eduardo Gonçalves, CAMARGO, Josué, AHN, Se Un, KOMATSU, Wilson,

ANTONIO, Jardini José, MATAKAS JR, Lourenço, A Low Power Voltage Sag Compensator. **Eletrônica de Potência (Florianópolis).** , v.11, p.77 - 84, 2006.

p3. CUTRI, R., MATAKAS JR, Lourenco, MATAKAS JR, Lourenço, COMPENSAÇÃO DE DESEQUILÍBRIOS DE CARGA EMPREGANDO CONVERSOR ESTÁTICO OPERANDO COM MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSO. **Eletrônica de Potência** (Florianópolis). , v.9, p.37 - 45, 2004.

p2. JUNQUEIRA, Alisson Dias, MATAKAS JR, Lourenço, KOMATSU, Wilson, Digital Implementation of Three Phase Rectifier with High Dead Beeat Controller. **Eletrônica de Potência** (Florianópolis). , v.7, p.30 - 38, 2002.

p1. MATAKAS JR, Lourenço, BURLACU, C., MASADA, E., The Connection of Converters Instead of Switches- A High Performance solution for the MVA Range of Power Converters. **Journal of Circuits, Systems, and Computers.** , v.5, p.503 - 521, 1995.

R.2.4 Artigos em Anais de Congressos

c76 Matakas Jr., Lourenço, GIARETTA, Antonio Ricardo Voltage and Current Tracking Control for the parallel Connection of VSC H Bridge Conversters Without Transformer In: XI Congresso Brasileiro de Eletronica de Potência - COBEP2011, 2011, Natal.**Anais do COBEP2011**. SOBRAEP, 2011.

c75 T.M. Terrazas, MARAFÃO, Fernando Pinhabel, Monteiro, Thiago Costa, GIARETTA, Antonio Ricardo, Matakas Jr., Lourenço, KOMATSU, Wilson Reference Generator for Voltage Controlled Power Conditioners In: 11 Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência- COBEP-2011, 2011, Natal. **Anais do COBEP-2011**. SOBRAEP, 2011.

c74. Monteiro, T.C., CAMARGO, J., AHN, Se Un, BÓRMIO JR, Edson, T.M. Terrazas, MARAFÃO, Fernando Pinhabel, GIARETTA, Antonio Ricardo, ANTONIO, Jardini José, Matakas Jr., Lourenço, KOMATSU, Wilson Dynamic Voltage Restorer Development And Testing In: XI Congresso Brasileiro de Eletronica de Potência- COBEP2011, 2011, Natal.**Anais do COBEP-2011**. SOBRAEP, 2011.

c73. FURLANETO, V., Matakas Junior, L. Energia Elétrica Consumida no Processo de Solda por Resistência e Rendimento de Conversores Monofáicos CA e Trirfásicos CC In: Congresso Nacional de Soldagem - XXIX CONSOLDA, 2003, São Paulo. **Anais do XXIX CONSOLDA**. Associação Brasileira de SOldagem, 2003.

c72. MARTINZ, Fernando Ortiz, Miranda, Rubens Domingos, KOMATSU, Wilson, Matakas Jr., Lourenço, Gain limits for current loop controllers of single and three-phase PWM converters In: International Power Electronics Conference (IPEC), 2010, 2010, Sapporo. **Proceedings of International Power Electronics Conference (IPEC), 2010**. Tokyo: IEEJ Japan, 2010. p.201 - 208

c71. Matakas Jr., Lourenço, KOMATSU, Wilson, MARTINZ, Fernando Ortiz, Positive sequence tracking Phase Locked Loops: A unified graphical explanation In: Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, 2010, Sapporo. **PROCEEDINGS OF Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International**. Tokyo: IEE Japan, 2010. p.1273 - 1278

c68. MARTINZ, Fernando Ortiz, MATAKAS JR, Lourenço, DESIGN CRITERIA FOR CURRENT LOOP CONTROLLERS - CONTINUOUS TIME ANALYSIS In: Conferencia Brasileira de Eletrinica de Potencia COBEP 2009, 2009, Bonito-MS. **Brazilian Power Electronics Conference**. Sobraep,

