

José Moraes Gurgel Neto

Técnicas de Controle para Retificadores
Trifásicos Operando sob Condições de Faltas
na Rede Elétrica

Recife, Brasil

Outubro de 2015

José Moraes Gurgel Neto

Técnicas de Controle para Retificadores Trifásicos
Operando sob Condições de Falhas na Rede Elétrica

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

Orientador: Leonardo Rodrigues Limongi, *Dott. Ric.*

Recife, Brasil
Outubro de 2015

Catálogo na fonte
Bibliotecária Valdicéa Alves, CRB-4 / 1260

G978t Gurgel Neto. José Moraes.
Técnica de controle para retificadores trifásicos operando sob condições de
faltas na rede elétrica / José Moraes Gurgel Neto - 2015.
112folhas, Il.; Tabs.; Abr.e Sigl. e Simb.

Orientador: Prof. Dr. Leonardo Rodrigues Limongi.

.
Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2015.
Inclui Referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Retificador PWM. 3. Afundamentos de tensão.
4. Harmônicos. I. Limongi, Leonardo Rodrigues (Orientador). II.Título.

UFPE
621.3 CDD (22. ed.) BCTG/2015 - 162



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

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

JOSÉ MORAES GURGEL NETO

TÍTULO

***“TÉCNICAS DE CONTROLE PARA RETIFICADORES TRIFÁSICOS OPERANDO
SOB CONDIÇÕES DE FALTAS NA REDE ELÉTRICA”***

A comissão examinadora composta pelos professores: LEONARDO RODRIGUES LIMONGI, DEE/UFPE, GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO, DEE/UFPE e MÁRCIO EVARISTO DA CRUZ BRITO, DEE /UFPE, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **JOSÉ MORAES GURGEL NETO APROVADO.**

Recife, 29 de outubro de 2015.

CECILIO JOSÉ LINS PIMENTEL
Coordenador do PPGEE

LEONARDO RODRIGUES LIMONGI
Orientador e Membro Titular Interno

MÁRCIO EVARISTO DA CRUZ BRITO
Membro Titular Externo

GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO
Membro Titular Interno

Dedico a José Moraes Gurgel Neto (in memoriam), meu Pai.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer à Deus. Também aos meus pais, José Moraes (In memoriam) e Zuleica Gurgel, pela motivação e suporte, e aos meus avós Ageu Amaral e Marinalva Alves. À minha esposa Marielza Gurgel, pela atenção, carinho, motivação e apoio em todos os momentos durante a condução do mestrado. Aos meus familiares que me deram força durante todos este período. À todos os membros do GEPAE, que contribuíram de forma direta ou indireta ao longo do percurso que resultou na presente dissertação, em especial ao meu orientador, Leonardo Limongi, pela oportunidade de desenvolver este trabalho e pelo grande auxílio sem o qual a conclusão deste não seria possível. Aos meus grandes amigos Luís Guilherme Genú, Jonata Campelo e Alexsandro Aleixo co-responsáveis tanto no auxílio emocional, quanto nas correções ortográficas. Agradeço ainda aos professores Gustavo Medeiros de Souza Azevedo e Marcio Evaristo da Cruz Brito pelas contribuições e observações pertinentes ao texto. Finalmente, ao CNPq pelo indispensável apoio financeiro e aos professores e funcionários do PPGEE por toda colaboração realizada. A todos muito obrigado.

*“A mente que se abre a uma nova idéia jamais
volta ao seu tamanho original
(Albert Einstein)”*

Resumo

Quando comparados aos retificadores tradicionais a diodo ou tiristor, os retificadores PWM têm algumas vantagens como corrente de entrada senoidal, filtro capacitivo pequeno e fator de potência controlado. No entanto, esses conversores são sensíveis a tensões desbalanceadas e transitórios de tensão. Problemas que ocorrem frequentemente em sistemas de potência trifásicos devido a cargas desbalanceadas e faltas no sistema elétrico. Sob essas condições, alguns problemas como; *ripple* na tensão o barramento CC e presença de harmônicos na correntes da rede podem ser evidenciados. Assim, para manter a tensão do barramento CC constante sem injetar mais correntes harmônicas na rede, surgem duas opções básicas. A primeira é a utilização de grandes filtros capacitivos para atenuar o *ripple* de tensão, com a possibilidade de ressonância no sistema, além do aumento dos custos e tamanho do retificador tradicional. A segunda alternativa, na qual desenvolve-se o trabalho, é a utilização de uma estratégia de controle, durante faltas no sistema. O trabalho realiza uma análise comparativa de três estratégias de controle.

Palavras-chave: Retificador PWM. Afundamentos de Tensão. Harmônicos.

Abstract

When compared to traditional thyristor or diode rectifiers, the rectifiers PWM have some advantages like sinusoidal input current, small capacitive filter and power factor control. However, such converters are susceptible tensions unbalanced and transient voltage. Problems that often occur in systems three-phase power due to unbalanced loads and faults in the electrical system. Under these conditions, some problems like; ripple on the DC bus voltage and the presence of harmonic currents in the network can be evidenced. Thus, to maintain tension the constant DC bus without injecting more harmonic currents in the network, there are two basic options. The first is the use of large capacitive filters to attenuate the ripple voltage, with the possibility of resonance in the system, and increased costs and size of traditional rectifier. The second alternative, which develops in the work, is the use of a control strategy during system faults. The work carries a comparative analysis of three control strategies

Keywords: PWM Rectifier. Sags voltage. Harmonics.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Tipos de afundamento antes (cinza) e durante (preto), para diferentes faltas: A - Faltas FFF; C e D - Faltas FT e FF.	27
Figura 2 – Formas de onda típicas dos afundamentos de tensão (em pu) para diferentes faltas: (1) - A - Faltas FFF, (2) - C - Faltas FT e (3) - D - FF.	28
Figura 3 – Topologia básica do retificador trifásico PWM.	33
Figura 4 – Modelo do retificador PWM em referencial abc	34
Figura 5 – Vetor \vec{x} em um sistema de coordenadas $\alpha\beta$ e dq	35
Figura 6 – Modelo do retificador PWM em referencial síncrono.	37
Figura 7 – Topologia básica do Sistema de Controle do Retificador PWM.	37
Figura 8 – Diagrama de Bode de um Filtro Notch.	41
Figura 9 – Estrutura do Controle Duplo de Correntes (SONG; NAM, 1999).	42
Figura 10 – Tensões de entrada: (1) - $\vec{e}_{abc}(V)$, (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}(V)$	46
Figura 11 – Tensão do barramento CC: (1) - $v_{cc}(V)$	47
Figura 12 – Correntes de entrada do retificador: (1) - $\vec{i}_{abc}(A)$	47
Figura 13 – Tensão e corrente ampliada: (1) - $v_a(V)$ e $10i_a(A)$	48
Figura 14 – Tensões de sequência positiva e negativa: (1) - $\vec{e}_{dq}^p(V)$, (2) - $\vec{e}_{dq}^n(V)$, (3) - $\vec{e}_{dq}^p(V)$, (4) - $\vec{e}_{dq}^n(V)$	48
Figura 15 – Correntes de sequência positiva e negativa: (1) - $\vec{i}_{dq}^p(A)$, (2) - $\vec{i}_{dq}^n(A)$	49
Figura 16 – Tensões de entrada: (1) - $\vec{e}_{abc}(V)$, (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}(V)$	51
Figura 17 – Tensão do barramento CC: (1) - $v_{cc}(V)$	51
Figura 18 – Correntes de entrada do retificador: (1) - $\vec{i}_{abc}(A)$	52
Figura 19 – Detalhes das correntes de entrada do retificador: (1) - $\vec{i}_{abc}(A)$	52
Figura 20 – Tensão e corrente ampliada: (1) - $v_a(V)$ e $10i_a(A)$	53
Figura 21 – Tensões de sequência positiva e negativa: (1) - $\vec{e}_{dq}^p(V)$, (2) - $\vec{e}_{dq}^n(V)$, (3) - $\vec{e}_{dq}^p(V)$ e (4) - $\vec{e}_{dq}^n(V)$	53
Figura 22 – Correntes de sequência positiva e negativa: (1) - $\vec{i}_{dq}^p(A)$, (2) - $\vec{i}_{dq}^n(A)$	54
Figura 23 – Retificador Ativo com $R_a \neq R_b \neq R_c$ e $L_a \neq L_b \neq L_c$	56
Figura 24 – Controle do retificador PWM proposto por Yongsug Suh et al.	62
Figura 25 – Sistema de controle de corrente proposto por Roiu (ROIU et al., 2008).	66
Figura 26 – Tensões de entrada: (1) - $\vec{e}_{abc}(V)$, (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}(V)$	68
Figura 27 – Tensão do barramento CC: (1) - $v_{cc}(V)$	69
Figura 28 – Correntes de entrada: (1) - $\vec{i}_{abc}(A)$	69
Figura 29 – Tensão e corrente ampliada: (1) - $v_a(V)$ e $10i_a(A)$	70
Figura 30 – Tensões de sequência positiva e negativa: (1) - $\vec{e}_{\alpha\beta}^p(V)$, (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}^n(V)$	70
Figura 31 – Correntes em referencial estacionário: (1) - $\vec{i}_{\alpha\beta}(A)$	71
Figura 32 – Tensões de entrada: (1) - $\vec{e}_{abc}(V)$, (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}(V)$	72

Figura 33 – Tensão do barramento CC: (1) - $v_{cc}(\text{V})$	72
Figura 34 – Correntes de entrada: (1) - $\vec{i}_{abc}(\text{A})$	73
Figura 35 – Detalhe das correntes de entrada do retificador: (1) - $\vec{i}_{abc}(\text{A})$	73
Figura 36 – Tensão e corrente ampliada: (1) - $v_a(\text{V})$ e $10i_a(\text{A})$	74
Figura 37 – Tensões de sequência positiva e negativa: (1) - $\vec{e}_{\alpha\beta}^p(\text{V})$, (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}^n(\text{V})$	74
Figura 38 – Correntes em referencial estacionário: (1) - $\vec{i}_{\alpha\beta}(\text{A})$	75
Figura 39 – Detalhe do esquema de eliminação da ondulação no barramento CC.	78
Figura 40 – Controle de corrente por Hwang.	82
Figura 41 – Tensões de entrada: (1) - $\vec{e}_{abc}(\text{V})$, (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}(\text{V})$	84
Figura 42 – Tensão do barramento CC: (1) - $v_{cc}(\text{V})$	85
Figura 43 – Correntes de entrada: (1) - $\vec{i}_{abc}(\text{A})$	85
Figura 44 – Tensão e corrente ampliada: (1) - $v_a(\text{V})$ e $10i_a(\text{A})$	86
Figura 45 – Tensões de sequência positiva e negativa: (1) - $\vec{e}_{\alpha\beta}^p(\text{V})$, (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}^n(\text{V})$	86
Figura 46 – Correntes em referencial estacionário: (1) - $\vec{i}_{\alpha\beta}(\text{A})$	87
Figura 47 – Tensões de entrada: (1) - $\vec{e}_{abc}(\text{V})$, (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}(\text{V})$	88
Figura 48 – Tensão do barramento CC: (1) - $v_{cc}(\text{V})$	89
Figura 49 – Correntes de entrada: (1) - $\vec{i}_{abc}(\text{A})$	89
Figura 50 – Detalhe das correntes de entrada do retificador: (1) - $\vec{i}_{abc}(\text{A})$	90
Figura 51 – Tensão e corrente ampliada: (1) - $v_a(\text{V})$ e $10i_a(\text{A})$	90
Figura 52 – Detalhe da tensão e corrente ampliada: (1) - $v_a(\text{V})$ e $10i_a(\text{A})$	91
Figura 53 – Tensões de sequência positiva e negativa: (1) - $\vec{e}_{\alpha\beta}^p(\text{V})$, (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}^n(\text{V})$	91
Figura 54 – Correntes em referencial estacionário: (1) - $\vec{i}_{\alpha\beta}(\text{A})$	92
Figura 55 – Diagrama de blocos típico de um SRF-PLL.	94
Figura 56 – Sistema de referencial síncrono para o SRF-PLL.	95
Figura 57 – Ângulo estimado: (1) - θ (rad/s).	95
Figura 58 – Tensões de entrada: (1) - $\vec{e}_{abc}(\text{V})$, (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}(\text{V})$	96
Figura 59 – Tensões de sequência positiva e negativa no <i>SRF</i> na partida do controle: (1) - $\vec{e}_{dq}^p(\text{V})$, (2) - $\vec{e}_{dq}^n(\text{V})$	97
Figura 60 – Tensões de entrada: (1) - $\vec{e}_{abc}(\text{V})$, (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}(\text{V})$	98
Figura 61 – Tensões de sequência positiva e negativa no <i>SRF</i> durante o afundamento de tensão: (1) - $\vec{e}_{dq}^p(\text{V})$, (2) - $\vec{e}_{dq}^n(\text{V})$	98
Figura 62 – Diagrama em blocos do <i>SOGI-QSG</i>	100
Figura 63 – Diagrama em blocos do <i>SOGI-QSG</i>	101
Figura 64 – Diagrama em blocos do <i>DSOGI-PLL</i>	102
Figura 65 – Ângulo estimado: (1) - θ (rad/s).	102
Figura 66 – Tensões de entrada: (1) - $\vec{e}_{abc}(\text{V})$, (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}(\text{V})$	103
Figura 67 – Tensões de sequência positiva e negativa do <i>DSOGI</i> na partida do controle: (1) - $\vec{e}_{dq}^p(\text{V})$, (2) - $\vec{e}_{dq}^n(\text{V})$	104
Figura 68 – Tensões de entrada: (1) - $\vec{e}_{abc}(\text{V})$, (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}(\text{V})$	105

Figura 69 – Tensões de sequência positiva e negativa no *DSOGI* durante o afundamento de tensão: (1) - $\vec{e}_{dq}^p(\text{V})$, (2) - $\vec{e}_{dq}^n(\text{V})$ 105

Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros adotados na simulação do controle proposto por (SONG; NAM, 1999).	45
Tabela 2 – Parâmetros adotados na simulação do controle proposto por (ROIU et al., 2008).	67
Tabela 3 – Parâmetros adotados na simulação do controle proposto por (HWANG; LEHN, 2008).	83
Tabela 4 – Parâmetros adotados na simulação do <i>SRF-PLL</i>	96
Tabela 5 – Parâmetros adotados na simulação do <i>DSOGI</i>	103
Tabela 6 – Resumo comparativo dos esquemas de controle.	107

Lista de abreviaturas e siglas

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
FP	Fator de Potência
FT	Fase-Terra
FF	Fase-Fase
FFT	Fase-Fase-Terra
FFF	Fase-Fase-Fase
IPCPC	<i>Instantaneous Power Control at the Point of Common Coupling</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
LPF	<i>Low Pass Filter</i>
OFF	Desligado
ON	Ligado
PCC	<i>Point of Common Coupling</i>
PI	Controlador proporcional integral
PI_v	Controlador proporcional integral do barramento CC
PI_i	Controlador proporcional integral do controle de corrente
PLL	<i>Phase-locked loop</i>
P-SSI	Controlador P-SSI
PWM	Modulação por Largura de Pulso - <i>Pulse Width Modulation</i>
PI	Controlador Proporcional - Integral
PR	Controlador Proporcional - Ressonante
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
ripple	Ondulação

Sag	Afundamento de Tensão
Swell	Elevação de Tensão
VSI	Inversor Fonte de Tensão - <i>Voltage Source Inverter</i>
THD	<i>Total harmonic distortion</i>

Lista de símbolos

$a = 1\angle 120^\circ$	Operador de rotação.
a, b, c	Fases do sistema trifásico.
C	Capacitor do barramento CC.
$[C]$	Transformação de Clarke.
$d_{\alpha\beta}$	Ciclo de trabalho das chaves em coordenadas $\alpha\beta$.
d_{dq}	Ciclo de trabalho das chaves em coordenadas dq .
d_1	Ciclo de trabalho das chave controlada S_1 do primeiro braço do retificador em coordenadas abc .
d_2	Ciclo de trabalho das chave controlada S_2 do segundo braço do retificador em coordenadas abc .
d_3	Ciclo de trabalho das chave controlada S_3 do terceiro braço do retificador em coordenadas abc .
d_{123}	Ciclo de trabalho das chaves em coordenadas abc .
e_a, e_{an}	Tensão de rede na fase a .
e_b, e_{bn}	Tensão de rede na fase b .
e_c, e_{cn}	Tensão de rede na fase c .
e_x, e_{xn}	Tensão de rede na fase x .
e_{aA}	Tensão de rede na fase a durante o afundamento de tensão.
e_{bB}	Tensão de rede na fase b durante o afundamento de tensão.
e_{cC}	Tensão de rede na fase c durante o afundamento de tensão.
e_α	Tensão de rede em referencial estacionário de eixo α .
e_β	Tensão de rede em referencial estacionário de eixo β .
e_α^p	Tensão de rede em referencial estacionário de sequência positiva de eixo α .
e_α^n	Tensão de rede em referencial estacionário de sequência negativa de eixo α .
e_β^p	Tensão de rede em referencial estacionário de sequência positiva de eixo β .

e_{β}^n	Tensão de rede em referencial estacionário de sequência negativa de eixo β .
e_d^p	Tensão de rede em referencial síncrono de sequência positiva de eixo direto.
e_q^p	Tensão de rede em referencial síncrono de sequência positiva em quadratura.
e_d^n	Tensão de rede em referencial síncrono de sequência negativa de eixo direto.
e_q^n	Tensão de rede em referencial síncrono de sequência negativa em quadratura.
\vec{e}_{abc}	Vetor tensão de rede no <i>PCC</i> em coordenadas <i>abc</i> .
$\vec{e}_{\alpha\beta}$	Vetor tensão de rede em coordenadas $\alpha\beta$.
\vec{e}_{dq}	Vetor tensão de rede em coordenadas <i>dq</i> .
$\vec{e}_{\alpha\beta}^p$	Vetor tensão de rede de sequência positiva em coordenadas $\alpha\beta$.
$\vec{e}_{\alpha\beta}^n$	Vetor tensão de rede de sequência negativa em coordenadas $\alpha\beta$.
\vec{e}_{dq}^p	Vetor tensão de rede de sequência positiva em coordenadas <i>dq</i> .
\vec{e}_{dq}^n	Vetor tensão de rede de sequência negativa em coordenadas <i>dq</i> .
\vec{e}_{dq}^p	Vetor tensão de rede de sequência positiva em coordenadas <i>dq</i> antes do <i>LPF</i> .
\vec{e}_{dq}^n	Vetor tensão de rede de sequência negativa em coordenadas <i>dq</i> antes do <i>LPF</i> .
$e^{j\omega t}$	Amplitude nominal da tensão do sistema.
$e^{-j\omega t}$	Amplitude nominal da tensão do sistema.
E	Amplitude nominal da tensão do sistema.
ϵ	Erro.
f	Frequência dada em Hz.
$f_{chav.}$	Frequência de chaveamento.
G_{PI}	Ganho do controlador proporcional e integral.
i_a	Corrente na rede na fase <i>a</i> .
i_b	Corrente na rede na fase <i>b</i> .
i_c	Corrente na rede na fase <i>c</i> .
i_{α}	Corrente em referencial estacionário de eixo α .

i_{β}	Corrente em referencial estacionário de eixo β .
i_{α}^p	Corrente em referencial estacionário de sequência positiva de eixo α .
i_{α}^n	Corrente em referencial estacionário de sequência negativa de eixo α .
i_{β}^p	Corrente em referencial estacionário de sequência positiva de eixo β .
i_{β}^n	Corrente em referencial estacionário de sequência negativa de eixo β .
i_d^p	Corrente em referencial síncrono de sequência positiva de eixo direto.
i_q^p	Corrente em referencial síncrono de sequência positiva em quadratura.
i_d^n	Corrente em referencial síncrono de sequência negativa de eixo direto.
i_q^n	Corrente em referencial síncrono de sequência negativa em quadratura.
i_{cc}	Corrente contínua no barramento CC.
i_{cc_ref}	Corrente contínua de referencia.
i_{carga}	Corrente contínua na carga.
\vec{i}_{abc}	Vetor corrente alternada em coordenadas abc .
$\vec{i}_{\alpha\beta}$	Vetor corrente alternada em coordenadas $\alpha\beta$.
\vec{i}_{dq}	Vetor corrente alternada em coordenadas dq .
$\vec{i}_{\alpha\beta}^p$	Vetor corrente de sequência positiva em coordenadas $\alpha\beta$.
$\vec{i}_{\alpha\beta}^n$	Vetor corrente de sequência negativa em coordenadas $\alpha\beta$.
\vec{i}_{dq}^p	Vetor corrente de sequência positiva em coordenadas dq .
\vec{i}_{dq}^n	Vetor corrente de sequência negativa em coordenadas dq .
\vec{i}_{dq}^p	Vetor corrente de rede de sequência positiva em coordenadas dq antes do <i>LPF</i> .
\vec{i}_{dq}^n	Vetor corrente de rede de sequência negativa em coordenadas dq antes do <i>LPF</i> .
k_p	Ganho proporcional.
k_i	Ganho integral.
k_{pv}	Ganho proporcional da malha de tensão.
k_{iv}	Ganho integral da malha de tensão.

k_{pc}	Ganho proporcional da malha de corrente.
k_{ic}	Ganho integral da malha de corrente.
k_{fp}	Constante do fator de potência.
k	Constante de magnitude do afundamento de tensão.
l	Indutância de rede.
L	Indutância de acoplamento no ponto de conexão do retificador com a rede.
L_{α}	Indutância de eixo α .
$L_{\alpha\beta}$	Indutância de acoplamento entre os eixos α e β .
L_{β}	Indutância de eixo β .
n	Referencia de neutro do sistema trifásico.
N	Referencia de neutro do barramento CC.
p_{in}	Potência de entrada medida no PCC.
p_{out}	Potência de saída medida nos polos do retificador.
p, n	Sequência Positiva e Negativa.
$[P]$	Transformação de Park.
P_0	Termo constante da potência ativa.
P_0^p	Termo constante da potência ativa nos pólos do retificador.
P_{c2}	Termo constante pré multiplicador da parte oscilante com cosseno da potência ativa.
P_{c2}^p	Termo constante pré multiplicador da parte oscilante com cosseno da potência ativa nos pólos do retificador.
P_{s2}	Termo constante pré multiplicador da parte oscilante com seno da potência ativa.
P_{s2}^p	Termo constante pré multiplicador da parte oscilante com seno da potência ativa nos pólos do retificador.
P_{carga}	Potência ativa entregue a carga.
P_{perdas}	Potência ativa de perdas nas impedâncias indutivas.

p	Potência ativa.
q	Potência reativa.
Q_0	Termo constante da potência reativa.
Q_0^p	Termo constante da potência reativa nos pólos do retificador.
Q_{c2}	Termo constante pré multiplicador da parte oscilante com cosseno da potência reativa.
Q_{c2}^p	Termo constante pré multiplicador da parte oscilante com cosseno da potência reativa nos pólos do retificador.
Q^{s2}	Termo constante pré multiplicador da parte oscilante com seno da potência reativa.
Q_{s2}^p	Termo constante pré multiplicador da parte oscilante com seno da potência reativa nos pólos do retificador.
R	Resistência de acoplamento.
r	Resistência interna da rede.
R_α	Resistência de eixo α .
$R_{\alpha\beta}$	Resistência de acoplamento entre os eixos α e β .
R_β	Resistência de eixo β .
R_{carga}	Resistor do lado CC da carga.
s	Potência aparente (complexa).
s^p	Potência aparente nos pólos do retificador.
S_n	Chaves estáticas (0 = chave desligada; 1 = chave ligada).
S_1	Chaves estática superior do primeiro braço do retificador1.
S_2	Chaves estática superior do segundo braço do retificador 2.
S_3	Chaves estática superior do terceiro braço do retificador 3.
S_4	Chaves estática inferior do primeiro braço do retificador4.
S_5	Chaves estática inferior do segundo braço do retificador5.
S_6	Chaves estática inferior do terceiro braço do retificador 6.

v_{an}	Tensão no retificador na fase a .
v_{bn}	Tensão no retificador na fase b .
v_{cn}	Tensão no retificador na fase c .
v_{α}	Tensão no retificador em referencial estacionário de eixo α .
v_{β}	Tensão no retificador em referencial estacionário de eixo β .
v_{α}^p	Tensão no retificador em referencial estacionário de sequência positiva de eixo α .
v_{α}^n	Tensão no retificador em referencial estacionário de sequência negativa de eixo α .
v_{β}^p	Tensão no retificador em referencial estacionário de sequência positiva de eixo β .
v_{β}^n	Tensão no retificador em referencial estacionário de sequência negativa de eixo β .
v_d^p	Tensão no retificador em referencial síncrono de sequência positiva de eixo direto.
v_q^p	Tensão no retificador em referencial síncrono de sequência positiva em quadratura.
v_d^n	Tensão no retificador em referencial síncrono de sequência negativa de eixo direto.
v_q^n	Tensão no retificador em referencial síncrono de sequência negativa em quadratura.
\vec{v}_{abc}	Vetor tensão no retificador em coordenadas abc .
$\vec{v}_{\alpha\beta}$	Vetor tensão no retificador em coordenadas $\alpha\beta$.
\vec{v}_{dq}	Vetor tensão no retificador em coordenadas dq .
$\vec{v}_{\alpha\beta}^p$	Vetor tensão no retificador de sequência positiva em coordenadas $\alpha\beta$.
$\vec{v}_{\alpha\beta}^n$	Vetor tensão no retificador de sequência negativa em coordenadas $\alpha\beta$.
\vec{v}_{dq}^p	Vetor tensão no retificador de sequência positiva em coordenadas dq .
\vec{v}_{dq}^n	Vetor tensão no retificador de sequência negativa em coordenadas dq .
v_{cc}	Tensão no barramento CC.

u_{cc_ref}	Tensão contínua de referencia.
w	Frequência dada em rad/s.
x_a	Componente da fase a do vetor espacial \vec{x}_{abc} .
x_b	Componente da fase b do vetor espacial \vec{x}_{abc} .
x_c	Componente da fase c do vetor espacial \vec{x}_{abc} .
x_α	Componente de eixo real do vetor espacial $\vec{x}_{\alpha\beta}$.
x_β	Componente de eixo imaginário do vetor espacial $\vec{x}_{\alpha\beta}$.
x_d	Componente de eixo direto do vetor espacial \vec{x}_{dq} .
x_q	Componente em quadratura do vetor espacial \vec{x}_{dq} .
\vec{x}_{abc}	Vetor espacial em referencial abc .
$\vec{x}_{\alpha\beta}$	Vetor espacial em referencial estacionário $\alpha\beta$.
\vec{x}_{dq}	Vetor espacial em referencial síncrono dq .
x	Subscrito relativo às fases ($x \in \{a, b, c\}$).
θ	Ângulo do vetor tensão de rede.
*	Complexo conjugado.

Sumário

1	INTRODUÇÃO	24
1.1	Variações Transitórias de Curta Duração	25
1.2	Tipos de Afundamentos de Tensão	26
1.3	Retificador PWM	28
1.4	Motivação e Contribuições da Dissertação de Mestrado	30
1.5	Sínteses dos Capítulos	31
2	CONTROLE DE CORRENTE DUPLO PARA RETIFICADORES TRIFÁSICOS PWM EM REFERENCIAL SÍNCRONO	32
2.1	Modelagem do Retificador Trifásico PWM	32
2.2	Controle da Potência Instantânea no Lado CA - Ponto de Acoplamento Comum	37
2.3	Simulação Computacional	44
2.3.1	Resposta a aplicação de um degrau na tensão de referência do barramento CC	45
2.3.2	Resposta a aplicação de um afundamento de tensão na rede de alimentação do retificador PWM	49
2.4	Considerações Finais	54
3	CONTROLE DE CORRENTE EM RETIFICADORES TRIFÁSICOS PWM EM REFERENCIAL SÍNCRONO E ESTACIONÁRIO	55
3.1	Controle da Potência Ativa Instantânea nos Pólos do Conversor	55
3.1.1	Esquema de Controle em Referencial Síncrono	55
3.1.2	Esquema de Controle em Referencial Estacionário	63
3.2	Simulação Computacional	67
3.2.1	Resposta a aplicação de um degrau na tensão de referência do barramento CC	67
3.2.2	Resposta a aplicação de um afundamento de tensão na rede de alimentação do retificador PWM	71
3.3	Considerações Finais	75
4	CONTROLE DE CORRENTE POR VETOR ESPACIAL EM RETIFICADORES TRIFÁSICOS PWM	76
4.1	Controle da Potência Instantânea com uso do Controlador CC por Vetor Espacial	77

4.1.1	Eliminação da Ondulação na Tensão do Barramento CC	78
4.2	Simulação Computacional	83
4.2.1	Resposta a aplicação de um degrau na tensão de referência do barramento CC	83
4.2.2	Resposta a aplicação de um afundamento de tensão na rede de alimentação do retificador PWM	87
4.3	Considerações Finais	92
5	MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO COM A REDE	93
5.1	O Circuito de Sincronismo em Coordenadas Síncronas	93
5.1.1	Resposta a aplicação da partida do controle do SRF-PLL	96
5.1.2	Resposta a aplicação de um afundamento de tensão na rede de alimentação do SRF-PLL	97
5.2	Circuito de Sincronismo com duplo Integrador Generalizado de Segunda Ordem	99
5.2.1	Sistema de Detecção da Tensão de Sequência Positiva	99
5.2.2	O Integrador Generalizado de Segunda Ordem	100
5.2.3	O Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo	101
5.2.4	Resposta a aplicação da partida do controle do DSOGI-PLL	103
5.2.5	Resposta a aplicação de um afundamento de tensão na rede de alimentação do DSOGI-PLL	104
5.3	Considerações Finais	106
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	107
6.1	Contribuições da dissertação	108
	REFERÊNCIAS	109

1 Introdução

Nas décadas de 1930 e 1940, iniciou-se uma extensiva utilização de válvulas e outros dispositivos não-lineares, porém estas cargas não-lineares ainda não representavam um problema para os sistemas elétricos (BORGONOVO, 2005; JOAQUIN, 2012). A maioria das cargas elétricas conectadas à rede de distribuição de energia apresentavam um comportamento linear, de modo que a corrente solicitada pela carga possuía apenas uma componente senoidal na frequência da tensão da rede (BORGONOVO, 2005).

Com a rápida disseminação dos equipamentos eletrônicos nos últimos anos, houve um crescimento das cargas não-lineares (BORGONOVO, 2005). Na maioria das aplicações industriais, os retificadores tornaram-se presentes. Utilizava-se porém, uma ponte de diodos seguido por um capacitor como elemento de armazenamento de energia. Estes retificadores não controlados, foram muito utilizados nas aplicações industriais pelas seguintes vantagens: baixo custo, estrutura simples com robustez e sem controle (BORGONOVO, 2005; JOAQUIN, 2012).

Estas cargas não-lineares, como os retificadores, geram principalmente componentes harmônicas indesejadas. Estas componentes harmônicas de corrente drenadas da rede, dão origem a uma série de problemas para todo o sistema, desde a geração até os sistemas de distribuição, tais como: baixo fator de potência, distorção nas tensões da rede, desperdício de energia, entre outros (BORGONOVO, 2005; JOAQUIN, 2012).

Hoje a eletrônica de potência lida com o processamento da energia elétrica, suprindo cargas das mais variadas naturezas, abrangendo praticamente todas as áreas do setor elétrico, desde o setor industrial, comercial e doméstico, até o aeroespacial e o militar (BORGONOVO, 2005). Retificadores PWM vêm sendo largamente utilizados em aplicações industriais, tais como acionamentos de motores, aerogeradores, e fontes ininterruptas de potência (UPS), a fim de realizar a interface com a rede elétrica (CAMARGO et al.,). Estes, se comparados com os tradicionais retificadores não controlados ou controlados por tiristores, apresentam como atrativo as seguintes vantagens: (i) fornecimento de tensão CC regulada com baixa ondulação mantendo a corrente de entrada senoidal; (ii) fator de deslocamento unitário; (iii) fluxo bidirecional de potência (CAMARGO et al.,).

Com relação ao fator de potência, os retificadores convencionais apresentam distorções nas correntes drenadas da rede e um reduzido fator de potência. Como consequências, surgem distorções nas tensões de alimentação, aumentam as perdas nas redes de distribuição e interferências eletromagnéticas, prejudicando o funcionamento de outros equipamentos (BARDEMAKER, 2016). Desta forma, estes retificadores não conseguem atingir o desempenho satisfatório para atender normas internacionais que definem os limites recomendados para o conteúdo harmônico dos sinais de corrente em equipamentos eletrônicos (BARDEMAKER,

2016; IEEE, 1991).

Por outro lado, nos retificadores com elevado fator de potência que utilizam a modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM), o comando adequado dos interruptores nos retificadores PWM permite a obtenção de correntes de entrada praticamente senoidais e em fase com as tensões de alimentação e reduzidas taxas de distorção harmônica (BARDEMAKER, 2016).

Este trabalho trata dos retificadores trifásicos PWM sob condições de alimentação desbalanceadas, situação frequente em sistemas elétricos industriais. O surgimento de *ripple* na tensão do barramento CC e até distorções nas correntes de rede, são efeitos diretamente relacionados a esta condição de operação (HWANG; LEHN, 2008). Então, torna-se necessário abordar com mais detalhes alguns tipos de variações de tensão de curta duração, causadas por estas condições de faltas no sistema elétrico.

1.1 Variações Transitórias de Curta Duração

São eventos de afundamento e elevação de tensão com duração de 0,5 ciclo a alguns segundos, dependendo da norma a ser considerada. Diante da localização da falta e das condições do sistema, a falta pode causar uma elevação de tensão (*voltage swell*), um afundamento de tensão (*voltage sag*) ou, ainda, uma interrupção (MELHORN; DAVIS; BEAM, 1998).

O afundamento momentânea de tensão é uma variação de tensão de curta duração, com amplitude (valor eficaz) da tensão superior ou igual a 0,10 pu e inferior a 0,90 pu da tensão nominal durante intervalo de tempo com duração superior a 1 ciclo (16,67 ms) e inferior ou igual a três segundos (DUGAN et al., 2003; MARTINHO, 2013). Este distúrbio é um dos mais importantes que afetam a qualidade da energia elétrica, sendo responsável pela maior parte dos prejuízos financeiros em indústrias. Geralmente associado a faltas no sistema elétrico de potência, pode também ser gerado pela energização de grandes cargas (partida de grandes motores), descargas atmosféricas, galhos de árvores em contato com linhas, etc.

A elevação momentânea de tensão é uma variação de tensão de curta duração, com amplitude (valor eficaz) da tensão superior a 1,10 pu e inferior 1,40 pu da tensão nominal da tensão nominal durante intervalo de tempo com duração superior a 1 ciclo (16,67 ms) e inferior ou igual a três segundos (DUGAN et al., 2003; MARTINHO, 2013). Esta associada a condições de falta no sistema elétrico, rejeição de carga e energização de bancos de capacitores, podendo causar a degradação imediata dos isolamentos de equipamentos elétricos e eletrônicos.

A interrupção momentânea de tensão é uma variação de tensão de curta duração, com amplitude (valor eficaz) da tensão inferior a 0,10 pu da tensão nominal durante intervalo de tempo inferior ou igual a três segundos (DUGAN et al., 2003; MARTINHO, 2013). As interrupções podem ser resultado de faltas no sistema elétrico ou atuação da proteção interrompendo faltas.

Dentre estes, os afundamentos momentâneos de tensão são os que mais afetam a confiabilidade dos processos industriais, ou seja, são a principal causa de distúrbios (68% dos eventos) responsáveis por perdas na produção.

Os métodos hoje utilizados para a estimativa dos afundamentos de tensão impostos a uma carga qualquer não levam em consideração muitas características importantes do distúrbio, como por exemplo, o desequilíbrio entre fases. Situação válida apenas quando a falta é trifásica, e conseqüentemente, equilibrada. Já para faltas FT (Fase-Terra), FF (Fase-Fase) e FFT (Fase-Fase-Terra), os afundamentos de tensão gerados são desequilibrados. Como a maioria das faltas é FT, conseqüentemente, a maioria dos afundamentos é desequilibrado (do tipo C).

1.2 Tipos de Afundamentos de Tensão

Os afundamentos são caracterizados principalmente por dois fatores: duração e profundidade. A duração é o tempo em que as três tensões de fase não estão em seu valor nominal. A profundidade é a diferença entre o valor mínimo da tensão em comparação com seu valor de referência (DUGAN et al., 2003; MARTINHO, 2013).

