



Universidade Federal de Juiz de Fora
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

Pedro Machado de Almeida

CONTRIBUIÇÕES AO ESTUDO DE CONEXÃO DE SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS À REDE ELÉTRICA SEM FILTROS PASSIVOS: PROJETO
DE CONTROLADORES DIGITAIS PARA REDUÇÃO DO CONTEÚDO
HARMÔNICO

Tese de Doutorado

Juiz de Fora, Brasil
2013

Pedro Machado de Almeida

CONTRIBUIÇÕES AO ESTUDO DE CONEXÃO DE SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS À REDE ELÉTRICA SEM FILTROS PASSIVOS: PROJETO
DE CONTROLADORES DIGITAIS PARA REDUÇÃO DO CONTEÚDO
HARMÔNICO

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

Orientador: Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.

Juiz de Fora, Brasil
2013

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Machado de Almeida, Pedro.

Contribuições ao Estudo de Conexão de Sistemas Fotovoltaicos à Rede Elétrica sem Filtros Passivos: Projeto de Controladores Digitais para Redução do Conteúdo Harmônico / Pedro Machado de Almeida. -- 2013.
193 p.

Orientador: Pedro Gomes Barbosa
Tese (doutorado) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2013.

1. Energia solar fotovoltaica. 2. Controle digital. 3. Controlador repetitivo. 4. Controlador ressonante. 5. Controle durante faltas assimétricas. I. Gomes Barbosa, Pedro, orient. II. Título.

Pedro Machado de Almeida

Contribuições ao estudo de conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica sem filtros passivos: Projeto de controladores digitais para redução do conteúdo harmônico

Aprovada em 29 de novembro de 2013

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr.Eng.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof.^a Janaína Gonçalves de Oliveira, Ph.D.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Paulo Fernando Ribeiro, Ph.D.

Universidade Federal de Itajubá, UNIFEI

Prof. Luis Guilherme Rolim, Dr.-Ing.

Universidade Federal do Rio de Janeiro, UFRJ

Prof. Jorge Luiz Duarte, Dr.-Ing.

Technische Universiteit Eindhoven, TU/e

*À minha família e
aos meus amigos.*

AGRADECIMENTOS

À minha família, especialmente meus pais, João Carlos e Dalva, e à minha irmã Maria Olívia, por todo amor, apoio, suporte, motivação e confiança depositada em mim.

Ao meu orientador e amigo, Professor Pedro Gomes Barbosa, pelos ensinamentos, incentivos e disposição durante todo o decorrer deste trabalho.

Aos Professores Paulo Ribeiro e Jorge Duarte pela orientação e ensinamentos durante minha estadia em Eindhoven.

Aos meus amigos do NAEP, Labsolar, LAPTEL e do EES (TU/e), por toda disposição e pela convivência diária.

Aos meus amigos que sempre torcem por mim.

À Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF) e a Technische Universiteit Eindhoven (TU/e) por todo o suporte e pelas ferramentas necessárias ao desenvolvimento deste trabalho.

À CAPES, ao CNPq e à FAPEMIG pelas bolsas e auxílios financeiros.

RESUMO

A presente tese contribui para a análise, modelagem e projeto de controladores discretos de um sistema de geração fotovoltaico de 30 kWp conectado à rede elétrica sem filtros passivos. O conversor fonte de tensão (VSC) de interface é interligado a rede elétrica usando somente as indutâncias de dispersão de um banco de transformadores monofásicos como filtros harmônicos. Modelos discretos são desenvolvidos tanto para o lado CC quanto para o lado CA do conversor. A modelagem do lado CA foi feita nos sistemas de coordenadas $\alpha\beta 0$ e $dq0$. Já a modelagem da dinâmica do lado CC foi feita no sistema de coordenadas dq de acordo com balanço de potência entre os terminais do VSC. Baseado nos modelos obtidos, duas estratégias básicas foram investigadas e discutidas para projetar os compensadores discretos usados para controlar as correntes sintetizadas por um sistema de geração fotovoltaico no modo de corrente. Resultados experimentais mostram que o uso apenas de controladores lineares, proporcional-integral (PI) e proporcional-ressonante (PR), sintonizados na componente fundamental não é suficiente para manter a qualidade das correntes geradas dentro dos padrões internacionais, devido a operação não linear do transformador de conexão. Para contornar o problema anterior duas soluções foram investigadas: (i) inclusão de múltiplos controladores ressonantes nas coordenadas $\alpha\beta$; e (ii) inclusão de um controlador repetitivo em paralelo com o controlador PI nas coordenadas dq . Resultados experimentais mostraram que ambas estratégias são adequadas para compensar as componentes harmônicas. Finalmente, foi proposta uma estratégia para controlar o conversor durante faltas assimétricas (*Fault-ride through*) e eliminar as oscilações no barramento CC durante condições de desbalanço. O controlador proposto é composto por uma parcela PI e duas parcelas ressonantes, as quais controlam as componentes média e oscilante, através da injeção correntes de sequência positiva e negativa na rede, respectivamente. Resultados de simulação mostram que o controlador proposto é adequado para eliminar as oscilações no barramento CC sem prejudicar as estabilidade do sistema.

Palavras-chave: Energia solar fotovoltaica, controle digital, controle no modo de corrente, controlador repetitivo, controlador ressonante, controle durante faltas assimétricas

ABSTRACT

The current thesis contributes to the analysis, modelling and design of discrete time controllers which aim is to control a 30 kW_p photovoltaic dispersed generation system connected to the electric grid without passive filters. In fact, the interface voltage-sourced converter (VSC) is connected to the grid using only the leakage inductance of a single-phase transformer bank as harmonic filters. Initially, discrete time models are developed to the converter's DC-side as well as to the AC-side. The AC-side modelling is performed on $\alpha\beta 0$ and $dq 0$ coordinate systems. On the other hand, the DC-side dynamics are modeled on the dq frame according to the power balance between the converter's terminals. Based on the models obtained, strategies to control the converter in the current mode control on the $\alpha\beta$ and dq are developed and a methodology to design the controllers are addressed in details. Experimental results shown that only the use of linear controllers, proportional-integral (PI) and proportional-resonant (PR), tuned on the fundamental component are not sufficient to guarantee the quality of the generated currents according to international standards. This is due to the operation of the connection transformer in a nonlinear region. In order to overcome this drawback, two solutions are taken into account: (i) inclusion of several parallel resonant controller in $\alpha\beta$ frame; and (ii) inclusion of a repetitive controller in parallel with the PI controller in the dq frame. Experimental results shown that both strategies are suitable to compensate the harmonic components on the output current. Finally, a strategy is proposed to control the system under asymmetrical faults (*fault-ride through*) and to mitigate the voltage oscillation on the DC-side during unbalance conditions. The proposed controller is composed of a PI part and two resonant parts, which controls the average and the oscillating voltage components, through the injection of positive and negative sequence currents into the grid, respectively. Simulation results shown that the proposed controller is suitable to mitigate the DC-side voltage oscillations without jeopardizing the system stability.

Keywords: Solar photovoltaic energy, digital control, current-mode control, repetitive controller, resonant controller, fault-ride through control

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Foto dos arranjos fotovoltaicos da usina solar da UFJF.	31
Figura 2	Diagramas esquemáticos de três topologias de sistemas de geração fotovoltaica.	34
Figura 3	Classificação dos controladores de corrente.	41
Figura 4	Diagrama de blocos do controle de corrente por histerese monofásico.	42
Figura 5	Erro de fase e amplitude em estado permanente quando um controlador PI é empregado para seguir sinais senoidais.	45
Figura 6	Diagrama de blocos simplificado do controle de corrente nas coordenadas dq	47
Figura 7	Resposta em frequência do controlador ressonante ideal.	49
Figura 8	Resposta em frequência do controlador ressonante modificado (não ideal) para diferentes valores de ω_c	50
Figura 9	Resposta em frequência de múltiplos controladores ressonantes não-ideais sintonizados para compensar as 1°, 3°, 5°, e 7° componentes harmônicas, sendo $\omega_1 = 377rad/s$	51
Figura 10	Estrutura básica de uma malha repetitiva no tempo contínuo.	54
Figura 11	Estrutura básica de uma malha repetitiva no tempo discreto.	56
Figura 12	Resposta em frequência da malha repetitiva no tempo discreto, $f_1 = 60\text{Hz}$ para $T_s = 1/12000$, $N = 200$ e $k_{rc} = 1$	56
Figura 13	Mapa de polos e zeros da função de transferência (2.14) para $N = 24$	57
Figura 14	Mapa de polos e zeros do controlador repetitivo, para $N = 24$ e com a inclusão de filtro passa-baixas $F_{pb2}(z)$ do tipo $l_i z + l_0 + l_i z^{-1}$	57
Figura 15	Diagrama de blocos do controlador repetitivo com a inclusão dos filtros	

	passa-baixa.	58
Figura 16	Diagrama de blocos do controlador repetitivo com picos de ressonância apenas na harmônicas ímpares.	58
Figura 17	Mapa de pólos e zeros para o controlador com picos de ressonância apenas nas harmônicas ímpares, para $N = 12$	59
Figura 18	Resposta em frequência da malha repetitiva no tempo discreto, com picos ressonantes apenas nas harmônicas ímpares, para $f_1 = 60\text{Hz}$, $T_s = 1/12000$, $N = 100$ e $k_{rc} = 1$	59
Figura 19	Resposta em frequência da malha repetitiva no tempo discreto em paralelo com um ganho unitário, para $T_s = 1/12000$, $N = 200$ e $k_{rc} = 1$	60
Figura 20	Diagrama de blocos do controlador repetitivo com malha de <i>feedforward</i> em que <i>notches</i> são inseridos entre picos consecutivos de ressonância.	60
Figura 21	Mapa de pólos e zeros do controlador repetitivo com a inclusão da malha de <i>feedforward</i> para $N=12$	61
Figura 22	Resposta em frequência do controlador repetitivo com <i>notches</i> entre picos de ressonância.	61
Figura 23	Controlador repetitivo baseado na DFT.	62
Figura 24	Resposta em frequência do filtro DCT para $N_h = 1,5,7$ e $N_a = 0$	63
Figura 25	Diagrama esquemático simplificado do sistema de geração fotovoltaico conectado à rede elétrica de distribuição.	64
Figura 26	Conversor trifásico fonte de tensão de dois níveis.	65
Figura 27	Modelo equivalente para o transformador de conexão.	66
Figura 28	Modelo equivalente T para um dos enrolamentos.	67
Figura 29	Modelo equivalente T para um dos enrolamentos em termos das grandezas de fase.	68
Figura 30	Sistema de controle genérico para plantas PV de único estágio.	84
Figura 31	Diagrama esquemático do sistema de geração fotovoltaico com controle nas coordenadas $\alpha\beta$	86

Figura 32	Diagrama de blocos do controle de corrente para o eixo α .	88
Figura 33	Diagrama de blocos do controle de corrente para o eixo β .	88
Figura 34	Diagrama de Nyquist de $G_{delay}(z)$ e $k_{p,r} \cdot G_{delay}(z)$, para $\eta_p = 0,7$ e $k_{p,r} = 2,66$.	94
Figura 35	Diagrama de Nyquist de $C_{i,r}^{foh}(z) \cdot G_{delay}(z)$ para diferentes valores de $k_{i,r}$ em que $k_{p,r} = 2,66$ e $\omega_0 = \omega_1 = 2\pi \times 60 \text{ rad/s}$.	95
Figura 36	Imagem da bancada experimental.	95
Figura 37	Detalhe do conversor trifásico.	96
Figura 38	Detalhe do banco de transformadores de conexão.	96
Figura 39	Correntes trifásicas no primário do transformador [22 A/div].	97
Figura 40	Espectro harmônico da corrente da fase “a”, THD = 8,5 %. Limites de acordo com IEEE 929–2000.	97
Figura 41	Diagrama de Nyquist para controladores ressonantes sintonizados em diferentes frequências para $k_{i,r} = 1000$ e $k_{p,r} = 2,66$.	99
Figura 42	Diagrama de Nyquist para controladores ressonantes sintonizados em diferentes frequências com compensação do atraso para $k_{i,r} = 1000$ e $k_{p,r} = 2,66$.	101
Figura 43	Correntes trifásicas no primário do transformador, com a inclusão de múltiplos controladores ressonantes [22 A/div].	102
Figura 44	Tensão [25 V/div] e corrente [11 A/div] no PAC com a inclusão de múltiplos controladores ressonantes	102
Figura 45	Espectro harmônico da corrente da fase “a”, com a inclusão de múltiplos controladores repetitivos, THD = 2,14 %. Limites de acordo com IEEE 929–2000.	102
Figura 46	Diagrama esquemático do sistema de geração fotovoltaico com controle nas coordenadas dq .	104
Figura 47	Diagrama de blocos do controle de corrente nas coordenadas dq .	106

Figura 48	Diagrama de blocos do controle de corrente na coordenada d .	106
Figura 49	Resposta em frequência do sistema em malha fechada.	108
Figura 50	Diagrama de Nyquist para $G(z)C_i(z)$.	108
Figura 51	Correntes trifásicas no primário do transformador [16 A/div].	108
Figura 52	Tensão e corrente no ponto de acoplamento comum.	109
Figura 53	Espectro harmônico da corrente da fase “a”, THD = 9,13 %. Limites de acordo com IEEE 929–2000.	109
Figura 54	Diagrama de blocos do controlador da corrente de eixo direto com controlador repetitivo.	110
Figura 55	Valores de k_{rc} em função da constante g para diferentes valores do ângulo $(\delta + \phi)$.	115
Figura 56	Valores de k_{rc} em função do ângulo $(\delta + \phi)$ para diferentes valores da constante g .	115
Figura 57	Fase da função $C_{mf}(z)z^m$ para diferentes valores de m .	116
Figura 58	Diagrama de Nyquist para $C_{rc}(z)C_{mf}(z)$ com os parâmetros resumidos na Tabela 6.	116
Figura 59	Correntes trifásicas injetadas em regime permanente na rede após a inclusão do controlador repetitivo [16 A/div].	117
Figura 60	Tensão e corrente no ponto de acoplamento comum com a inclusão do controlador repetitivo.	118
Figura 61	Espectro harmônico da corrente da fase “a” com a inclusão do controlador repetitivo. THD = 1,67 %. Limites de acordo com IEEE 929–2000.	118
Figura 62	Diagrama de blocos do controle da parcela média de tensão do lado CC do conversor.	122
Figura 63	Resposta em frequência de $G_{v,d}^+$ e $C_v(z) \cdot G_v(z)$.	125
Figura 64	Diagrama de Nyquist de $G_{v,d}^+$ e $C_v(z) \cdot G_{v,d}^+$.	125

Figura 65	Tensão no barramento CC [70V/div] e corrente no primário do transformador em uma das fases [15A/div] para um degrau de potência negativo.	125
Figura 66	Tensão no barramento CC [70V/div] e corrente no primário do transformador em uma das fases [15A/div] para um degrau de potência positivo.	126
Figura 67	Tensão no barramento CC [70V/div] e corrente no primário do transformador em uma das fases [15A/div] durante a inicialização.	126
Figura 68	Tensão no lado de alta do transformador.	131
Figura 69	Tensão no barramento CC.	132
Figura 70	Corrente injetada na rede.	132
Figura 71	Espectro harmônico. THD = 9,62%.	132
Figura 72	Potências ativa e reativa no ponto de acoplamento comum.	133
Figura 73	Resposta em frequência para os controladores $C_{cos}(s)$ e $C_{sen}(s)$, para $k_{v,r} = 1$	137
Figura 74	resposta em frequência do filtro passa tudo $A_p(z)$	139
Figura 75	Resposta em frequência dos controladores ressonantes $C_{Rd}^{foh}(z)$ e $C_{Rq}^{foh}(z)$, para $k_{v,r} = 1$	139
Figura 76	Resposta em frequência de $H_d^-(z)$ e $H_q^-(z)$ para $k_{v,r} = 1$	141
Figura 77	Diagrama de Nyquist de $H_d^-(z)$ e $H_q^-(z)$ para $k_{v,r} = 1$	141
Figura 78	Detalhe do diagrama de Nyquist de $H_d^-(z)$ e $H_q^-(z)$ para $k_{v,r} = 1$. ..	142
Figura 79	Diagrama de Nyquist para $H_{d,l}^-(z)$ e $H_{q,l}^-(z)$ para $k_{v,r} = 1$, $\eta = 0,4$, $\phi_m = \pi/4$ rad e $\omega_{max} = 2\pi \times 500$ rad/s.	144
Figura 80	Diagrama de Nyquist para $H_{d,l}^-(z)$ e $H_{q,l}^-(z)$ para $k_{v,r} = 9,897$, $\phi_m = \pi/4$ rad e $\omega_{max} = 2\pi \times 500$ rad/s.	146
Figura 81	Diagrama de Nyquist para $H_{d,l}^-(z)$ e $H_{q,l}^-(z)$ para $k_{v,r} = 6$, $\phi_m = \pi/4$ rad e $\omega_{max} = 2\pi \times 500$ rad/s.	146

Figura 82	Diagrama de blocos completo do controlador da tensão no barramento CC.	147
Figura 83	Tensão no lado de alta do transformador.	148
Figura 84	Tensão no barramento CC.	148
Figura 85	Correntes injetadas na rede.	149
Figura 86	Espectro harmônico. THD = 0,8%.	149
Figura 87	Potências instantâneas no PAC.	149
Figura 88	Correntes de sequência negativa de referência.	150
Figura 89	Comparação entre a resposta dinâmica do controlador de tensão com e sem a ação <i>feedforward</i>	150
Figura 90	Potência ativa no PAC.	151
Figura 91	Potência reativa no PAC.	151
Figura 92	Potências ativa instantâneas sem o controlador FRT.	152
Figura 93	Potências ativa instantâneas com o controlador FRT.	152
Figura 94	Potência ativa instantânea gerada pelos painéis PV com e sem o controle FRT.	153
Figura 95	Potência ativa instantânea nos resistores do lado AC do conversor com e sem o controle FRT.	153
Figura 96	Potência ativa instantânea absorvida pelos indutores com e sem o controle FRT.	154
Figura 97	Representação do fasor espacial no plano complexo.	178
Figura 98	Sistema de coordenadas $\alpha\beta$ e dq	179

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Principais métodos de discretização.	48
Tabela 2	Dados do transformador de conexão.	93
Tabela 3	Parâmetros do sistema.	93
Tabela 4	Parâmetros do controlador PR de corrente.	96
Tabela 5	Parâmetros do controlador de corrente.	107
Tabela 6	Parâmetros do controlador repetitivo.	117
Tabela 7	Parâmetros do controlador da tensão do barramento CC.	124
Tabela 8	Parâmetros do controlador <i>fault-ride through</i>	147

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

APF *Active Power Filter*

APSC controle de sequência positiva média (*Average positive sequence control*)

ASD *Adjustable Speed Drive*

AUPFC Controle do fator de potência unitário médio (*Average unity power factor control*)

CA corrente alternada

CC corrente contínua

CMC controle no modo de corrente (*current-mode control*)

CSC *Current Source Converter*

CVPI vetor complexo PI (*complex vector PI*)

DB *deadbeat*

DCT transformada discreta de cosseno (*discrete cosine transform*)

DFT transformada discreta de Fourier (*discrete Fourier transform*)

DFIG gerador de indução duplamente alimentado (*Doubly-Fed Induction Generators*)

DSOGI-PLL circuito de sincronismo com duplo integrador generalizado de segunda ordem (*Double Second Order Generalized Integrator PLL*)

DSP *Digital Signal Processor*

FACTS *Flexible AC Transmission System*

FIR resposta finita ao impulso (*finite impulse response*)

FOH *First-order holder*

FPGA *Field-Programmable Gate Array*

FRT *Fault-ride through*

HVDC *High Voltage Direct Current*

IGBT Transistor Bipolar com Gatilho Isolado (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)

IPSC Controle de sequência positiva instantânea (*Instantaneous positive sequence control*)

IUPFC Controle do fator de potência unitário instantâneo (*Instantaneous unity power factor control*)

MOSFET Transistor de Efeito de Campo de Óxido Metálico Semicondutor (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*)

MPPT seguidor do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking*)

OCC controle de um ciclo (*one-cycle-control*)

OLCRA *one line-cycle regulation approach*

OSOLCRA *one-sixth line-cycle regulation approach*

PAC ponto de acoplamento comum

PCI proporcional–integral complexo

PD proporcional–derivativo

PPF *positive feedforward controller*

PI proporcional–integral

PID proporcional–integral derivativo

PLL *Phase-Locked Loop*

PNSCC Controle para compensação das sequências positiva e negativa (*Positive-negative compensation control*)

PR proporcional–ressonante

PV célula fotovoltaica (*Photovoltaic cell*)

RC controlador repetitivo (*repetitive controller*)

SEP sistemas elétricos de potência

SGD sistemas de geração distribuídos

SMES *Superconducting Magnetic Energy Storage*

SMC controle por modos deslizantes (*sliding mode control*)

SVC *Static VAR Compensator*

SVM modulação vetorial (*Space Vector Modulation*)

THD distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion*)

UFJF Universidade Federal de Juiz de Fora

UPS *Uninterruptible Power Supply*

VMC controle no modo de tensão (*voltage-mode control*)

VSC *Voltage Source Converter*

ZOH *Zero-order holder*

LISTA DE SÍMBOLOS E NOMENCLATURA

<i>variável com letra minúscula</i>	grandezas instantâneas (variantes no tempo)
<i>variável com letra maiúscula</i>	grandezas eficazes, contínuas e constantes
<i>variável com letra em negrito</i>	vetores ou matrizes

Sobrescritos

x^*	valores de referência
\hat{x}	valores de pico ou estimados
\vec{x}	vetor espacial
x'	operador de transposição
x^+	componentes de sequência positiva
x^-	componentes de sequência negativa
\tilde{x}	componentes oscilantes
\bar{x}	componentes médias
x^p	grandezas elétrica referenciadas ao primário do transformador

Subscritos

x_1	componente fundamental de uma grandeza elétrica
x_a	grandeza elétrica relativa à fase a
x_b	grandeza elétrica relativa à fase b
x_c	grandeza elétrica relativa à fase c
x_α	grandezas elétricas referidas a coordenada alfa (eixo α)
x_β	grandezas elétricas referidas a coordenada beta (eixo β)
x_d	grandezas elétricas referidas a coordenada direta (eixo- d)
x_q	grandezas elétricas referidas a coordenada em quadratura (eixo- q)
$x_{x,ss}$	grandezas elétricas em estado permanente
x_{ref}	variável de referência

Variáveis

A	matriz de estados no tempo contínuo
a_h	coeficientes da série de Fourier
a	parâmetro da planta $G(z)$
$A_{mf}(\omega)$	amplitude de C_{mf} em função da frequência malha fechada nominal da planta
$A_{pb}(\omega)$	amplitude de F_{pb} em função da frequência
B	matriz de entrada no tempo contínuo
b	parâmetro relacionado à planta $G(z)$
c	variável igual à $-3/2R_pV_{d,r}^+(1 - \rho)$
C_{eq}	capacitância equivalente do lado CC do conversor
$D(z)$	distúrbio
f	frequência angular
f_s	frequência de amostragem
f_{sw}	frequência de chaveamento
\mathbf{G}_{Ck}	matriz de estados no tempo discreto nas coordenadas $\alpha\beta 0$
\mathbf{G}_{Pk}	matriz de estados no tempo discreto nas coordenadas $dq0$
g	ganho
h	ordem da componente harmônica
\mathbf{H}_{Ck}	matriz de entrada no tempo discreto nas coordenadas $\alpha\beta 0$
\mathbf{H}_{Pk}	matriz de entrada no tempo discreto nas coordenadas $dq0$
i	corrente instantânea de linha
I_{PV}	corrente gerada pelos painéis solares
k_i	ganho integral
$k_{i,v}$	ganho integral do controlador de tensão
$k_{i,r}$	ganho integral da parcela ressonante
$k_{p,i}$	ganho proporcional do controlador de corrente
$k_{p,v}$	ganho proporcional do controlador de tensão
$k_{p,r}$	ganho proporcional da parcela ressonante
k_{rc}	ganho do controlador repetitivo
$k_{v,r}$	ganho da parcela ressonante do controlador de tensão
L	indutância de dispersão do transformador referenciada ao primário
$L_{m,p}$	indutância de magnetização do primário do transformador
$L_{m,s}$	indutância de magnetização do secundário do transformador

L_p	indutância de dispersão do primário do transformador
L_s	indutância de dispersão do secundário do transformador
m	número de amostras do filtro com avanço de fase
m_α, m_β	índices de modulação de amplitude nas coordenadas $\alpha\beta$
m_d, m_q	índices de modulação de amplitude nas coordenadas dq
m_p	modulador de sincronismo
n	instante de tempo discreto
N	número de amostras atrasadas
N_a	número de amostras atrasadas
N_p	número de espiras no primário do transformador
N_s	número de espiras no secundário do transformador
P_c	parcela da potência ativa instantânea que oscila com cosseno
P_{CC}	potência ativa do lado CC do conversor
p_L	potência ativa instantânea sobre um banco de indutores trifásicos
p_{pac}	potência ativa instantânea no ponto de acoplamento comum
P_{PV}	potência ativa convertida pelos painéis solares
p_R	potência ativa instantânea sobre um banco de reitores trifásicos
P_s	parcela da potência ativa instantânea que oscila com seno
p_t	potência ativa instantânea nos terminais CA do conversor
q_t	potência reativa instantânea nos terminais CA do conversor
q_{pac}	potência reativa instantânea no ponto de acoplamento comum
Q_c	parcela da potência reativa instantânea que oscila com cosseno
Q_s	parcela da potência reativa instantânea que oscila com seno
R	resistência própria do transformador referenciada ao primário
r_p	resistência de dispersão do primário do transformador
R_p	resistência paralela do lado CC
r_s	resistência de dispersão do secundário do transformador
R_s	resistência equivalente da rede
s_{pac}	potência aparente instantânea no ponto de acoplamento comum
\mathbf{T}_{Ck}	matriz de transformação de Clarke
\mathbf{T}_{Pk}	matriz de transformação de Park
T_m	tempo morto do sistema
T_s	período de amostragem
T_p	período do sinal
u	variável de controle
v	tensão instantânea de fase
V_{CC}	tensão no barramento CC

$V_{d,r}^+$	tensão nominal de fase de eixo d
v_{pac}	tensão no ponto de acoplamento
v_s	tensão da rede elétrica
v_t	tensão nos terminais do conversor
y_0	componente média da tensão CC ao quadrado
y_1	componente da tensão CC ao quadrado que oscila com cosseno
y_2	componente da tensão CC ao quadrado que oscila com seno
\dot{Z}_s	impedância equivalente da rede

Símbolos

Γ	matriz de entrada no tempo discreto
Δ	pequenas perturbações em torno do ponto de equilíbrio
$\Delta'(z)$	desvio em relação a função de transferência de malha fechada nominal da planta
Δ'_{max}	desvio de módulo máximo
Φ	matriz de estados no tempo discreto
$\mathbb{U}(t)$	função degrau unitário
Ω_{max}	frequência na qual o máximo avanço de fase ocorre
δ	somatório dos ângulos relacionados ao projeto do controlador repetitivo
$\delta_i(\omega)$	função impulso unitário na frequência
ε	erro
ζ	parâmetro do compensador com avanço de fase
η	distância mínima até o ponto crítico no diagrama de Nyquist
θ_n	ângulo de sincronismo no instante de tempo n
$\theta_{pb}(\omega)$	fase de F_{pb} em função da frequência
$\theta_{mf}(\omega)$	fase de C_{mf} em função da frequência
ϑ	ganho de tensão
ℓ_i, ℓ_0	coeficientes do filtro pass-baixas de média móvel
κ	constante de amortecimento do controlador repetitivo com <i>feedforward</i>
λ	fluxo nos enrolamentos do transformador
λ_i	deslocamento de fase
ξ	fator de amortecimento

ρ	variável igual à $e^{-\frac{2T_s}{R_p C_{eq}}}$
ϱ	ângulo de sincronismo
σ	parâmetro do compensador com avanço de fase
τ	constante de tempo de malha fechada do controle de corrente
τ_i	constante de tempo do controlador de corrente
τ_v	constante de tempo do zero de $G_{v,d}^+$
ϕ	deslocamento angular
ϕ_m	avanço máximo de fase
ω	frequência angular
ω_0	frequência angular de ressonância ou síncrona
ω_i	frequência angular da corrente de referência
ω_n	frequência de corte ou da faixa de passagem
ω_{nyq}	frequência de Nyquist
ω_η	frequência relacionada à η
ω_c	faixa de passagem da parcela ressonante

Funções de transferência

$A_p(z)$	função de transferência do filtro passa-tudo
$C_{cos}(s)$	função de transferência do controlador ressonante baseado na função cosseno
$C_{db}(z)$	função de transferência do controlador <i>deadbeat</i>
$C_{DFT}(z)$	função de transferência da transformada discreta de Fourier
$C_i(z)$	função de transferência do controlador PI de corrente
$C_{i,r}^{foh}(z)$	função de transferência do controlador ressonante discretizado pelo método FOH
$C_{i,r}^d(z)$	função de transferência do controlador ressonante discretizado pelo método FOH com compensação de atrasos
$C_l(z)$	função de transferência do controlador com avanço de fase
$C'_{mf}(z)$	função de transferência real da planta em malha fechada
$C_{pi}(s)$	função de transferência do controlador PI
$C_{PR}(s)$	função de transferência do controlador PR
$C'_{PR}(s)$	função de transferência do controlador PR baseado na transformada de Laplace do seno
$C_{PR,mi}(s)$	função de transferência do controlador PR não ideal
$C_{rc}(z)$	função de transferência do controlador repetitivo
$C_{R,d}^{foh}(z)$	função de transferência do controlador de tensão de eixo <i>d</i> de sequência negativa
$C_{R,q}^{foh}(z)$	função de transferência do controlador de tensão de eixo <i>q</i> de sequência negativa
$C_{sen}(s)$	função de transferência do controlador ressonante baseado na função seno
$C_v(z)$	função de transferência do controlador PI de tensão
$D(z)$	distúrbio que representa a operação não linear do transformador
$F_a(z)$	função de transferência do filtro <i>anti-aliasing</i>
$F_{pb}(z)$	função de transferência do filtro passa-baixas
$G(z)$	função de transferência da planta
$G_{delay}(z)$	função de transferência da planta incluindo o atraso
$G_{mf}(z)$	função de transferência de malha fechada
$G_{v,d}^+(z)$	função de transferência $\Delta y_0(z)/\Delta I_d^+(z)$
$G_{v,d}^-(z)$	função de transferência $\Delta y_1(z)/\Delta I_d^-(z)$

- $G_{v,q}^-(z)$ função de transferência $\Delta y_2(z)/\Delta I_q^-(z)$
- $H_{cl,v}(z)$ função de transferência de malha fechada do controle da tensão CC
- $H_d^-(z)$ função de transferência de malha aberta para o sistema de controle da corrente deixo d de sequência negativa
- $H_{d,l}^-(z)$ função de transferência de malha aberta para o sistema de controle da corrente de eixo d de sequência negativa com o compensador com avanço de fase
- $H_q^-(z)$ função de transferência de malha aberta para o sistema de controle da corrente deixo q de sequência negativa
- $H_{q,l}^-(z)$ função de transferência de malha aberta para o sistema de controle da corrente de eixo q de sequência negativa com o compensador com avanço de fase
- $L(z)$ denominador da função de sensibilidade
- $S(z)$ função de sensibilidade

SUMÁRIO

1	Introdução	29
1.1	Identificação do problema	29
1.2	Topologias de conversores eletrônicos para sistemas PV	31
1.3	Motivação desta pesquisa	35
1.4	Controle Digital	36
1.5	Principais contribuições desta pesquisa	37
1.6	Organização da tese	38
2	Controladores de corrente para conversores estáticos conectados à rede elétrica: Uma revisão	40
2.1	Introdução	40
2.2	Controle no modo de corrente	40
2.3	Controle por Histerese	41
2.4	Controlador Deadbeat	43
2.5	Controlador Proporcional–Integral	44
2.6	Considerações sobre a implementação digital do controlador proporcional–integral (PI)	47
2.7	Controlador Proporcional–Ressonante	48
2.8	Controlador ressonante no sistema de coordenadas síncrono	51
2.9	Considerações sobre a Implementação digital do controlador proporcional–ressonante (PR)	52
2.10	Controlador Repetitivo	54
2.10.1	Controlador Repetitivo Recursivo	54
2.10.2	Controlador Repetitivo Baseado na Transformada Discreta de Fourier	61

2.11	Conclusões parciais	62
3	Modelagem Matemática do Conversor de Interface	64
3.1	Introdução	64
3.2	Modelagem do transformador de conexão	66
3.3	Modelagem matemática das grandezas CA do conversor	68
3.3.1	Modelo no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$	70
3.3.2	Modelo no sistema de coordenadas $dq0$	72
3.4	Modelagem matemática das grandezas CC do conversor	75
3.4.1	Linearização da componente média	77
3.4.2	Linearização de y_1 e y_2	80
3.4.3	Discretização	81
3.5	Conclusões parciais	81
4	Estratégia de Controle do Conversor de Interface	83
4.1	Introdução	83
4.2	Estruturas dos controladores dos conversores estáticos	84
4.3	Estratégia de controle nas coordenadas $\alpha\beta$	85
4.4	Projeto do controlador PR	88
4.4.1	Relação entre o ganho proporcional e o pico da função de sensibilidade	91
4.4.2	Influência da parcela ressonante na estabilidade do sistema	94
4.4.3	Resultados experimentais	95
4.5	Projeto de múltiplos controladores ressonantes	98
4.5.1	Resultados experimentais	101
4.6	Estratégia de controle nas coordenadas dq	103
4.7	Projeto do controlador PI no sistema de coordenadas dq	106
4.7.1	Resultados Experimentais	107
4.8	Projeto do controlador repetitivo	110

4.8.1	Resultados Experimentais	117
4.9	Conclusões parciais	117
5	Controle da tensão no barramento CC	120
5.1	Introdução	120
5.2	Estratégia de controle	121
5.3	Resultados experimentais	124
5.4	Desempenho do controlador de tensão durante condições de faltas assimétricas	126
5.5	Efeito das oscilações da tensão CC sobre as correntes injetadas na rede . .	127
5.6	Resultados de simulação	130
5.7	Revisão das estratégia de controle dos conversores durante faltas assimétricas e condições de desbalanço	133
5.7.1	Métodos baseados na ação feedforward	133
5.7.2	Métodos baseados no controle dual de corrente	133
5.7.3	Controladores ressonantes na malha de controle da tensão CC	135
5.7.4	Estratégia de controle modificada da tensão CC	135
5.7.5	Projeto do controlador modificado do barramento CC	140
5.7.6	Controlador com avanço de fase	142
5.7.7	Projeto do Controlador com avanço de fase	143
5.8	Valor máximo do ganho integral	144
5.9	Resultados de simulação com controle <i>fault-ride through</i>	147
5.10	Análise dos fluxos das potências instantâneas	151
5.11	Considerações e comentários	155
5.12	Conclusões parciais	156
6	Conclusões finais	157
6.1	Produção científica resultante desta pesquisa	159
6.2	Trabalhos futuros	160

Referências	162
Apêndice A – Representação de Grandezas Trifásicas Balanceadas como Fasor Espacial no tempo contínuo	177
A.1 Introdução	177
A.2 Representação do fasor espacial nas coordenadas dq no tempo contínuo . .	178
Apêndice B – Modelagem do lado CA no tempo contínuo utilizando fasores espaciais	180
B.1 Dinâmica do lado corrente alternada (CA) do <i>Voltage Source Converter</i> (VSC) para tensões da rede equilibradas no tempo contínuo	180
B.2 Dinâmica do lado CA do VSC para tensões da rede desequilibradas no tempo contínuo	183
B.3 Potências instantâneas para sistema com tensões e correntes Balanceadas no tempo contínuo	187
B.4 Potências instantâneas para sistema com tensões e correntes desbalanceadas no tempo contínuo	189
B.5 Potência ativa instantânea absorvida por um banco de indutores no tempo contínuo	191
B.6 Potência ativa instantânea absorvida por um banco de resistores no tempo contínuo	192

1 INTRODUÇÃO

A integração de sistemas de geração distribuídos (SGD) à rede elétrica de distribuição tem sido um tema muito pesquisado e debatido ultimamente para atender à crescente demanda de energia elétrica dos países industrializados e em desenvolvimento ao redor do mundo. A conexão dessas fontes, principalmente aquelas baseadas em energias renováveis, além de reduzir o consumo de combustíveis fósseis, apresenta um grande apelo ambiental devido ao fato de não serem agressivas ao meio ambiente (EPIA, 2013).

Assim, os SGD baseados em fontes renováveis, juntamente com os sistemas de armazenamento de energia (*e.g.* *flywheels*, baterias, supercapacitores, *Superconducting Magnetic Energy Storage* (SMES), entre outros) e os sistemas de medição e de gerenciamento da demanda em tempo real são protagonistas de dois conceitos complementares denominados redes inteligentes (*Smartgrids*) e microrredes (*Microgrids*).

Neste novo cenário, o uso extensivo de sistemas eletrônicos de automação, controle, comunicação, telemetria e processamento de energia são responsáveis por transformar as atuais redes de distribuição de energia elétrica em “*redes ativas*” onde consumidores podem atuar também como produtores de energia.

1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

Dentre os diversos tipos de fontes de energia renovável, os sistemas fotovoltaicos apresentaram um crescimento exponencial nas últimas duas décadas (EPIA, 2013), sendo a tecnologia com maior índice de crescimento, próximo de 60% na Europa (O-CADAVAL et al., 2013). Esse crescimento é explicado por fatores como a redução dos custos de produção (de US\$1,14/W em 2009 para US\$0,41/W em 2013 (PARKINSON, 2012)), o aumento da eficiência da célula fotovoltaica (*Photovoltaic cell*) (PV) a níveis de 44,7% (FRAUNHOFER-INSTITUT FÜR SOLARE ENERGIESYSTEME, 2013) e a aprovação de políticas de incentivos por governos de diversos países (EUROPEAN COMMISSION,

2012).

Aliados aos fatores citados anteriormente, os sistemas fotovoltaicos apresentam características interessantes, dentre as quais podem-se citar: (i) modularidade, que facilita a expansão da potência instalada; (ii) a possibilidade de instalação próxima aos centros de carga, que evita a construção de linhas de transmissão e distribuição de energia; (iii) ausência de partes móveis, que reduz o processo de manutenção; (iv) o baixo impacto ambiental, já que os painéis PV podem ser instalados nos telhados de residências e galpões industriais, bem como em fachadas de prédios comerciais; e por fim (v) a não emissão de gases responsáveis pela criação do efeito estufa.

Apesar dos pontos positivos enumerados e, considerando os níveis de irradiação e a existência de áreas para instalação de sistemas PV no território nacional, a utilização de sistemas fotovoltaicos no Brasil para a geração comercial de energia elétrica ainda é incipiente. Os poucos sistemas conectados à rede elétrica estão em fase experimental. Em 2009 havia apenas 29 sistemas não comerciais em operação, totalizando uma potência instalada de 153 kW_p (JANNUZZI; VARELLA; GOMES, 2009). No dia 3 de julho de 2011, foi inaugurada a primeira usina solar de geração de energia elétrica em escala comercial, a MPX Tauá. Localizada no município de mesmo nome, no sertão do Ceará, a usina tem uma capacidade instalada inicial de 1 MW_p (<http://www.mpx.com.br>, 2012).

É importante deixar registrado aqui a participação da Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF) com a usina de maior capacidade instalada em uma instituição de ensino brasileira e dedicada totalmente à pesquisa (31,68 kW_p). O sistema de geração fotovoltaico da UFJF é formado por 264 painéis PV, modelo BP SX 120, agrupados em onze arranjos de aproximadamente 3 kW_p cada. Três conversores comerciais monofásicos, modelo *Sunny Boy* 5000US (SMA, 2011), operam injetando na rede elétrica interna do campus a energia convertida por seis arranjos fotovoltaicos, dois arranjos por conversor. Os cinco arranjos PV restantes, totalizando aproximadamente 15 kW_p, são conectados a um conversor experimental, projetado na UFJF e usado para testes e pesquisas (<http://www.ufjf.br/labsolar>). Na Figura 1 é mostrada uma fotografia onde tem-se a visão parcial dos painéis fotovoltaicos na usina solar fotovoltaica da UFJF.



Figura 1: Foto dos arranjos fotovoltaicos da usina solar da UFJF.

1.2 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES ELETRÔNICOS PARA SISTEMAS PV

Pesquisas recentes indicam índices de eficiência da ordem de 90% a 98% para os conversores eletrônicos de potência utilizados no processamento e condicionamento de energia (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011), (ČUK, 2010). Alguns exemplos de aplicações de conversores estáticos nos sistemas elétricos de potência (SEP) são: os sistemas de transmissão em corrente contínua em alta tensão (*High Voltage Direct Current* (HVDC)), os compensadores estáticos de potência reativa (*Static VAR Compensator* (SVC)), os controladores usados nos sistemas flexíveis de transmissão em corrente alternada (*Flexible AC Transmission System* (FACTS)), os filtros ativos de potência (*Active Power Filter* (APF)), as fontes ininterruptas de energia (*Uninterruptible Power Supply* (UPS)), os acionamentos com velocidade variável aplicados aos processos industriais (*Adjustable Speed Drive* (ASD)) e mais recentemente o aproveitamento de fontes de energia renováveis (BOSE, 2010).

Devido à natureza unidirecional da energia gerada nos painéis solares fotovoltaicos, é necessário utilizar estágios de conversão para processar e condicionar a energia antes da mesma ser usada para alimentar cargas residenciais, comerciais e industriais em CA.

As topologias de conversores utilizadas para o condicionamento da energia oriunda dos painéis podem ser classificadas quanto ao número de estágios de processamento, como sendo de um ou dois estágios. Nos processos com dupla conversão, o primeiro estágio é formado por conversores CC–CC enquanto que o segundo estágio é composto por um conversor CC–CA, usualmente chamado de inversor. Já nos processos de condicionamento de estágio único é empregado somente um conversor CC–CA (ALMEIDA, 2011).

Outra classificação utilizada leva em consideração o arranjo e a conexão dos painéis

PV. Esta classificação é interessante pois as topologias são agrupadas em função da potência gerada (SCHIMPF; SCHIMPF, 2008), (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011) e (O-CADAVAL et al., 2013):

- i.* Módulos de inversores integrados: tipicamente na faixa de potência de 50 a 400 W para plantas PV muito pequenas (um painel);
- ii.* Inversores em *string*: tipicamente na faixa de 0,4 a 2 kW para pequenas plantas em telhados em que os painéis são configurados em uma *string*;
- iii.* Inversores em *multistring*: tipicamente na faixa de 1,5 a 6 kW para plantas de porte médio em telhados em que os painéis são conectados em uma ou duas *strings*;
- iv.* Pequenos inversores centrais: tipicamente utilizado em potências superiores a 6 kW com topologia trifásica e projeto modular, para plantas de grande porte em telhados ou pequenas plantas de potência na faixa de 100 kW. Usualmente com unidades de 6, 8, 10 e 15 kW;
- v.* Inversores centrais: tipicamente na faixa de potência de 100 a 1000 kW com topologia trifásica e projeto modular, para grandes plantas de potência na faixa de dezenas de MW. Usualmente com unidades de 100, 150, 250, 500 e 1000 kW.

Uma terceira classificação divide os conversores nas seguintes categorias: (*i*) topologias sem transformadores (*transformerless*); (*ii*) topologias com transformadores de alta frequência; e (*iii*) topologias com transformadores de baixa frequência.

Para sistemas de baixa potência, o conversor CC-CA pode ser ligado diretamente à rede sem a utilização de um transformador. As configurações *transformerless* apresentam uma maior eficiência além de tamanho e custo reduzidos. Por outro lado elas apresentam problemas com correntes de fuga para terra (*ground current leakage*) e injeção de correntes CC na rede básica.

Já quando os procedimentos de rede exigem a isolação galvânica deve-se optar pelas topologias com transformadores para a conexão do sistema fotovoltaico à rede básica. Apesar da isolação em alta frequência reduzir os problemas com as correntes de fuga, ela não previne a injeção de componentes contínuas na rede. Por outro lado, as topologias que usam transformadores que operam na frequência da rede aliam a prevenção da injeção de correntes CC à isolação galvânica, além da possibilidade de

ajuste do nível de tensão. Em contrapartida, adicionam volume e custo à instalação (FRANCESCHINI; LORENZANI; BUTICCHI, 2012).

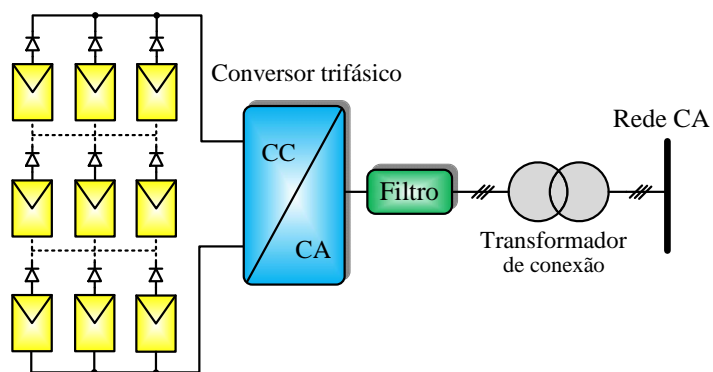
Na Figura 2 são mostrados três diagramas esquemáticos das topologias mais empregadas para potências mais elevadas (dezenas a centenas de quilowatts). Devido à quantidade da potência gerada, normalmente, esses sistemas são conectados em um barramento de média ou alta tensão. Nestes casos, os transformadores, além de garantirem a isolamento galvânica dos dois sistemas, são fundamentais para adequar os níveis das tensões de saída dos conversores aos níveis das tensões dos pontos de acoplamento comum (PAC).

A topologia centralizada, ilustrada na Figura 2(a), utiliza apenas um inversor e foi a topologia mais empregada no passado devido a sua simplicidade. O algoritmo de seguidor do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking*) (MPPT) é feito de maneira centralizada pelo único conversor presente no sistema. Os módulos PV são conectados em combinações de configurações série e paralelo, normalmente atingindo uma tensão CC máxima de 1000 V (VDE V 0126-1-1, 2006). Dependendo do nível de tensão da rede CA à qual o sistema fotovoltaico será conectado, o transformador de interface deverá ter característica elevadora ou abaixadora. Uma das vantagens desse sistema é o custo reduzido por empregar apenas um conversor. Entretanto, a reduzida eficiência do sistema de MPPT centralizado e menor confiabilidade, pois uma falha no inversor interrompe toda a conversão de energia, são desvantagens que têm tornado as outras configurações mais atraentes.

As topologias *multistring* possuem as vantagens da modularidade e de um algoritmo de MPPT descentralizado para cada grupo de painéis, o que torna o sistema mais eficiente principalmente em situações de sombreamento. Outra vantagem é que se algum tipo de problema ocorrer no sistema de um conversor os outros não são afetados, dando continuidade à conversão de energia e facilitando a manutenção modular. Uma desvantagem desse sistema são as perdas mais elevadas devido ao maior número de conversores estáticos.

Na configuração *multistring* de dois estágios, mostrada na Figura 2(b), os painéis fotovoltaicos são conectados a conversores CC-CC, normalmente elevadores, que por sua vez são conectados em paralelo em um único barramento CC o qual é a entrada de um inversor centralizado.

Por fim, na topologia *multistring* de único estágio, mostrada na Figura 2(c), a conversão e a injeção de potência na rede elétrica é feita por vários inversores conectados



(a) Topologia centralizada.

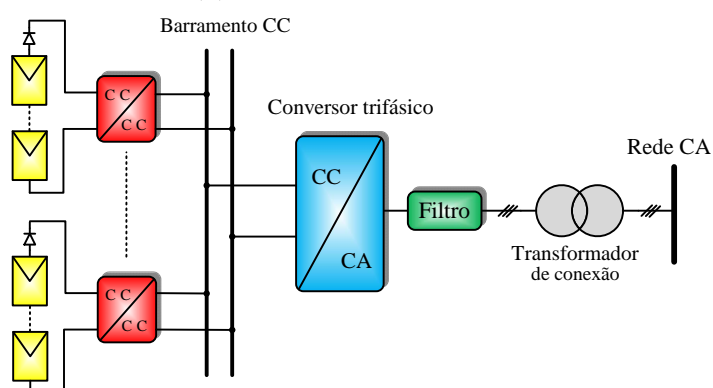
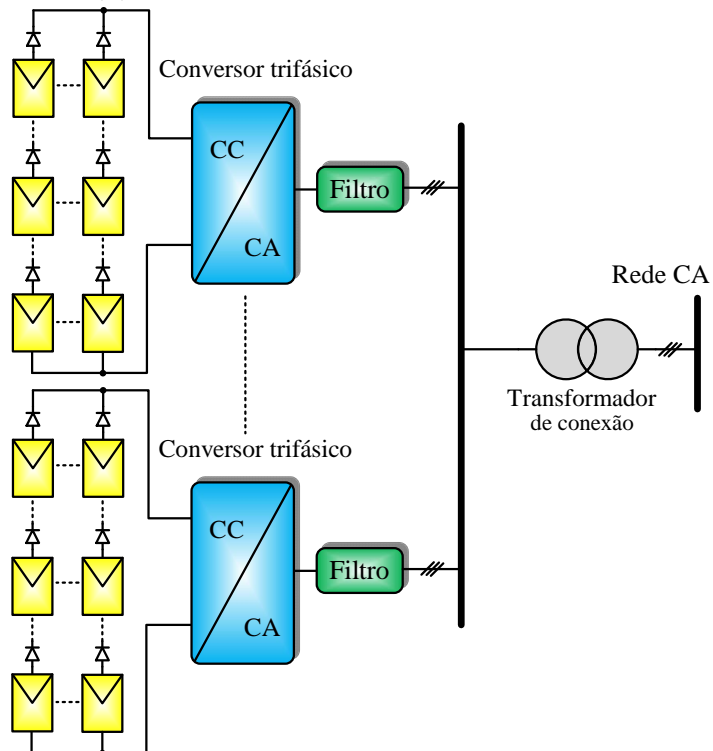
(b) Topologia *Multistring* de dois estágios.(c) Topologia *Multistring* de estágio único.