2009. p.96 - 102

c67. Monteiro, T.C., GALASSI, M., T.M. Terrazas, MARAFÃO, Fernando Pinhabel, MATAKAS JR, Lourenço, KOMATSU, Wilson**,** DEVELOPMENT OF A DC-DC CONVERTER FOR DC BUS VOLTAGE CONTROL OF SERIES CONNECTED DEVICE In: 10 Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potencia, 2009, Bonito , MS., **anais do 10 Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potencia**. sobraep, 2009. p.472 - 477

c66. Rodrigues, Álvaro Jorge, Miranda, Rubens Domingos, GALASSI, Maurício, MATAKAS JR, Lourenço, KAISER, W., KOMATSU, Wilson, POWER CONVERTER FOR A HIGH PRESSURE DISCHARGE LAMP EVALUATION EXPERIMENTAL APPARATUS In: 10 Congresso Brasileiro de Eletronica de Potencia, 2009, Bonito , MS., **anais do 10 Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potencia**. sobraep, 2009. p.260 - 265

c65. MARAFÃO, Fernando Pinhabel, D.Colon, ANTONIO, Jardini José, KOMATSU, Wilson, MATAKAS JR, Lourenço, GALASSI, Maurício, AHN, Se Un, BÓRMIO JR, Edson, CAMARGO, Josué, Monteiro, T.C., OLIVEIRA, Marco Antonio de, Analysis and Design of a Multiloop Controller and a Voltage Reference Generator for a DVR Implementation In: VIII Conferencia internacional de Aplicações Industriais, 2008, Poços de Caldas. **Induscon 2008**. , 2008.

c64. BÓRMIO JR, Edson, AHN, Se Un, JARDINI, J. A., KOMATSU, Wilson, MATAKAS JR, Lourenço, GALASSI, Maurício, GIARETTA, Antonio Ricardo, OLIVEIRA, Marco Antonio de, CAMARGO, J., Monteiro, T.C., Desenvolvimento e Implementação de Soluções FACDS no Sistema da CPFL – FACDS - "Flexible Alternating Current Distribution Systems" In: XVIII Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica SENDI 2008, 2008, Olinda. **Sendi 2008**. , 2008.

c63. BÓRMIO JR, Edson, AHN, Se Un, ANTONIO, Jardini José, KOMATSU, Wilson, MATAKAS JR, Lourenço, GALASSI, Maurício, GIARETTA, Antonio Ricardo, OLIVEIRA, Marco Antonio de, Monteiro, T.C., CAMARGO, Josué, Micro DVR - development plataform for DVR and FACDS- Description and Experimental Results In: VIII Conferencia Internacional de Aplicações Industriais, 2008, Poços de CAldas. **Induscon 2008**. , 2008.

c62. KOMATSU, Wilson, GIARETTA, Antonio Ricardo, OLIVEIRA, Marco Antonio de, Monteiro, T.C., GALASSI, Maurício, AHN, Se Un, MATAKAS JR, Lourenço, BÓRMIO JR, Edson, CAMARGO, J., JARDINI, J. A., Micro DVR- A Development Platform for DVR and FACDS In: 2008 IEEE PES Transmission and Distribution Conference & Exposition, 2008, Chicago. **2008 IEEE PES Transmission and Distribution Conference & Exposition**. Piscataway, NJ: IEEE Power Enginnering Society, 2008. v.v1. p.1 - 6

c61. MARAFÃO, Fernando Pinhabel, D.Colon, ANTONIO, Jardini José, KOMATSU, Wilson, MATAKAS JR, Lourenço, GALASSI, Maurício, AHN, Se Un, BÓRMIO JR, Edson, CAMARGO, J., Monteiro, T.C., Multiloop COntroller and Reference Generator for a Dynamic Voltage Restorer Implementation In: 13th International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP-2008, 2008, Wollongong., **13th International Conference on Harmonics and Quality of Power ICH**. IEEE, 2008. p.1 - 6