A classificação apresentada em (MCGRANAGHAN; MUELLER; SAMOTYJ, 1993; DUGAN et al., 2003), leva em conta os diferentes tipos de faltas ocorridas nos sistemas elétricos, de acordo com ela se classificam em:

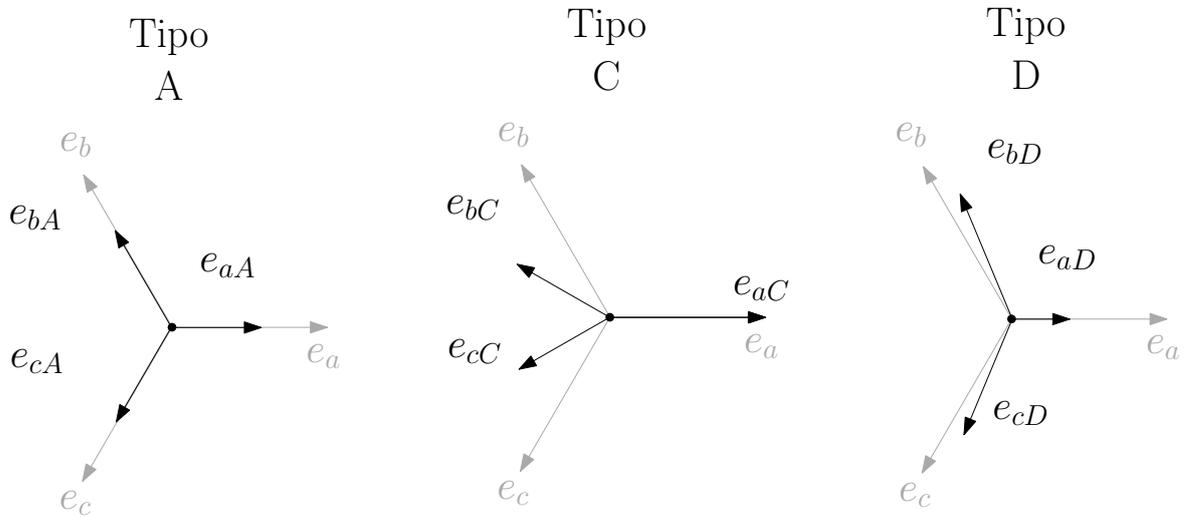
Tipo A: causado por faltas FFF (Fase-Fase-Fase), conseguem manter os fasores de tensão nas três fases equilibrados.

Tipos B, C e D: desequilibrados, causados por faltas FT ou FF.

Tipos E, F e G: desequilibrados, causados por faltas FFT, representam um pequeno número no total de eventos ocorridos em sistemas elétricos.

A Figura 1 apresenta três tipos de afundamentos de tensão: A, C e D. Onde, os fasores de cor cinza representam as tensões pré-falta e os de cor preta durante o pós-falta.

Figura 1 – Tipos de afundamento antes (cinza) e durante (preto), para diferentes faltas: A - Faltas FFF; C e D - Faltas FT e FF.



Fonte: Próprio autor.

As equações características dos afundamentos de tensão dos tipos: A, C e D, são (ALIPOOR; GHASEMINEZHAD, 2012):

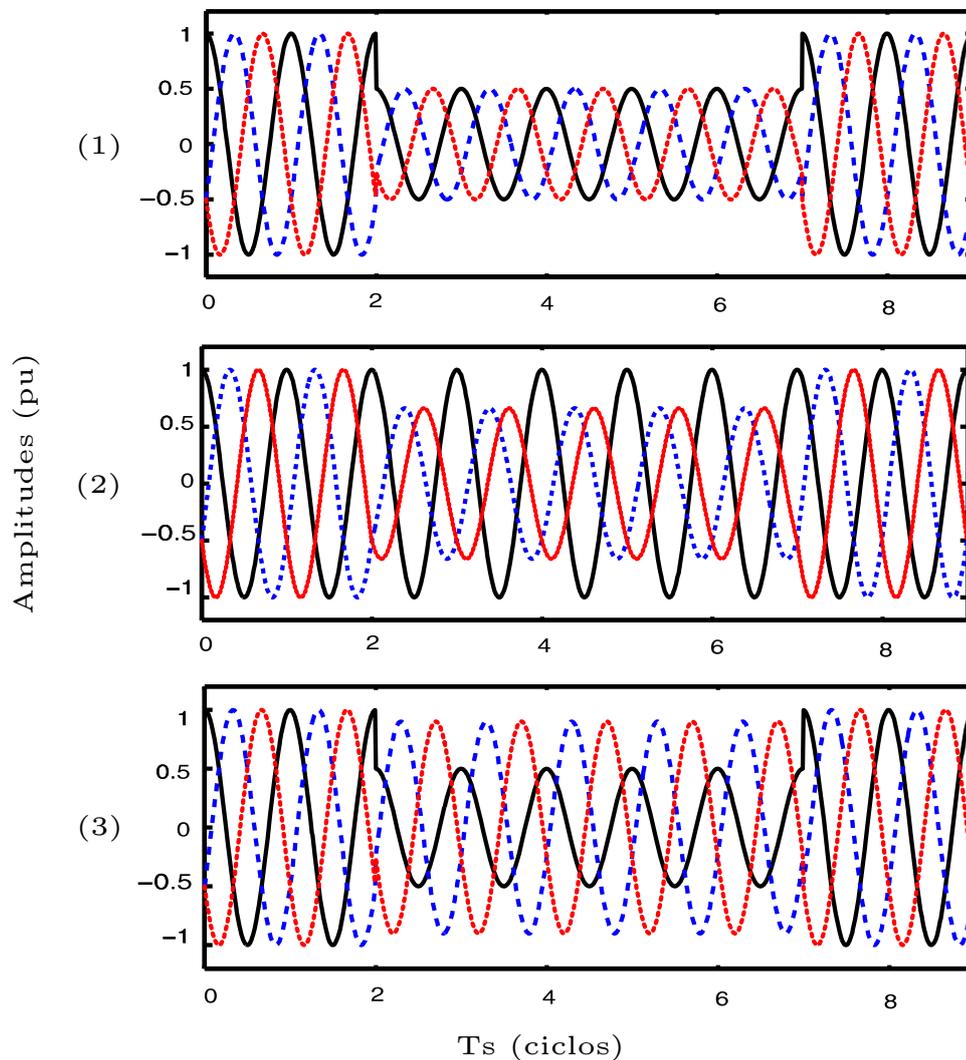
$$\text{TipoA} \begin{cases} e_{aA} = kE \\ e_{bA} = -\frac{1}{2}hE - j\frac{\sqrt{3}}{2}hE \\ e_{cA} = -\frac{1}{2}kE + j\frac{\sqrt{3}}{2}kE \end{cases} \quad (1)$$

$$\text{TipoC} \begin{cases} e_{aC} = E \\ e_{bC} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}kE \\ e_{cC} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}kE \end{cases} \quad (2)$$

$$\text{TipoD} \begin{cases} e_{aD} = kE \\ e_{bD} = -\frac{1}{2}kE - j\frac{\sqrt{3}}{2}E \\ e_{cD} = -\frac{1}{2}kE + j\frac{\sqrt{3}}{2}E \end{cases} \quad (3)$$

Em que, k é a constante de amplitude do afundamento de tensão, e E é a amplitude nominal da tensão do sistema.

Figura 2 – Formas de onda típicas dos afundamentos de tensão (em pu) para diferentes faltas: (1) - A - Faltas FFF, (2) - C - Faltas FT e (3) - D - FF.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 2 apresenta as formas de onda típicas das tensões antes, durante e após a falta ocorrer em um sistema elétrico qualquer. Este evento de falta, ocasiona três tipos de afundamentos de tensão: A, C e D, anteriormente mostrados fasorialmente na Figura 1. Durante todo o trabalho, a principal análise realizada será sobre os quais efeitos são gerados pelo afundamento de tensão do tipo C (faltas FT) frente ao funcionamento dos retificadores trifásicos PWM.

1.3 Retificador PWM

Sob as condições descritas na seção anterior, o desempenho dos retificadores trifásicos PWM são deteriorados, em (MORAN; ZIOGAS; JOOS, 1992; ENJETI; CHOUDHURY, 1993), demonstra-se o aparecimento de uma componente harmônica de segunda ordem anormal nos

terminais de saída do retificador. Por sua vez, refletindo de volta a entrada como uma corrente harmônica de terceira ordem. Em seguida, a componente harmônica de terceira ordem provoca uma componente harmônica de quarta ordem no lado CC. Como resultado, surgem harmônicos de ordem par na tensão de saída e harmônicos de ordem ímpar nas correntes de entrada da rede (HWANG; LEHN, 2008). Surgem harmônicos de baixa frequência, tanto no lado CA quanto no lado CC.

No entanto, a maior parte das aplicações industriais de elevado desempenho exigem que a tensão CC de saída seja regulada dentro de uma faixa de tolerância especificada (por exemplo, 1% em torno do seu valor nominal) em resposta a alterações de carga na saída e a alterações das tensões de entrada (DUGAN et al., 2003). Além disso, recomenda-se que a THD das correntes harmônicas injetadas na rede deva ser inferior a 8% (DUGAN et al., 2003).

Há duas abordagens possíveis e viáveis, para garantir que os retificadores PWM trifásicos sejam capazes de manter a tensão CC constante e não injetar correntes harmônicas na rede em condições de falta. A primeira é a utilização de volumosos circuitos de filtro para atenuar as ondulações nas correntes e tensões de saída e de entrada do retificador (SONG; NAM, 1999; SUH; LIPO, 2006). No entanto, diminuindo a resposta dinâmica do retificador PWM e possibilitando a presença de oscilações na rede devido à ressonância (SONG; NAM, 1999). Além disso, os circuitos de filtro também aumentarão o tamanho do retificador. A outra alternativa é a utilização de estratégias de controle para minimizar as harmônicas de modo que os filtros de entrada e saída sejam de pequeno tamanho além de assegurar também uma boa resposta dinâmica. Sendo esta abordagem mais adequada para as aplicações de alto desempenho, que exigem uma tensão CC livre de *ripple* com baixo THD e fator de potência próximo do unitário.

Diferentes estratégias de controle foram propostas na literatura com o objetivo de melhorar o desempenho dos retificadores trifásicos PWM sob condições de afundamento de tensão. Uma das estratégias de controle mais utilizadas para minimizar as componentes harmônicas na entrada/saída do conversor é a que regula a potência ativa instantânea no PCC em um valor constante. Em (SONG; NAM, 1999; WU; PANDA; XU, 2006), esquemas de controle em ambos os referenciais síncrono e estacionário para regular a potência ativa instantânea p_{in} suprida pela rede elétrica sob condições de tensões desbalanceadas foram propostas. No entanto, mesmo com a potência p_{in} constante, a potência instantânea p_{out} nos pólos do conversor não é constante uma vez que a potência relacionada ao filtro indutivo não pode ser desprezada (HWANG; LEHN, 2008).

Em aplicações de alta potência, o impacto desses filtros indutivos devem ser levados em conta para eliminar as oscilações da potência ativa instantânea. Conseqüentemente, uma tensão CC livre de oscilações pode ser obtida no barramento CC.

Um esquema de controle que inclui o impacto da variação da potência instantânea no indutor regulando a potência ativa instantânea nos pólos do conversor foi desenvolvida em (SUH; LIPO, 2006; ROIU et al., 2010). Esse método é mais eficiente na eliminação dos harmônicos em

retificadores PWM operando sob condições de falta quando comparado aos métodos encontrados em (SONG; NAM, 1999; WU; PANDA; XU, 2006).

No entanto, esse método tem como desvantagens; a complexidade de resolver equações não-lineares em tempo real e a pequena banda dos reguladores de corrente devido a extração das componentes de sequência que introduzem um atraso na malha de controle.

Para resolver esses problemas, um esquema de controle usando controladores duplos de corrente em sistema de referencial síncrono foi proposto em (HWANG; LEHN, 2008; HWANG; LEHN, 2010). Assim a necessidade de extração de componentes de sequência foi eliminada. Um método simplificado de geração das correntes de referência foi também proposto com o objetivo de eliminar a necessidade de resolver equações não-lineares em tempo real. Por causa da existência de componentes oscilatórias nos sinais de referência um ganho ressonante foi introduzido na malha de controle. Um outro esquema de controle utilizando controladores P-SSI em referencial estacionário foi proposto em (ROIU et al., 2008). No entanto, esta solução tem problemas sob condições de tensões desbalanceadas uma vez que uma componente harmônica de terceira ordem irá aparecer nas correntes da rede devido ao gerador de referências do controle. Esta componente é proporcional a severidade do desbalanço de tensão.

Uma proposta alternativa de controle é relatada em (HWANG; LEHN, 2008), em que um controle ressonante é realizado na malha de controle de tensão do barramento CC para mitigar os harmônicos pares e sua propagação para o lado CA do conversor.

1.4 Motivação e Contribuições da Dissertação de Mestrado

Apesar do crescimento acelerado no número de artigos publicados, há uma carência de soluções em topologias e aplicações de retificadores trifásicos PWM com ênfase na eliminar harmônicos. Pode-se destacar como motivações do trabalho; a existência de diversas técnicas para a controle para retificadores trifásicos conectados a rede sob condições de falta sem uma análise comparativa, a real dificuldade em determinar os parâmetros de cada sistema de controle e a possibilidade real de eliminar os harmônicos de baixa frequência tanto no lado CA quanto no lado CC do retificador sob condições de falta.

Esta última é a motivação a principal que leva aos objetivos desta dissertação,

1. Realizar uma revisão bibliográfica sobre os diversos sistemas de controle para retificadores trifásicos conectados sob condições de falta e determinação dos parâmetros existentes na literatura;
2. Determinação do esquema de controle que possui o melhor desempenho na eliminação ondulação de tensão no barramento CC.
3. Obtenção de um modelo de simulação para cada sistema de controle.

4. Realização de um estudo comparativo entre as técnicas de controle existentes quando da ocorrência de um afundamento de tensão típico na rede.

1.5 Sínteses dos Capítulos

O objetivo deste trabalho é estudar o comportamento do retificador trifásico PWM conectado à uma rede elétrica frente afundamentos de tensão. Pretende-se que o conversor continue operando com sucesso, mesmo diante de um evento de falta e posteriormente afundamento de tensão na alimentação. Permitindo ser possível obter-se controle da tensão do barramento CC, controle do fator de potência e sincronização com a rede, através de uma plataforma de simulação.

Deste modo, o trabalho desenvolve-se da seguinte forma:

- Capítulo 2 - O retificador PWM trifásico escolhido em todas as situações de simulação é apresentado com alguns aspectos relevantes, como: topologia, circuito equivalente, características, possíveis padrões de chaveamento, técnica de PWM, etc. Uma descrição do princípio de funcionamento do retificador ativo de tensão e o seu equacionamento dinâmico é desenvolvida. Além disso, uma análise do método de controle da potência instantânea no ponto de acoplamento comum é realizada. Por fim, resultados de simulação são apresentados.
- Capítulo 3 - É apresentado o método de controle da potência ativa instantânea nos pólos do conversor em ambos os sistemas de referencial síncrono e estacionário. Em todo o estudo realizado, as respostas dinâmicas dos conversores analisadas foram diante de afundamentos de tensão na alimentação. Por fim, simulações e resultados da topologia são apresentados;
- Capítulo 4 - São discutidas soluções para o problema da alimentação do retificador através de uma rede elétrica desequilibrada, onde há produção de harmônicos indesejados em ambos os lados do sistema. É apresentado o método de controle que utiliza-se do esquema de *feedforward* e do conceito de controle por vetor espacial. Por fim, resultados de simulação são apresentados.
- Capítulo 5 - São discutidas opções de sincronização com a rede que apresentem uma resposta rápida e precisa sob condições de desequilíbrio.
- Capítulo 6 - São apresentadas as conclusões gerais deste trabalho e sugestões de trabalhos futuros.

2 Controle de Corrente Duplo Para Retificadores Trifásicos PWM em Referencial Síncrono

Neste capítulo é descrito o princípio de funcionamento do retificadores trifásicos PWM, o qual tem como objetivos principais: controlar a tensão no barramento CC, diminuir ondulação e controlar as potências ativas e reativas instantâneas no Ponto de Acoplamento Comum (*Point of Common Coupling - PCC*) mantendo assim os índices de distorção harmônica e fator de potência em valores adequados. Permite que o retificador opere, mesmo diante de uma afundamento de tensão apresentado na rede elétrica de alimentação. Além disso, é feita uma análise detalhada do esquema de controle de corrente duplo, proposto em (SONG; NAM, 1999), aplicado aos retificadores trifásicos PWM.

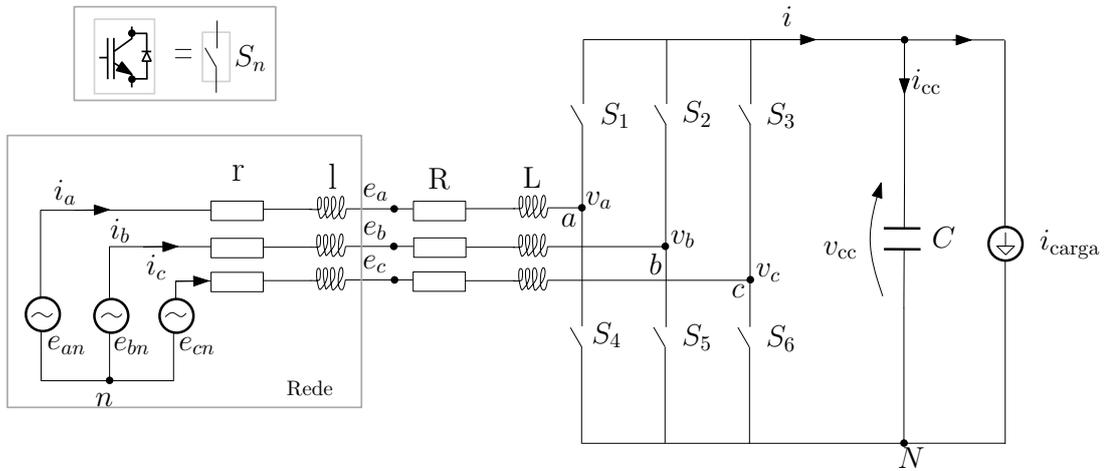
A proposta apresentada em (SONG; NAM, 1999), é de regular a potência ativa instantânea injetada no *PCC* em um valor constante. Para isso, é utilizado um controle de corrente duplo em referencial síncrono, para controlar as correntes de sequência positiva e de sequência negativa. Desta forma, tanto a corrente de sequência positiva quanto a de sequência negativa podem ser ajustadas por controladores proporcional integral (PI).

2.1 Modelagem do Retificador Trifásico PWM

A topologia básica de um retificador trifásico PWM, é apresentada na Figura 3. Cada transistor com seu correspondente diodo em antiparalelo é representado por uma chave ideal S_n , ($n = 1, 2, 3, 4, 5, 6$). Assim, o funcionamento básico das chaves se dá, de forma que, quando a chave S_n assumir o valor 1, significa que o transistor conduz (*ON*) e quando S_n assumir o valor 0, significa que o transistor não conduz (*OFF*). O retificador é composto de três braços conectados em paralelo, onde cada braço ou perna possui duas chaves S_n em série.

A rede de entrada trifásica é representada por três fontes de tensão e_{an} , e_{bn} e e_{cn} e pelo seus valores de resistência r e indutância l internas. Já na entrada do conversor tem-se as tensões de alimentação de cada braço do retificador v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e R e L representam a resistência e indutância de acoplamento, respectivamente.

Figura 3 – Topologia básica do retificador trifásico PWM.



Fonte: Próprio autor.

Observando as premissas válidas para qualquer estrutura de comutação, tem-se que; nunca deve-se deixar o circuito aberto no lado CA (indutâncias presentes), sempre deve haver alguma chave conduzindo em cada braço do retificador. Nunca devem conduzir duas chaves ao mesmo tempo no mesmo braço, isso curto-circuitaria o barramento CC. Assim, as chaves de cada um dos braços devem encontrar-se sempre em estados complementares.

Considerando que a rede elétrica apresentada na Figura 3 têm r e l desprezíveis frente aos valores de R e L acoplamento, são obtidas as seguintes equações diferenciais:

$$e_{xn} = L \frac{di_x}{dt} + Ri_x + v_{xN} + v_{nN}, \quad (1)$$

$$x = \{a, b, c\}$$

Sendo o operador de rotação $a = 1 \angle 120^\circ$, as tensões e correntes podem ser expressas em vetores espaciais definidos como

$$\vec{e}_{abc} = \frac{2}{3} \cdot (e_{an} + a \cdot e_{bn} + a^2 \cdot e_{cn}) \quad (2)$$

$$\vec{v}_{abc} = \frac{2}{3} \cdot (v_{an} + a \cdot v_{bn} + a^2 \cdot v_{cn}) \quad (3)$$

$$\vec{i}_{abc} = \frac{2}{3} \cdot (i_a + a \cdot i_b + a^2 \cdot i_c) \quad (4)$$

O operador a é um vetor unitário 120° adiantado em relação ao eixo de referência que, aplicado a qualquer vetor, gira-o por 120° no sentido positivo ou anti-horário. Assim, pode-se expressar o sistema em referencial abc através da equação vetorial

$$\vec{e}_{abc} = R \vec{i}_{abc} + L \frac{d \vec{i}_{abc}}{dt} + \vec{v}_{abc} \quad (5)$$

Em que, \vec{e}_{abc} é o vetor de tensão da rede, e \vec{i}_{abc} é o vetor de corrente de entrada e \vec{v}_{abc} é o vetor de tensão nos pólos do retificador.

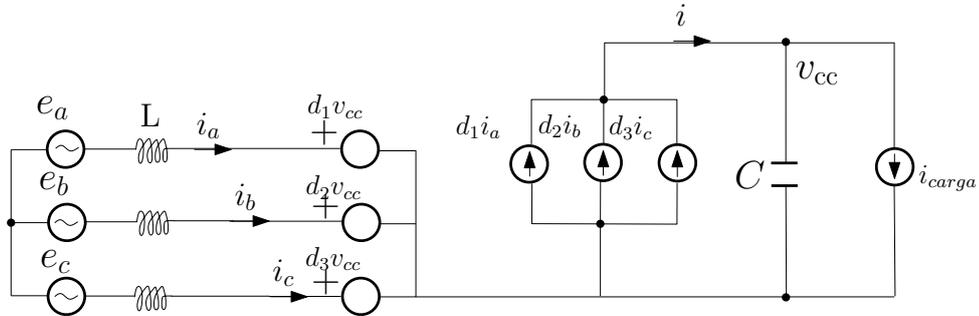
No lado CC, as equações que definem o modelo elétrico médio do retificador PWM em referencial abc são representadas por três fontes de tensão (d_1v_{cc} , d_2v_{cc} e d_3v_{cc}) e três fontes de corrente controladas, cujo valor é baseado nos ciclos de trabalho das chaves controladas (d_1 , d_2 e d_3), conforme mostrado na Figura 4.

$$v_{cc} = \frac{1}{C} \int i_{cc} dt \quad (6)$$

$$i_{cc} = i - i_{carga} \quad (7)$$

$$i = d_1 i_a + d_2 i_b + d_3 i_c \quad (8)$$

Figura 4 – Modelo do retificador PWM em referencial abc .



Fonte: Próprio autor.

As grandezas trifásicas (tensões e correntes) podem ser expressas em um referencial $\alpha\beta$ ortogonal, através da matriz de transformação de Clarke $[C]$, dada por:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \overbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}^{\text{Transformação de Clarke}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (9)$$

em que: x_α é a componente de eixo real e x_β é a componente de eixo imaginário do vetor espacial. É válido observar que, o termo $(\frac{2}{3})$ multiplicador da matriz transformação de Clarke, faz desta, invariante em amplitude (BRADASCHIA, 2012).

Outra opção utilizada nos sistemas de controle é o uso da transformação de Park (PARK, 1929), onde as grandezas no referencial $\alpha\beta$ são convertidos para um outro referencial ortogonal dq que gira em sincronismo com o vetor tensão de sequência positiva da rede, cuja frequência é $\omega = 2\pi f$, como mostrado na Figura 5. Estratégia muitas vezes também utilizada em sistemas de controle de motores elétricos, onde se faz necessário transformar os vetores dos eixos $\alpha\beta$ para

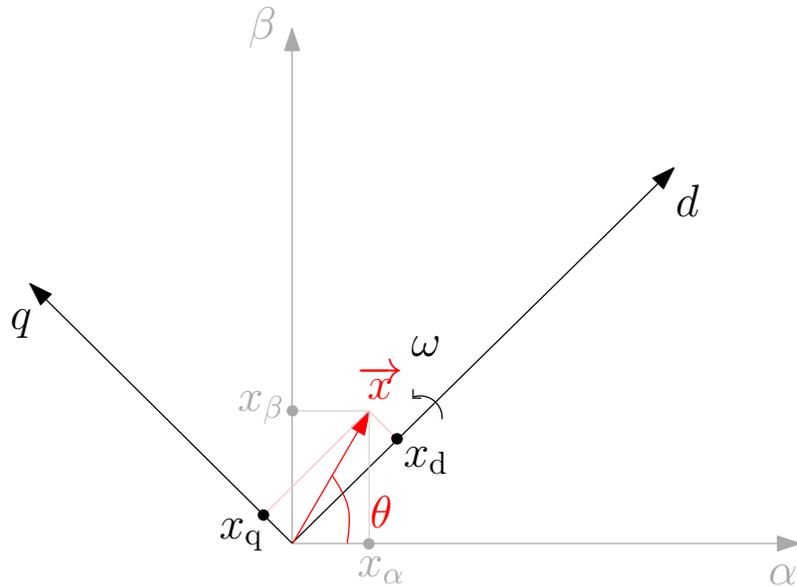
eixos dq síncronos, tornando as variáveis de referência contínuas (BRADASCHIA, 2012). Desta forma, pode-se usar controladores PI afim de controlar as variáveis desejadas.

A Transformada de Park $[P]$ ($\alpha\beta - dq$) (SOUZA, 2008a) é escrita como:

$$\begin{aligned} & \text{Transformação de Park} \\ \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (10)$$

em que x_d é a componente de eixo direto e x_q é a componente de eixo em quadratura da variável representada em referencial síncrono.

Figura 5 – Vetor \vec{x} em um sistema de coordenadas $\alpha\beta$ e dq .



Fonte: Próprio autor.

Pré-multiplicando todos os lados da equação (5) por $[C]$, têm-se que

$$\begin{aligned} [C]\vec{e}_{abc} &= [C]R\vec{i}_{abc} + [C]L\frac{d\vec{i}_{abc}}{dt} + [C]\vec{v}_{abc} \\ &= R[C]\vec{i}_{abc} + L\frac{d[C]\vec{i}_{abc}}{dt} + [C]\vec{v}_{abc} \end{aligned}$$

Assim, têm-se que

$$\vec{e}_{\alpha\beta} = \vec{v}_{\alpha\beta} + R\vec{i}_{\alpha\beta} + L\frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}}{dt} \quad (11)$$

Em que $\vec{e}_{\alpha\beta}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta}$, representam as tensões e correntes na entrada do conversor e $\vec{v}_{\alpha\beta}$ as tensões nos pólos do conversor em referencial estacionário.

Reescrevendo (11), a partir da transformada inversa de Park, o modelo dinâmico do retificador PWM é representado em referencial síncrono.

$$[P^{-1}]\vec{e}_{dq} = [P^{-1}]\vec{v}_{dq} + R[P^{-1}]\vec{i}_{dq} + L\frac{d[P^{-1}]\vec{i}_{dq}}{dt}$$

Multiplicando ambos os termos da equação (12), pela transformada de Park $[P]$ e observando que

$$\frac{d[P^{-1}]\vec{i}_{dq}}{dt} = \left(\frac{d[P^{-1}]}{dt}\right) \cdot \vec{i}_{dq} + [P^{-1}] \cdot \left(\frac{d\vec{i}_{dq}}{dt}\right)$$

Obtém-se

$$\vec{e}_{dq} = \vec{v}_{dq} + R\vec{i}_{dq} + jwL\vec{i}_{dq} + L\frac{d\vec{i}_{dq}}{dt} \quad (12)$$

Ou,

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -wL \\ wL & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} \quad (13)$$

De modo que as tensões de eixo direto e em quadratura, são dadas por:

$$e_d = Ri_d + L\frac{di_d}{dt} - wLi_q + v_d \quad (14)$$

$$e_q = Ri_q + L\frac{di_q}{dt} + wLi_d + v_q \quad (15)$$

No lado CC, aplica-se a transformação de Clarke em (8) e obtém-se a tensão no barramento CC em referencial estacionário, dada por:

$$\frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{1}{C} \left[\frac{3}{2} (d_\alpha i_\alpha + d_\beta i_\beta) - i_{carga} \right] \quad (16)$$

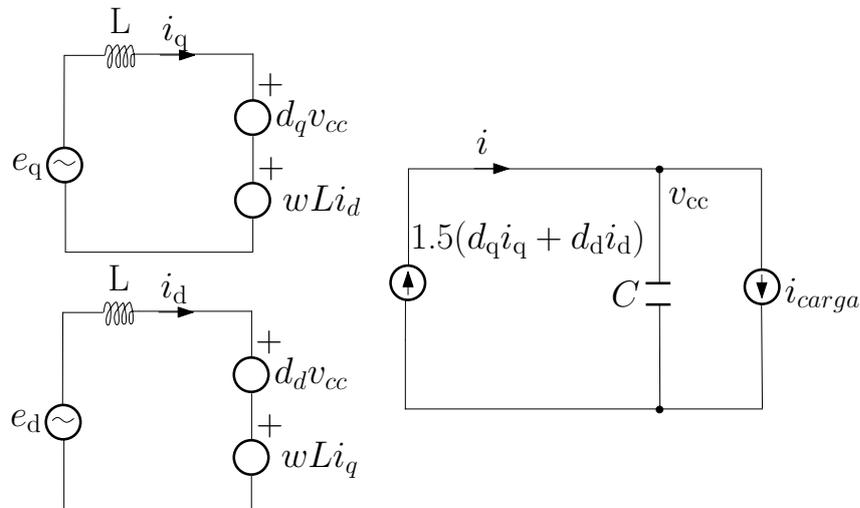
Os termos d_α e d_β são as componentes dos ciclos de trabalho das chaves superiores de cada braço do retificador presente na Figura 3 em referencial estacionário. Aplicando a transformação de Park em (16), obtém-se a tensão no barramento CC em referencial síncrono, dada por:

$$\frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{3}{2} (d_d i_d + d_q i_q) \quad (17)$$

Os termos d_d e d_q são as componentes dos ciclos de trabalho das chaves em referencial síncrono.

As equações (14) e (15) juntamente com (17), compõem o modelo elétrico do retificador PWM apresentado na Figura 6.

Figura 6 – Modelo do retificador PWM em referencial síncrono.

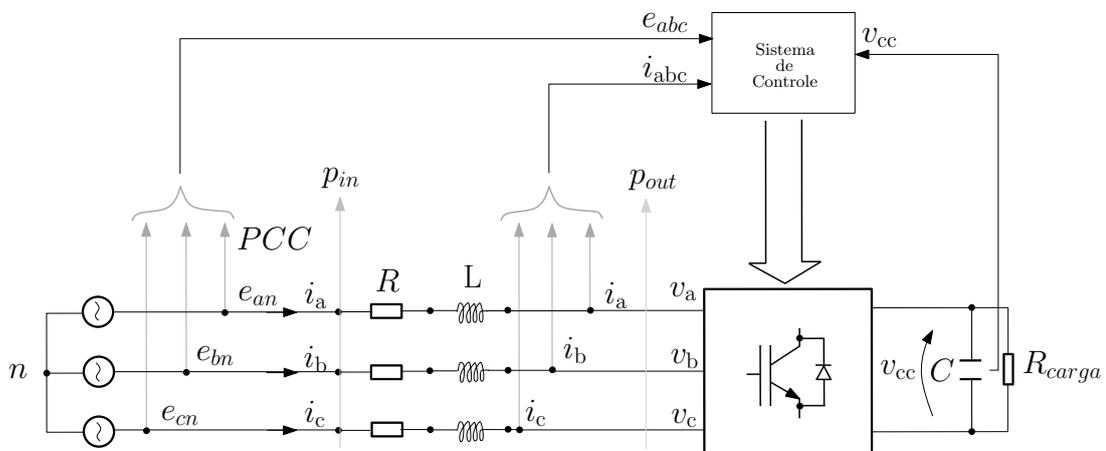


Fonte: Próprio autor.

2.2 Controle da Potência Instantânea no Lado CA - Ponto de Acoplamento Comum

A Figura 7 apresenta uma topologia básica do retificador trifásico PWM com controle da potência ativa instantânea p_{in} fornecida pela rede elétrica no lado CA do retificador. A potência instantânea nos pólos do conversor p_{out} também está representada devido a perda de potência na impedância de acoplamento (filtro indutivo).

Figura 7 – Topologia básica do Sistema de Controle do Retificador PWM.



Fonte: Próprio autor.

A partir da consideração que a tensão da rede elétrica possuem uma componente de sequência negativa e uma de sequência positiva na frequência angular w . O sistema trifásico trifásico de alimentação do retificador é desequilibrado sem sequência zero podendo ser representado como a soma dos componentes de sequência positiva e negativa.

Os vetores espaciais que representam as tensões de alimentação de entrada, as correntes de entrada e as tensões polares na entrada do conversor, são

$$\vec{e}_{\alpha\beta} = e^{j\omega t} \vec{e}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \vec{e}_{dq}^n \quad (18)$$

$$\vec{i}_{\alpha\beta} = e^{j\omega t} \vec{i}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \vec{i}_{dq}^n \quad (19)$$

$$\vec{v}_{\alpha\beta} = e^{j\omega t} \vec{v}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \vec{v}_{dq}^n \quad (20)$$

Realizando algumas operações e manipulações algébricas apartir dos os termos das sequência positiva e negativa da equação (12), têm-se que

$$\begin{aligned} e^{j\omega t} \vec{e}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \vec{e}_{dq}^n &= (e^{j\omega t} \vec{v}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \vec{v}_{dq}^n) + \\ &L \frac{d(e^{j\omega t} \vec{i}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \vec{i}_{dq}^n)}{dt} \\ &+ R(e^{j\omega t} \vec{i}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \vec{i}_{dq}^n) \end{aligned} \quad (21)$$

Em que,

$$\frac{d(e^{j\omega t} \vec{i}_{dq}^p)}{dt} = j\omega e^{j\omega t} \vec{i}_{dq}^p + \left(\frac{d \vec{i}_{dq}^p}{dt}\right) e^{j\omega t} \quad (22)$$

$$\frac{d(e^{-j\omega t} \vec{i}_{dq}^n)}{dt} = -j\omega e^{-j\omega t} \vec{i}_{dq}^n + \left(\frac{d \vec{i}_{dq}^n}{dt}\right) e^{-j\omega t} \quad (23)$$

Obtém-se as principais equações dinâmicas do sistema separadas em componentes de sequência no referencial síncrono.

$$\vec{e}_{dq}^p = R \vec{i}_{dq}^p + j\omega L \vec{i}_{dq}^p + L \frac{d \vec{i}_{dq}^p}{dt} + \vec{v}_{dq}^p \quad (24)$$

$$\vec{e}_{dq}^n = R \vec{i}_{dq}^n - j\omega L \vec{i}_{dq}^n + L \frac{d \vec{i}_{dq}^n}{dt} + \vec{v}_{dq}^n \quad (25)$$

onde, $\vec{i}_{dq}^p = i_d + j i_q$, $\vec{v}_{dq}^p = v_d + j v_q$ e $\vec{e}_{dq}^p = e_d + j e_q$.

Assim, dois blocos são criados no sistema de controle respectivamente associados a (24) e (25).

Apartir das grandezas de entrada, pode-se obter a potência aparente injetada pelo retificador no PCC, como sendo

$$s = \vec{e}_{\alpha\beta} \vec{i}_{\alpha\beta}^* \quad (26)$$

$$s = \left(e^{j\omega t} \vec{e}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \vec{e}_{dq}^n \right) \left(e^{j\omega t} \vec{i}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \vec{i}_{dq}^n \right)^* \quad (27)$$

O sobrescrito "*" significa o complexo conjugado.