Figura 2: Diagramas esquemáticos de três topologias de sistemas de geração fotovoltaica.

em paralelo pelo barramento CA. Essa configuração possui a vantagem sobre a de dois estágios pois se ocorrer um problema em um dos inversores o sistema continua injetando energia na rede através dos outros inversores. O que não ocorre caso aconteça um problema no único inversor do sistema de dois estágios.

Independente da topologia adotada, filtros passa-baixas, de característica predominantemente indutiva, devem ser conectados aos terminais de saída dos conversores fonte de tensão VSC. No caso da utilização de conversores fonte de corrente (*Current Source Converter* (CSC)), os filtros passivos devem ser projetado com uma característica predominantemente capacitiva. Esses filtros têm a função de eliminar os harmônicos de chaveamento gerados pela operação dos conversores, evitando que esses sinais de alta frequência sejam injetados na rede elétrica (ROCKHILL et al., 2011). Desta forma, garantindo que a instalação atenda os requisitos estabelecidos por normas, padrões e códigos de rede (IEEE, 2000), (IEC 61727, 2004).

Normalmente são empregados filtros de primeira, segunda e terceira ordem, formados por um indutor (filtro tipo L), um indutor e um capacitor (filtro tipo LC) ou um indutor um capacitor e outro indutor (filtro tipo LCL), respectivamente. De uma maneira geral, quanto maior a ordem, melhor a característica de filtragem (TEODOR-ESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011).

No caso do sistema fotovoltaico em estudo neste trabalho, devido à potência de 15 kW_p disponível para pesquisas e testes, a topologia trifásica de pequenos inversores centrais de único estágio foi escolhida para investigação. Levando em consideração que as normas e recomendações internacionais como a (IEC 61727, 2004) e a (IEEE 1547, 2003) estabelecem limites para a quantidade máxima de corrente CC que pode ser injetada na rede elétrica, a solução clássica que emprega um transformador de baixa frequência será adotada. Propõe-se ainda nessa tese, a utilização apenas do transformador de conexão como circuito de interface entre o conversor estático e a rede elétrica, eliminando assim os filtros passa-baixas de saída. Na verdade serão usadas somente as indutâncias de dispersão dos transformadores de conexão como filtros de primeira ordem.

1.3 MOTIVAÇÃO DESTA PESQUISA

Com o aumento do número de conversores estáticos conectados à rede elétrica, o desenvolvimento de estratégias de controle eficientes é fundamental para garantir a operação estável dos novos SEP. Nesse sentido, as pesquisas envolvendo o projeto e implementação de reguladores robustos têm recebido muita atenção dos pesquisadores

nos últimos anos.

De uma forma geral, há uma busca por controladores de simples implementação e que apresentem desempenho dinâmico elevado e erros de regime permanente nulos. Na maioria das aplicações, esses controladores são projetados com uma malha interna de corrente para garantir uma maior robustez ao sistema de controle (KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998).

Dos diversos controladores empregados se podem citar as versões lineares PI e PR. Apesar de alguns deles já terem sido bastante estudados e desenvolvidos na literatura, uma investigação mais detalhada deve ser feita para explorar seu potencial e aumentar seu desempenho nesse nicho específico de aplicações no qual o conversor é conectado diretamente à rede elétrica. Uma outra vertente interessante envolve as combinações de dois ou mais controladores com objetivo de agregar boas características de cada estratégia de controle.

Uma segunda linha das pesquisas associadas a conexão de sistemas de geração estáticos à rede elétrica envolve o desenvolvimento de topologias de conversores com o intuito de gerar tensões de saída com múltiplos níveis e elevados índices de qualidade (RODRÍGUEZ et al., 2002). Apesar desse tópico não ser o foco principal desse trabalho, a utilização de conversores multiníveis permite reduzir o estresse sobre os semicondutores e o volume dos filtros passivos de saída, os quais podem se transformar em pontos críticos dessas instalações devido às perdas e problemas relacionados a ressonâncias harmônicas. O uso de dispositivos de amplo *bandgap* (*high-bandgap*), principalmente carbeto de silício (*Silicon Carbide* – SiC) e nitreto de gálio (*Gallium Nitride* – GaN) (HUDGINS et al., 2003), também é uma área de pesquisa bastante ativa cujo objetivo principal é melhorar a eficiência dos conversores (BIELA et al., 2011). Entretanto, os custos destes dispositivos ainda são elevados se comparados aos semicondutores convencionais.

1.4 CONTROLE DIGITAL

A utilização de plataformas como processadores digitais de sinais (*Digital Signal Processor* (DSP)) ou dispositivos lógicos programáveis (*Field-Programmable Gate Array* (FPGA)) para implementar controladores discretos em sistema envolvendo conversores estáticos de potência tornou-se muito comum nos últimos anos (MAKSIMOVIĆ; ZANE; ERICKSON, 2004). Uma das grandes vantagens da utilização dessas plataformas digitais, de uso geral ou dedicadas, é a possibilidade da implementação de leis de cont-

role sofisticadas, que levam em consideração não-linearidades, variações de parâmetros, estratégias de auto-análise e auto-sintonia, o que é muito difícil ou impossível de implementar analogicamente (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Outra característica importante é a flexibilidade inerente dos controladores digitais, que permite ao projetista modificar ou até reprogramar totalmente a estratégia de controle sem modificações na instalação física (*hardware*). Além da alta tolerância frente a ruídos e a efeitos de envelhecimento (KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998).

Contudo, em grande parte desses sistemas, os projetistas usam modelos matemáticos descritos no domínio do tempo contínuo para ajustar os parâmetros dos controladores para uma posterior implementação digital. Entretanto, as observações e conclusões obtidas para o tempo contínuo não podem ser diretamente aplicadas aos controladores digitais, que trabalham no domínio de tempo discreto, e portanto, os efeitos ou a influência do processo de digitalização não devem ser ignorados.

1.5 PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES DESTA PESQUISA

As principais contribuições desta tese de doutorado são:

- i.* Desenvolvimento de uma metodologia para a conexão de sistemas de geração fotovoltaico à rede elétrica sem a utilização de filtros passivos nos terminais de saída do conversor estático. De fato, são utilizadas somente as indutâncias de dispersão dos transformadores de conexão como interface entre a rede elétrica e o conversor fonte de tensão;
- ii.* Desenvolvimento de modelos matemáticos discretos de grandes sinais para o lado CA do conversor nas coordenadas $\alpha\beta 0$ e $dq0$ e a comparação entre os modelos no domínio de tempo contínuo e discreto;
- iii.* Obtenção de um modelo matemático discreto de pequenos sinais para o lado CC do conversor nas coordenadas $dq0$. O modelo leva em consideração sistemas desequilibrados assim como a influência da indutância e da resistência do lado CA na dinâmica do lado CC. Funções de transferência que relacionam tanto a parcela média quanto as parcelas oscilantes da tensão no barramento CC com as correntes de sequência positiva e negativa foram obtidas, possibilitando o projeto de controladores para que ambas as parcelas sejam controladas;
- iv.* Projeto de controladores ressonantes discretos de corrente nas coordenadas $\alpha\beta 0$.

Projeto e utilização de múltiplos controladores ressonantes para reduzir o conteúdo harmônico das correntes injetadas na rede devido à operação do transformador de conexão em uma região não linear;

- v. Projeto de controladores PI discretos de corrente nas coordenadas $dq0$. Proposta de um controlador repetitivo recursivo digital para ser conectado em paralelo com o controlador PI com o intuito de reduzir o conteúdo harmônico das correntes injetadas na rede, devido à operação do transformador de conexão em uma região não linear. Desenvolvimento da metodologia de projeto do controlador repetitivo baseado na estabilidade do sistema;
- vi. Projeto de um controlador PI discreto para controlar a parcela média da tensão no barramento CC;
- vii. Proposta e projeto de um controlador discreto para controlar o conversor durante faltas assimétricas (*fault-ride through*) e eliminar as oscilações de segunda harmônica no barramento CC. Assim como evitar a geração de correntes com componentes de terceira harmônica de sequência positiva durante os momentos de falta.

1.6 ORGANIZAÇÃO DA TESE

O restante desta tese está organizada da seguinte forma:

- No **Capítulo 2** é apresentada uma revisão dos controladores de corrente mais utilizados no controle de conversores fonte de tensão no modo de corrente.
- No **Capítulo 3** é feita a modelagem matemática no domínio de tempo discreto para os lados CC e CA do sistema de geração disperso fotovoltaico. Os modelos desenvolvidos serão usados para projetar os controladores do SGD fotovoltaico.
- No **Capítulo 4** são apresentadas as estratégias usadas neste trabalho para controlar o conversor VSC no modo de corrente. Metodologias de projeto no domínio de tempo discreto são detalhadas para o controle nos sistemas de coordenadas $\alpha\beta0$ e $dq0$.
- No **Capítulo 5** é abordado o projeto do controle da componentes média e oscilantes da tensão no barramento CC, durante condições normais de operação assim como durante faltas assimétricas.

- Finalmente, no **Capítulo 6**, são apresentadas as conclusões finais e considerações gerais sobre essa tese assim como propostas para trabalhos futuros.
- No **Apêndice A** é apresentado de maneira sucinta a representação de grandezas trifásicas como fasores espaciais, e sua representação nos sistemas de coordenadas $\alpha\beta$ e dq .
- No **Apêndice B** é apresentado a modelagem do lado CA do conversor no tempo contínuo, assim como a teoria das potências instantâneas para condições balanceadas e desbalanceadas.

2 CONTROLADORES DE CORRENTE PARA CONVERSORES ESTÁTICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA: UMA REVISÃO

2.1 INTRODUÇÃO

Existem duas estratégias básicas para controlar os VSC conectados à rede elétrica. A primeira é conhecida como controle no modo de tensão (*voltage-mode control*) (VMC) e domina as aplicações em altas potências como os controladores de FACTS. Nesta estratégia a injeção de potência é controlada variando-se o ângulo de fase e a amplitude das tensões de saída do VSC em relação as tensões no ponto de acoplamento comum (PAC). Apesar de simples e empregar poucas malhas de controle, deve-se prever uma estratégia auxiliar para proteger o conversor contra sobrecorrentes ou correntes de curto-circuito (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

A segunda estratégia é denominada controle no modo de corrente (*current-mode control*) (CMC). Nesta estratégia, as correntes sintetizadas pelo conversor são controladas diretamente por um compensador dedicado. Desse modo, as potências injetadas na rede elétrica são controladas pela amplitude e fase das correntes em relação à tensão no PAC. Neste caso, além do VSC estar protegido contra sobrecorrentes, ele terá uma característica robusta contra variações nos parâmetros do sistema e apresentará um desempenho dinâmico superior e preciso (KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998). Devido às vantagens mencionadas acima, aliada a outras vantagens como melhor proteção, melhor estabilidade e resposta mais rápida (KAZMIERKOWSKI; KRISHMAN; BLAABJERG, 2002), o CMC será a estratégia de controle investigada e adotada nesse trabalho.

2.2 CONTROLE NO MODO DE CORRENTE

As estratégias usadas para controlar os conversores eletrônicos no modo de corrente podem ser divididas em duas grandes categorias: (i) controladores lineares e (ii) controladores não-lineares.

Essas duas categorias podem ser subdivididas em diversas subcategorias. Na Figura

3 é mostrada uma árvore com a classificação de algumas das diversas estratégias empregadas na literatura, dentre elas estão os controladores *deadbeat* (DB), proporcional–integral (PI), proporcional–ressonante (PR), controlador repetitivo (controlador repetitivo (*repetitive controller*) (RC)), histerese, controle por modos deslizantes (*sliding mode control*) (SMC), controlador nebuloso (*Fuzzy*), controlador preditivo, entre outros.

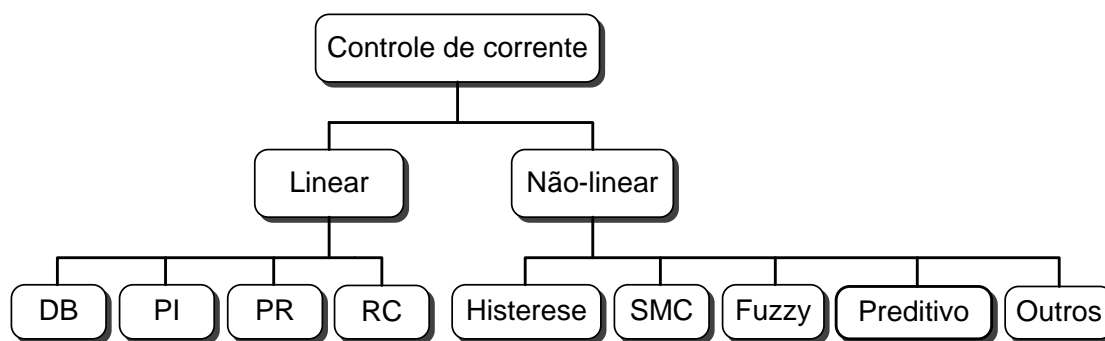


Figura 3: Classificação dos controladores de corrente.

Nas próximas seções uma revisão do estado da arte das principais técnicas será feita.

2.3 CONTROLE POR HISTERESE

O controle por histerese é uma estratégia antiga e largamente utilizada para controlar os conversores eletrônicos no modo de corrente. É uma abordagem que apresenta uma boa performance, utilizando como critérios de performance o erro de corrente e a distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion*) (THD) (BUSO; MALESANI; MATTAVELLI, 1998) e (TILLI; TONIELL, 1998). Essa boa resposta se deve ao fato da ausência de um modulador, pois os estados das chaves são obtidos diretamente do erro de corrente, o que resulta na resposta mais rápida possível do VSC (BORLE; NAYAR, 1995), (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

A idéia básica por trás do controlador de corrente por histerese é obter os sinais de comutação dos interruptores a partir da comparação do erro de corrente atual com uma banda de histerese fixa, como ilustrado na Figura 4. Apesar de simples e extremamente robusta, esta técnica apresenta várias e conhecidas características insatisfatórias (BROD; NOVOTNY, 1985) e (PAN; CHANG, 1994). Dentre elas, pode-se destacar o fato de que o controle por histerese produz uma frequência de modulação variante no tempo. Fato que, em geral, é responsável por diversos problemas que vão desde a dificuldade no projeto do filtro de saída à excitação de ressonâncias indesejadas no SEP. Outro

aspecto negativo, é que a performance do controle básico por histerese com banda fixa é afetada negativamente pela interação das correntes de cada fase em um sistema com o neutro isolado. Somados a dificuldade na proteção do conversor devido à característica randômica dos ciclos de trabalho, aumento das perdas e estresse dos semicondutores quando altas frequências de comutação são requeridas. Além da ondulação de corrente significativa quando o conversor opera em baixas frequências (BUSO; MALESANI; MATTAVELLI, 1998), (KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998) e (MALESANI; TENTI, 1990). O espalhamento de frequência ainda pode causar torques indesejados e aquecimento das máquinas elétricas (BOSE, 1990).

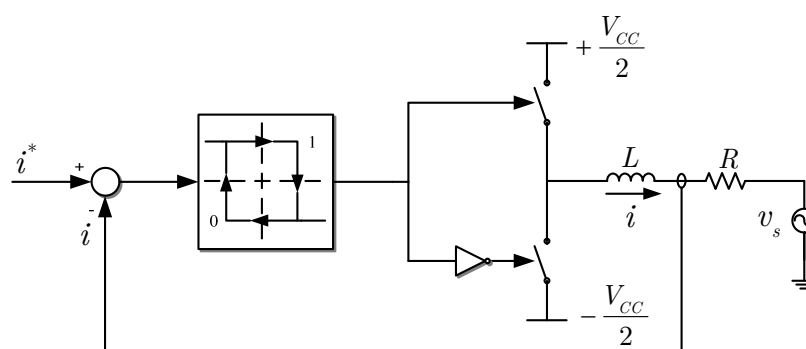


Figura 4: Diagrama de blocos do controle de corrente por histerese monofásico.

Apesar das inúmeras desvantagens citadas anteriormente, ainda hoje o controle de corrente por histerese continua sendo utilizado no controle de conversores estáticos (GUPTA, 2012), (YAO; XIAO, 2012) e (MAO et al., 2012). A longa vida desta técnica é devida às contínuas melhorias como a eliminação do acoplamento entre as fases (YAO; XIAO, 1990) e (MOHSENI; ISLAM, 2010), o emprego de histerese com banda variável, em que a flutuação da frequência de chaveamento fica limitada ou fixada em um pré-determinado valor e, desta forma, o espectro harmônico fica concentrado nas altas frequências, tendo uma característica que se assemelha à modulação PWM (RAHMAN et al., 1997), (BUSO et al., 2000) e (GEORGE; MISHRA, 2009).

Outras estratégias de controle têm sido agregadas ao controle de corrente por histerese com intuito de acompanhar os progressos tecnológicos dos conversores eletrônicos conectados à rede. Dentre elas se podem destacar: o controle da tensão do ponto central de retificadores trifásicos de três níveis (DALESSANDRO; ROUND; KOLAR, 2008); desenvolvimento de vários níveis de banda de histerese para reduzir as componentes harmônicas e a frequência de chaveamento (PAN; HUANG; LI, 2004); aplicação a conversores multiníveis (SRIKANTHAN; MISHRA; RAO, 2009) e (SHUKLA; GHOSH; JOSHI, 2011); aplicação do controle de corrente por histerese melhorado no controle de turbinas eóli-

cas com gerador de indução duplamente alimentado (*Doubly-Fed Induction Generators*) (DFIG) (MOHSENI; ISLAM; MASOUM, 2011); controle no modo de corrente por histerese no sistema de coordenadas síncrono baseado no vetor espacial (SUUL et al., 2011).

Apesar do controle por histerese ser essencialmente analógico em sua origem, avanços nos processadores digitais possibilitaram a implementação desse tipo de controle de forma totalmente digital (STEFANUTTI; MATTAVELLI, 2006).

2.4 CONTROLADOR DEADBEAT

O controlador *deadbeat* pertence à família de controladores preditivos (TIMBUS et al., 2009), sendo exclusivamente digital (MOUDGALYA, 2007). Este compensador calcula a variável de controle para períodos posteriores ao atual, de forma que o erro entre o sinal de referência e a saída da planta seja eliminado após um número fixo de amostras.

A função de transferência de malha fechada de uma planta com um controlador *deadbeat* pode ser escrita como:

$$G_{mf}(z) = \frac{C_{db}(z)G(z)}{1 + C_{db}(z)G(z)}, \quad (2.1)$$

em que $C_{db}(z)$ é a função de transferência do controlador *deadbeat* e $G(z)$ é a função de transferência da planta no tempo discreto.

Nas aplicações de controladores *deadbeat* no controle de conversores estáticos, o tempo necessário para eliminar o erro depende dos atrasos intrínsecos da planta que são os: tempo de processamento, o tempo de modulação e tempo morto no disparo dos interruptores semicondutores (MOUDGALYA, 2007) e (MATTAVELLI, 2005). Pode-se então reescrever a função de transferência de malha fechada como:

$$G_{mf}(z) = z^{-k}, \quad (2.2)$$

em que $k \geq 1$ e $k = T_m/T_s$, sendo T_m o tempo morto do sistema e T_s o período de amostragem. Substituindo (2.2) em (2.1) pode-se reescrever a função de transferência do controlador *deadbeat* como:

$$C_{db}(z) = \frac{z^{-k}}{(1 - z^{-k})G(z)}. \quad (2.3)$$

A análise de (2.3) mostra que após z^{-k} atrasos o controlador *deadbeat* apresenta um modelo inverso da planta, isto é, reduzindo (2.1) para $G_{mf}(z) = 1$. Essa característica garante uma resposta dinâmica extremamente rápida para a planta com o controlador *deadbeat*, sendo possível rastrear sinais senoidais com uma boa precisão. Consequentemente o seu uso nas aplicações de conversores conectados à rede elétrica CA se torna vantajoso. Contudo, eles possuem a desvantagem de serem muito sensíveis a incertezas não modeladas, às variações paramétricas da planta e aos ruídos de medição (EMADI et al., 2009), (MALESANI; MATTAVELLI; BUSO, 1999) e (TIMBUS et al., 2009).

Diversas melhorias já foram propostas com o objetivo de suprimir ou diminuir os efeitos dessas limitações. A maioria delas é baseada na adição de observadores ou estimadores para compensar os atrasos computacionais, não-linearidades da planta, melhorar a rejeição de distúrbios ou reduzir a sensibilidade devido a incertezas na planta (YOKOYAMA; KAWAMURA, 1994), (G.K.HUNG; C.C.CHANG; C.L.CHEN, 2001), (MATTAVELLI, 2005), (MOHAMED; EL-SAADANY, 2007), (MORENO et al., 2009), (WEST; LORENZ, 2009), (HUERTA et al., 2010) e (LEE et al., 2011).

2.5 CONTROLADOR PROPORCIONAL-INTEGRAL

O controlador PI é uma das técnicas de controle mais estudadas, conhecidas e bem estabelecidas na literatura, possuindo uma ampla aplicação prática. Ele normalmente é utilizado para rastrear sinais estacionários ou que variam lentamente no tempo (OGATA, 1995). Desta maneira, o controlador PI quando utilizado para rastrear sinais senoidais, como a corrente saída de um inversor, implicará em erros de fase e de amplitude que podem ser explicados pelo princípio do modelo interno (MOUDGALYA, 2007).

Yazdani e Iravani (2010) mostram que o erro de regime de um controlador PI, cuja função de transferência é dada por

$$C_{pi}(s) = k_p + \frac{k_i}{s}, \quad (2.4)$$

quando empregado para controlar um VSC no modo de corrente, depende da faixa de passagem do sistema de malha fechada. Assumindo a seguinte corrente de referência

$$i^*(t) = \hat{I} \cos(\omega_i t + \phi) \mathbb{U}(t), \quad (2.5)$$

em que \hat{I} e ϕ são a amplitude e o ângulo de fase inicial da corrente de referência,

respectivamente; ω_i é a frequência do sinal e $\mathbb{U}(t)$ é a função degrau unitário. A corrente sintetizada pelo conversor possuirá a seguinte forma

$$i(t) = \frac{\hat{I}}{\sqrt{1 + (\tau\omega_i)^2}} \cos(\omega_i t + \phi + \lambda_i), \quad (2.6)$$

em que o deslocamento de fase é dado por

$$\lambda_i = -\tan^{-1}(\tau\omega_i), \quad (2.7)$$

sendo $1/\tau$ a faixa de passagem do sistema em malha fechada.

As equações (2.6) e (2.7) sugerem que se um controlador PI é empregado para seguir um sinal senoidal, a corrente $i(t)$ segue a referência $i^*(t)$ com erros tanto de amplitude quanto de fase.

Com base na análise anterior, um sinal de comando senoidal poderia ser sintetizado com atenuação e atraso de fase desprezíveis, se a constante de tempo τ for suficientemente pequena. Entretanto, a escolha do valor de τ muito pequeno, ou seja, fazer com que o sistema de malha fechada possua uma constante de tempo consideravelmente pequena, pode não ser possível devido a limitações práticas (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Por exemplo, um controlador de corrente com uma constante de tempo de malha fechada $\tau = 2 \text{ ms}$ é considerada rápida o suficiente para controlar grande parte dos conversores eletrônicos de alta potência conectados à rede. Na Figura 5 é mostrado o resultado de simulação da corrente sintetizada por um conversor com um controlador PI com essas características. O conversor rastreia um sinal de referência de corrente senoidal de 60 Hz com uma atenuação de amplitude de 20% e um atraso de fase de 37° .

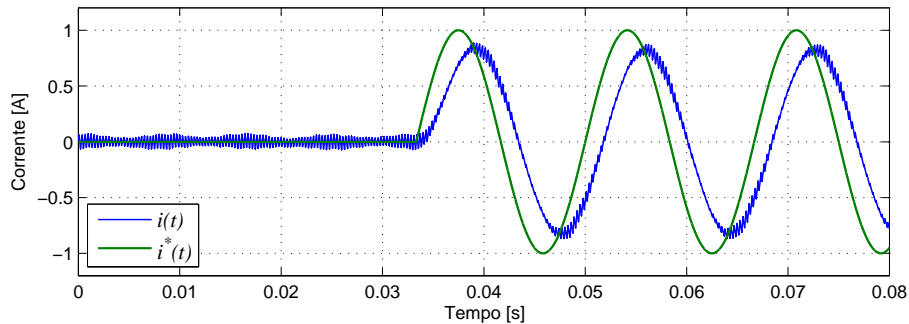


Figura 5: Erro de fase e amplitude em estado permanente quando um controlador PI é empregado para seguir sinais senoidais.

Para contornar o problema descrito no parágrafo anterior, se pode usar a transformação de Park (PARK, 1929) (Apêndice A) para referenciar as tensões e correntes num sistema de coordenadas girante, também denominado sistema de coordenadas síncrono ou simplesmente sistema $dq0$ (SCHAUDER; CADDY, 1982), (ROWAN; J.KERKMAN, 1986) e (LEHN; IRAVANI, 1998). Essa transformação garante um comportamento estacionário para os sinais de tensão e corrente do conversor, possibilitando projetar os controladores PI para obter um ganho unitário para sinais senoidais, garantindo assim um erro de estado estacionário nulo em malha fechada.

A frequência síncrona ω_0 utilizada na transformação de Park deve ser ajustada para ser igual à frequência da rede elétrica, ou da componente harmônica h , que se deseja controlar. Ou seja, $\omega_0 = h\omega_1$, onde $\omega_1 = 2\pi f_1$, sendo f_1 a frequência fundamental da rede. Essa frequência deve ser estimada, juntamente com ângulo de fase θ_1 das tensões do ponto de conexão do conversor, por um circuito de sincronismo (*Phase-Locked Loop* (PLL)) que pode ser implementado digitalmente em um DSP (CHUNG, 2000) e (ROLIM; COSTA; AREDES, 2006). Para componentes de sequência negativa deve-se utilizar $\omega_0 = -h\omega_1$ (YAZDANI; IRAVANI, 2006).

Apesar da utilização da transformação de Park ser benéfica no que diz respeito à simplicidade do controlador que pode ser empregado, ela introduz acoplamentos entre as correntes e tensões de eixo direto (d) e em quadratura (q) quando existem indutores e capacitores no circuito (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002). Esses acoplamentos devem ser compensados para evitar uma redução do desempenho e o comprometimento da resposta transitória do conversor (BRIZ; DEGNER; LORENZ, 2000).

A Figura 6 mostra um diagrama de blocos simplificado do controle de corrente nas coordenadas dq de um conversor trifásico, fonte de tensão com filtro de saída de primeira ordem, em que L e R são a indutância e a resistência série do filtro de saída. Nota-se que além do controlador PI, representado pela função de transferência $C_{pi}(s)$, é feito um desacoplamento entre os eixos direto e em quadratura. Maiores detalhes sobre a obtenção desse diagrama de blocos são apresentados em (ALMEIDA, 2011).

Pesquisas recentes, baseadas no controle de conversores nas coordenadas síncronas, têm investido na melhoria do desacoplamento entre os eixos (KHAJEHODDIN et al., 2011) e (REYES et al., 2012), na rejeição de distúrbios (BAHRANI; KENZELMANN; RUFER, 2011) e no incremento da estabilidade em sistema em malha fechada (BAHRANI et al., 2013).

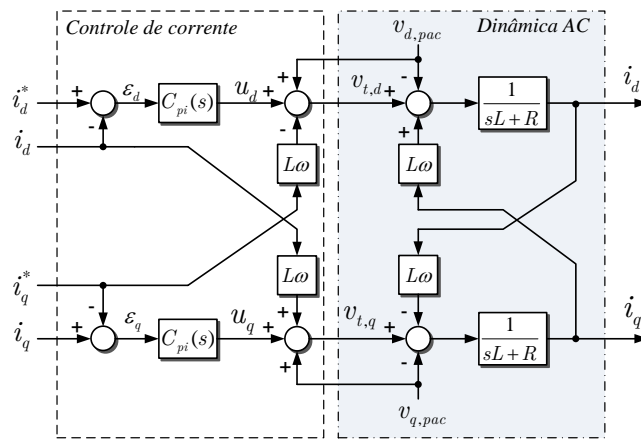


Figura 6: Diagrama de blocos simplificado do controle de corrente nas coordenadas dq .

2.6 CONSIDERAÇÕES SOBRE A IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DO CONTROLADOR PI

Na implementação digital pode-se usar diferentes métodos para discretizar a função de transferência do controlador PI (KOWALCZUK, 1993). Na Tabela 1 estão mostrados as relações entre as frequências complexas, no tempo contínuo e no tempo discreto, para os principais métodos de discretização ou integração discreta (EMADI et al., 2009).

Para o caso do controlador PI, os métodos de discretização não apresentam uma grande diferença em termos de resposta dinâmica e estabilidade se a frequência de amostragem for grande o suficiente. De uma maneira geral, para um limite de 3% de distorção em relação à resposta no domínio de tempo contínuo, tem-se que a razão f_s/f entre a frequência de amostragem (f_s) e a frequência de interesse (f) deve ser maior que 20 para os métodos de Euler e maior que 10 para o método de Tustin (BUSO; MATTAVELLI, 2006). Como consequência, o método bilinear, também denominado método de integração trapezoidal é o mais empregado na implementação digital de controladores do tipo PI devido ao erro de fase nulo apresentado, independente da frequência de amostragem.

Um outro ponto importante na implementação digital dos controladores PI é a utilização de técnicas *anti-reset windup* para evitar que a parcela integral continue acumulando erro durante os períodos em que a saída do controlador atinja os limites de saturação. Maiores detalhes sobre essa técnica são apresentados em (MOUDGALYA, 2007) e (OGATA, 1995).

Tabela 1: Principais métodos de discretização.

Método	Equivalência
<i>Zero-pole matching</i>	$z = e^{sT_s}$
Euler progressivo	$s = \frac{1}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{z^{-1}}$
Euler regressivo	$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_s}$
Bilinear (Tustin)	$s = \left(\frac{2}{T_s}\right) \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$
<i>Prewarping</i> Bilinear	$s = \left[\frac{h\omega}{\tan\left(\frac{h\omega T_s}{2}\right)}\right] \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$
<i>Zero-order hold</i>	$X(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \mathfrak{L}^{-1} \left[\frac{X(s)}{s} \right] \Big _{t=kT_s} \right\}$
<i>First-order hold</i>	$X(z) = \frac{(1 - z^{-1})^2}{z^{-1}T_s} \mathcal{Z} \left\{ \mathfrak{L}^{-1} \left[\frac{X(s)}{s^2} \right] \Big _{t=kT_s} \right\}$
Invariância ao impulso	$X(z) = T_s \mathcal{Z} \left\{ \mathfrak{L}^{-1} [X(s)] \Big _{t=kT_s} \right\}$

2.7 CONTROLADOR PROPORCIONAL-RESSONANTE

O controlador PR foi inicialmente proposto como um regulador de sinais senoidais (ZMOOD; HOLMES; BODE, 2001). Ele introduz um ganho infinito na frequência de ressonância selecionada de maneira a eliminar o erro de regime permanente do sinal rastreado nesta frequência.

Portanto esse controlador é conceitualmente similar a um integrador que possui um ganho muito grande em corrente contínua (CC) e garante um erro de regime permanente nulo para sinais nesta frequência (TEODORESCU et al., 2006). Assim, a parcela ressonante do controlador PR pode ser vista como um integrador generalizado de sinais CA (YUAN et al., 2002). A função de transferência no domínio da frequência complexa do controlador PR é dada por:

$$C_{PR}(s) = k_p + k_{i,r} \left(\frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \right), \quad (2.8)$$

em que k_p , $k_{i,r}$ e ω_0 são os ganhos proporcional, integral e a frequência de ressonância

(frequência do sinal a ser seguido) do controlador, respectivamente.

Como o valor da constante k_p afeta igualmente os sinais em todo o espectro de frequência ela normalmente é projetada da mesma forma que em um controlador PI. A mesma basicamente determina a dinâmica do sistema em termos da faixa de passagem, margem de fase e ganho. Na Figura 7 é mostrada a resposta em frequência do controlador ressonante descrito por (2.8). Nota-se que o controlador proporciona um ganho infinito e deslocamento de fase nulo na frequência de ressonância.

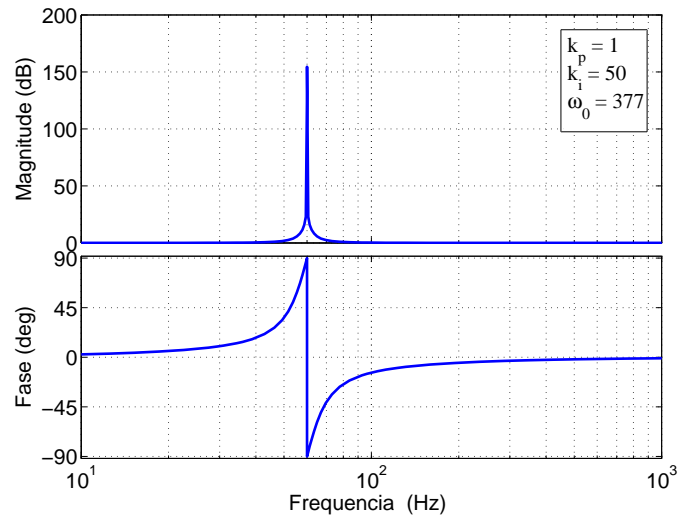


Figura 7: Resposta em frequência do controlador ressonante ideal.

O controlador ressonante é equivalente à implementação de dois controladores PI em dois sistemas de coordenadas síncronos, um de sequência positiva e um de sequência negativa (MATTAVELLI, 2001a) e (TEODORESCU et al., 2006). Conseqüentemente, o controlador PR é capaz de seguir referências senoidais de uma frequência específica, tanto de sequência positiva quanto negativa, com erro de estado estacionário nulo. Outra vantagem desse controlador sobre o PI nas coordenadas síncronas é que não existe acoplamento cruzado entre as variáveis de controle, se implementado no sistema de coordenadas estacionário.

Para evitar problemas relacionados com o ganho infinito na frequência de ressonância do controlador PR, pode-se modificar (2.8) reescrevendo a função de transferência do controlador conforme mostrado a seguir:

$$C_{PR,ni}(s) = k_p + k_{i,r} \left(\frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \right), \quad (2.9)$$

em que ω_c é a faixa de passagem da parcela ressonante. Essa nova função de transferência possui um ganho finito, como ilustrado na Figura 8, entretanto relativamente

elevado para garantir um erro de regime desprezível na frequência de ressonância.

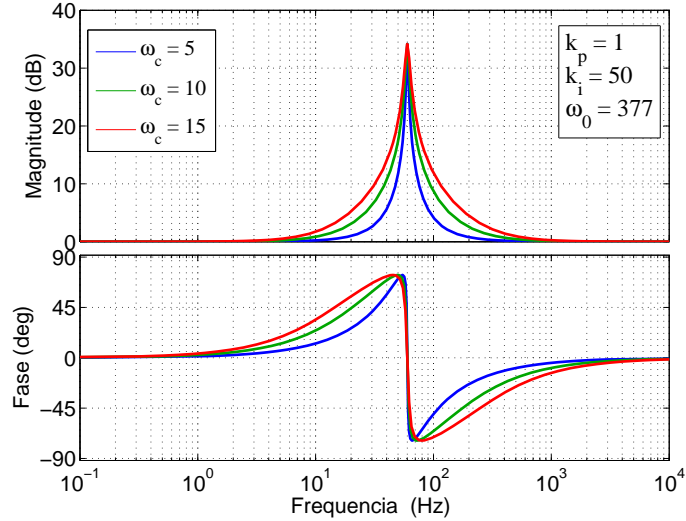


Figura 8: Resposta em frequência do controlador ressonante modificado (não ideal) para diferentes valores de ω_c .

Uma das vantagens do controlador PR modificado sobre o ideal é que a faixa de passagem da parcela ressonante pode ser aumentada conforme ilustrado na Figura 8. Assim, escolhendo ω_c de forma apropriada pode-se reduzir a sensibilidade do controlador frente a pequenas variações na frequência de um SEP típico, sem a necessidade de tornar o controlador adaptativo em frequência.

Uma terceira formulação do controlador PR baseada no princípio do modelo interno, é baseada na transformada de *Laplace* do seno, como mostrada a seguir:

$$C'_{PR}(s) = k_p + \frac{k_{i,r}}{s^2 + \omega_0^2}, \quad (2.10)$$

A função de transferência dada por (2.10) não é muito empregada pois não possui um zero em $s = 0$. Essa característica resulta em uma resposta dinâmica relativamente mais lenta para o sistema compensado (FUKUDA; YODA, 2001).

Como a parcela ressonante possui um alto ganho na frequência central de ressonância e praticamente não tem influência nas outras frequências, essa característica torna possível a operação de múltiplos controladores ressonantes juntos, normalmente organizados paralelamente, sem reduzir a margem de fase do sistema, o que poderia causar instabilidades.

A Figura 9 mostra a resposta em frequência de múltiplos controladores ressonantes em paralelo. Pode ser observado na mesma que cada controlador proporciona um alto

ganho na frequência de ressonância, mantendo um ângulo de fase zero nas frequências de ressonância de cada controlador e nas altas frequências.

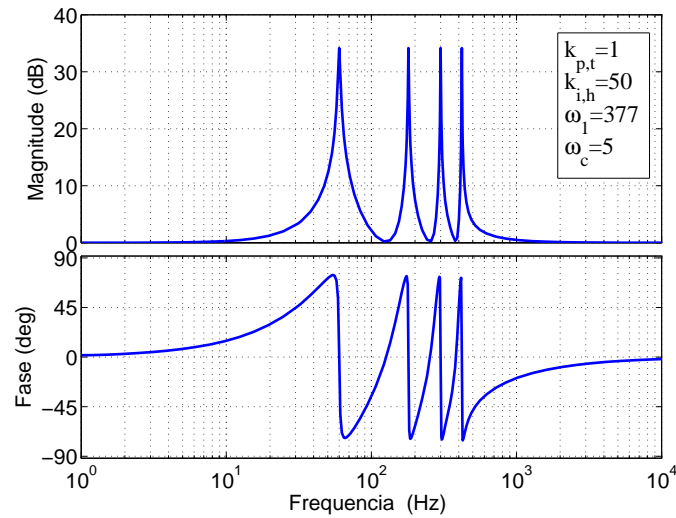


Figura 9: Resposta em frequência de múltiplos controladores ressonantes não-ideais sintonizados para compensar as 1°, 3°, 5°, e 7° componentes harmônicas, sendo $\omega_1 = 377rad/s$.

2.8 CONTROLADOR RESSONANTE NO SISTEMA DE COORDENADAS SÍNCRONO

Os controladores ressonantes, projetados no sistema de coordenadas estacionário, podem ser usados para garantir que uma determinada componente harmônica de ordem h , de sequência positiva ou negativa, seja rastreada com um erro nulo de regime permanente com objetivos de compensar um desbalanço da rede elétrica (ZMOOD; HOLMES; BODE, 2001).

Entretanto, quando esse controlador é implementado no sistema de coordenadas síncrono, os integradores generalizados podem ser ainda mais eficientes, compensando duas componentes harmônicas simultaneamente (NEWMAN; ZMOOD; HOLMES, 2002), (ZMOOD; HOLMES, 2003), (BOJOI et al., 2005) e (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006).

Um filtro ativo de potência (APF) é um bom exemplo da aplicação desta estratégia, em que o mesmo é utilizado para compensar alguns harmônicos gerados por um retificador de seis pulsos. Esse tipo de equipamento eletrônico consome uma corrente com elevado conteúdo harmônico, sendo o 5° e o 7° os harmônicos característicos mais significativos. Uma possibilidade de se compensar essas componentes é empregar dois controladores ressonantes (para cada eixo) no sistema de coordenadas estacionário,

cujas frequências centrais são $5\omega_1$ e $7\omega_1$. Outra possibilidade é utilizar dois compensadores do tipo PI em dois sistemas de coordenadas síncronos cujas frequências de rotação são $-5\omega_1$ e $7\omega_1$, sabendo que a quinta harmônica é de sequência negativa e a sétima é de sequência positiva. As duas estratégias mencionadas anteriormente necessitam de dois controladores para que a compensação seja eficiente, ou seja, um para cada harmônica. Uma terceira opção, é implementar um controlador ressonante sintonizado em $6\omega_1$ no sistema de coordenadas síncrono que gira com uma frequência ω_1 . Isto é possível pois o quinto harmônico de sequência negativa e o sétimo harmônico de sequência positiva se transformam no sexto harmônico no sistema de coordenadas síncrono, pois $-5\omega_1 - \omega_1 = -6\omega_1$ e $7\omega_1 - \omega_1 = 6\omega_1$. Desta forma, apenas um controlador ressonante é capaz de compensar as duas componentes harmônicas ao mesmo tempo (BOJOI et al., 2005) e (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006).

De uma maneira geral, controladores ressonantes implementados em um sistema de coordenadas síncrono que gira em sincronismo com a componente fundamental de sequência positiva das tensões da rede (ω_1), quando sintonizados nas frequências $6k\omega_1$, em que ($k = 1,2,3\dots$), são capazes de compensar as componentes harmônicas $(6k \pm 1)\omega_1$ (BOJOI et al., 2005).

2.9 CONSIDERAÇÕES SOBRE A IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DO CONTROLADOR PR

Um ponto crítico da implementação digital dos controladores ressonantes é o método de discretização adotado devido à existência do par de polos sobre o eixo imaginário. Neste caso as regras estabelecidas anteriormente para os controladores PI não são aplicáveis, pois os métodos de baixa ordem (*i.e.* Euler e Tustin) não apresentam respostas satisfatórias devido ao deslocamento do par de polos complexos e consequentemente dos picos de ressonância (YEPES et al., 2010).

Devido à sua banda estreita e ao ganho muito elevado na frequência de ressonância, os PR são muito sensíveis ao processo de discretização. Um pequeno deslocamento na posição dos polos ressonantes provoca uma redução significativa na capacidade do controlador. Ou seja, um deslocamento na frequência de ressonância do controlador torna efeito a parcela ressonante desprezível, fazendo que o controlador PR se comporte apenas como um controlador proporcional (YUAN et al., 2002).

Yepes et al. (2010) mostraram que alguns métodos de discretização causam um deslocamento dos polos, resultando em um desvio na frequência em que o ganho infinito

ocorre com relação à frequência de ressonância do projeto no tempo contínuo. Esses erros se tornam mais significantes quando a frequência de ressonância aumenta. Na prática, pode-se dizer que a maioria dos métodos de discretização resultam em uma resposta satisfatória quando o objetivo é rastrear sinais com componentes harmônicas de baixa frequência (YEPES et al., 2010).

A discretização também tem efeito sobre a alocação dos zeros do controlador, modificando a sua distribuição em relação à função de transferência no tempo contínuo. Essas discrepâncias não devem ser ignoradas pois elas tem uma relação direta com a estabilidade do controlador. Conforme mencionado anteriormente, os controladores ressonantes são baseados na transformada de *Laplace* da função *coseno* devido ao fato que a presença do zero melhora a estabilidade do controlador (FUKUDA; YODA, 2001). De uma forma similar, os zeros mapeados por cada técnica de discretização afetaram a estabilidade de uma maneira distinta sendo sempre muito importante empregar o método mais adequado pelos critérios de estabilidade e desempenho.

Outro ponto importante no projeto dos controladores ressonantes é que o atraso computacional devido ao tempo de processamento do algoritmo do controlador afeta significativamente o desempenho do PR para altas frequências de ressonância, podendo causar instabilidades. Portanto, para seguir componentes harmônicas de ordem mais elevada, uma estratégia que compense os atrasos deve ser incorporada ao algoritmo do controlador (YUAN et al., 2002) e (BOJOI et al., 2005).

Em (YEPES et al., 2010) é feita uma exaustiva análise sobre os efeitos dos métodos de discretização, resumidos na Tabela 1, na implementação do controlador ressonante ideal. Algumas conclusões obtidas nesse estudo são resumidas a seguir:

- i.* Os métodos de Euler progressivo e regressivo não são apropriados para discretizar controladores ressonantes ideais, pois eles não mapeam os polos sobre o círculo unitário. Ou seja, são incapazes de proporcionar ganhos infinitos. Os outros métodos por sua vez são eficazes no que diz respeito a obter ganhos infinitos nas frequências de ressonância.
- ii.* A implementação discreta baseada na transformação *Tustin* dá origem a um erro de estado estacionário significativo devido ao deslocamento dos polos. Esse erro aumenta com o aumento da ordem do harmônico. Portanto, eles não são recomendados para seguir sinais com alta frequência. Entretanto, esses desvios podem ser negligenciados quando aplicados à componente fundamental e harmônicos de baixa ordem.

- iii. Implementações baseadas nos métodos de discretização *Zero-order hold*, *First-order holder* (FOH), *impulse invariant*, *Tustin with prewarping* e *Zero-pole matching* proporcionam uma localização precisa dos picos de ressonância, mesmo para frequências de amostragem reduzidas e para altas frequências de ressonância. Conseqüentemente, eles são mais apropriados para se obter erros de estado estacionário nulos.
- iv. Os métodos que fornecem uma implementação discreta efetiva para a compensação de atrasos são FOH, *Tustin with prewarping* e *Impulse invariant*. As outras técnicas podem facilmente levar o sistema à instabilidade devido à grande diferença que elas produzem na resposta em frequência perto dos picos de ressonância.

2.10 CONTROLADOR REPETITIVO

O controle repetitivo é baseado no princípio do modelo interno (FRANCIS; SEBAKHY; WONHAM, 1974). Este princípio diz que, para garantir um erro de regime permanente nulo para um dado sinal de referência, deve-se ter uma cópia do sinal a ser seguido incluído na função de transferência em malha fechada da planta (FRANCIS; WONHAM, 1976) e (LANGARI, 1997). Assim, o controlador repetitivo é basicamente um gerador de sinais periódicos, que pode ser tanto recursivo (ZHOU; WANG, 2003) quanto baseado na Transformada Discreta de Fourier (DFT) (MATTAVELLI, 2001b) e (MATTAVELLI; MARAFÃO, 2004).

2.10.1 CONTROLADOR REPETITIVO RECURSIVO

O controlador repetitivo recursivo é composto por uma malha de realimentação positiva formada por atrasos temporais, que adiciona ao sinal de erro atual os erros de períodos anteriores, como ilustrado na Figura 10 (MICHELS; PINHEIRO; GRÜNDLING, 2004), (MICHELS; GRÜNDLING, 2005), (WU; PANDA; XU, 2010), (GHETTI et al., 2010) e (WU; ZHOU; SHE, 2011).

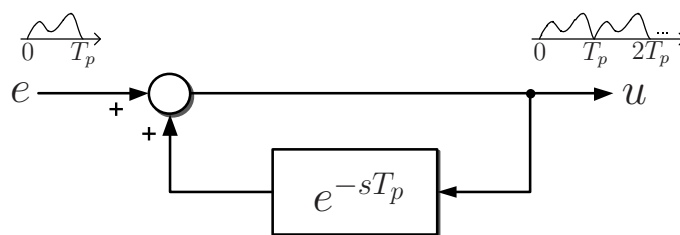


Figura 10: Estrutura básica de uma malha repetitiva no tempo contínuo.

Basicamente, um sinal periódico com um período T_p pode ser decomposto na série de Fourier como

$$y(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} a_h e^{j \frac{2k\pi t}{T_p}}, \quad (2.11)$$

em que a_h são os coeficientes da série (COSTA-CASTELLÓ; NEBOT; GRIÑÓ, 2005).

Portanto, baseado no princípio do modelo interno, a seguinte função de transferência deve ser incluída na malha de controle

$$Y(s) = \frac{1}{s} \prod_{k=1}^{\infty} \frac{\left(\frac{2k\pi}{T_p}\right)^2}{s^2 + \left(\frac{2k\pi}{T_p}\right)^2}, \quad (2.12)$$

que pode ser reescrita na forma compacta

$$Y(s) = \frac{T_p \cdot e^{-\frac{T_p s}{2}}}{1 - e^{-T_p s}}. \quad (2.13)$$

Como o termo $T_p \cdot e^{-T_p s/2}$ é um atraso com ganho T_p , é suficiente incluir o termo $1/(1 - e^{-T_p s})$ no interior da malha de controle (COSTA-CASTELLÓ; NEBOT; GRIÑÓ, 2005). Essa função de transferência pode ser implementada através de uma malha de realimentação positiva com $e^{-T_p s}$ na realimentação, como mostrado na Figura 10.