c60. B. Vairamohan, KOMATSU, Wilson, GALASSI, Maurício, Monteiro, T.C., OLIVEIRA, Marco Antonio de, AHN, Se Un, MATAKAS JR, Lourenço, BÓRMIO JR, Edson, CAMARGO, Josué, M. F. McGranaghan, ANTONIO, Jardini José, Technology Assessment for Power Quality Mitigation Devices - MICRO DVR- Case Study In: 13th Internationa Conference on Harmonics & quality of power ICHQP2008, 2008, Wollongong., **ICHQP-2008**. ieee, 2008. p.1 – 6

c59. OLIVEIRA, Marco Antonio de, MARTINZ, Fernando Ortiz, KOMATSU, Wilson, GALASSI, M., MATAKAS JR, Lourenço, A Converter Embedded AC Mains Voltage Quality Analyzer. In: 9o Congresso Brasileiro de Eletronica de Potencia- COBEP2007, 2007, Blumenau. **Anais da**

COnferencia. Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 2007. v.v1. p.101 - 105

c58. CUTRI, R., MATAKAS JR, Lourenço, A FAST INSTANTANEOUS METHOD FOR SEQUENCE EXTRACTION In: 9o Congresso Brasileiro de Eletronica de Potencia- COBEP2007, 2007, Blumenau. **anais da COnferencia**. Sociedade Brasileira de Eletronica de Potencia SOBRAEP, 2007.

c57. CUTRI, R., MATAKAS JR, Lourenço, A generalized instantaneous method for harmonics,positive and negative sequence detection/extraction In: Power Electronics Specialists Conference PESC 2007, 2007 **Power Electronics Specialists Conference PESC 2007**. IEEE, 2007. p.2294 -

c54. MATAKAS JR, Lourenço, SIlva Jr, Walter Pereira, GIARETTA, Antonio Ricardo, Minimizing CUrrent Ripple in 3-phase, 4-wire, voltage source converter by injection of an optimal zero sequence signal In: 9o Congresso Brasileiro de Eletronica de Potencia COBEP-2007, 2007, Blumenau. **Cobep 2007**. , 2007.

c53. GIARETTA, Antonio Ricardo, MATAKAS JR, Lourenço, SIlva Jr, Walter Pereira, Comparing Two Strategies for the Implementation of Three-Phase Four-Wire VSI Converters In: CONFERÊNCIA INTERNACIONAL, 2006, Recife. **proceedings Induscon 2006**. IEEE, 2006.

c52. MATAKAS JR, Lourenço, GALASSI, Maurício, GIARETTA, Antonio Ricardo, OLIVEIRA, Marco Antonio de, MARTINZ, Fernando Ortiz, MASUDA, M., AHN, Se Un, JARDINI, J. A., MATAKAS JR, Lourenco, KOMATSU, Wilson, CAMARGO, J.
Reference Generation and PLL in a Dynamic Voltage Restorer Prototype: Implementation and Tests In: International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2006, Cascais.
Conference Proceedings. , 2006.

c51. MATAKAS JR, Lourenço, MATAKAS JR, Lourenco, MARTINZ, Fernando Ortiz, GIARETTA, Antonio Ricardo, GALASSI, Maurício, KOMATSU, Wilson, UMA ABORDAGEM GRÁFICA PARA UM ALGORITMO DE PLL BASEADO EM SEQÜÊNCIA POSITIVA In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA CBA 2006, 2006, Salvador., **Anais**. Salvador: Universidade Federal da Bahia, 2006.

c48. KOMATSU, Wilson, MATAKAS JR, Lourenco, MATAKAS JR, Lourenço, A Didactic Comparison Of Space-Vector PWM And Carrier-Based PWM With Optimal Zero-Sequence Injection In: 8º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), 2005, Recife. **Anais - COBEP 2005**. Florianópolis: Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 2005. v.1. p.175 – 181

c47. KOMATSU, Wilson, GIARETTA, Antonio Ricardo, MATAKAS JR, Lourenco, MATAKAS JR, Lourenço, A Didactic Microcontrolled Three-Phase Signal Generator In: 8º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), 2005, Recife., **Anais - COBEP 2005**. Florianópolis: Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 2005. v.1. p.169 - 174

c46. MATAKAS JR, Lourenco, MATAKAS JR, Lourenço, KOMATSU, Wilson, GALASSI, Maurício, MARTINZ, Fernando Ortiz, AHN, Se Un, JARDINI, J. A., A Low Power Dynamic Voltage Restorer With Voltage Harmonic Compensation In: 8º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), 2005, Recife. **Anais - COBEP 2005**. , 2005. v.1. p.587 - 592