Da definição de potência aparente, $s = p + jq$, obtém-se a potência ativa p e a potência reativa q . Assim as expressões para as potências ativa e reativa instantâneas são:

$$p(t) = P_0 + P_{c2}\cos(2\omega t) + P_{s2}\sin(2\omega t) \quad (28)$$

$$q(t) = Q_0 + Q_{c2}\cos(2\omega t) + Q_{s2}\sin(2\omega t) \quad (29)$$

Em que:

$$P_0 = 1,5(e_d^p i_d^p + e_q^p i_q^p + e_d^n i_d^n + e_q^n i_q^n) \quad (30)$$

$$P_{c2} = 1,5(e_d^p i_d^n + e_q^p i_q^n + e_d^n i_d^p + e_q^n i_q^p) \quad (31)$$

$$P_{s2} = 1,5(e_q^n i_d^p - e_d^n i_q^p - e_q^p i_d^n + e_d^p i_q^n) \quad (32)$$

$$Q_0 = 1,5(e_q^p i_d^p - e_d^p i_q^p + e_q^n i_d^n - e_d^n i_q^n) \quad (33)$$

$$Q_{c2} = 1,5(e_q^p i_d^n - e_d^p i_q^n + e_q^n i_d^p - e_d^n i_q^p) \quad (34)$$

$$Q_{s2} = 1,5(e_d^p i_d^n + e_q^p i_q^n - e_d^n i_d^p - e_q^n i_q^p) \quad (35)$$

Aparecem em (28) e (29) alguns coeficientes originários do desequilíbrio da tensão de entrada, são eles, P_{c2} , P_{s2} , Q_{c2} e Q_{s2} . Assim, se $p(t)$ varia com o tempo, os termos P_{c2} e P_{s2} serão diferentes de zero. Proporcionando então o surgimento de oscilações (*ripple*) na tensão do barramento CC, como uma componente de frequência dupla (120Hz). Como o objetivo do controle é de manter o nível de tensão no barramento CC constante, os coeficientes P_{c2} , P_{s2} devem ser anulados. Também é desejável que haja a anulação da componente constante Q_0 da potência reativa, afim de obter-se um fator de potência unitário. Diante disto, podemos ainda expressar os coeficientes de potência na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} P_0 \\ Q_0 \\ P_{s2} \\ P_{c2} \end{bmatrix} = \left(\frac{3}{2} \right) \begin{bmatrix} e_d^p & e_q^p & e_d^n & e_q^n \\ e_q^p & -e_d^p & e_q^n & -e_d^n \\ e_q^n & -e_d^n & -e_q^p & e_d^p \\ e_d^n & e_q^n & e_d^p & e_q^p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^p \\ i_q^p \\ i_d^n \\ i_q^n \end{bmatrix} \quad (36)$$

Assumindo que a potência reativa média será nula, temos:

$$\left(\frac{2}{3} \right) \begin{bmatrix} P_0 & Q_0 & P_{s2} & P_{c2} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \left(\frac{2}{3} \right) P_0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (37)$$

Portanto, os objetivos do controle podem ser satisfeitos escolhendo correntes tais que:

$$\left(\frac{2}{3} \right) \begin{bmatrix} i_{d_ref}^p \\ i_{q_ref}^p \\ i_{d_ref}^n \\ i_{q_ref}^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d^p & e_q^p & e_d^n & e_q^n \\ e_q^p & -e_d^p & e_q^n & -e_d^n \\ e_q^n & -e_d^n & -e_q^p & e_d^p \\ e_d^n & e_q^n & e_d^p & e_q^p \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2P_0}{3D} \begin{bmatrix} e_d^p \\ e_q^p \\ -e_d^n \\ -e_q^n \end{bmatrix} \quad (38)$$

Em que $D = \left((e_d^p)^2 + (e_q^p)^2 \right) - \left((e_d^n)^2 + (e_q^n)^2 \right)$ e $D \neq 0$ serão proposições assumidas no problema.

Apartir da potência instantânea é injetada no PCC, obtém-se geração das correntes de referencia do esquema de controle, as quais precisam ser controladas.

Para realizar esta tarefa, inicialmente é feita as medições das correntes de entrada do retificador que são convertidas para o referencial $\alpha\beta$ através das transformações de Clarke e, multiplicando $\vec{i}_{\alpha\beta}$ por $e^{-j\omega t}$ e $e^{+j\omega t}$ (o que é equivalente a transformada de Park), obtém-se as correntes de sequência positiva e negativa no referencial síncrono, respectivamente.

$$\vec{i}_{dq}^p = \vec{i}_{\alpha\beta} e^{-j\omega t} = \left(e^{j\omega t} \vec{i}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \vec{i}_{dq}^n \right) e^{-j\omega t} \quad (39)$$

$$\vec{i}_{dq}^p = \vec{i}_{dq}^p + \vec{i}_{dq}^n e^{-j2\omega t} \quad (40)$$

$$\vec{i}_{dq}^n = \vec{i}_{\alpha\beta} e^{j\omega t} = \left(e^{j\omega t} \vec{i}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \vec{i}_{dq}^n \right) e^{j\omega t} \quad (41)$$

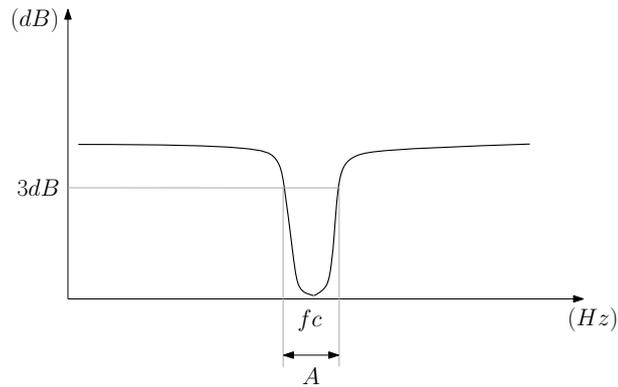
$$\vec{i}_{dq}^n = \vec{i}_{dq}^n + \vec{i}_{dq}^p e^{j2\omega t} \quad (42)$$

Feito isto, o controle de corrente receberá como entrada valores de corrente de sequência positiva e negativa distintos, mas com componentes de frequência dupla. Apartir de (40) e (42) vemos que a corrente de sequência positiva aparece como uma componente constante somada a uma componente oscilante de frequência dupla (120 Hz). De forma dual, a corrente de sequência negativa aparece como uma componente constante somada a uma componente oscilante de 120 Hz.

Através da aplicação de um filtro passa-baixa (120 Hz) ou um filtro rejeita-faixa (*Filter Notch*) à corrente \vec{i}_{dq}^p é possível atenuar a componente oscilante de 120Hz. Analogamente, pode-se atenuar a componente oscilante de \vec{i}_{dq}^n . Vale resaltar que o próprio filtro passa-baixa pode causar problemas de instabilidade, pois o mesmo, limita significativamente a largura de banda do controle.

O Filtro Notch tem sua característica apresentada na Figura 8. Possui uma característica relevante; o ganho não se altera ao longo do espectro de frequências.

Figura 8 – Diagrama de Bode de um Filtro Notch.



Fonte: Próprio autor.

As tensões de sequência positiva nos pólos do conversor podem ser determinadas, ambas no controle de corrente de sequência positiva em referencial síncrono.

$$v_d^p = e_d^p - G_{PI}(S)(i_{d_ref}^p - i_d^p) + \omega L i_q^p \quad (43)$$

$$v_q^p = e_q^p - G_{PI}(S)(i_{q_ref}^p - i_q^p) - \omega L i_d^p \quad (44)$$

onde $G_{PI}(S)$ denota um ganho $(Kp + \frac{Ki}{s})$ do controlador PI.

Já as tensões de sequência negativa nos pólos do conversor são estabelecidas pelo controle de corrente de sequência negativa em referencial síncrono.

$$v_d^n = e_d^n - G_{PI}(S)(i_{d_ref}^n - i_d^n) - \omega L i_q^n \quad (45)$$

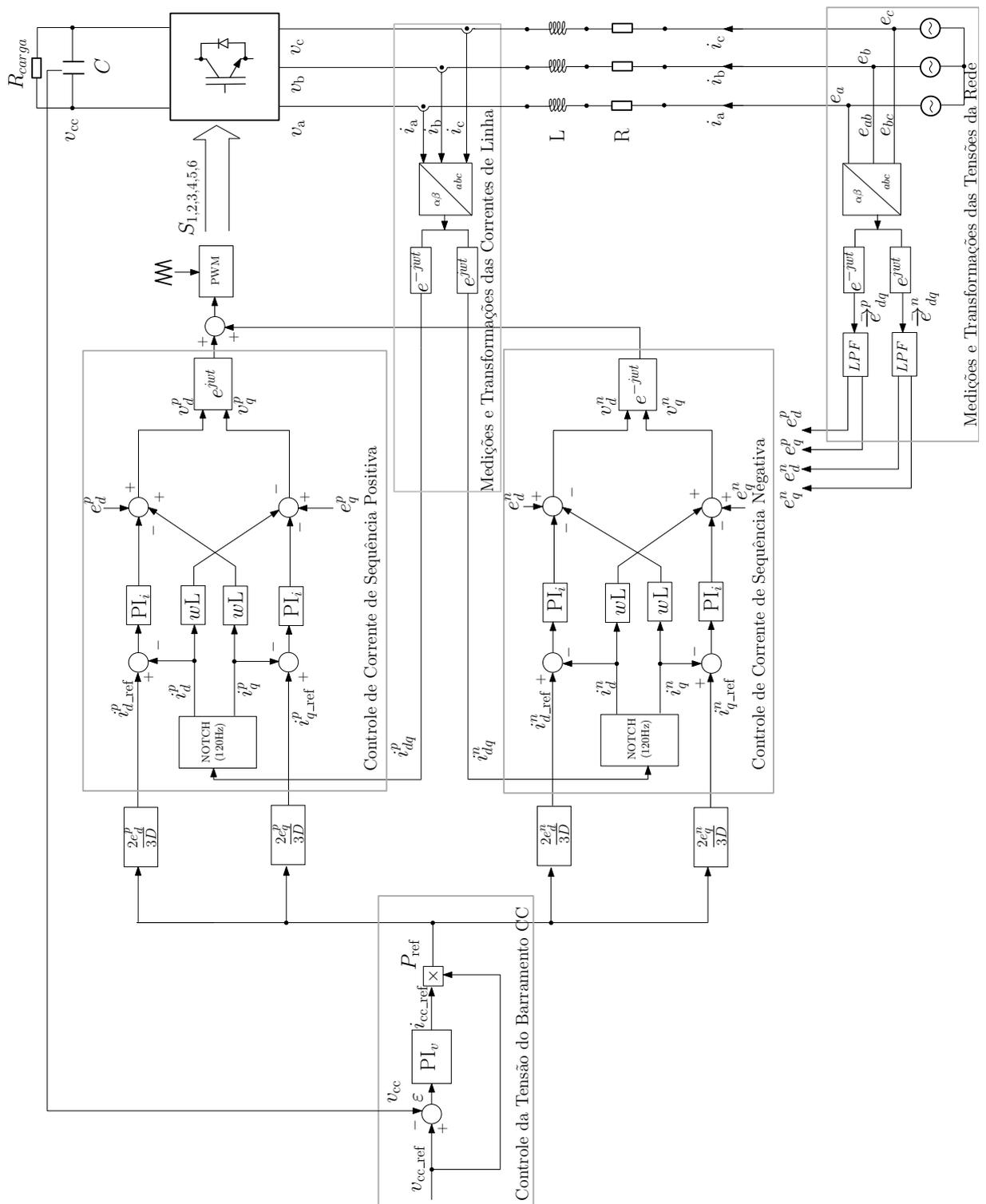
$$v_q^n = e_q^n - G_{PI}(S)(i_{q_ref}^n - i_q^n) + \omega L i_d^n \quad (46)$$

Os termos $\omega L i_q^p$, $-\omega L i_d^p$, $-\omega L i_q^n$, $\omega L i_d^n$ são inseridos para desacoplar o efeito dos termos cruzados que aparecem no modelo dos retificadores conforme mostrado na figura 6.

O procedimento para obtenção das componentes de corrente são idênticos aos da obtenção das componentes de tensão. A potência de referência é obtida pela multiplicação da tensão de referência de saída do controlador (v_{cc_ref}) pela corrente de referência de saída do controlador (i_{cc_ref}), ou seja, $P_{ref} = v_{cc_ref} i_{cc_ref}$. As referências de corrente são calculadas através de (38), mostrando que a corrente de sequência negativa pode circular livremente caso haja tensão de entrada com sequência negativa. Ou seja, com tensão de entrada desequilibrada, os objetivos de controle são obtidos através de circulação de correntes de sequência negativa.

O diagrama de blocos do controle completo proposto por (SONG; NAM, 1999), empregando dois controladores de corrente distintos, aplicado no retificador ativo é mostrado na Figura 9.

Figura 9 – Estrutura do Controle Duplo de Correntes (SONG; NAM, 1999).



Fonte: adaptado de Song e Nam (1999).

As tensões de referência de saída dos controladores de corrente, tanto de sequência positiva quanto negativa, devem ser multiplicadas por $e^{j\omega t}$ e $e^{-j\omega t}$, respectivamente, e somadas posteriormente, para produzir o vetor de tensão de entrada para o PWM.

$$\vec{v} = (v_d^p + jv_q^p) \cdot e^{j\omega t} + (v_d^n + jv_q^n) \cdot e^{-j\omega t} \quad (47)$$

Deve-se também observar que existe uma interdependência entre os controladores de corrente. As sequências positivas e negativas não são separadas no circuito principal, embora sejam separadas no algoritmo de controle (SONG; NAM, 1999). Assim, apenas através das equações (48) e (49), pode-se analisar se há realmente uma dependência entre a sequência positiva e a negativa.

$$L \cdot \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}}{dt} + R \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} = \vec{e}_{\alpha\beta} - \vec{v}_{\alpha\beta} \quad (48)$$

$$L \cdot \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}}{dt} + R \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} = [(\vec{e}_{dq}^p - \vec{v}_{dq}^p) \cdot e^{j\omega t} + (\vec{e}_{dq}^n - \vec{v}_{dq}^n) \cdot e^{-j\omega t}] \cdot u(t) \quad (49)$$

Apartir das condições iniciais, $t > 0$, a corrente $i_{\alpha\beta} = 0$, a resposta é dada por:

$$i_{\alpha\beta}(t) = \frac{\vec{e}_{dq}^p - \vec{v}_{dq}^p}{R + j\omega L} \cdot (e^{j\omega t} - e^{-\frac{R}{L}t}) \cdot u(t) + \frac{\vec{e}_{dq}^n - \vec{v}_{dq}^n}{R - j\omega L} \cdot (e^{-j\omega t} - e^{-\frac{R}{L}t}) \cdot u(t) \quad (50)$$

onde,

$$\vec{i}_{dq}^p = \frac{\vec{e}_{dq}^p - \vec{v}_{dq}^p}{R + j\omega L} \quad (51)$$

$$\vec{i}_{dq}^n = \frac{\vec{e}_{dq}^n - \vec{v}_{dq}^n}{R - j\omega L} \quad (52)$$

$$i_{\alpha\beta}(t) = \vec{i}_{dq}^p \cdot (e^{j\omega t} - e^{-\frac{R}{L}t}) \cdot u(t) + \vec{i}_{dq}^n \cdot (e^{-j\omega t} - e^{-\frac{R}{L}t}) \cdot u(t) \quad (53)$$

Através do princípio de superposição em um sistema linear, podemos controlar as correntes de sequência positiva e negativa de maneira totalmente independentemente. A corrente de sequência positiva depende apenas das tensões de sequência positiva, ao mesmo que a corrente de sequência negativa depende apenas das tensões de sequência negativa, como pode ser visto em (51) e (52).

O controle proposto em (SONG; NAM, 1999) é viável pois torna as variáveis contínuas em seus referenciais próprios, de forma que, pode-se medir cada uma delas separadamente usando um filtro de corte. Através desta estratégia de controle duplo de corrente de forma independente, observa-se alguns benefícios: possibilitar o controle completo da potência ativa, manter constante a tensão no barramento CC, além de conseguir um fator de potência unitário.

O esquema de controle conhecido como *Instantaneous Power Control at the Point of Common Coupling* - IPCPCC visa obter uma atenuação do *ripple* no barramento CC e dos harmônicos de baixa ordem nas correntes de entrada.

2.3 Simulação Computacional

A fim de analisar o comportamento do retificador ativo controlado, o sistema proposto em (SONG; NAM, 1999) foi implementado no MATLAB/*Simulink*. A análise das repostas de tensões e correntes são imprecidíveis para perfeita compreensão da operação do retificador PWM. Diante disto, alguns termos são destacados:

- Resposta em regime permanente caracteriza aqueles eventos no sistema onde as características (amplitude, frequência) de todas as variáveis do sistema não mudam ao longo do tempo.
- Resposta em regime transitório caracteriza aqueles eventos no sistema onde as características de alguma variável do sistema está mudando ao longo do tempo.

O modelo de simulação implementado considera então as duas situações de resposta dinâmica, em regime e em transitório (período onde o retificador PWM foi submetido a um afundamento de tensão do tipo C).

Inicialmente o retificador ativo estará conectado a uma rede balanceada com tensões $311\text{sen}(wt) V$, $311\text{sen}(wt - 120^\circ) V$ e $311\text{sen}(wt + 120^\circ) V$. A tensão de saída inicial no barramento CC é de 500V, após algumas dezenas de milisegundos, será imposto um degrau na tensão do barramento CC com valor final de 700V. Este procedimento visa o funcionamento do retificador PWM em regime permanente, descrito em (2.3.1).

Posteriormente uma rede desbalanceada será conectada ao retificador em $t = 100ms$, com tensões $311\text{sen}(wt) V$, $210\text{sen}(wt - 98^\circ) V$ e $210\text{sen}(wt + 138^\circ) V$, e desconectada em $t = 300ms$. Neste mesmo instante $t = 300ms$ a rede balanceada, inicialmente conectada ao retificador, volta a alimenta-lo. A rede desbalanceada a ser ligada e posteriormente desligada tem o objetivo de reproduzir um afundamento de tensão do tipo C (descrito na secção 2.3.2). Este período de $200ms$ foi defenido apartir da classificação presente na norma *IEEE - Std 1159* (IEEE, 2009) de um típico afundamento instantâneo conhecido também comovoltage sag, com uma duração entre $0,5 - 30$ ciclos e uma amplitude entre $0,1 - 0,9$ pu. Os parâmetros do sistema utilizados nos estudos de simulação são fornecidos na Tabela 1 e estão presentes na Figura 3.

Tabela 1 – Parâmetros adotados na simulação do controle proposto por (SONG; NAM, 1999).

Grandeza	Símbolo	Valor
Tensão da rede de pico (fase-fase)	e_a	311V
Frequência da rede	f	60Hz
Frequência de amostragem/chaveamento	$f_{sw}, f_{samp.}$	20kHz
Tensão no barramento CC	v_{cc}	500V
Tensão de referencia no barramento CC	v_{cc_ref}	700V
Capacitor do barramento CC	C	150 μ F
Indutor de acoplamento	L	3mH
Resistor de acoplamento	R	0,01 Ω
Resistor do lado CC da carga não-linear	R_{cc}	45 Ω
Ganho proporcional do controlador de tensão do barramento CC	k_{pv}	0,05
Ganho integral do controlador de tensão do barramento CC	k_{iv}	20
Ganho proporcional do controlador de corrente de sequência pos. e neg.	k_{pc}	10
Ganho integral do controlador de corrente de sequência pos. e neg.	k_{ic}	0

2.3.1 Resposta a aplicação de um degrau na tensão de referência do barramento CC

Os resultados de simulação obtidos no MATLAB/Simulink têm como objetivo comprovar a eficácia da topologia proposta em (SONG; NAM, 1999) para o funcionamento em regime permanente. A performance em regime permanente é apresentada em dois diferentes cenários: antes e depois ao degrau (500-700V) na tensão do barramento CC (Partida do Controle), conforme as Figuras (11 a 15).

A Figura 10 apresenta as tensões de rede, ou seja, tensões da alimentação do retificador PWM \vec{e}_{abc} em conjunto com as tensões no referencial estacionário $\vec{e}_{\alpha\beta}$, após realizada a transformação de Clarke. Observa-se que as tensões $\vec{e}_{\alpha\beta}$ possuem a mesma amplitude das tensões de alimentação, a mesma frequência, mas com um deslocamento angular de 90° entre as componentes e_α e e_β .

A Figura 11 apresenta a partida do sistema de controle de forma que o PI_v utilizado para realizar o controle da tensão no barramento CC tem uma resposta em regime satisfatória frente ao degrau de tensão de referencia aplicado, em algumas dezenas de milisegundos a tensão v_{cc} (500V) é totalmente controlada para o novo valor de tensão (700V).

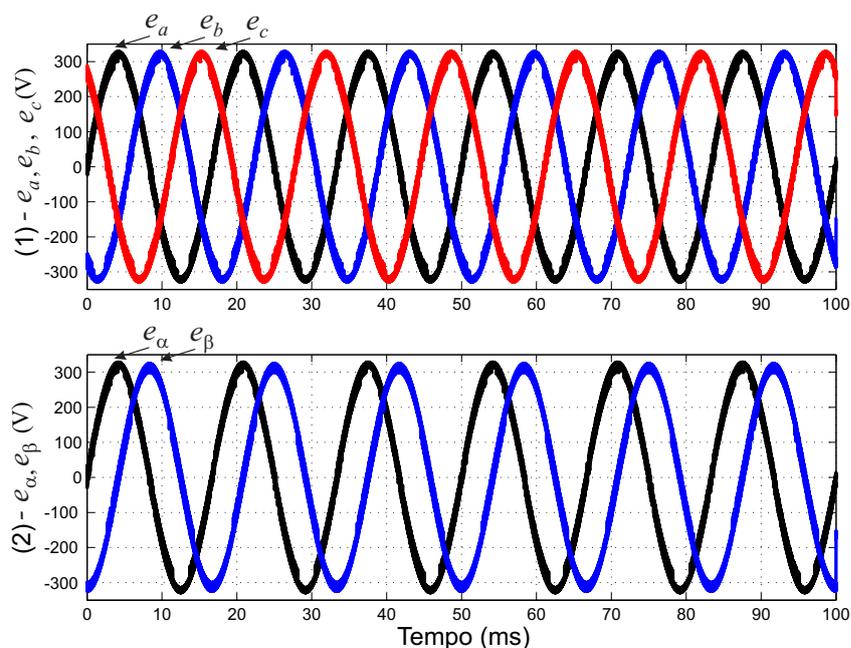
Na Figura 12 é possível observar que antes do degrau na tensão de referencia do barramento CC, o conversor se comporta como um retificador trifásico não controlado com correntes distorcidas e após a partida do controle as correntes de entrada tornam-se senoidais e controladas.

A Figura 13 permite observar o que acontece com o fator de potência, através da corrente ampliada em dez vezes $10i_a$ e a tensão de fase v_a . Após o degrau da tensão de referencia do barramento CC, não aparece mais defasagem angular, nem tão pouco, distorção entre a componente fundamental da corrente ampliada $10i_a$ e a tensão de fase v_a .

A Figura 14 apresenta o resultado da transformação de Park sobre as tensões de alimentação. Assim, o sistema apresenta-se como 2 eixos ortogonais; um de eixo direto (d) e outro em quadratura (q) que giram em sincronismo com rede (a mesma frequência da rede). As componentes de sequência das tensões antes do filtro passa-baixas (*Low Pass Filter - LPF*) são conhecidas como \vec{e}_{dq}^p e \vec{e}_{dq}^n com algumas características já esperadas da transformação: as componentes de sequência positiva \vec{e}_{dq}^p contínuas e as de sequência negativa \vec{e}_{dq}^n oscilantes com valor médio nulo. Em regime, a componente da tensão \vec{e}_q^p deve ser nula e a componente \vec{e}_d^p deve assumir o valor eficaz da tensão entre fases. A Figura 14 apresenta ainda as tensões após o *LPF*, onde a tensão \vec{e}_{dq}^n não possuem mais as componentes alternadas de frequência dupla (120 Hz).

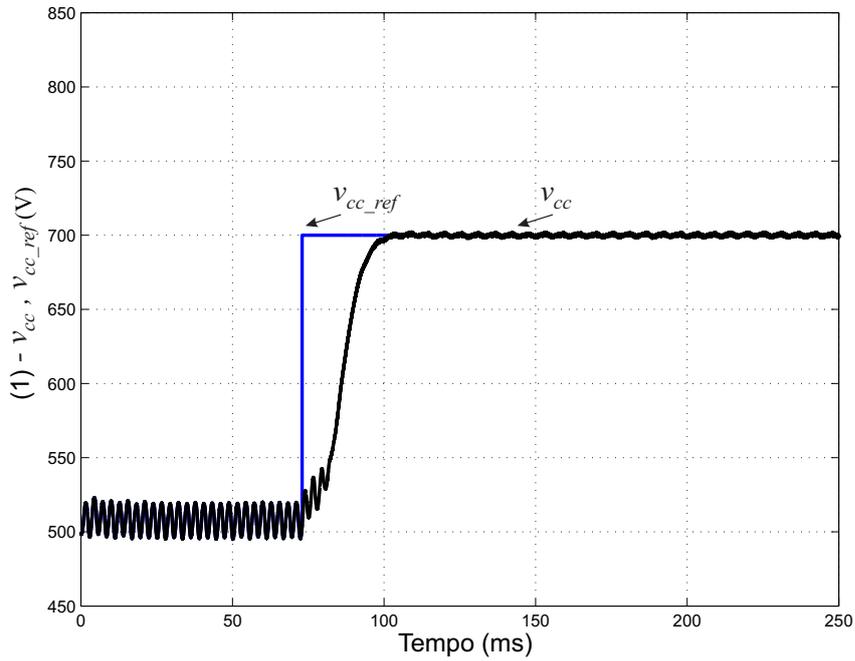
A Figura 15 permite observar o comportamento das componentes de corrente de sequência positiva e negativa (\vec{i}_{dq}^p e \vec{i}_{dq}^n), após a realização de medições e transformações nas correntes de entrada do retificador PWM. Observa-se que, após o degrau na tensão v_{cc} (partida do controle), a componente i_d^p apresenta um comportamento contínuo com valor eficaz da corrente entre fases, enquanto as demais componentes i_q^p , i_d^n e i_q^n mantem-se nulas.

Figura 10 – Tensões de entrada: (1) - \vec{e}_{abc} (V), (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}$ (V)



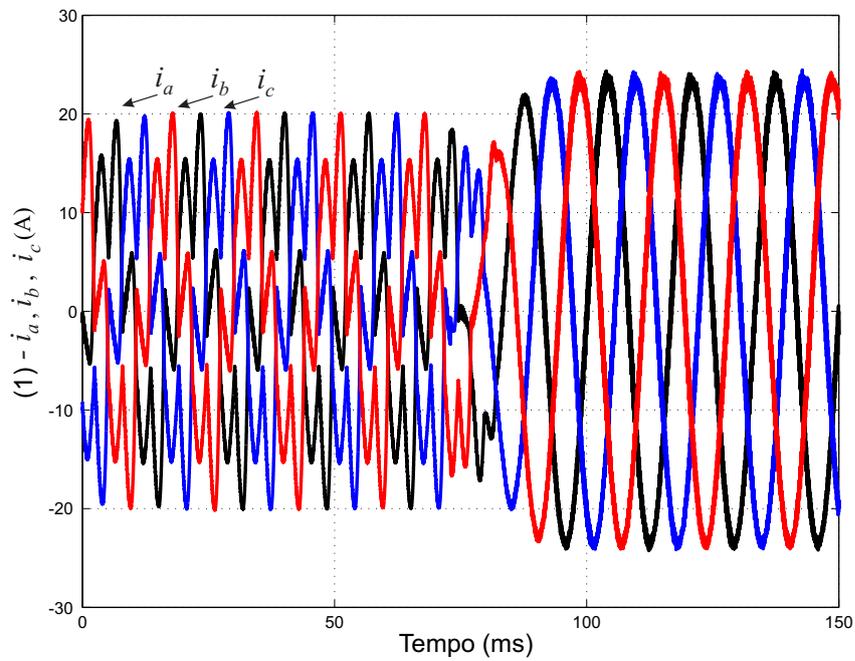
Fonte: Próprio autor.

Figura 11 – Tensão do barramento CC: (1) - v_{cc} (V).



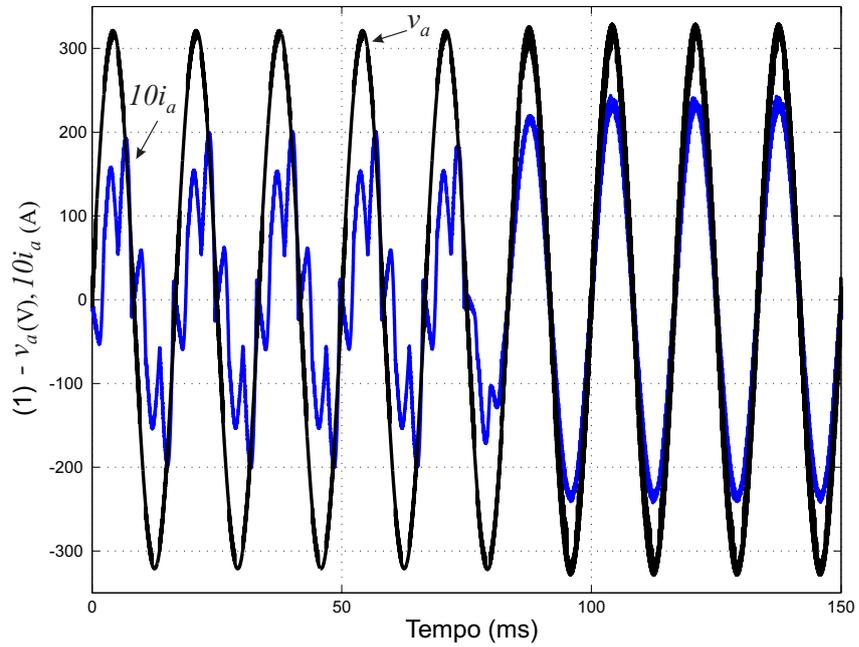
Fonte: Próprio autor.

Figura 12 – Correntes de entrada do retificador: (1) - \vec{i}_{abc} (A).



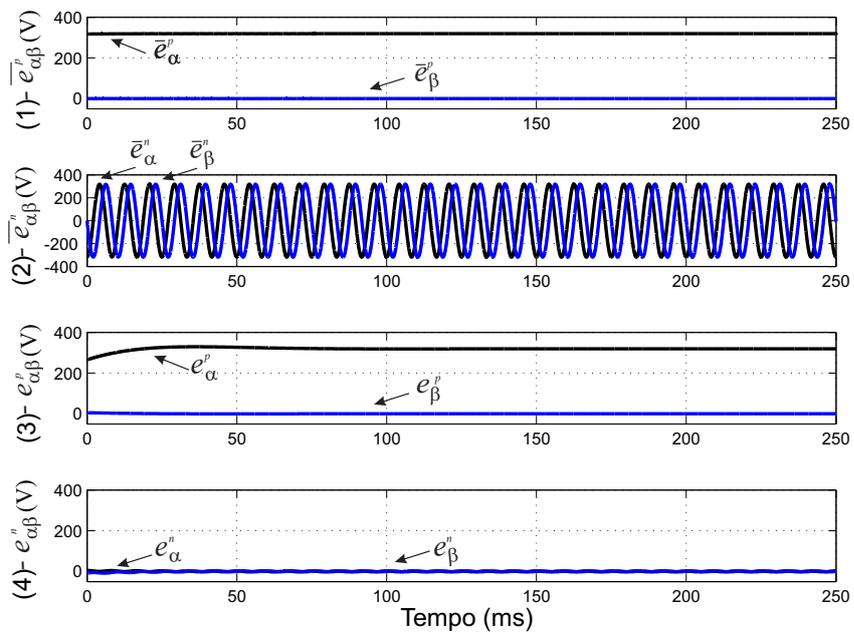
Fonte: Próprio autor.

Figura 13 – Tensão e corrente ampliada: (1) - v_a (V) e $10i_a$ (A).



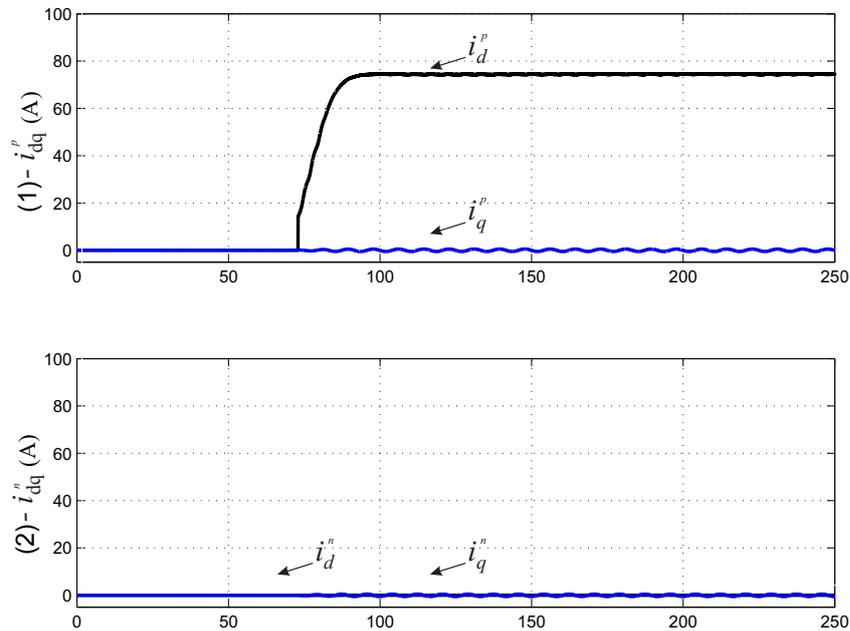
Fonte: Próprio autor.

Figura 14 – Tensões de seqüência positiva e negativa: (1) - \bar{e}_{dq}^p (V), (2) - \bar{e}_{dq}^n (V), (3) - $\bar{e}_{\alpha\beta}^p$ (V), (4) - $\bar{e}_{\alpha\beta}^n$ (V).



Fonte: Próprio autor.

Figura 15 – Correntes de sequência positiva e negativa: (1) - \vec{i}_{dq}^p (A), (2) - \vec{i}_{dq}^n (A).



Fonte: Próprio autor.

2.3.2 Resposta a aplicação de um afundamento de tensão na rede de alimentação do retificador PWM

Para validação do sistema de controle, o retificador PWM é submetido a um afundamento de tensão tipo C. Os gráficos obtidos estão mostrados nas Figuras 17 a 22. A performance sob condição de um afundamento de tensão tipo C é apresentada em três diferentes cenários: antes do afundamento (de $t = 0ms$ à $100ms$), durante o afundamento (de $t = 100ms$ à $300ms$) e após (de $t = 300ms$ à $500ms$). O objetivo é observar a resposta do retificador PWM frente a este tipo de evento.

A Figura 16 apresenta as tensões de alimentação do retificador \vec{e}_{abc} em conjunto com $\vec{e}_{\alpha\beta}$, possibilitando visualizar o comportamento do afundamento de tensão. Assim, quando a amplitude de duas tensões de fase caem (b e c), existe um reflexo nas coordenadas $\alpha\beta$. A componente e_α mantém a amplitude de regime (apenas a fase a mantém a amplitude) enquanto e_β sofre o afundamento.

A Figura 17, mostra que o controle da tensão de saída v_{cc} é prejudicada diante do afundamento de tensão aplicado, existe uma grande ondulação na tensão do barramento (próximo a 200V pico à pico) durante o período transitório.

Na Figura 18 é possível observar que antes e após o afundamento de tensão aplicado, o retificador tem correntes de entrada senoidais. Porém, durante o afundamento as correntes \vec{i}_{abc} tornam-se muito distorcidas e com amplitudes diferentes. Apenas a fase a mantém a amplitude

de regime devido a queda ser do tipo C.

A Figura 19 apresenta uma janela com o tempo de 50ms para melhor visualizar a distorção de corrente \vec{i}_{abc} durante o afundamento de tensão tipo C.