Do ponto de vista da frequência, a função de transferência (2.13) possui ganhos infinitos nas frequências (k/T_p) , $\forall k \in \mathbb{Z}$. Essa propriedade assegura um erro nulo em estado permanente nestas frequências em malha fechada.

A implementação de atrasos no tempo contínuo é uma tarefa complicada. Felizmente, a implementação de atrasos temporais no tempo discreto é relativamente simples. Desta forma, a função de transferência que deve ser incluída na malha de controle no sistema discreto é

$$C_{rc}(z) = k_{rc} \frac{z^{-N}}{1 - z^{-N}} = k_{rc} \frac{1}{z^N - 1}, \quad (2.14)$$

em que $N = T_p/T_s \in \mathbb{N}$, T_s é o período de amostragem e k_{rc} é um ganho que define a largura dos picos de ressonância em malha aberta em torno de cada frequência múltipla de $1/(NT_s)$, e portanto, a resposta transitória e as margens de estabilidade. Deve-se ter em mente que, teoricamente, apenas os harmônicos abaixo na frequência de Nyquist

($\omega_{nyq}/2 = \pi/T_s$) podem ser compensados. Na Figura 11 é mostrado o diagrama de blocos da implementação da malha repetitiva no tempo discreto. Já na Figura 12 é ilustrada a resposta em frequência do controlador repetitivo no tempo discreto.

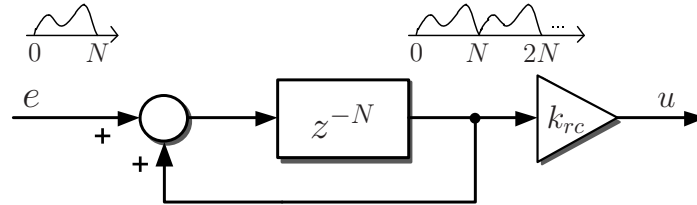


Figura 11: Estrutura básica de uma malha repetitiva no tempo discreto.

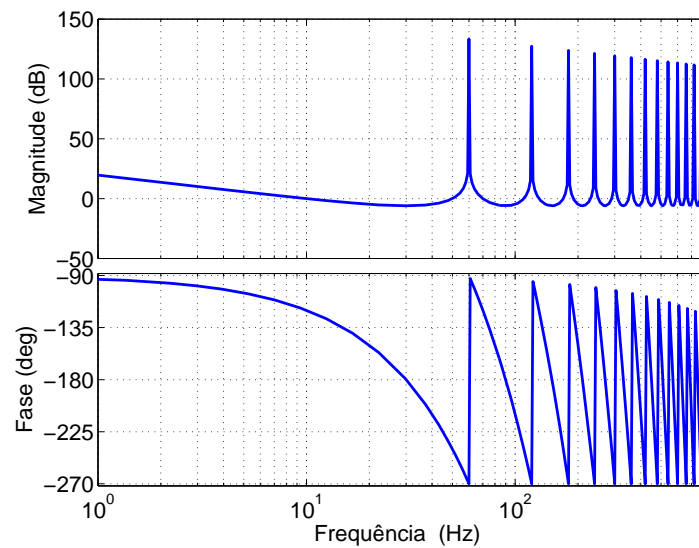


Figura 12: Resposta em frequência da malha repetitiva no tempo discreto, $f_1 = 60\text{Hz}$ para $T_s = 1/12000$, $N = 200$ e $k_{rc} = 1$.

Alternativamente, o controlador repetitivo pode ser visto como um gerador de infinitas senoides com um período de NT_s e todos os seus múltiplos inteiros, em que N é o número de atrasos introduzidos. Isto é devido à localização dos pólos de (2.14) sobre o círculo unitário, como ilustrado na Figura 13.

Usualmente, a implementação de (2.14) na sua forma básica leva à instabilidade, devido ao fato de que o controlador amplifica sinais de alta frequência presentes no sinal de entrada. Frequências nas quais existe um grande atraso de fase, normalmente introduzido pela planta e estão presentes incertezas e não linearidades não modeladas. Para assegurar as margens de estabilidade, um filtro com avanço de fase de m amostras e os filtros $F_{pb1}(z)$ e $F_{pb2}(z)$ podem ser introduzidos (ZHANG et al., 2008), dando origem à seguinte função de transferência para o controlador

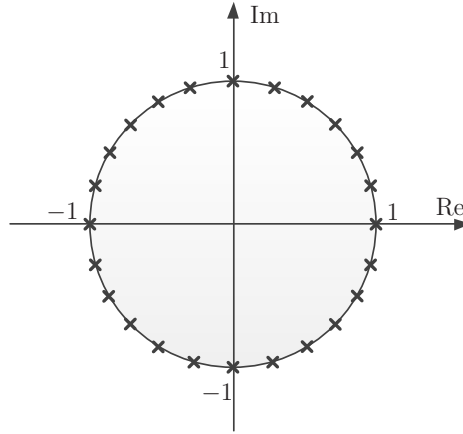


Figura 13: Mapa de polos e zeros da função de transferência (2.14) para $N = 24$.

$$C'_{rc}(z) = k_{rc} F_{pb1}(z) \frac{z^{-N+m}}{1 - F_{pb2}(z)z^{-N}}. \quad (2.15)$$

As funções $F_{pb1}(z)$ e $F_{pb2}(z)$ são filtros passa-baixa utilizados para atenuar os ganhos introduzidos pelo controlador com o aumento da frequência, garantindo assim, a estabilidade do sistema (BUSO; MATTAVELLI, 2006). Na realidade, com a inclusão do filtro $F_{pb2}(z)$ os polos de alta frequência são deslocados para o interior do círculo unitário conforme ilustrado na Figura 14. Essa modificação provoca uma atenuação dos picos do controlador repetitivo nas frequências de ressonância. Os zeros e os polos a mais em relação a Figura 13 foram introduzidos pelo filtro passa-baixas.

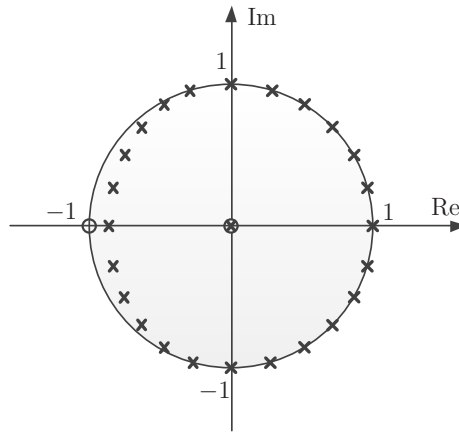


Figura 14: Mapa de polos e zeros do controlador repetitivo, para $N = 24$ e com a inclusão de filtro passa-baixas $F_{pb2}(z)$ do tipo $l_i z + l_0 + l_i z^{-1}$.

Em algumas aplicações, como em conversores com filtro de saída *LCL*, F_{pb1} pode ser projetado com característica rejeita-faixa (*notch*) para evitar ressonâncias introduzidas pela planta (ZHANG et al., 2003). Na maioria das vezes, apenas um dos dois filtros passa-

baixas é implementado $F_{pb1}(z)$ (ZHOU; WANG, 2001), (ZHOU; WANG, 2002b), (ZHOU; WANG, 2003), (WU; PANDA; XU, 2008) e (WU; PANDA; XU, 2010) ou $F_{pb2}(z)$ (WEISS et al., 2004), (ESCOBAR et al., 2006) e (BOLOGNANI et al., 2008). Em outros trabalhos, uma combinação dos dois filtros é utilizada para uma sintonia mais precisa (TZOU et al., 1997), (TZOU; JUNG; YEH, 1999), (YE et al., 2006), (GARCÍA-CERRADA et al., 2007) e (DELGHAZI; YAZDANI, 2011).

Na Figura 15 é mostrado o diagrama de blocos da implementação do controlador repetitivo com a inclusão dos filtros passa-baixas.

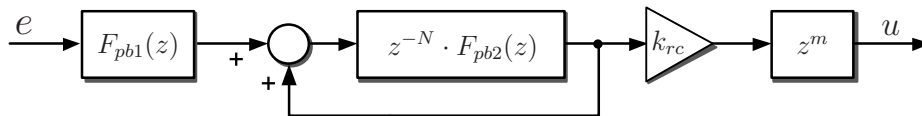


Figura 15: Diagrama de blocos do controlador repetitivo com a inclusão dos filtros passa-baixa.

Tipicamente, em aplicações onde apenas harmônicos ímpares estão presentes, um atraso de apenas $N/2$ amostras pode ser utilizado (BOTTERÓN, 2005) e (COSTA-CASTELLO et al., 2009). Neste caso a realimentação deve ser negativa conforme ilustrado no diagrama de blocos da Figura 16. Essa mudança gera picos de ganho apenas nas harmônicas ímpares, conforme pode ser observado na Figura 18, devido a localização dos seus polos diferentemente do controlador original onde os picos aparecem em todas as frequências múltiplas da fundamental. Seguindo metodologias semelhantes outras alterações já foram propostas com objetivo de compensar apenas as componentes harmônicas de ordem par, diminuir o número de polos, retirar polos específicos etc.. (BOTTERÓN; PINHEIRO, 2007).

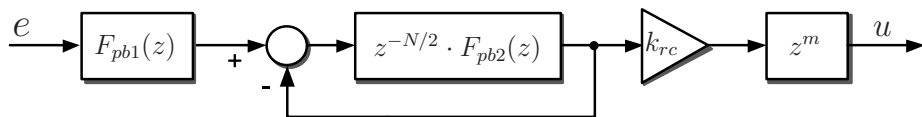


Figura 16: Diagrama de blocos do controlador repetitivo com picos de ressonância apenas na harmônicas ímpares.

Para melhorar a resposta transitória, um controlador PI ou proporcional-derivativo (PD) pode ser implementado em paralelo com o controlador repetitivo (BUSO; MATTAVELLI, 2006). Normalmente, apenas um ganho unitário é utilizado (GRINÓ et al., 2007). A inclusão da malha em paralelo torna o controlador repetitivo mais estável no que diz respeito à margem de fase, como ilustrado na Figura 19, se comparado com a resposta em frequência do controlador repetitivo original mostrado na Figura 12.

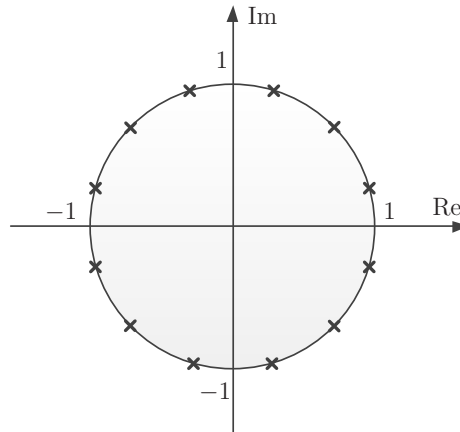


Figura 17: Mapa de pólos e zeros para o controlador com picos de ressonância apenas nas harmônicas ímpares, para $N = 12$.

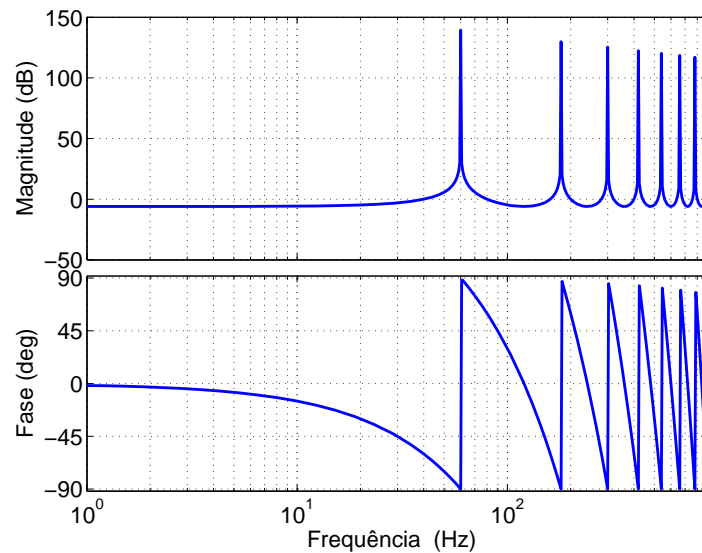


Figura 18: Resposta em frequência da malha repetitiva no tempo discreto, com picos ressonantes apenas nas harmônicas ímpares, para $f_1 = 60\text{Hz}$, $T_s = 1/12000$, $N = 100$ e $k_{rc} = 1$.

Escobar et al. (2005) propôs a inclusão de uma malha de *feedforward* na estrutura original do controlador repetitivo conforme ilustrado na Figura 20. Nessa figura a constante $\kappa \in (0,1]$ introduz um amortecimento no controlador, movendo os polos e zeros para o interior do círculo unitário. A grande diferença introduzida por essa nova malha é que além do controlador proporcionar altos ganhos nas frequências múltiplas de $1/(NT_s)$, ou seja, $k/NT_s \forall k \in \mathbb{N}$ ele produz atenuações do tipo *notch* nas frequências intermediárias $0.5(2k+1)/(NT_s) \forall k \in \mathbb{N}$, através da introdução de zeros entre os polos do controlador repetitivo original, com ilustrado no mapa de polos e zeros da Figura 21. Na Figura 22 é mostrada a resposta em frequência do controlador repetitivo com a malha de *feedforward*. Essa estratégia tem a vantagem de fazer a compensação mais

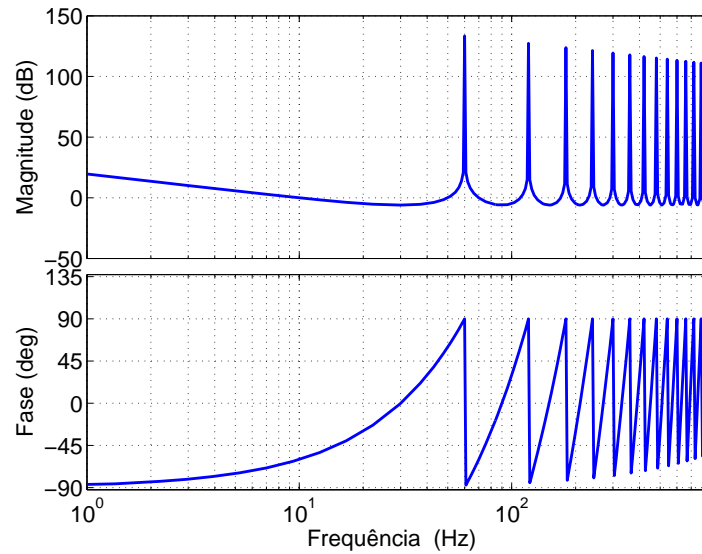


Figura 19: Resposta em frequência da malha repetitiva no tempo discreto em paralelo com um ganho unitário, para $T_s = 1/12000$, $N = 200$ e $k_{rc} = 1$.

seletiva, devido ao fato de que a sobreposição ou a interação entre picos de ressonância consecutivos são removido pelos *notches*. Isto, teoricamente, permite a utilização de altos ganhos e uma faixa de passagem um pouco mais larga, sem excitar as componentes harmônicas entre dois picos de ressonância consecutivos (ESCOBAR et al., 2005).

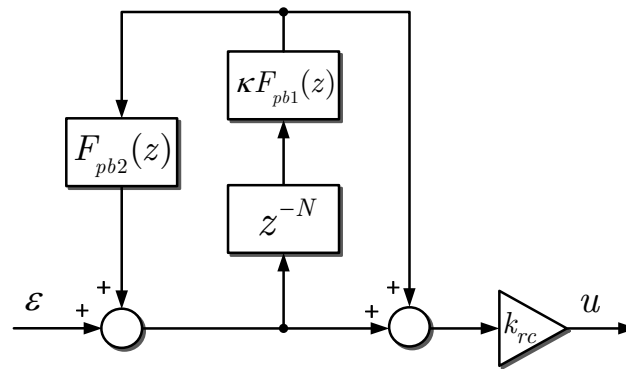


Figura 20: Diagrama de blocos do controlador repetitivo com malha de *feedforward* em que *notches* são inseridos entre picos consecutivos de ressonância.

Novamente Escobar et al. (2008) propuseram uma nova mudança com base na sua proposta anterior com intuito de alocar polos apenas nas componentes harmônicas $6k \pm 1$, $k \in \mathbb{N}$ da componente fundamental, que são os harmônicos comumente encontrados no SEP. Essa modificação além de apresentar as vantagens citadas em (ESCOBAR et al., 2005) requer o armazenamento de apenas $N/3$ amostras.

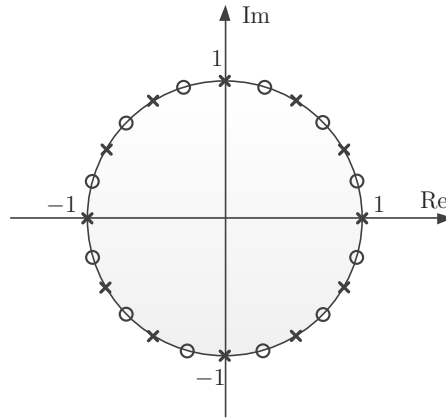


Figura 21: Mapa de pólos e zeros do controlador repetitivo com a inclusão da malha de *feedforward* para $N=12$.

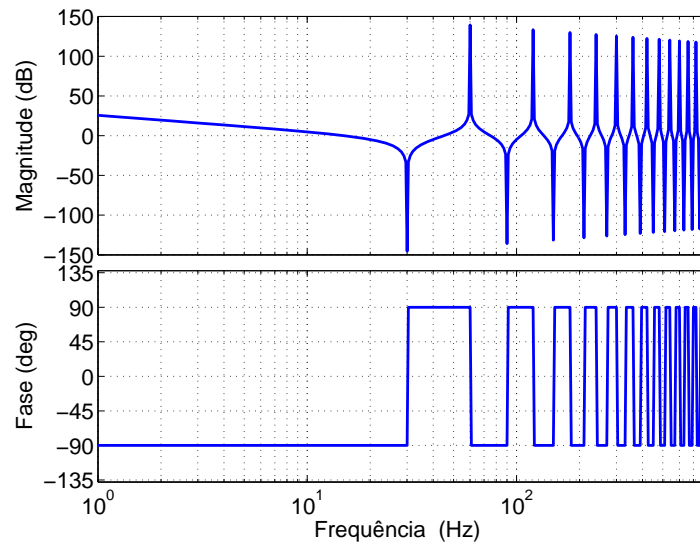


Figura 22: Resposta em frequência do controlador repetitivo com *notches* entre picos de ressonância.

2.10.2 CONTROLADOR REPETITIVO BASEADO NA TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER

Uma forma alternativa do controlador repetitivo é baseada em um filtro de resposta finita ao impulso (*finite impulse response*) (FIR) que implementa uma transformada discreta de Fourier (*discrete Fourier transform*) (DFT) cuja largura da janela tem o seguinte período fundamental

$$C_{DFT}(z) = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \sum_{h \in N_h} \cos \left[\frac{2\pi h}{N} (k + N_a) \right] \right\} z^{-k}, \quad (2.16)$$

em que N_h são as componentes harmônicas a serem compensadas (MATTAVELLI, 2001b)

e (MATTAVELLI; MARAFÃO, 2004). Esse filtro também é comumente chamado de transformada discreta de cosseno (*discrete cosine transform*) (DCT). As mesmas características podem ser obtidas através de uma implementação alternativa, em que o número de amostras é reduzido a metade (BOJOI et al., 2011).

A implementação desse controlador é feita através da realimentação positiva da saída da transformada de Fourier, em que na malha de realimentação as amostras são atrasadas de N_a amostras para se obter ganhos infinitos nas frequências de interesse, como ilustrado na Figura 23.

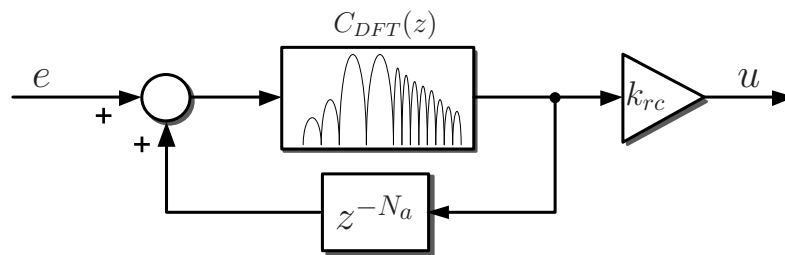


Figura 23: Controlador repetitivo baseado na DFT.

A grande diferença entre o controlador repetitivo recursivo e o baseado na DFT é que o último proporciona picos de ressonância apenas nas frequências harmônicas selecionadas. Desta forma, os filtros passa-baixas utilizados na versão recursiva não são necessários e o processo de sintonização se torna mais simples. Outro ponto importante é que a compensação de mais harmônicos não resulta em um esforço computacional maior, uma vez que os coeficientes do filtro permanecem constantes (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Na Figura 24 é mostrada a resposta em frequência do filtro DCT. Nota-se que o mesmo proporciona um ganho próximo à unidade apenas nas frequências de interesse, nesse caso a fundamental a 5^a e a 7^a harmônicas, enquanto zera todas as outras componentes harmônicas.

2.11 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foi feita uma revisão sobre os principais e mais utilizados compensadores para controlar o conversor VSC no modo de corrente. A teoria por trás dos controladores por histerese, *deadbeat*, proporcional-integral, proporcional-ressonante e repetitivo foi apresentada. As vantagens e as desvantagens específicas de cada controlador foram apontadas. Considerações sobre a implementação digital assim como sobre os métodos de discretização foram feitas para os controladores de origem analógica.

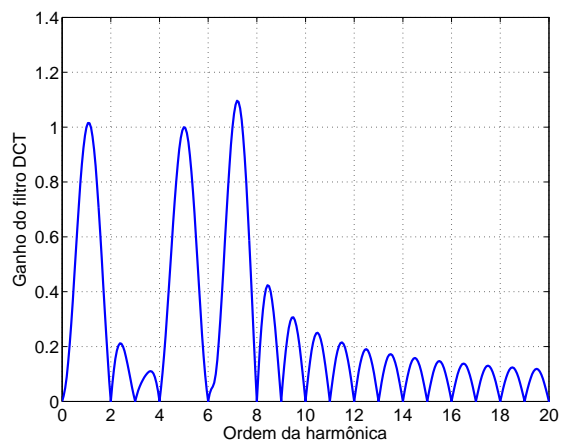


Figura 24: Resposta em frequência do filtro DCT para $N_h = 1,5,7$ e $N_a = 0$.

O próximo capítulo aborda o desenvolvimento para se obter modelos matemáticos que descrevem a dinâmica do lado CC e CA do sistema de geração.

3 MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR DE INTERFACE

3.1 INTRODUÇÃO

Na Figura 25 é ilustrado o diagrama unifilar de um SGD fotovoltaico composto por um grupo de painéis PV ligados aos terminais de entrada de um conversor fonte de tensão, trifásico de dois níveis com seu sistema de controle, aquisição, sensores e sinais de disparo dos semicondutores. O conversor foi conectado à rede elétrica de distribuição através de apenas um transformador, cujas indutância de dispersão e a resistência série do enrolamento de cada fase são representadas por R e L , respectivamente. Já a rede, por simplicidade, foi modelada por um circuito equivalente formado pela fonte de tensão v_s em série com a impedância equivalente $\dot{Z}_s = R_s + j\omega_1 L_s$, por fase, sendo $\omega_1 = 2\pi f_1$ a frequência angular fundamental. O capacitor CC do VSC tem uma resistência R_p conectada em paralelo para modelar as perdas CC do sistema.

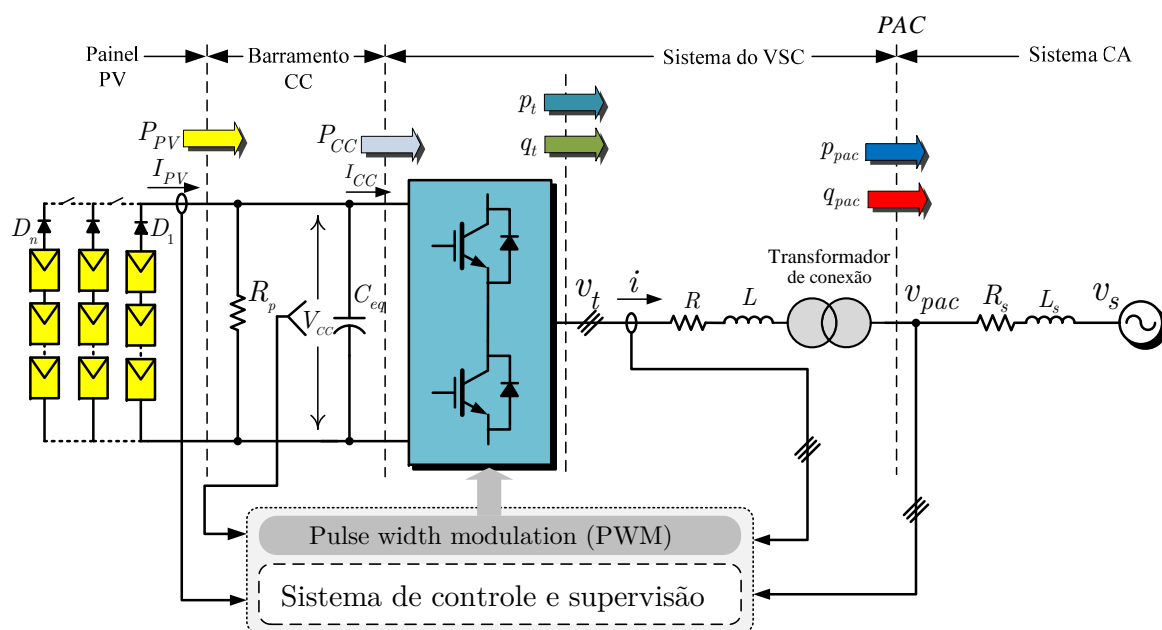


Figura 25: Diagrama esquemático simplificado do sistema de geração fotovoltaico conectado à rede elétrica de distribuição.

Os painéis fotovoltaicos são conectados em série para se obter uma tensão no lado

CC do conversor que possibilite o fluxo de potência ativa dos painéis para a rede sem que a modulação saia da região linear de operação (HOLMES; LIPO, 2003). Por sua vez, os arranjos série são conectados em paralelo para aumentar a potência gerada pelo SGD. Deve-se também conectar diodos de potência (D_1 a D_n) em série com cada arranjo fotovoltaico, como ilustrado na Figura 25, para evitar a circulação de corrente reversa pelos painéis PV no caso de sombreamento parcial de alguns módulos (O-CADAVAL et al., 2013), (MAKI; VALKEALAHTI, 2012).

Na Figura 26 é mostrada a topologia básica de um VSC trifásico de dois níveis, composto por seis interruptores semicondutores do tipo Transistor Bipolar com Gatilho Isolado (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) (IGBT), com seis diodos conectados em antiparalelo (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Este tipo de conversor é muito usado em aplicações industriais como ASD, APF entre outras (BOSE, 2002), (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007). Normalmente, o capacitor CC é grande o suficiente para garantir uma tensão CC sem ondulação (*ripple*) nos terminais de entrada do conversor. Apesar de terem sido usados IGBTs na topologia do VSC da Figura 26, poderia ser utilizado outro tipo de interruptor semicondutor autocomutado como, por exemplo, o Transistor de Efeito de Campo de Óxido Metálico Semicondutor (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) (MOSFET) (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002).

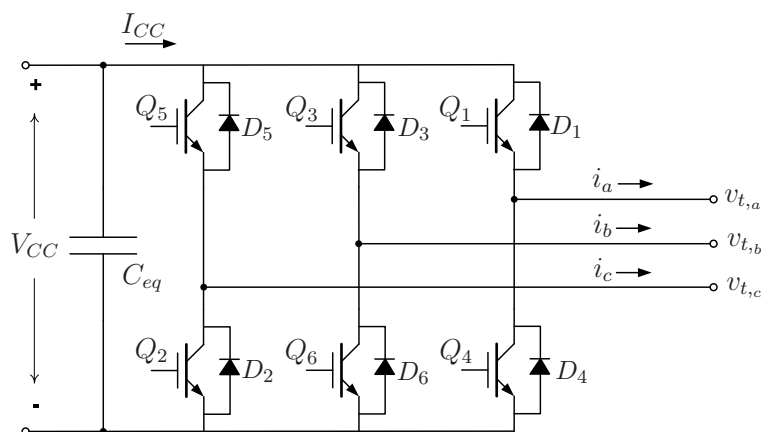


Figura 26: Conversor trifásico fonte de tensão de dois níveis.

Os interruptores de um mesmo braço são controlados de maneira complementar, de modo que quando o interruptor superior está conduzindo o inferior está cortado e vice-versa. Na prática porém existe um pequeno intervalo de tempo, denominado tempo morto (*dead time*), em que os dois interruptores de um mesmo braço ficam cortados. Esse procedimento tem o objetivo de evitar um possível curto circuito do capacitor CC quando um dos interruptores demorar mais para comutar que o complementar para entrar em condução.

Existem diferentes estratégias de chaveamento propostas na literatura para controlar a amplitude, frequência e fase das tensões e correntes geradas nos terminais CA dos conversores VSC (HOLMES; LIPO, 2003). Independente de qual estratégia seja usada, devido a operação discreta dos interruptores de cada braço do VSC, harmônicos de tensão e de corrente são gerados nos terminais de saída do mesmo.

3.2 MODELAGEM DO TRANSFORMADOR DE CONEXÃO

Na Figura 27 é ilustrado o circuito equivalente de um transformador trifásico com conexão Δ - Δ . Aplicando as leis de Kirchhoff podem-se escrever as seguintes relações para os circuitos formados pelos enrolamentos primário e secundário do transformador:

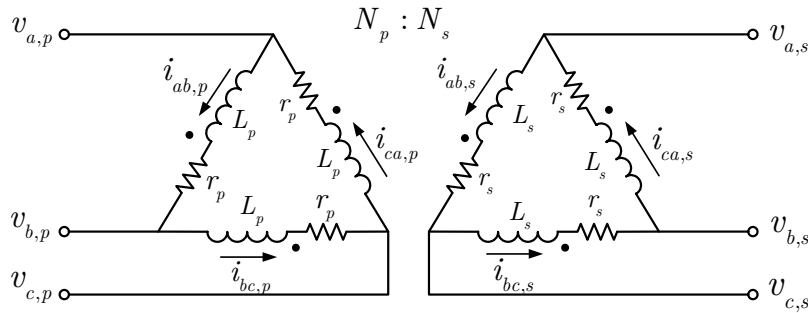


Figura 27: Modelo equivalente para o transformador de conexão.

$$\begin{cases} v_{ab,p} = r_p \cdot i_{ab,p} + \frac{d\lambda_{ab,p}}{dt} \\ v_{bc,p} = r_p \cdot i_{bc,p} + \frac{d\lambda_{bc,p}}{dt} \\ v_{ca,p} = r_p \cdot i_{ca,p} + \frac{d\lambda_{ca,p}}{dt} \end{cases}, \quad (3.1)$$

e,

$$\begin{cases} v_{ab,s} = r_s \cdot i_{ab,s} + \frac{d\lambda_{ab,s}}{dt} \\ v_{bc,s} = r_s \cdot i_{bc,s} + \frac{d\lambda_{bc,s}}{dt} \\ v_{ca,s} = r_s \cdot i_{ca,s} + \frac{d\lambda_{ca,s}}{dt} \end{cases}, \quad (3.2)$$

sendo as expressões dos fluxos enlaçados pelos enrolamentos primário e secundários escritas como se seguem

$$\begin{cases} \lambda_{ab,p} = L_p \cdot i_{ab,p} + L_{m,p} \left(i_{ab,p} + \frac{N_s}{N_p} i_{ab,s} \right) \\ \lambda_{bc,p} = L_p \cdot i_{bc,p} + L_{m,p} \left(i_{bc,p} + \frac{N_s}{N_p} i_{bc,s} \right) \\ \lambda_{ca,p} = L_p \cdot i_{ca,p} + L_{m,p} \left(i_{ca,p} + \frac{N_s}{N_p} i_{ca,s} \right) \end{cases}. \quad (3.3)$$

e,

$$\begin{cases} \lambda_{ab,s} = L_s \cdot i_{ab,s} + L_{m,s} \left(i_{ab,s} + \frac{N_p}{N_s} i_{ab,s} \right) \\ \lambda_{bc,s} = L_s \cdot i_{bc,s} + L_{m,s} \left(i_{bc,s} + \frac{N_p}{N_s} i_{bc,s} \right) \\ \lambda_{ca,s} = L_s \cdot i_{ca,s} + L_{m,s} \left(i_{ca,s} + \frac{N_p}{N_s} i_{ca,s} \right) \end{cases}, \quad (3.4)$$

onde r_p e L_p são a resistência e a indutância de dispersão no primário; r_s e L_s são a resistência e a indutância de dispersão no secundário; $L_{m,p}$ e $L_{m,s}$ são as indutâncias de magnetização do primário e secundário, respectivamente; N_p e N_s são o número de espiras do primário e secundário, respectivamente; e λ representa o fluxo.

Com base nas equações anteriores três circuitos equivalentes T, similares ao da Figura 28, podem ser obtidos se as grandezas do secundário forem referenciadas ao primário (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002).

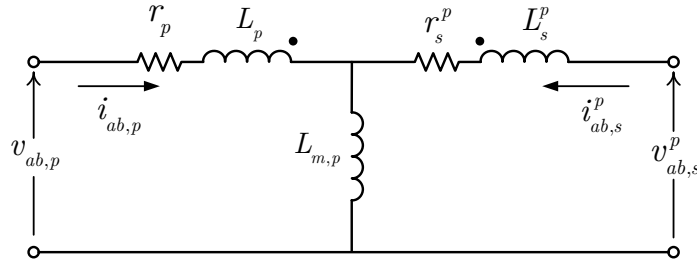


Figura 28: Modelo equivalente T para um dos enrolamentos.

Em que r_s^p é a resistência do enrolamento secundário refletida ao primário; L_s^p é a indutância de dispersão do enrolamento do secundário refletida ao primário; $v_{ab,s}^p$ é a tensão sobre a bobina secundária refletida ao primário; e $i_{ab,s}^p$ é a corrente na bobina do secundário refletida ao primário. Essas novas grandezas estão relacionadas com as grandezas do secundário através das seguintes relações:

$$r_s^p = \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 r_s, \quad L_s^p = \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 L_s, \quad i_{ab,s}^p = \frac{N_s}{N_p} i_{ab,s}, \quad \text{e} \quad v_{ab,s}^p = \frac{N_p}{N_s} v_{ab,s}.$$

O circuito da Figura 28 ainda pode ser representado em termos das grandezas de fase como ilustrado na Figura 29.

Considerando que os enrolamentos do transformador são idênticos para se efetuar a transformação de Δ para Y basta dividir os valores das indutâncias e resistências por três. Como, a indutância de magnetização é muito maior que as indutâncias de

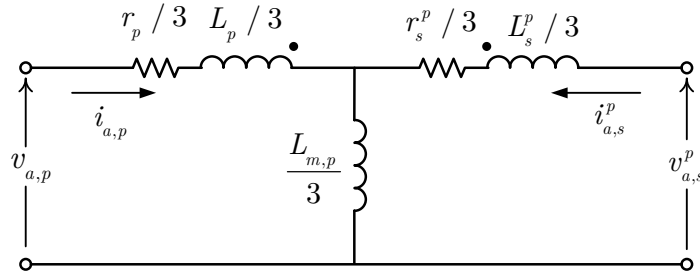


Figura 29: Modelo equivalente T para um dos enrolamentos em termos das grandezas de fase.

dispersão, a corrente que flui pelo ramo magnetizante é muito pequena e pode ser desprezada.

Assim, pelas hipóteses anteriores, pode-se obter um circuito mais simplificado desprezando a indutância de magnetização. Desta forma, as resistências dos dois enrolamentos podem ser representadas como apenas um resistor $R_{\Delta} = r_p + r_s^p$, assim como as indutâncias de dispersão pode ser escritas como $L_{\Delta} = L_p + L_s^p$, para o circuito equivalente em Δ . Com base no mesmo raciocínio, pode-se escrever $R = r_p/3 + r_s^p/3$ e $L = L_p/3 + L_s^p/3$ para o circuito equivalente em Y.

3.3 MODELAGEM MATEMÁTICA DAS GRANDEZAS CA DO CONVERSOR

Pelo exposto, desprezando os harmônicos gerados pelo conversor de interface e assumindo que os enrolamentos do transformador de conexão são ligados em Δ - Δ , pode-se escrever as seguintes relações das grandezas de fase para os terminais CA do SGD da Figura 25 (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002)

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\left(\frac{R}{L}\right)i_a + \frac{(v_{t,a} - v_{a,pac})}{L} \\ \frac{di_b}{dt} = -\left(\frac{R}{L}\right)i_b + \frac{(v_{t,b} - v_{b,pac})}{L} \\ \frac{di_c}{dt} = -\left(\frac{R}{L}\right)i_c + \frac{(v_{t,c} - v_{c,pac})}{L} \end{cases}, \quad (3.5)$$

onde L e R são a resistência e a indutância do circuito equivalente em Y do transformador; i_a , i_b , i_c são as correntes de linha sintetizadas nos terminais do conversor; $v_a = (v_{t,a} - v_{a,pac})$, $v_b = (v_{t,b} - v_{b,pac})$, $v_c = (v_{t,c} - v_{c,pac})$, sendo $v_{t,a}$, $v_{t,b}$ e $v_{t,c}$ as tensões instantâneas nos terminais do conversor e $v_{a,pac}$, $v_{b,pac}$ e $v_{c,pac}$ as tensões instan-

tâneas no ponto de acoplamento comum referenciadas ao primário do transformador, respectivamente.

Os valores de L e R em (3.5) são formados pelas resistências próprias e indutâncias de dispersão das bobinas primárias e secundárias do transformador de conexão e, portanto, seus valores dependem do tipo de conexão e da relação de espiras entre essas bobinas. Assim, se o transformador tem suas bobinas conectadas em Y-Y os valores de L e R são as próprias resistências e indutâncias de dispersão, refletidas para o enrolamento primário. Já se as bobinas do transformador forem ligadas em Δ - Δ essas indutâncias serão reduzidas de um fator de 1/3 (seção 3.2). Ainda sobre o modelo simplificado apresentado em (3.5), não foi considerado o efeito da indutância de magnetização dos transformadores sobre as correntes de linha.

No caso das bobinas do transformador serem ligadas em Δ -Y não só os valores de L e R sofrem alterações mas também as relações entre as tensões terminais e as do PAC. Em (PINHEIRO et al., 2004) e (BOTTERÓN; PINHEIRO, 2007) são apresentados modelos mais detalhados para o transformador de interface, onde além do tipo de ligação entre as bobinas primárias e secundárias e da inclusão da indutância de magnetização, são propostas soluções para evitar a magnetização assimétrica do transformador em consequência da geração de nível CC nas tensões de saída dos conversores estáticos resultantes de erros no padrão de chaveamento.

O sistema (3.5) pode ser representado na forma de espaço de estados $\dot{x}(t) = \mathbf{A}x(t) + \mathbf{B}u(t)$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{t,a}(t) - v_{a,pac}(t) \\ v_{t,b}(t) - v_{b,pac}(t) \\ v_{t,c}(t) - v_{c,pac}(t) \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Como o índice de modulação do conversor PWM é mantido constante durante um período de amostragem, o conversor estático pode ser visto como um circuito *Zero-order holder* (ZOH) (YEPES et al., 2010), (BUSO; MATTAVELLI, 2006). Portanto, utilizando uma estratégia ZOH (OGATA, 1995) e (MOUDGALYA, 2007) para discretizar o sistema dado em (3.6), pode-se escrever

$$\begin{bmatrix} i_a(n+1) \\ i_b(n+1) \\ i_c(n+1) \end{bmatrix} = \mathbf{\Phi} \begin{bmatrix} i_a(n) \\ i_b(n) \\ i_c(n) \end{bmatrix} + \mathbf{\Gamma} \begin{bmatrix} v_{t,a}(n) - v_{a,pac}(n) \\ v_{t,b}(n) - v_{b,pac}(n) \\ v_{t,c}(n) - v_{c,pac}(n) \end{bmatrix}, \quad (3.7)$$

que representa o mesmo no espaço de estados no domínio de tempo discreto; $(n+1)$ e (n) representam os tempos discretos $t_{n+1} = t(n+1) = (n+1)T_s$ e $t_n = t(n) = nT_s$, respectivamente, sendo n um número inteiro positivo que representa o instante atual e T_s o período de amostragem em segundos. Em que

$$\mathbf{\Phi} = e^{\mathbf{A}T_s} = \begin{bmatrix} e^{-\left(\frac{RT_s}{L}\right)} & 0 & 0 \\ 0 & e^{-\left(\frac{RT_s}{L}\right)} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-\left(\frac{RT_s}{L}\right)} \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

e,

$$\mathbf{\Gamma} = \int_{t_n}^{t_{n+1}} e^{\mathbf{A}(t_{n+1}-\tau)} \mathbf{B} d\tau = \begin{bmatrix} \frac{1-e^{-\left(\frac{RT_s}{L}\right)}}{R} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1-e^{-\left(\frac{RT_s}{L}\right)}}{R} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1-e^{-\left(\frac{RT_s}{L}\right)}}{R} \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

O sistema dado por (3.7) representa a dinâmica das correntes do lado CA do conversor no sistema de coordenadas naturais (abc) no domínio do tempo discreto.

3.3.1 MODELO NO SISTEMA DE COORDENADAS $\alpha\beta 0$

O sistema dado em (3.7) pode ser referenciado em um novo sistema de coordenadas estacionário, normalmente denominado $\alpha\beta 0$, utilizando-se a transformada de Clarke (CLARKE, 1943), como mostrado a seguir

$$f_{\alpha\beta 0}(n) = \mathbf{T}_{Ck} \cdot f_{abc}(n), \quad (3.10)$$

em que

$$\mathbf{T}_{Ck} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (3.11)$$

é denominada matriz de transformação de Clarke.

A transformação inversa é dada por

$$f_{abc}(n) = \mathbf{T}_{Ck}^{-1} \cdot f_{\alpha\beta 0}(n), \quad (3.12)$$

em que

$$\mathbf{T}_{Ck}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.13)$$

onde $f_{abc}(n) = [f_a(n) \ f_b(n) \ f_c(n)]'$, $f_{\alpha\beta 0}(n) = [f_\alpha(n) \ f_\beta(n) \ f_0(n)]'$ e “ ’ ” representa o operador de transposição de matrizes.

Aplicando as transformações (3.11) e (3.13) em (3.7) pode-se representar a dinâmica das correntes do lado CA do conversor no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$ como se segue,

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(n+1) \\ i_\beta(n+1) \\ i_0(n+1) \end{bmatrix} = \mathbf{G}_{Ck} \begin{bmatrix} i_\alpha(n) \\ i_\beta(n) \\ i_0(n) \end{bmatrix} + \mathbf{H}_{Ck} \begin{bmatrix} v_\alpha(n) \\ v_\beta(n) \\ v_0(n) \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

em que os subíndices α , β e 0 são usados para identificar as correntes e tensões no novo sistema de coordenadas; $v_\alpha(n) = [v_{t,\alpha}(n) - v_{\alpha,pac}(n)]$, $v_\beta(n) = [v_{t,\beta}(n) - v_{\beta,pac}(n)]$, $v_0(n) = [v_{t,0}(n) - v_{0,pac}(n)]$.

As matrizes \mathbf{G}_{Ck} e \mathbf{H}_{Ck} são invariantes no tempo e dadas por

$$\mathbf{G}_{Ck} = \mathbf{T}_{Ck} [\mathbf{\Phi}] \mathbf{T}_{Ck}^{-1} = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 \\ 0 & a & 0 \\ 0 & 0 & a \end{bmatrix}, \quad (3.15)$$

e,

$$\mathbf{H}_{Ck} = \mathbf{T}_{Ck} [\mathbf{\Gamma}] \mathbf{T}_{Ck}^{-1} = \begin{bmatrix} b & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 \\ 0 & 0 & b \end{bmatrix}, \quad (3.16)$$

em que $a = e^{-\left(\frac{RT_s}{L}\right)}$ e $b = (1 - a)/R$.

Comparando as matrizes $\mathbf{\Phi}$ e \mathbf{G}_{Ck} , assim como $\mathbf{\Gamma}$ e \mathbf{H}_{Ck} conclui-se que, apesar da mudança de coordenadas, o modelo matemático da planta não sofre alterações. Entretanto, essa transformação é vantajosa para sistemas trifásicos à três fios, uma vez

que não há circulação de corrente de sequência zero. Desta forma as linhas e colunas correspondentes a essas variáveis podem ser eliminadas (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007). Reduzindo, portanto, o número de variáveis a serem controladas de três para duas (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Com relação à presença de componentes de sequência negativa, o modelo permanece o mesmo (YUAN et al., 2002).

3.3.2 MODELO NO SISTEMA DE COORDENADAS DQ0

A transformação das tensões e correntes, no tempo discreto, das coordenadas (abc) para as coordenadas síncronas ($dq0$) e vice versa são dadas por (KRAUSE; WASYNZUK; SUDHOFF, 2002)

$$f_{dq0}(n) = \mathbf{T}_P(n) f_{abc}(n), \quad (3.17)$$

e,

$$f_{abc}(n) = \mathbf{T}_P^{-1}(n) f_{dq0}(n), \quad (3.18)$$

sendo a matriz de Park $\mathbf{T}_P(n)$ dada por

$$\mathbf{T}_P(n) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta_n) & \text{sen}(\theta_n - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta_n - \frac{4\pi}{3}) \\ \text{cos}(\theta_n) & \text{cos}(\theta_n - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\theta_n - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (3.19)$$

e,

$$\mathbf{T}_P^{-1}(n) = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta_n) & \text{cos}(\theta_n) & 1 \\ \text{sen}(\theta_n - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\theta_n - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \text{sen}(\theta_n - \frac{4\pi}{3}) & \text{cos}(\theta_n - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.20)$$

onde $f_{abc}(n) = [f_a(n) \ f_b(n) \ f_c(n)]'$, $f_{dq0}(n) = [f_d(n) \ f_q(n) \ f_0(n)]'$ e $\theta_n = \theta(n) = \omega(n)t(n)$.

Do mesmo modo como na seção anterior, aplicando (3.19) e (3.20) em (3.7) resulta na seguinte equação a diferenças para a dinâmica das correntes do lado CA do conversor,

$$\begin{bmatrix} i_d(n+1) \\ i_q(n+1) \\ i_0(n+1) \end{bmatrix} = \mathbf{G}_{Pk}(n) \begin{bmatrix} i_d(n) \\ i_q(n) \\ i_0(n) \end{bmatrix} + \mathbf{H}_{Pk}(n) \begin{bmatrix} v_d(n) \\ v_q(n) \\ v_0(n) \end{bmatrix}, \quad (3.21)$$

em que os subíndices d , q e 0 são usados para identificar as correntes e tensões no novo sistema de coordenadas; $v_d(n) = [v_{t,d}(n) - v_{d,pac}(n)]$, $v_q(n) = [v_{t,q}(n) - v_{q,pac}(n)]$,

$$v_0(n) = [v_{t,0}(n) - v_{0,pac}(n)].$$

Das metodologias propostas na literatura para transformar um sistema de tensões e correntes nas coordenadas abc para um sistema de coordenadas síncrono, nenhuma é destinada para sistemas nos quais as variáveis são definidas apenas em instantes discretos do tempo (LEHN; IRAVANI, 1999), (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002) e (YAZDANI et al., 2011). Portanto, tendo em mente as transformações lineares dadas em (3.19) e (3.20) podem-se calcular as matrizes $\mathbf{G}_{Pk}(n)$ e $\mathbf{H}_{Pk}(n)$ como mostrado a seguir:

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{Pk}(n) &= \mathbf{T}_P(n+1) [\mathbf{\Phi}] \mathbf{T}_P^{-1}(n) \\ &= \begin{bmatrix} +a \cos(\theta_{n+1} - \theta_n) & +a \operatorname{sen}(\theta_{n+1} - \theta_n) & 0 \\ -a \operatorname{sen}(\theta_{n+1} - \theta_n) & +a \cos(\theta_{n+1} - \theta_n) & 0 \\ 0 & 0 & +a \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.22)$$

e,

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{Pk}(n) &= \mathbf{T}_P(n+1) [\mathbf{\Gamma}] \mathbf{T}_P^{-1}(n) \\ &= \begin{bmatrix} +b \cos(\theta_{n+1} - \theta_n) & +b \operatorname{sen}(\theta_{n+1} - \theta_n) & 0 \\ -b \operatorname{sen}(\theta_{n+1} - \theta_n) & +b \cos(\theta_{n+1} - \theta_n) & 0 \\ 0 & 0 & +b \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.23)$$

em que $\theta_{n+1} = \omega(n+1)t(n+1)$, $\theta_n = \omega(n)t(n)$, $a = e^{-\left(\frac{RT_s}{L}\right)}$ e $b = (1-a)/R$. Note que as matrizes anteriores são variantes no tempo.