c45. MATAKAS JR, Lourenco, KOMATSU, Wilson, JARDINI, J. A., MASUDA, M., SILVA, Fabiana Aparecida de Toledo, COPELIOVITCH, S., GALASSI, Maurício, MARTINZ, Fernando Ortiz, AHN, Se Un, ZANETTI, E. R., CAMARGO, J., MATAKAS JR, Lourenço
A Low Power Dynamic Voltage Restorer with Voltage Harmonic Compensation In: The 2005 International Power Electronics Conference - IPEC-Niigata 2005, 2005, Niigata.
Proceedings. Tokyo: The Institute of Electrical Enginners of Japan, 2005. v.1. p.475 - 481

c42. MATAKAS JR, Lourenço, AHN, Se Un, JARDINI, J. A., MATAKAS JR, Lourenco, KOMATSU, Wilson, MASUDA, M., SILVA, Fabiana Aparecida de Toledo, GALASSI, Maurício, MARTINZ, Fernando Ortiz, COPELIOVITCH, S., OLIVEIRA, Marco Antonio de, CAMARGO, Josué, ZANETTI, E. R., LIMA, Eduardo Gonçalves, Implementação e testes alfa da geração de referencia e controle em um protótipo de Restaurador Dinâmico de Tensão In: VI Seminário Brasileiro sobre Qualidade de Energia Elétrica, 2005, Belém. **Anais do VI SBQEE**. , 2005. v.1. p.205 - 212

c41. MATAKAS JR, Lourenço, MARTINZ, Fernando Ortiz, JUNQUEIRA, Alisson Dias, GALASSI, Maurício, MATAKAS JR, Lourenco, Stability Analysis of a Digital Predictive Current Controller for PWM Converters In: 8º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), 2005, Recife. **Anais - COBEP 2005**. , 2005. v.1. p.146 - 150

c40. MATAKAS JR, Lourenço, JARDINI, J. A., AHN, Se Un, MATAKAS JR, Lourenco, KOMATSU, Wilson, CAMARGO, Josué, MASUDA, M., SILVA, Fabiana Aparecida de Toledo, COPELIOVITCH, S., GALASSI, Maurício, MARTINZ, Fernando Ortiz, ZANETTI, E. R., Teste de Protótipo do Dispositivo Restaurador da Tensão com Função de Filtro Harmônico Ativo (Mini-DVR) - 1a Fase In: XVIII Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Eletrica, 2005, Curitiba. **Anais do Pré-Evento - XVIII SNPTEE - GRUPO DE ESTUDO DE ANÁLISES E TÉCNICAS DE SISTEMAS DE POTÊNCIA - GAT**. , 2005. v.1. p.1 - 8

c39. CUTRI, R., Matakas Jr., Lourenço, A NEW INSTANTANEOUS METHOD FOR HARMONICS, POSITIVE AND NEGATIVE SEQUENCE DETECTION FOR COMPENSATION OF DISTORTED CURRENTS WITH STATIC CONVERTERS USING PULSE WIDTH MODULATION In: VI INDUSCON Conferência Internacional de Aplicações Industriais, 2004, Joinville. **VI INDUSCON Conferência Internacional de Aplicações Industriais**. IEEE - INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY, 2004.

c38. CUTRI, R., MATAKAS JR, Lourenço, 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 (ICHQPS), 2004, New York. **11th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQPS)**. IEEE, 2004. p.374 - 378

c37. CUTRI, R., MATAKAS JR, Lourenço, A NEW INSTANTANEOUS METHOD FOR HARMONICS, POSITIVE AND NEGATIVE SEQUENCE DETECTION FOR COMPENSATION OF DISTORTED CURRENTS WITH STATIC CONVERTERS USING PULSE WIDTH MODULATION a In: NAPS 2004 North American Power Symposium, 2004, Idaho. **NAPS 2004 North American Power Symposium**. University of Idaho in cooperation with the Institute for Electrical and Electronics Engineers (IEEE, 2004.