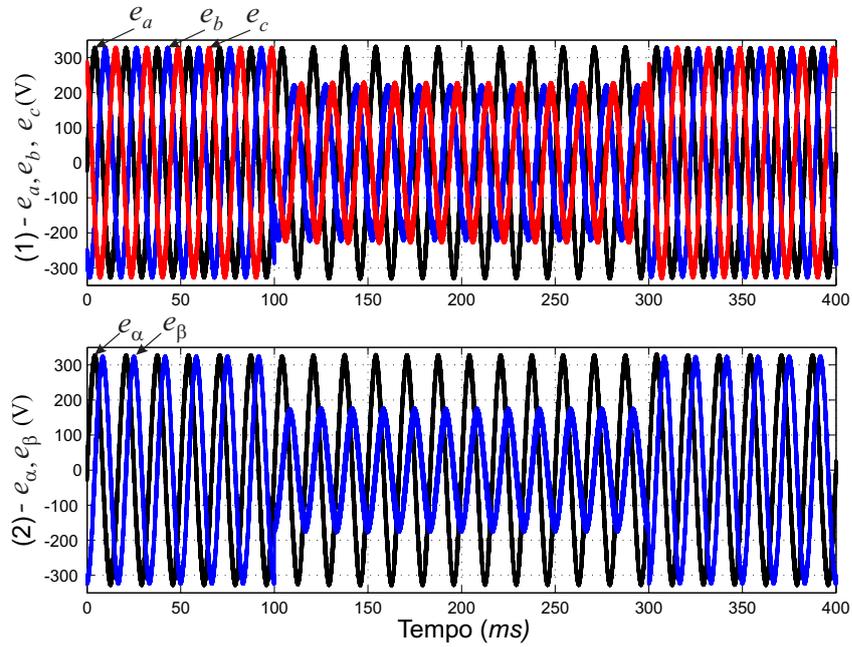
A Figura 20 mostra de modo similar, o mesmo efeito para o fator de potencia. Antes da queda de tensão o fp é controlado e durante a queda de tensão o controle do fp é prejudicado devido a distorsão e ao deslocamento angular da corrente, após a queda de tensão não existe mais nenhuma defasagem angular, nem tão pouca distorsão e o fator de potência volta a ser controlado normalmente.

A Figura 21 apresenta o resultado das tensões de eixo d e q de sequências positiva e negativa \vec{e}_{dq}^p , \vec{e}_{dq}^n , \vec{e}_{dq}^p e \vec{e}_{dq}^n . Todas estas componentes, apresentam uma alteração no seu comportamento durante a queda de tensão. A componente \vec{e}_q^p tem um valor médio nulo em regime e durante o transitório também, porém durante o afundamento de tensão aparece com uma componente alternada com frequência algumas vezes o valor da frequência fundamental. Já a componente \vec{e}_d^p assume o valor de pico da tensão em regime, já durante a queda de tensão tem uma redução em seu valor médio, com a presença de componentes oscilatórias (devido à componente de sequência negativa). As componentes \vec{e}_{dq}^n aparecem como termos oscilantes de frequência dupla em torno de um valor médio nulo, apenas com reduções em seu valor médio durante o período transitório.

A Figura 21, também apresenta as tensões após o LPF , onde as componentes da tensão \vec{e}_{dq}^p e \vec{e}_{dq}^n tornam-se contínuas com alteração em seu valor médio durante o período transitório. As componentes de tensão e_q^p e e_q^n têm seu valor médio sempre em torno de zero, já as e_d^p e e_d^n têm um alteração no seu valor médio, durante o afundamento. Ou seja, uma queda na amplitude de \vec{e}_{dq}^p e um aumento de amplitude de \vec{e}_{dq}^n , devido ao desequilíbrio imposto no sistema.

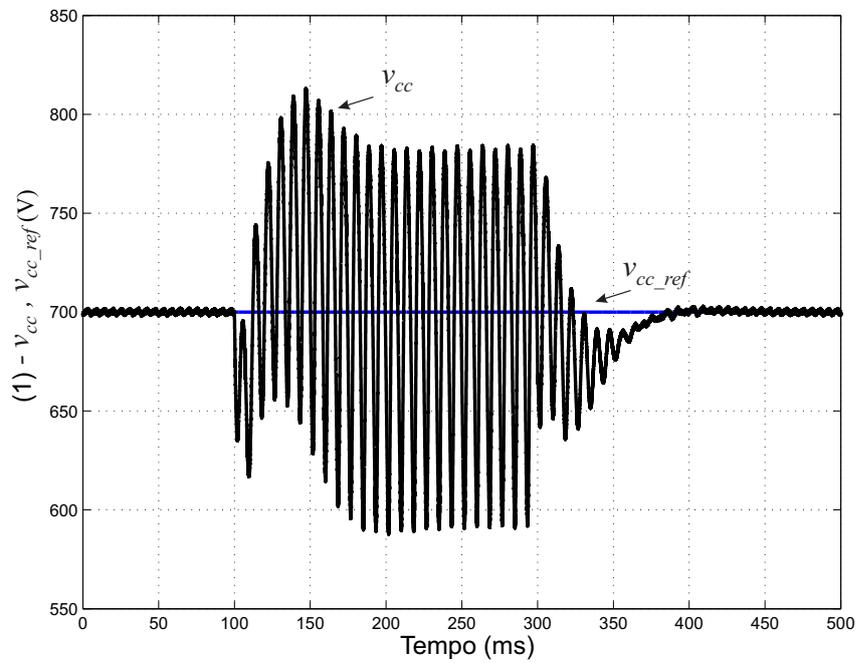
Na Figura 22 são mostradas as componentes de sequência positiva e negativa das correntes \vec{i}_{dq}^p e \vec{i}_{dq}^n . Observa-se que durante o afundamento, as componentes i_d^p e i_q^n apresentam um comportamento oscilatório com alteração de suas amplitudes, enquanto as demais componentes mantem-se nulas.

Figura 16 – Tensões de entrada: (1) - $\vec{e}_{abc}(V)$, (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}(V)$.



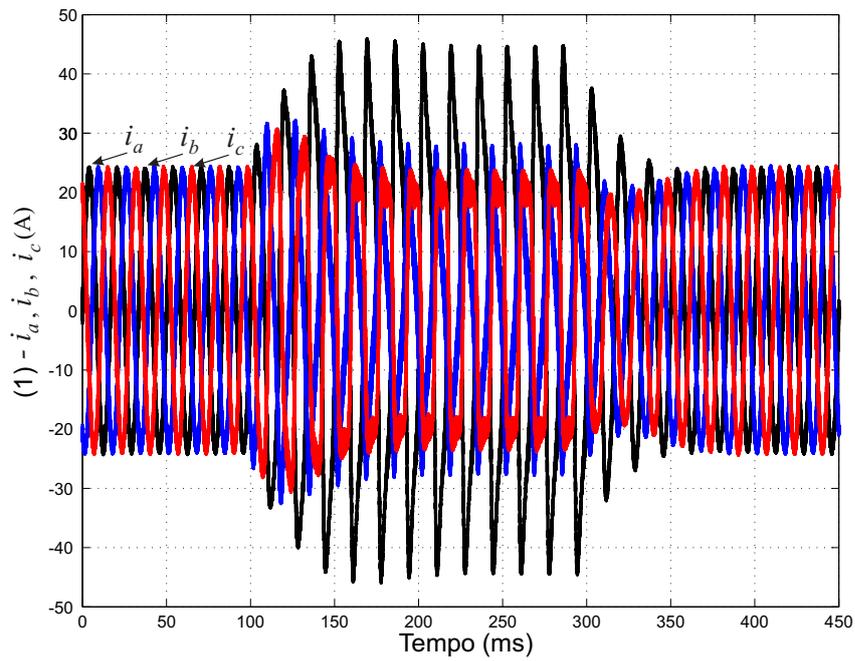
Fonte: Próprio autor.

Figura 17 – Tensão do barramento CC: (1) - $v_{cc}(V)$.



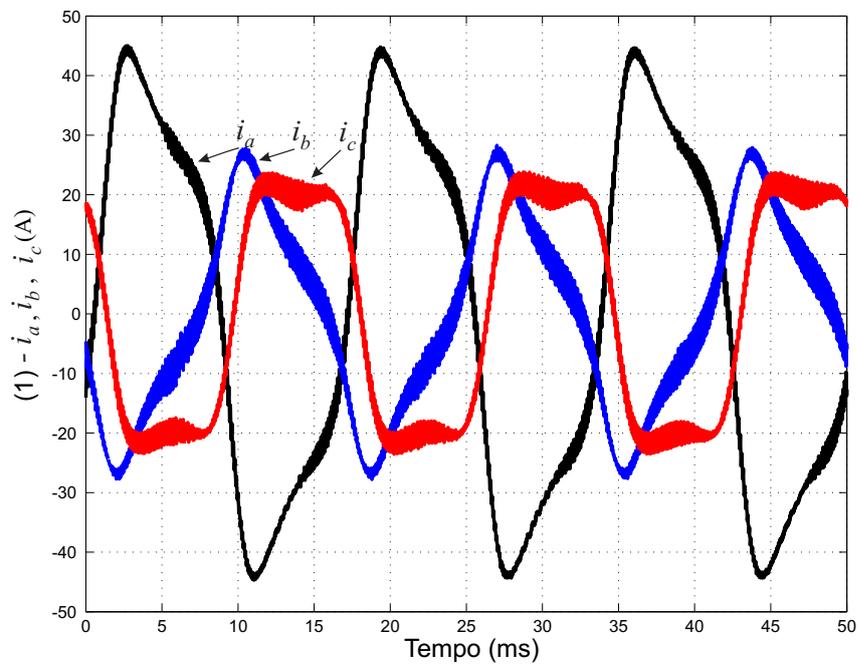
Fonte: Próprio autor.

Figura 18 – Correntes de entrada do retificador: (1) - \vec{i}_{abc} (A).



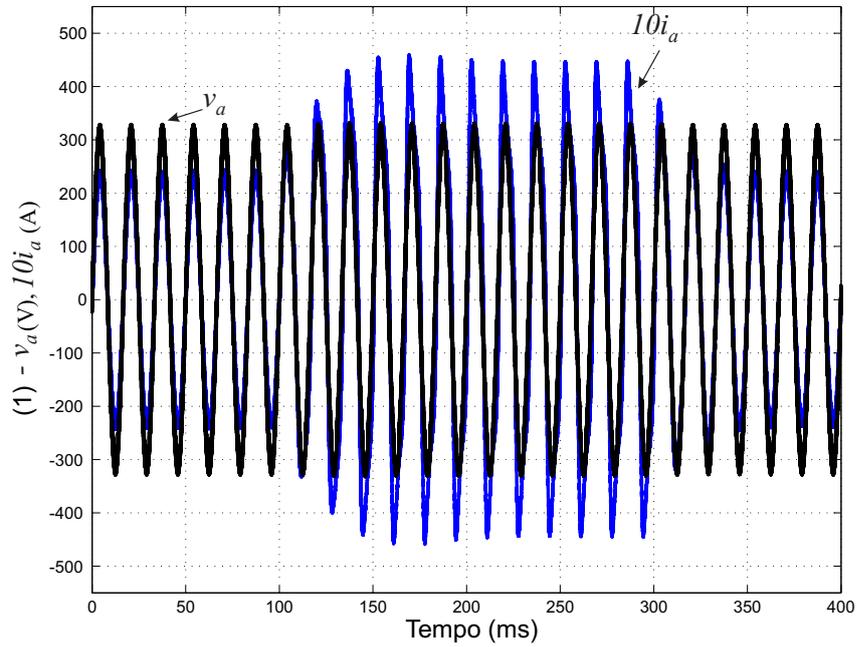
Fonte: Próprio autor.

Figura 19 – Detalhes das correntes de entrada do retificador: (1) - \vec{i}_{abc} (A).



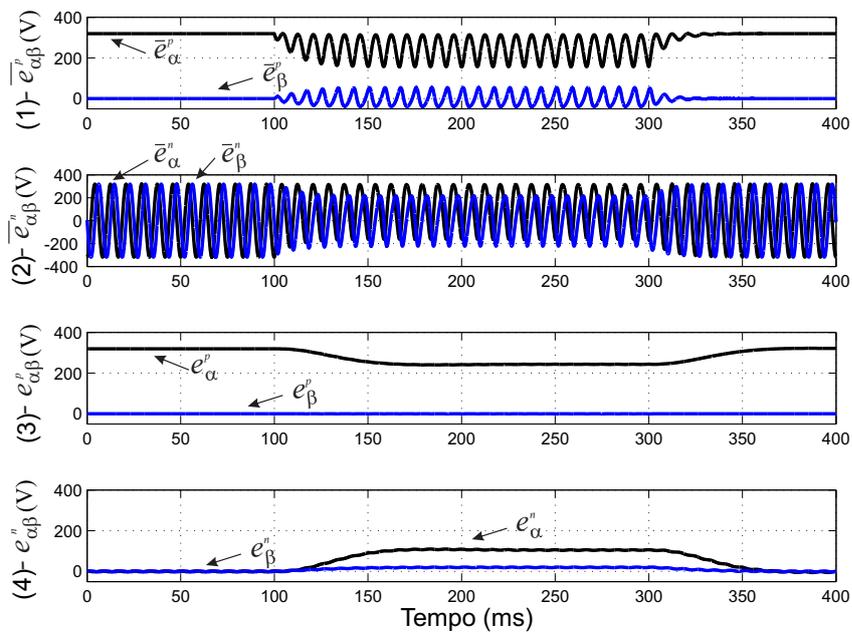
Fonte: Próprio autor.

Figura 20 – Tensão e corrente ampliada: (1) - v_a (V) e $10i_a$ (A).

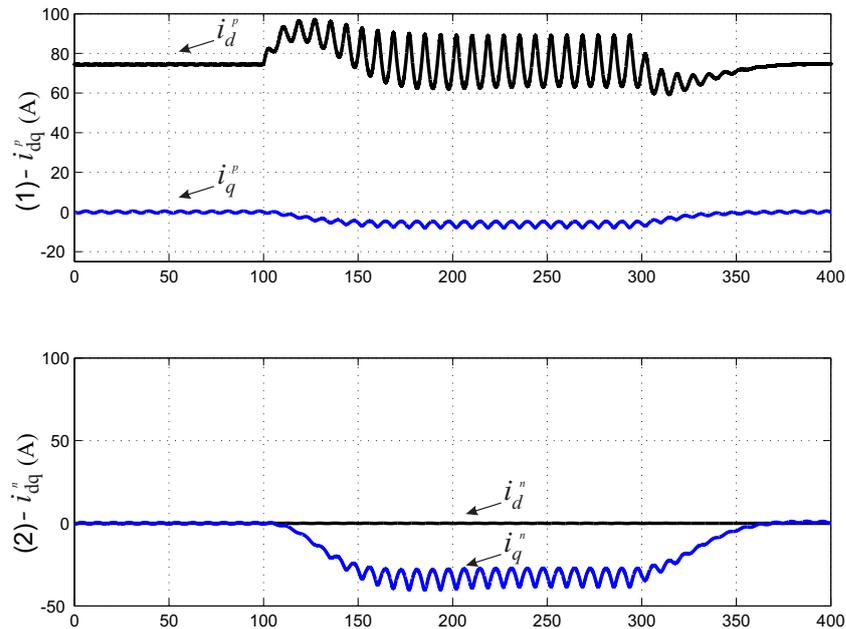


Fonte: Próprio autor.

Figura 21 – Tensões de sequência positiva e negativa: (1) - \bar{e}_{dq}^p (V), (2) - \bar{e}_{dq}^n (V), (3) - e_{dq}^p (V) e (4) - e_{dq}^n (V).



Fonte: Próprio autor.

Figura 22 – Correntes de sequência positiva e negativa: (1) - \vec{i}_{dq}^p (A), (2) - \vec{i}_{dq}^n (A).

Fonte: Próprio autor.

2.4 Considerações Finais

O propósito principal deste capítulo foi apresentar e analisar o esquema de controle de corrente duplo que utiliza os dois blocos de controle em referencial síncrono, mas em direções diferentes, onde, embora o controle seja único, as correntes de sequência positiva e negativa são controlados de forma independente (princípio da sobreposição do sistema linear).

A estratégia de controle tornou possível obter a tensão de barramento CC constante e fator de potência unitário atingido em valor médio quando o retificador é alimentado por tensões equilibradas. Porém, um ponto de relevância foi comportamento durante o afundamento de tensão, em que o sistema não controla a tensão do barramento CC, evidenciado a necessidade de estudar sistemas de controle mais adequados diante de tal evento.

3 Controle de Corrente em Retificadores Trifásicos PWM em Referencial Síncrono e Estacionário

Como visto no Capítulo 2, os retificadores trifásicos PWM conectados à rede necessitam de estratégias de controle específicas contra afundamentos de tensão. Este capítulo tem como objetivo abordar um esquema com controle da potência instantânea em dois sistemas de referencial (síncrono e estacionário).

3.1 Controle da Potência Ativa Instantânea nos Pólos do Conversor

Dentre os métodos de controle para mitigar os harmônicos da corrente de entrada em retificadores trifásicos PWM sob condições de tensão desequilibradas, a estratégia de controle mais utilizada e considerada o método mais eficaz é o controle da potência ativa instantânea em um valor constante, sem quaisquer componentes de oscilação (SUH; LIPO, 2006). Assim, o objetivo é apresentar o controle da potência ativa instantânea nos pólos do conversor (*Instantaneous Power Control at the Converter Pole - IPCCP*) que utilizam um controle *feedforward* e consideram o efeito da oscilação de potência instantânea nos indutores de entrada (SUH; LIPO, 2006) e (ROIU et al., 2010).

3.1.1 Esquema de Controle em Referencial Síncrono

Suh et al. (SUH; LIPO, 2006) propôs um método para controlar diretamente a potência ativa/reactiva instantânea nos pólos do retificador com eliminação mais eficaz dos harmônicos. Ele propôs um esquema de cálculo simplificado para as corrente de referência através do controle da potência instantânea ativa/reactiva nos pólos do retificador, com o objetivo de conseguir uma melhor resposta transitória diante de um afundamento de tensão na alimentação de entrada do retificador trifásico PWM.

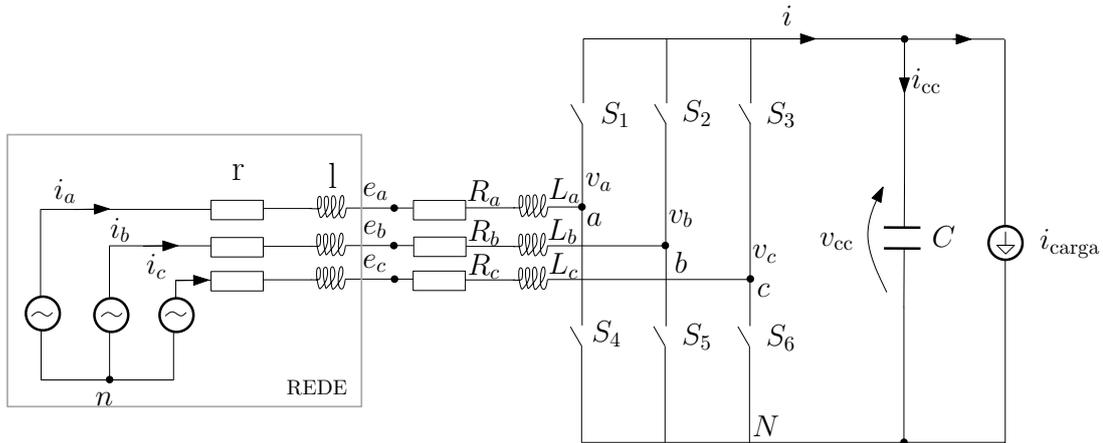
Em comparação com o trabalho anterior, o método de controle proposto por (SUH; LIPO, 2006) trata de condições de operação desequilibradas quaisquer, ou seja, tanto a rede de entrada (representada por um afundamento de tensão com tensões desequilibradas) quanto as impedâncias de entrada podem ter valores distintos por fase.

O objetivo do esquema de controle proposto é conseguir uma implementação relativamente simples e permitir que o retificador possa gerar uma saída CC sem harmônicos

substanciais mantendo o fator de potência em torno do valor unitário em condições de operação quaisquer.

Para obter-se um modelo mais generalista possível, considerou-se que as resistências de acoplamento (R_a , R_b e R_c) e as indutâncias (L_a , L_b e L_c) têm valores completamente distintos por fase, conforme apresentado na Figura 23.

Figura 23 – Retificador Ativo com $R_a \neq R_b \neq R_c$ e $L_a \neq L_b \neq L_c$.



Fonte: Próprio autor.

Aplicando a transformação de Clarke no conjunto de tensões de linha medidas e_{ab} , e_{ca} e nas correntes de entrada i_a , i_b , a equação (1) pode ser escrita em referencial estacionário.

$$\begin{bmatrix} e_{ab} \\ e_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & -R_b \\ -(R_a + R_c) & -R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & -L_b \\ -(L_a + L_c) & -L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{ca} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_\alpha & R_{\alpha\beta} \\ R_{\alpha\beta} & R_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_\alpha & L_{\alpha\beta} \\ L_{\alpha\beta} & L_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

Onde L_α , L_β , R_α e R_β são as indutâncias e resistências próprias, respectivamente. $L_{\alpha\beta}$ e $R_{\alpha\beta}$ são as indutâncias e resistências de acoplamento entre eixos.

Através das equações (3), (4) e (5) obtém-se as resistências em referencial estacionário.

$$R_\alpha = \frac{4R_a + R_b + R_c}{6} \quad (3)$$

$$R_\beta = \frac{R_b + R_c}{2} \quad (4)$$

$$R_{\alpha\beta} = \frac{R_c - R_b}{2\sqrt{3}} \quad (5)$$

Os valores das indutâncias são determinados de forma análoga as resistências, trocando R por L .

$$L_\alpha = \frac{4L_a + L_b + L_c}{6} \quad (6)$$

$$L_\beta = \frac{L_b + L_c}{2} \quad (7)$$

$$L_{\alpha\beta} = \frac{L_c - L_b}{2\sqrt{3}} \quad (8)$$

Assim, o retificador PWM sob condições desequilibrados quaisquer é descrito por (2) no referencial estacionário.

É possível então, obter e decompor (2) em duas equações em referencial síncrono através da transformação de Park, como resultando em (9 e 10).

$$\vec{e}_{dq}^p = \bar{R}_{dq} \vec{i}_{dq}^p + j\omega \bar{L}_{dq} \vec{i}_{dq}^p + \vec{v}_{dq}^p + e^{-j2\omega t} \tilde{R}_{dq} \vec{i}_{dq}^{*p} - e^{-j2\omega t} j\omega \tilde{L}_{dq} \vec{i}_{dq}^{*p} \quad (9)$$

$$\vec{e}_{dq}^n = \bar{R}_{dq} \vec{i}_{dq}^n - j\omega \bar{L}_{dq} \vec{i}_{dq}^n + \vec{v}_{dq}^n + e^{j2\omega t} \tilde{R}_{dq} \vec{i}_{dq}^{*n} + e^{j2\omega t} j\omega \tilde{L}_{dq} \vec{i}_{dq}^{*n} \quad (10)$$

Em que,

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{dq} &= \frac{R_\alpha - R_\beta}{2} + jR_{\alpha\beta} = \frac{2R_a - R_b - R_c}{6} + j\frac{R_c - R_b}{2\sqrt{3}} \\ \tilde{R}_{dq}^* &= \frac{R_\alpha - R_\beta}{2} - jR_{\alpha\beta} = \frac{2R_a - R_b - R_c}{6} + j\frac{R_b - R_c}{2\sqrt{3}} \\ \bar{R}_{dq} &= \frac{(R_\alpha + R_\beta)}{2} = \frac{R_a + R_b + R_c}{3} \\ \tilde{L}_{dq} &= \frac{L_\alpha - L_\beta}{2} + jL_{\alpha\beta} = \frac{2L_a - L_b - L_c}{6} + j\frac{L_c - L_b}{2\sqrt{3}} \\ \tilde{L}_{dq}^* &= \frac{L_\alpha - L_\beta}{2} - jL_{\alpha\beta} = \frac{2L_a - L_b - L_c}{6} + j\frac{L_b - L_c}{2\sqrt{3}} \\ \bar{L}_{dq} &= \frac{(L_\alpha + L_\beta)}{2} = \frac{L_a + L_b + L_c}{3} \end{aligned} \quad (11)$$

O sobrescrito "*" significa o complexo conjugado.

No lado da carga, a equação (17) expressa a corrente do barramento CC em função da tensão v_{cc} . De modo que, é possível separar também as componentes sequenciais.

$$C \frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{3}{2} (i_d^p d_d^p + i_q^p d_q^p + i_d^n d_d^n + i_q^n d_q^n) - i_{carga} \quad (12)$$

Todo o desenvolvimento realizado até este ponto, mostra que o esquema de controle proposto por (SUH; LIPO, 2006) é de grande abrangência quando comparado ao controle proposto por (SONG; NAM, 1999), devido a possibilitar uma maior gama de condições de desequilíbrio na rede de entrada. Porém, devido ao estudo desenvolvido neste trabalho ser

baseado em uma análise comparativa dos métodos de controle existentes na literatura, estes aspectos abordados não serão tão relevantes a nível da simulação realizada neste capítulo, mas de importante relevância ao conhecimento do sistema de modo geral.

Uma diferença fundamental do controle em (SUH; LIPO, 2006) quando comparado ao esquema de controle proposto por (SONG; NAM, 1999), é a utilização de um caminho de realimentação (*feedback*) das tensões de saída do sistema de controle. Estas, são extraídas do PWM e transformadas em componentes sequenciais de tensões (v_d^p, v_q^p, v_d^n e v_q^n) através de um bloco de separação de componentes sequenciais conhecido por *Positive and negative sequence component extraction (PNSCE)*, o qual será explicado com mais detalhes no Capítulo 5. Assim, estas tensões voltam a ser entradas do sistema de controle no bloco de determinação das correntes de referência. O diagrama de blocos do sistema de controle proposto é mostrado na Figura 24.

Dessa maneira, a potência complexa nos pólos do conversor é definida como:

$$s^p = \frac{3}{2} \vec{v}_{\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta}^* \quad (13)$$

$$s^p = \frac{3}{2} (e^{j\omega t} \vec{v}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \vec{v}_{dq}^n) \cdot (e^{j\omega t} \vec{i}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \vec{i}_{dq}^n)^* \quad (14)$$

Então, a potência ativa instantânea é obtida a partir da parte real da potência complexa nos pólos do conversor (s^p). Desenvolvendo (14) obtém-se as equações de P_0^p , P_{c2}^p e P_{s2}^p . Assim,

$$p(t) = P_0^p + P_{c2}^p \cos(2\omega t) + P_{s2}^p \sin(2\omega t) \quad (15)$$

Em que,

$$P_0^p = 1,5 (v_d^p i_d^p + v_q^p i_q^p + v_d^n i_d^n + v_q^n i_q^n) \quad (16)$$

$$P_{c2}^p = 1,5 (v_d^p i_d^n + v_q^p i_q^n + v_d^n i_d^p + v_q^n i_q^p) \quad (17)$$

$$P_{s2}^p = 1,5 (v_q^n i_d^p - v_d^n i_q^p - v_q^p i_d^n + v_d^p i_q^n) \quad (18)$$

Em (SONG; NAM, 1999), a potência reativa instantânea foi calculada a partir da parte imaginária da potência complexa, cuja parte real representava a potência ativa instantânea. Esta forma de definir a potência reativa instantânea não é mais válida sob condições operacionais desequilibradas quaisquer (SUH; LIPO, 2006).

Um novo tipo de potência complexa com base na tensão de quadratura ($\vec{v}'_{\alpha\beta}$) é introduzida. A expressão geral da potência reativa instantânea pode ser desenvolvida a partir de um conjunto de tensões atrasadas das tensões polares de 90 graus (SUH; LIPO, 2006).

Assim, a potência complexa (q) é definida como sendo o produto do vetor espacial da tensão em quadratura pelo conjugado do vetor espacial da corrente com um fator de correção de $(\frac{3}{2})$.

$$\vec{q} = \frac{3}{2} \vec{v}'_{\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta}^* \quad (19)$$

$$\vec{q} = \frac{3}{2} \left(-j e^{j\omega t} \cdot \vec{v}_{dq}^p + j e^{-j\omega t} \cdot \vec{v}_{dq}^n \right) \cdot \left(e^{j\omega t} \cdot \vec{i}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \cdot \vec{i}_{dq}^n \right)^* \quad (20)$$

Então, a potência reativa instantânea é obtida a partir da parte real potência complexa (T), em conjunto com os termos Q_0^p , Q_{c2}^p e Q_{s2}^p .

$$q(t) = Q_0^p + Q_{c2}^p \cos(2\omega t) + Q_{s2}^p \sin(2\omega t) \quad (21)$$

Em que,

$$Q_0^p = 1,5 \left(v_q^p i_d^p - v_d^p i_q^p + v_q^n i_d^n - v_d^n i_q^n \right) \quad (22)$$

$$Q_{c2}^p = 1,5 \left(v_q^p i_d^n - v_d^p i_q^n + v_q^n i_d^p - v_d^n i_q^p \right) \quad (23)$$

$$Q_{s2}^p = 1,5 \left(v_d^p i_d^n + v_q^p i_q^n - v_d^n i_d^p - v_q^n i_q^p \right) \quad (24)$$

É importante ressaltar que este resultado é o mesmo apresentado nas Equações (33), (34) e (35), mas agora considerando que a potência é definida nos pólos do retificador PWM. Assim, as potências ativa e reativa médias de entrada são obtidas a partir das tensões de entrada da rede, como:

$$P_0 = 1,5 \left(e_d^p i_d^p + e_q^p i_q^p + e_d^n i_d^n + e_q^n i_q^n \right) \quad (25)$$

$$Q_0 = 1,5 \left(e_q^p i_d^p - e_d^p i_q^p + e_q^n i_d^n - e_d^n i_q^n \right) \quad (26)$$

O objetivo aqui é a eliminação dos harmônicos nas correntes de entrada e consequentemente na tensão do barramento CC. Então, para tornar isto possível, mesmo diante de faltas (afundamentos de tensão na rede de entrada), quatro condições devem ser observadas:

A primeira condição é sobre a potência ativa média de entrada P_0 , que determina a potência de saída e o nível de tensão do barramento CC. A potência de saída P_0 deve suprir a potência solicitada pela carga e as perdas

$$P_0 = P_{carga} + P_{perdas} \quad (27)$$

A segunda condição determina a potência reativa média de entrada. Onde a potência trocada entre a fonte (concessionária) e o retificador determina o fator de potência de entrada. O objetivo aqui é conseguir um fator de potência mais próximo possível da unidade.

$$Q_0 = k_{fp} P_0 \quad (28)$$

$$k_{fp} = \frac{Q_0}{P_0} = \frac{\sqrt{1 - fp^2}}{fp} \quad (29)$$

Na situação de fator de potência unitário, a constante k_{fp} têm valor nulo.

A terceira e quarta condições são alcançados pelos ajustes de P_{s2}^p e P_{c2}^p para zero, anulando assim as componentes oscilantes da potência ativa instantânea nos pólos do conversor, permitindo que a tensão de saída do barramento CC torne-se livre de ondulações.

$$P_{s2}^p = 0 \quad (30)$$

$$P_{c2}^p = 0 \quad (31)$$

Devido a utilização do *feedback* nas tensões e a potência complexa ter sido definida nos pólos do conversor, as duas linhas inferiores da matriz (36) tornam-se diferentes aqui. Os termos (P_{s2}^p e P_{c2}^p) estão em função das tensões (v_d^p, v_q^p, v_d^n e v_q^n). Portanto, a matriz em referencial síncrono, pode é escrita como:

$$\begin{bmatrix} P_0 \\ Q_0 \\ P_{s2}^p \\ P_{c2}^p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{carga} + P_{perdas} \\ k_{fp} \cdot P_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \left(\frac{3}{2}\right) \begin{bmatrix} e_d^p & e_q^p & e_d^n & e_q^n \\ e_q^p & -e_d^p & e_q^n & -e_d^n \\ v_q^n & -v_d^n & -v_q^p & v_d^p \\ v_d^n & v_q^n & v_d^p & v_q^p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^p \\ i_q^p \\ i_d^n \\ i_q^n \end{bmatrix} \quad (32)$$

Então, a determinação das correntes de referência, torna-se:

$$\begin{bmatrix} i_{d_ref}^p \\ i_{q_ref}^p \\ i_{d_ref}^n \\ i_{q_ref}^n \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} e_d^p & e_q^p & e_d^n & e_q^n \\ e_q^p & -e_d^p & e_q^n & -e_d^n \\ v_q^n & -v_d^n & -v_q^p & v_d^p \\ v_d^n & v_q^n & v_d^p & v_q^p \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} (P_{carga} + P_{perdas}) \\ k_{fp} \cdot P_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (33)$$

E, como temos,

$$\vec{i}_{dq_ref} = \vec{i}_{dq_ref}^p + \vec{i}_{dq_ref}^n \quad (34)$$

Resulta em,

$$i_{d_ref}^p = (-k_1 - k_2 k_{fp}) \cdot \left(\frac{2P_0}{3D}\right) \quad (35)$$

$$i_{q_ref}^p = (-k_2 + k_1 k_{fp}) \cdot \left(\frac{2P_0}{3D}\right) \quad (36)$$

$$i_{d_ref}^n = (k_3 - k_4 k_{fp}) \cdot \left(\frac{2P_0}{3D}\right) \quad (37)$$

$$i_{q_ref}^n = (k_4 + k_3 k_{fp}) \cdot \left(\frac{2P_0}{3D}\right) \quad (38)$$

Em que,

$$k_1 = e_d^p \cdot (v_d^{p2} + v_q^{p2}) + e_d^n \cdot (v_q^p \cdot v_q^n - v_d^p \cdot v_d^n) - e_q^n \cdot (v_d^p \cdot v_q^n + v_q^p \cdot v_d^n) \quad (39)$$

$$k_2 = e_q^p \cdot (v_d^{p2} + v_q^{p2}) - e_d^n \cdot (v_d^p \cdot v_q^n + v_q^p \cdot v_d^n) + e_q^n \cdot (v_d^p \cdot v_d^n - v_q^p \cdot v_q^n) \quad (40)$$

$$k_3 = -e_d^n \cdot (v_d^{n2} + v_q^{n2}) + e_d^p \cdot (v_d^p \cdot v_d^n - v_q^p \cdot v_q^n) + e_q^p \cdot (v_d^p \cdot v_q^n + v_q^p \cdot v_d^n) \quad (41)$$

$$k_4 = -e_q^n \cdot (v_d^{n2} + v_q^{n2}) + e_d^p \cdot (v_d^p \cdot v_q^n + v_q^p \cdot v_d^n) + e_q^p \cdot (v_q^p \cdot v_q^n - v_d^p \cdot v_d^n) \quad (42)$$

$$D = k_1 \cdot e_d^p + k_2 \cdot e_q^p + k_3 \cdot e_d^n + k_4 \cdot e_q^n \neq 0.$$

Para a compensação dos desequilíbrios, é importante que o controlador de corrente regule as componentes de sequência negativa com precisão e rapidez, bem como as de sequência positiva. No controle proposto em (SONG; NAM, 1999) era inevitável o uso de filtros (*Notch*) para realizar a extração das componentes de sequência, estes por sua vez, prejudicam a largura da banda e margem de estabilidade do sistema. O sistema de controle proposto em (SUH; LIPO, 2006), propoe regular diretamente a sequência negativa sem sacrificar a largura de banda total.