O ângulo θ_{n+1} usado em (3.22) e (3.23) pode ser estimado integrando numericamente $d\theta/dt = \omega$ sobre um período de amostragem T_s , ou seja,

$$\theta_{n+1} = \theta_n + \omega(n)T_s, \quad (3.24)$$

onde $\omega(n)$ é a frequência angular do sistema, no tempo $t(n)$, detectada por um circuito de sincronismo (PLL-Phase Locked-Loop) implementado em processador digital de sinais (DSP) (RODRÍGUEZ et al., 2006).

Assumindo que T_s seja muito menor que o período da componente fundamental (T_1), pode-se substituir (3.24) em (3.22) e (3.23) fazendo as seguintes aproximações

$$\begin{cases} \cos(\theta_{n+1} - \theta_n) = \cos(\omega(n)T_s) \approx 1, \\ \text{sen}(\theta_{n+1} - \theta_n) = \text{sen}(\omega(n)T_s) \approx \omega(n)T_s. \end{cases} \quad (3.25)$$

A título de exemplo, se $f_s \geq 50f_1$ tem-se que o erro de aproximação será menor que 1 % para as aproximações feitas em (3.25). Contudo, se houver necessidade de aumentar o tempo de amostragem devido ao período necessário para o processamento dos sinais de controle e dos algoritmos de supervisão, essa simplificação tem que ser reconsiderada para não comprometer a precisão da modelagem.

Assumindo que a aproximação em (3.25) é válida para o caso em questão, pode-se reescrever as matrizes $\mathbf{G}_{P_k}(n)$ e $\mathbf{H}_{P_k}(n)$ como mostrado a seguir

$$\mathbf{G}_{P_k}(n) = \begin{bmatrix} a & a\omega(n)T_s & 0 \\ -a\omega(n)T_s & a & 0 \\ 0 & 0 & a \end{bmatrix}, \quad (3.26)$$

e,

$$\mathbf{H}_{P_k}(n) = \begin{bmatrix} b & b\omega(n)T_s & 0 \\ -b\omega(n)T_s & b & 0 \\ 0 & 0 & b \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

Um ponto importante que deve ser destacado é que o acoplamento entre as correntes de eixo direto e eixo em quadratura do sistema (3.21) é multiplicado por $a\omega(n)T_s$ ao invés de ωL , como no caso do sistema no tempo contínuo (ver Apêndice B) (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002). Já a análise da matriz $\mathbf{H}_{P_k}(n)$, mostra que no sistema em tempo discreto surgem acoplamentos entre as tensões de eixos dq , o que não é observado quando a transformação de coordenadas é realizada no tempo contínuo.

No caso em que há componentes de sequência negativa no circuito, quando a transformação anterior é efetuada, as variáveis em eixos dq apresentarão não apenas a componente contínua (devido às componentes de sequência positiva) mas também uma oscilação com duas vezes a frequência fundamental do sistema que é devida às componentes de sequência negativa. Nesta situação, podem-se criar dois sub-sistemas de

coordenadas síncronas, um para a sequência positiva e outro para a sequência negativa. No caso da sequência negativa, deve-se utilizar $(-\theta_n)$ nas matrizes de transformação $\mathbf{T}_P(n)$ (YAZDANI; IRAVANI, 2006). Separando as componentes de sequência, as variáveis serão sinais contínuos em seus respectivos eixos de sequência. Entretanto, as oscilações cruzadas entre as componentes de sequência continuarão existindo (ver Apêndice B.2). Conseqüentemente, uma estratégia de filtragem (ALMEIDA, 2011) ou estratégias mais complexas (REYES et al., 2012) devem ser utilizadas para eliminar essas oscilações e controlar o conversor de forma correta e precisa em situações de desbalanço.

A principal diferença entre os sub-sistemas de sequência positiva e negativa nas coordenadas dq é que os sinais dos acoplamentos são invertidos.

3.4 MODELAGEM MATEMÁTICA DAS GRANDEZAS CC DO CONVERSOR

Para completar o modelo matemático do SGD deve-se incluir o efeito dinâmico da tensão nos terminais CC do conversor, o qual, de acordo com a Figura 25, pode ser representado pela seguinte equação diferencial

$$\frac{1}{2}C_{eq}\frac{dV_{CC}^2}{dt} = P_{PV} - \frac{V_{CC}^2}{R_p} - P_{CC}, \quad (3.28)$$

em que C_{eq} é a capacitância equivalente; V_{CC} é a tensão sobre o banco de capacitores; P_{PV} é a potência ativa convertida pelos painéis; R_p é uma resistência que representa as perdas do lado CC e P_{CC} é a potência ativa no lado CC do conversor.

Como as perdas do conversor podem ser modeladas por resistências tanto do lado CA como do lado CC, a seguinte equação do balanço de potências pode ser escrita para um conversor sem perdas

$$P_{CC} = p_t, \quad (3.29)$$

em que p_t é a potência ativa instantânea nos terminais AC do conversor, a qual é dada por

$$p_t = p_{pac} + p_R + p_L, \quad (3.30)$$

onde p_{pac} , p_R e p_L são as potências ativas instantâneas no ponto de acoplamento comum,

a potência ativa instantânea dissipada na resistência R e a potência ativa instantânea absorvida pelo banco de indutores, respectivamente. Como desenvolvido no Apêndice B as expressões para as potências anteriormente citadas são dadas por (B.37), (B.53) e (B.51), respectivamente.

Portanto, baseado em (3.30), (B.37), (B.51) e (B.53), a potência ativa instantânea nos terminais CA do conversor pode ser reescrita em termos das parcelas média \bar{p}_t e oscilante \tilde{p}_t (SUH; LIPO, 2006b), (HU; HE, 2008)

$$p_t = \bar{p}_t + \tilde{p}_t = \bar{p}_t + P_c \cos(2\omega_1 t) + P_s \sin(2\omega_1 t). \quad (3.31)$$

A parcela média é dada por

$$\begin{aligned} \bar{p}_t &= \frac{3}{2} \left(v_{d,pac}^+ i_d^+ + v_{q,pac}^+ i_q^+ + v_{d,pac}^- i_d^- + v_{q,pac}^- i_q^- \right) + \frac{3L}{4} \left(\frac{di_d^{+2}}{dt} + \frac{di_q^{+2}}{dt} + \frac{di_d^{-2}}{dt} + \frac{di_q^{-2}}{dt} \right) \\ &+ \frac{3R}{2} \left(i_d^{+2} + i_q^{+2} + i_d^{-2} + i_q^{-2} \right), \end{aligned} \quad (3.32)$$

onde i_d^+ e i_q^+ são as correntes de eixos d e q de sequência positiva, respectivamente; i_d^- e i_q^- , da mesma forma, são as correntes de eixos d e q de sequência negativa no primário do transformador, respectivamente; ω_1 é a frequência angular da componente fundamental de sequência positiva das tensões da rede no PAC; $v_{d,pac}^+$ e $v_{q,pac}^+$ as componentes de sequência positiva e $v_{d,pac}^-$ e $v_{q,pac}^-$ as componentes de sequência negativa de eixo d e q , referenciadas ao primário do transformador, respectivamente.

As parcelas oscilantes devido às interações entre as componentes de sequência positiva e negativa são dadas por

$$\begin{aligned} P_c &= \frac{3}{2} \left\{ \left(v_{d,pac}^+ i_d^- + v_{q,pac}^+ i_q^- + v_{d,pac}^- i_d^+ + v_{q,pac}^- i_q^+ \right) \right. \\ &\quad \left. + 2\omega_1 L \left(i_d^+ i_q^- - i_q^+ i_d^- \right) + 2R \left(i_d^+ i_d^- + i_q^+ i_q^- \right) \right\}, \end{aligned} \quad (3.33)$$

e

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{3}{2} \left\{ \left(v_{q,pac}^- i_d^+ - v_{d,pac}^- i_q^+ - v_{q,pac}^+ i_d^- + v_{d,pac}^+ i_q^- \right) \right. \\ &\quad \left. - 2\omega_1 L \left(i_d^+ i_d^- + i_q^+ i_q^- \right) + 2R \left(i_d^+ i_q^- - i_q^+ i_d^- \right) \right\}. \end{aligned} \quad (3.34)$$

Substituindo (3.31) em (3.28) tem-se

$$\frac{dV_{CC}^2}{dt} = \frac{2}{C_{eq}} P_{PV} - \frac{2}{R_p C_{eq}} V_{CC}^2 - \frac{2}{C_{eq}} (\bar{p}_t + P_c \cos(2\omega_1 t) + P_s \sin(2\omega_1 t)). \quad (3.35)$$

Finalmente, expressando V_{CC}^2 como $y_o + 2y_1 \cos(2\omega_1 t) + 2y_2 \sin(2\omega_1 t)$ pode-se escrever o seguinte sistema (YAZDANI; IRAVANI, 2006)

$$\begin{cases} \frac{dy_o}{dt} = \left(\frac{2}{C_{eq}}\right) P_{PV} - \left(\frac{2}{R_p C_{eq}}\right) y_o - \left(\frac{2}{C_{eq}}\right) \bar{p}_t \\ \frac{dy_1}{dt} = -\left(\frac{2}{R_p C_{eq}}\right) y_1 + 2\omega_1 y_2 - \left(\frac{1}{C_{eq}}\right) P_c \\ \frac{dy_2}{dt} = -\left(\frac{2}{R_p C_{eq}}\right) y_2 - 2\omega_1 y_1 + \left(\frac{1}{C_{eq}}\right) P_s \end{cases}, \quad (3.36)$$

o qual representa a dinâmica do lado CC do conversor.

Devido ao fato do sistema dado por (3.36) ser não-linear, para projetar uma malha de controle linear realimentada, deve-se primeiramente linearizar o sistema em torno de um ponto de operação.

3.4.1 LINEARIZAÇÃO DA COMPONENTE MÉDIA

Baseado em (3.36), a dinâmica da parcela média de V_{CC}^2 é dada por

$$\begin{aligned} \frac{dy_o}{dt} = & \frac{2}{C_{eq}} P_{PV} - \frac{2}{R_p C_{eq}} y_o - \frac{2}{C_{eq}} \left[\frac{3}{2} \left(v_{d,pac}^+ i_d^+ + v_{q,pac}^+ i_q^+ + v_{d,pac}^- i_d^- + v_{q,pac}^- i_q^- \right) \right. \\ & \left. + \frac{3L}{4} \left(\frac{di_d^{+2}}{dt} + \frac{di_q^{+2}}{dt} + \frac{di_d^{-2}}{dt} + \frac{di_q^{-2}}{dt} \right) + \frac{3R}{2} \left(i_d^{+2} + i_q^{+2} + i_d^{-2} + i_q^{-2} \right) \right]. \end{aligned} \quad (3.37)$$

Linearizando (3.37) em torno de um ponto de equilíbrio, representando as variáveis de estado como $x = x_{ss} + \Delta x$, em que Δ representa pequenas perturbações em torno do ponto de equilíbrio e o subíndice ($_{ss}$) representa os valores das variáveis em estado permanente, pode-se escrever

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}(y_{o,ss} + \Delta y_o) &= \frac{2}{C_{eq}}(P_{PV,ss} + \Delta P_{PV}) - \frac{2}{R_p C_{eq}}(y_{o,ss} + \Delta y_o) \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left\{ \frac{3}{2} \left[\left(v_{d,pac,ss}^+ + \Delta v_{d,pac}^+ \right) (i_{d,ss}^+ + \Delta i_d^+) + \left(v_{q,pac,ss}^+ + \Delta v_{q,pac}^+ \right) (i_{q,ss}^+ + \Delta i_q^+) \right. \right. \\
&+ \left. \left. \left(v_{d,pac,ss}^- + \Delta v_{d,pac}^- \right) (i_{d,ss}^- + \Delta i_d^-) + \left(v_{q,pac,ss}^- + \Delta v_{q,pac}^- \right) (i_{q,ss}^- + \Delta i_q^-) \right] \right. \\
&\frac{3L}{4} \left[\frac{d}{dt} (i_{d,ss}^+ + \Delta i_d^+)^2 + \frac{d}{dt} (i_{q,ss}^+ + \Delta i_q^+)^2 + \frac{d}{dt} (i_{d,ss}^- + \Delta i_d^-)^2 + \frac{d}{dt} (i_{q,ss}^- + \Delta i_q^-)^2 \right] \\
&\left. \left. \frac{3R}{2} \left[(i_{d,ss}^+ + \Delta i_d^+)^2 + (i_{q,ss}^+ + \Delta i_q^+)^2 + (i_{d,ss}^- + \Delta i_d^-)^2 + (i_{q,ss}^- + \Delta i_q^-)^2 \right] \right\}. \tag{3.38}
\end{aligned}$$

Efetutando os produtos de (3.38), duas equações podem ser escritas. Uma para as variáveis em estado permanente e outra para as pequenas perturbações. A parcela de estado permanente é dada por

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}y_{o,ss} &= \frac{2}{C_{eq}}P_{PV,ss} - \frac{2}{R_p C_{eq}}y_{o,ss} \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left\{ \frac{3}{2} \left(v_{d,pac,ss}^+ i_{d,ss}^+ + v_{q,pac,ss}^+ i_{q,ss}^+ + v_{d,pac,ss}^- i_{d,ss}^- + v_{q,pac,ss}^- i_{q,ss}^- \right) \right. \\
&+ \left. \frac{3L}{4} \left(\frac{d}{dt} (i_{d,ss}^+)^2 + \frac{d}{dt} (i_{q,ss}^+)^2 + \frac{d}{dt} (i_{d,ss}^-)^2 + \frac{d}{dt} (i_{q,ss}^-)^2 \right) + \frac{3R}{2} \left(i_{d,ss}^{+2} + i_{q,ss}^{+2} + i_{d,ss}^{-2} + i_{q,ss}^{-2} \right) \right\}. \tag{3.39}
\end{aligned}$$

em que $\frac{d}{dt}y_{o,ss} = 0$.

A parcela devido às pequenas perturbações pode ser escrita como

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}(\Delta y_o) &= \frac{2}{C_{eq}}(\Delta P_{PV}) - \frac{2}{R_p C_{eq}}\Delta y_o \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left\{ \frac{3}{2} \left(v_{d,pac,ss}^+ \Delta i_d^+ + \Delta v_{d,pac}^+ i_{d,ss}^+ + \Delta v_{d,pac}^+ \Delta i_d^+ + v_{q,pac,ss}^+ \Delta i_q^+ + \Delta v_{q,pac}^+ i_{q,ss}^+ + \Delta v_{q,pac}^+ \Delta i_q^+ \right. \right. \\
&+ \left. \left. v_{d,pac,ss}^- \Delta i_d^- + \Delta v_{d,pac}^- i_{d,ss}^- + \Delta v_{d,pac}^- \Delta i_d^- + v_{q,pac,ss}^- \Delta i_q^- + \Delta v_{q,pac}^- i_{q,ss}^- + \Delta v_{q,pac}^- \Delta i_q^- \right) \right\} \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left\{ \frac{3L}{4} \left[\frac{d}{dt} \left(2i_{d,ss}^+ \Delta i_d^+ + \Delta i_d^{+2} \right) + \frac{d}{dt} \left(2i_{q,ss}^+ \Delta i_q^+ + \Delta i_q^{+2} \right) \right. \right. \\
&+ \left. \left. \frac{d}{dt} \left(2i_{d,ss}^- \Delta i_d^- + \Delta i_d^{-2} \right) + \frac{d}{dt} \left(2i_{q,ss}^- \Delta i_q^- + \Delta i_q^{-2} \right) \right] \right\} \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left\{ \frac{3R}{2} \left[\left(2i_{d,ss}^+ \Delta i_d^+ + \Delta i_d^{+2} \right) + \left(2i_{q,ss}^+ \Delta i_q^+ + \Delta i_q^{+2} \right) \right. \right. \\
&+ \left. \left. \left(2i_{d,ss}^- \Delta i_d^- + \Delta i_d^{-2} \right) + \left(2i_{q,ss}^- \Delta i_q^- + \Delta i_q^{-2} \right) \right] \right\}. \tag{3.40}
\end{aligned}$$

Negligenciando o produto entre variáveis com pequenas perturbações e considerando que o PLL está sincronizado com o eixo d de sequência positiva, o que resulta em $v_{q,pac,ss}^+ = 0$ (YAZDANI; IRAVANI, 2010), a equação (3.40) pode ser reescrita como

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}(\Delta y_o) &= \frac{2}{C_{eq}}(\Delta P_{PV}) - \frac{2}{R_p C_{eq}}\Delta y_o \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left\{ \frac{3}{2} \left(v_{d,pac,ss}^+ \Delta i_d^+ + \Delta v_{d,pac}^+ i_{d,ss}^+ + \Delta v_{q,pac}^+ i_{q,ss}^+ \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + v_{d,pac,ss}^- \Delta i_d^- + \Delta v_{d,pac}^- i_{d,ss}^- + v_{q,pac,ss}^- \Delta i_q^- + \Delta v_{q,pac}^- i_{q,ss}^- \right) \right\} \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left\{ \frac{3L}{4} \left[\frac{d}{dt} (2i_{d,ss}^+ \Delta i_d^+) + \frac{d}{dt} (2i_{q,ss}^+ \Delta i_q^+) + \frac{d}{dt} (2i_{d,ss}^- \Delta i_d^-) + \frac{d}{dt} (2i_{q,ss}^- \Delta i_q^-) \right] \right\} \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left\{ \frac{3R}{2} \left[(2i_{d,ss}^+ \Delta i_d^+) + (2i_{q,ss}^+ \Delta i_q^+) + (2i_{d,ss}^- \Delta i_d^-) + (2i_{q,ss}^- \Delta i_q^-) \right] \right\}.
\end{aligned} \tag{3.41}$$

Aplicando a transformada de *Laplace* à equação (3.41) resulta em

$$\begin{aligned}
s\Delta y_o(s) &= \frac{2}{C_{eq}}\Delta P_{PV}(s) - \frac{2}{R_p C_{eq}}\Delta y_o(s) \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left\{ \frac{3}{2} \left(v_{d,pac,ss}^+ \Delta i_d^+(s) + \Delta v_{d,pac}^+(s) i_{d,ss}^+ + \Delta v_{q,pac}^+(s) i_{q,ss}^+ \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + v_{d,pac,ss}^- \Delta i_d^-(s) + \Delta v_{d,pac}^-(s) i_{d,ss}^- + v_{q,pac,ss}^- \Delta i_q^-(s) + \Delta v_{q,pac}^-(s) i_{q,ss}^- \right) \right\} \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left\{ \frac{3L}{4} \left[s (2i_{d,ss}^+ \Delta i_d^+(s)) + s (2i_{q,ss}^+ \Delta i_q^+(s)) + s (2i_{d,ss}^- \Delta i_d^-(s)) + s (2i_{q,ss}^- \Delta i_q^-(s)) \right] \right\} \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left\{ \frac{3R}{2} \left[(2i_{d,ss}^+ \Delta i_d^+(s)) + (2i_{q,ss}^+ \Delta i_q^+(s)) + (2i_{d,ss}^- \Delta i_d^-(s)) + (2i_{q,ss}^- \Delta i_q^-(s)) \right] \right\},
\end{aligned} \tag{3.42}$$

que após algumas manipulações matemáticas pode ser reescrita como

$$\begin{aligned}
\Delta y_o(s) \left(s + \frac{2}{R_p C_{eq}} \right) &= \frac{2}{C_{eq}}\Delta P_{PV}(s) - \frac{2}{C_{eq}} \left\{ \frac{3}{2} v_{d,pac,ss}^+ + \frac{3L}{4} s (2i_{d,ss}^+) + \frac{3R}{2} (2i_{d,ss}^+) \right\} \Delta i_d^+(s) \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left\{ \frac{3}{2} \left(\Delta v_{d,pac}^+(s) i_{d,ss}^+ + \Delta v_{q,pac}^+(s) i_{q,ss}^+ + v_{d,pac,ss}^- \Delta i_d^-(s) \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \Delta v_{d,pac}^-(s) i_{d,ss}^- + v_{q,pac,ss}^- \Delta i_q^-(s) + \Delta v_{q,pac}^-(s) i_{q,ss}^- \right) \right\} \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left\{ \frac{3L}{4} \left[s (2i_{q,ss}^+ \Delta i_q^+(s)) + s (2i_{d,ss}^- \Delta i_d^-(s)) + s (2i_{q,ss}^- \Delta i_q^-(s)) \right] \right\} \\
&- \frac{2}{C_{eq}} \left\{ \frac{3R}{2} \left[2i_{q,ss}^+ \Delta i_q^+(s) + 2i_{d,ss}^- \Delta i_d^-(s) + 2i_{q,ss}^- \Delta i_q^-(s) \right] \right\}.
\end{aligned} \tag{3.43}$$

De (3.43) tem-se que a função de transferência que relaciona o valor médio da tensão do lado CC ao quadrado com a corrente de eixo direto de sequência positiva é

$$\frac{\Delta y_o(s)}{\Delta i_d^+(s)} = - \frac{\frac{2}{C_{eq}} \left\{ \frac{3}{2} v_{d,pac,ss}^+ + \frac{3L}{4} s (2i_{d,ss}^+) + \frac{3R}{2} (2i_{d,ss}^+) \right\}}{\left(s + \frac{2}{R_p C_{eq}} \right)}. \tag{3.44}$$

ou,

$$G_{v,d}^+(s) = \frac{\Delta y_o(s)}{\Delta i_d^+(s)} = - \frac{3 \left(v_{d,pac,ss}^+ + 2R i_{d,ss}^+ \right)}{C_{eq}} \frac{1 + \tau_v s}{\left(s + \frac{2}{R_p C_{eq}} \right)}, \tag{3.45}$$

em que

$$\tau_v = \left(\frac{Li_{d,ss}^+}{v_{d,pac,ss}^+ + 2Ri_{d,ss}^+} \right), \quad (3.46)$$

é equivalente a constante de tempo de um sistema de primeira ordem.

A equação (3.46) indica que τ_v está diretamente relacionada com $i_{d,ss}^+$. Do ponto de vista de controle, o pior caso aparece quando o zero de (3.45) está na origem, uma vez que o sistema não opera consumindo potência ativa da rede. Em outras palavras, isto ocorre quando a potência injetada na rede é nula. Portanto, para propósitos de controle, de agora em diante, a planta será representada por

$$G_{v,d}^+(s) = \frac{\Delta y_o(s)}{\Delta i_d^+(s)} = -\frac{3v_{d,pac,ss}^+}{C_{eq}} \frac{1}{\left(s + \frac{2}{R_p C_{eq}}\right)}. \quad (3.47)$$

Baseado em (3.47), conclui-se que é possível controlar a parcela média da tensão do barramento CC através da corrente de eixo direto de sequência positiva, apesar da influência das outras variáveis.

3.4.2 LINEARIZAÇÃO DE Y_1 E Y_2

O mesmo procedimento efetuado anteriormente para linearizar y_0 pode ser aplicado a y_1 e y_2 . Desta forma, a função de transferência que relaciona y_1 com a componente de sequência negativa de eixo d é dada por

$$G_{v,d}^-(s) = \frac{\Delta y_1(s)}{\Delta i_d^-(s)} = -\frac{3 \left(v_{d,pac,ss}^+ - 2\omega_1 Li_{q,ss}^+ + 2Ri_{d,ss}^+ \right)}{2C_{eq}} \frac{1}{\left(s + \frac{2}{R_p C_{eq}}\right)}. \quad (3.48)$$

De maneira similar, pode-se relacionar y_2 com a componente de sequência negativa de eixo q

$$G_{v,q}^-(s) = \frac{\Delta y_2(s)}{\Delta i_q^-(s)} = \frac{3 \left(v_{d,pac,ss}^+ - 2\omega_1 Li_{q,ss}^+ + 2Ri_{d,ss}^+ \right)}{2C_{eq}} \frac{1}{\left(s + \frac{2}{R_p C_{eq}}\right)}. \quad (3.49)$$

Analisando (3.48) e (3.49) é possível concluir que as parcelas $2y_1 \cos(2\omega_1 t)$ e $2y_2 \sin(2\omega_1 t)$

em (3.36) podem ser diretamente controladas pelas correntes de sequência negativa de eixos d e q , respectivamente, apesar da influência das outras variáveis presentes no sistema.

3.4.3 DISCRETIZAÇÃO

Discretizando (3.47) pelo método ZOH (BUSO; MATTAVELLI, 2006), a função de transferência da planta no domínio z pode ser escrita como

$$G_{v,d}^+(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{L} \left[\mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{G_{v,d}^+(s)}{s} \right\} \Big|_{t=kT_s} \right], \quad (3.50)$$

ou

$$G_{v,d}^+(z) = -\frac{3R_p V_{d,pac,ss}^+(z)}{2} \left(\frac{1 - \rho}{z - \rho} \right), \quad (3.51)$$

em que $\rho = e^{-\frac{2T_s}{R_p C_{eq}}}$ e $V_{d,pac,ss}^+(z)$ é a transformada z de $v_{d,pac,ss}^+$.

Da mesma forma, discretizando (3.48) e (3.49) pelo método ZOH, têm-se

$$G_{v,d}^-(z) = -\frac{3R_p \left(V_{d,pac,ss}^+(z) - 2\omega_1 LI_{q,ss}^+(z) + 2RI_{d,ss}^+(z) \right)}{4} \left(\frac{1 - \rho}{z - \rho} \right), \quad (3.52)$$

e,

$$G_{v,q}^-(z) = \frac{3R_p \left(V_{d,pac,ss}^+(z) - 2\omega_1 LI_{q,ss}^+(z) + 2RI_{d,ss}^+(z) \right)}{4} \left(\frac{1 - \rho}{z - \rho} \right), \quad (3.53)$$

em que $I_{q,ss}^+(z)$ e $I_{d,ss}^+(z)$ são as transformadas z de $i_{q,ss}^+$ e $i_{d,ss}^+$ respectivamente.

3.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foi apresentada a modelagem de sistema de geração fotovoltaico conectado à rede elétrica através apenas de transformador de interface. Equações diferenciais que regem a dinâmica do conversor fonte de tensão foram obtidas tanto para o lado CC quanto para o lado CA. A modelagem do lado CA foi feita primeiramente nas

coordenadas abc e posteriormente o modelo foi discretizado e referenciado nos sistemas de coordenadas $\alpha\beta 0$ e $dq0$. Já a modelagem da dinâmica do lado CC foi feita no sistema de coordenadas dq baseada no balanço de potência entre os terminais CC e CA do conversor, para um sistema desbalanceado e, portanto, levando em consideração tanto as componentes de sequência positiva quanto negativa. O modelo não-linear obtido foi primeiramente linearizado e posteriormente discretizado. Funções de transferência que relacionam tanto a parcela média quanto as parcelas oscilantes da tensão no barramento CC com as respectivas variáveis de controle foram obtidas.

No próximo capítulo o sistema de controle do conversor será projetado baseado nos modelos obtidos nesse capítulo.

4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO CONVERSOR DE INTERFACE

4.1 INTRODUÇÃO

Apesar de aumentar a oferta de energia elétrica, o crescimento do número de SGD estáticos conectados a rede elétrica pode provocar instabilidades se os conversores de interface não forem controlados corretamente. As normas internacionais relacionadas à interconexão de SGD têm alertado para a importância da continuidade da operação desses sistemas mesmo durante situações de distúrbios na rede (BDEW, 2008), (BRASIL et al., 2013). Desse modo, os algoritmos de sincronização e controle dos conversores eletrônicos tem um papel fundamental neste cenário.

Os sistemas de controle dos conversores fonte de tensão conectados à rede elétrica podem ter seus objetivos divididos em dois grupos (BLAABJERG et al., 2006)

i. Controle das grandezas CC (terminais de entrada):

- Extração da máxima potência ativa da fonte primária de energia (*e.g* painéis fotovoltaicos);
- Proteção contra falhas CC.

ii. Controle das grandezas CA (terminais de saída):

- Sincronização;
- Controle da potência ativa injetada no sistema CA;
- Controle do fluxo de potência reativa entre o conversor e a rede elétrica;
- Controle da tensão do barramento CC (através do controle da potência ativa injetada na rede);
- Redução da distorção harmônica das tensões e correntes sintetizadas nos terminais CA;
- Proteção contra falhas CA.

Na Figura 30 são ilustradas as principais funcionalidades que um sistema de controle de um SGD fotovoltaico conectados à rede deve possuir.

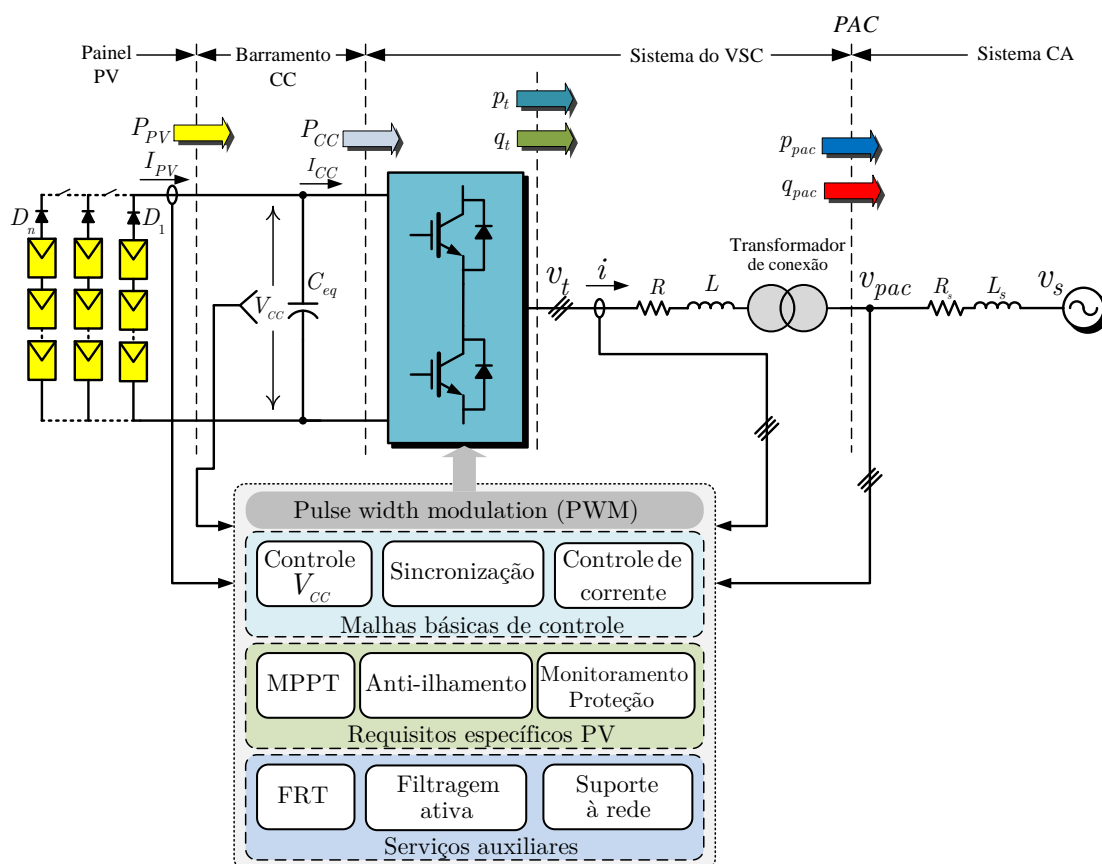


Figura 30: Sistema de controle genérico para plantas PV de único estágio.

Os itens listados anteriormente, juntamente com a proteção anti-ilhamento são considerados exigências mínimas que o conversor de um SGD deve atender para poder ser conectado a uma rede elétrica básica (IEEE 1547, 2003), (VDE V 0126-1-1, 2006). Adicionalmente, estratégias de controle durante faltas (*Fault-ride through* (FRT)), serviços auxiliares de suporte à rede como regulação local de frequência e do nível de tensão, compensação de harmônicos ou filtragem ativa podem ser incorporados ao sistema de controle.

4.2 ESTRUTURAS DOS CONTROLADORES DOS CONVERSORES ESTÁTICOS

Várias estruturas de controle para sistemas conectados à rede já foram propostas e amplamente estudadas. Alguns resultados desses estudos são apresentados em (TIMBUS et al., 2009), (KATIRAEI et al., 2008), (KAZMIERKOWSKI; KRISHMAN; BLAABJERG, 2002). Uma das estruturas mais consagradas consiste em utilizar duas malhas em cascata. A

malha interna, mais rápida, regula a corrente injetada na rede. Enquanto que a malha externa, mais lenta, controla a tensão no barramento CC do conversor estático (e consequentemente o fluxo da potência ativa) e o fluxo da potência reativa injetada no sistema elétrico (KATIRAEI et al., 2008), (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

A malha de corrente é responsável pela qualidade da energia fornecida pelo SGD e pela proteção contra curto-circuito. Portanto, a compensação de harmônicos e a rápida resposta dinâmica são propriedades importantes no controlador de corrente. Por outro lado, o controlador da tensão no barramento CC e da potência reativa são projetados para balancear o fluxo de potência entre o SGD e a rede CA. Assim, usualmente, o projeto desse compensador tem como foco a estabilidade do sistema, possuindo uma dinâmica relativamente mais lenta quando comparado com o controlador de corrente (BLAABJERG et al., 2006).

4.3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE NAS COORDENADAS $\alpha\beta$

O controle nas coordenadas estacionárias faz uso da transformada de Clarke (CLARKE, 1943) para referenciar as correntes trifásicas de saída do conversor num sistema estacionário denominado $\alpha\beta 0$. Na ausência da sequência zero ocorre uma redução no número de variáveis a serem controladas de três (i_a, i_b e i_c) para duas (i_α e i_β). Como as variáveis de controle continuam sendo senoidais, o uso de controladores PI convencionais não evita os erros de amplitude e fase das correntes de saída do conversor (ver seção 2.5) (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Neste caso, controladores como proporcional-ressonante (PR), proporcional-integral complexo (PCI) e vetor complexo PI (*complex vector PI*) (CVPI) podem ser implementados para minimizar os erros de regime das grandezas CA (ZMOOD; HOLMES; BODE, 2001), (ZMOOD; HOLMES, 2003), (GUO; WU, 2010), (BLANCO; DEGNER; LORENZ, 1999) e (BRIZ; DEGNER; LORENZ, 2000).

Na Figura 31 é mostrada a estratégia de controle do conversor nas coordenadas $\alpha\beta$. O sistema de controle é baseado em duas malhas de controle em cascata. A malha mais externa é composta por um algoritmo MPPT, o qual é baseado no processamento das variáveis medidas, tensão V_{CC} e corrente I_{PV} sobre o arranjo de painéis. Além disso, calcula um valor de tensão de referência V_{CC}^* , que teoricamente é o ponto de operação em que a máxima potência é extraída dos painéis para uma dada condição atmosférica (irradiação e temperatura) (ALMEIDA, 2011). O algoritmo de MPPT empregado neste trabalho está descrito em (KADRI; GAUBERT; CHAMPENOIS, 2011) e não será abordado

em detalhes no decorrer deste texto. A tensão de referência é comparada com o valor de tensão atual medido e o erro resultante processado por um controlador, gerando assim uma corrente de eixo direto de referência i_d^* . Essa corrente juntamente com a corrente de referência i_q^* são responsáveis por controlar a potência ativa e reativa, respectivamente (ver Apêndice B). As mesmas são referenciadas no sistema de coordenadas estacionárias através da transformação $dq/\alpha\beta$, gerando assim as correntes de referência i_α^* e i_β^* . A transformação de coordenadas $dq/\alpha\beta$ é auxiliada por um circuito de sincronismo PLL que estima a frequência e ângulo da componente fundamental de sequência positiva das tensões da rede. O algoritmo empregado é denominado circuito de sincronismo com duplo integrador generalizado de segunda ordem (*Double Second Order Generalized Integrator PLL*) (DSOGI-PLL) sendo apresentado em (RODRÍGUEZ et al., 2006). A implementação deste algoritmo de sincronização está apresentada em detalhes em (ALMEIDA, 2011) e não será abordada no decorrer deste documento.

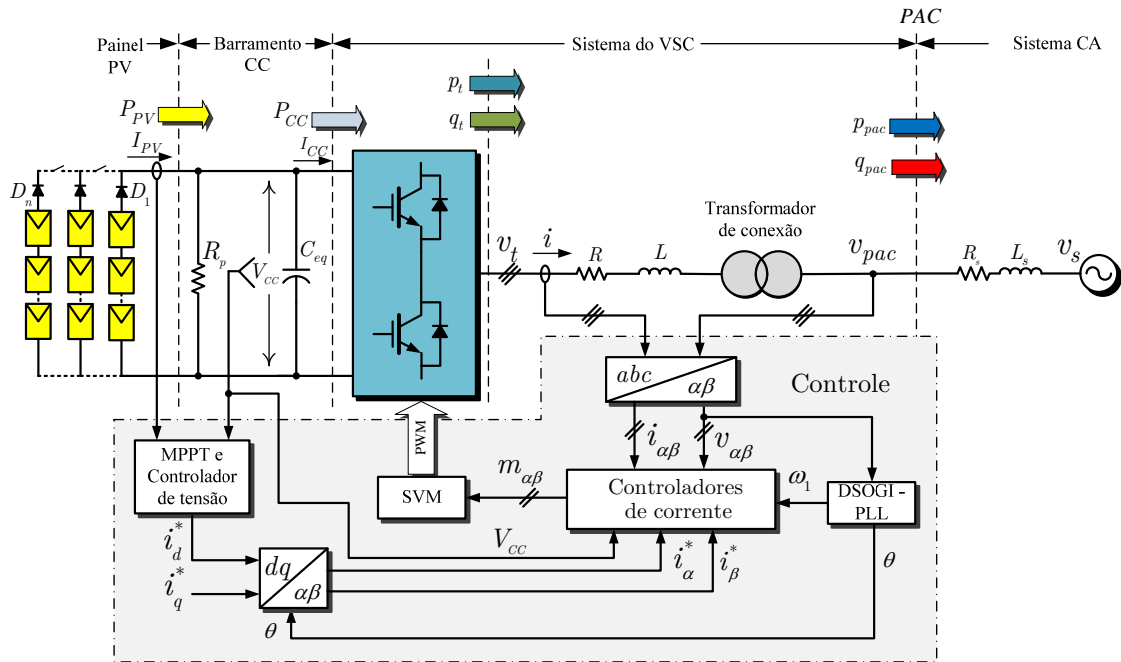


Figura 31: Diagrama esquemático do sistema de geração fotovoltaico com controle nas coordenadas $\alpha\beta$.

A malha interna é composta por controladores de corrente, os quais processam o erro entre as corrente de referência i_α^* e i_β^* e as correntes atuais que fluem no circuito, referenciadas no sistema de coordenadas $\alpha\beta$. Desta forma, são gerados os índices de modulação $m_{\alpha\beta}$, os quais por sua vez são utilizados pela modulação vetorial (*Space Vector Modulation*) (SVM) (HOLMES; LIPO, 2003) para sintetização dos pulsos de disparo dos interruptores do conversor.

Baseado no modelo discreto desenvolvido na seção 3.3.1, tem-se que de (3.14),

(3.15), (3.16) e introduzindo novas variáveis de controle $u_\alpha(n)$ e $u_\beta(n)$, pode-se escrever as seguintes relações para as tensões terminais do conversor

$$v_{t,\alpha}(n+1) = u_\alpha(n) + v_{\alpha,pac}(n), \quad (4.1)$$

e

$$v_{t,\beta}(n+1) = u_\beta(n) + v_{\beta,pac}(n). \quad (4.2)$$

A inclusão de $v_{\alpha,pac}(n)$ e $v_{\beta,pac}(n)$ tem uma ação *feedforward* reduzindo o impacto das tensões no PAC, as quais podem ser vistas como perturbações, sobre o controle de corrente, e conseqüentemente, simplificando o projeto dos controladores.

As linhas e colunas referentes às correntes e tensões de sequência *zero* do sistema (3.14) foram desprezadas pois o conversor do SGD fotovoltaico é trifásico a três fios.

Substituindo (4.1) e (4.2) em (3.14), tem-se que o comportamento dinâmico das correntes $i_\alpha(n+1)$ e $i_\beta(n+1)$ passa a ser descrito por

$$\begin{cases} i_\alpha(n+1) = ai_\alpha(n) + bu_\alpha(n) \\ i_\beta(n+1) = ai_\beta(n) + bu_\beta(n) \end{cases}, \quad (4.3)$$

em que as correntes de cada eixo podem ser controladas separadamente através das variáveis de controle $u_\alpha(n)$ e $u_\beta(n)$.

Desprezando os harmônicos gerados pelo chaveamento do conversor de interface, e assumindo que seja usada uma estratégia de modulação vetorial (BUSO; MATTAVELLI, 2006) e (ZHOU; WANG, 2002a) pode-se escrever as seguintes expressões para as tensões sintetizadas nos terminais do SGD

$$\begin{cases} v_{t,\alpha}(n) = \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\frac{V_{CC}(n)}{2} \right) m_\alpha(n) = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{CC}(n) \cdot m_\alpha(n) \\ v_{t,\beta}(n) = \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\frac{V_{CC}(n)}{2} \right) m_\beta(n) = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{CC}(n) \cdot m_\beta(n) \end{cases}, \quad (4.4)$$

em que $m_\alpha(n)$ e $m_\beta(n)$ são os índices ou fatores de modulação das tensões do conversor, nas coordenadas alfa e beta, respectivamente, para o tempo discreto.

Das relações anteriores é possível construir os diagramas de blocos para os diagramas mostrados nas Figuras 32 e 33, para os controladores de corrente dos eixos α e

β , respectivamente. Nestas figuras os fatores de modulação $m_\alpha(n)$ e $m_\beta(n)$ são usados para controlar as correntes sintetizadas pelo conversor de interface. Os blocos $F_a(z)$ são filtros anti-aliasing analógicos representados no tempo discreto. Os blocos $C_{i,r}(z)$ são as transformadas z dos controladores de corrente.

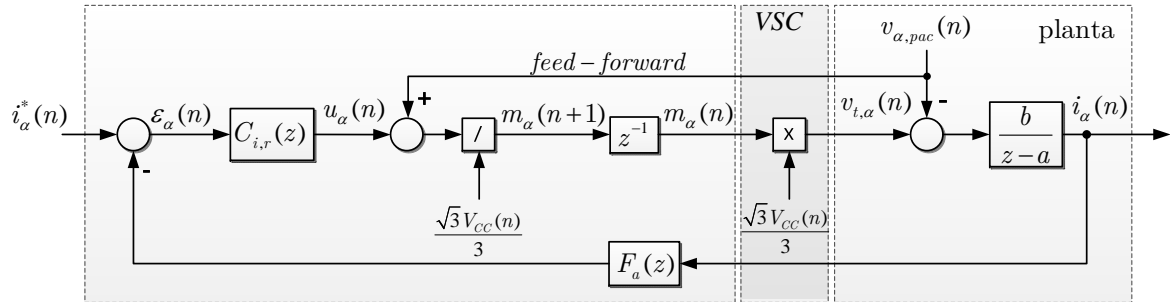


Figura 32: Diagrama de blocos do controle de corrente para o eixo α .

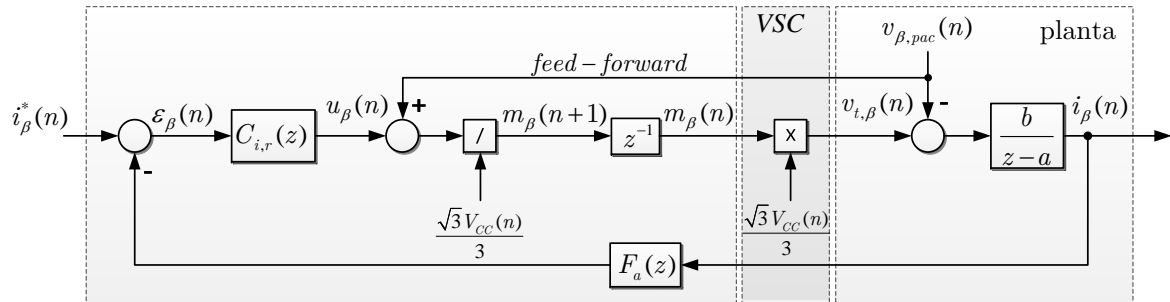


Figura 33: Diagrama de blocos do controle de corrente para o eixo β .

Observe também nas Figuras 32 e 33 que os índices $m_\alpha(n)$ e $m_\beta(n)$ foram divididos por $\sqrt{3}V_{CC}(n)/3$. Esse procedimento, além de normalizar os índices de modulação, tem uma ação preditiva (*feed-forward*) atenuando o efeito das oscilações em V_{CC} nas variáveis de saída do controlador. O atraso z^{-1} foi introduzido nesta figura para modelar o tempo de processamento.

4.4 PROJETO DO CONTROLADOR PR

Considerando o comportamento oscilatório de $i_\alpha(n)$ e $i_\beta(n)$ e baseado no princípio do modelo interno, duas malhas de realimentação com controladores PR podem ser projetadas para garantir que a corrente gerada rastreie o sinal de referência sem erro de estado estacionário (ZMOOD; HOLMES, 2003).

O controlador ressonante é uma boa alternativa para aplicação no controle de conversores conectados à rede elétrica no modo de corrente. Eles podem apresentar a

mesma resposta transitória e em estado permanente que os controladores PI implementados no sistema de coordenadas síncronas, além de evitarem a transformação de Park (VIDAL et al., 2013).

A função de transferência do controlador PR no domínio do tempo contínuo é dada por (2.8)

$$C_{PR}(s) = k_p + k_i \frac{s}{s^2 + \omega_0^2}. \quad (4.5)$$

A implementação digital deste controlador pode ser feita discretizando (4.5) utilizando algum dos métodos mostrados na Tabela 1. Entretanto, alguns dos métodos não apresentam uma resposta satisfatória, podendo em alguns casos apresentar desvio e redução do pico de ressonância e a não compensação efetiva dos atrasos, como discutido na seção 2.6.

Os autores Yepes et al. (2010) fazem uma comparação e classificação dos métodos de discretização aplicados ao controlador PR. De acordo com os autores, o métodos que possuem melhor resposta levando em consideração os parâmetros de performance como ganho infinito na frequência de ressonância, desvio do pico de ressonância, efeito nos zeros do controlador e compensação de atrasos, são os métodos *First-order hold*, *Tustin with pre-warping* e *Impulse invariant*.

Portanto, baseado no que foi dito anteriormente, foi escolhido o método FOH para discretizar o controlador PR dado em (4.5), resultando na seguinte função de transferência no tempo discreto (YEPES et al., 2010)

$$C_{i,r}^{foh}(z) = k_{p,r} + k_{i,r} \left(\frac{1 - \cos(\omega_o T_s)}{\omega_o^2 T_s} \right) \left[\frac{1 - z^{-2}}{1 - 2 \cos(\omega_o T_s) z^{-1} + z^{-2}} \right], \quad (4.6)$$

onde $k_{p,r}$ e $k_{i,r}$ são os ganhos proporcional e integral do controlador, respectivamente; sendo ω_o a frequência angular de ressonância.

Existem diversas metodologias para projetar os ganhos do controlador ressonante. Elas geralmente são baseadas nas curvas de resposta em frequência (diagramas de Bode) com as quais pode-se obter as margens de fase e ganho além da frequência da banda de passagem (ZMOOD; HOLMES, 2003), (YEPES et al., 2010) e (ZMOOD; HOLMES; BODE, 2001). Pode-se também usar técnicas modernas de otimização baseadas por exemplo em algoritmos genéticos para o mesmo fim (LENWARI; SUMNER; ZANCHETTA, 2009). Entretanto, métodos baseados no diagrama de Bode não são adequados para

análise de estabilidade em sistema mais complexos em que as curvas de ganho e fase cruzam 0 dB ou 180° diversas vezes (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2009). Desta forma, com o intuito de contornar essas limitações, recentemente, Yepes et al. (2011a) propuseram uma metodologia de projeto através do diagrama de Nyquist e da função de sensibilidade. Metodologia de projeto a qual será adotado neste trabalho para projetar os controladores PR de corrente.

O primeiro passo para o projeto do controlador é achar a função de transferência da planta. Portanto, baseado em (4.3) a planta pode ser modelada como

$$G_{delay}(z) = z^{-1} \frac{i_{\alpha}(z)}{u_{\alpha}(z)} = z^{-1} \frac{i_{\beta}(z)}{u_{\beta}(z)} = \frac{z^{-2}}{R} \frac{1-a}{1-az^{-1}} = z^{-2} \frac{b}{1-az^{-1}}, \quad (4.7)$$

em que o atraso de processamento z^{-1} foi incluído na função de transferência da planta.

A rejeição do erro de um sistema em malha fechada pode ser quantificada através da função de sensibilidade

$$S(z) = \frac{1}{1 + G_{delay}(z) \cdot C_{i,r}^{foh}(z)}, \quad (4.8)$$

em que o máximo valor de $|S(z)|$ é denominado pico de sensibilidade $1/\eta$, sendo um indicador compacto da sensibilidade relativa do sistema (OGATA, 1995). A função

$$L(z) = 1 + G_{delay}(z) \cdot C_{i,r}^{foh}(z), \quad (4.9)$$

denominador de (4.8) representa a distância da função de transferência de malha aberta ao ponto crítico $(-1,0j)$ para cada frequência ω ($z = e^{j\omega T_s}$) no diagrama de Nyquist.