c36. CUTRI, R., MATAKAS JR, Lourenco, MATAKAS JR, Lourenço, COMPENSAÇÃO DE DESEQUILÍBRIOS DE CARGA EMPREGANDO CONVERSOR ESTÁTICO OPERANDO COM MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSO In: Congresso Brasileiro de Automática 2004, 2004, Gramado. **Congresso Brasileiro de Automática 2004**. Sociedade Brasileira de Automática, 2004.

c35. AHN, Se Un, MATAKAS JR, Lourenço, ANTONIO, Jardini José, MATAKAS JR, Lourenco, KOMATSU, Wilson, SILVA, Fabiana Aparecida de Toledo, MARTINZ, Fernando Ortiz, GALASSI, Maurício, MASUDA, M., Mini-DVR - Dynamic Voltage Restorer with Active Harmonic Filter (Tests of Prototype) In: Harmonics and Quality of Power, 2004. 11th International Conference on, 2004, Lake Placid, New York. **Harmonics and Quality of Power, 2004. 11th International Conference on**. New Jersey: IEEE Power Engineering Society, 2004. p.559 - 566

c34. MATAKAS JR, Lourenço, AHN, Se Un, JARDINI, J. A., MASUDA, M., SILVA, Fabiana Aparecida de Toledo, COPELIOVITCH, S., MATAKAS JR, Lourenco, KOMATSU, Wilson,

GALASSI, Maurício, MARTINZ, Fernando Ortiz, CAMARGO, Josué, ZANETTI, E. R., Mini-DVR - Dynamic Voltage Restorer with Functions of Reactive Compensation and Active Harmonic Filter In: Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2004 IEEE/PES, 2004, São Paulo. **Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2004 IEEE/PES**. IEEE, 2004. v.1. p.845 -

c33. CUTRI, R., MATAKAS JR, Lourenco, MATAKAS JR, Lourenço, UM NOVO MÉTODO DE CÁLCULO DE CORRENTES DE SEQUÊNCIA NEGATIVA PARA A COMPENSAÇÃO DE DESEQUILÍBRIOS DE CARGA EMPREGANDO CONVERSOR ESTÁTICO OPERANDO COM PWM In: Congresso Brasileiro de Automática 2004, 2004, Gramado. , 2004.

c31. CUTRI, R., MATAKAS JR, Lourenco, MATAKAS JR, Lourenço REFERENCE CURRENTS DETERMINATION TECHNIQUES FOR LOAD UNBALANCE COMPENSATION In: Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, 2003, Fortaleza.
7ºCOBEP - Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência. , 2003. v.1.

c30. GARCIA JR, M. G., MATAKAS JR, Lourenço Three Phase , Self Commutated, Current Source Converter Controller for Plasma Torches Applications In: International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2003), 2003, Rio de Janeiro. **proceedings of the International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2003)**. IEEE, 2003. p.968 -

c29. MATAKAS JR, Lourenço, JUNQUEIRA, Alisson Dias, KOMATSU, Wilson Digital Implementation of Three PhaseRectifier with Deadbeat Controller In: 6 Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, 2001, Florianópolis. **Anais do 6 Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência**. Florianópolis: Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 2001. v.1. p.229 - 234

c28. MATAKAS JR, Lourenço, KOMATSU, Wilson Using Duality properties to develop hysteresis based, voltage controllers for a current source converter In: 6 Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, 2001, Florianópolis. **6 Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência**. Florianópolis: Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 2001. v.1. p.323 – 328

c27. MATAKAS JR, Lourenço A decoupled, hystetresis based, voltage controller for a CSC Converter In: IPEC 2000, 2000 **IPEC 2000**. , 2000.