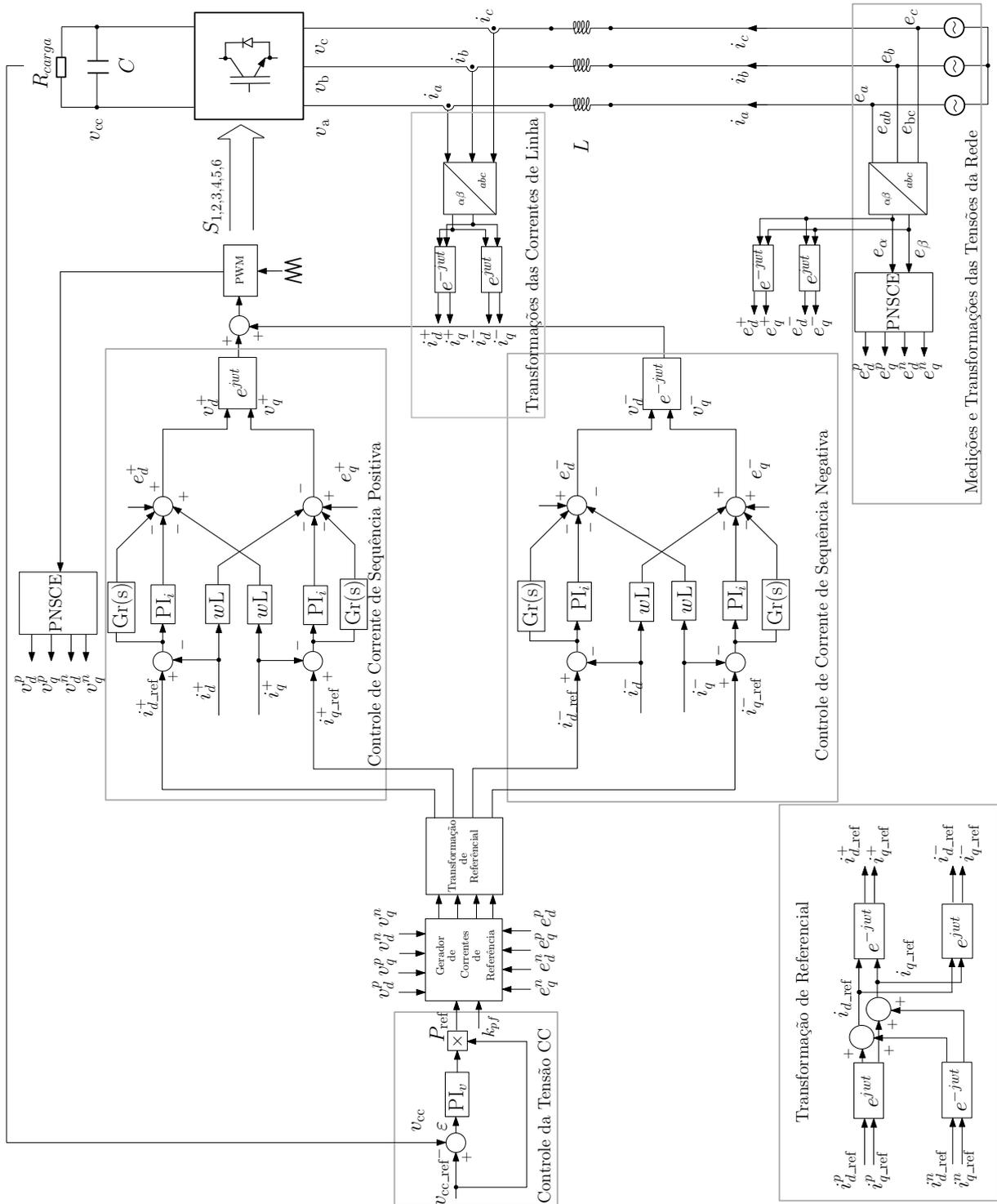
As correntes trifásicas CA de entrada são medidas diretamente e transformadas em referencial síncrono positivo ou negativo (\overline{i}_{dq}^+ e \overline{i}_{dq}^-), resultando em sinal oscilante de 120Hz somado a um sinal constante não decomposto em componentes de sequências, de modo similar a (40) e (42).

No entanto, as quatro correntes de referências são sinais constantes descompostos em sequências positivas e negativas no referencial síncrono (35), (36), (37) e (38).

Em comparação com o controle proposto em (SONG; NAM, 1999), onde o sinal de referência constante é separado em intervalos de sequência positiva e negativa ambos em referencial síncrono, o controle proposto em (SUH; LIPO, 2006) tem sinais de referência oscilatórios, que consistem em um valor de componente constante de sequência positiva e um valor de componente oscilante de sequência negativa em referencial síncrono.

Assim, o erro de estado estacionário do sinal de referência alternado (120Hz) é reduzido, empregando um controlador ressonante (representado por $G_r(s)$ no controlador de corrente) como mostrado na Figura 24.

Figura 24 – Controle do retificador PWM proposto por Yongsug Suh et al.



Fonte: adaptado de Yongsug Suh et al. (2006).

O esquema proposto permite transformar diretamente as variáveis de entrada medidas (correntes) do referencial abc para o referencial síncrono positivo e negativo, sem separar os componentes seqüenciais. Então, não se torna necessário uma grande largura de banda, eliminando a necessidade de filtros de extração seqüenciais. Assim surge a possibilidade de um erro de estado estacionário a 120Hz ser eliminado através do emprego de um ganho ressonante no controlador de corrente.

3.1.2 Esquema de Controle em Referencial Estacionário

Roiu et al (ROIU et al., 2008) propôs um esquema de controle em referencial estacionário para retificadores trifásicos PWM que operam em condições de falta equivalente ao esquema proposto em (SUH; LIPO, 2006).

A estratégia propõe controlar a potência ativa/reactiva instantânea nos pólos do retificador e evitar harmônicos na tensão do barramento CC e nas correntes de entrada CA, mesmo em condições operacionais severas de afundamento de tensão. A novidade é o cálculo das correntes de referência implementado diretamente no referencial estacionário.

Assim, o cálculo da potência aparente nos polos do conversor é o mesmo proposto em (SUH; LIPO, 2006), ou seja, continuam válidas as equações (13) e (14). Determinam-se então as mesmas potências ativa e reativa.

$$s^p = \frac{3}{2} \vec{v}_{\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta}^*$$

$$s^p = \frac{3}{2} (e^{j\omega t} \vec{v}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \vec{v}_{dq}^n) (e^{j\omega t} \vec{i}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \vec{i}_{dq}^n)^*$$

$$p(t) = P_0^p + P_{c2}^p \cos(2\omega t) + P_{s2}^p \sin(2\omega t)$$

$$q(t) = Q_0^p + Q_{c2}^p \cos(2\omega t) + Q_{s2}^p \sin(2\omega t)$$

Então, para se alcançar os objetivos desta estratégia de controle, a equação (32) é transformada em referencial estacionário formando quatro novas restrições.

$$\begin{bmatrix} P_0 \\ Q_0 \\ P_{s2}^p \\ P_{c2}^p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{carga} + P_{perdas} \\ k_{pf} P_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} e_\alpha^p & e_\beta^p & e_\alpha^n & e_\beta^n \\ e_\beta^p & -e_\alpha^p & e_\beta^n & -e_\alpha^n \\ v_\beta^n & -v_\alpha^n & -v_\beta^p & v_\alpha^p \\ v_\alpha^n & v_\beta^n & v_\alpha^p & v_\beta^p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha^p \\ i_\beta^p \\ i_\alpha^n \\ i_\beta^n \end{bmatrix} \quad (43)$$

O esquema de controle calcula os valores das correntes de referência em referencial estacionário dadas por:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_ref}^p \\ i_{\beta_ref}^p \\ i_{\alpha_ref}^n \\ i_{\beta_ref}^n \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} e_{\alpha}^p & e_{\beta}^p & e_{\alpha}^n & e_{\beta}^n \\ e_{\beta}^p & -e_{\alpha}^p & e_{\beta}^n & -e_{\alpha}^n \\ v_{\beta}^n & -v_{\alpha}^n & -v_{\beta}^p & v_{\alpha}^p \\ v_{\alpha}^n & v_{\beta}^n & v_{\alpha}^p & v_{\beta}^p \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} (P_{carga} + P_{perdas}) \\ k_{fp} \cdot P_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (44)$$

E como temos,

$$\vec{i}_{\alpha\beta_ref} = \vec{i}_{\alpha\beta_ref}^p + \vec{i}_{\alpha\beta_ref}^n \quad (45)$$

Resulta em

$$\vec{i}_{\alpha_ref} = \vec{i}_{\alpha_ref}^p + \vec{i}_{\alpha_ref}^n = [k_3 - k_1 - (k_2 + k_4) k_{fp}] \left(\frac{2P_0}{3D} \right) \quad (46)$$

$$\vec{i}_{\beta_ref} = \vec{i}_{\beta_ref}^p + \vec{i}_{\beta_ref}^n = [k_4 - k_2 + (k_1 + k_3) k_{fp}] \left(\frac{2P_0}{3D} \right) \quad (47)$$

Em que,

$$D = k_1 e_{\alpha}^p + k_2 e_{\beta}^p + k_3 e_{\alpha}^n + k_4 e_{\beta}^n \quad (48)$$

$$k_1 = e_{\alpha}^p (v_{\alpha}^{p2} + v_{\beta}^{p2}) + e_{\alpha}^n (v_{\beta}^p v_{\beta}^n - v_{\alpha}^p v_{\alpha}^n) - e_{\beta}^n (v_{\alpha}^p v_{\beta}^n + v_{\beta}^p v_{\alpha}^n) \quad (49)$$

$$k_2 = e_{\beta}^p (v_{\alpha}^{p2} + v_{\beta}^{p2}) - e_{\alpha}^n (v_{\alpha}^p v_{\beta}^n + v_{\beta}^p v_{\alpha}^n) + e_{\beta}^n (v_{\alpha}^p v_{\alpha}^n - v_{\beta}^p v_{\beta}^n) \quad (50)$$

$$k_3 = -e_{\alpha}^n (v_{\alpha}^{n2} + v_{\beta}^{n2}) + e_{\alpha}^p (v_{\alpha}^p v_{\alpha}^n - v_{\beta}^p v_{\beta}^n) + e_{\beta}^p (v_{\alpha}^p v_{\beta}^n + v_{\beta}^p v_{\alpha}^n) \quad (51)$$

$$k_4 = -e_{\beta}^n (v_{\alpha}^{n2} + v_{\beta}^{n2}) + e_{\alpha}^p (v_{\alpha}^p v_{\beta}^n + v_{\beta}^p v_{\alpha}^n) + e_{\beta}^p (v_{\beta}^p v_{\beta}^n - v_{\alpha}^p v_{\alpha}^n) \quad (52)$$

O esquema de controle proposto por (ROIU et al., 2010) pode ser visualizado na Figura 25, consiste em duas malhas de controle em cascata. A malha de controle externa realiza o controle da tensão do barramento CC através de um controlador PI_v e a malha interna realiza o controle de corrente do retificador PWM em referencial estacionário.

A determinação das correntes de referência em referencial estacionário é realizada aqui por dois controladores separados um de eixo α e outro β . Como consequência o controle torna-se mais simples, não há necessidade de estratégias de PLL e nem de transformações de rotação, apenas utiliza-se um compensador P-Ressonante (P-RES) que permite um controle simultâneo das componentes de sequência positiva e negativa.

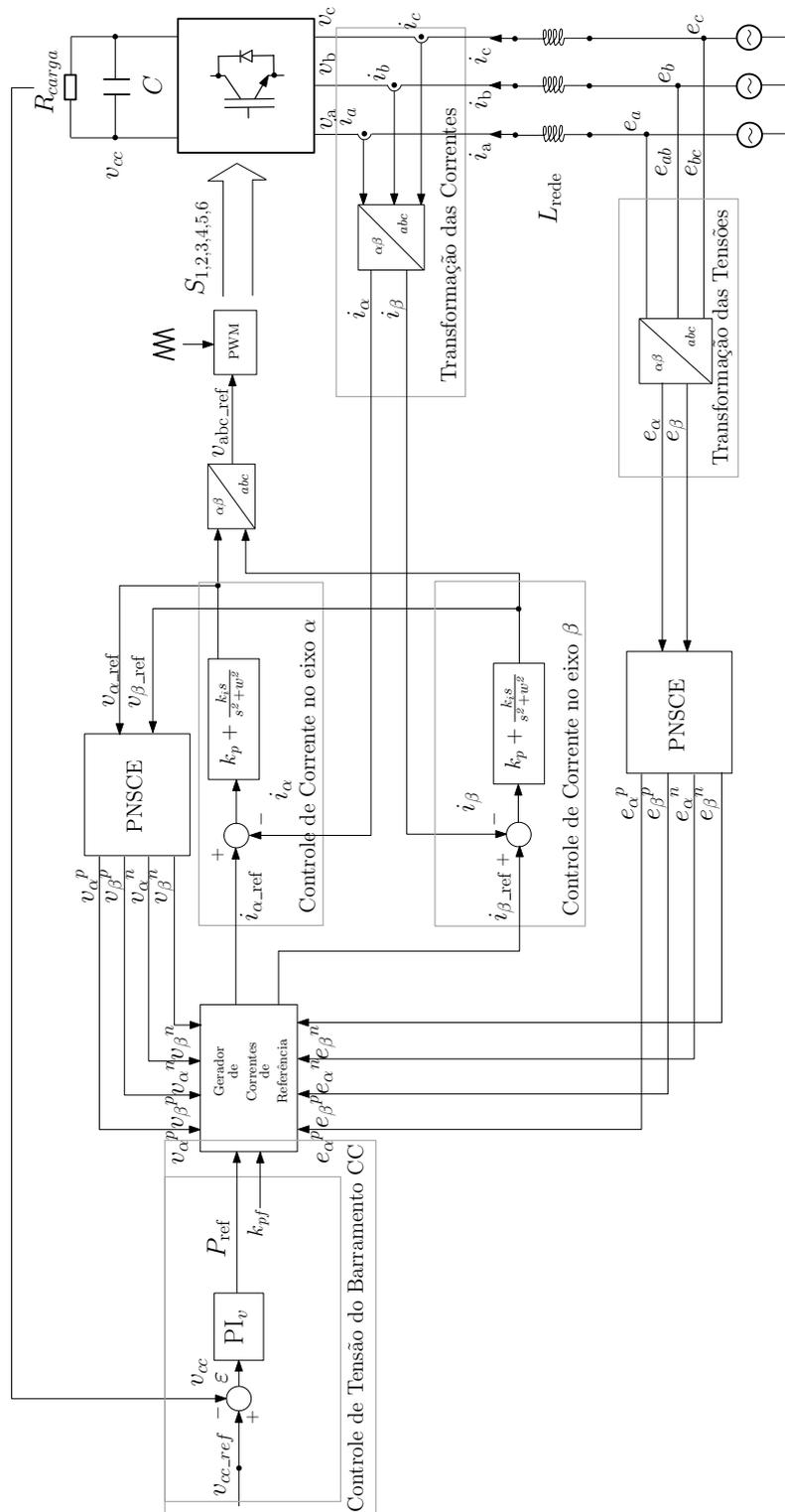
A tensão de saída no barramento CC do controlador define a potência ativa média de referência, o aumento ou diminuição do nível da tensão contínua é realizado para absorver

mais ou menos potência da rede em relação ao exigido pela carga, alterando assim o valor de referência da potência no circuito de controle de corrente alternada.

O cálculo das correntes de referência é baseado na realimentação (*feedforward*) das componentes de sequência positiva e negativa de tensão de referência do PWM. Estas componentes de sequência podem ser obtidas através de uma operação denominada de Extração das Componentes de Sequência Positiva e Negativa (*Positive and Negative Sequence Components Extraction - PNSCE*), que utiliza um sistema chamado (*Dual Second Order Generalized Integrator - DSOGI*) o qual será descrito com detalhes no Capítulo 5.

Assim, um pequeno tempo de resposta e a uma pequena ondulação na tensão do barramento CC devem ser obtidas com o esquema de controle apresentado proposto, mesmo diante de um afundamento de tensão na rede de entrada.

Figura 25 – Sistema de controle de corrente proposto por Roiu (ROIU et al., 2008).



Fonte: adaptado de Roiu *et al.* (2008).

Os parâmetros do sistema utilizados nos estudos de simulação são fornecidos na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros adotados na simulação do controle proposto por (ROIU et al., 2008).

Grandeza	Símbolo	Valor
Tensão da rede de pico (fase-fase)	e_a	311V
Frequência da rede	f	60Hz
Frequência de amostragem/chaveamento	$f_{sw}, f_{samp.}$	20kHz
Tensão no barramento CC	v_{cc}	500V
Tensão de referencia no barramento CC	v_{cc_ref}	700V
Capacitor do barramento CC	C	150 μ F
Indutor de acoplamento	L	3mH
Resistor de acoplamento	R	0,01 Ω
Resistor do lado CC da carga não-linear	R_{cc}	45 Ω
Ganho proporcional do controlador de tensão do barramento CC	k_{pv}	0,05
Ganho integral do controlador de tensão do barramento CC	k_{iv}	20
Ganho proporcional do controlador de corrente de eixo α e β	k_{pc}	10
Ganho integral do controlador de corrente de eixo α e β	k_{ic}	10

3.2 Simulação Computacional

As mesmas condições descritas na seção 2.3 foram impostas, porém o esquema de controle implementado foi o proposto em (ROIU et al., 2008). Devido a sua equivalência ao esquema de controle proposto em (SUH; LIPO, 2006), foi simulado apenas ele. Vale ressaltar que não existiu nenhuma distinção entre os valores das impedâncias da rede nem tão pouco de acoplamento com o retificador.

3.2.1 Resposta a aplicação de um degrau na tensão de referência do barramento CC

Os resultados de simulação obtidos são apresentados nas Figuras 27 à 31.

A Figura 27 apresenta a partida do sistema de controle de forma que o PI_v utilizado para realizar o controle da tensão no barramento CC tem uma resposta em regime satisfatória frente ao degrau de tensão de referencia aplicado, em 25ms a tensão v_{cc} (500V) é ajustada para o novo valor de tensão de referência (700V).

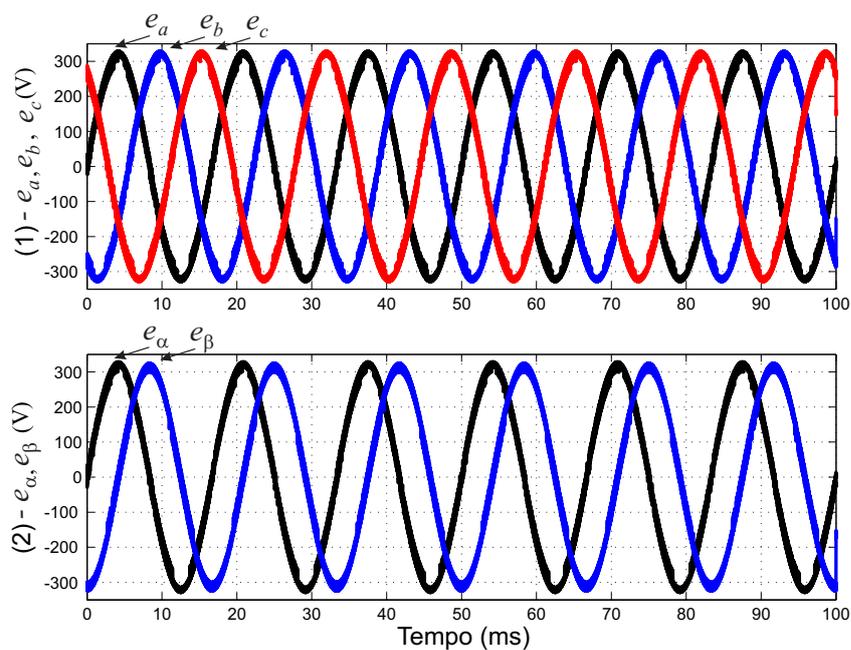
Na Figura 28 é possível observar que antes do degrau na tensão de referencia do barramento CC, o retificador se comporta como um retificador trifásico não controlado com correntes distorcidas e após a partida do controle, as correntes de entrada tornam-se senoidais e controladas.

A Figura 29 permite observar o que acontece com o fator de potência, através da corrente ampliada em dez vezes $10i_a$ e a tensão de fase v_a . Após o degrau da tensão de referencia do barramento CC, não aparece mais defasagem angular, nem tão pouco, distorção entre a componente fundamental da corrente ampliada $10i_a$ e a tensão de fase v_a .

A Figura 30 apresenta o resultado da transformação de Clarke sobre as tensões de alimentação. Assim, o sistema apresenta-se como 2 eixos ortogonais; um de eixo α e outro β . É possível observar que as componentes de sequência positiva $\vec{e}_{\alpha\beta}^p$ têm amplitude com valor constante de 311V, enquanto tem $\vec{e}_{\alpha\beta}^n$ valor nulo, esta característica se mantém após a partida do controle.

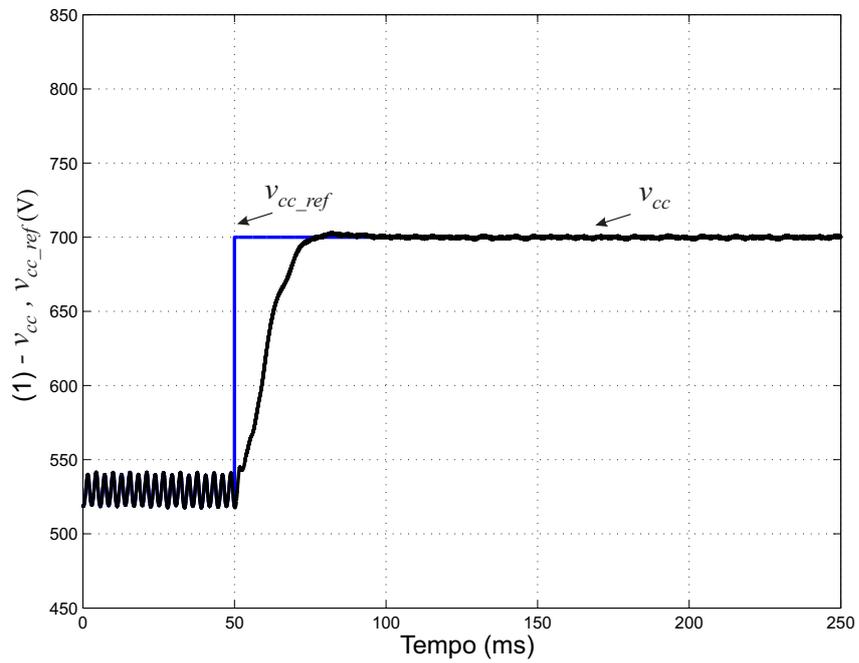
A Figura 31 permite observar o comportamento das corrente $\vec{i}_{\alpha\beta}$. Observa-se que, antes do degrau as correntes estão distorcidas e sem controle, após o degrau na tensão v_{cc} (partida do controle), a componente \vec{i}_{α} apresenta um comportamento com valor de corrente entre fases contínuo, da mesma forma que $\vec{i}_{\alpha\beta}$.

Figura 26 – Tensões de entrada: (1) - \vec{e}_{abc} (V), (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}$ (V).



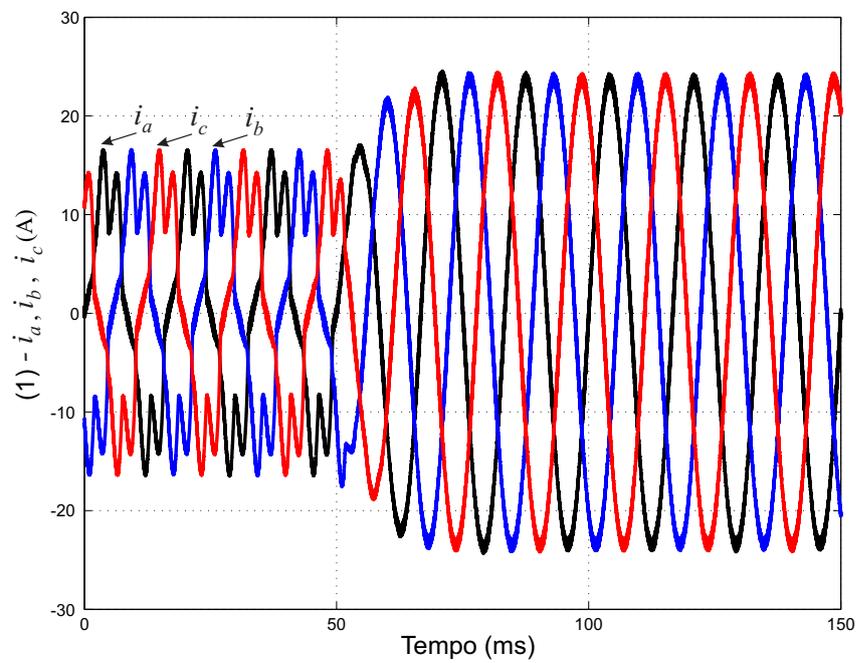
Fonte: Próprio autor.

Figura 27 – Tensão do barramento CC: (1) - v_{cc} (V).



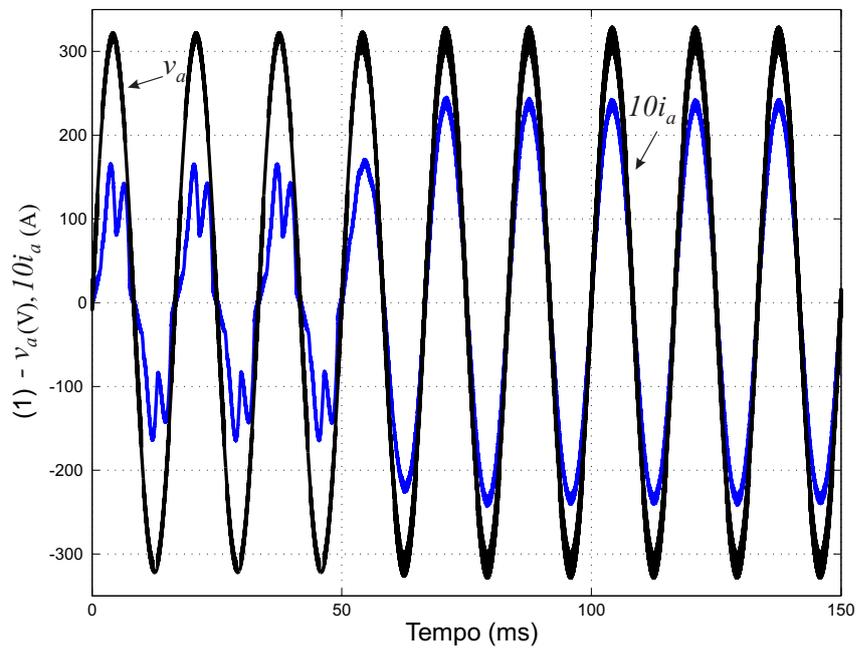
Fonte: Próprio autor.

Figura 28 – Correntes de entrada: (1) - \vec{i}_{abc} (A).



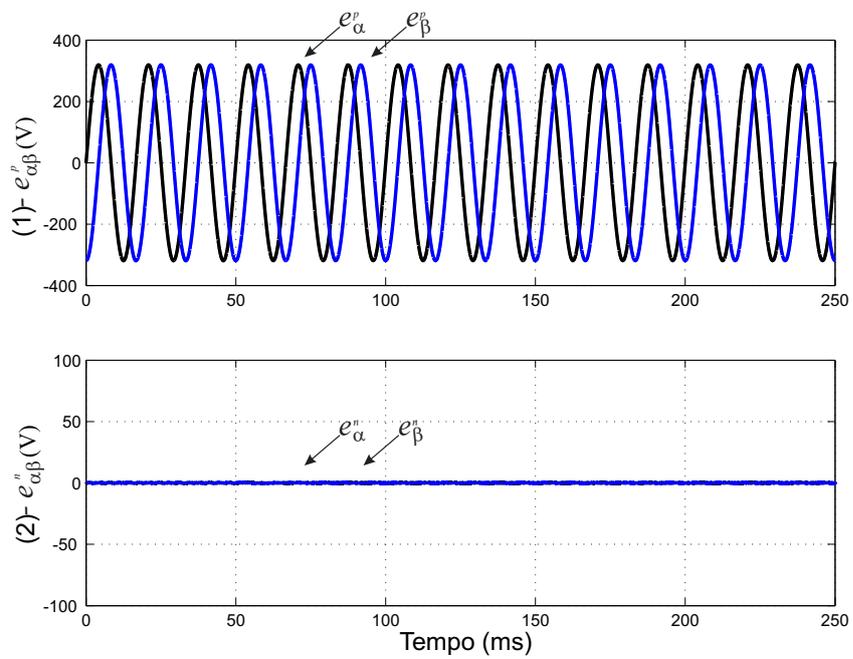
Fonte: Próprio autor.

Figura 29 – Tensão e corrente ampliada: (1) - v_a (V) e $10i_a$ (A).



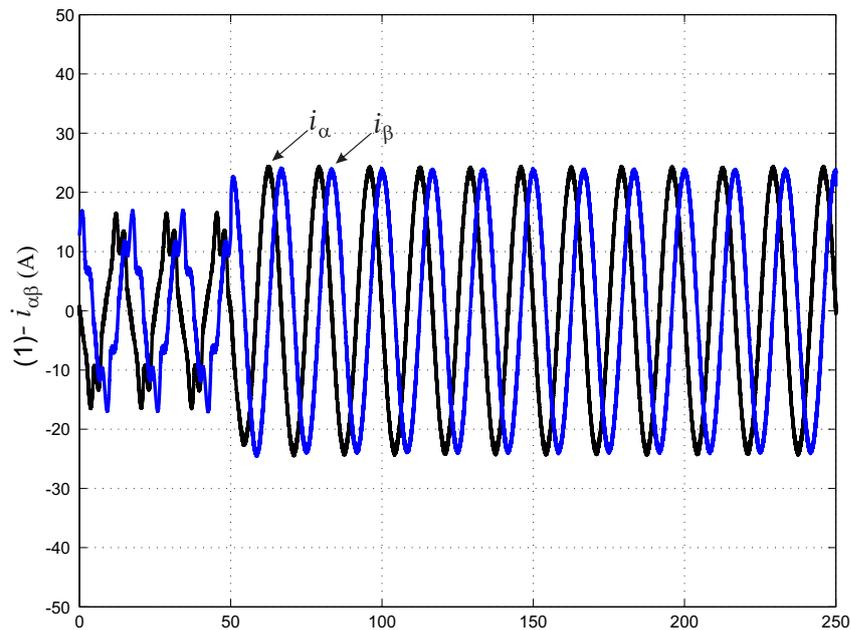
Fonte: Próprio autor.

Figura 30 – Tensões de seqüência positiva e negativa: (1) - $e_{\alpha\beta}^p$ (V), (2) - $e_{\alpha\beta}^n$ (V).



Fonte: Próprio autor.

Figura 31 – Correntes em referencial estacionário: (1) - $\vec{i}_{\alpha\beta}$ (A).



Fonte: Próprio autor.

3.2.2 Resposta a aplicação de um afundamento de tensão na rede de alimentação do retificador PWM

Os resultados de simulação obtidos são apresentados nas Figuras 33 à 38. A Figura 33, mostra que o controle da tensão de saída v_{cc} é pouco prejudicada diante do afundamento de tensão aplicado, existe uma pequena ondulação na tensão do barramento (próximo a 20V pico à pico) durante o período transitório.

Na Figura 34 é possível observar que antes e após o afundamento de tensão aplicado, o retificador tem correntes de entrada senoidais. Porém, durante o afundamento as correntes \vec{i}_{abc} não apresentam-se distorcidas e com amplitudes diferentes. Apenas a fase a mantém a amplitude de regime devido a queda ser do tipo C.

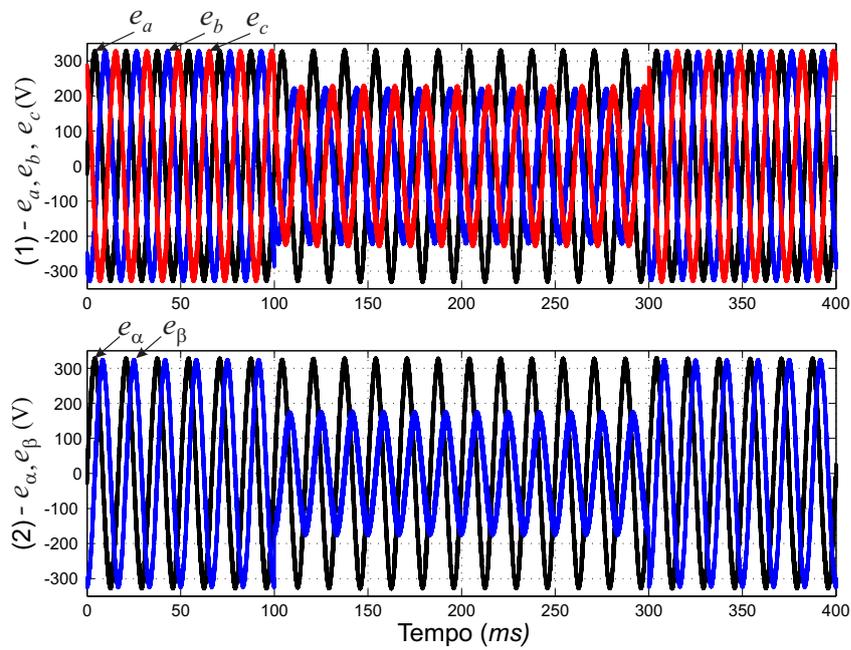
A Figura 35 apresenta uma janela com o tempo de 50ms para melhor visualizar a distorção de corrente \vec{i}_{abc} durante o afundamento de tensão tipo C.

A Figura 36 mostra que o fp é controlado mesmo o durante o afundamento de tensão.

A Figura 37 apresenta as tensões $\vec{e}_{\alpha\beta}^p$ e $\vec{e}_{\alpha\beta}^n$ obtidas da transformação de Clarke. As componentes de sequência positiva $\vec{e}_{\alpha\beta}^p$ têm amplitude com valor constante em 311V antes e após o afundamento de tensão, mas durante o afundamento o valor da amplitude cai ligeiramente para 210V. Já a sequência negativa $\vec{e}_{\alpha\beta}^n$ apresenta um valor diferente de zero durante o período do afundamento.

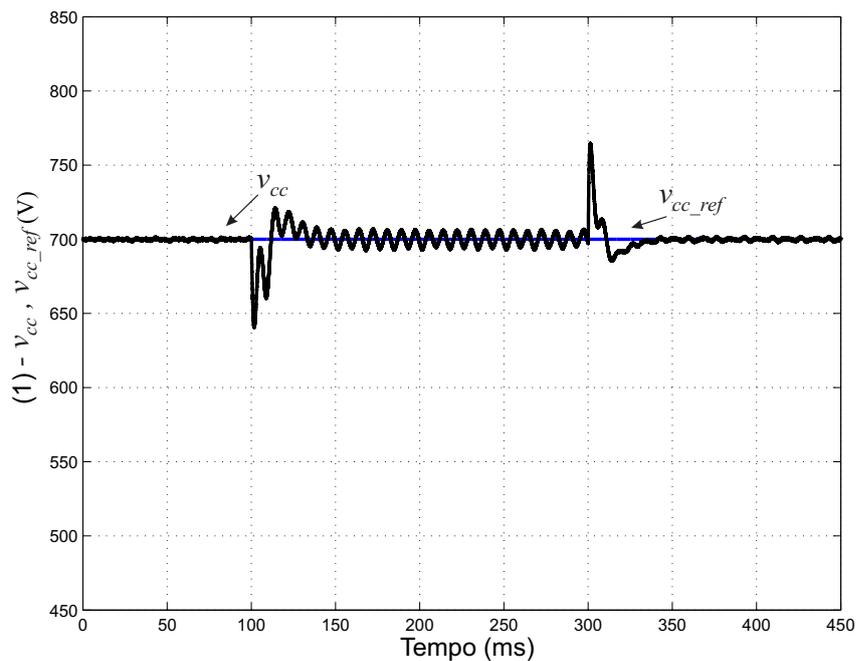
A Figura 38 mostra que a corrente $\vec{i}_{\alpha\beta}$ têm um crescimento expressivo em seu valor de eixo β durante todo o período do afundamento de tensão.

Figura 32 – Tensões de entrada: (1) - $\vec{e}_{abc}(V)$, (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}(V)$.



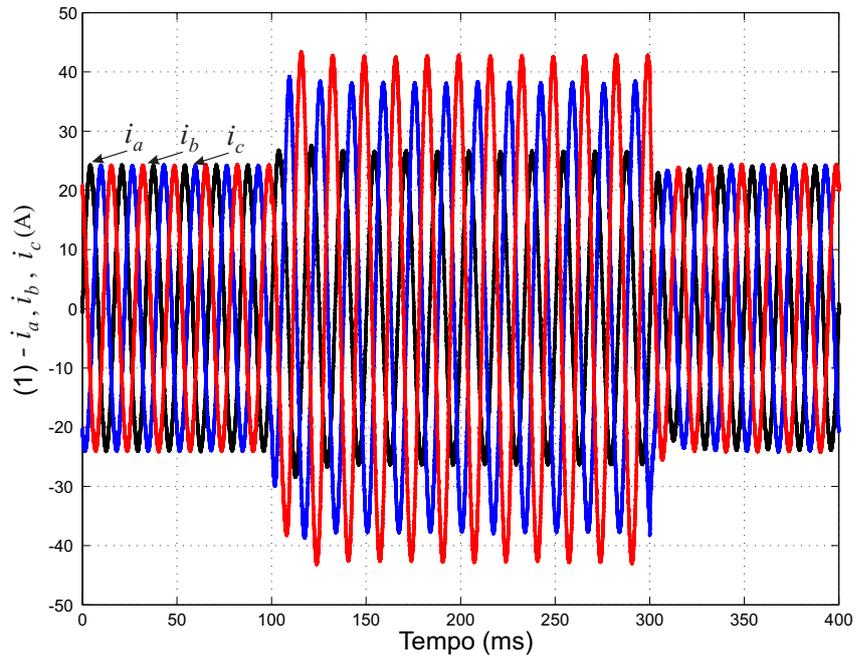
Fonte: Próprio autor.