Baseado em (4.8) e (4.9), pode-se concluir que o erro de estado estacionário é inversamente proporcional a $L(z)$. Isto corresponde ao fato bastante conhecido de que um valor infinito de $L(z)$ nas frequências de interesse garantirá um erro de regime nulo nas mesmas.

Em sistemas simples em que a resposta em frequência de malha aberta decai monotonicamente e não apresenta mudanças abruptas, as margens de fase e ganho fornecem informações suficientes sobre estabilidade. Entretanto, em sistemas com trajetórias mais complexas (como no caso de controladores PR), estes indicadores não fornecem uma informação confiável. Desta forma, a distância mínima η do ponto crítico pode ser utilizada como um indicador confiável e compacto para quantificar a proximidade

da instabilidade (FADALI; VISIOLI, 2009), (MOUDGALYA, 2007).

4.4.1 **RELAÇÃO ENTRE O GANHO PROPORCIONAL E O PICO DA FUNÇÃO DE SENSIBILIDADE**

Devido ao fato de que a parcela ressonante do controlador apenas afeta uma pequena faixa de frequências em torno da frequência de ressonância (a não ser que um ganho integral muito elevado seja utilizado), o ganho proporcional pode ser calculado separadamente baseado no pico da função de sensibilidade e, posteriormente, a parcela ressonante deve ser incluída e seus efeitos analisados para que o valor de $k_{i,r}$ possa ser determinado.

Para obter a expressão que relaciona o ganho $k_{p,r}$ com o pico da função de sensibilidade $1/\eta_p$ da função de transferência da planta em malha aberta ($k_{p,r} \cdot G_{delay}(z)$), deve-se encontrar primeiro a frequência ω_η na qual $|L(z)|$ possui o mínimo global η_p . Considerando que ω_η deve satisfazer as seguintes condições:

$$\left. \frac{\partial |L(e^{j\omega T_s})|}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_\eta} = 0, \quad (4.10)$$

e,

$$\left. \frac{\partial^2 |L(e^{j\omega T_s})|}{\partial \omega^2} \right|_{\omega=\omega_\eta} > 0, \quad (4.11)$$

e ainda, sabendo que

$$L(e^{j\omega T_s}) = 1 + k_{p,r} \cdot G_{delay}(e^{j\omega T_s}). \quad (4.12)$$

Fazendo $z = e^{j\omega T_s}$ em (4.7) pode-se escrever:

$$G_{delay}(e^{j\omega T_s}) = \left(\frac{1-a}{R} \right) \left[\frac{e^{-2j\omega T_s}}{1 - ae^{-j\omega T_s}} \right]. \quad (4.13)$$

Reescrevendo (4.13) porém separando as parcelas real e imaginária tem-se:

$$G_{delay}(e^{j\omega T_s}) = \left(\frac{1-a}{R} \right) \left\{ \left[\frac{\cos(2\omega T_s) - a \cos(\omega T_s)}{1 + a^2 - 2a \cos(\omega T_s)} \right] + j \left[\frac{a \sin(\omega T_s) - \sin(2\omega T_s)}{1 + a^2 - 2a \cos(\omega T_s)} \right] \right\}. \quad (4.14)$$

Substituindo (4.14) em (4.12) tem-se:

$$L(e^{j\omega T_s}) = 1 + k_{p,r} \left(\frac{1-a}{R} \right) \left[\frac{\cos(\omega T_s) - a \cos(\omega T_s)}{1+a^2-2a \cos(\omega T_s)} \right] + \\ + j k_{p,r} \left(\frac{1-a}{R} \right) \left[\frac{a \operatorname{sen}(\omega T_s) - \operatorname{sen}(2\omega T_s)}{1+a^2-2a \cos(\omega T_s)} \right]. \quad (4.15)$$

Finalmente, calculando $|L(e^{j\omega T_s})|$ e aplicando as restrições (4.10) e (4.11) na expressão resultante, obtém-se frequência para a qual η_p será mínimo:

$$\omega_\eta = T_s^{-1} \arctan \left[\frac{R^2(-2+3a^2-a^4) + 2RM(1+a^2) + k_{p,r}R(a^3-a^2)}{R(1+a^2) - M} \right], \quad (4.16)$$

em que

$$M = \sqrt{R(1-a)(k_{p,r}a^2 + R(1+a))}. \quad (4.17)$$

A substituição de ω_η em (4.15) resulta em $L(e^{j\omega_\eta T_s}) = \eta_p$ e, finalmente, $k_{p,r}$ pode ser isolado desta equação e reescrito como (YEPES et al., 2011a)

$$k_{p,r} = \frac{R}{1-a} \left(1 - a^{-2} + \left\{ \frac{a}{6} + \frac{a^{-1}}{3} - \frac{1}{J} \left(\frac{a}{12} - \frac{2a^{-1}}{3} + \frac{4a^{-3}}{3} \right) - \frac{J}{12} a \right. \right. \\ \left. \left. + j \frac{\sqrt{3}}{12} \left[\frac{1}{J} (a - 8a^{-1} + 16a^{-3}) - Ja \right] \right\}^2 \right), \quad (4.18)$$

em que

$$J = (1 + (54\eta_p^2 - 12)a^{-2} + 48a^{-4} - 64a^{-6} \\ + 6a^{-1}\eta_p \sqrt{3 + (81\eta_p^2 - 36)a^{-2} + 144a^{-4} - 192a^{-6}})^{1/3}. \quad (4.19)$$

A expressão (4.18) relaciona o ganho proporcional à distância mínima da trajetória de Nyquist ao ponto crítico, sendo o valor de η_p um parâmetro de projeto.

O valor de η_p não deve ser escolhido muito pequeno para garantir uma boa margem

de estabilidade, além de uma atenuação satisfatória da frequência de chaveamento e altas frequências, uma vez que o valor de η_p é inversamente proporcional à $k_{p,r}$, que por sua vez é diretamente proporcional à faixa de passagem. Portanto, escolhendo-se $\eta_p = 0,7$, e considerando os dados da planta mostrados nas Tabela 2 e 3, pode-se substituir os parâmetros anteriores em (4.19) e o resultado em (4.18). A última equação resulta no valor de $k_{p,r} = 2,66 \text{ V}/(\text{A} \cdot \text{s})$.

O diagrama de Nyquist para $G_{delay}(z)$ e $k_{p,r} \cdot G_{delay}(z)$ é mostrado na Figura 34, onde fica evidenciado que a distância mínima da trajetória para o sistema projetado é exatamente $\eta_p = 0,7$.

Tabela 2: Dados do transformador de conexão.

Descrição	Valor
Potência aparente	32 kVA
Tensão primário	440 V
Tensão secundário	220 V
Indutância de dispersão	2,49 mH
Resistência série	1,11 Ω
Tipo de conexão	Δ - Δ

Tabela 3: Parâmetros do sistema.

Descrição	Valor
Frequência chaveamento (f_{sw})	20 kHz
Frequência de amostragem (f_s)	12 kHz
Frequência fundamental (f_1)	60 Hz
Tensão eficaz de fase da rede (V_s)	127 V
Indutância de dispersão referenciada ao primário (L)	0,83 mH
Resistência série referenciada ao primário (R)	0,37 Ω
Capacitância CC (C_{eq})	4700 μF

A frequência de chaveamento do conversor foi escolhida a maior possível para reduzir a ondulação (*ripple*) das correntes sintetizadas. O valor da frequência de amostragem foi limitado em 12 kHz devido ao tempo de processamento do algoritmo de controle e supervisão. A escolha dessa frequência, múltipla inteira da frequência fundamental, será importante no projeto do controlador repetitivo que será abordado posteriormente nessa tese.

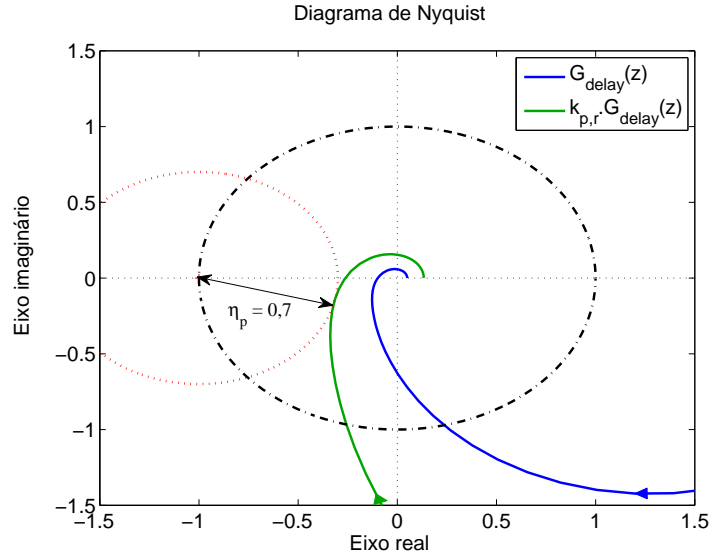


Figura 34: Diagrama de Nyquist de $G_{\text{delay}}(z)$ e $k_{p,r} \cdot G_{\text{delay}}(z)$, para $\eta_p = 0,7$ e $k_{p,r} = 2,66$.

4.4.2 INFLUÊNCIA DA PARCELA RESSONANTE NA ESTABILIDADE DO SISTEMA

Com dito anteriormente, a parcela ressonante do controlador PR apenas afeta a resposta em frequência em uma estreita faixa próxima a frequência de ressonância. Portanto, a não ser que um ganho integral muito grande seja utilizado, a sua influência na estabilidade é bem menor que a do ganho proporcional. Desta forma, após calcular o valor de $k_{p,r}$ pela metodologia mostrada da seção anterior, a parcela ressonante do controlador deve ser incluída e a influência de $k_{i,r}$ na estabilidade do sistema deve ser estudada.

Na Figura 35 é mostrado o diagrama de Nyquist da função de transferência de malha aberta $C_{i,r}^{\text{foh}}(z) \cdot G_{\text{delay}}(z)$ para diferentes valores de $k_{i,r}$.

Como pode ser visto, o aumento do ganho integral reduz a margem de estabilidade do sistema. Para $k_{i,r} = 5000$ o valor de η foi reduzido de 0,7 para 0,619, o que não representa uma grande redução na margem estabilidade do sistema. Portanto, como dito anteriormente, para ganhos integrais não muito elevados, por exemplo, menores que 5000 para o caso estudado, a metodologia de projeto se mostra adequada.

De acordo com Yepes et al. (2011a) a escolha de $k_{i,r} = 1000$ apresenta um bom compromisso entre resposta transitória e filtragem seletiva.

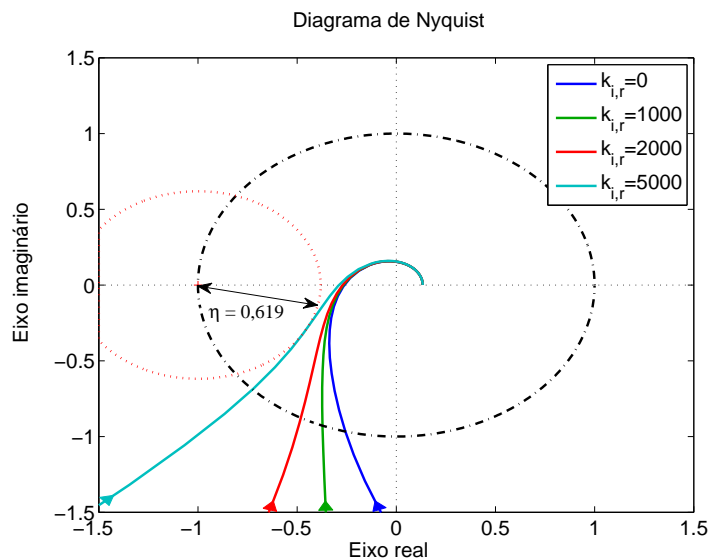


Figura 35: Diagrama de Nyquist de $C_{i,r}^{foh}(z) \cdot G_{delay}(z)$ para diferentes valores de $k_{i,r}$ em que $k_{p,r} = 2,66$ e $\omega_0 = \omega_1 = 2\pi \times 60 \text{ rad/s}$.

4.4.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O sistema de controle ilustrado na Figura 31 foi testado no protótipo experimental no Laboratório Solar da UFJF. Os controladores de corrente mostrados nas Figuras 32 e 33 foram implementados digitalmente utilizando um DSP TMS320F2812 (*Digital Signal Processor* - DSP) da *Texas Instruments*. Nas Figuras 36, 37 e 38 são mostradas a bancada experimental, o conversor estático e os transformadores de conexão, respectivamente.



Figura 36: Imagem da bancada experimental.

Na Tabela 4 são mostrados os valores dos ganhos do controlador PR assim como os parâmetros de projeto de acordo com a estratégia descrita anteriormente. Os controladores de eixo α e β foram projetados com parâmetros idênticos para garantir um comportamento dinâmico semelhante para as correntes nas duas coordenadas.



Figura 37: Detalhe do conversor trifásico.



Figura 38: Detalhe do banco de transformadores de conexão.

Tabela 4: Parâmetros do controlador PR de corrente.

Descrição	Valor
Pico da função de sensibilidade ($1/\eta_p$)	1/0,7
Frequência de ressonância (ω_0)	$2 \times 60 \text{ rad/s}$
Ganho proporcional ($k_{p,r}$)	2,66 V/A
Ganho integral ($k_{i,r}$)	1000 V/(A · s)

Na Figura 39 são mostradas as correntes trifásicas instantâneas no primário do transformador. O sinal de referência $i_d^*(n)$ foi gerado pelo bloco MPPT e Controlador de Tensão da Figura 31. O objetivo deste bloco é regular a tensão CC quando esta tende a crescer ou decrescer em consequência da variação da potência ativa gerada pelos painéis PV. Já o sinal de referência para a corrente $i_q(n)$ foi ajustado em 0 A. Essas correntes são referenciadas no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, como mostrado na

Figura 31, e posteriormente controladas nas coordenadas $\alpha\beta$.

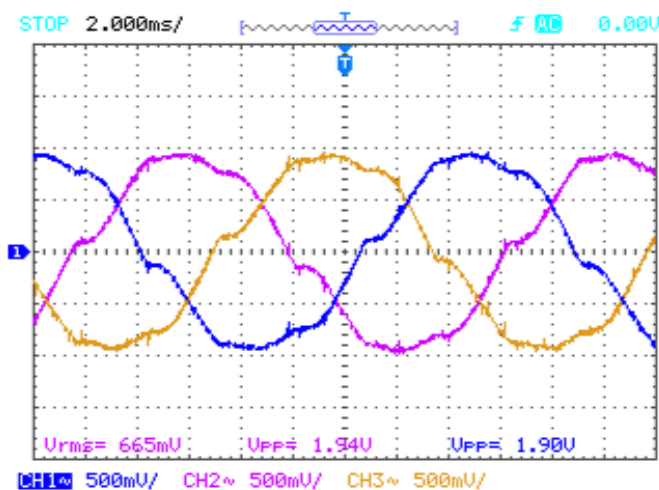


Figura 39: Correntes trifásicas no primário do transformador [22 A/div].

O espectro harmônico da corrente de uma das fases é ilustrado na Figura 40. Observe que o quinto e o sétimo harmônicos são os que apresentam maior amplitude, estando acima dos limites estabelecidos em (IEEE, 2000). A distorção harmônica total (THD) desta corrente é 8,5 %, valor que também está acima dos limites recomendados pelos padrões internacionais (IEEE, 2000).

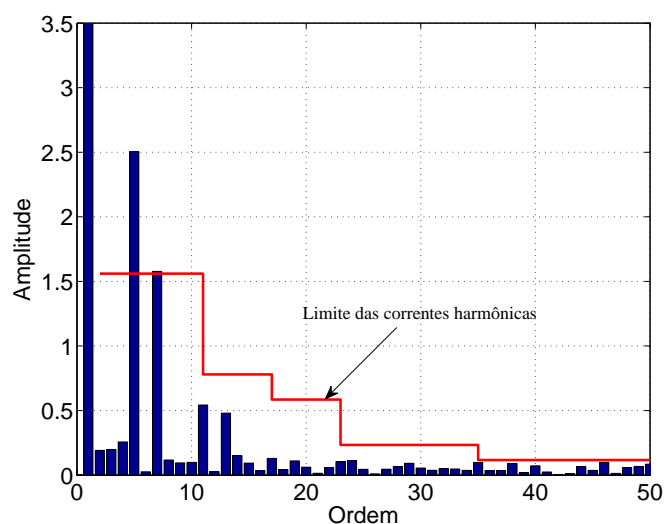


Figura 40: Espectro harmônico da corrente da fase “a”, THD = 8,5 %. Limites de acordo com IEEE 929–2000.

Conforme explicado anteriormente, o sistema fotovoltaico da Figura 31 emprega uma topologia de único estágio. Portanto, para garantir que o conversor seja capaz de injetar potência ativa na rede, vários painéis PV são conectados em série, de maneira que o valor da tensão CC do conversor seja superior à valor de pico da tensão da rede elétrica CA.

Devido ao fato do conversor de interface ser conectado diretamente ao transformador têm-se tensões chaveadas de amplitude V_{CC} e com elevado conteúdo harmônico aplicadas a cada enrolamento do mesmo. Conseqüentemente, como este equipamento não foi projetado para operar com tensões desse tipo, ele passa a operar numa região não linear, distorcendo as correntes de linha.

Como uma primeira opção para resolver esse problema pode-se sobredimensionar o transformador de conexão para operar nas condições anteriores, ou projetar filtros passivos para serem conectados nos terminais do conversor de interface. Nos dois casos tem-se um aumento de volume e de custo da instalação. Uma segunda opção que evita mudanças na instalação física é a utilização de vários controladores ressonantes em paralelo. Estratégia a qual é discutida na próxima seção.

4.5 PROJETO DE MÚLTIPLOS CONTROLADORES RESSONANTES

Para contornar o problema da distorção na corrente gerada pelo SGD, pode-se utilizar múltiplos controladores ressonantes sintonizados nas frequências das componentes harmônicas a serem compensadas.

Como a parcela ressonante possui um alto ganho na frequência central de ressonância e praticamente não tem influência nas outras frequências, essa característica torna possível a operação de múltiplos controladores ressonante juntos, normalmente organizados em paralelo. A função de transferência do controlador resultante da associação de diversos controladores ressonantes em paralelo é dada por

$$C_{i,r_h}(z) = k_{p,r} + \sum_h^{n_h} C_{PR_h}(z), \quad (4.20)$$

em que h é a ordem do harmônico e n_h é o harmônico de mais alta frequência.

Devido ao fato de que $k_{p,r}$ é independente da frequência, o mesmo afeta todo o espectro de frequência igualmente. Portanto, apenas um ganho proporcional pode ser usado e, desta forma, o projeto do mesmo pode ser feito como descrito na Seção 4.4.1.

A frequência ω_0 de cada parcela ressonante em (4.6) deve ser sintonizada de acordo com a frequência da componente harmônica a ser compensada.

Na Figura 41 é mostrado o diagrama de Nyquist para controladores ressonantes sintonizados nas frequências da componente fundamental, 5^a , 7^a , 11^a e 13^a harmônicas, para planta dada por (4.7) e $k_{p,r} = 2,66$ calculado na seção 4.4.1. De acordo com a

figura, para frequências harmônicas mais altas, como a 7^a, 11^a e 13^a, a análise do diagrama de Nyquist se torna um pouco mais complexa pois as trajetórias relacionadas à essas harmônicas cruzam mais de uma vez o círculo de 0 dB assim como -180° . Desta forma, o sistema apresenta ambas margem de fase positiva quanto negativa, como pode ser visto na Figura 41 para $h = 11$ e $h = 13$. Isto não implica em instabilidade, pois como se pode constatar, o sistema continua sendo estável devido ao fato de que o ponto $(-1, j0)$ não é englobado a direita pela trajetória de acordo com o aumento da frequência. Além disso, o sistema pode apresentar redução da margem de ganho ou até margem de ganho negativa, o que não implica na instabilidade do sistema (YEPES et al., 2011a).

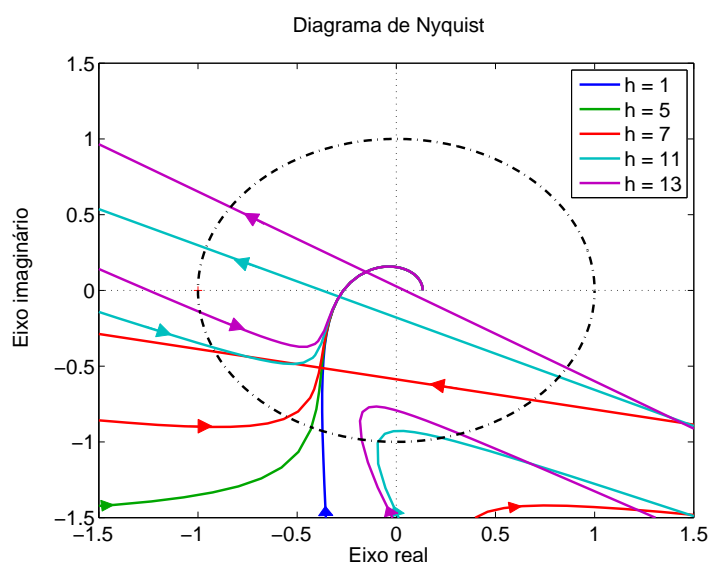


Figura 41: Diagrama de Nyquist para controladores ressonantes sintonizados em diferentes frequências para $k_{i,r} = 1000$ e $k_{p,r} = 2,66$.

De uma maneira geral, de acordo com Yepes et al. (2011a), na análise da estabilidade de sistemas com controladores PR deve-se ter em mente:

- A margem de ganho maior que zero não é uma condição suficiente ou mesmo necessária para garantir a estabilidade. Isto significa que em alguns casos o sistema pode ser estável apresentando margem de ganho negativa ou o sistema pode ser instável apresentando uma margem de ganho positiva.
- Para cada controlador ressonante sempre existe tanto uma margem de fase positiva quanto negativa.

Como conclusão, os fatos citados anteriormente corroboram para estabelecer que as regras gerais para análise de estabilidade em sistemas simples, usualmente empregadas

para controladores do tipo proporcional–integral derivativo (PID), em que o fato da margem de ganho e de fase serem positivas são condições necessárias e suficientes para a estabilidade, não devem ser assumidas como apropriadas quando controladores ressonantes estão presentes no sistema. Por outro lado, o pico da função de sensibilidade, como já dito anteriormente, deve ser utilizado como um indicador compacto e confiável para análise da estabilidade, pois o mesmo indica a distância mínima do ponto crítico para todas os possíveis frequências.

Apesar do sistema projetado com múltiplos controladores ressonantes ser estável, para grandes valores da frequência de ressonância ω_0 , o atraso causado pelo tempo de amostragem e processamento pode afetar a performance e até levar o sistema a instabilidade (YUAN et al., 2002). Por esse motivo, foi proposto por Bojoi et al. (2005) a seguinte compensação no zero da parcela ressonante de (4.5)

$$C_{i,r}^d(s) = k_{p,r} + k_{i,r} \left[\frac{s \cos(k\omega_0 T_s) - \omega_0 \operatorname{sen}(k\omega_0 T_s)}{s^2 + \omega_0^2} \right], \quad (4.21)$$

em que k é o número de períodos de amostragem a serem compensados. De acordo com Limongi et al. (2009), $k = 2$ é o valor ótimo para a compensação. Em (YEPES et al., 2011a) uma nova estratégia é proposta na qual a escolha do argumento em (4.21) é baseada na minimização da função de sensibilidade.

Como a compensação de atrasos proposta não altera os pólos do controlador, o mesmo continua garantindo um erro de estado estacionário nulo nas frequências de ressonância.

Utilizando o método FOH para discretizar (4.21), tem-se (YEPES et al., 2010)

$$C_{i,r}^d(s) = k_{p,r} + k_{i,r} \left\{ \frac{(1 - z^{-1}) [\cos(k\omega_0 T_s) + \operatorname{sen}(k\omega_0 T_s)\omega_0 T_s - \cos((k - 1)\omega_0 T_s)]}{\omega_0^2 T_s (1 - 2z^{-1} \cos(\omega_0 T_s) + z^{-2})} + \frac{2z^{-1} \operatorname{sen}(k\omega_0 T_s) [\operatorname{sen}(\omega_0 T_s) - \cos(\omega_0 T_s)]}{\omega_0^2 T_s (1 - 2z^{-1} \cos(\omega_0 T_s) + z^{-2})} \right\}. \quad (4.22)$$

Na Figura 42 é mostrado o diagrama de Nyquist para o sistema com controladores ressonantes com compensação do atraso. Fica nítido quando comparada com a Figura 41 que o sistema com a compensação de atrasos possui uma margem de estabilidade maior.

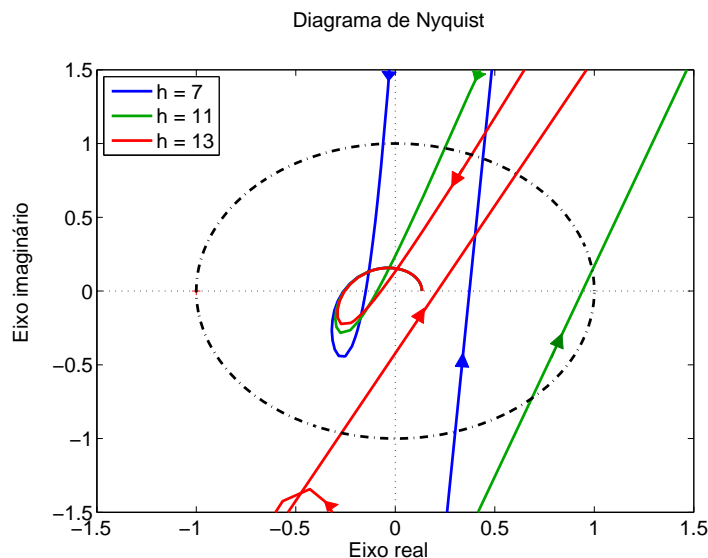


Figura 42: Diagrama de Nyquist para controladores ressonantes sintonizados em diferentes frequências com compensação do atraso para $k_{i,r} = 1000$ e $k_{p,r} = 2,66$.

Os controladores da componente fundamental e da quinta harmônica não necessitam de compensação do atraso.

4.5.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para compensar as distorções harmônicas nas correntes mostradas na Figura 40 foram incluídos quatro controladores ressonantes em paralelo com o controlador PR sintonizado na componente fundamental, para cada eixo α e β . Os controladores adicionais foram sintonizados na 5ª, 7ª, 11ª e 13ª harmônicas, com $k_{p,r} = 2,66$ e $k_{i,r} = 1000$ para cada componente harmônica. Sendo que para as componentes de 7ª, 11ª e 13ª harmônicas a estratégia de compensação de atrasos descrita na seção anterior é empregada.

Na Figura 43 são mostradas as correntes trifásicas no primário do transformador, enquanto que na Figura 44 são mostradas a corrente e tensão no PAC para umas das fases.

O espectro harmônico da corrente injetada na rede é ilustrado na Figura 45. Comparando a mesma com a Figura 40 é visível a redução das componentes harmônicas nas quais os controladores ressonantes foram incluídos, resultando em uma corrente com baixo THD, em torno de 2,14 %, e desta forma estando de acordo com os requisitos recomendados por IEEE (2000).

No caso em que o sistema elétrico de potência apresenta variações de frequên-

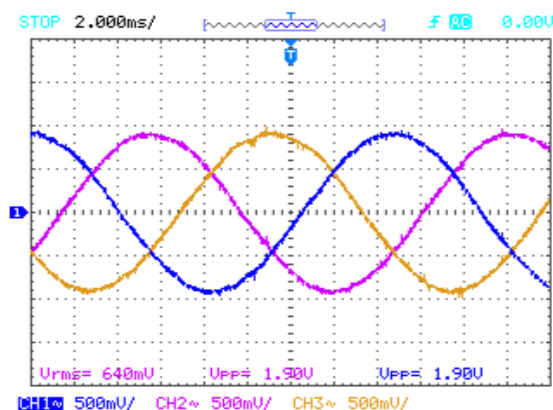
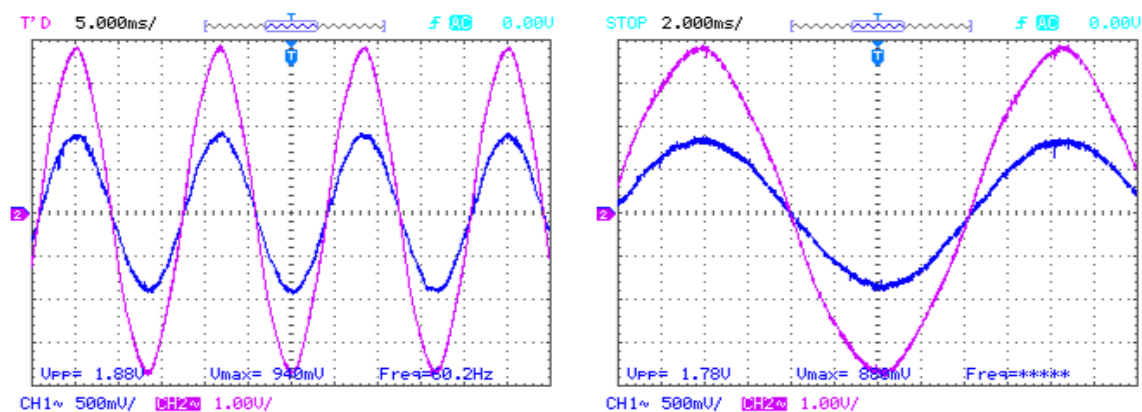


Figura 43: Correntes trifásicas no primário do transformador, com a inclusão de múltiplos controladores ressonantes [22 A/div].



(a)

(b) Detalhe

Figura 44: Tensão [25 V/div] e corrente [11 A/div] no PAC com a inclusão de múltiplos controladores ressonantes

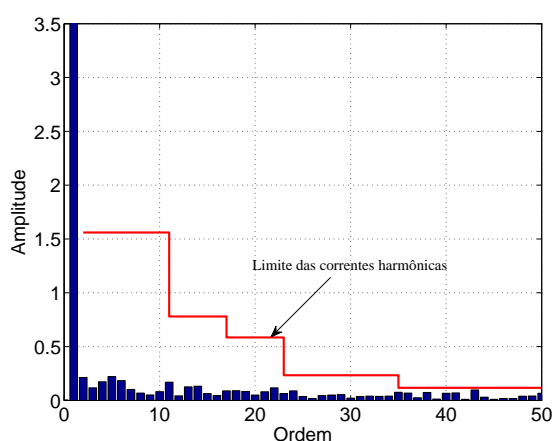


Figura 45: Espectro harmônico da corrente da fase “a”, com a inclusão de múltiplos controladores repetitivos, THD = 2,14 %. Limites de acordo com IEEE 929–2000.

cia, a eficácia dos controladores ressonantes pode ser reduzida (TIMBUS et al., 2006). Como solução, pode-se tornar o controlador ressonante adaptativo em frequência se

a frequência das tensões da rede elétrica estimadas pelo PLL forem realimentadas em (4.22). Entretanto, o cálculo das funções trigonométricas presentes em (4.22) de forma *on-line*, pode requerer um tempo de processamento precioso. Portanto, alternativas como a implementação de controladores ressonantes através de dois integradores em que as funções trigonométricas são aproximadas pela série de Taylor (YEPES et al., 2011b) se torna atraente.

4.6 ESTRATÉGIA DE CONTROLE NAS COORDENADAS DQ

A estratégia de controle no sistema de coordenadas síncrono, também chamado de controle *dq*, utiliza da transformada de Park (PARK, 1929) para referenciar as formas de onda senoidais de tensão e corrente num sistema de coordenadas ortogonais *dq0*, que gira em sincronismo com o vetor espacial das tensões trifásicas da rede CA. Neste sistema de coordenadas, as grandezas alternadas e as variáveis de controle possuem um comportamento estacionário, facilitando a implementação dos filtros e o projeto de controlares (KAZMIERKOWSKI; KRISHMAN; BLAABJERG, 2002). Nessa estratégia, controladores PI apresentam respostas dinâmicas satisfatórias.

Na Figura 46 é mostrada a estratégia de controle do conversor nas coordenadas *dq*. O sistema de controle é baseado em duas malhas de controle em cascata em que a malha mais externa funciona da mesma forma que no controle nas coordenadas $\alpha\beta$, como explicado na seção 4.3. A única diferença com relação ao controle nas coordenadas $\alpha\beta$ é que a regulação das correntes i_d^* e i_q^* é feita diretamente nas coordenadas *dq*.

Baseado no modelo discreto desenvolvido na seção 3.3.2, tem-se que de (3.21), (3.26), (3.27) e introduzindo novas variáveis de controle $u_d(n)$ e $u_q(n)$, pode-se escrever as seguintes relações para as tensões terminais do conversor

$$v_{t,d}(n+1) = - \left[\frac{a\omega(n)T_s}{b} \right] i_q(n) + u_d(n) - [\omega(n)T_s] v_q(n) + v_{d,pac}(n), \quad (4.23)$$

e

$$v_{t,q}(n+1) = + \left[\frac{a\omega(n)T_s}{b} \right] i_d(n) + u_q(n) + [\omega(n)T_s] v_d(n) + v_{q,pac}(n). \quad (4.24)$$

A inclusão de $v_{d,pac}(n)$ e $v_{q,pac}(n)$ tem uma ação *feedforward* reduzindo o impacto das tensões no PAC sobre o controle de corrente.

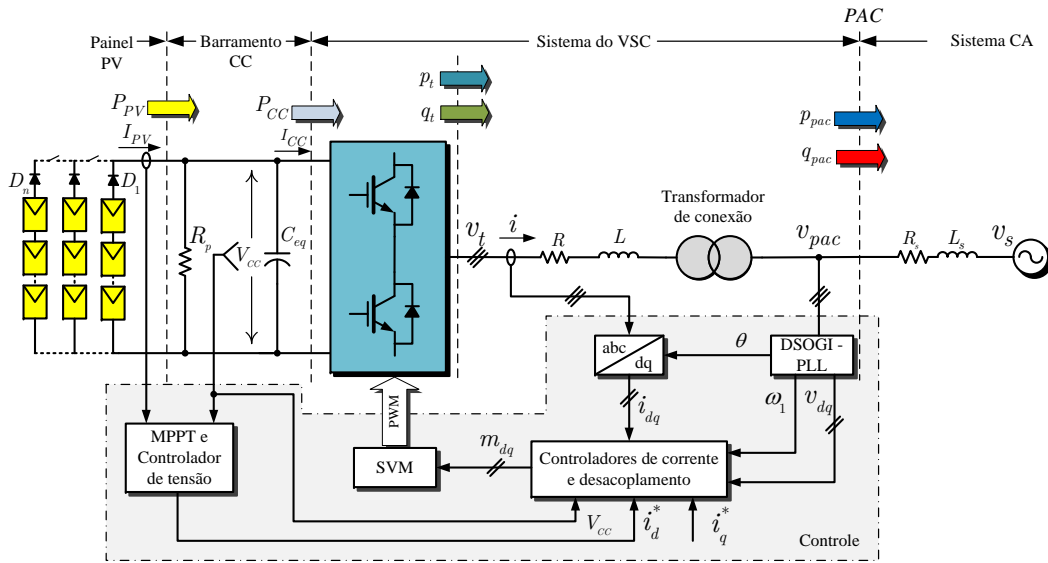


Figura 46: Diagrama esquemático do sistema de geração fotovoltaico com controle nas coordenadas dq .

Conforme mencionado anteriormente, as linhas e colunas referentes às correntes e tensões de sequência *zero* do sistema (3.21) foram desprezadas pois o conversor do SGD fotovoltaico é trifásico a três fios.

Substituindo (4.23) e (4.24) em (3.21) tem-se que o comportamento dinâmico das correntes $i_d(n+1)$ e $i_q(n+1)$ passa a ser descrito por

$$\begin{cases} i_d(n+1) = ai_d(n) + bu_d(n) \\ i_q(n+1) = ai_q(n) + bu_q(n) \end{cases} \quad (4.25)$$

Neste novo sistema o comportamento dinâmico das correntes $i_d(n+1)$ e $i_q(n+1)$ está desacoplado e pode ser controlado por $u_d(n)$ e $u_q(n)$, respectivamente.

Considerando o comportamento estacionário de i_d e i_q , pode-se completar as relações anteriores definido-se duas malhas de realimentação com controladores PI (SCHAUDER; METHA, 1993) para garantir que a corrente do conversor rastreie um sinal de referência desejado com erro de regime nulo. Assim, as expressões no tempo discreto destes controladores são dadas por

$$u_d(n) = k_p \left[\varepsilon_d(n) + \frac{T_s}{\tau_i} \sum_{h=1}^n \frac{\varepsilon_d(h) + \varepsilon_d(h-1)}{2} \right], \quad (4.26)$$

e

$$u_q(n) = k_p \left[\varepsilon_q(n) + \frac{T_s}{\tau_i} \sum_{h=1}^n \frac{\varepsilon_q(h) + \varepsilon_q(h-1)}{2} \right], \quad (4.27)$$

em que $\varepsilon_d(n) = [i_d^*(n) - i_d(n)]$ e $\varepsilon_q(n) = [i_q^*(n) - i_q(n)]$ são os erros entre os sinais de referência de corrente $i_d^*(n)$ e $i_q^*(n)$ e as correntes sintetizadas pelo conversor nas coordenadas d e q , respectivamente; k_p é o ganho proporcional e τ_i é a constante de tempo do controlador, respectivamente.

Desprezando os harmônicos gerados pelo chaveamento dos interruptores do conversor de interface, e assumindo que seja usada uma estratégia de modulação vetorial (BUSO; MATTAVELLI, 2006), pode-se escrever as seguintes expressões para as tensões sintetizadas nos terminais do SGD

$$\begin{cases} v_{t,d}(n) = \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\frac{V_{CC}(n)}{2} \right) m_d(n) = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{CC}(n) \cdot m_d(n) \\ v_{t,q}(n) = \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\frac{V_{CC}(n)}{2} \right) m_q(n) = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{CC}(n) \cdot m_q(n) \end{cases}, \quad (4.28)$$

em que $m_d(n)$ e $m_q(n)$ são os índices ou fatores de modulação nas coordenadas direta e em quadratura, no tempo discreto, respectivamente.

Das relações anteriores pode-se construir o diagrama de blocos completo do controle de corrente do SGD fotovoltaico como mostrado na Figura 47. Nesta figura os fatores de modulação $m_d(n)$ e $m_q(n)$ são usados para controlar as correntes sintetizadas pelo conversor de interface. Os blocos $F_a(z)$ são filtros anti-aliasing analógicos representados no tempo discreto e os blocos $C_i(z)$ são as transformadas z dos controladores de corrente cujas relações no tempo discreto foram dadas em (4.26) e (4.27).

Observe também na Figura 47 que os índices $m_d(n)$ e $m_q(n)$ foram divididos por $\sqrt{3}V_{CC}(n)/3$. Esse procedimento, além de normalizar os índices de modulação, tem uma ação preditiva (*feed-forward*) atenuando o efeito das oscilações em V_{CC} nas variáveis de saída do controlador. Os acoplamentos associados às variáveis $v_d(n)$ e $v_q(n)$, dados em (4.23) e (4.24), foram desprezados pelo fato destas variáveis estarem multiplicadas pelo fator $\omega(n)T_s$ que foi considerado pequeno. O atraso z^{-1} foi introduzido nesta figura para modelar o tempo de processamento.

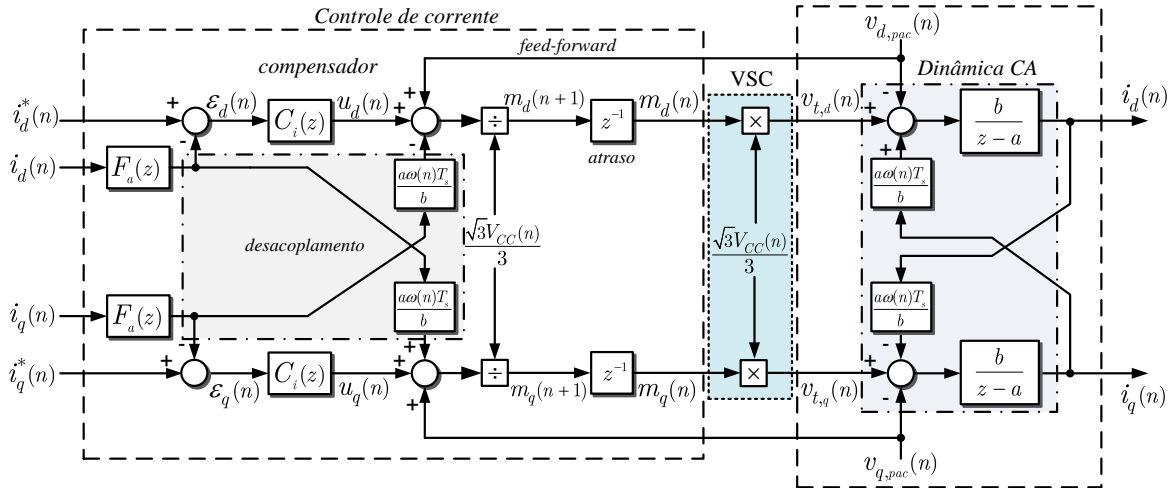


Figura 47: Diagrama de blocos do controle de corrente nas coordenadas dq .

4.7 PROJETO DO CONTROLADOR PI NO SISTEMA DE COORDENADAS DQ

Devido à estratégia de desacoplamento aplicada às correntes $i_d(n)$ e $i_q(n)$, dadas por (4.23) e (4.24), o diagrama de blocos da Figura 47 pode ser reduzido a dois diagramas simplificados, um de eixo direto e outro em quadratura, idênticos ao da Figura 48.

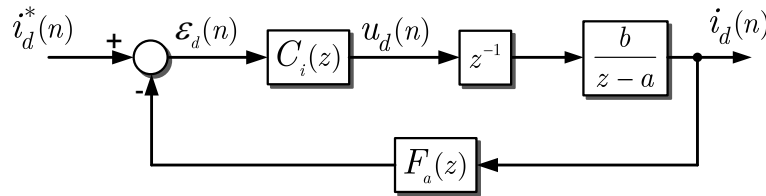


Figura 48: Diagrama de blocos do controle de corrente na coordenada d .

O controlador de corrente $C_i(z)$, cuja equação a diferenças é dada em (4.26), tem a seguinte função de transferência no domínio z , utilizando-se a transformação bilinear

$$C_i(z) = k_{p,i} \left[1 + \frac{T_s}{2\tau_i} \cdot \frac{(z+1)}{(z-1)} \right]. \quad (4.29)$$

Como a planta $G(z) = b/(z-a)$ possui somente um pólo, localizado dentro do círculo unitário, e nenhum zero, diferentes técnicas podem ser empregadas para escolher com segurança os ganhos do controlador digital $C_i(z)$ (OGATA, 1995) e (MOUDGALYA, 2007), baseado nos parâmetros da planta que se encontram resumidos na Tabela 2 e Tabela 3.

Assumindo que o filtro $F_a(z)$ tem ganho unitário de deslocamento de fase desprezível na faixa de operação do controlador de corrente, pode-se escolher o ganho

k_p e a constante de tempo τ_i para que o *zero* do controlador cancele o *polo* da planta. Desse modo o sistema realimentado continua tendo uma dinâmica de primeira ordem. Além disso, a escolha dos parâmetros do controlador deve garantir uma constante de tempo para o sistema em malha fechada τ de $0,5\text{ ms}$ a 5 ms para que o SGD tenha uma resposta transitória satisfatória (YAZDANI; IRAVANI, 2010) e (ALMEIDA, 2011). Com base nessa estratégia, os parâmetros do PI podem ser calculados através das seguintes relações

$$\tau_i = \frac{T_s (1 + a)}{2(1 - a)}, \quad (4.30)$$

e

$$k_{p,i} = \frac{1 - e^{-T_s/\tau}}{b \cdot \left(1 + \frac{1 - a}{1 + a}\right)}. \quad (4.31)$$

Na Tabela 5 são mostrados os valores dos ganhos do controlador assim como parâmetros de projeto de acordo com a estratégia descrita anteriormente.

Tabela 5: Parâmetros do controlador de corrente.

Descrição	Valor
Ganho proporcional ($k_{p,i}$)	0,7964 V/A
Constante de tempo do controlador (τ_i)	2,2 ms
Constante de tempo de malha fechada (τ)	1 ms

A Figura 49 mostra a resposta em frequência da planta em malha fechada com o controlador PI projetado. Já na Figura 50 é ilustrado o diagrama de Nyquist para o sistema de malha aberta com o PI projetado, observa-se que o sistema possui uma margem de estabilidade grande, o que resulta em um sistema assintoticamente estável em malha fechada. Os controladores de eixo d e q foram projetados com parâmetros idênticos para garantir um comportamento dinâmico semelhante para as correntes nos dois eixos.

4.7.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O sistema de controle ilustrado na Figura 46 foi implementado no protótipo experimental no Laboratório Solar da UFJF. Na Figura 51 são mostradas as correntes trifásicas instantâneas no primário do transformador para o controle de corrente nas coordenadas dq desenvolvido na seção anterior. O sinal de referência $i_d^*(n)$ foi gerado pelo bloco MPPT e Controlador de Tensão da Figura 46. Já o sinal de referência

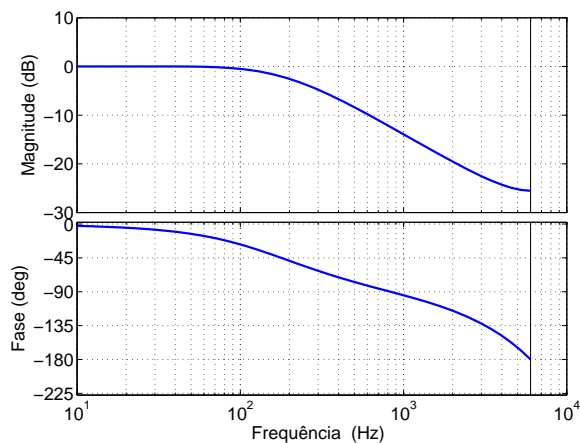


Figura 49: Resposta em frequência do sistema em malha fechada.

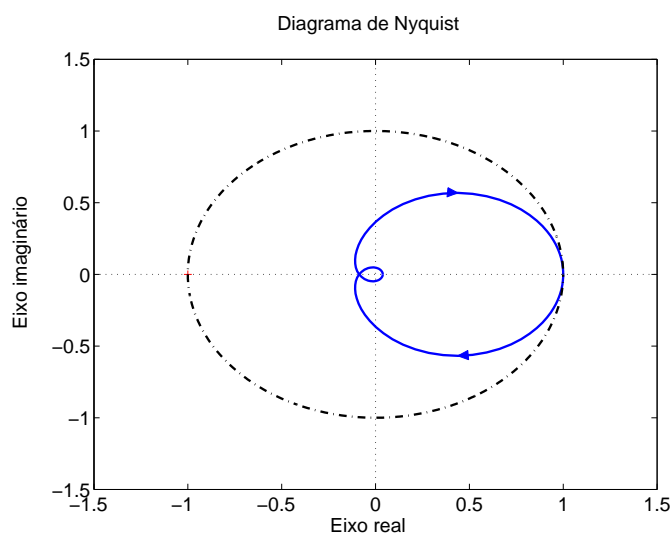


Figura 50: Diagrama de Nyquist para $G(z)C_i(z)$.

da corrente $i_q^*(n)$ foi ajustado em 0 A. Observe que as correntes possuem a mesma forma das correntes ilustradas na Figura 39, as quais são controladas no sistema de coordenadas $\alpha\beta$.

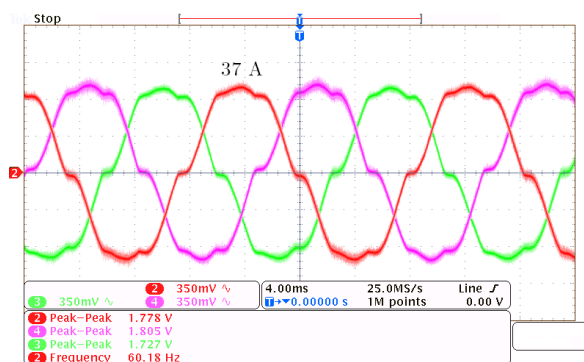


Figura 51: Correntes trifásicas no primário do transformador [16 A/div].

A tensão e a corrente de uma das fases no PAC são mostradas na Figura 52,

enquanto que na Figura 53 é mostrado o espectro harmônico desta corrente. Observe que o quinto e o sétimo harmônicos são os que apresentam maior amplitude, estando acima dos limites estabelecidos em (IEEE, 2000). O THD desta corrente é 9,13 %, que também está acima dos limites recomendados pelos padrões internacionais (IEEE, 2000).