c26. KOMATSU, Wilson, KAISER, W., MATAKAS JR, Lourenco, MATAKAS JR, Lourenço PWM Current-Source Converter With Deadbeat Control In: International power Electronics Conference, 2000, Tokyo. **Proceedings**. Tokyo: Institute of Electrical Engineers of Japan, 2000. v.2. p.911 - 916

c25. GARCIA JR, M. G., MATAKAS JR, Lourenço An overview about AC/DC converters applied to plasma torch In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DA POTÊNCIA, 1999, Foz do Iguaçu. **CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DA POTÊNCIA**. Foz do Iguaçu: , 1999. v.2. p.515 - 520

c24. KOMATSU, Wilson, KAISER, W., MATAKAS JR, Lourenco, MATAKAS JR, Lourenço PWM Current-Source Converter with Deadbeat Control In: Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, 1999, Foz do Iguaçu. **Anais**. Curitiba: SOBRAEP - Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 1999. v.1. p.391 - 396

c23. MATAKAS JR, Lourenço, KAISER, W. Two decoupled current controllers for the transformerless parallel type multiconverter, using triangular carrier PWM In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA - CBA'98, 1998, Uberlândia. **CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA - CBA'98, 12**. Uberlândia: CBA'98, 1998.

c22. MATAKAS JR, Lourenço, KAISER, W. Decoupled histeresis control of a parallel type

multiconverter. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP'97, 4, 1997, Belo Horizonte. **CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP'97, 4**. Belo Horizonte: COBEP'97, 1997.

c21. MATAKAS JR, Lourenço, KAISER, W. Low harmonics, decoupled histeresis type current control of a multiconverter consisting of a paralell transformerless of VSC converters In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING IAS'97, 1997, New Orleans. **Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE**. New Orleans: IEEE, 1997. v.2. p.1633 - 1640

c20. MATAKAS JR, Lourenço High power, high performance parallel connected multiconverters: analysis and control. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 11, 1996, São Paulo. **CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA**. São Paulo: CBA, 1996.

c19. MATAKAS JR, Lourenço, MASADA, E. Analysis of the Parallel Connection of Three Phase VCS Converters In: IPEC Yokohama, 1995, Yokohama. **Proceedings**. Yokohama Japan: IEE JAPAN, 1995. v.2. p.859 - 864

c18. NAGY, I., MATAKAS JR, Lourenço, MASADA, E. Application of the Theory of Chaos in PWM Techniques of Induction motors In: IPEC Yokohama, 1995, YOKOHAMA. **Proceedings**. Yokohama Japan: iee-jAPAN, 1995. v.1. p.58 - 63

c16. MATAKAS JR, Lourenço, BURLACU, C., MASADA, E. High power, high performance parallel connected multiconverters: analysis and control. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS ISEE95, 1995, Atenas. **INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**. Atenas: ISIE95'-IEEE, 1995. v.1. p.121 - 126

c15. MATAKAS JR, Lourenço, BURLACU, C., MASADA, E. Implementing MVA range power converters by the connection of voltage source converter. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 3, 1995, São Paulo. **CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 3**. São Paulo: , 1995.

c14. MATAKAS JR, Lourenço, BURLACU, C., MASADA, E. Modelling control and small scale experimental set up of a parallel connected VSC multiconverter. In: NATIONAL CONFERENCE OF THE IEEJ, 1995 **NATIONAL CONFERENCE OF THE IEEJ**. , 1995.

c13. MATAKAS JR, Lourenço, MASADA, E. An instantaneous optimun PWM and its comparison to the space vector and regular sampling methods. In: NATIONAL CONFERENCE OF THE IEEJ, 1994 **NATIONAL CONFERENCE OF THE IEEJ**. , 1994.

c12. NAGY, I., MATAKAS JR, Lourenço, MASADA, E. Novel adaptive switching pattern of AC-DC conversion for suppressing network pollution. In: THIRD INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER QUALITY: END-USE APPLICATIONS AND PERSPECTIVES, 1994, Amsterdan. **EPE-95**. Amsterdan: PQA'94, 1994.

c11. MATAKAS JR, Lourenço, MASADA, E. A study on the feasibility of the parallel association of K voltage source inverters (PAKC). In: ANNUAL CONFERENCE OF IEE JAPAN-INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY-INTERNATIONAL SECTION, 1993 **ANNUAL CONFERENCE OF IEE JAPAN-INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY-INTERNATIONAL SECTION**. , 1993.

c10. MATAKAS JR, Lourenço, MASADA, E. Multi converter implementation by parallel association of K voltage source converters-control method. In: EPE-93, 1993, Brington. **EPE-93**. Brington: , 1993. v.4. p.35 - 40