Figura 33 – Tensão do barramento CC: (1) - $v_{cc}(V)$.



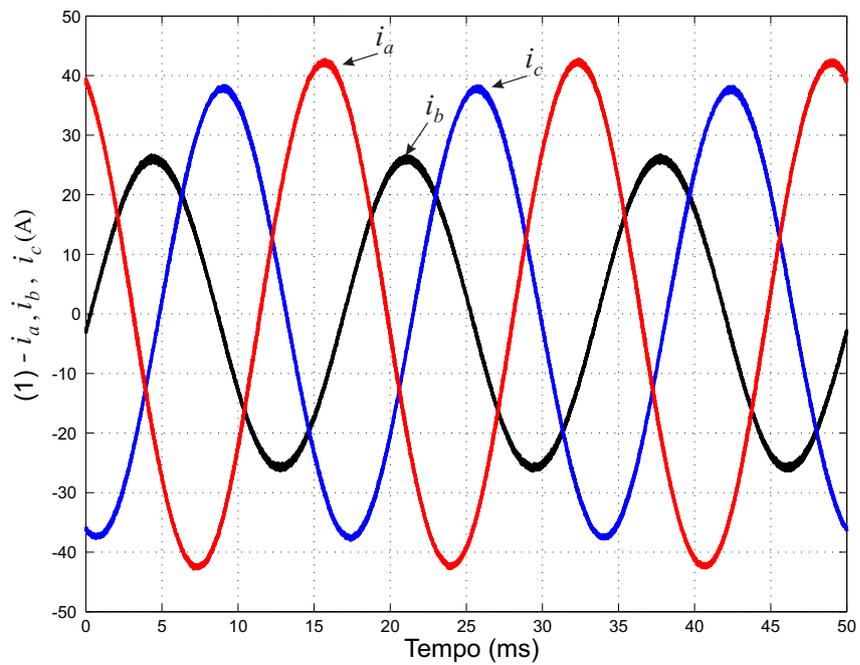
Fonte: Próprio autor.

Figura 34 – Correntes de entrada: (1) - \vec{i}_{abc} (A).



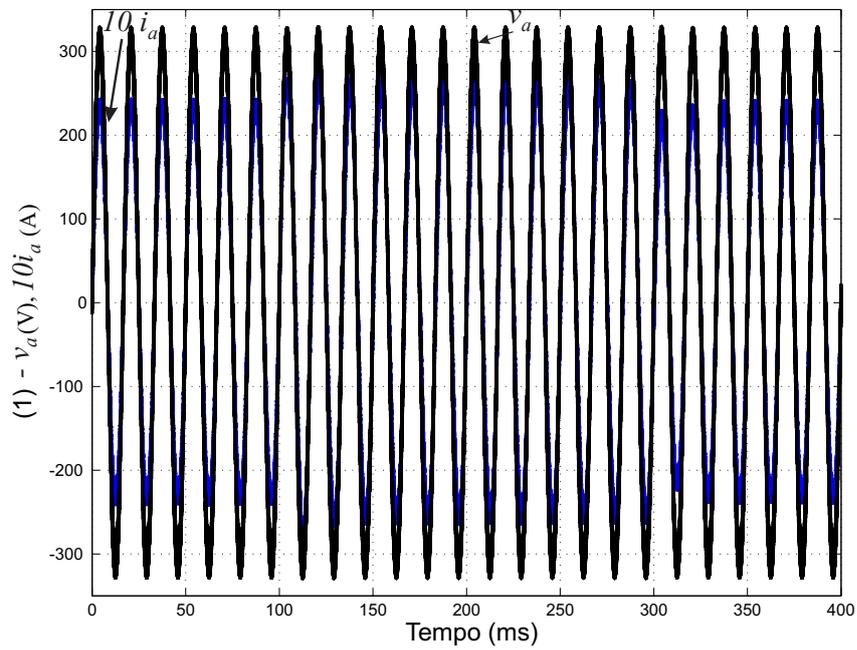
Fonte: Próprio autor.

Figura 35 – Detalhe das correntes de entrada do retificador: (1) - \vec{i}_{abc} (A).



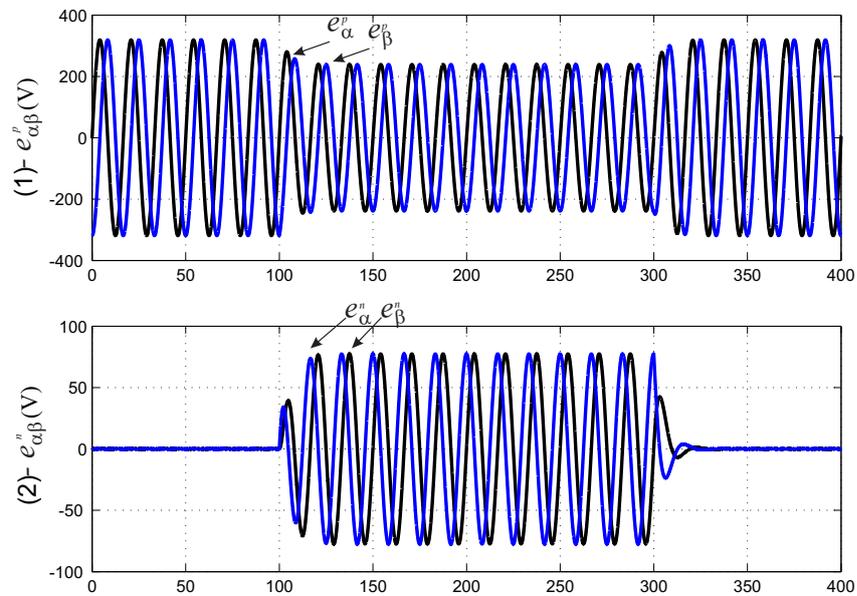
Fonte: Próprio autor.

Figura 36 – Tensão e corrente ampliada: (1) - v_a (V) e $10i_a$ (A).

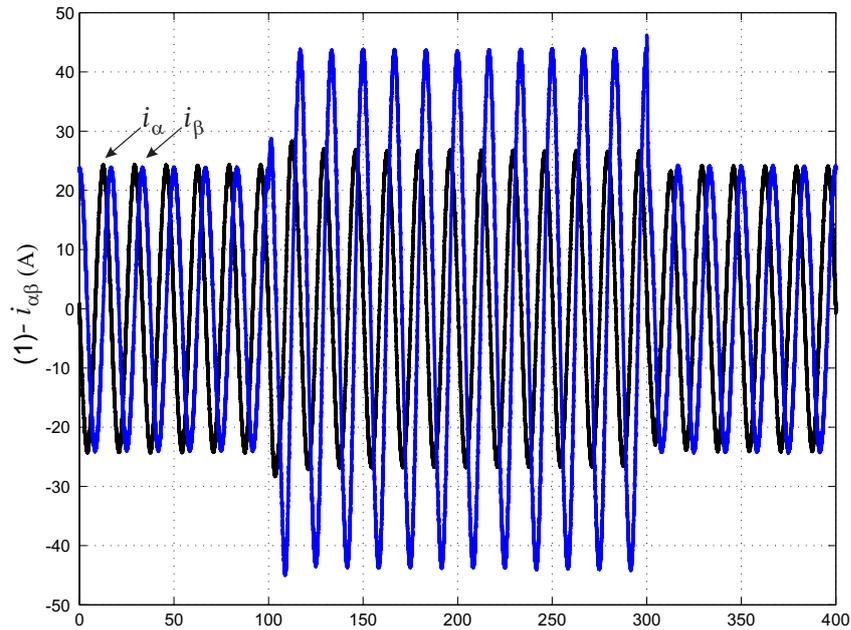


Fonte: Próprio autor.

Figura 37 – Tensões de seqüência positiva e negativa: (1) - $e_{\alpha\beta}^p$ (V), (2) - $e_{\alpha\beta}^n$ (V).



Fonte: Próprio autor.

Figura 38 – Correntes em referencial estacionário: (1) - $\vec{i}_{\alpha\beta}$ (A).

Fonte: Próprio autor.

3.3 Considerações Finais

O objetivo deste capítulo foi de apresentar dois esquemas de controle equivalentes para retificadores trifásicos PWM sob condições de falta, um desenvolvidos em referencial síncrono e estacionário. A grande novidade foi o cálculo da potência ativa instantânea realizada nos pólos do conversor.

O desempenho do controlador foi confirmado em diante de um afundamento de tensão. A estratégia de controle tornou possível obter uma tensão no barramento CC sem oscilações relevantes além de um fator de potência próximo da unidade. Porém, o sistema ainda apresentou algum *ripple* na tensão do barramento CC, evidenciado a necessidade de um sistema de controle mais eficiente diante de tal evento.

4 Controle de Corrente por Vetor Espacial em Retificadores Trifásicos PWM

Como visto nos Capítulos 2 e 3, na presença de um afundamento de tensão na rede de entrada, os retificadores produzem harmônicos indesejados em ambos os lados do sistema, tanto no lado da rede de alimentação (Lado CA), quanto nos terminais do barramento CC (Lado CC). Uma alternativa para diminuir estes efeitos prejudiciais é aumentar os filtros de entrada e de saída do retificador, o que aumenta os custos, tamanho, entre outros problemas.

A ausência de esquemas de *feedforward* combinado com a complexidade dos filtros para a extração das componentes sequenciais, têm impactado na decisão da utilização destes tipos de sistemas, presentes em (SONG; NAM, 1999).

Devido a estas razões, o desenvolvimento de métodos de controle para mitigar harmônicos de baixa ordem têm recebido bastante atenção. Será apresentado um esquema de controle que utiliza um *feedforward* e o conceito de controle por vetor espacial. O novo controlador de corrente contínua por vetor espacial proposto em (HWANG; LEHN, 2008), trabalha em conjunto a um controlador de corrente alternada em referencial estacionário com o objetivo de eliminar as harmônicas de 2ª ordem e reduzir a propagação de correntes harmônicas de 3ª ordem para o lado CA do sistema.

Vale lembrar que o primeiro esquema de controle discutido neste trabalho foi proposto em (SONG; NAM, 1999), controlava a potência no ponto de acoplamento comum, já o esquema de controle proposto por (ROIU et al., 2010) fundamentou-se no controle da potência nos polos do conversor mantendo assim os índices de distorção harmônica e fator de potência em valores aceitáveis. É importante observar que a perda de potência nas impedâncias de entrada não era contabilizada, o que deixou algumas harmônicas residuais. Assim, o desequilíbrio residual proporcionou o surgimento de harmônicas de segunda ordem e ainda algum *ripple* na tensão do barramento CC.

O esquema de controle proposto em (HWANG; LEHN, 2008) introduz um novo controlador que depende de uma estrutura de comparações, tornando-se imune a erros de parâmetros. Além disso, a o esquema proposto utiliza-se de *feedback* na tensão do barramento CC, afim de mitigar as harmônico de segunda ordem independentemente da sua origem, seja este causado por desequilíbrio de tensão no barramento ou por desequilíbrio na rede de entrada.

4.1 Controle da Potência Instantânea com uso do Controlador CC por Vetor Espacial

Em sistemas de corrente alternada, a potência elétrica é gerada através de corrente da sequência positiva. Portanto, as estratégias de controle para estes conversores conectados à rede, baseiam-se nas opções do controle da corrente de sequência positiva ou no controle da potência ativa média.

A interação entre as tensões e correntes de sequência positiva e negativa criam harmônicos de segunda ordem na correntes de entrada que tornam-se presentes na potência, acarretando em oscilações na tensão do barramento CC. Portanto, a idéia do esquema de controle proposto em (HWANG; LEHN, 2008) é realizar o controle da tensão do barramento CC gerando duas correntes de referência, uma de sequência positiva e a outra na negativa.

O estudo de harmônicos é de grande importância, pois a circulação de harmônicos no sistema elétrico pode produzir interações com vários componentes instalados provocando perturbações, de modo que os sinais harmônicos de maior interesse são aqueles próximos da componente fundamental, ou seja, os harmônicos de segunda ordem (HWANG; LEHN, 2010).

O controlador proposto em (HWANG; LEHN, 2008) é dividido em duas partes fundamentais: (1) o controlador PI e (2) o controlador por vetor espacial. O esquema proposto é conhecido como Controle da Potência Instantânea com uso do Controlador CC por Vetor Espacial (*Instantaneous Power Control using the DC Space Vector Regulator - IPC-DC-SV*) e seu diagrama de blocos pode ser visualizado na Figura 40.

Deste modo, o controlador por vetor espacial é composto de dois termos ressonantes sintonizados no dobro da frequência fundamental (um cosseno de ressonância e um seno). A idéia inicial é criar uma sequência negativa harmônica de segunda ordem a partir do *ripple* presente na tensão do barramento CC. Assim, esta componente harmônica pode ser posteriormente transformada para o referencial estacionário e fornecer a referência para a componente de sequência negativa da corrente fundamental.

O controlador PI utilizado no sistema de controle, regula a potência ativa média, definindo a corrente de sequência positiva como referência fundamental. Sob condições equilibradas, um PI convencional seria suficiente para dar uma resposta rápida com erro nulo, pois, o mesmo possui um ganho infinito e controla o fornecimento de potência via corrente de sequência positiva. Por outro lado, o controlador por vetor espacial regula a potência ativa eliminando a segunda harmônica e o *ripple* do barramento CC, impondo uma componente de sequência negativa como referência.

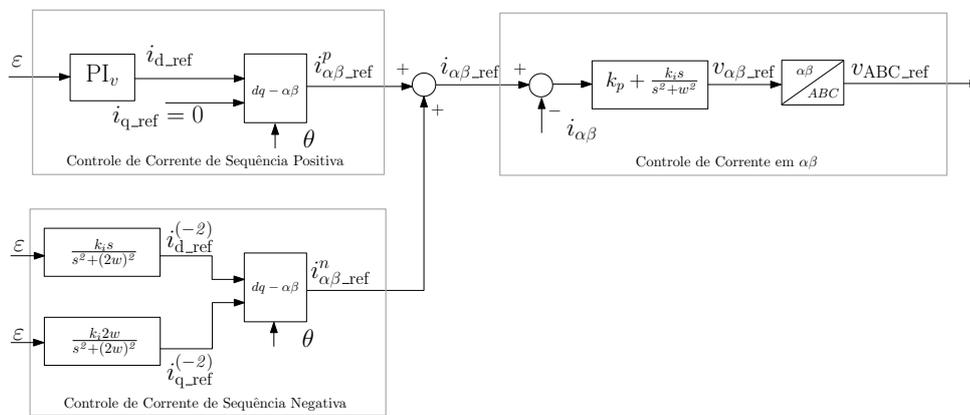
Desta maneira, a componente de sequência positiva da tensão de fonte é obtida a partir do emprego de um bloco de Extração de Componentes de Sequência Positiva e Negativa (*Positive and Negative Sequence Component Extraction - PNSCE*), utilizado pela Malha de Captura de

Fase (*Phase Locked Loop* - PLL) para localizar a posição θ da sequência positiva da tensão de fonte.

4.1.1 Eliminação da Ondulação na Tensão do Barramento CC

O esquema simplificado da eliminação da ondulação na tensão do barramento CC pode ser visualizado na Figura 39. Onde, considerando que o controlador é capaz de eliminar *oripple* harmônico na tensão do barramento CC, então o sinal v_{cc} estará limpo quando comparado com seu valor de referência. Posteriormente, o sinal de erro ε chega ao controle de sequência positiva gerando como saída a corrente i_{d_ref} , que após uma transformação resulta numa corrente $i_{\alpha\beta_ref}$ puramente de sequência positiva e sem a presença dos harmônicos indesejados.

Figura 39 – Detalhe do esquema de eliminação da ondulação no barramento CC.



Fonte: Próprio autor.

Porém, considerando que a rede de alimentação seja representada por uma afundamento de tensão (desequilibrado), a tensão de *feedback* (v_{cc}) conterà um termo constante e um termo com componente harmônica de segunda ordem. Desse modo, o erro de entrada ε será dado por:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 + 2\varepsilon_2 \cos(2wt) \quad (1)$$

Independentemente da largura de banda do controlador PI, surgem componentes CC e termos harmônicos de segunda ordem na corrente \vec{i}_{dq_ref} .

$$\vec{i}_{dq_ref} = \{M_0\varepsilon_0 + 2M_2\varepsilon_2 \cos(2wt + \theta_2)\} + j\{0\} \quad (2)$$

$$\vec{i}_{dq_ref} = \{M_0\varepsilon_0 + M_2\varepsilon_2[e^{j(2wt+\theta_2)} + e^{-j(2wt+\theta_2)}]\} + j\{0\} \quad (3)$$

Em que, M_0 é o ganho do termo constante do controlador da tensão do barramento CC (PI_v), M_2 é o ganho do termo oscilante, θ_2 é a fase do controlador na frequência harmônica de segunda ordem. Além disto, é importante destacar que a função cosseno foi reescrita através de

exponenciais complexas para uma melhor visualização vetorial. Assim é a partir da Equação 3, que se observa a corrente \vec{i}_{q_ref} permanecendo em zero em todos os momentos.

Desta forma, para se ter uma compreensão mais adequada do esquema de controle, é importante observar a Figura 40, e perceber que após a PLL localizar a posição θ da sequência positiva da tensão de fonte, onde $w = 377\text{rad/s}$, a corrente de referencia em $\alpha\beta$ é dada por:

$$\vec{i}_{\alpha\beta_ref} = \vec{i}_{dq_ref} e^{j\omega t} \quad (4)$$

$$\vec{i}_{\alpha\beta_ref} = M_0 \varepsilon_0 e^{j\omega t} + M_2 \varepsilon_2 [e^{j(3\omega t + \theta_2)} + e^{-j(\omega t + \theta_2)}] \quad (5)$$

A interação entre o termo $e^{j\omega t}$ e a função cosseno cria não só uma corrente de sequência negativa, mas corrente de sequência positiva com harmônica de terceira ordem também. Assim, continuando o processo, esta corrente com harmônica de 3ª ordem produz uma harmônica de 4ª ordem no lado CC, resultando sempre em harmônicos de ordens mais altas.

Através deste mecanismo, o desequilíbrio do sistema irá produzir harmônicos de ordem par no lado CC e harmônico de ordem ímpar nas correntes de linha CA (HWANG; LEHN, 2008).

Então é válido lembrar que, embora o controlador PI possa ter um ganho suficiente para conduzir tanto o sinais de erro CC quanto as harmônicas de segunda ordem para zero, a corrente de referência continuará a ter a mesma forma que $\vec{i}_{\alpha\beta_ref}$. Ou seja, os dois produtos $M_0 \varepsilon_0$ e $M_2 \varepsilon_2$ tendem a constantes diferentes de zero, pois o ganho do controlador PI vai para o infinito em CC.

Assim, o controlador pode eliminar harmônicas de segunda ordem no barramento CC, mas à custa de gerar harmônicas de terceira ordem de correntes no lado CA (HWANG; LEHN, 2008). O *ripple* pode ser eliminado, no entanto, um aumento na terceira harmônica na corrente de linha torna-se visível. A raiz do problema é que as harmônicas de segunda ordem são compostas de um sinal real com componentes de frequência em $+2w$ e $-2w$.

A idéia é conseguir a eliminação das harmônicas de segunda ordem a partir da injeção de sequência negativa, obrigando a corrente de referencia $\vec{i}_{\alpha\beta_ref}$ não conter o termo $e^{j(3\omega t + \theta_2)}$. Esta, por sua vez, também precisa que a corrente de referência \vec{i}_{dq_ref} contenha o termo $e^{j(2\omega t + \theta_2)}$. Ou seja, a corrente de referência \vec{i}_{dq_ref} deve conter um segundo harmônico como vetor espacial rotativo na sequência negativa: $M_2 \varepsilon_2 e^{-j(2\omega t + \theta_2)}$. Estas condições podem ser interpretadas como um vetor espacial CC.

Diante disto, o controlador a ser escolhido precisa possuir algumas características fundamentais; ganho infinito na frequência harmônica de segunda ordem, além de permitir o controle de ambas as componentes de eixo direto e em quadratura. Tal como acontece com o controlador PI, um ganho infinito em $2w$ vai permitir que o controlador leve o erro nesta frequência a zero, eliminando as harmônicas de segunda ordem. Assim, os dois controladores

que dão ganho infinito em $2w$ e estão desfasadas de 90 graus nas saídas, são:

$$C_{cos}(s) = k_i \frac{s}{s^2 + (2w)^2} \quad (6)$$

$$C_{sen}(s) = k_i \frac{2w}{s^2 + (2w)^2} \quad (7)$$

A função de transferência $C_{cos}(s)$ é utilizada para regular a componente de eixo d (isto é, a componente real da corrente de referência), enquanto $C_{sen}(s)$ é utilizado para regular a componente de eixo q (isto é, a componente imaginária). Juntos $C_{cos}(s)$ e $C_{sen}(s)$, realizam as duas tarefas distintas de criar e controlar. Desta maneira, diante de afundamentos de tensão desequilibrados o controlador por vetor espacial tem um sinal de erro de entrada semelhante ao presente em (1).

Então, a saída do controlador por vetor espacial pode ser escrita como:

$$\vec{i}_{dq_ref}(s) = [C_{cos}(s) - jC_{sen}(s)]\varepsilon(s) \quad (8)$$

Desprezando os termos na tensão CC, a saída do controlador por espaço vetorial no domínio do tempo pode ser escrita como:

$$\vec{i}_{dq_ref} = \{2M_{2c}\varepsilon_2 \cos(2wt + \theta_{2c})\} - j\{2M_{2s}\varepsilon_2 \cos(2wt + \theta_{2s})\} \quad (9)$$

Onde, M_{2c} e θ_{2c} são o ganho e a fase do controlador $C_{cos}(s)$, M_{2s} e θ_{2s} são o ganho e a fase do controlador $C_{sen}(s)$.

Devido à natureza dos controladores observa-se que: $M_{2c} = M_{2s}$ e $\theta_{2s} = \theta_{2c} - \frac{\pi}{2}$. Portanto, M_2 e θ_2 são definidos como:

$$M_2 = 2M_{2c} = 2M_{2s} \quad (10)$$

$$\theta_2 = \theta_{2c} = \theta_{2s} + \frac{\pi}{2} \quad (11)$$

A partir da equação (9), têm-se

$$\vec{i}_{dq_ref} = \{2M_2\varepsilon_2 \cos(2wt + \theta_2)\} - j\{2M_2\varepsilon_2 \cos(2wt + \theta_2 - \frac{\pi}{2})\} \quad (12)$$

$$\vec{i}_{dq_ref} = \{2M_2\varepsilon_2 \cos(2wt + \theta_2)\} - j\{2M_2\varepsilon_2 \sin(2wt + \theta_2)\} \quad (13)$$

$$\vec{i}_{dq_ref} = M_2\varepsilon_2 e^{-j(2wt + \theta_2)} \quad (14)$$

Onde a corrente obtida \vec{i}_{dq_ref} é vista como um vetor espacial rotativo de sequência negativa de frequência dupla, necessária para a eliminação do *ripple* no barramento CC. A rotação negativa é causada pelo multiplicador $-j$ após $C_{sen}(s)$. Caso contrário, se fosse utilizado o multiplicador de quadratura $+j$, o vetor espacial resultante teria uma rotação positiva.

A capacidade de criar e controlar o vetor espacial rotativo de sequência negativa de frequência dupla é melhor interpretado quando se escreve o ganho do controlador por vetor espacial (C_{ve}), como:

$$C_{ve} = [C_{cos}(s) - jC_{sen}(s)] = k_i \frac{1}{s + j(2\omega)} \quad (15)$$

Assim, é realmente o vetor espacial em -2ω que dá a sequência negativa para a corrente em $\alpha\beta$ de referência.

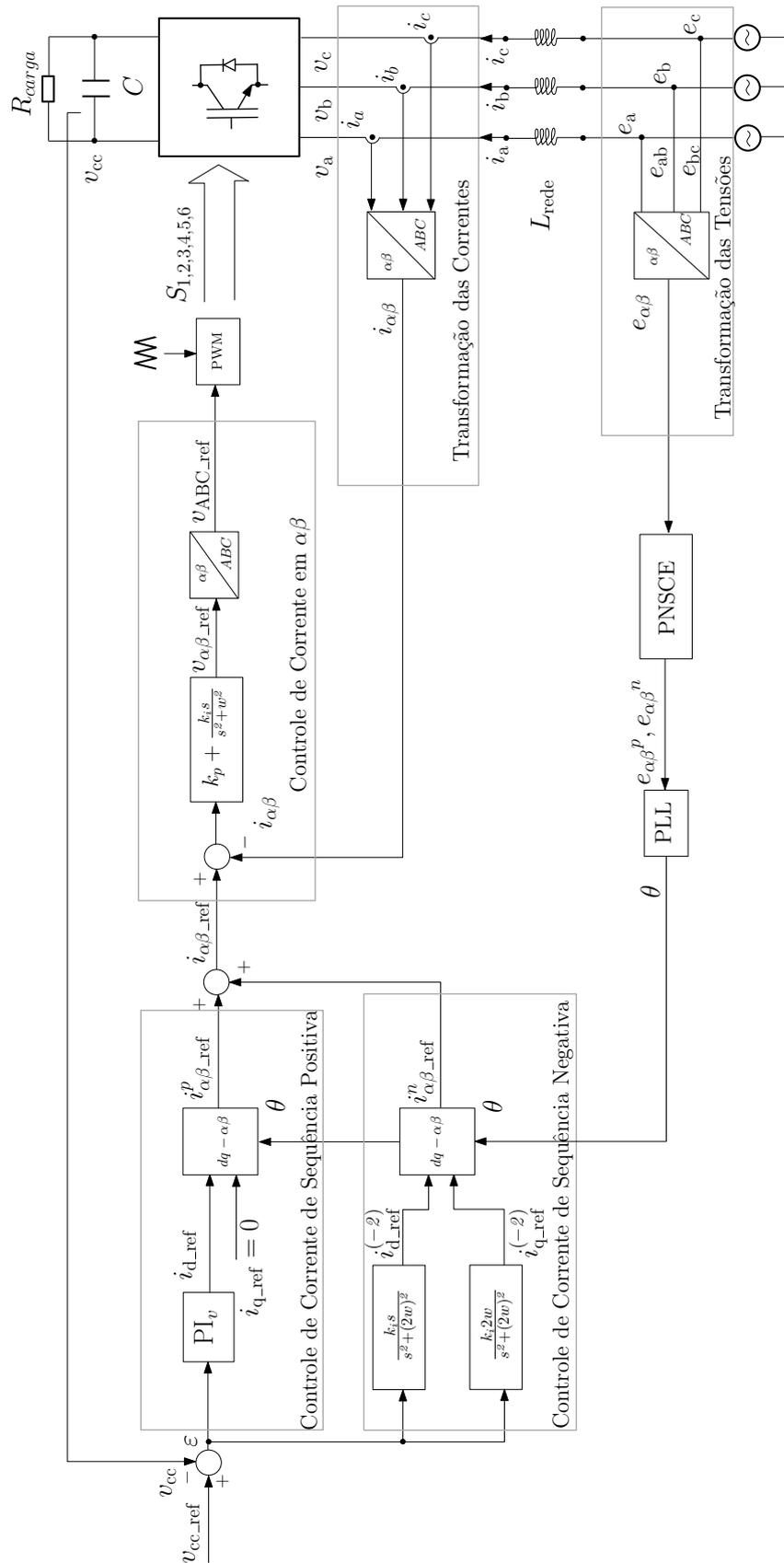
$$\vec{i}_{\alpha\beta_ref} = \vec{i}_{dq_ref} e^{j\omega t} = M_2 \varepsilon_2 e^{-j(2\omega t + \theta_2)} \quad (16)$$

Na Figura 40, a malha de controle interna regula a corrente de linha CA e uma malha de controle externa regula a tensão do barramento CC. Dentro da malha de controle de corrente interna, observa-se um controlador proporcional ressonante (PR) em referencial $\alpha\beta$ que regula totalmente ambas as correntes de sequência positiva e negativa. O ganho do controlador (PR) é dado por:

$$C_{PR}(s) = k_p + k_i \frac{s}{s^2 + \omega^2} \quad (17)$$

Este controlador passa a ter ganho infinito em ambas as frequências fundamentais tanto de sequência positiva quanto negativa, tendo a capacidade de regular ambas as correntes. Permite-se assim obter-se uma estrutura de controle simples, sem comprometer o desempenho do sistema.

Figura 40 – Controle de corrente por Hwang.



Fonte: adaptado de Hwang *et al.* (2010).

Os parâmetros do sistema utilizados nos estudos de simulação são fornecidos na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros adotados na simulação do controle proposto por (HWANG; LEHN, 2008).

Grandeza	Símbolo	Valor
Tensão da rede de pico (fase-fase)	e_a	311V
Frequência da rede	f	60Hz
Frequência de amostragem/chaveamento	$f_{sw}, f_{samp.}$	20kHz
Tensão no barramento CC	v_{cc}	500V
Tensão de referencia no barramento CC	v_{cc_ref}	700V
Capacitor do barramento CC	C	150 μ F
Indutor de acoplamento	L	3mH
Resistor de acoplamento	R	0,01 Ω
Resistor do lado CC da carga não-linear	R_{cc}	45 Ω
Ganho proporcional do controlador de tensão do barramento CC	k_{pv}	0,2
Ganho integral do controlador de tensão do barramento CC	k_{iv}	70
Ganho proporcional do controlador de corrente de eixo α e β	k_{pc}	10
Ganho integral do controlador de corrente de eixo α e β	k_{ic}	10
Frequência angular	w	377 rad/s

4.2 Simulação Computacional

As mesmas condições descritas na secção 2.3 foram impostas, porém o esquema de controle implementado foi o proposto em (HWANG; LEHN, 2008).

4.2.1 Resposta a aplicação de um degrau na tensão de referência do barramento CC

Os resultados de simulação obtidos são apresentados nas Figuras 42 à 46. A Figura 42 revela que o controlador PI_v utilizado para realizar o controle da tensão no barramento CC tem uma resposta em regime satisfatória, frente ao degrau de tensão aplicado. Em 20ms, a tensão v_{cc} (500V) é totalmente controlada para o novo valor de tensão (700V).

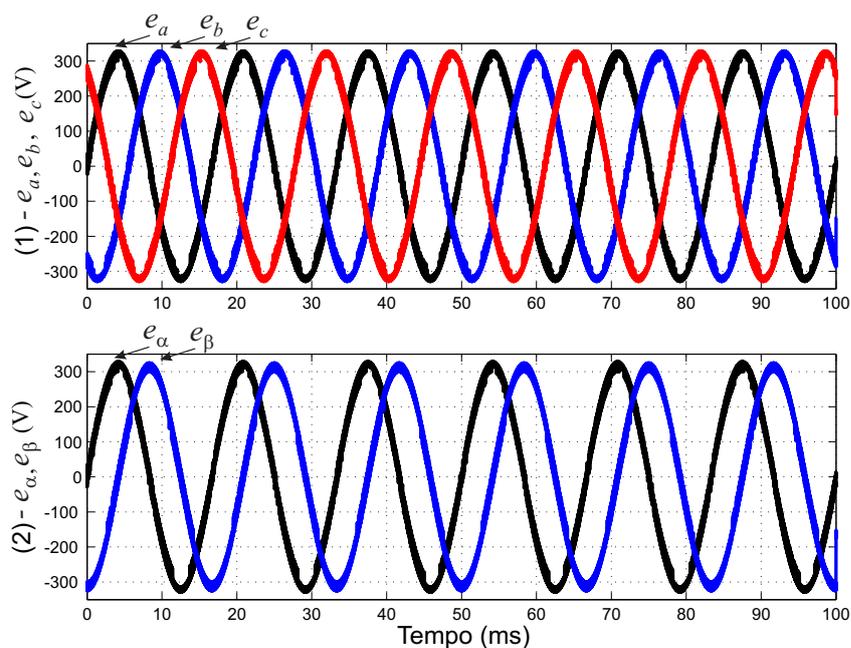
Na Figura 43 é possível observar que antes do degrau na tensão de referencia do barramento CC, o retificador se comporta como um retificador trifásico não controlado com correntes distorcidas e após a partida do controle, as correntes de entrada tornam-se senoidais e controladas. É válido observar que durante o transitório, período da mudança da tensão do barramento CC, há um crescimento brusco do valor da corrente, devido o degrau imposto ao retificador.

A Figura 44 permite observar o que acontece com o fator de potência, através da corrente ampliada em dez vezes $10i_a$ e a tensão de fase v_a . Após o degrau da tensão de referencia do barramento CC, não aparece mais defasagem angular, nem tão pouco, distorção entre a componente fundamental da corrente ampliada $10i_a$ e a tensão de fase v_a .

A Figura 45 apresenta o resultado da transformação de Clarke sobre as tensões de alimentação. Assim, o sistema apresenta-se como 2 eixos ortogonais; um de eixo α e outro β . É possível observar que as componente de sequência positiva e_α^p têm amplitude com valor constante de 311V, enquanto as demais possuem valor nulo, mesmo após a partida do controle.

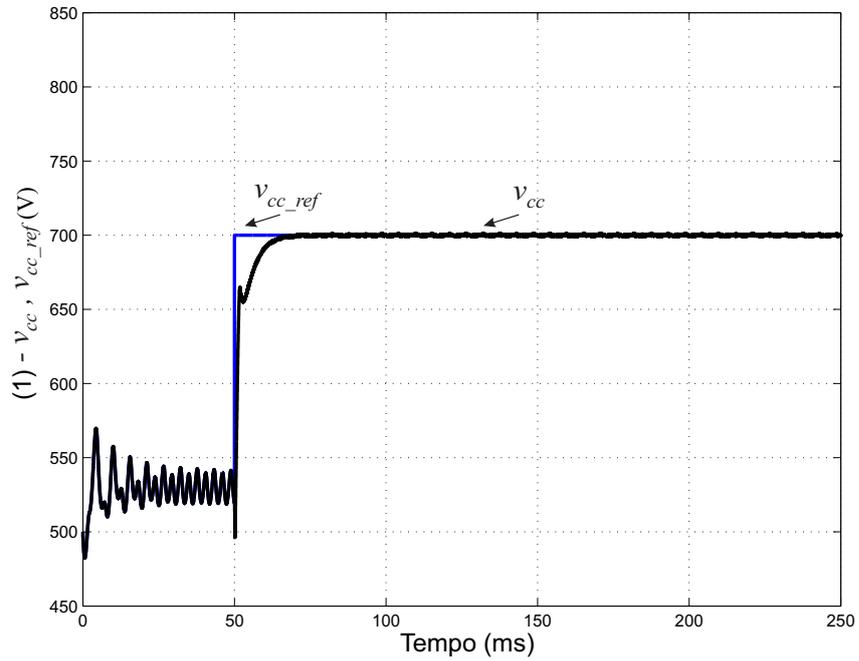
A Figura 46 permite observar o comportamento da corrente $\vec{i}_{\alpha\beta}$. Observa-se que, antes do degrau as correntes estão distorcidas e sem controle, após o degrau na tensão v_{cc} (partida do controle), a corrente $\vec{i}_{\alpha\beta}$ apresenta um comportamento com valor de corrente entre fases contínuo.

Figura 41 – Tensões de entrada: (1) - \vec{e}_{abc} (V), (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}$ (V).



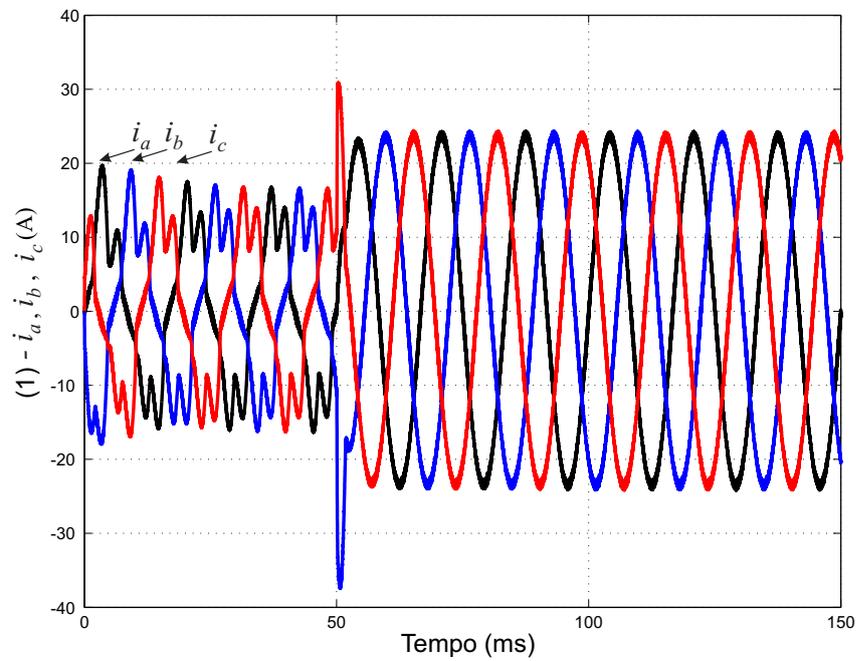
Fonte: Próprio autor.