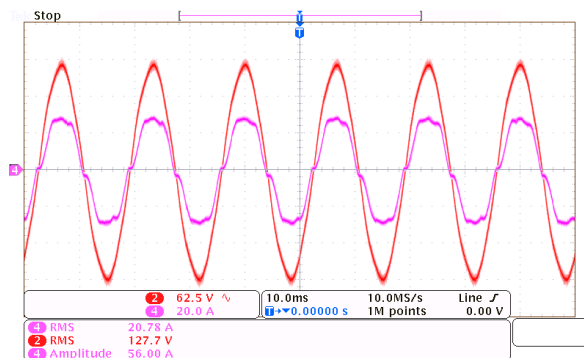


Figura 52: Tensão e corrente no ponto de acoplamento comum.

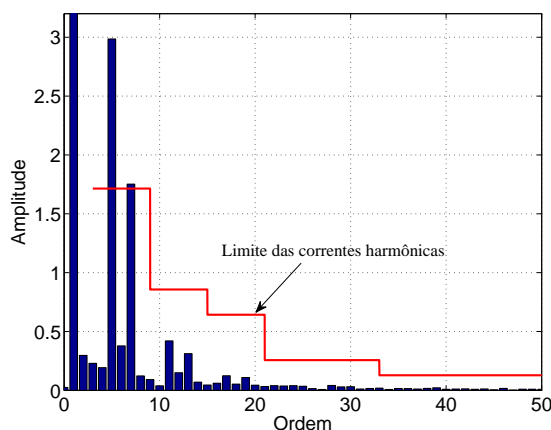


Figura 53: Espectro harmônico da corrente da fase “a”, THD = 9,13 %. Limites de acordo com IEEE 929–2000.

Conforme explicado anteriormente, as distorções nas correntes geradas pelo SGD é resultado da operação saturada do transformador de interface.

Como discutido na Seção 4.4.3 uma primeira opção para resolver esse problema é sobredimensionar o transformador de conexão para operar nas condições anteriores ou projetar filtros passivos para serem conectados nos terminais do conversor de interface. Nos dois casos tem-se um aumento de volume e de custo da instalação. Outras opções que não necessitam a modificação da estrutura física do SGD estão ligados diretamente com o controle de corrente do conversor. Dentre elas pode-se citar controladores PI em múltiplos sistemas de coordenadas síncronos, múltiplos controladores ressonantes no sistema de coordenadas síncrono (LIMONGI et al., 2009), (LISERRE; TEODORESCU;

BLAABJERG, 2006) ou uma terceira opção é a utilização de apenas um controlador repetitivo para cada eixo.

Na próxima seção será feito o projeto de um controlador repetitivo para ser utilizado em paralelo com controlador proporcional–integral projetado nesta seção.

4.8 PROJETO DO CONTROLADOR REPETITIVO

O controlador repetitivo recursivo é composto por uma malha de realimentação positiva formada por atrasos temporais que adiciona ao sinal de erro atual os erros de períodos anteriores (MICHELS; PINHEIRO; GRÜNDLING, 2004), (MICHELS; GRÜNDLING, 2005), (WU; PANDA; XU, 2010), (GHETTI et al., 2010) e (WU; ZHOU; SHE, 2011). Desse modo o controlador repetitivo vai “aprendendo” período após período, e através de compensações sucessivas, reduz gradualmente o erro entre o sinal de referência e o medido. Conseqüentemente, pode-se projetar um controlador repetitivo para o SGD fotovoltaico para eliminar a distorção harmônica observada nas correntes mostradas na Figura 51.

Na Figura 54 é mostrado o diagrama de blocos do controlador repetitivo conectado em paralelo com o controlador de corrente projetado anteriormente. Nesta figura $I_d^*(z)$ e $I_d(z)$ são as transformadas z das correntes de referência e de saída de eixo direto, respectivamente; $E_d(z)$ é a transformada z do sinal do erro; $C_i(z)$ é a função de transferência do controlador de corrente de eixo direto; $D(z)$ é a transformada z de um sinal de distúrbio, que representa aqui o comportamento não-linear do transformador; $G(z)$ é a função de transferência da planta; $F_a(z)$ é a função de transferência do filtro anti-aliasing e finalmente $C_{rc}(z)$ é a função de transferência do controlador repetitivo que pode ser escrita como segue

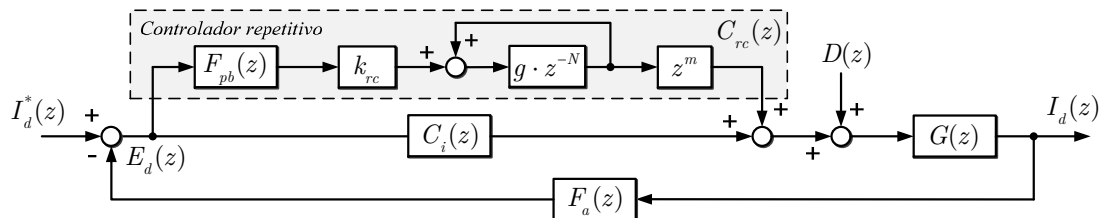


Figura 54: Diagrama de blocos do controlador da corrente de eixo direto com controlador repetitivo.

$$C_{rc}(z) = F_{pb}(z)k_{rc} \cdot \left[\frac{g \cdot z^{-N}}{1 - g \cdot z^{-N}} \cdot z^m \right], \quad (4.32)$$

em que $F_{pb}(z)$ é um filtro passa-baixas utilizado para eliminar ruídos de alta frequência presentes no sinal de erro; k_{rc} é o ganho de “aprendizagem” do controlador repetitivo; g é um ganho, cuja função é aumentar a margem de estabilidade do sistema; z^m é um compensador de avanço de fase em que m é um número inteiro; $N = f_s/f_1$, em que f_1 é a frequência, em (Hz), da componente fundamental do sinal que se deseja sintetizar e $f_s = 1/T_s$ é a frequência de amostragem.

Devido a estratégia de controle adotada, a qual realimenta as correntes do primário do transformador, o controlador repetitivo convencional descrito por (4.32) pode ser utilizado sem levar em conta a indutância de magnetização. No caso em que as correntes no secundário do transformador são realimentadas, a função de transferência da planta deve incluir a indutância de magnetização, a qual dá origem a um zero na frequência zero. Esse zero é cancelado pelo polo do controlador repetitivo convencional que pode, eventualmente, levar o transformador à saturação. Quando o controle é feito no sistema de coordenadas síncronas, ocorre o cancelamento do par de zeros da planta com o par de pólos do controlador na frequência fundamental, o que da mesma forma pode levar o transformador a saturação. A análise deste caso assim como a proposta da utilização de um controlador repetitivo modificado para evitar a saturação do transformador são abordados em detalhes em (BOTTERÓN; PINHEIRO, 2007).

Da Figura 54, tem-se que a função que relaciona $I_d(z)$, $I_d^*(z)$ e $D(z)$ é dada por

$$I_d(z) = \frac{C(z)G(z)}{1 + C(z)G(z)F_a(z)} I_d^*(z) + \frac{G(z)}{1 + C(z)G(z)F_a(z)} D(z), \quad (4.33)$$

em que $C(z) = C_i(z) + C_{rc}(z)$ é a função de transferência do controlador resultante. Tendo em mente (4.33), pode-se escrever a seguinte função de transferência para o erro $E_d(z) = I_d^*(z) - I_d(z)$

$$E_d(z) = \frac{I_d^*(z) + C(z)G(z)F_a(z)I_d^*(z) - C(z)G(z)I_d^*(z) - G(z)D(z)}{1 + C(z)G(z)F_a(z)}, \quad (4.34)$$

ou,

$$E_d(z) = \left[\frac{P(z) - C(z)G(z)}{P(z)} \right] I_d^*(z) - \left[\frac{G(z)}{P(z)} \right] D(z), \quad (4.35)$$

em que $P(z) = 1 + C(z)G(z)F_a(z)$.

Substituindo a expressão de $C(z)$ dada em (4.32) em $P(z)$ e manipulando a expressão resultante tem-se

$$\begin{aligned} P(z) &= [1 + C_i(z)G(z)F_a(z)] \cdot \left[1 + \frac{C_{rc}(z)G(z)F_a(z)}{1 + C_i(z)G(z)F_a(z)} \right] = \\ &= [1 + C_i(z)G(z)F_a(z)] \cdot [1 + C_{rc}(z)C_{mf}(z)], \end{aligned} \quad (4.36)$$

em que $C_{mf}(z) = [G(z)F_a(z)] / [1 + C_i(z)G(z)F_a(z)]$ é a função de transferência de malha fechada do sistema sem o controlador repetitivo.

De (4.36) tem-se que duas condições devem ser satisfeitas para que o sistema seja estável. A primeira é garantir que as raízes do polinômio $1 + C_i(z)G(z)F_a(z)$, pólos de $C_{mf}(z)$ estejam dentro do círculo unitário. A princípio esta condição é atendida com o projeto do controlador PI mostrado na seção anterior. Já a segunda condição exige que

$$|1 + C_{rc}(z)C_{mf}(z)| \neq 0. \quad (4.37)$$

Substituindo (4.32) em (4.37) tem-se

$$|(1 - gz^{-N}) + F_{pb}(z)k_{rc}gz^{-N+m}C_{mf}(z)| \neq 0. \quad (4.38)$$

A análise de (4.38) permite concluir que a condição anterior será atendida, garantindo a estabilidade do sistema se

$$|gz^{-N} [1 - F_{pb}(z)k_{rc}z^{+m}C_{mf}(z)]| < 1. \quad (4.39)$$

Fazendo $z = e^{j\omega}$ em (4.39) e assumindo que as frequências dos harmônicos que distorcem as correntes da Figura 51 estão localizadas mais de uma década abaixo da frequência de Nyquist, pode-se considerar que $z^{-N} = e^{-j\omega N}$ tem módulo unitário. Portanto, (4.39) pode ser reescrita de maneira simplificada como segue

$$|1 - F_{pb}(z)k_{rc}e^{+j\omega m}C_{mf}(z)| < \frac{1}{|g|}. \quad (4.40)$$

Supondo ainda que o filtro passa baixas tem uma resposta em frequência dada por $F_{pb}(e^{j\omega}) = A_{pb}(\omega)e^{j\theta_{pb}(\omega)}$, onde $A_{pb}(\omega)$ é a amplitude e $e^{j\theta_{pb}(\omega)}$ é a fase, e, da mesma forma, escrevendo $C_{mf}(z)$ como $C_{mf}(e^{j\omega}) = A_{mf}(\omega)e^{j\theta_{mf}(\omega)}$, (4.40) pode ser reescrita

como mostrado a seguir

$$|1 - k_{rc}A_{pb}(\omega)A_{mf}(\omega)e^{j\delta(\omega)}| < \frac{1}{|g|}, \quad (4.41)$$

onde $\delta(\omega) = \theta_{pb}(\omega) + \theta_{mf}(\omega) + m\omega$.

Separando as componentes real e imaginária de (4.41)

$$|1 - k_{rc}A_{pb}(\omega)A_{mf}(\omega) \cos(\delta(\omega)) - jk_{rc}A_{pb}(\omega)A_{mf}(\omega) \sin(\delta(\omega))| < \frac{1}{|g|}. \quad (4.42)$$

Calculando o módulo da expressão (4.42), têm-se

$$(1 - 2k_{rc}A_{pb}(\omega)A_{mf}(\omega) \cos(\delta(\omega)) + k_{rc}^2A_{pb}^2(\omega)A_{mf}^2(\omega))^{\frac{1}{2}} < \frac{1}{|g|}. \quad (4.43)$$

Elevando (4.43) ao quadrado e manipulando o resultado, pode-se escrever a equação em k_{rc} mostrada a seguir

$$A_{pb}^2(\omega)A_{mf}^2(\omega)k_{rc}^2 - 2A_{pb}(\omega)A_{mf}(\omega) \cos(\delta(\omega))k_{rc} + \left(\frac{g^2 - 1}{g^2}\right) < 0. \quad (4.44)$$

Consequentemente, a solução de (4.44) deve obedecer à seguinte restrição

$$0 < k_{rc} < \frac{\cos(\delta(\omega)) + \sqrt{\cos^2(\delta(\omega)) - \left(\frac{g^2 - 1}{g^2}\right)}}{A_{pb}(\omega)A_{mf}(\omega)}. \quad (4.45)$$

Logo, a estabilidade do sistema, com o controlador repetitivo, será então garantida se o valor de k_{rc} for inferior ao valor dado por

$$k_{rc} < \frac{\min \left\{ \cos(\delta(\omega)) + \sqrt{\cos^2(\delta(\omega)) - \left(\frac{g^2 - 1}{g^2}\right)} \right\}}{\max \{A_{pb}(\omega)A_{mf}(\omega)\}}. \quad (4.46)$$

Com o intuito de melhorar a robustez de todo o sistema, em relação a incertezas não modeladas, pode-se introduzir $\Delta'(z)$ que representa um desvio em relação à função de transferência de malha fechada nominal da planta $C_{mf}(z)$. Desta forma, a relação entre a função de transferência da planta verdadeira $C'_{mf}(z)$ e da nominal é dada por

$$C'_{mf}(z) = C_{mf}(z) [1 + \Delta'(z)], \quad (4.47)$$

em que todos os pólos de $C'_{mf}(z)$ se encontram no interior do círculo unitário.

Considerando que essa incerteza é limitada por $|\Delta'(z)| \leq \Delta'_{max}$ e que o desvio de fase máximo introduzido é definido por ϕ , a restrição (4.46) se torna

$$k_{rc} < \frac{\min \left\{ \cos(\delta(\omega) + \phi) + \sqrt{\cos^2(\delta(\omega) + \phi) - \left(\frac{g^2-1}{g^2}\right)} \right\}}{\max \{A_{pb}(\omega)A_{mf}(\omega)(1 + \Delta'_{max})\}}. \quad (4.48)$$

Foi escolhido um filtro de média móvel com deslocamento de fase nulo para síntese de $F_{pb}(z)$, cuja formulação é dada como segue (ZHANG et al., 2008)

$$F_{pb}(z) = \sum_{i=0}^n \ell_i z^i + \sum_{i=1}^n \ell_i z^{-i}. \quad (4.49)$$

Os resultados obtidos com o protótipo mostraram que um filtro de primeira ordem $F_{pb}(z) = \ell_i z + \ell_0 + \ell_i z^{-1}$, em que ℓ_i e ℓ_0 são constantes, é suficiente para rejeitar as altas frequências presentes nas correntes de saída do conversor e para garantir um ganho unitário e erro de fase nulo para os sinais nas baixas frequências.

Portanto, baseado na resposta em frequência do sistema com o controlador de corrente, mostrada na Figura 49, considerando que o filtro $F_{pb}(z)$ possui um ganho unitário nas frequências de interesse, e assumindo uma incerteza não modelada na planta de 10%, pode-se concluir que o máximo valor do denominador de (4.48) será 1,1.

A Figura 55 ilustra o comportamento de k_{rc} em função da constante g para diferentes ângulos $(\delta + \phi)$. As curvas foram obtidas diretamente de (4.48). Observa-se que quanto maior o valor de $(\delta + \phi)$, menor será a faixa de valores de k_{rc} que garantirão a estabilidade do sistema. Por outro lado, a escolha de um ganho g menor que 1 irá proporcionar um incremento na faixa de valores possíveis de k_{rc} . Esta última característica é interessante pois proporciona uma maior robustez a variação de parâmetros do sistema de malha fechada.

A escolha da constante g inferior a 1 apresenta a vantagem de que a estabilidade do sistema dependerá somente da escolha do valor de k_{rc} , não dependendo do valor de $(\delta + \phi)$, o que não ocorre quando $g = 1$. Neste caso, o sistema só será estável para $|\delta(\omega) + \phi| < 90^\circ$ conforme pode ser comprovado na Figura 56.

Outro ponto importante do projeto do controlador repetitivo é o dimensionamento do filtro de avanço de fase. Como este filtro deve compensar os atrasos de fase intro-

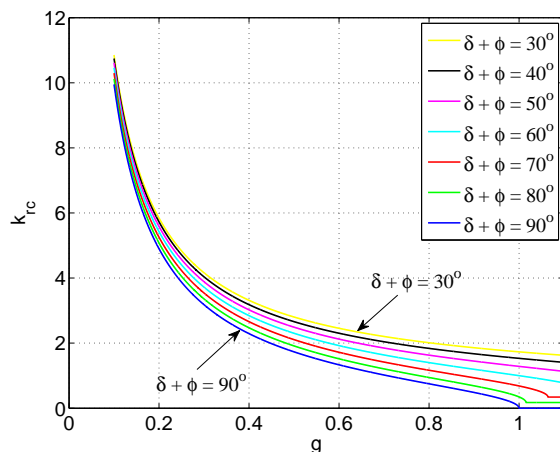


Figura 55: Valores de k_{rc} em função da constante g para diferentes valores do ângulo $(\delta + \phi)$.

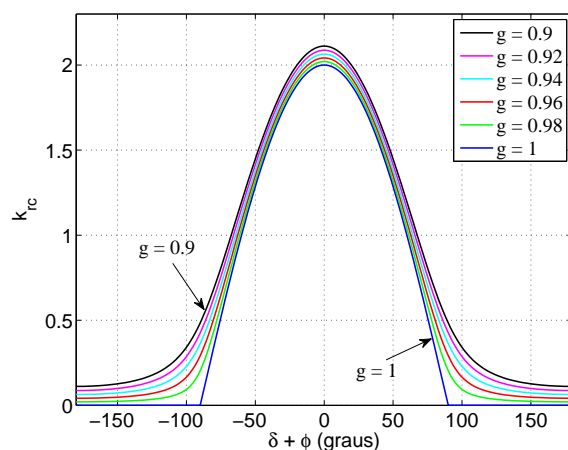


Figura 56: Valores de k_{rc} em função do ângulo $(\delta + \phi)$ para diferentes valores da constante g .

duzidos pelo sistema de controle, a escolha de m é particularmente importante para compensar corretamente harmônicos de ordem mais elevada presentes nas correntes de saída.

Na Figura 57 é mostrada a fase da função $C_{mf}(z)z^m$ para diferentes valores de m . Observe que quanto maior o valor de m maior será a margem de fase e menor será a faixa de frequências que podem ser atenuadas. Portanto, um bom compromisso entre as duas características anteriores deve ser levado em conta no projeto deste filtro.

Pelo exposto, e tendo em mente o espectro harmônico da Figura 53, fazendo $m = 3$ pode-se atenuar até o décimo terceiro harmônico ($13 \times 60 \text{ Hz} = 780 \text{ Hz}$) com o controlador repetitivo proposto. E, além de compensar a fase das componentes harmônicas de interesse, ainda garante-se uma maior estabilidade do sistema em relação às componentes da corrente que não são eliminadas pelo filtro passa-baixas $F_{pb}(z)$.

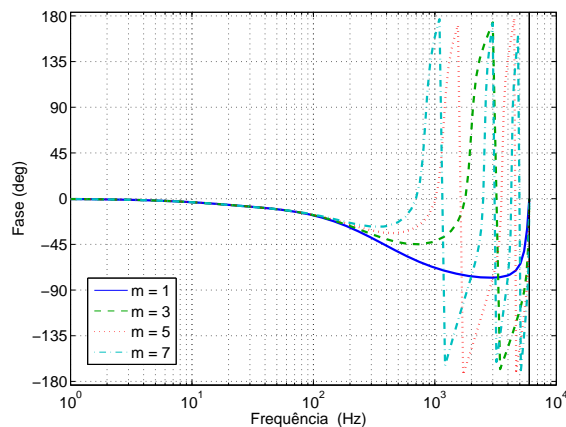


Figura 57: Fase da função $C_{m,f}(z)z^m$ para diferentes valores de m .

Com base neste estudo, supondo $m = 3$, $\max\{A_{pb}(\omega)A_{mf}(\omega) \cdot (1 + \Delta_{max})\} = 1,1$ e $\phi = 1,1 \cdot \delta$, tem-se que o valor mínimo da expressão (4.48) ocorrerá para $|\delta|$ máximo, ou seja, baseado na Figura 57, quando $|\delta_{máx}| = 45^\circ$. Assim, escolhendo $g = 0,96$ o valor de k_{rc} deverá ser inferior a 1,3695 para que o sistema seja estável.

Na Figura 58 é mostrado o diagrama de Nyquist de $C_{rc}(z)C_{mf}(z)$ para $k_{rc} = 0,8$. Com a escolha desse valor de ganho, a distância mínima da trajetória ao ponto crítico é 0,528, garantindo assim uma margem de estabilidade significativa e um sistema assintoticamente estável.

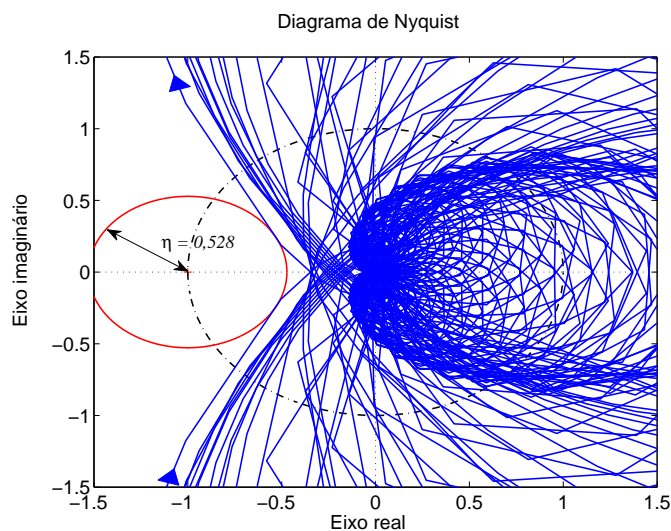


Figura 58: Diagrama de Nyquist para $C_{rc}(z)C_{mf}(z)$ com os parâmetros resumidos na Tabela 6.

4.8.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Foram adicionados dois controladores repetitivos, idênticos ao da Figura 54, aos controladores de corrente de eixo direto e em quadratura originalmente projetados para o SGD fotovoltaico. Os parâmetros de projeto do controlador repetitivo são dados na Tabela 6.

Tabela 6: Parâmetros do controlador repetitivo.

Descrição	Valor
$F_{pb}(z)$	$0,25z + 0,50 + 0,25z^{-1}$
k_{rc}	0,8
g	0,96
N	200
m	3

Nas Figuras 59 e 60 são mostradas as correntes trifásicas no primário do transformador e a tensão e a corrente no PAC, respectivamente, com a inclusão do controlador repetitivo. Na Figura 61 é mostrado o espectro harmônico da corrente da fase “a”, assim como os limites individuais de cada componente harmônica ímpar. A comparação das Figura 53 e Figura 61 permite afirmar que as correntes sintetizadas no segundo caso tem um indicador de qualidade adequado (IEEE, 2000). Esta afirmação pode ser comprovada pela comparação das taxas de distorções harmônicas calculadas nos dois casos. O THD sofreu uma redução dos 9,13 % para 1,67 %.

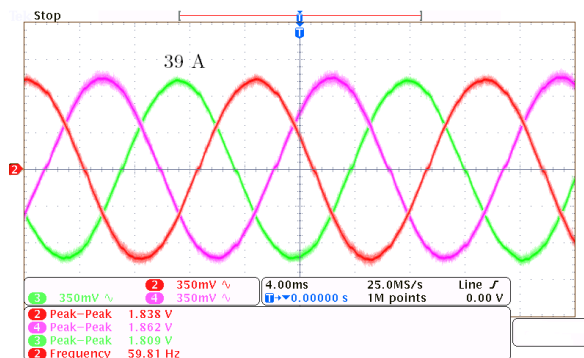


Figura 59: Correntes trifásicas injetadas em regime permanente na rede após a inclusão do controlador repetitivo [16 A/div].

4.9 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram apresentadas estratégias para se controlar o conversor no modo de corrente. O projeto dos controladores discretos nas coordenadas $\alpha\beta$ e dq

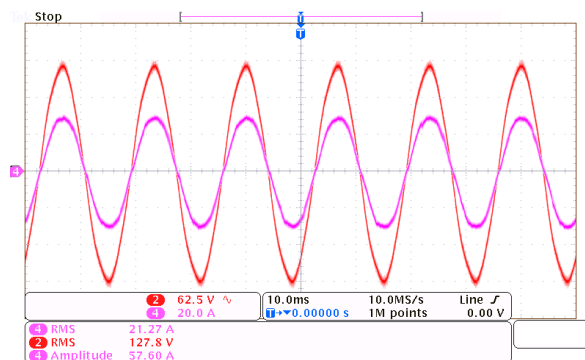


Figura 60: Tensão e corrente no ponto de acoplamento comum com a inclusão do controlador repetitivo.

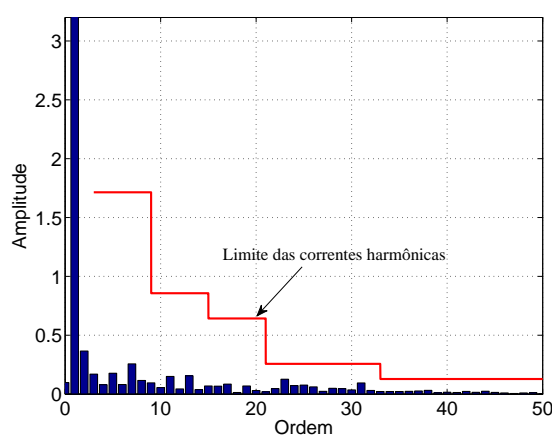


Figura 61: Espectro harmônico da corrente da fase “a” com a inclusão do controlador repetitivo. THD = 1,67 %. Limites de acordo com IEEE 929–2000.

foram descritos em detalhes. No controle nas coordenadas estacionárias foram utilizados compensadores do tipo PR os quais foram projetados com base no modelo discreto da planta obtido no Capítulo 3 e no pico da função de sensibilidade. Os ganhos determinados para esse controlador não foram suficientes para garantir que o conversor do SGD fotovoltaico sintetizasse correntes senoidais em consequência do funcionamento não linear do transformador de conexão. Como solução, foram projetados controladores ressonantes adicionais sintonizados na frequência de algumas componentes harmônicas para serem conectados em paralelo com o controlador original e, desta forma, as correntes injetadas na rede assumiram um forma mais senoidal com baixo THD.

No caso do controle nas coordenadas dq foram utilizados controladores PI discretos cujos parâmetros foram calculados a partir da estratégia de cancelamento do zero do controlador com o polo da planta. Da mesma forma que no caso do controle nas coordenadas $\alpha\beta$, as correntes injetadas na rede são distorcidas devido ao comportamento não linear do transformador. Como solução foi proposto a inclusão, em paralelo com o controlador PI, de um controlador repetitivo recursivo, cujo projeto baseado na

estabilidade foi descrito em detalhes. Os resultados experimentais mostram que a utilização do controlador híbrido é eficiente para compensar as componentes harmônicas resultando em uma corrente com baixo THD.

No próximo capítulo será abordado o controle da tensão do barramento CC do conversor de interface.

5 CONTROLE DA TENSÃO NO BARRAMENTO CC

5.1 INTRODUÇÃO

A tensão no barramento CC está sujeita a condições transitórias devido a variações na potência convertida pelos painéis solares. O aumento da geração resulta em uma sobre-tensão enquanto a redução resulta em uma sub-tensão. Do ponto de vista do controle essas variações na tensão do barramento devem ser compensadas carregando ou descarregando o banco de capacitores (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011).

O controle da tensão CC é feito através da troca de potência ativa entre o conversor e a rede elétrica. Em outras palavras, o nível de tensão pode ser elevado ou reduzido, respectivamente, injetando-se mais ou menos potência ativa na rede com relação à potência convertida pelos painéis. Essa variação na potência é feita, no caso do controle por modo de corrente, alterando-se os valores de referência das correntes a serem sintetizadas.

Da perspectiva de controle, a regulação da tensão no barramento CC apenas pode ser feita de forma indireta através da tensão/corrente nos terminais do conversor (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). O controle indireto é motivado pelo fato de que a dinâmica zero da tensão CC, se o valor médio das funções de chaveamento do conversor são utilizadas como entradas de controle, não é estável. Se a dinâmica zero diverge, significa que não é possível estabilizar o sistema utilizando a entrada de controle anteriormente mencionada (ORTEGA; NICKLASSON; SIRA-RAMÍREZ, 1998).

No caso dos sistemas com conversores conectados à rede elétrica existem dois tipos de variações na tensão do barramento CC (ver seção 3.4):

- i.* Tipo CC: causada pela variação da potência média trocada pelo banco de capacitores ou mudança no ponto (tensão) de operação;
- ii.* Tipo CA: resultante das oscilações na potência ativa instantânea devido a interação entre as componentes de sequência positiva e negativa no caso de sistemas

desequilibrados (YAZDANI; IRAVANI, 2006).

Diversas estratégias já foram propostas para controlar a tensão no barramento CC de conversores conectados à rede, dentre elas pode-se citar: linearização da realimentação (LEE; LEE; LEE, 2000), controle robusto (TABESH; IRAVANI, 2009), controle não-linear (SONG; LYNCH; DINAHAHI, 2009), (LIU et al., 2013b), controle de um ciclo (*one-cycle-control*) (OCC) (TANG et al., 2010), compensadores com avanço de fase (YAZDANI; IRAVANI, 2010), regulação da tensão em um ciclo de rede (*one line-cycle regulation approach* (OLCRA)) e regulação da tensão em um sexto de ciclo de rede (*one-sixth line-cycle regulation approach* (OSOLCRA)) (WU et al., 2013), controle preditivo baseado no balanço de energia (YIN et al., 2013), *positive feedforward controller* (PFF) (RICCOBONO; SANTI, 2013) e controladores PI, os quais são de longe os mais empregados (BLASKO; KAURA, 1997), (LIU et al., 2013a).

5.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Conforme o modelo matemático desenvolvido na seção 3.4, a função de transferência que relaciona a parcela média da tensão ao quadrado do barramento CC com a corrente de eixo direto de sequência positiva é dada por

$$G_{v,d}^+(z) = \frac{\Delta y_0(z)}{\Delta I_d^+(z)} = -\frac{3R_p V_{d,pac,ss}^+(z)}{2} \left(\frac{1-\rho}{z-\rho} \right), \quad (5.1)$$

em que $\rho = e^{-\frac{2T_s}{R_p C_{eq}}}$.

Baseado no princípio do modelo interno, para controlar a parcela média da tensão do lado CC, um controlador do tipo PI pode ser empregado para rastrear o sinal de referência sem erro de estado estacionário. A função de transferência discreta do controlador PI utilizando o método de *Euler regressivo* é dada por

$$C_v(z) = k_{p,v} + k_{i,v} \frac{T_s}{1-z^{-1}}, \quad (5.2)$$

em que $k_{p,v}$ e $k_{i,v}$ são os ganhos proporcional e integral respectivamente.

Existem diversos métodos para se projetar um controlador PI (OGATA, 1995), dentre eles, os mais empregados no controle da tensão CC são o cancelamento do polo da planta com o zero do controlador (LEE et al., 2009), método ótimo simétrico (TEODOR-ESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011) e o método baseado nos parâmetros de performance

para funções de segunda ordem (VERDELHO; MARQUES, 1998), (KARLSSON; SVENSSON, 2003). Outra opção é o projeto de controladores PI ótimos para sistemas de controle em cascata (HASANIEN; MUYEEN, 2013).

Na Figura 62 é mostrado o diagrama de blocos do controle da componente média da tensão no barramento CC. A parcela $\Delta P_{PV}(n)$ representa um distúrbio que está relacionado com a variação da potência ativa convertida pelos painéis PV. Já a multiplicação por -1 é feita para cancelar com o sinal negativo da planta dada por (5.1). A dinâmica da malha interna de corrente pode ser desprezada na análise do controle da tensão pois normalmente, a mesma é projetada para apresentar uma resposta consideravelmente mais rápida.

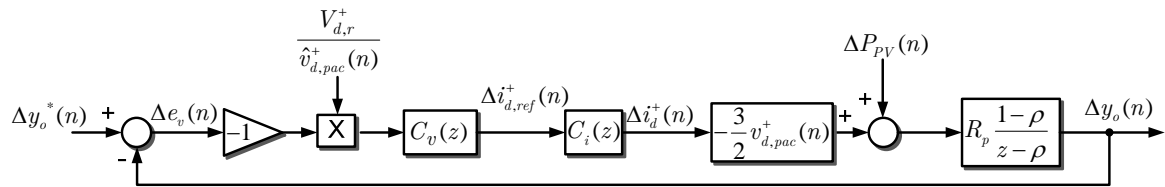


Figura 62: Diagrama de blocos do controle da parcela média de tensão do lado CC do conversor.

Com o intuito de melhorar a robustez do sistema de controle frente a distúrbios na tensão no ponto de acoplamento comum, uma ação preditiva (*feed-forward*) foi incluída, como ilustrado na Figura 62. Em que $\hat{v}_{d,pac}^+$ é a tensão de eixo direto de sequência positiva estimada por um algoritmo PLL (RODRÍGUEZ et al., 2006) referenciada ao primário do transformador e $V_{d,r}^+$ é a tensão nominal de eixo direto de sequência positiva da rede referenciada ao primário do transformador. Essa estratégia não apresenta nenhuma melhora quando não há variações na tensão no PAC. Contudo, no caso de afundamentos, elevações e faltas, existe uma melhora na resposta transitória do sistema, como será mostrado posteriormente quando é feita a análise e o controle do conversor durante faltas assimétricas.

Com a inclusão da ação *feed-forward* a função de transferência da planta pode ser reescrita como

$$G_{v,d}^+ = \frac{c}{z - \rho}, \quad (5.3)$$

onde $c = -3/2R_pV_{d,r}^+(1 - \rho)$.

Portanto, a função de transferência de malha fechada, de acordo com a Figura 62, é dada por

$$H_{cl,v}(z) = \frac{-C_v(z)G_{v,d}^+}{1 - C_v(z)G_{v,d}^+}. \quad (5.4)$$

Substituindo (5.2) e (5.3) em (5.4) e após algumas manipulações matemáticas, (5.4) pode ser reescrita como

$$H_{cl,v}(z) = \frac{(ck_{p,v} + ck_{i,v}T_s)z - ck_{p,v}}{z^2 + (ck_{p,v} - \rho + ck_{i,v}T_s - 1)z + \rho - ck_{p,v}}. \quad (5.5)$$

Fazendo uma analogia entre o denominador de uma função de transferência de segunda ordem no domínio contínuo

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (5.6)$$

e no domínio discreto

$$H(z) = \frac{n_1 z + n_2}{z^2 + d_1 z + d_2}, \quad (5.7)$$

em que ξ é o fator de amortecimento e ω_n é a faixa de passagem, obtém-se (LANDAU; ZITO, 2005)

$$d_1 = -2e^{-\xi\omega_n T_s} \cos\left(\omega_n T_s \sqrt{1 - \xi^2}\right), \quad (5.8)$$

e

$$d_2 = e^{-2\xi\omega_n T_s}. \quad (5.9)$$

Portanto, comparando (5.5) com (5.7), é possível calcular os ganhos do controlador, baseado nos parâmetros de performance ξ e ω_n , como se segue

$$k_{p,v} = (\rho - e^{-2\xi\omega_n T_s}) / c, \quad (5.10)$$

e

$$k_{i,v} = \left(-2e^{-\xi\omega_n T_s} \cos\left(\omega_n T_s \sqrt{1 - \xi^2}\right) + \rho - ck_{p,v} + 1\right) / (cT_s). \quad (5.11)$$

Normalmente a faixa de passagem para os controladores da tensão no barramento CC é menor que 100 Hz (LIU et al., 2013a).

5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Baseado nos parâmetros da planta e nos índices de desempenho definidos pelo projetista, dados respectivamente nas Tabela 3 e Tabela 7, pode-se substituir esses valores em (5.10) e (5.11) obtendo assim, os ganhos do controlador, cujos valores são resumidos na Tabela 7.

Tabela 7: Parâmetros do controlador da tensão do barramento CC.

Descrição	Valor
Resistência paralela (R_p)	214 Ω
Fator de amortecimento (ξ)	0,7
Frequência de corte (ω_n)	$30 \times 2\pi$ rad/s
Ganho proporcional ($k_{p,v}$)	0,0011 A/V
Ganho integral ($k_{p,i}$)	0,0769 A/(V · s)

Na Figura 63 são mostradas as respostas em frequência da planta $G_{v,d}^+$ e da função de transferência de malha aberta $C_v(z) \cdot G_{v,d}^+$. Baseado na análise desta figura, tem-se que a planta $G_{v,d}^+$ é instável por apresentar um margem de ganho negativa, o que pode ser comprovado pelo diagrama de Nyquist traçado na Figura 64(a). Com a inclusão do controlador, o sistema passa a apresentar uma margem de ganho de 45,4 dB e uma margem de fase de 65°, o que garante que o sistema em malha fechada será assintoticamente estável, como comprovado pelo diagrama de Nyquist mostrado na Figura 64(b).

A tensão no barramento CC e a corrente em uma das fases para uma variação negativa em degrau em torno de 1/3 da potência ativa convertida pelos painéis são ilustradas na Figura 65. Esse distúrbio foi feito intencionalmente desconectando abruptamente um conjunto série de painéis conectados ao barramento CC. Já na Figura 66 é ilustrada a resposta do sistema frente a um degrau positivo também em torno de 1/3 da potência ativa convertida pelos painéis.

A resposta transitória do sistema durante a sua inicialização, ou seja, quando o SGD começa a injetar potência ativa na rede é ilustrada na Figura 67.

A análise das figuras mencionadas anteriormente permite concluir que o controle projetado apresenta um resposta rápida e satisfatória, com pequeno sobre sinal e tempo de acomodação, mesmo durante distúrbios severos que normalmente não ocorrem na

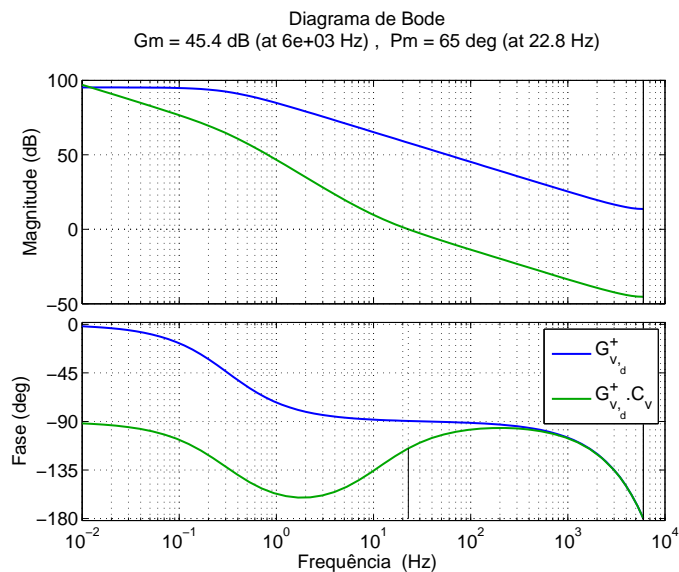


Figura 63: Resposta em frequência de $G_{v,d}^+$ e $C_v(z) \cdot G_v(z)$.

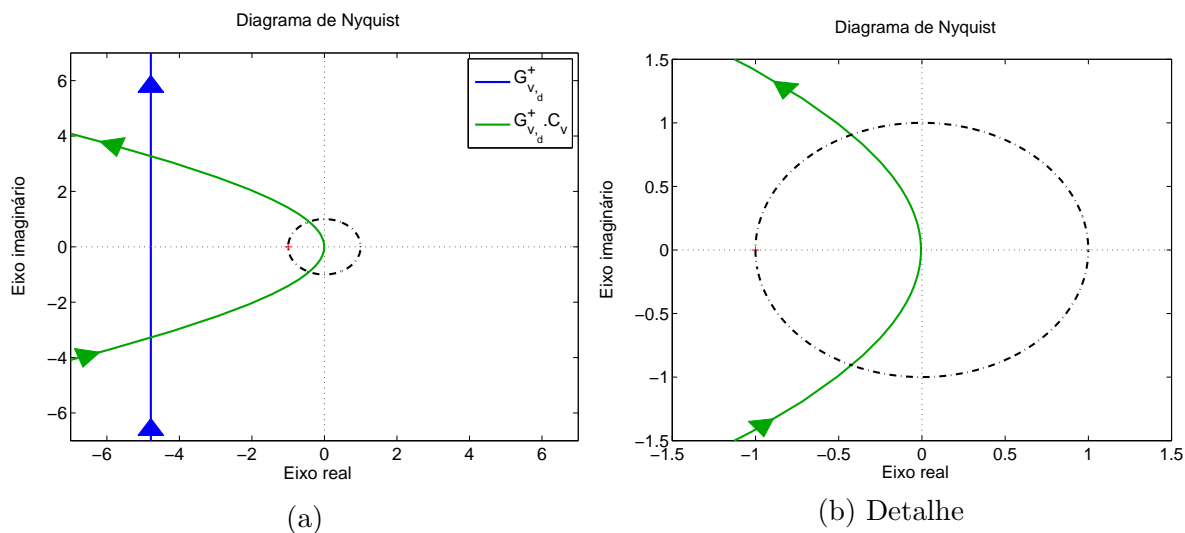


Figura 64: Diagrama de Nyquist de $G_{v,d}^+$ e $C_v(z) \cdot G_{v,d}^+$.

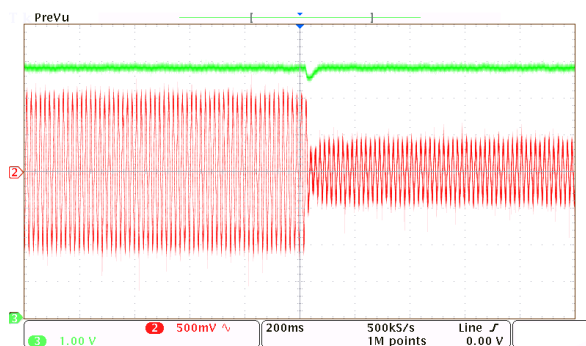


Figura 65: Tensão no barramento CC [70V/div] e corrente no primário do transformador em uma das fases [15A/div] para um degrau de potência negativo.

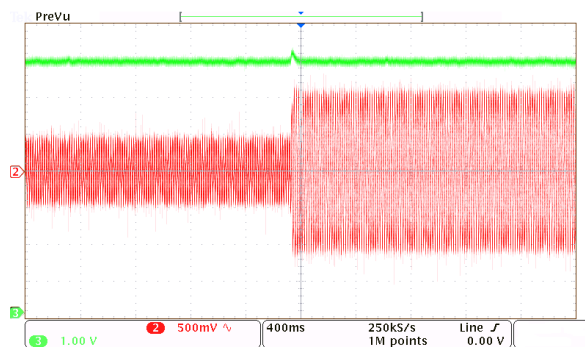


Figura 66: Tensão no barramento CC [70V/div] e corrente no primário do transformador em uma das fases [15A/div] para um degrau de potência positivo.

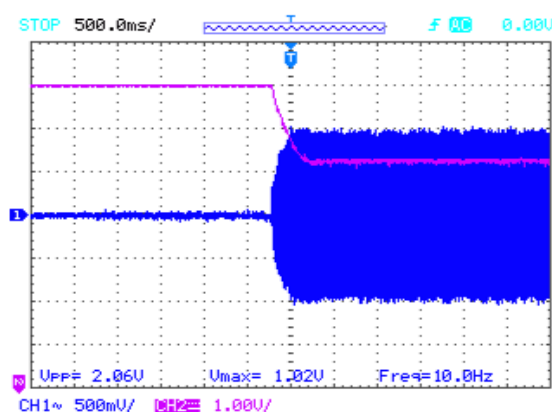


Figura 67: Tensão no barramento CC [70V/div] e corrente no primário do transformador em uma das fases [15A/div] durante a inicialização.

prática como degraus de potência convertida pelos painéis.

5.4 DESEMPENHO DO CONTROLADOR DE TENSÃO DURANTE CONDIÇÕES DE FALTAS ASSIMÉTRICAS

Plantas PV de poucos kW a centenas de MW já se encontram em operação em diversos países (LENARDIC, 2013). Consequentemente, esses sistemas estão se tornando importante fontes de geração de energia elétrica de forma distribuída, e desta forma, têm um impacto direto na estabilidade e na confiabilidade dos sistemas elétricos de potência. Dentro deste contexto, para garantir a transferência contínua da eletricidade produzida pelos sistemas PV, com altos índices de confiabilidade e qualidade, diversos países desenvolveram códigos de rede específicos para a conexão de plantas fotovoltaicas aos seus sistemas elétricos de potência (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011), (BRASIL et al., 2013).

Apesar de no passado, geradores distribuídos não terem permissão para participar

do controle do sistema de potência de forma direta e eram forçados a se desconectar ao primeiro sinal de uma condição anormal, as diretrizes atuais requerem que as novas unidades suportem ativamente a rede, durante ambas condições de operação normal quanto em condições de distúrbio. Estes novos requerimentos pretendem aumentar a confiabilidade e a estabilidade do sistema elétrico, assim como a continuidade do fornecimento de energia (DEGNER et al., 2009).

Durante faltas assimétricas, o desbalanço no sistema CA gera componentes harmônicas ímpares no lado CA e componentes harmônicas pares no lado DC do conversor de potência. A interação entre as componentes de sequência positiva e negativa resulta em uma oscilação de potência com frequência de duas vezes a frequência da componente fundamental, o que em consequência dá origem a componentes harmônicas de segunda ordem na tensão do barramento CC. Essa oscilação é modulada pelo inversor gerando tensões e correntes subharmônicas. Além disso, a segunda harmônica no barramento CC dá origem a terceira harmônica de sequência positiva nas correntes do lado CA (HWANG; LEHN, 2010).

As oscilações de tensão no barramento CC resultam em maiores perdas e aumento na temperatura de operação do banco de capacitores, o que ocasiona o aceleração da evaporação do eletrólitos líquidos e redução da vida útil (WANG; BLAABJERG, 2013), (LEE et al., 2008). Além disso, as correntes com oscilações de baixa frequência são mais prejudiciais do que oscilações de alta frequência (EPCOS, 2013). Desta forma, como normalmente os capacitores eletrolíticos utilizados no barramento CC são os componentes com menor vida útil de circuitos eletrônicos (YANG et al., 2011), (WANG; LISERRE; BLAABJERG, 2013), essas oscilações devem ser minimizadas para que a vida útil de todo o sistema não seja comprometida, assim como a confiabilidade do mesmo.

5.5 EFEITO DAS OSCILAÇÕES DA TENSÃO CC SOBRE AS CORRENTES INJETADAS NA REDE

Considerando um sistema desequilibrado, a tensão no barramento CC tem o comportamento descrito por

$$V_{CC}^2 = y_o + 2y_1 \cos(2\omega_1 t) + 2y_2 \sin(2\omega_1 t), \quad (5.12)$$

como mostrado seção 3.4. Portanto, o erro discreto para o sistema realimentado tem a forma

$$\varepsilon(n) = \varepsilon_0 + 2\varepsilon_1 \cos(2\Omega_1 n) + 2\varepsilon_2 \sin(2\Omega_1 n), \quad (5.13)$$

em que $\Omega_1 = \omega_1 T_s$.

Utilizando um controlador PI para controlar a tensão do barramento CC, com mostrado na seção 5.2, a corrente de referência de eixo direto gerada após o processamento pelo controlador pode ser descrita por

$$i_d^*(n) = g_0 \varepsilon_0 + 2g_2 \varepsilon_1 \cos(2\Omega_1 n + \phi_2) + 2g_2 \varepsilon_2 \sin(2\Omega_1 n + \phi_2), \quad (5.14)$$

em que g_1 e g_2 são os ganhos do controlador PI nas frequências 0 e $2\Omega_1$, respectivamente; ϕ_2 é o deslocamento de fase introduzido pelo controlador em $2\Omega_1$. Já o vetor espacial da corrente de referência pode ser escrito como

$$\begin{aligned} \vec{\mathbf{i}}^*(n) &= i_d^*(n) + j i_q^*(n) \\ &= g_0 \varepsilon_0 + 2g_2 \varepsilon_1 \cos(2\Omega_1 n + \phi_2) + 2g_2 \varepsilon_2 \sin(2\Omega_1 n + \phi_2) + j i_q^*(n), \end{aligned} \quad (5.15)$$

em que $i_q^*(n)$ é a corrente de referência responsável por controlar a potência reativa média.

De acordo com (5.15), as parcelas oscilantes podem ser eliminadas da corrente de referência se o ganho na frequência $2\Omega_1$ for nulo. O que resultaria em um controlador de tensão com faixa de passagem muito estreita e uma resposta lenta (ALMEIDA, 2011). Normalmente, essa estratégia não é utilizada pois reduz consideravelmente a resposta dinâmica do conversor.

Aplicando a transformada discreta de Fourier (MITRA, 2001) a (5.15), tem-se

$$\begin{aligned} \vec{\mathbf{i}}^*(e^{j\omega}) &= g_0 \varepsilon_0 \delta_i(\omega) + g_2 \varepsilon_1 [e^{j\phi_2} \delta_i(\omega - 2\Omega_1) + e^{-j\phi_2} \delta_i(\omega + 2\Omega_1)] \\ &+ j g_2 \varepsilon_1 [e^{-j\phi_2} \delta_i(\omega + 2\Omega_1) - e^{j\phi_2} \delta_i(\omega - 2\Omega_1)] + j i_q^*(e^{j\omega}), \end{aligned} \quad (5.16)$$

em que $\delta_i(\omega)$ é a função impulso.