Figura 42 – Tensão do barramento CC: (1) - v_{cc} (V).



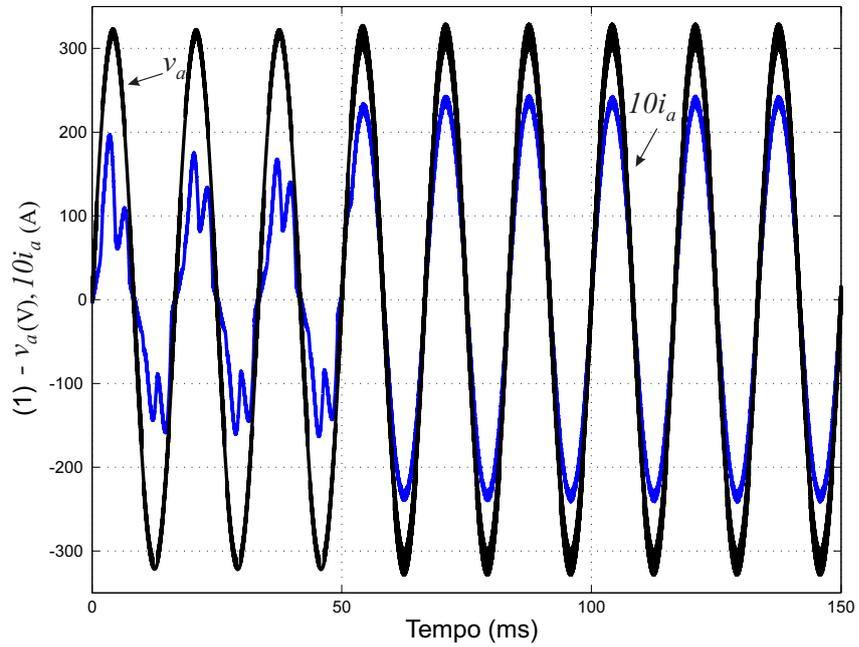
Fonte: Próprio autor.

Figura 43 – Correntes de entrada: (1) - \vec{i}_{abc} (A).



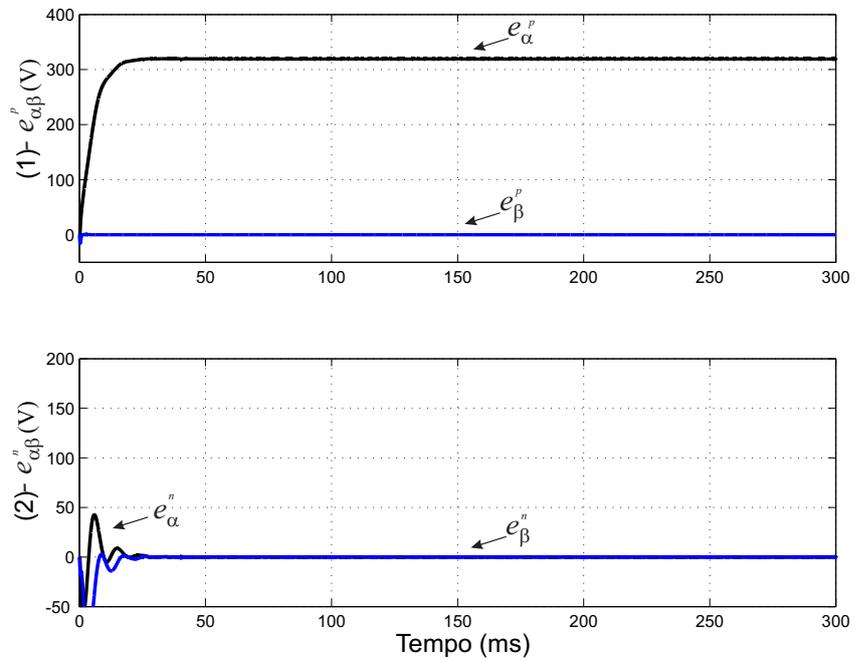
Fonte: Próprio autor.

Figura 44 – Tensão e corrente ampliada: (1) - v_a (V) e $10i_a$ (A).

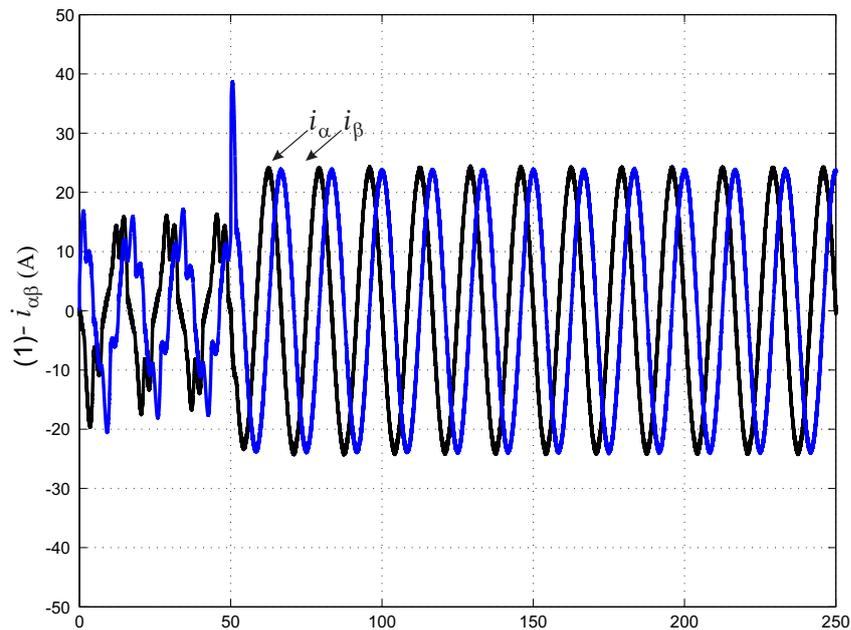


Fonte: Próprio autor.

Figura 45 – Tensões de seqüência positiva e negativa: (1) - $e_{\alpha\beta}^p$ (V), (2) - $e_{\alpha\beta}^n$ (V).



Fonte: Próprio autor.

Figura 46 – Correntes em referencial estacionário: (1) - $\vec{i}_{\alpha\beta}$ (A).

Fonte: Próprio autor.

4.2.2 Resposta a aplicação de um afundamento de tensão na rede de alimentação do retificador PWM

Os resultados de simulação obtidos são apresentados nas Figuras 47 à 54. A Figura 48, mostra que o controle da tensão v_{cc} do barramento é mantida no valor de referência poucos milissegundos após o transitório e não aparece nenhuma oscilação na tensão do barramento CC, mesmo diante do afundamento de tensão (tipo C) aplicado.

Na Figura 49 é possível observar que antes do afundamento de tensão aplicado o conversor se comporta como um retificador trifásico controlado com correntes senoidais \vec{i}_{abc} e mesmo durante o afundamento, as correntes conseguem manter-se não distorcidas, de modo que, após o afundamento ser retirado, as correntes tornam-se novamente senoidais e controladas.

A Figura 50 apresenta uma janela com o tempo de 50ms para melhor visualizar a não existência de distorção nas correntes \vec{i}_{abc} durante o afundamento de tensão.

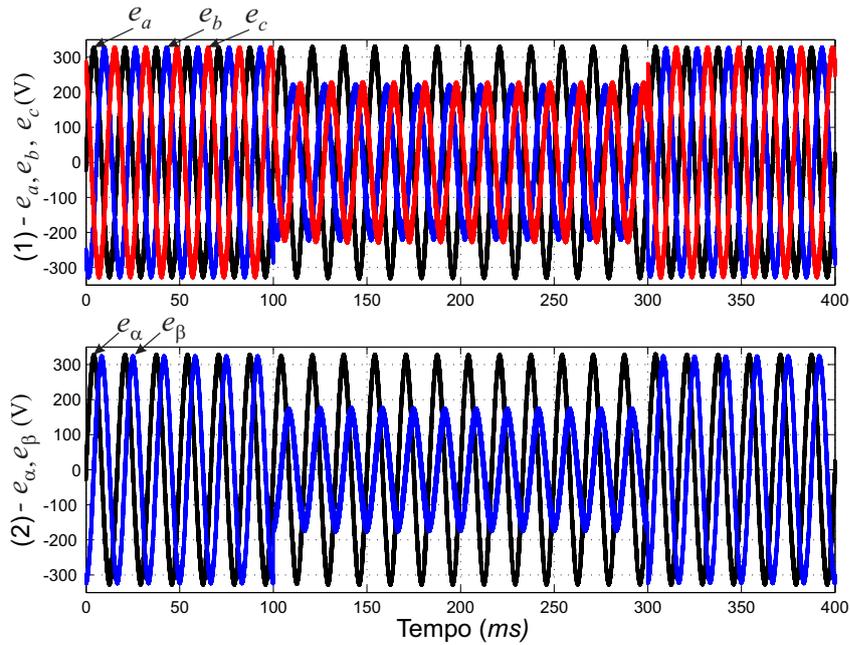
As Figuras 51 e 52 mostram que o fp é parcialmente controlado, pois há uma deslocamento angular entre a tensão e corrente durante o período da aplicação do afundamento de tensão.

A Figura 53 apresenta as tensões $\vec{e}_{\alpha\beta}^p$ e $\vec{e}_{\alpha\beta}^n$ obtidas da transformação de Clarke. A componente de sequência positiva \vec{e}_{α}^p têm amplitude com valor constante em 311V antes e após o afundamento de tensão, mas durante o afundamento o valor da amplitude diminui para 220V, semelhante ao que ocorre com as tensões da rede. Já a sequência negativa \vec{e}_{α}^n só possui valor

diferente de zero durante o período do afundamento.

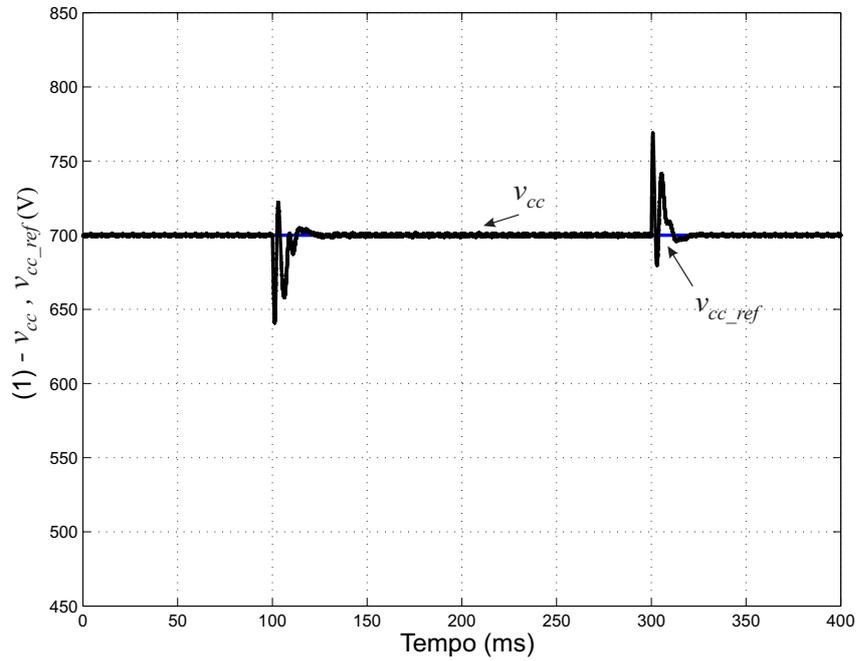
A Figura 54 mostra que a corrente \vec{i}_α têm uma ligeira alteração em seu valor de regime, já a sequência negativa \vec{i}_β apresenta um aumento em amplitude considerável durante todo o período de duração do afundamento de tensão.

Figura 47 – Tensões de entrada: (1) - \vec{e}_{abc} (V), (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}$ (V).



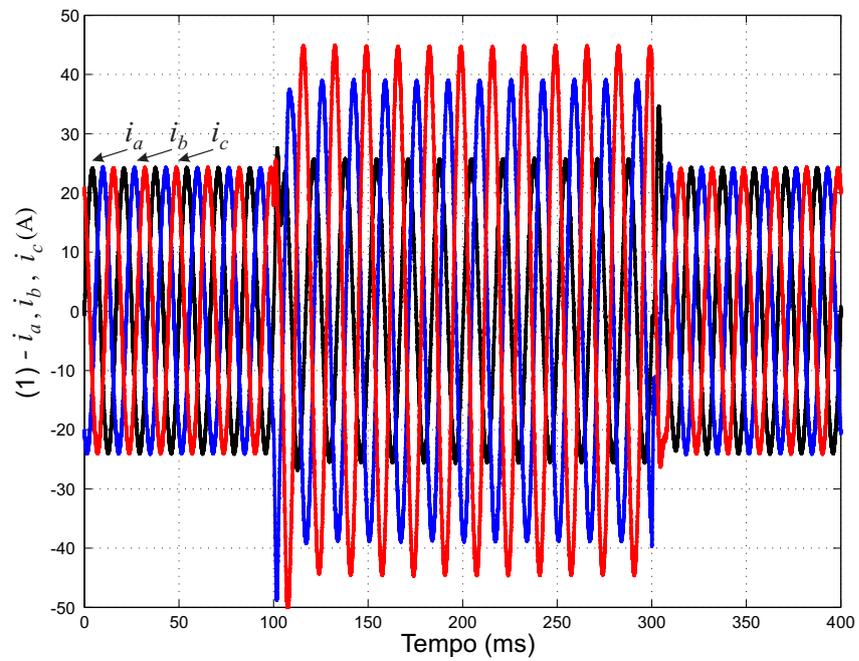
Fonte: Próprio autor.

Figura 48 – Tensão do barramento CC: (1) - v_{cc} (V).



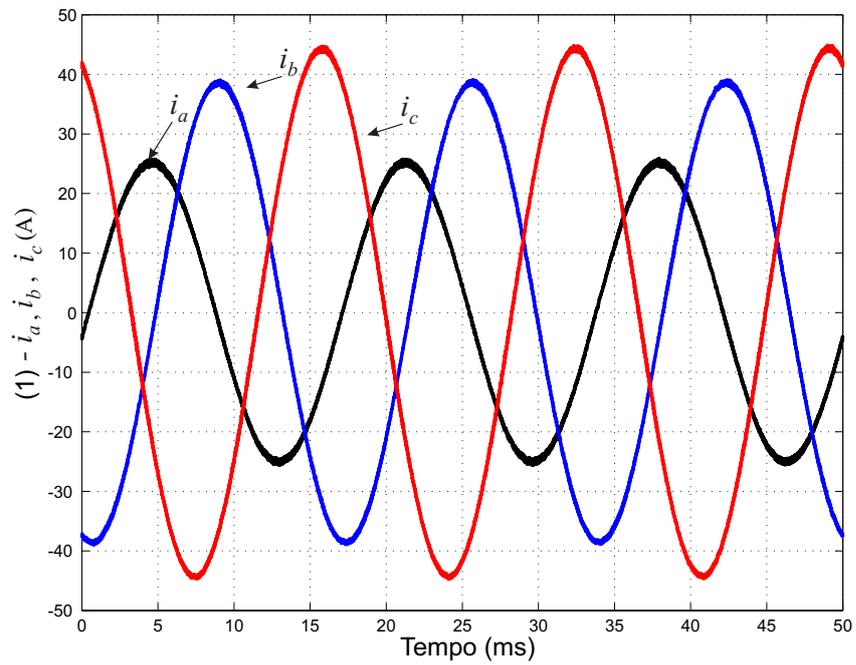
Fonte: Próprio autor.

Figura 49 – Correntes de entrada: (1) - \vec{i}_{abc} (A).



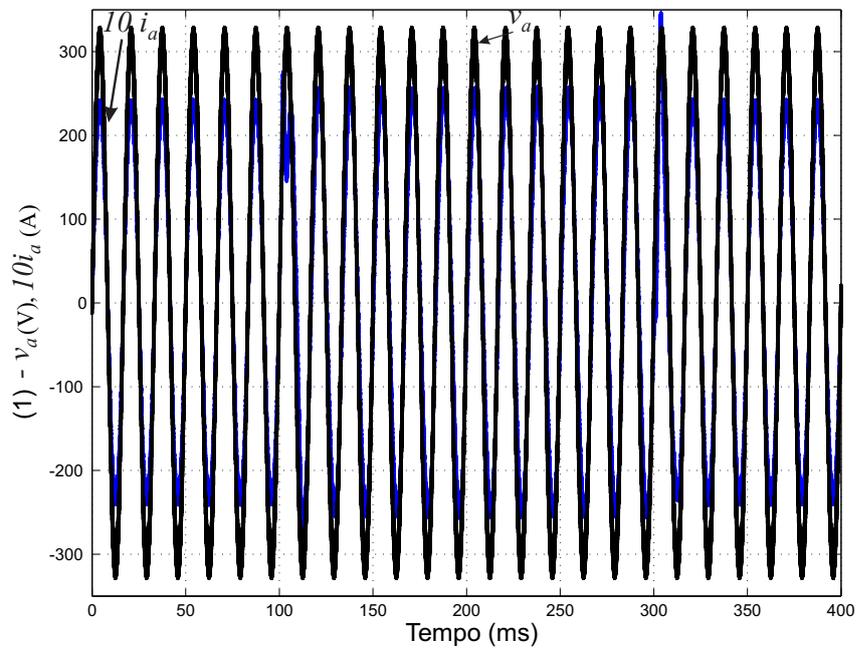
Fonte: Próprio autor.

Figura 50 – Detalhe das correntes de entrada do retificador: (1) - \vec{i}_{abc} (A).



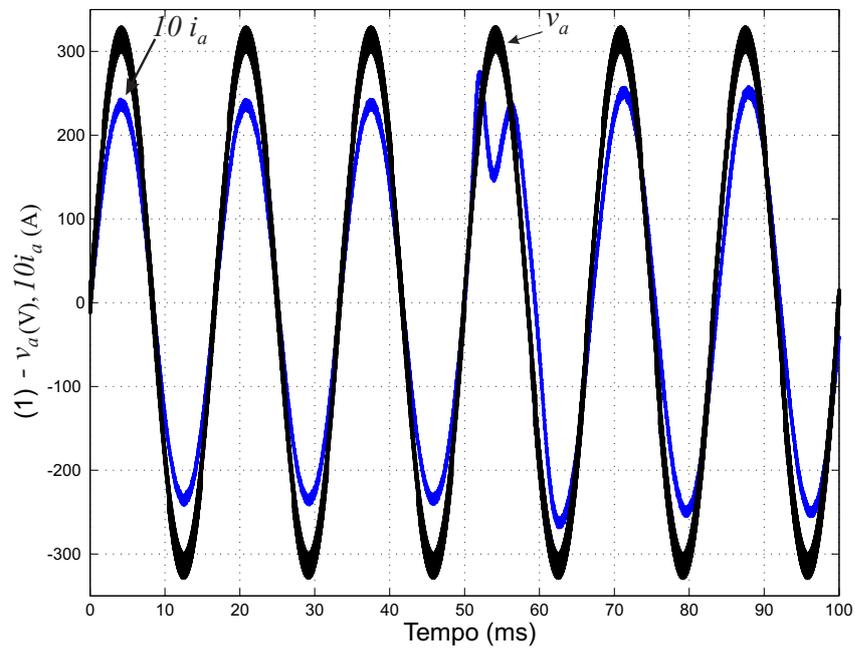
Fonte: Próprio autor.

Figura 51 – Tensão e corrente ampliada: (1) - v_a (V) e $10i_a$ (A).



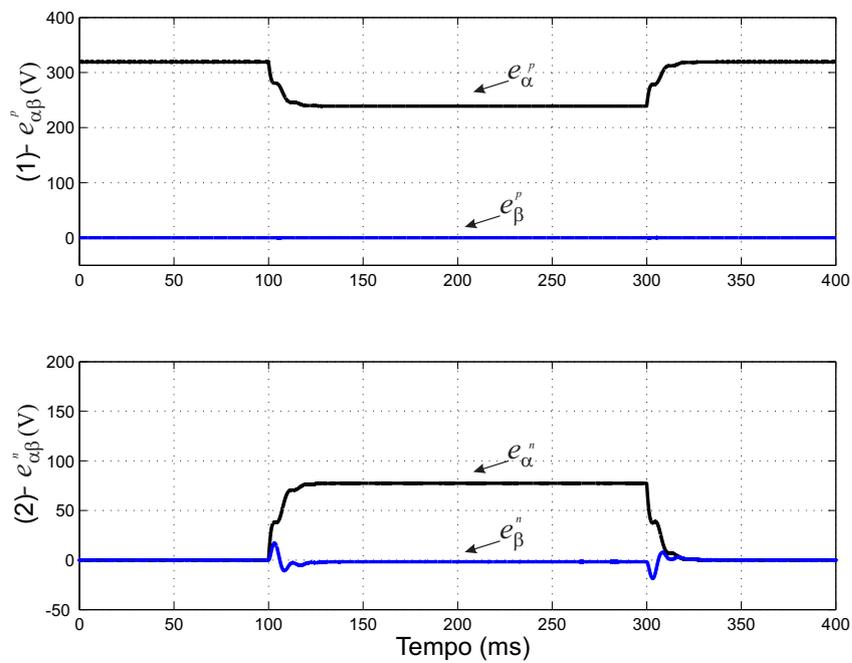
Fonte: Próprio autor.

Figura 52 – Detalhe da tensão e corrente ampliada: (1) - v_a (V) e $10i_a$ (A).

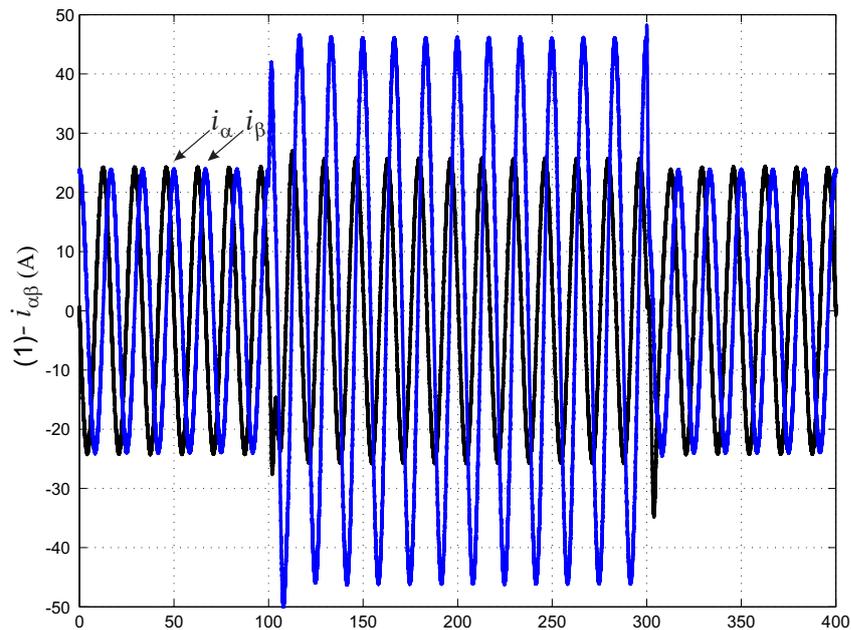


Fonte: Próprio autor.

Figura 53 – Tensões de seqüência positiva e negativa: (1) - $e_{\alpha\beta}^p$ (V), (2) - $e_{\alpha\beta}^n$ (V).



Fonte: Próprio autor.

Figura 54 – Correntes em referencial estacionário: (1) - $\vec{i}_{\alpha\beta}$ (A).

Fonte: Próprio autor.

4.3 Considerações Finais

Este capítulo apresentou o controlador por vetor espacial, aplicado para a mitigação da harmônica de segunda ordem na e conseqüentemente a ondulação no barramento CC quando o retificador é submetido em condições de afundamento de tensão desequilibrados. Ele regula ativamente a tensão CC e elimina as harmônicas de segunda ordem através do uso de *feedback* na tensão do barramento CC sem utilizar esquemas com *feedforward* específicos (HWANG; LEHN, 2008).

O controlador elimina as harmônicas de segunda ordem, criando um vetorial espacial ratativo a partir do erro presente no na tensão do barramento CC. O vetor de espacial permite regular a corrente de seqüência negativa sem injetar as indesejáveis harmônicas de ordem superiores, regular a tensão CC por meio apenas da corrente de seqüência positiva, além de obter uma boa resposta dinâmica e sem a presença de ondulações na tensão do barrameto CC, mesmo diante do afundamento de tensão tipo C.

5 Métodos de Sincronização com a Rede

Neste capítulo é descrito a detecção do vetor tensão de sequência positiva na frequência fundamental da rede em condições desequilibradas, aspecto fundamental no controle de conversores de potência conectados à rede. A sincronização da rede é uma questão muito importante, de modo que, o uso de técnicas bem conhecidas conduz a utilização de sistemas de detecção da tensão de sequência positiva que apresentem uma resposta rápida, precisa sob condições de desequilíbrio como um afundamento de tensão (SOUZA, 2011).

Dois métodos fundamentais são abordados neste capítulo:

- *Synchronous Reference Frame PLL (SRF-PLL)* - É um PLL com base em um Sistema de Referencial Síncrono.
- *Positive and Negative Sequence Components Extraction (PNSCE)* - É um Sistema de Extração de Componentes de Sequencia Positiva e Negativa baseado no (*Dual Second Order Generalized Integrator - DSOGI*).

O funcionamento básico de uma PLL consiste em ter um sistema regulado por um PI que detecta o ângulo de fase, realimentado, gerando um sinal de saída que mantém a relação com a fase do sinal de entrada. Assim, dentre às técnicas de sincronização, inicia-se pelo método mais usado, o *SRF-PLL*.

5.1 O Circuito de Sincronismo em Coordenadas Síncronas

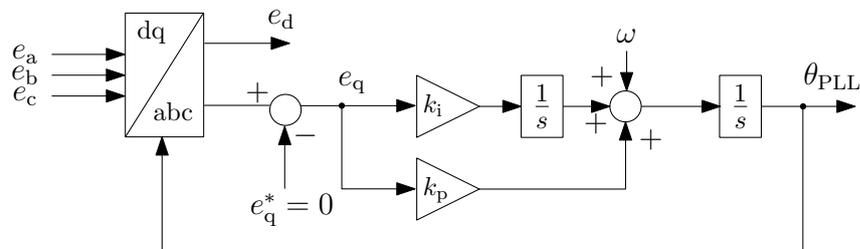
Para realizar a transformação dq é preciso determinar o ângulo θ , o qual determina a posição sistema de referencial dq . Portanto usa-se o dispositivo conhecido como *SRF-PLL*, que caracteriza completamente o vetor tensão, calcula módulo e ângulo.

A Figura 55 mostra o diagrama em blocos de um *SRF-PLL*, onde as tensões medidas da rede $[e_a; e_b; e_c]^T$ são transformadas em um vetor no referencial síncrono com a sequência positiva na frequência fundamental $[e_d; e_q]^T$. A componente e_0 é ignorada, já que contém apenas a informação da componente de sequência zero.

A partir daí usa-se um controlador proporcional integral PI para controlar a componente e_q e fazê-la convergir para seu valor de referência (que é convenientemente escolhido como zero). Na saída do PI tem-se a velocidade angular w que deve ser integrada com o objetivo de se determinar o ângulo θ . Desta forma, quando a componente e_q atinge o valor zero a projeção do vetor tensão sobre o eixo d coincide com seu módulo, e a posição angular estimada na saída do *SRF-PLL* coincide com o ângulo de fase do vetor tensão (RODRIGUEZ et al., 2006).

Deste modo, a velocidade angular estimada na saída do PI, pode ser adicionada à velocidade angular nominal, cuja função é ajudar o sistema a estabilizar-se mais rápido, principalmente na inicialização. Assim, o ângulo pode ser realimentado para o bloco de transformação $\alpha\beta$ para dq .

Figura 55 – Diagrama de blocos típico de um SRF-PLL.

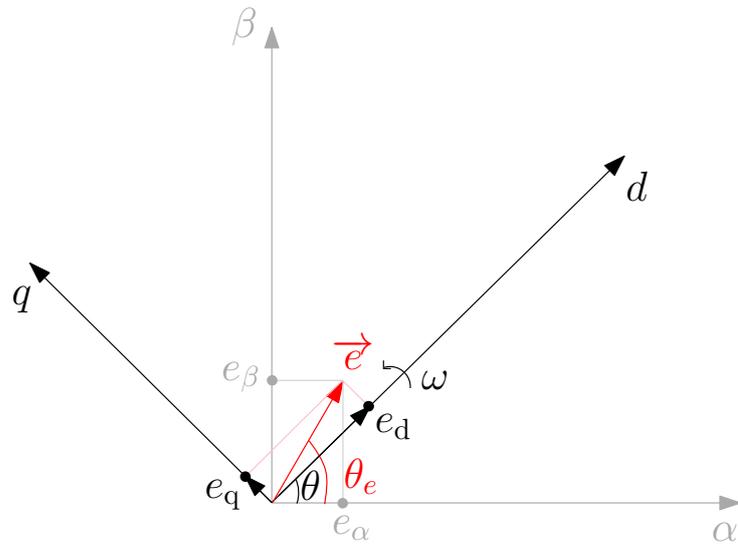


Fonte: adaptado de Rodriguez (2006).

Para compreensão do princípio de funcionamento do *PLL*, torna-se relevante considerar a Figura 56. Pois, se existir um erro ε na determinação de θ , haverá um defasamento de θ_e entre \vec{e} e posição do sistema de eixos. Neste caso, e_q será positivo e o erro ε na entrada do PI será positivo. A consequência disto é que o PI irá incrementar w até que θ_e seja zero. Da mesma maneira, se tivermos um θ_e negativo, o erro ε será negativo e o PI irá decrementar w , ou seja, haverá uma desaceleração afim de corrigir o erro (SANTOS, 2011).

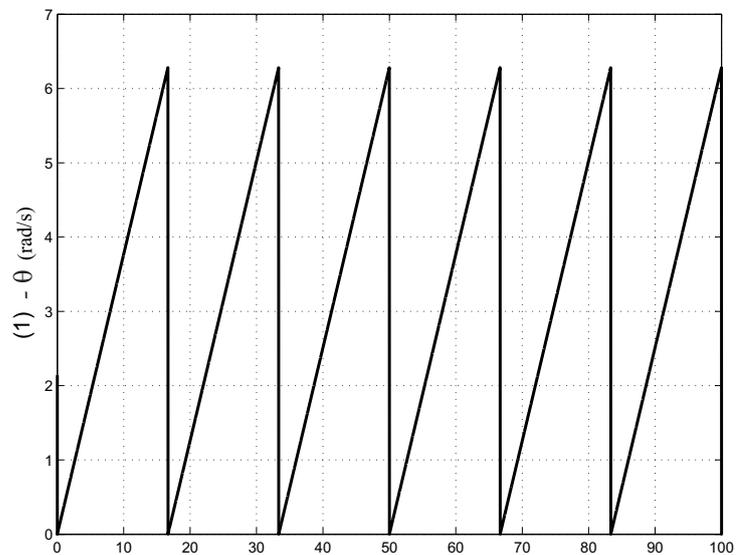
Deste modo, as tensões em coordenadas abc são transformadas para o sistema dq utilizando-se a transformada de Park. O ângulo e a frequência são estimados por uma estrutura em malha fechada que anula a tensão no eixo de quadratura. A Figura 57 mostra o comportamento do ângulo θ obtido por uma *SRF-PLL* alimentado por uma tensão trifásica.

Figura 56 – Sistema de referencial síncrono para o SRF-PLL.



Fonte: Próprio autor.

Figura 57 – Ângulo estimado: (1) - θ (rad/s).



Fonte: Próprio autor.

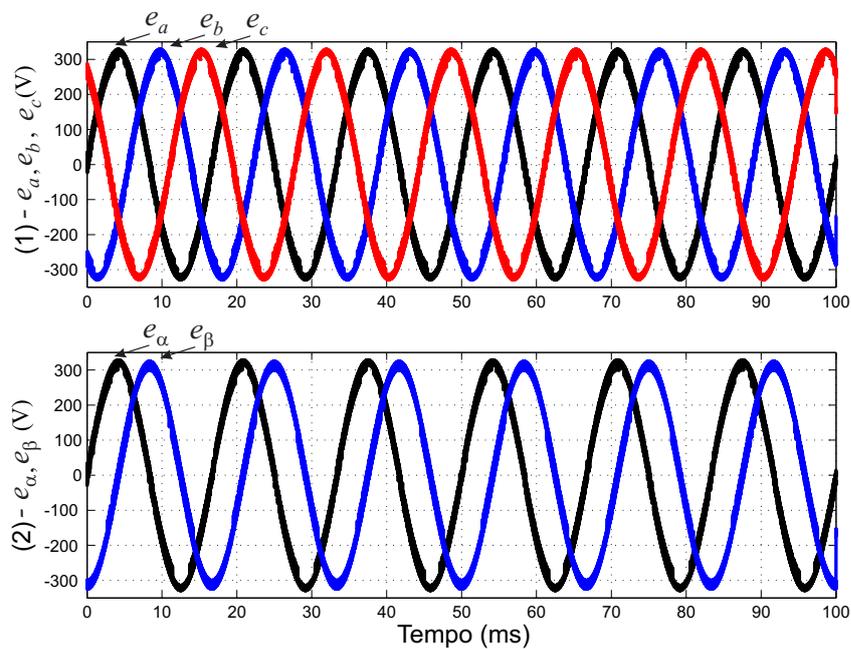
Assim, duas situações foram obtidas em simulação: a resposta na partida do sistema de controle e diante de um afundamento de tensão. Os parâmetros do sistema utilizados nos estudos de simulação são fornecidos na Tabela 4 e estão presentes na Figura 3.

Tabela 4 – Parâmetros adotados na simulação do *SRF-PLL*

Grandeza	Símbolo	Valor
Tensão da rede de pico (fase-fase)	e_a	311V
Frequência da rede	f	60Hz
Frequência angular	ω	377 rad/s
Ganho proporcional	k_p	200
Ganho integral	k_i	2000

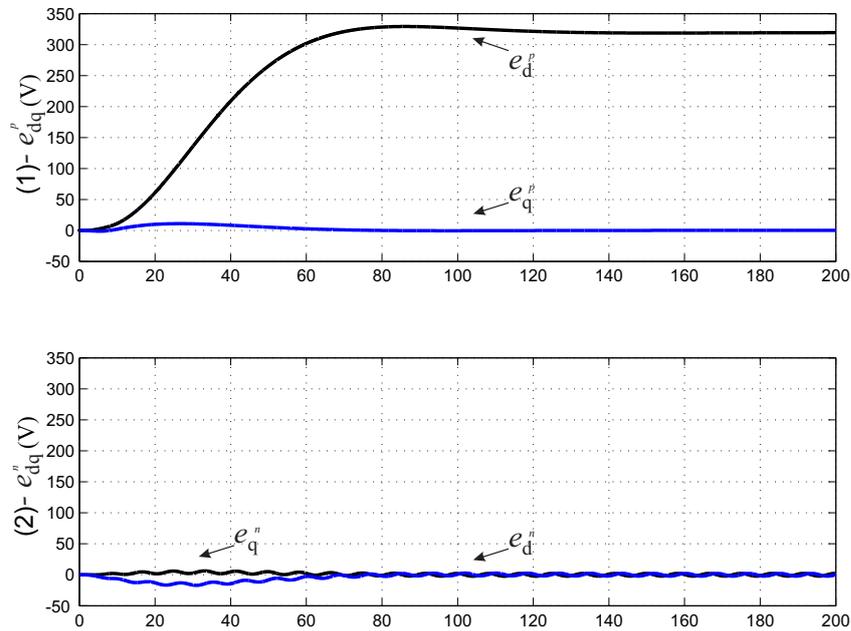
5.1.1 Resposta a aplicação da partida do controle do SRF-PLL

As Figuras 58 e 59 mostram a situação da inicialização do controle. A Figura 58 apresenta as tensões de alimentação do sistema. A Figura 59 apresenta os resultados de simulação das componentes de tensão em referencial síncrono.