Essa corrente de referência ainda é processada pelos controladores de corrente para

gerar uma tensão de referência a qual será sintetizada nos terminais do conversor. Entretanto, devido ao fato de que os controladores de corrente possuem uma faixa de passagem bem maior que o controlador externo de tensão (normalmente a frequência de corte do controlador de tensão é escolhida uma década abaixo do de corrente (LIU et al., 2013a)) para garantir a estabilidade, o deslocamento de fase introduzido por esse controlador na frequência $2\Omega_1$ pode ser desprezado. Portanto, a tensão de referência pode ser escrita na forma

$$\begin{aligned}\vec{v}^*(e^{j\omega}) &= \vartheta_0\delta_i(\omega) + \vartheta_1 [e^{j\phi_2}\delta_i(\omega - 2\Omega_1) + e^{-j\phi_2}\delta_i(\omega + 2\Omega_1)] \\ &+ j\vartheta_2 [e^{-j\phi_2}\delta_i(\omega + 2\Omega_1) - e^{j\phi_2}\delta_i(\omega - 2\Omega_1)] + jv_q^*(e^{j\omega}),\end{aligned}\quad (5.17)$$

em que ϑ_0 , ϑ_1 e ϑ_2 são os ganhos finais de tensão.

Independentemente se o controle de corrente é feito no sistema de referência $\alpha\beta$ ou dq , a tensão de referência deve ser referenciada no sistema de coordenadas estacionárias para gerar os pulsos de disparos dos braços de cada fase do conversor. Desta forma, considerando que o sistema está sincronizado com a componente fundamental de sequência positiva das tensões da rede, a tensão de referência pode ser referenciada no sistema $\alpha\beta$ quando multiplicada pelo modulador de sincronismo

$$m_p(n) = e^{-j(\Omega_1 n + \phi_{V_1})} = \cos(\Omega_1 n + \phi_{V_1}) - j\text{sen}(\Omega_1 n + \phi_{V_1}),\quad (5.18)$$

em que ϕ_{V_1} é o ângulo de fase da componente fundamental de sequência positiva (ver Apêndice B). A DFT de (5.18) é dada por

$$m_p(e^{j\omega}) = e^{-j\phi_{V_1}}\delta_i(\omega + \Omega_1).\quad (5.19)$$

A multiplicação de dois sinais no domínio do tempo corresponde à convolução de dois sinais no domínio da frequência (MITRA, 2001). Como consequência, a multiplicação $\vec{v}^*(n) \cdot m_p(n)$ resulta na seguinte transformada discreta de Fourier

$$\begin{aligned}
\vec{v}_f^*(e^{j\omega}) &= \vec{v}^*(e^{j\omega}) \otimes m_p(e^{j\omega}) \\
&= \vartheta_0 e^{-j\phi_{V_1}} \delta_i(\omega + \Omega_1) + \vartheta_1 \left[e^{j(\phi_2 - \phi_{V_1})} \delta_i(\omega - \Omega_1) + e^{-j(\phi_2 - \phi_{V_1})} \delta_i(\omega + 3\Omega_1) \right] \\
&+ j\vartheta_2 \left[e^{-j(\phi_2 - \phi_{V_1})} \delta_i(\omega + 3\Omega_1) - e^{j(\phi_2 - \phi_{V_1})} \delta_i(\omega - \Omega_1) \right] \\
&+ jv_q^*(e^{j\omega}) \left[e^{-j\phi_{V_1}} \delta_i(\omega + \Omega_1) \right], \tag{5.20}
\end{aligned}$$

em que “ \otimes ” representa o operador de convolução.

A interação entre o modulador de sincronismo, que é um sinal unilateral (*single-sided*) em frequência, com a tensão de referência, que é um sinal bilateral (*double-sided*) em frequência, gera não só componentes de sequência negativa mas componentes de terceira harmônica de sequência positiva, como pode ser claramente visto em (5.20). Em consequência da terceira harmônica de corrente surgem oscilações com quatro vezes a frequência fundamental no lado CC, resultando em componentes harmônicas de ordens mais elevadas tanto do lado CC como CA (MORHN; ZIOGAS; JOOS, 1992) e (HWANG; LEHN, 2010). Essas interações vão se atenuando de acordo com o aumento da frequência e, portanto, não levam o sistema à instabilidade.

Mesmo que o controlador da tensão no barramento CC tenha ganho suficiente para zerar o erro de tensão na frequência de $2\Omega_1$, eliminando ondulação na tensão CC, como mostrado em (HWANG; LEHN; WINKELNKEMPER, 2007), em que um controlador ressonante é usado em paralelo com um PI, isso irá custar o aumento da componente de terceira harmônica nas correntes injetadas na rede.

5.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com o intuito de verificar o estudo teórico sobre o comportamento do controle do SGD frente a faltas assimétricas, o sistema de geração fotovoltaico real da UFJF foi modelado e implementado em um programa de simulação de transitórios eletromagnéticos.

Os painéis fotovoltaicos foram modelados de acordo com (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009) como descrito em detalhes em (ALMEIDA, 2011). Já os outros parâmetros do sistema são os mesmos descritos nas Tabelas 2 e 3. O comportamento não linear do transformador de conexão não foi incluído no modelo.

O sistema de controle foi implementado todo de forma digital e programado em

linguagem C . Os controladores de corrente utilizados foram PR, sintonizados na componente fundamental, nos eixos $\alpha\beta$ devido ao fato de que apenas um controlador para cada eixo é necessário para controlar tanto correntes de sequência positiva e negativa. As componentes de sequência negativa serão importantes para eliminar a oscilação no barramento CC como será mostrado posteriormente. A metodologia de projeto é mostrada na seção 4.3 e os ganhos do controlador se encontram resumidos na Tabela 4. Já o projeto controlador da tensão do barramento CC é mostrado na seção 5.2 e seus respectivos ganhos resumidos na Tabela 7.

De posse de todos os dados do SGD o seu comportamento durante uma falta pode ser analisado. Na Figura 68 são mostradas as tensões trifásicas de fase no secundário do transformador. Em $t = 0,1$ s o sistema é sujeito a uma falta assimétrica do Tipo C (BOLLEN, 1999), em que há atenuação de 50% na tensão em duas das fases assim como deslocamento do ângulo de fase. Em $t = 0,3$ s a falta é extinta.

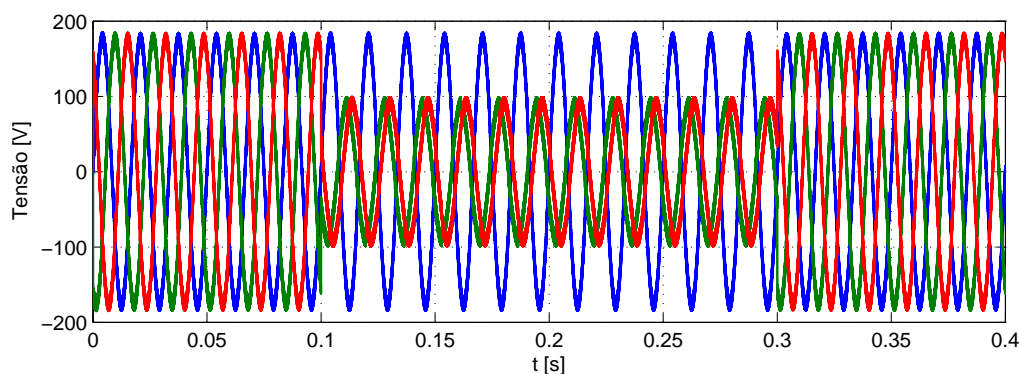


Figura 68: Tensão no lado de alta do transformador.

A tensão no barramento CC, cuja referência é igual a 400 V, é mostrada na Figura 69. O transitório inicial é devido à inicialização. Durante a falta, como esperado e explicado anteriormente na seção 5.5, a tensão CC apresenta uma oscilação com o dobro frequência da componente fundamental das tensões da rede.

Nas Figura 70 e 71 são ilustradas as correntes trifásicas no PAC e o espectro harmônico da corrente em uma das fases. Durante a falta, o valor de pico das correntes aumenta mantendo o valor da potência ativa média praticamente igual à potência média antes da falta, pois a potência ativa produzida pelos painéis não sofre uma mudança significativa. Outro ponto importante, como já discutido anteriormente, é que as correntes durante a falta possuem componentes de terceira harmônica de sequência positiva, como pode ser verificado na Figura 71. O THD da corrente durante a falta é igual a 9,62%.

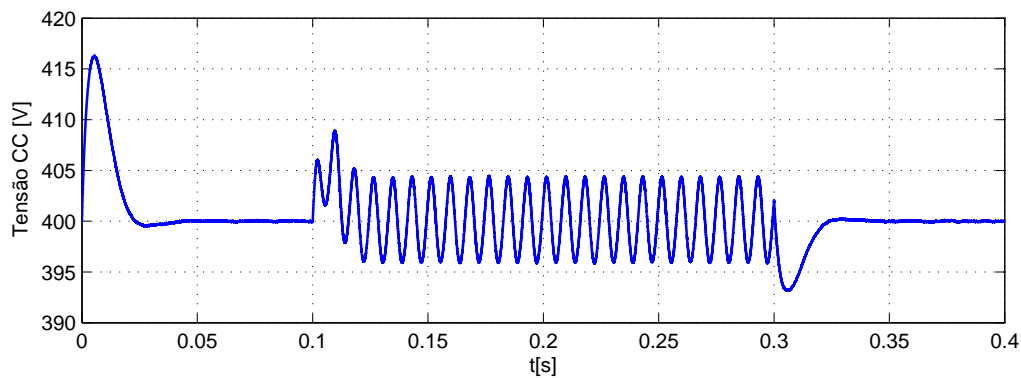


Figura 69: Tensão no barramento CC.

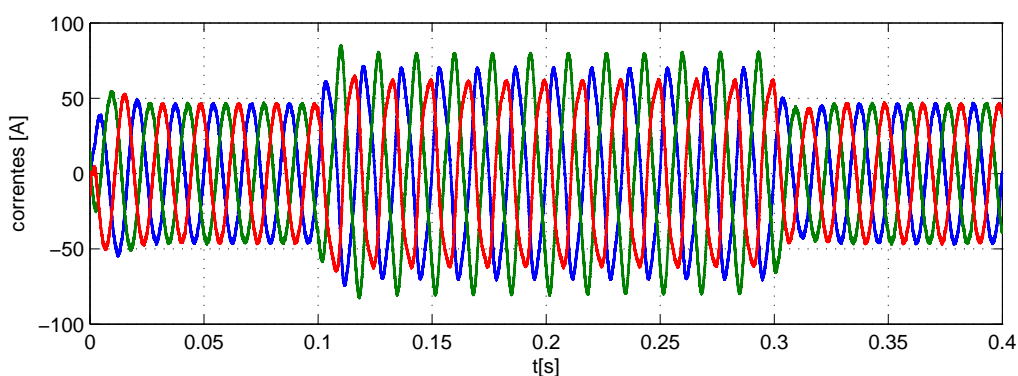


Figura 70: Corrente injetada na rede.

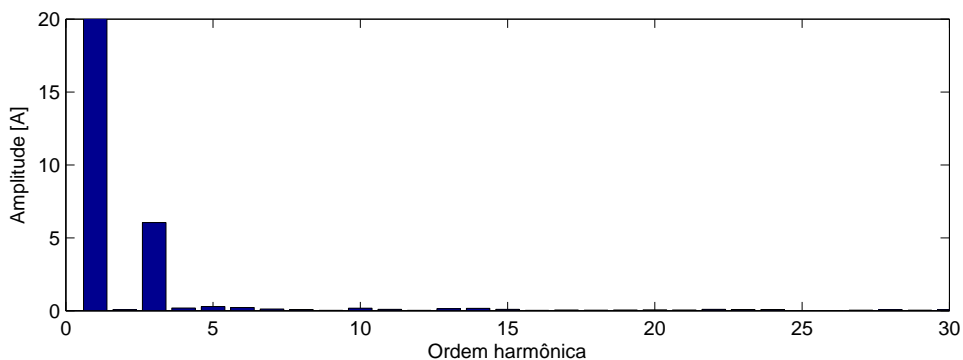


Figura 71: Espectro harmônico. THD = 9,62%.

As potências instantâneas ativa e reativa no PAC são ilustradas na Figura 72. As mesmas oscilam com frequência de duas vezes a frequência da componente fundamental da rede devido à interação entre as componentes de sequência (ver Apêndice seção B.4).

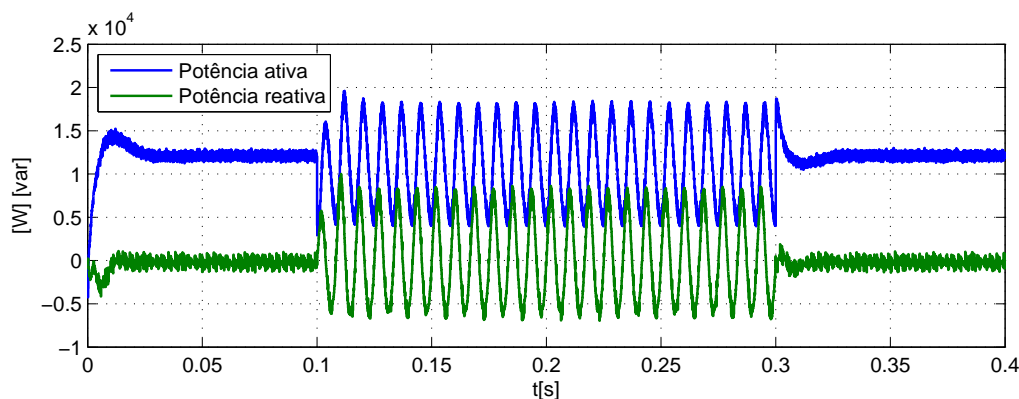


Figura 72: Potências ativa e reativa no ponto de acoplamento comum.

5.7 REVISÃO DAS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DOS CONVERSORES DURANTE FALTAS ASSIMÉTRICAS E CONDIÇÕES DE DESBALANÇO

Diversas estratégias de controle já foram propostas para controlar o conversor durante condições de desbalanço e faltas assimétricas, as quais podem ser divididas em três categorias (LIU et al., 2013a): *(i)* métodos baseados na ação feedforward; *(ii)* métodos baseados no controle dual de corrente; e *(iii)* controladores ressonantes na malha de controle da tensão CC.

5.7.1 MÉTODOS BASEADOS NA AÇÃO FEEDFORWARD

Esses métodos se baseiam na ação feedforward das tensões da rede (VINCENTI; JIN, 1994) e da corrente ou potência do lado CC (MALESANI et al., 1995), (YAOA et al., 2008). O impacto do desbalanço de tensão da rede na tensão do barramento CC é reduzido pela ação feedforward das tensões da rede, assim como o impacto das variações de potência da fonte primária no lado CC é reduzido pela ação feedforward da corrente ou da potência. Entretanto, os atrasos no sistema de controle podem degradar a performance destes métodos e ainda podem introduzir ruídos de alta frequência (LIU et al., 2013a).

5.7.2 MÉTODOS BASEADOS NO CONTROLE DUAL DE CORRENTE

Durante condições de desbalanço ou faltas assimétricas, as potências ativa e reativa que fluem pelo sistema apresentarão não apenas um valor médio mais também duas parcelas oscilantes. As mesmas podem ser representadas como (ver Apêndice seção B.4)

$$p = \bar{p} + P_c \cos(2\omega_1 t) + P_s \sin(2\omega_1 t), \quad (5.21)$$

e

$$q = \bar{q} + Q_c \cos(2\omega_1 t) + Q_s \sin(2\omega_1 t), \quad (5.22)$$

em que \bar{p} e \bar{q} são os valores médios das potência ativa e reativa instantâneas, respectivamente. Enquanto P_c , P_s , Q_c e Q_s representam a magnitude dos termos oscilantes das potências instantâneas.

No controle por modo de corrente, existem quatro variáveis as quais podem ser controladas. No caso $[i_d^+, i_q^+, i_d^-, i_q^-]$ (ver Apêndice seção B.4), o que resulta, portanto, em quatro graus de liberdade no controle conversor. Como conclusão, apenas quatro das seis componentes de potência dadas em (5.21) e (5.22) podem ser controladas para uma dada condição das tensões da rede $[v_d^+, v_q^+, v_d^-, v_q^-]$. Desta forma, escolhendo-se quatro componentes de potência a serem controlados, de acordo com objetivos específicos (RODRÍGUEZ et al., 2007), as correntes de referência podem ser calculadas analiticamente pelas expressões de potência dadas por (B.38), (B.40), (B.41), (B.43), (B.45) e (B.46). Essa estratégia porém exige que as componentes de sequência da tensão sejam estimadas de forma precisa para que o controle funcione perfeitamente (ÍGUEZ et al., 2011).

Outro ponto importante é que a malha de controle interna deve ser capaz de regular tanto as componentes de sequência positiva quanto negativa. Para isso, estratégias como controle de corrente dual (SONG; NAM, 1999) em que dois subsistemas de eixos dq , um para sequência positiva e outro para sequência negativa, podem ser utilizadas (REYES et al., 2012). Uma alternativa, no caso mais vantajosa, é a utilização de controladores ressonantes nos sistema de coordenadas $\alpha\beta$, pois os mesmos são capazes de regular sinais senoidais tanto de sequência positiva quanto negativa (TEODORESCU et al., 2006), (HWANG; LEHN; WINKELNKEMPER, 2010).

As principais estratégias propostas na literatura para calcular as correntes de referência são (CASTILLA et al., 2010), (RODRÍGUEZ et al., 2007): (i) Controle do fator de potência unitário instantâneo (*Instantaneous unity power factor control*) (IUPFC); (ii) Controle do fator de potência unitário médio (*Average unity power factor control*) (AUPFC); (iii) Controle de sequência positiva instantânea (*Instantaneous positive sequence control*) (IPSC); (vi) controle de sequência positiva média (*Average positive sequence control*) (APSC); e (v) Controle para compensação das sequências positiva e negativa (*Positive-negative compensation control*) (PNSCC).

Algumas variações das estratégias anteriormente citadas, assim como estratégias com diferentes objetivos podem ser encontradas nas seguintes referências (YAZDANI; IRAVANI, 2006), (SUH; LIPO, 2006a), (ETXEBERRIA-OTADUI et al., 2007), (HU; HE, 2008), (CASTILLA et al., 2010), (MIRET et al., 2010), (ROIU et al., 2010), (LI et al., 2010), (LEON et al., 2010), (WANG; DUARTE; HENDRIX, 2011), (LEE; HSU; CHENG, 2011), (JUNYENT-FERRÉ et al., 2011), (CAMACHO et al., 2013), (GUO et al., 2014).

5.7.3 CONTROLADORES RESSONANTES NA MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO CC

Baseado no fato de que a tensão no barramento CC oscila com uma frequência de duas vezes a frequência fundamental da rede em situações de assimetrias, um controlador ressonante pode ser adicionado na malha de controle original para aumentar o ganho nessa frequência (HWANG; LEHN; WINKELNKEMPER, 2007). Como consequência, o ganho na malha de controle será grande o suficiente para rejeitar distúrbios na frequência da segunda harmônica e uma tensão constante no barramento CC pode ser obtida. Entretanto, a inclusão do controlador ressonante pode reduzir a margem de fase do sistema quando a frequência de ressonância se encontra perto ou após a frequência de corte da malha de controle da tensão CC. Isto se deve à variação de fase em degrau de 180° introduzida pelo controlador em torno da frequência de ressonância, fato que pode levar o sistema a instabilidade.

5.7.4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE MODIFICADA DA TENSÃO CC

Com base no desenvolvimento matemático feito na seção 5.5, tem-se que a ondulação de segunda harmônica na tensão CC é composta por um sinal contendo componentes de frequência complexa em $2\Omega_1$ e $-2\Omega_1$. Para que essa ondulação seja eliminada utilizando apenas a injeção de componentes de sequência negativa, implica que a tensão de referência não pode conter os termos $\vartheta_1 [e^{-j(\phi_2 - \phi_{v1})} \delta_i(\omega + 3\Omega_1)]$ e $j\vartheta_2 [e^{-j(\phi_2 - \phi_{v1})} \delta_i(\omega + 3\Omega_1)]$, o que em consequência leva a conclusão de que a corrente de referência em (5.16) não pode conter os termos $g_2 \varepsilon_1 [e^{-j\phi_2} \delta_i(\omega + 2\Omega_1)]$ e $jg_2 \varepsilon_1 [e^{-j\phi_2} \delta_i(\omega + 2\Omega_1)]$. Em outras palavras, a corrente de referências nos eixos dq deve conter, além da parcela CC, apenas um vetor espacial da forma geral $g_n e^{j(2\Omega_1 + \phi_2)}$, o qual é um sinal de sequência negativa que oscila com frequência de duas vezes a frequência fundamental da rede (HWANG; LEHN, 2010).

Com base no raciocínio descrito anteriormente, se a corrente de referência tiver a

forma

$$\vec{\mathbf{i}}^*(n) = g_0 \varepsilon_0 + g_n [e^{j(\phi_2 + 2\Omega_1 n)}] + j i_q^*(n), \quad (5.23)$$

A tensão de referência gerada pelos controladores de corrente já multiplicada por $m_p(n)$ pode ser escrita como

$$\begin{aligned} \vec{\mathbf{v}}_f^*(n) &= \vartheta_0 e^{-j(\Omega_1 n + \phi_{V_1})} + \vartheta [e^{j(\phi_2 + 2\Omega_1 n)} e^{-j(\Omega_1 n + \phi_{V_1})}] + j v_q^*(n) e^{-j(\Omega_1 n + \phi_{V_1})} \\ &= \vartheta_0 e^{-j(\Omega_1 n + \phi_{V_1})} + \vartheta [e^{j(\Omega_1 n + \phi_2 - \phi_{V_1})}] + j v_q^*(n) e^{-j(\Omega_1 n + \phi_{V_1})}, \end{aligned} \quad (5.24)$$

cuja DFT é dada por

$$\begin{aligned} \vec{\mathbf{v}}_f^*(e^{j\omega}) &= \vartheta_0 e^{-j\phi_{V_1}} \delta_i(\omega + \Omega_1) + \vartheta [e^{j(\phi_2 - \phi_{V_1})} \delta_i(\omega - \Omega_1)] \\ &+ j v_q^*(e^{j\omega}) [e^{-j\phi_{V_1}} \delta_i(\omega + \Omega_1)]. \end{aligned} \quad (5.25)$$

Portanto, analisando (5.25), pode-se concluir que a tensão de referência não possui a componente de terceira harmônica de sequência positiva não característica. Como consequência, correntes de terceira harmônica de sequência positiva não serão injetadas na rede, mas apenas componentes fundamentais de sequências positiva e negativa.

Hwang e Lehn (2010) propõem um controlador denominado “*single-input vector DC voltage controller*”, o qual é capaz de gerar uma tensão de referência do tipo mostrado em (5.25), e desta forma eliminar as oscilações no barramento CC através da injeção de correntes de sequência negativa. Esse controlador além de possuir um controlador PI para regular a tensão média do barramento CC através da corrente de sequência positiva de eixo d , emprega um outro controlador em paralelo capaz de gerar um vetor espacial unilateral em frequência que oscila com $2\omega_1$ a partir de um valor real que é o erro de tensão no barramento CC.

A geração um vetor espacial a partir de um único valor real pode ser realizado defasando de 90° o sinal de referência na componente de frequência de interesse, criando assim, dois sinais em quadratura. Diversas estratégias podem ser utilizadas pra gerar sinais em quadratura, como a transformada de Hilbert, filtros passa tudo, atrasos de amostras, dentre outras (MITRA, 2001). Além da geração do vetor espacial, para

garantir um erro de estado estacionário nulo, de acordo com o modelo do princípio interno (FRANCIS; SEBAKHY; WONHAM, 1974), o controlador deve apresentar um ganho infinito na frequência de $2\omega_1$.

Dois controladores com ganho infinito em $2\omega_1$ e capazes de gerar sinais em quadratura são (HWANG; LEHN, 2010)

$$C_{cos}(s) = k_{v,r} \frac{s}{s^2 + (2\omega_1)^2}, \quad (5.26)$$

e,

$$C_{sen}(s) = k_{v,r} \frac{2\omega_1^2}{s^2 + (2\omega_1)^2}, \quad (5.27)$$

os quais são baseados na transformada de Laplace do cosseno e do seno, respectivamente.

Na Figura 73 são mostradas as respostas em frequência para os controladores dados por (5.26) e (5.27). Como pode ser notado, ambos controladores possuem ganho infinito em $2\omega_1 = 120 \text{ Hz}$ e suas fases estão deslocadas de -90° uma da outra em $2\omega_1$. Desta forma, estes controladores são possíveis candidatos para a aplicação.

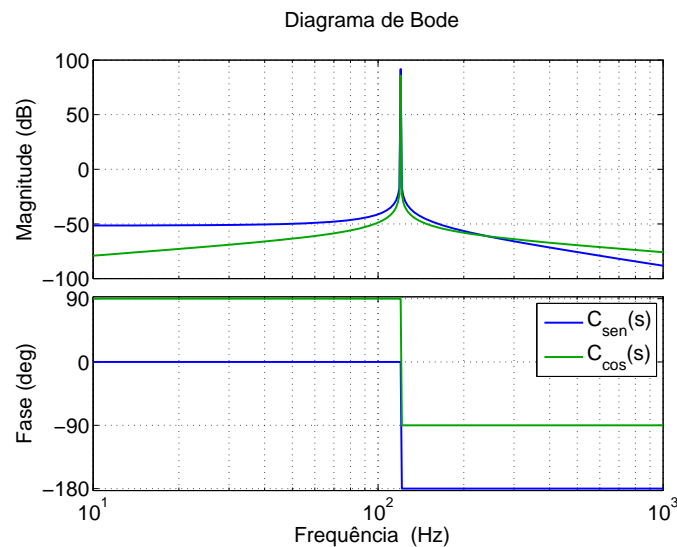


Figura 73: Resposta em frequência para os controladores $C_{cos}(s)$ e $C_{sen}(s)$, para $k_{v,r} = 1$.

Entretanto, esses controladores em malha fechada devem influenciar apenas no controle de sinais cuja frequência é $2\omega_1$ e atenuar todas as outras frequências, inclusive sinais CC, os quais são controlados pelo PI. O controlador $C_{cos}(s)$ possui uma boa

atenuação nas frequências acima da ressonância assim como para sinais CC devido ao zero na função de transferência. Já o controlador $C_{sen}(s)$ também possui uma boa atenuação nas frequências acima da ressonância e uma atenuação razoável nas baixas frequências para valores de $k_{v,r}$ pequenos. Contudo, quando colocado em série com a planta (3.49), a qual possui um polo próximo à origem (ou na origem, quando as perdas são desprezadas ($R_p \rightarrow \infty$)), variações de baixa frequência serão amplificadas pelo alto ganho introduzido pelo polo da planta. Conseqüentemente, interferindo no controle da componente média, o que pode prejudicar a resposta dinâmica do sistema ou até levá-lo à instabilidade, principalmente no momento em que ocorre uma falta ou que a mesma é extinta.

Baseado no que foi exposto anteriormente, têm-se que o controlador $C_{sen}(s)$ não é adequado para o controle de tensão de conversores sujeitos a faltas assimétricas. Por outro lado, o controlador ressonante baseado na função de transferência do cosseno é uma boa opção para se implementar o controlador.

A função de transferência no tempo discreto para o controlador (5.26) utilizando o método FOH, pelos motivos discutidos na seção 4.4, é dada por (YEPES et al., 2010)

$$C_{Rd}^{foh}(z) = k_{v,r} \left(\frac{1 - \cos(2\omega_1 T_s)}{2\omega_1 T_s} \right) \left[\frac{1 - z^{-2}}{1 - 2 \cos(2\omega_1 T_s) z^{-1} + z^{-2}} \right]. \quad (5.28)$$

Como alternativa ao controlador (5.27), um sinal em quadratura na frequência $2\omega_1$ pode ser gerado a partir de (5.28) utilizando o seguinte filtro passa tudo de primeira ordem

$$A_p(z) = \frac{-e^{-2\omega_1 T_s} z + 1}{z - e^{-2\omega_1 T_s}}, \quad (5.29)$$

cuja resposta em frequência é mostrada na Figura 74. Como pode ser notado, o filtro não só possui ganho unitário em todo espectro de frequência, como introduz um deslocamento de -90° em $2\omega_1$.

Assim, o controlador

$$\begin{aligned} C_{Rq}^{foh}(z) &= C_{Rd}^{foh}(z) A_p(z) \\ &= k_{v,r} \left(\frac{1 - \cos(2\omega_1 T_s)}{2\omega_1^2 T_s} \right) \left[\frac{1 - z^{-2}}{1 - 2 \cos(2\omega_1 T_s) z^{-1} + z^{-2}} \right] \left(\frac{-e^{-2\omega_1 T_s} z + 1}{z - e^{-2\omega_1 T_s}} \right), \end{aligned} \quad (5.30)$$

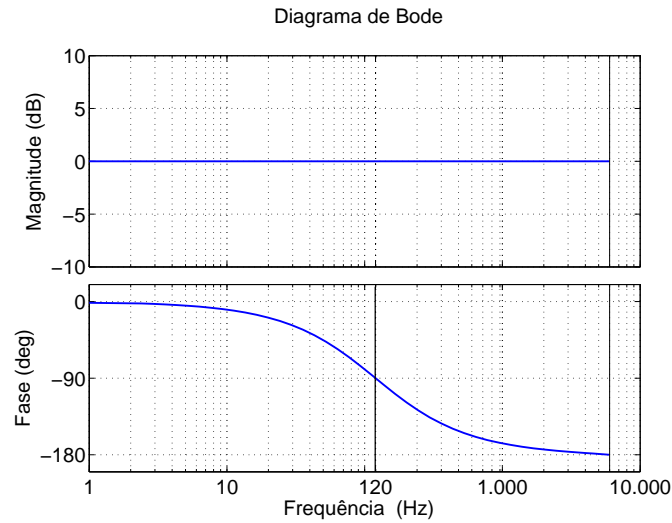


Figura 74: resposta em frequência do filtro passa tudo $A_p(z)$.

pode ser utilizado para controlar a corrente de eixo q de sequência negativa.

A resposta em frequência dos controladores $C_{Rd}^{foh}(z)$ e $C_{Rq}^{foh}(z)$ é mostrada na Figura 75. Pode-se notar que a resposta em magnitude dos dois controladores é exatamente a mesma, garantindo respostas dinâmicas idênticas para os dois eixos d e q , o que ajuda a manter o sistema estável. Outro ponto importante é que os controladores devem apresentar uma boa rejeição de sinais com frequência acima e abaixo da frequência de ressonância, mantendo um ganho infinito na frequência de interesse. Com relação a fase, os controladores apresentam um deslocamento de -90° em $2\omega_1$ o que garante a síntese de sinais em quadratura nessa frequência.

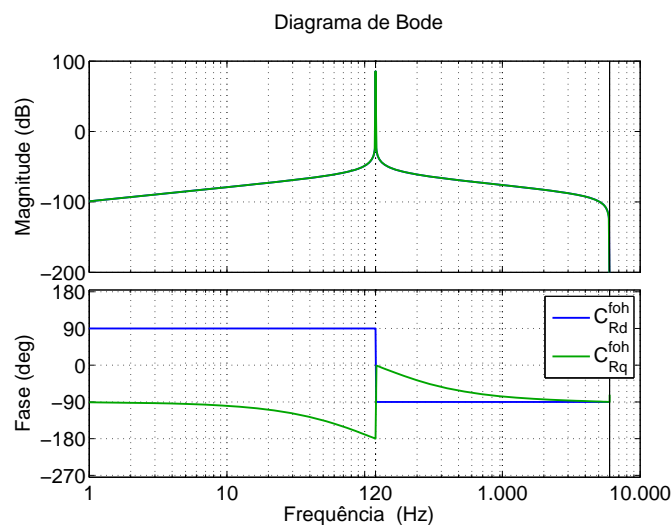


Figura 75: Resposta em frequência dos controladores ressonantes $C_{Rd}^{foh}(z)$ e $C_{Rq}^{foh}(z)$, para $k_{v,r} = 1$.

5.7.5 PROJETO DO CONTROLADOR MODIFICADO DO BARRAMENTO CC

Utilizando uma estratégia de *feedforward*, da mesma forma que na seção 5.2, para reduzir o impacto dos termos $v_{d,pac,ss}^+(z)$ e $2Ri_{d,ss}^+(z)$, que podem variar de acordo com as condições da rede elétrica e do ponto de operação, respectivamente. E ainda, desprezando o termo $-2\omega_1 Li_{q,ss}^+(z)$, pois normalmente, para sistemas fotovoltaicos, a corrente de eixo quadratura é escolhida como zero ou um valor muito pequeno para manter o fator de potência em níveis aceitáveis (BDEW, 2008), as funções de transferência da planta dadas por (3.52) e (3.53) pode ser reescritas como

$$G_{v,d}^-(z) = -\frac{3R_p V_{d,r}^+}{4} \left(\frac{1-\rho}{z-\rho} \right), \quad (5.31)$$

e,

$$G_{v,q}^-(z) = \frac{3R_p V_{d,r}^+}{4} \left(\frac{1-\rho}{z-\rho} \right). \quad (5.32)$$

Portanto, baseado em (5.31) e (5.28), a função de transferência de malha aberta para o sistema de controle de eixo d é dada por

$$H_d^-(z) = G_{v,d}^-(z) C_{Rq}^{foh}(z)$$

$$H_d^-(z) = \left[\frac{3R_p V_{d,r}^+}{4} \left(\frac{1-\rho}{z-\rho} \right) \right] \left[k_{v,r} \left(\frac{1-\cos(2\omega_1 T_s)}{2\omega_1^2 T_s} \right) \left[\frac{1-z^{-2}}{1-2\cos(2\omega_1 T_s)z^{-1}+z^{-2}} \right] \right]. \quad (5.33)$$

em que foi incluído um ganho de -1 no controlador para cancelar com o sinal negativo da planta. Já a função de transferência de malha aberta para os sistema de controle de eixo q é dada por

$$H_q^-(z) = G_{v,q}^-(z) C_{Rq}^{foh}(z) A_p(z)$$

$$H_q^-(z) = \left[\frac{3R_p V_{d,r}^+}{4} \left(\frac{1-\rho}{z-\rho} \right) \right] \left[k_{v,r} \left(\frac{1-\cos(2\omega_1 T_s)}{2\omega_1^2 T_s} \right) \left[\frac{1-z^{-2}}{1-2\cos(2\omega_1 T_s)z^{-1}+z^{-2}} \right] \right] \left[\frac{-e^{-(2\omega_1 T_s)} z + 1}{z - e^{-(2\omega_1 T_s)}} \right]. \quad (5.34)$$

Na Figura 76 é mostrado a resposta em frequência das funções de transferência de malha aberta $H_d^-(z)$ e $H_q^-(z)$. Como discutido na seção 4.4, o diagrama de Bode não é uma boa ferramenta para analisar a estabilidade de sistemas de controle com controladores ressonantes. O diagrama de Nyquist, o qual é ilustrado na Figura 77, é uma boa opção para esses casos.

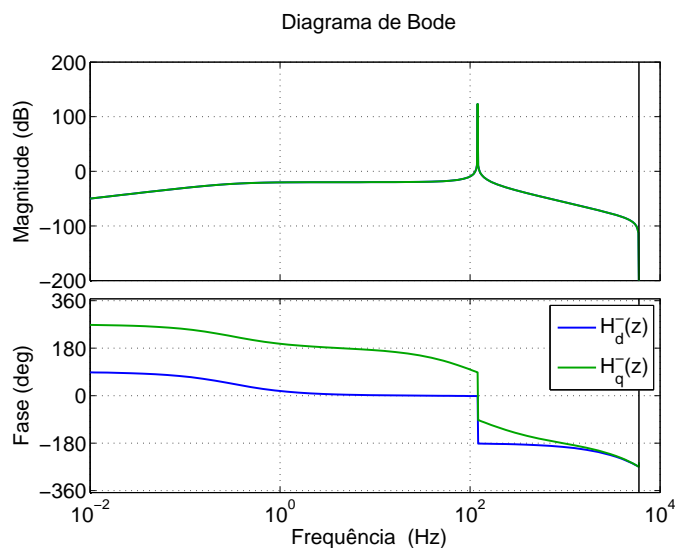


Figura 76: Resposta em frequência de $H_d^-(z)$ e $H_q^-(z)$ para $k_{v,r} = 1$.

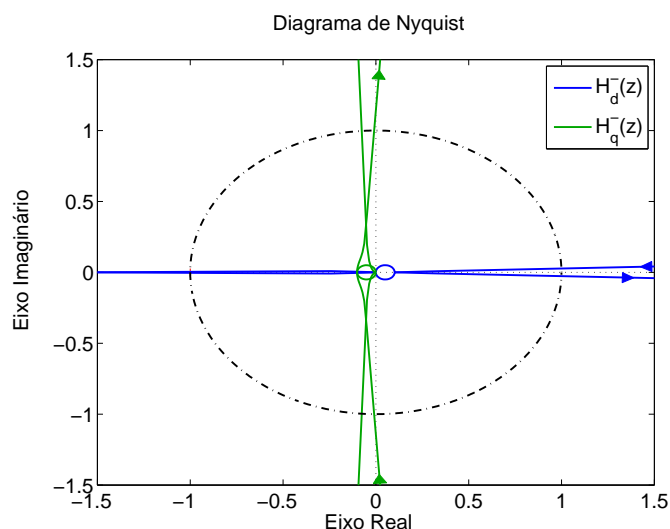


Figura 77: Diagrama de Nyquist de $H_d^-(z)$ e $H_q^-(z)$ para $k_{v,r} = 1$.

A partir da análise da Figura 78, que mostra em maiores detalhes as trajetórias próximas ao ponto crítico, pode-se concluir que a malha de eixo direto, apesar de ser estável, possui uma margem de estabilidade muito pequena. Isto significa, que pequenos desvios nos parâmetros da planta ou pequenos distúrbios podem facilmente

levar o sistema à instabilidade. Como solução para aumentar as margens de estabilidade do sistema, pode-se incluir um compensador com avanço de fase como justificado na próxima seção.

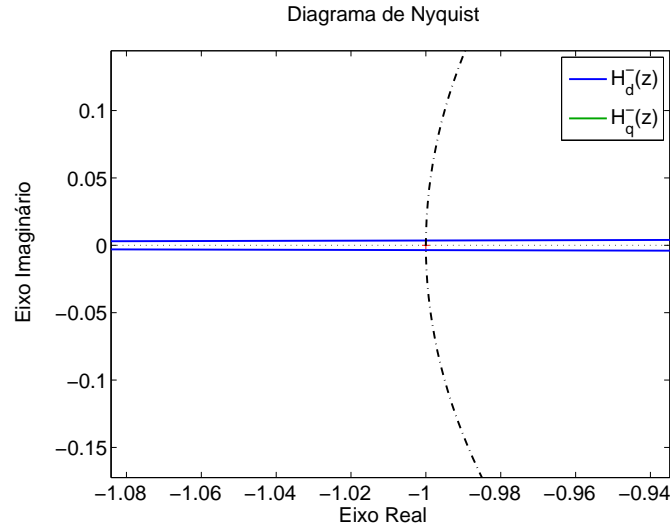


Figura 78: Detalhe do diagrama de Nyquist de $H_d^-(z)$ e $H_q^-(z)$ para $k_{v,r} = 1$.

5.7.6 CONTROLADOR COM AVANÇO DE FASE

A função de transferência de um controlador com avanço de fase no tempo discreto pode ser escrita como (MESSNER, 2000)

$$C_l(z) = \left(\frac{1 - \sigma}{1 - \zeta} \right) \left(\frac{z - \zeta}{z - \sigma} \right), \quad (5.35)$$

em que

$$\zeta = \frac{\cos(\phi_m) - \text{sen}(\Omega_{max})}{\cos(\phi_m + \Omega_{max})}, \quad (5.36) \quad \sigma = \frac{\cos(\phi_m) - \text{sen}(\Omega_{max})}{\cos(\phi_m - \Omega_{max})}. \quad (5.37)$$

Sabendo que $\phi_m \in (0, \pi/2)$ é o avanço de fase máximo desejado em radianos e Ω_{max} é a frequência na qual essa fase máxima ocorre. A frequência normalizada na qual o máximo avanço de fase ocorre é dada por

$$\Omega_{max} = \frac{\pi \omega_{max}}{\omega_{nyq}}, \quad (5.38)$$

em que ω_{nyq} é a frequência de Nyquist para o sistema de tempo discreto. Note que $\Omega_{max} \in (0, \pi)$ (MESSNER, 2000) e (MOUDGALYA, 2007).

Incluindo o compensador com avanço de fase na malha de controle, a função de

transferência de malha aberta para o eixo d (5.33) pode ser reescrita como

$$H_{d,l}^-(z) = G_{v,d}^-(z)C_{Rq}^{foh}(z)C_l(z)$$

$$H_{d,l}^-(z) = \left[\frac{3R_p V_{d,r}^+}{4} \left(\frac{1-\rho}{z-\rho} \right) \right] \left[k_{v,r} \left(\frac{1-\cos(2\omega_1 T_s)}{2\omega_1^2 T_s} \right) \left[\frac{1-z^{-2}}{1-2\cos(2\omega_1 T_s)z^{-1}+z^{-2}} \right] \right] \left[\frac{1-\sigma}{1-\zeta} \left(\frac{z-\zeta}{z-\sigma} \right) \right]. \quad (5.39)$$

Para garantir que a resposta dinâmica dos dois eixos seja idêntica, o mesmo filtro com avanço de fase foi incluído na malha de controle do eixo q , portando (5.34) se torna

$$H_{q,l}^-(z) = G_{v,q}^-(z)C_{Rq}^{foh}(z)A_p(z)C_l(z)$$

$$H_{q,l}^-(z) = \left[\frac{3R_p V_{d,r}^+}{4} \left(\frac{1-\rho}{z-\rho} \right) \right] \left[k_{v,r} \left(\frac{1-\cos(2\omega_1 T_s)}{2\omega_1^2 T_s} \right) \left[\frac{1-z^{-2}}{1-2\cos(2\omega_1 T_s)z^{-1}+z^{-2}} \right] \right] \cdot \left[\frac{-e^{-(2\omega_1 T_s)} z+1}{z-e^{-(2\omega_1 T_s)}} \right] \left[\frac{1-\sigma}{1-\zeta} \left(\frac{z-\zeta}{z-\sigma} \right) \right].$$

De posse das funções de transferência de malha aberta com o controlador final para os eixos d e q , têm-se três parâmetros a serem definidos para finalizar o projeto dos controladores, sendo eles $k_{v,r}$, ϕ_m e Ω_{max} .

Diferentemente da estratégia adotada na seção 4.4 em que o projeto do ganho proporcional é feito sem levar em consideração a parcela ressonante, o projeto dos controladores de tensão discutidos anteriormente não pode negligenciar a parcela ressonante, pois a mesma possui uma grande influência na estabilidade do sistema.

Desta forma, uma das maneiras de se calcular os parâmetros dos controladores é fixar um valor para o ganho do controlador ressonante, como por exemplo $k_{v,r} = 1$, e com base na função de transferência resultante calcular os parâmetros do compensador com avanço de fase. Posteriormente, com o controlador de avanço de fase já projetado, deve-se verificar a influência do ganho $k_{v,r}$ na estabilidade no sistema.

5.7.7 PROJETO DO CONTROLADOR COM AVANÇO DE FASE

Fixando o valor de $k_{v,r} = 1$, os parâmetros do controlador com avanço de fase podem ser calculados de acordo com o pico da função de sensibilidade. Como o compensador

com avanço de fase tem dois graus de liberdade para projeto, deve-se primeiramente definir o máximo avanço de fase desejado ϕ_m . Posteriormente, com base na distância mínima do ponto crítico no diagrama de Nyquist escolhida pelo projetista, a frequência Ω_{max} pode ser calculada.

Contudo, diferentemente do projeto do controlador de corrente feito na seção 4.4, achar uma função analítica que relacione Ω_{max} com o inverso do pico da função de sensibilidade $1/\eta$, é uma tarefa muito difícil ou talvez impossível. Isto é devido à complexidade de (5.39) além do fato de que Ω_{max} , de acordo com (5.36) e (5.37), é argumento de funções trigonométricas. Entretanto, uma solução numérica ou gráfica auxiliada por computador pode ser obtida facilmente.

Com base no exposto anteriormente e nos parâmetros da planta dados na Tabela 7, escolhendo $\eta = 0,4$ e $\phi_m = \pi/4$ rad, resulta em $\omega_{max} = 2\pi \times 500$ rad/s. Na Figura 79 é ilustrado o diagrama de Nyquist para $H_{d,l}^-(z)$ e $H_{q,l}^-(z)$ com os parâmetros do citados anteriormente. Pode-se notar que o sistema aumentou significativamente a margem de estabilidade se comparado com a Figura 78.

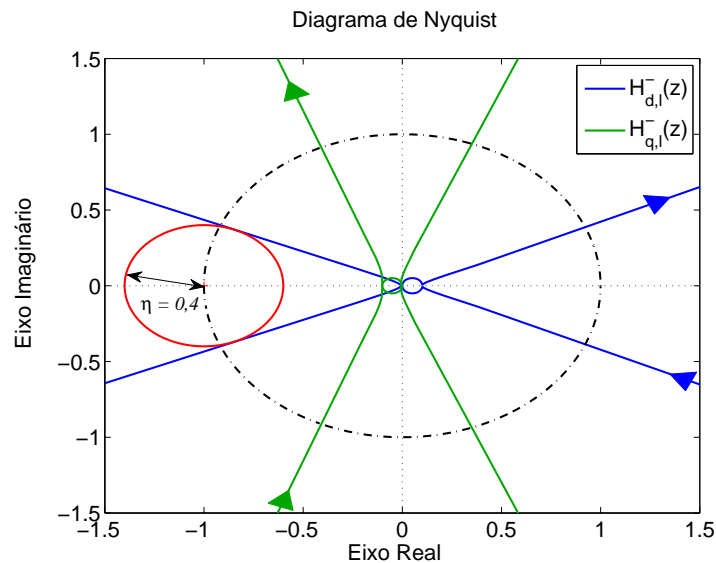


Figura 79: Diagrama de Nyquist para $H_{d,l}^-(z)$ e $H_{q,l}^-(z)$ para $k_{v,r} = 1$, $\eta = 0,4$, $\phi_m = \pi/4$ rad e $\omega_{max} = 2\pi \times 500$ rad/s.

A influência do ganho $k_{v,r}$ será investigada na seção subsequente.

5.8 VALOR MÁXIMO DO GANHO INTEGRAL

Para estabelecer o valor máximo do ganho $k_{v,r}$ que pode ser utilizado sem levar o sistema a instabilidade, o critério de estabilidade de Routh pode ser aplicada ao sistema

de malha fechada (BISTRITZ, 1982).

Em sistemas no tempo discreto o critério estabilidade de Routh está diretamente relacionado com a transformação bilinear (BISTRITZ, 1984). Este método requer a transformação do plano z para o plano denominado w .

A transformação bilinear dada por

$$z = \frac{w + 1}{w - 1}, \quad (5.40)$$

mapeia o interior do círculo unitário no plano z na metade esquerda do plano w .

Após efetuada essa transformação, o critério de estabilidade de Routh pode ser diretamente aplicado da mesma forma que em sistemas de tempo contínuo (CHOGHADI; TALEBI, 2013). Portanto, substituindo (5.40) em (5.40), função de transferência em que $k_{v,r}$ possui maior influência, a equação característica resultante pode ser escrita como

$$P_w(w) = a_5w^5 + a_4w^4 + a_3w^3 + a_2w^2 + a_1w + a_0. \quad (5.41)$$

Com base em (5.41) a seguinte matriz de Routh (CHOGHADI; TALEBI, 2013) pode ser construída

$$\begin{array}{c|ccc} w^5 & a_5 & a_3 & a_1 \\ w^4 & a_4 & a_2 & a_0 \\ w^3 & b_1 & b_2 & \\ w^2 & c_1 & c_2 & \\ w^1 & d_1 & & \\ w^0 & c_2 & & \end{array},$$

em que os coeficientes são dados por

$$b_1 = \frac{a_4a_3 - a_5a_2}{a_4}, b_2 = \frac{a_4a_1 - a_5a_0}{a_4}, c_1 = \frac{b_1a_2 - a_4b_2}{b_1}, c_2 = \frac{b_1a_0 - a_4c_1}{b_1}, d_1 = \frac{c_1b_2 - b_1c_2}{c_1}.$$

Consequentemente, o sistema será estável se todos os elementos da primeira coluna na matriz de Routh tiverem o mesmo sinal. Portanto, considerando todas as restrições do sistema estudado, o ganho integral deve ser menor que 9,897 para garantir a estabilidade assintótica da malha de controle.

Na Figura 80 é ilustrado o diagrama de Nyquist para $k_{v,r} = 9,897$. Nesta situação em específico, o sistema está no limite da estabilidade.