Figura 58 – Tensões de entrada: (1) - \vec{e}_{abc} (V), (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}$ (V).

Fonte: Próprio autor.

Figura 59 – Tensões de sequência positiva e negativa no *SRF* na partida do controle: (1) - \bar{e}_{dq}^p (V), (2) - \bar{e}_{dq}^n (V).



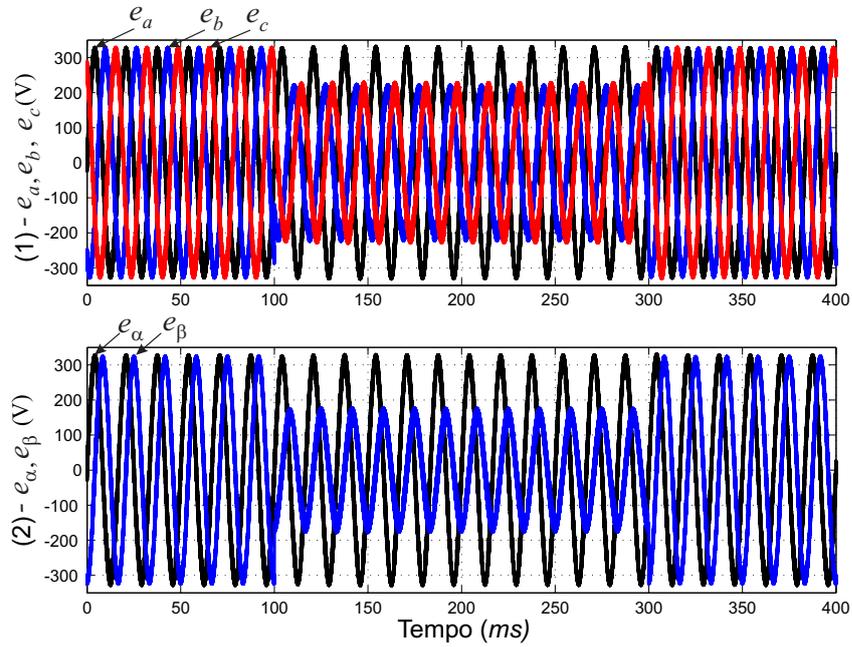
Fonte: Próprio autor.

Na Figura 59 observa-se que as componentes em quadratura detectadas pela *SRF-PLL* são próximas de zero durante o período de regime. Já o valor da componente de eixo direto é equivalente ao módulo do vetor tensão. Ou seja, a posição do vetor determina o ângulo de tensão da rede.

5.1.2 Resposta a aplicação de um afundamento de tensão na rede de alimentação do *SRF-PLL*

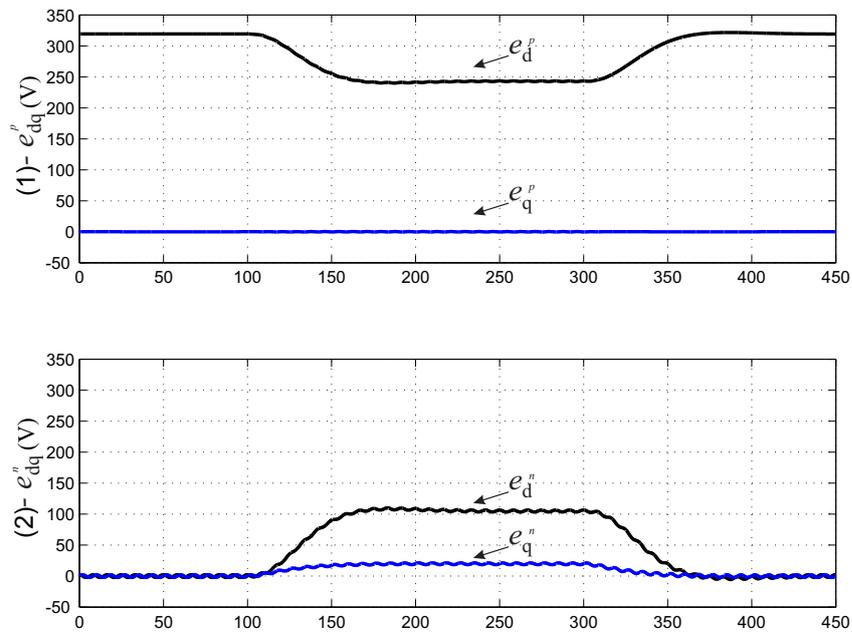
As Figuras 60 e 61 desenvolvem-se durante o evento do afundamento. A Figura 61 apresenta os resultados de simulação das componentes de tensão em referencial síncrono durante um afundamento de tensão do tipo C no sistema.

Figura 60 – Tensões de entrada: (1) - $\vec{e}_{abc}(V)$, (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}(V)$.



Fonte: Próprio autor.

Figura 61 – Tensões de sequência positiva e negativa no SRF durante o afundamento de tensão:
 (1) - $\vec{e}_{dq}^p(V)$, (2) - $\vec{e}_{dq}^n(V)$.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 61 observa-se que as componentes em quadratura detectadas pela *SRF-PLL* são quase zero durante todo o período de regime, mas no período do afundamento de tensão surge um pequeno valor relacionado ao desequilíbrio imposto ao sistema. Já o valor da componente de eixo direto de sequência positiva é equivalente ao módulo do vetor tensão e seu valor cai durante o afundamento, em contra partida a componente de sequência negativa tem um ganho durante o afundamento de tensão.

Apesar da *SRF-PLL* apresentar bons resultados para tensões trifásicas balanceadas, sua performance é bastante prejudicada em condições de desequilíbrio e distorção harmônica (RODRIGUEZ, 2005). Para reduzir estes efeitos uma solução é a redução da faixa de passagem da *PLL*, aumentando o tempo de resposta, além da possibilidade de aparecer um erro na estimação do ângulo. Neste contexto, partindo-se da *SRF-PLL*, outras estruturas de *PLL* foram desenvolvidas.

5.2 Circuito de Sincronismo com duplo Integrador Generalizado de Segunda Ordem

O DSOGI é utilizado para extrair as componentes de sequência positiva das tensões trifásicas da rede, a partir de duas grandezas de tensão em quadratura que representam o sistema de eixos estacionário bifásico (e_α e e_β) (RODRIGUEZ et al., 2006). No caso de um sistema monofásico, a tensão direta e_α é considerada a própria tensão da rede e_{abc} . Já a tensão em quadratura fictícia e_β é obtida realizando um atraso de fase de $\frac{\pi}{2}$ rad em relação à tensão e_α .

5.2.1 Sistema de Detecção da Tensão de Sequência Positiva

No início dos anos 30, Lyon estendeu o uso do método de componentes simétricas de Fortescue para o domínio do tempo (SOUZA, 2008b). Usando esse princípio, as componentes instantâneas de sequência positiva \vec{e}_{abc}^+ e negativa \vec{e}_{abc}^- de um vetor genérico de tensões desequilibradas podem ser representadas como:

$$\vec{e}_{abc}^+ = [T_+] \vec{e}_{abc} \quad (1)$$

$$\vec{e}_{abc}^- = [T_-] \vec{e}_{abc} \quad (2)$$

Onde, $a = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$ e

$$[T_+] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$[T_-] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

A componente de sequência zero não é considerada devido ao fato do conversor não apresentar neutro. Assim, utilizando a Transformação Clarke, o vetor de tensão pode ser traduzido a partir da transformação de abc para o referencial $\alpha\beta$ como a seguir:

$$\vec{e}_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}] \vec{e}_{abc}^+ = [T_{\alpha\beta}][T_+] \vec{e}_{abc} \quad (5)$$

$$\vec{e}_{\alpha\beta}^- = [T_{\alpha\beta}] \vec{e}_{abc}^- = [T_{\alpha\beta}][T_-] \vec{e}_{abc} \quad (6)$$

As componentes de sequência positiva e negativa podem ser calculadas nas coordenadas $\alpha\beta$ como:

$$\vec{e}_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \vec{e}_{\alpha\beta} \quad (7)$$

$$\vec{e}_{\alpha\beta}^- = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} \vec{e}_{\alpha\beta} \quad (8)$$

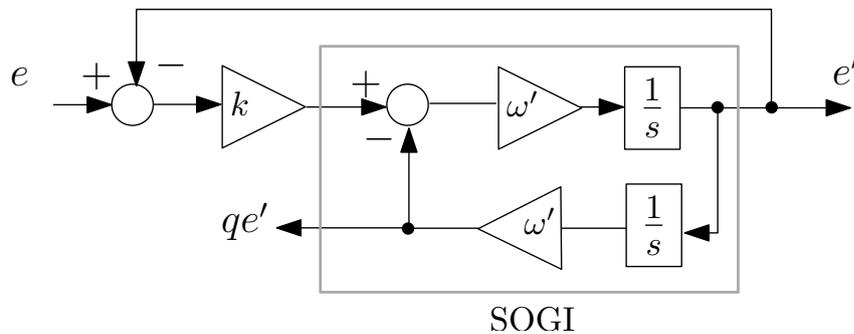
onde $q = e^{-j\frac{\pi}{2}}$ é um operador de deslocamento de fase no domínio do tempo.

O atraso no tempo introduzido pelo operador q é definido dinamicamente de acordo com a frequência fundamental do sinal de entrada. Através desse operador é obtido uma forma de onda em quadratura (90° atrasada) em relação ao sinal original. Uma maneira de obter este sinal é através do *SOGI* (RODRIGUEZ et al., 2007).

5.2.2 O Integrador Generalizado de Segunda Ordem

O Integrador Generalizado de Segunda Ordem (*SOGI*) mostrado na Figura 62, é utilizado para atenuar os harmônicos presentes na tensão e_{abc} (RODRIGUEZ et al., 2006). Dessa forma, além da tensão direta filtrada e'_α obtêm-se também a componente de tensão em quadratura qe'_α , defasada em $\frac{\pi}{2}$ rad em relação a e_{abc} . A frequência angular ressonante ω' deverá ser idêntica à frequência da rede ω , a qual pode ser obtida diretamente do *PLL*.

Figura 62 – Diagrama em blocos do *SOGI-QSG*.



Fonte: adaptado de Rodriguez (2006).

O fator de amortecimento está diretamente relacionado com o valor do ganho k . Segundo (ALVES, 2012), uma resposta criticamente amortecida pode ser obtida quando $k = \sqrt{2}$. Esta escolha resulta em resultados interessantes para o tempo de estabilização e limitação de sobre sinal.

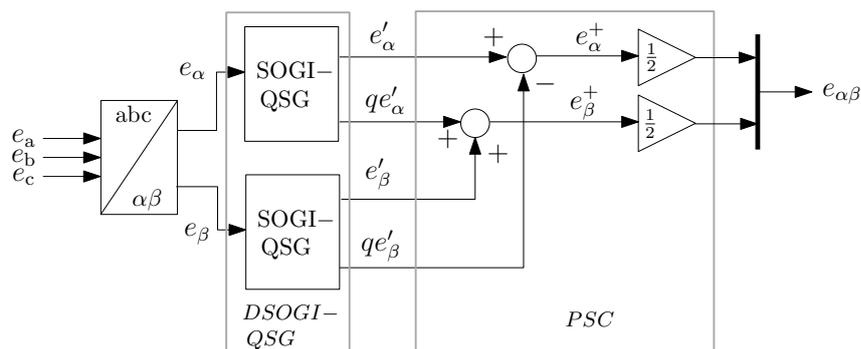
Após os sinais terem sido filtrados pelos *SOGI*, os mesmos podem ser utilizados na detecção das componentes de sequência positiva e negativa da tensão medida. De posse das componentes de sequência nas coordenadas $\alpha\beta$ as mesmas são referenciadas nas coordenadas dq e uma *SRF-PLL* fornece o ângulo θ da transformação (RODRIGUEZ et al., 2006).

5.2.3 O Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo

O Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo (*DSOGI*), proposto em [12] e apresentado na Figura 64, permite a extração das componentes de sequência positiva das tensões de um sistema trifásico. Este utiliza dois *SOGIs* para a geração dos sinais em quadratura a partir das tensões bifásicas e_α e e_β , além de usar componentes simétricas para calcular as componentes de sequência positiva $e_{\alpha+}$ e $e_{\beta+}$ utilizando o *Positive-Sequence Calculator (PSC)* mostrado na Figura 63.

Na *DSOGI-PLL* as tensões medidas da rede $[e_a; e_b; e_c]^T$ são transformadas para o vetor em referencial estacionário $\vec{e}_{\alpha\beta} = [e_\alpha; e_\beta]^T$. A componente e_0 é ignorada, já que contém apenas a informação da componente de sequência zero. O vetor $\vec{e}_{\alpha\beta}$ passa por um calculador de sequência positiva (*PSC*) o qual estende o método de componentes simétricas instantâneas sobre o domínio $\alpha\beta$. O *PSC* necessita dos sinais em fase e os seus respectivos sinais em quadratura.

Figura 63 – Diagrama em blocos do *SOGI-QSG*.

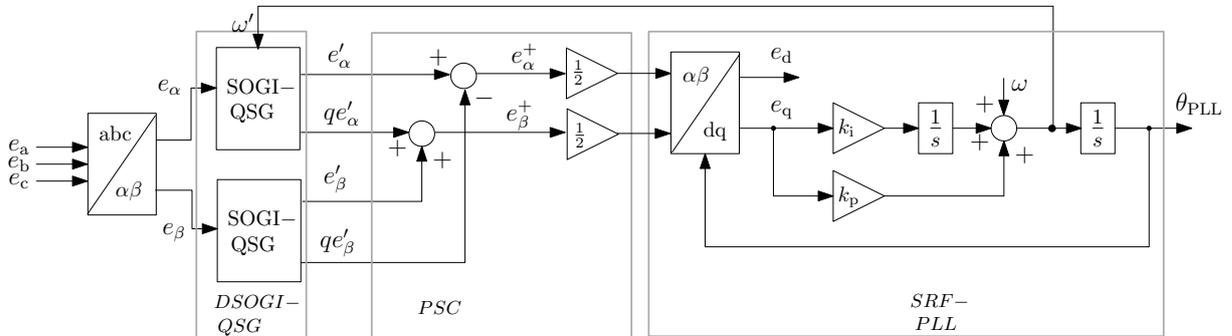


Fonte: adaptado de Rodriguez (2006).

Como pode ser observado na Figura 64, esta estrutura apresenta três estágios: no primeiro estágio são utilizados dois *SOGIs* a fim de gerar sinais de quadratura que são utilizados no segundo estágio, que por sua vez consiste em um detector de sequência positiva em coordenadas

$\alpha\beta$, e no terceiro estágio, o ângulo da fase da tensão pode ser obtido através do circuito *SRF-PLL* que analisa apenas a sequência positiva da tensão na rede.

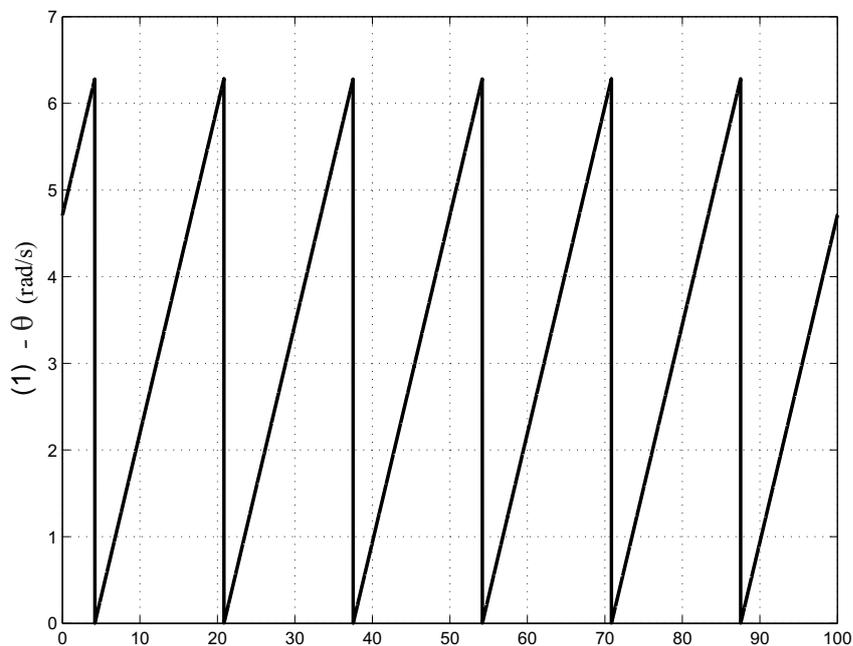
Figura 64 – Diagrama em blocos do *DSOGI-PLL*.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 65 mostra o comportamento do ângulo obtido de uma *DSOGI-PLL* alimentado por uma tensão trifásica equilibrada.

Figura 65 – Ângulo estimado: (1) - θ (rad/s).



Fonte: Próprio autor.

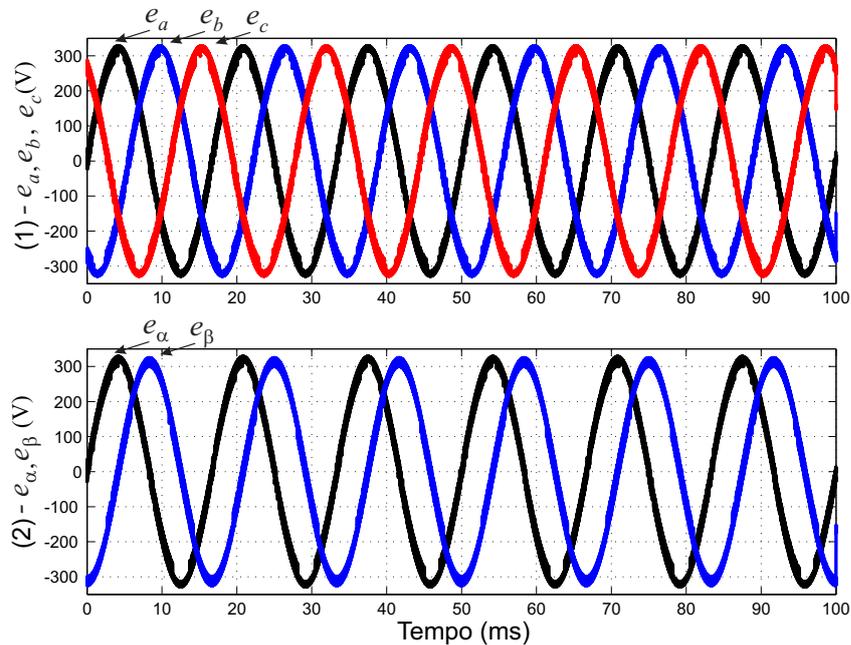
Assim, duas situações foram obtidas em simulação: a resposta na partida do sistema de controle e diante de um afundamento de tensão. Os parâmetros do sistema utilizados nos estudos de simulação são fornecidos na Tabela 5 e estão presentes na Figura 3.

Tabela 5 – Parâmetros adotados na simulação do *DSOGI*

Grandeza	Símbolo	Valor
Tensão da rede de pico (fase-fase)	e_a	311V
Frequência da rede	f	60Hz
Frequência angular do <i>SRF-PLL</i> e <i>SOGI</i>	ω, ω'	377 rad/s
Ganho proporcional	k_p	200
Ganho integral	k_i	2000
Fator de amortecimento	k	$\sqrt{2}$

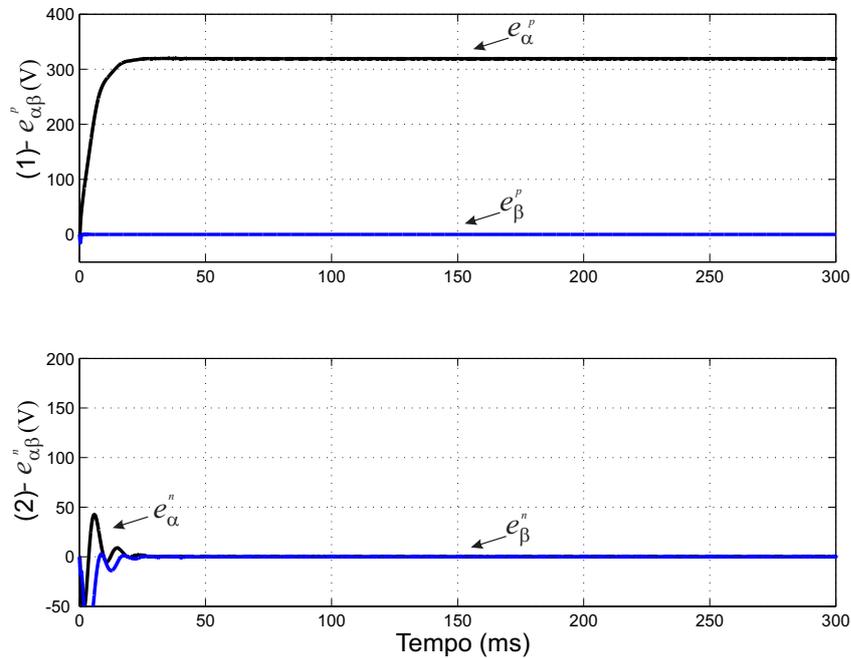
5.2.4 Resposta a aplicação da partida do controle do *DSOGI-PLL*

As Figuras 66 e 67 mostram a situação da inicialização do controle. A Figura 66 apresenta as tensões de alimentação do sistema. A Figura 67 apresenta os resultados de simulação da *DSOGI* quanto as componentes de tensão em referencial síncrono.

Figura 66 – Tensões de entrada: (1) - \vec{e}_{abc} (V), (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}$ (V).

Fonte: Próprio autor.

Figura 67 – Tensões de seqüência positiva e negativa do *DSOGI* na partida do controle: (1) - \bar{e}_{dq}^p (V), (2) - \bar{e}_{dq}^n (V).



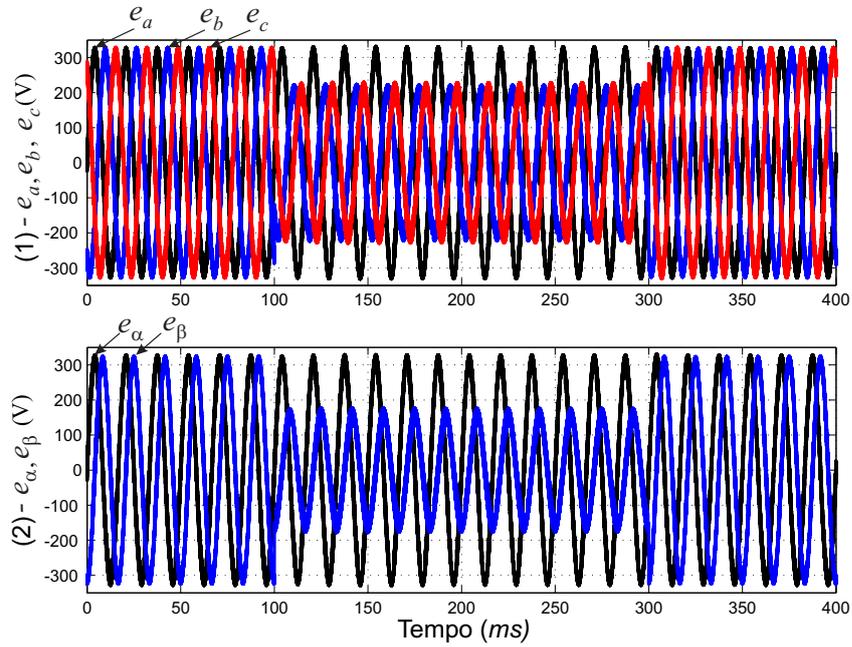
Fonte: Próprio autor.

Na Figura 67 observa-se que as componentes em quadratura detectadas pela *DSOGI-PLL* são próximas de zero durante o período de regime. Já o valor da componente de eixo direto é equivalente ao módulo do vetor tensão. Ou seja, a posição do vetor determina o ângulo de tensão da rede.

5.2.5 Resposta a aplicação de um afundamento de tensão na rede de alimentação do *DSOGI-PLL*

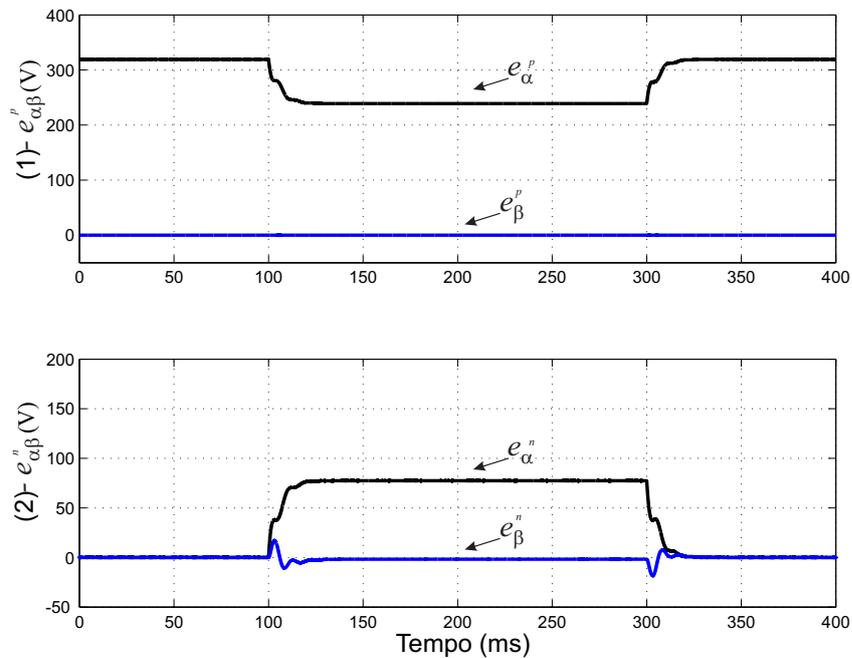
As Figuras 68 e 69 desenvolvem-se durante o evento do afundamento. A Figura 69 apresenta os resultados de simulação das componentes de tensão em referencial síncrono durante um afundamento de tensão do tipo C no sistema.

Figura 68 – Tensões de entrada: (1) - $\vec{e}_{abc}(V)$, (2) - $\vec{e}_{\alpha\beta}(V)$.



Fonte: Próprio autor.

Figura 69 – Tensões de sequência positiva e negativa no *DSOGI* durante o afundamento de tensão: (1) - $\vec{e}_{dq}^p(V)$, (2) - $\vec{e}_{dq}^n(V)$.



Fonte: Próprio autor.

5.3 Considerações Finais

O principal objetivo da utilização de métodos de sincronização com a rede foi a obtenção do correto ângulo de fase da rede. Os métodos abordados neste trabalho foram baseados no mecanismo do *PLL* que consiste em ter um sistema realimentado e regulado por um PI que detecta o ângulo de fase.

O principal desafio foi obter um método de sincronização com um bom desempenho em condições não ideais da rede, tais como a presença de harmônicos ou desequilíbrios nas tensões de fase. De modo que o *DSOGI-PLL* foi o sistema mais adequado para tais situações.

6 Conclusões e Trabalhos Futuros

Neste trabalho foi abordado os três principais esquemas de controle para retificadores trifásicos PWM:

1. Controle da potência instantânea no ponto de acoplamento comum (*IPC-PCC*)
2. Controle da potência instantânea nos polos do conversor (*IPC-CP*)
3. Controle da potencia instantânea com controlador por vetor espacial (*IPC-DC-SV*)

Cada método apresenta particularidades de implementação, que pode trazer vantagens e desvantagens quanto a sua aplicação. Todas as três estratégias, foram modeladas e simuladas diante das mesmas condições, de modo que os resultados obtidos diante de um afundamento de tensão (tipo C) tornaram-se o principal ítem da discursão do trabalho.

A Tabela 6, apresenta um resumo com as principais características e resultados obtidos para cada esquema de controle.

Tabela 6 – Resumo comparativo dos esquemas de controle.

Esquema de Controle	<i>IPC-PCC</i>	<i>IPC-CP</i>	<i>IPC-DC-SV</i>
Ondulação no barramento CC	$200V_{pp}$	$20V_{pp}$	$2V_{pp}$
Controla a potência ativa	no <i>PCC</i>	nos pólos	por vetor espacial
Controle de corrente	<i>PI</i>	<i>P-RES</i>	<i>PR</i>
Referencial adotado	Síncrono	Estacionário	Síncrono e Estacionário
Recurso utilizado	<i>feedforward</i>	<i>feedback</i>	–
Separação sequencial	<i>NOTCH</i> e <i>LPF</i>	<i>PNSCE</i>	<i>PNSCE</i> e <i>PLL</i>

Após realizada a análise comparativa entre as três estratégias de controle aplicadas a uma topologia padrão de retificadores trifásicos com modulação por largura de pulso, foi investigada qual a estratégia de controle mais adequada a ser utilizada para mitigação desses efeitos, os comentários finais aparecem em sequência dos tópicos:

1. Ficou evidente que o esquema de controle proposto em (HWANG; LEHN, 2008) foi o que apresentou os menores valores de oscilação na tensão do barramento CC, diante de um afundamento tipo C. Baseado em uma estrutura de *feedback* proporcionou boa estabilidade e resposta dinâmica rápida, eliminando completamente o *ripple* no barramento CC.
2. Os resultados de simulações apresentados para o modelo de simulação do retificador *PWM* produziram foram realizados com um capacitor de saída de apenas 150uF, mantendo as correntes senoidais de entrada.

6.1 Contribuições da dissertação

Por último, como resultados do trabalho científico desenvolvido tem-se que:

1. Foi desenvolvida um modelo computacional de simulação para cada um dos três sistemas de controle;
2. Determinou-se o esquema de controle como melhor opção na eliminação ondulação de tensão no barramento CC, diante de afundamentos de tensão na rede.
3. Comprovou-se que nem todos os esquemas de controle permitem realizar uma compensação do desequilíbrio de tensão.

Em seguida são enumeradas algumas sugestões de trabalhos futuros relacionadas com esta dissertação:

1. Apresentar resultados experimentais comparativos dos três sistemas de controle estudados, com o objetivo de validar a fundamentação teórica e os resultados de simulação apresentados.
2. Em relação às estratégias de *PWM* seno-triângulo empregadas em todas as simulações, é possível ainda desenvolver técnicas de modulação mais elaboradas para o retificador, como, por exemplo, técnicas de modulação vetorial e técnicas escalares.
3. Realizar uma análise de custos, dentre os sistemas de controle implementados e sua relação com as perdas no retificador. É possível que, com este estudo, garanta-se perdas mínimas no retificador trifásico *PWM*;

Referências

- ALIPOOR, A. D. J.; GHASEMINEZHAD, M. Detection of the critical duration of different types of voltage sags for synchronous machine torque oscillation. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 8, 2012. Citado na página 27.
- ALVES, R. N. C. *Uma Abordagem Vetorial para a Detecção em Tempo Real de Componentes Harmônicas de Sequência Positiva e Negativa em Sinais Trifásicos*. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Federal da Paraíba, Agosto 2012. Citado na página 101.
- BARDEMAKER, F. A. B. *Modulação vetorial aplicada a retificadores trifásicos pwm unidirecionais*. Tese (Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.
- BORGONOVO, D. *Retificadores PWM Trifásicos Unidirecionais Com Alto Fator de Potência*. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2005. Citado na página 24.
- BRADASCHIA, F. *Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos*. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco, Fevereiro 2012. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 35.
- CAMARGO, R. F. de et al. análise e implementação de retificadores pwm trifásicos com resposta de tempo mínimo utilizando desacoplamento por retroação de estados. Citado na página 24.
- DUGAN, R. C. et al. *Electrical Power Systems Quality*. 2. ed. Nova Iorque, Estados Unidos: McGraw-Hill, Inc, 2003. Citado 3 vezes nas páginas 25, 26 e 29.
- ENJETI, P.; CHOUDHURY, S. A new control strategy to improve the performance of a pwm ac to dc converter under unbalanced operating conditions. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 8, n. 4, p. 493–500, Outubro 1993. Citado na página 28.
- HWANG, J. G.; LEHN, P. W. Control of ac dc converters under unbalanced operating conditions using the dc space vector control concept. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC*. [S.l.: s.n.], 2008. Citado 10 vezes nas páginas 12, 25, 29, 30, 76, 77, 79, 83, 92 e 107.
- HWANG, J. G.; LEHN, P. W. A single input space vector for control of ac to dc converters under generalized unbalanced operating conditions. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 25, n. 8, p. 493–500, Agosto 2010. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 77.
- IEEE. *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power System*. [S.l.], 1991. Disponível em: <<https://standards.ieee.org/findstds/standard/519-1992.html>>. Citado na página 25.
- IEEE. *IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*. [S.l.], 2009. Disponível em: <<https://standards.ieee.org/findstds/standard/1159-2009.html>>. Citado na página 44.
- JOAQUIN, G. N. *Aportaciones al control directo de potencia de rectificadores activos trifásicos*. Tese (Tese de Doutorado) — Universidad de Oviedo, 2012. Citado na página 24.

- MARTINHO, E. *Distúrbios da Energia Elétrica*. 3. ed. Brasil: Editora Erica, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 26.
- MCGRANAGHAN, M. F.; MUELLER, D. R.; SAMOTYJ, M. J. Voltage sags in industrial systems. v. 29, n. 5, p. 397–403, Março/Abril 1993. Citado na página 26.
- MELHORN, C. J.; DAVIS, T. D.; BEAM, G. E. Voltage sags: Their impacting the utility and industrial customers. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 34, n. 3, p. 549–558, Maio/Junho 1998. ISSN 0093-9994. Citado na página 25.
- MORAN, L.; ZIOGAS, P. D.; JOOS, G. Design aspects of synchronous pwm rectifier-inverter systems under unbalanced input voltage conditions. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 28, n. 6, p. 1286–1293, Novembro/Dezembro 1992. Citado na página 28.
- PARK, R. H. Two-Reaction Theory of Synchronous Machines Generalized Method of Analysis - Part I. *IEEE Trans. Am. Inst. Elec. Eng.*, 48, n. 3, p. 716–727, Julho 1929. Citado na página 34.
- RODRIGUEZ, P. *Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos*. Tese (Tese de Doutorado) — Universitat Politècnica de Catalunya, 2005. Citado na página 99.
- RODRIGUEZ, P. et al. Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 22, n. 2, p. 584–592, Março 2007. Citado na página 100.
- RODRIGUEZ, P. et al. New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. 37th IEEE*. [S.l.: s.n.], 2006. Citado 4 vezes nas páginas 93, 99, 100 e 101.
- ROIU, D. et al. New Stationary Frame Control Scheme for Three Phase PWM Rectifiers Under Unbalanced Voltage Dips Conditions. In: *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2008. Citado 6 vezes nas páginas 9, 12, 30, 63, 66 e 67.
- ROIU, D. et al. New Stationary Frame Control Scheme for Three-Phase PWM Rectifiers Under Unbalanced Voltage Dips Conditions. v. 42, n. 5, p. 268–277, Janeiro 2010. Citado 4 vezes nas páginas 29, 55, 64 e 76.
- SANTOS, A. C. dos. *Inversor Multinível com Função de Filtro Ativo Paralelo para Sistemas Conectados à Rede*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, Outubro 2011. Citado na página 94.
- SONG, H. S.; NAM, K. Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions. v. 46, n. 5, p. 953–959, Outubro 1999. Citado 14 vezes nas páginas 9, 12, 29, 30, 32, 41, 42, 43, 44, 45, 57, 58, 61 e 76.
- SOUZA, G. M. A. de. *Controle e Operação de Conversores em Microrredes*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, Agosto 2011. Citado na página 93.
- SOUZA, H. E. P. de. *Métodos de Extração do Vetor Tensão de Sequência Positiva na Frequência Fundamental*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, Setembro 2008. Citado na página 35.

SOUZA, H. E. P. de. *Métodos de Extração do Vetor Tensão de Sequência Positiva na Frequência Fundamental*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, Setembro 2008. Citado na página 99.

SUH, Y.; LIPO, T. A. Control scheme in hybrid synchronous stationary frame for PWM AC/DC converter under generalized unbalanced operating conditions. v. 42, n. 3, p. 825–835, Maio 2006. Citado 7 vezes nas páginas 29, 55, 57, 58, 61, 63 e 67.

WU, X.; PANDA, S. K.; XU, J. Development of a New Mathematical Model of Three Phase PWM Boost Rectifier Under Unbalanced Supply Voltage Operating Conditions. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*. [S.l.: s.n.], 2006. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.