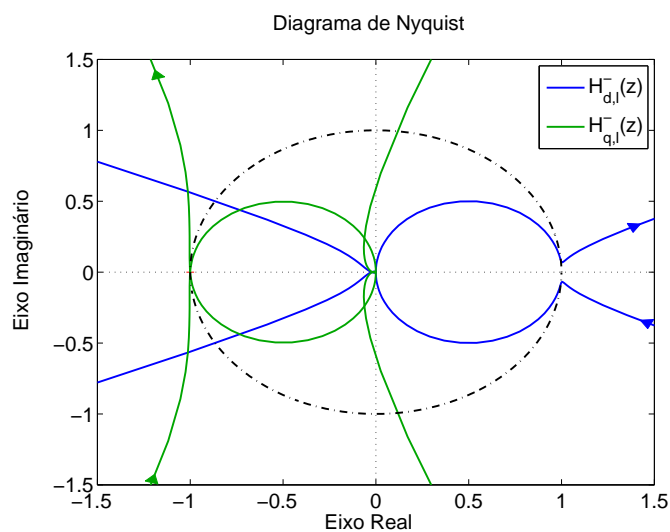


Figura 80: Diagrama de Nyquist para $H_{d,l}^{-}(z)$ e $H_{q,l}^{-}(z)$ para $k_{v,r} = 9,897$, $\phi_m = \pi/4$ rad e $\omega_{max} = 2\pi \times 500$ rad/s.

Com base no que foi exposto anteriormente, escolhendo-se $k_{v,r} = 6$ resulta em $\eta = 0,3934$, o que é considerado uma boa margem de estabilidade. O diagrama de Nyquist para os controladores $H_{d,l}^{-}(z)$ e $H_{q,l}^{-}(z)$ projetados são ilustrados na Figura 81.

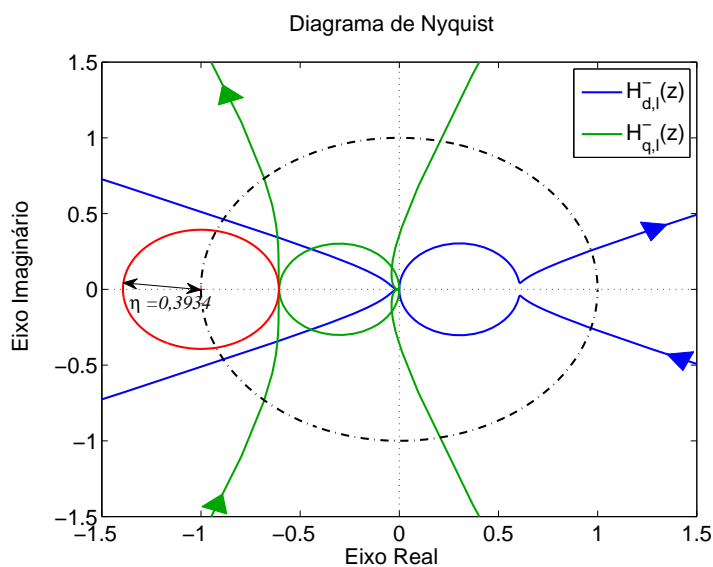


Figura 81: Diagrama de Nyquist para $H_{d,l}^{-}(z)$ e $H_{q,l}^{-}(z)$ para $k_{v,r} = 6$, $\phi_m = \pi/4$ rad e $\omega_{max} = 2\pi \times 500$ rad/s.

O diagrama de blocos completo do controlador da tensão do barramento CC é ilustrado na Figura 82. A tensão medida é elevada ao quadrado e comparada com o

valor de referência, gerando um erro que é multiplicado por -1 e posteriormente por $V_{d,r}^+ / \left(\hat{v}_{d,pac}^+(n) + 2Ri_{d,ref}^+(n) \right)$. O segundo termo tem uma ação preditiva minimizando o impacto da variação da tensão de eixo direto de sequência positiva da rede, assim como da variação da corrente de eixo direto de sequência positiva. Em que $\hat{v}_{d,pac}^+$ é estimado por um PLL com detecção de componentes de sequência. O sinal resultante é processado pelo controlador PI gerando a corrente de referência de sequência positiva de eixo d . Em paralelo, o mesmo sinal passa pelo controlador ressonante e posteriormente pelo compensador com avanço de fase gerando $i_{d,ref}^-$, o qual passa pelo filtro passa tudo gerando o sinal em quadratura $i_{q,ref}^-$. Finalmente, as correntes de referência são referenciadas no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ e posteriormente processadas pelos controladores de corrente gerando os sinais de modulação $m_\alpha(n)$ e $m_\beta(n)$. Os quais são utilizados pela modulação vetorial para controlar os pulsos de disparo do conversor.

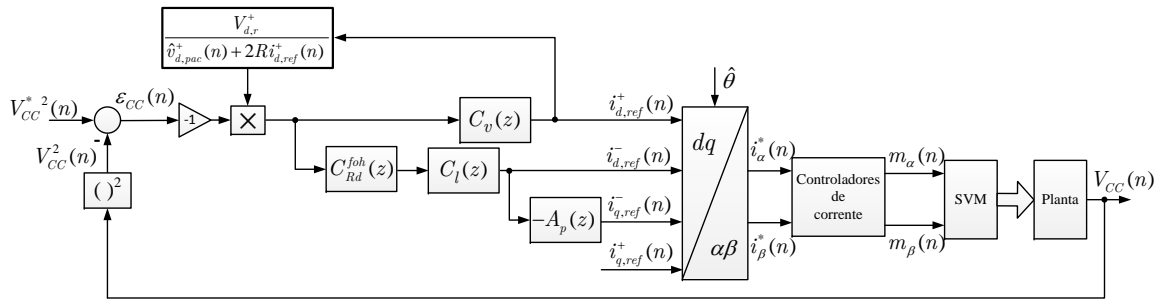


Figura 82: Diagrama de blocos completo do controlador da tensão no barramento CC.

5.9 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COM CONTROLE FAULT-RIDE THROUGH

O mesmo caso simulado na seção 5.6 é resimulado com a inclusão do novo controlador de tensão, denominado controlador *fault-ride through* (FRT), cujos parâmetros se encontram resumidos na Tabela 8.

Tabela 8: Parâmetros do controlador *fault-ride through*.

Descrição	Valor
Ganho integral ($k_{v,r}$)	6 $A/(V \cdot s)$
Frequência de ressonância ($2\omega_1$)	$2\pi \times 120$ rad/s
Avanço de fase máximo (ϕ_m)	$\pi/4$ rad
Frequência do avanço de fase máximo (ω_{max})	$2\pi \times 500$ rad/s

Na Figura 83 são mostradas as tensões trifásicas de fase no secundário do transformador. Em $t = 0,1$ s o sistema é sujeito a uma falta assimétrica do Tipo C (BOLLEN,

1999), em que há atenuação da tensão de 50% em duas das fases assim como deslocamento do ângulo de fase. Em $t = 0,3 \text{ s}$ a falta é extinta.

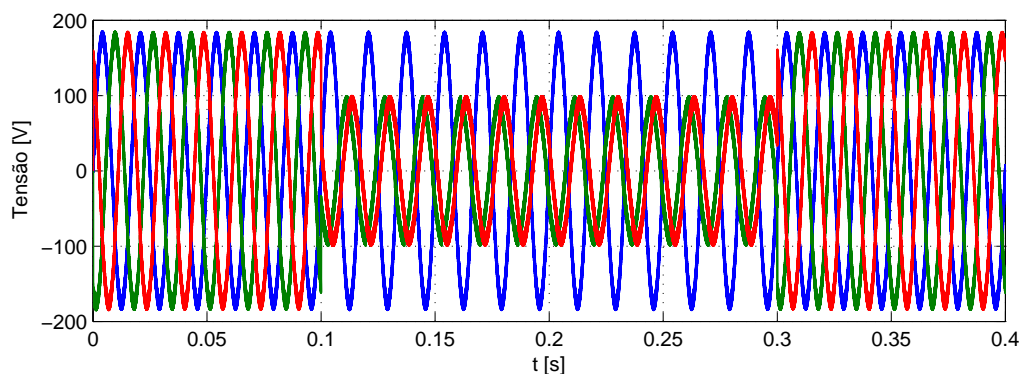


Figura 83: Tensão no lado de alta do transformador.

A tensão no barramento CC após o transitório causado pela falta é regulada na tensão de referência (400 V) e as oscilações com o dobro da frequência fundamental da rede são suprimidas, como ilustrado na Figura 84.

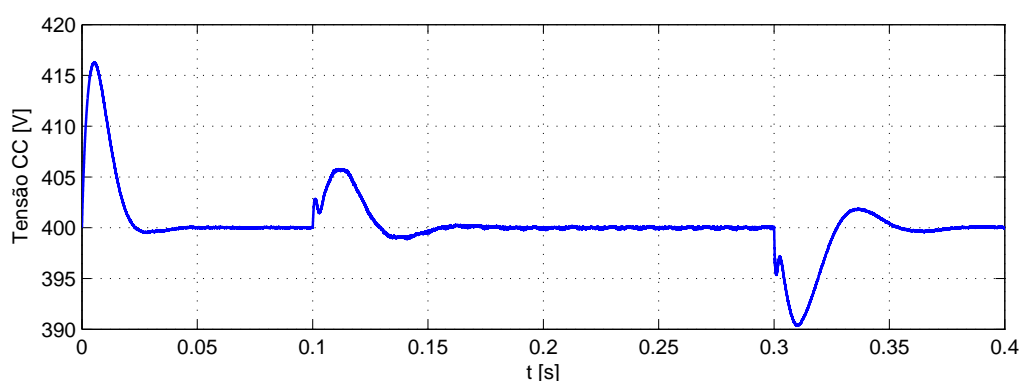


Figura 84: Tensão no barramento CC.

De acordo com a análise teórica feita na seção 5.7.4 a oscilação no barramento CC é eliminada através da injeção de correntes de sequência negativa. Esse fato pode ser comprovado analisando as correntes injetadas na rede ilustradas na Figura 85, as quais são totalmente desbalanceadas.

Na Figura 86 é mostrado o espectro harmônico da corrente injetada na rede em uma das fases. De acordo com a mesma, comprova-se que a terceira harmônica de sequência positiva foi eliminada das correntes sintetizadas pelo conversor. Como consequência, o valor do THD durante a falta é reduzido de 9,62% para 0,8% com a inclusão da nova estratégia de controle.

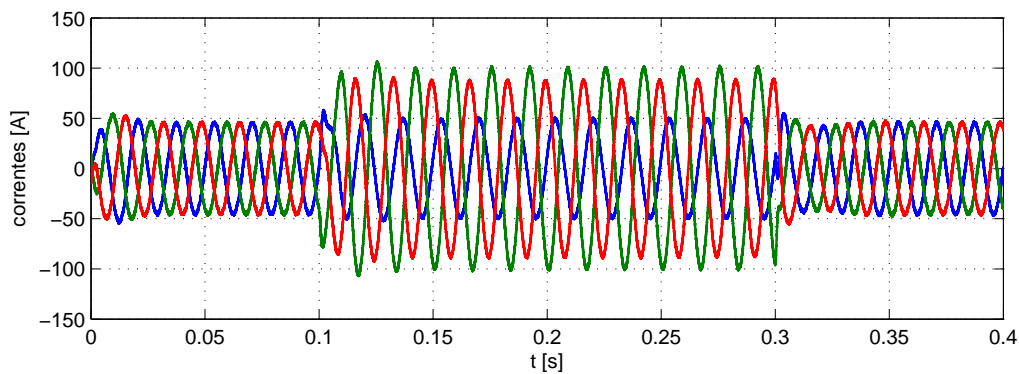


Figura 85: Correntes injetadas na rede.

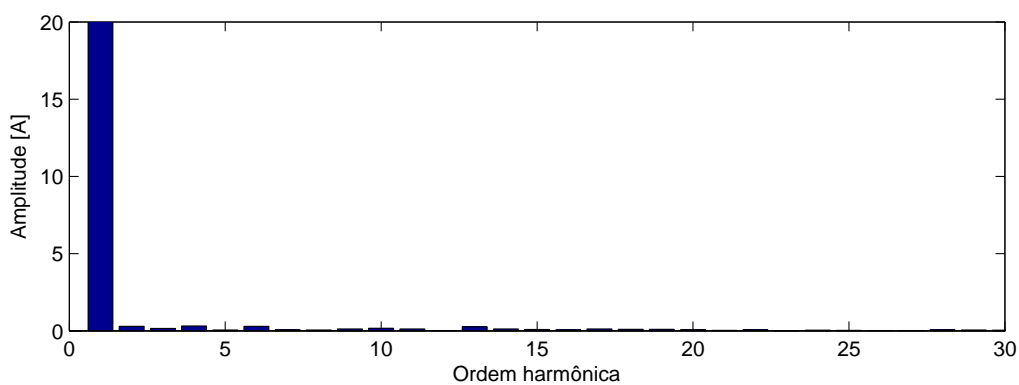


Figura 86: Espectro harmônico. THD = 0,8%.

As potências instantâneas ativa e reativa no PAC são ilustradas na Figura 87. As mesmas continuam apresentando oscilações devido à interação entre as componentes de sequência de tensão e corrente.

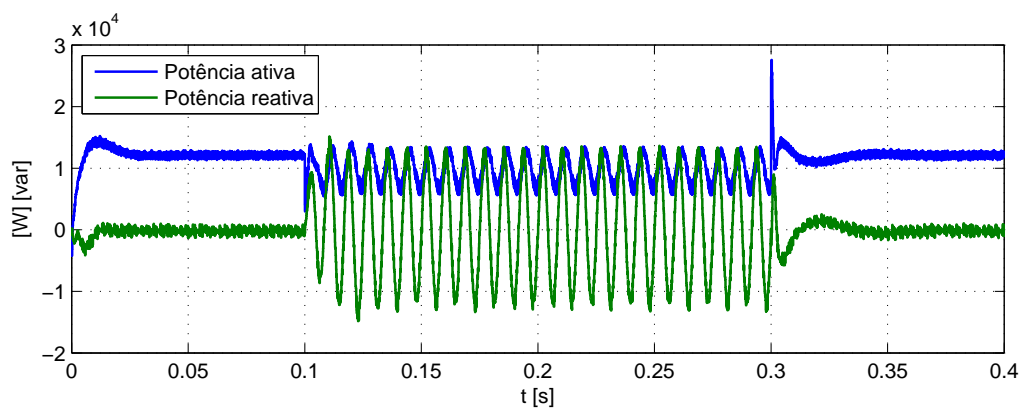


Figura 87: Potências instantâneas no PAC.

As correntes de referência de eixos dq de sequência negativa geradas pelo controlador FRT são mostrados na Figura 88. Nota-se que esses sinais oscilam com $2\omega_1$ pois

o mesmos são de sequência negativa e estão referenciados em um sistema síncrono de sequência positiva.

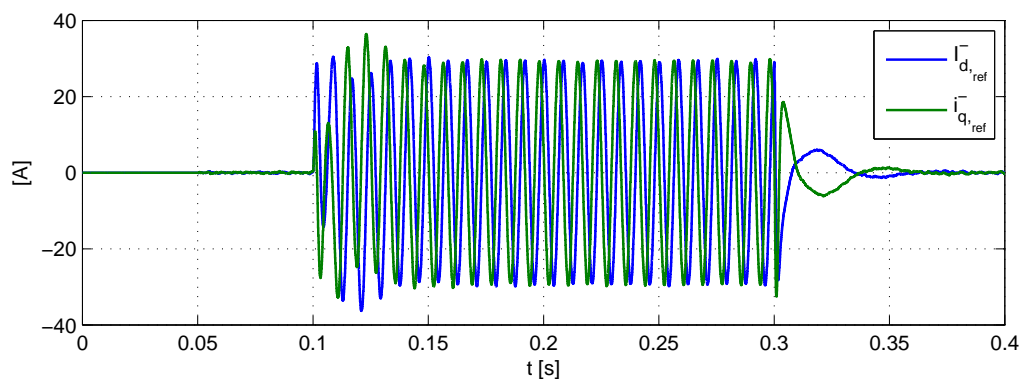


Figura 88: Correntes de sequência negativa de referência.

Na Figura 89 é mostrada a resposta dinâmica da tensão no barramento CC com e sem a ação *feedforward*. No transitório logo após a falta, quando a componente de sequência positiva da tensão no PAC sofre um afundamento, a ação preditiva se mostra eficiente reduzindo o sobresinal, assim com o tempo de acomodação. Já quando a falta é eliminada e a tensão de sequência positiva no PAC volta ao seu valor nominal, a ação *feedforward* não apresenta nenhuma melhora, como já era esperado. Como conclusão, para os casos em que não existem variações na tensão da rede a ação *feedforward* não apresenta melhoras na resposta, entretanto, quando há variações na tensão como no caso de faltas, afundamentos e elevação de tensão, a inclusão da malha com ação preditiva apresenta uma melhora na resposta dinâmica do controlador.

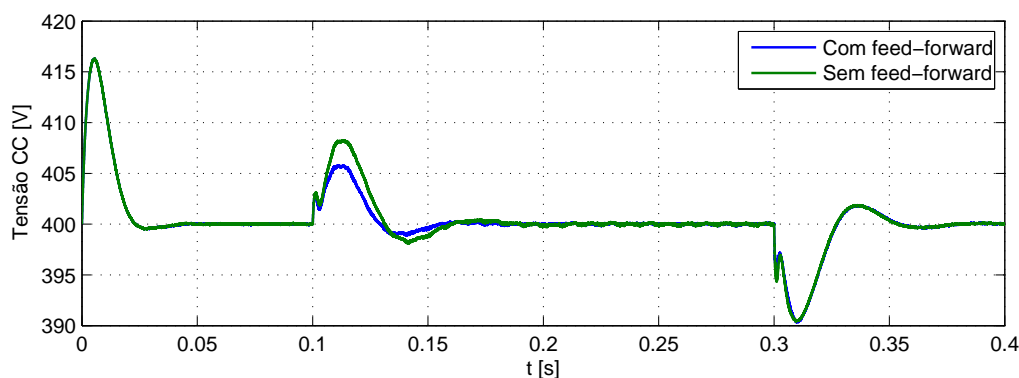


Figura 89: Comparação entre a resposta dinâmica do controlador de tensão com e sem a ação *feedforward*.

5.10 ANÁLISE DOS FLUXOS DAS POTÊNCIAS INSTANTÂNEAS

Uma análise comparativa das potências ativa e reativa instantâneas com e sem a inclusão da estratégia de controle *fault-ride through* é apresentada nesta seção.

As potências ativa instantâneas no PAC com e sem o controle FRT são mostradas na Figura 90. Nota-se que as oscilações são reduzidas com a inclusão do controle FRT. Entretanto, de forma contrária, as oscilações na potência reativa aumentam significativamente como ilustrado na Figura 91.

Outra diferença é que a potência reativa média aumenta durante a falta devido ao aumento das correntes de sequência negativa. A interação entre a corrente e a tensão de eixo q de sequência negativa dão origem a uma potência reativa média.

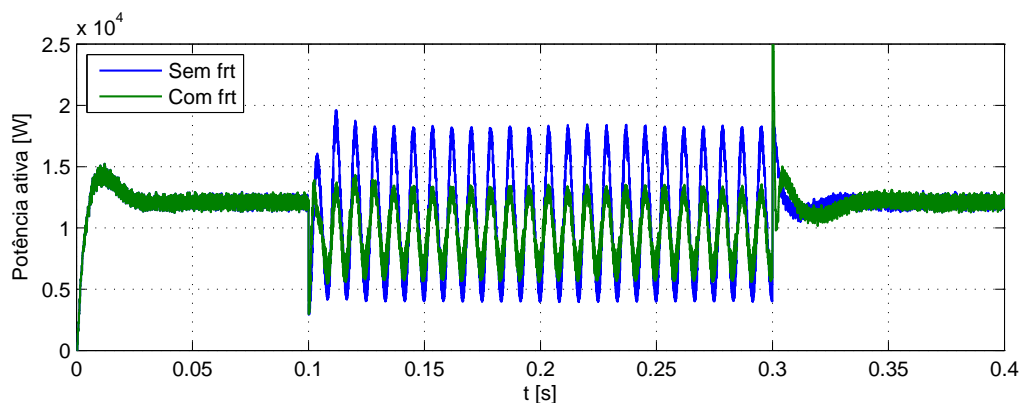


Figura 90: Potência ativa no PAC.

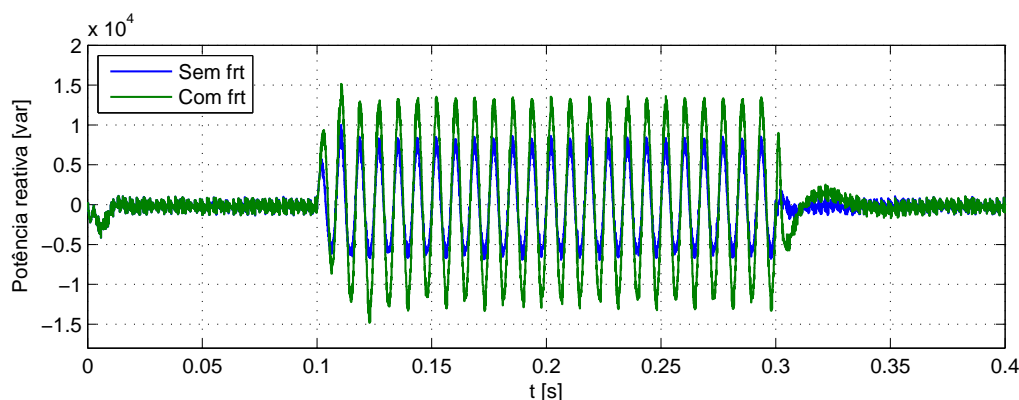


Figura 91: Potência reativa no PAC.

As potências ativas instantâneas no PAC (p_{pac}), nos terminais CA do conversor (p_t) e a potência gerada pelos painéis PV (P_{PV}) com e sem a estratégia FRT de controle são ilustradas nas Figuras 92 e 93, respectivamente. A potência p_t ilustrada nessas figuras

foi processada por um filtro *off-line* de média móvel com período de 0,2 ms para atenuar a frequência de chaveamento presente no sinal e assim possibilitar a análise para baixas frequências.

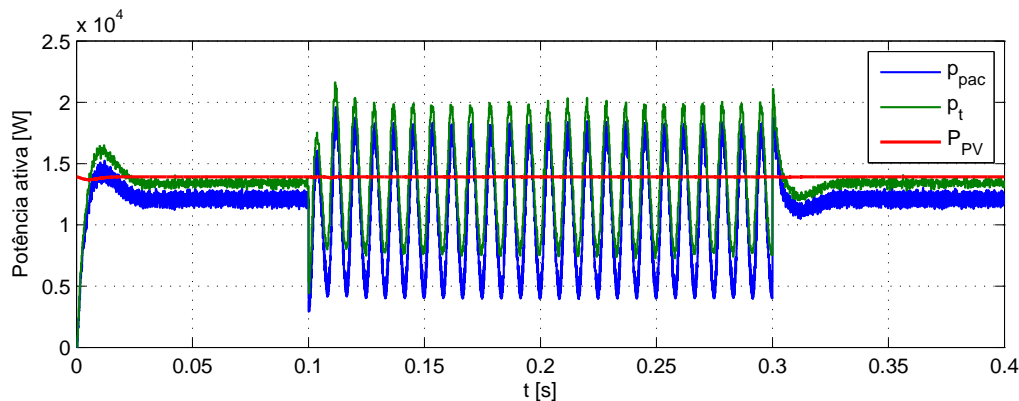


Figura 92: Potências ativa instantâneas sem o controlador FRT.

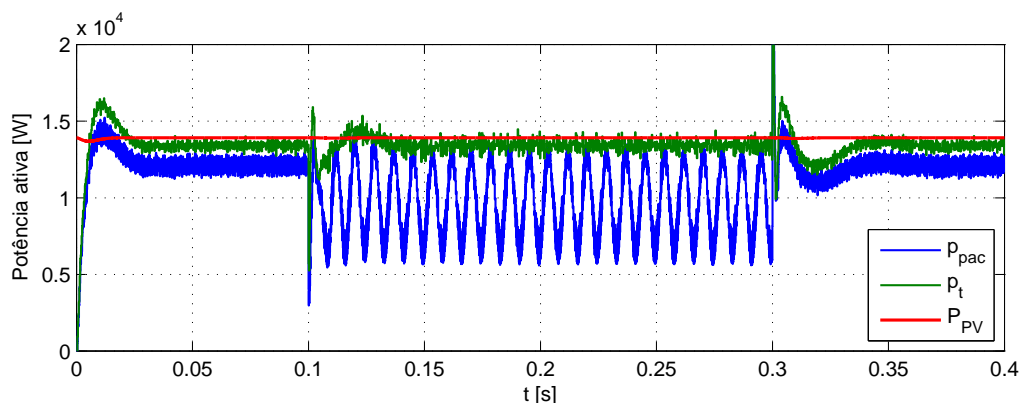


Figura 93: Potências ativa instantâneas com o controlador FRT.

Como pode ser visto na Figura 93 com a inclusão do controle FRT, a potência ativa instantânea nos terminais CA do conversor praticamente não apresenta oscilações de baixa frequência, fato o qual permite eliminar as oscilações na tensão do barramento CC.

Na Figura 94 é mostrada a potência ativa instantânea gerada pelos painéis PV com e sem a estratégia de controle FRT. Fica claro que com o controle FRT, mesmo durante a falta, a potência ativa convertida pelos painéis é mantida constante e no ponto de máxima potência. Fato que não ocorre quando o controle clássico é utilizado.

Se um modelo em que um transformador ideal é utilizado e a indutância de dispersão assim como a resistência própria referenciadas ao primário são representadas externamente ao transformador, pode-se fazer uma análise das potências instantâneas

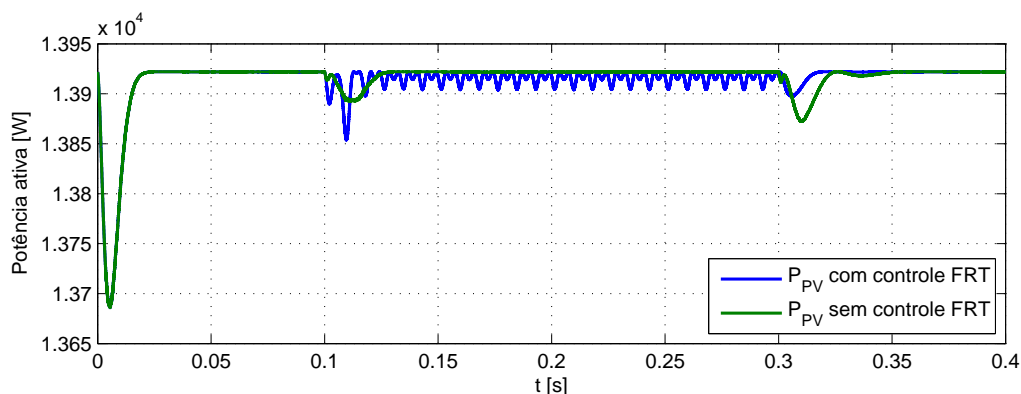


Figura 94: Potência ativa instantânea gerada pelos painéis PV com e sem o controle FRT.

sobre esses elementos, facilitando o entendimento do sistema, assim como a analogia com sistemas que empregam o filtro passa-baixas na saída do conversor. Portanto, quando o sistema é simulado dessa forma, pode-se medir as potências ativa instantâneas sobre os resistores com e sem o controle FRT como ilustradas na Figura 95.

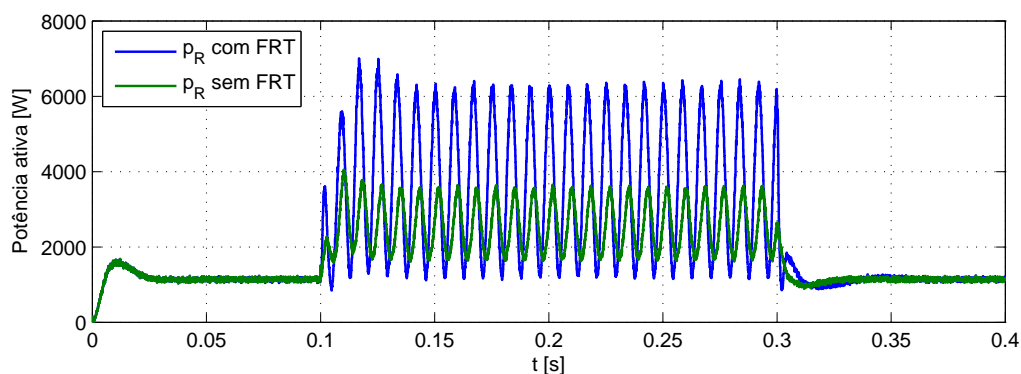


Figura 95: Potência ativa instantânea nos resistores do lado AC do conversor com e sem o controle FRT.

Durante a falta, tanto a parcela média quanto a oscilante aumentam, o que significa maiores perdas. Na Figura 96 as potências ativa instantâneas absorvidas pelas indutâncias de dispersão com e sem a estratégia de controle FRT são mostradas. Como no caso dos resistores, as oscilações aumentam com a inclusão do controle modificado.

Apesar das oscilações de potência aumentarem tanto nos resistores quanto nos indutores com a inclusão da nova estratégia de controle, essas oscilações são indiretamente controladas de forma que as mesmas se cancelem com as oscilações de potência no PAC. Conseqüentemente, mantendo a potência ativa instantânea nos terminais do conversor praticamente constante durante a falta, o que possibilita a regulação da tensão CC sem

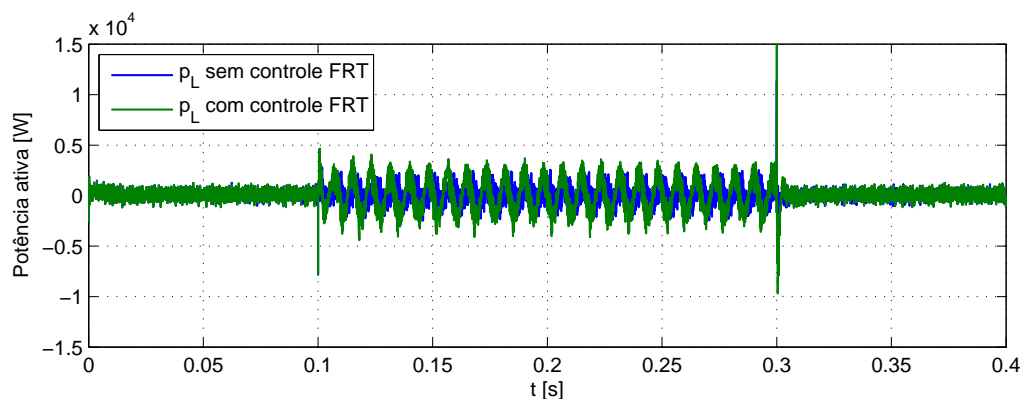


Figura 96: Potência ativa instantânea absorvida pelos indutores com e sem o controle FRT.

oscilações. Em outras palavras, a potência ativa oscilante só é trocada entre a rede e o banco de resistores e indutores na saída do conversor.

Apesar do controle *fault-ride through* proposto atingir o objetivo principal de eliminar as oscilações com o dobro da frequência da rede na tensão do lado CC, existe um aumento no pico máximo da corrente em uma das fases durante a falta (ver Figura 85), se comparado com a resposta do sistema sem o controle FRT (ver Figura 70). Como consequência, os picos de corrente podem causar o desligamento e a desconexão do conversor da rede pela proteção de sobrecorrente. Contudo, de acordo com novas diretrizes, têm-se que o SGD não deve alterar a geração da potência ativa antes ou depois da falta, alimentando as correntes de curto-circuito, para ajudar a estabilização da frequência (DEGNER et al., 2009), (BDEW, 2008). Desta forma, estes conversores devem ser sobredimensionados para que possibilitem a operação durante faltas, o que permite a utilização da estratégia de controle proposta.

Como opção para evitar o desligamento do conversor, pode-se reduzir a potência ativa gerada durante a falta e conseqüentemente o pico máximo das correntes. Essa redução de potência é facilmente alcançada variando-se a tensão no barramento CC e assim, forçando os painéis a operarem em um ponto que não seja o de máxima potência. Para reduzir a potência gerada, a tensão no barramento CC deve ser aumentada e não reduzida, por dois motivos: (i) a redução da tensão pode resultar na operação da modulação por largura de pulso em uma região não linear, o que resulta na geração de harmônicos (HOLMES; LIPO, 2003); e (ii) devido a curva característica do painel PV, pequenas elevações na tensão sobre os painéis resultam em maiores variações de potência se comparado com a redução na tensão sobre os painéis (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009). Portanto, a redução de potência desejada pode ser alcançada de forma

mais rápida para menores variações na tensão CC.

Outro ponto importante a ser ressaltado é que devido ao valor muito baixo da indutância de dispersão do transformador usada como filtro, é necessária uma corrente muito alta para proporcionar a oscilação necessária sobre a indutância (de acordo com (B.51)) e sobre a resistência (de acordo com (B.53)) do transformador para que a mesma cancele com a parcela oscilante da potência ativa instantânea no PAC. No caso onde são empregados filtros passivos, os valores típicos de indutância utilizados são usualmente maiores e, desta forma, os picos de corrente são reduzidos consideravelmente durante faltas para o controlador FRT proposto.

5.11 CONSIDERAÇÕES E COMENTÁRIOS

O controlador *fault-ride through* proposto se mostrou eficaz no que diz respeito à redução das oscilações de segunda harmônica no barramento CC do SGD, se mostrando bastante estável principalmente nos dois momentos mais críticos, que são quando ocorre a falta e quando a mesma é extinta.

Devido à boa rejeição de sinais com frequência tanto maiores quanto menores que a frequência de ressonância, o controlador FRT proposto não interfere na operação normal de conversor. Isso possibilita a utilização contínua do mesmo, não tendo a necessidade de inserir o controlador durante a falta e retirá-lo nas condições normais de operação. Estratégia que é muito comum para a maioria dos controles durante faltas, em que a falta deve ser primeiramente identificada e posteriormente a ação de controle adicionada.

A utilização do controle FRT resulta na possibilidade da utilização de bancos de capacitores no barramento CC com capacitância reduzida, sem prejudicar a qualidade da energia gerada e a estabilidade do sistema, mesmo durante condições de desbalanço e faltas assimétricas na rede elétrica. Como consequência podem-se reduzir o custo e o volume do conversor.

A estratégia de controle proposta pode ser empregada em outras aplicações em que a importância de um barramento CC sem ondulações é igualmente ou mais importante. Dentre elas pode-se citar: (i) retificadores ativos; (ii) conversores de interface entre microrredes CC/CA; (iii) conversores *back-to-back* para aplicações em sistemas de conversão de energia eólica e sistemas HVDC e etc.

5.12 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foi desenvolvido uma estratégia de controle para controlar a tensão no barramento CC do conversor fonte de tensão. Primeiramente foi projetado um controlador PI discreto para controlar a parcela média da tensão CC. O compensador projetado foi implementado no protótipo e os resultados experimentais obtidos mostraram a boa resposta do sistema projetado frente a degraus de potência ativa.

Posteriormente, um estudo sobre o comportamento do conversor durante faltas assimétricas assim como da influência das oscilações no barramento CC nas correntes sintetizadas pelo conversor é feito. Com o intuito de eliminar as oscilações com o dobro da frequência da rede na tensão CC, um controlador discreto capaz de gerar correntes de referência de sequência negativa e assim reduzir essas oscilações indesejadas é proposto. O projeto desse controlador baseado na estabilidade do sistema foi descrito em detalhes. Finalmente, resultados de simulação, são apresentados com e sem o compensador proposto mostrando que o mesmo é capaz de reduzir consideravelmente as oscilações no barramento CC sem prejudicar a estabilidade e a qualidade da energia gerada.

6 CONCLUSÕES FINAIS

O objetivo principal da presente tese de doutorado foi o desenvolvimento de modelos matemáticos e estratégias de controle no domínio de tempo discreto para um sistema de geração disperso baseado em painéis solares fotovoltaicos. Esse trabalho se concentrou no projeto dos controladores digitais aplicados a um sistema PV trifásico de 30 kW_p , conectado à rede através de um conversor fonte de tensão, em que a interface entre o VSC e a rede é feita apenas utilizando um transformador de conexão e sem filtros passivos de saída.

Inicialmente são desenvolvidos modelos matemáticos no domínio de tempo discreto para a planta. Esses modelos discretos são de fundamental importância para o projeto adequado dos controladores discretos, além da correta análise da estabilidade do sistema. Desta forma, no Capítulo 3 é desenvolvido um modelo discreto de grandes sinais para o lado CA do conversor nos sistemas de coordenadas $\alpha\beta 0$ e $dq0$. Por outro lado, o modelo do lado CC do conversor é obtido através do balanço de potência nos terminais do mesmo nas coordenadas dq . As equações diferenciais que descrevem o comportamento da tensão CC são primeiramente linearizadas e posteriormente discretizadas, possibilitando a obtenção de modelos discretos de pequenos sinais tanto para a parcela média quanto para as parcelas oscilantes da tensão no barramento CC.

De posse dos modelos da planta passou-se para à etapa do desenvolvimento de estratégias para controlar o conversor. Devido às já comprovadas vantagens, optou-se por utilizar a estratégia de controle no modo de corrente. Baseado no princípio do modelo interno, foram estudados dois tipos de controladores: PI e PR. O controlador proporcional-ressonante foi utilizado para controlar as correntes no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ devido à característica variante no tempo dos sinais envolvidos. Enquanto que no controle nas coordenadas dq foi empregado um compensador proporcional-integral em consequência da característica estacionária dos sinais no sistema de coordenadas síncronas. Os projetos de ambos os controladores no domínio do tempo discreto foram descritos em detalhes.

Os compensadores projetados foram então testados em um protótipo montado no Laboratório Solar Fotovoltaico e conectado à rede interna do campus da UFJF. Os resultados experimentais mostraram que a utilização de apenas controladores sintonizados na componente fundamental, sejam eles PI ou PR, têm sua eficiência reduzida quando não linearidades estão presentes no circuito. No caso estudado, os controladores não são capazes de garantir que correntes com baixo conteúdo harmônico sejam injetadas na rede devido à operação saturada do transformador de conexão.

Como solução foram propostas duas estratégias. A primeira é a utilização de múltiplos controladores ressonantes em paralelo nas coordenadas $\alpha\beta$, sintonizados nas componentes harmônicas que se desejam compensar. Essa estratégia necessita da inclusão de um compensador adicional para cada eixo para cada componente a ser atenuada. A segunda proposta é utilizar um controlador repetitivo para cada eixo nas coordenadas dq . Os projetos destes controladores adicionais foram descritos em detalhes para o domínio do tempo discreto. Resultados experimentais comprovaram a eficácia de ambas as estratégias no que diz respeito à compensação das harmônicas da corrente injetada na rede. Como consequência da inclusão destes compensadores adicionais, as correntes sintetizadas assumiram uma forma mais senoidal com baixo THD e assim, estando de acordo com as normas e regulações para sistemas conectados à rede.

Posteriormente, a malha de controle mais externa relativa a tensão no barramento CC foi projetada. Foi empregado um compensador do tipo PI discreto cujos ganhos foram obtidos baseados no modelo da planta e nos parâmetros de performance para uma função discreta de segunda ordem. Os resultados experimentais obtidos com o protótipo mostraram que o controlador projetado apresentou uma boa resposta transitória com pequeno sobressinal e tempo de acomodação, mesmo frente a distúrbios severos como degraus de potência convertida pelos painéis PV, os quais não acontecem na prática.

Finalmente foi proposta uma estratégia para controlar o conversor durante faltas assimétricas. O controle é baseado em dois compensadores com características ressonantes conectados em paralelo com o controlador PI, os quais são responsáveis por gerar as correntes de sequência negativa de referência. Essas correntes são utilizadas para eliminar as oscilações de segunda harmônica na tensão do barramento CC e consequentemente as componentes de terceira harmônica nas correntes injetadas na rede durante a falta. Resultados de simulação comprovaram que o controle proposto é capaz de eliminar as oscilações na tensão CC, melhorando o índice de qualidade das correntes geradas e sem prejudicar a estabilidade do sistema, mesmo nos momentos mais críticos que são quando a falta ocorre e quando a mesma é extinta.

6.1 PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTA PESQUISA

Nesta seção estão listados de forma cronológica os artigos científicos publicados, aceitos para publicação e em processo de revisão, resultantes direta ou indiretamente das pesquisas conduzidas durante este trabalho de doutoramento. Estes trabalhos representam uma parte importante dessa pesquisa.

Artigos em periódicos:

- [1] ALMEIDA, P. M.; BARBOSA, P. G.; BRAGA, H. A. C.; RIBEIRO P. F. Controle e redução das correntes harmônicas de um sistema de geração fotovoltaico interligado à rede elétrica sem filtros passivos. *Revista Eletrônica de Potência*. Aceito para publicação em 2013.
- [2] ALMEIDA, P. M.; DUARTE, J. L.; RIBEIRO P. F.; BARBOSA, P. G. Repetitive Controller for Improving Grid-Connected Photovoltaic Systems. *IET Power Electronics*. Aceito para publicação em 2014. (Aceito para publicação).

Artigos em anais de congressos:

- [3] OLIVEIRA, F.; MEDEIROS, J. R.; RIBEIRO, P. F.; ALMEIDA, P. M. Considerations on Power Quality Requirements for Integration of Renewables Sources (Photovoltaic and Wind Power) into the Transmission Grid. *Cigré*. (aceito para apresentação na 45ª Bienal de Paris, em 2014.)
- [4] ALMEIDA, P. M.; BARBOSA, P. G.; RIBEIRO, P. F.; SOUZA, A. C. Z. Multi-Physical Modeling And Simulation of Power Systems: A Sub-Synchronous Resonance Example. *18th Power Systems Computation Conference (PSCC)*, 2014, Wroclaw, Poland, August 18-22. (Em fase de avaliação para publicação)
- [5] ALMEIDA, P. M.; BRASIL, D. O. C.; MEDEIROS, F.; BARBOSA, P. G.; DUQUE, C. A.; RIBEIRO, P. F. Requirements for Large Photovoltaic Power Plants Connected to the Transmission System: Considerations and Comparisons. *Proceedings of the 2nd Latin America Conference on Innovative Smart Grid Technologies (ISGT-LA 2013)*, 15-17 April 2013, São Paulo, Brazil.
- [6] ALMEIDA, P. M.; FERREIRA, A. A.; BRAGA, H. A. C.; BARBOSA, P. G. Projeto dos controladores de um conversor VSC usado para conectar um sistema de geração fotovoltaico conectado à rede elétrica. *Congresso Brasileiro de*

Automática (CBA), 2012, Campina Grande. Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática, 2012.

- [7] RODRIGUES, M. C. B. P.; MOURA, A.; ALMEIDA, P. S.; VALLE, R. L.; FERREIRA, R. A. F.; ALMEIDA, P. M.; BARBOSA, P. G.; BRAGA, H. A. C. Microrrede Híbrida CC/CA Baseada em Fontes de Energia Renovável Aplicada a um Edifício Sustentável. *Congresso Brasileiro de Automática* (CBA), 2012, Campina Grande. Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática, 2012.
- [8] RODRIGUES, M. C. B. P.; MOURA, A.; BORGES, L.; ALMEIDA, P. M.; ALMEIDA, P. S.; VALLE, R. L.; FERREIRA, A. A.; BARBOSA, P. G.; BRAGA, H. A. C. Proposal of a Hybrid DC/AC Microgrid Integrating Renewable Energy Sources into a Smart Building. *Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management - South America*, 2012, São Paulo. PCIM, 2012.
- [9] PRATES, M. O.; ALMEIDA, P. M.; SILVA, L. R. M.; SILVEIRA, P. M.; DUQUE, C. A.; CERQUEIRA, A. S.; RIBEIRO, P. F. Characterization of Electronic Converters by Time-Varying Harmonic Phasors and Waveforms. *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, 2012, Hong Kong. 15th ICHQP, 2012.
- [10] MATTOS, F. C.; ALMEIDA, P. M.; FERREIRA, A. A.; BARBOSA, P. G.; SOBREIRA, P. A.; BRAGA, H. A. C. Contribuição ao estudo de um sistema solar fotovoltaico monofásico de único estágio. *Congresso Brasileiro de Eficiência Energética* (CBEE), 2011, Juiz de Fora. Anais do 4 Congresso Brasileiro de Eficiência Energética, 2011. v. 1. p. 1-6.

Relatório técnico:

- [11] DUQUE, C.A.; RIBEIRO, P.F.; BARBOSA, P.G.; ALMEIDA, P.M. Conexão de Centrais Fotovoltaicas à Rede Básica Procedimentos de Rede - Retrospecto Internacional e Proposta para o ONS. Projeto de cooperação e consultoria com o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS), 2012.

6.2 TRABALHOS FUTUROS

Como temas para futuros desdobramentos deste trabalho de pesquisa são sugeridos:

- i.* Implementação do controle *fault-ride through* proposto no protótipo experimental com intuito de verificar na prática a performance deste controlador;
- ii.* Investigar a possibilidade do uso dos controladores propostos nesta tese para transformadores com diferentes tipos de conexão;
- iii.* Desenvolvimento de modelos discretos mais complexos para o transformador de conexão, levando em consideração a influência da indutância de magnetização e das não linearidades no projeto, estabilidade e resposta dinâmica dos controladores discretos;
- iv.* Comparar o desempenho dos controladores lineares estudados com o desempenho de controladores não lineares como o controlador por modo deslizantes na malha interna de corrente;
- v.* Investigar os impactos da injeção de potência reativa para dar suporte a tensão durante momentos de falta;
- vi.* Investigar e comparar diferentes estratégias de controle durante faltas.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous Power and Applications to Power Conditioning*. IEEE Press, 2007.
- ALMEIDA, P. M. de. *Modelagem e controle de conversores fonte de tensão utilizados em sistemas de geração fotovoltaicos conectados à rede elétrica de distribuição*. Tese (Dissertação de mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), abril 2011.
- BAHRANI, B. et al. Decoupled dq-current control of grid-tied voltage source converters using nonparametric models. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 4, p. 1356–1366, April 2013.
- BAHRANI, B.; KENZELMANN, S.; RUFER, A. Multivariable-pi-based dq current control of voltage source converters with superior axis decoupling capability. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 7, p. 3016–3026, July 2011.
- BDEW. Generating Plants Connected to the Medium-Voltage Network - Guideline for generating plants connection to and parallel operation with the medium voltage network. *Technical Guideline*, June 2008.
- BIELA, J. et al. Sic versus si-evaluation of potentials for performance improvement of inverter and dc-dc converter systems by sic power semiconductors. *IEEE Transactions on INDUSTRIAL ELECTRONICS*, v. 58, n. 7, p. 2872 – 2882, July 2011.
- BISTRITZ, Y. A direct routh stability method for discrete system modelling. *Systems & Control Letters*, v. 2, n. 2, p. 83–87, August 1982.
- BISTRITZ, Y. Direct bilinear routh stability criteria for discrete systems. *Systems & Control Letters*, v. 4, n. 5, p. 265–271, July 1984.
- BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 53, n. 5, p. 1398–1408, Oct 2006.
- BLANCO, F. B. del; DEGNER, M. W.; LORENZ, R. D. Dynamic analysis of current regulators for ac motors using complex vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 35, n. 6, p. 1424–825, November/December 1999.
- BLASKO, V.; KAURA, V. A new mathematical model and control of a three-phase ac-dc voltage source converter. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 12, n. 1, p. 116–123, January 1997.
- BOJOI, R. I. et al. Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 6, p. 1402–1412, November 2005.

- BOJOI, R. I. et al. Enhanced power quality control strategy for single-phase inverters in distributed generation systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 3, p. 798–806, 2011.
- BOLLEN, M. H. J. *Understanding Power Quality Problems*. Wiley-IEEE Press, 1999. ISBN 978-0780347137.
- BOLOGNANI, S. et al. Repetitive-control-based self-commissioning procedure for inverter nonidealities compensation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 44, n. 5, p. 1587–1596, September/October 2008.
- BORLE, L. J.; NAYAR, C. V. Zero average current error controlled power flow for ac-dc power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 10, n. 6, p. 725–732, November 1995.
- BOSE, B. K. An adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed pwm inverter for machine drive system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 37, n. 5, p. 402–408, October 1990.
- BOSE, B. K. *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall PTR, 2002. ISBN 0-13-016743-6.
- BOSE, B. K. Global warming – energy, environmental pollution, and the impact of power electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 4 - Issue:1, p. 6 – 17, Marh 2010.
- BOTTERÓN, F. *Controladores Discretos de Tensão Baseados no Princípio do Modelo Interno Aplicados a Inversores Trifásicos PWM*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, 2005.
- BOTTERÓN, F.; PINHEIRO, H. A three-phase ups that complies with the standard iec 62040-3. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 4, p. 2120–2136, 2007. ISSN 0278-0046.
- BRASIL, D. O. et al. Requirements for large photovoltaic power plants connected to the transmission system: Considerations and comparisons. In: *Proceedings of the 2nd Latin America Conference on Innovative Smart Grid Technologies (ISGT-LA 2013)*. São Paulo - Brasil: , 2013.
- BRIZ, F.; DEGNER, M.; LORENZ, R. Analysis and design of current regulators using complex vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 3, p. 817–825, May 2000.
- BROD, D. M.; NOVOTNY, D. W. Current control of vsi-pwm inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-21, n. 4, p. 562–570, May/June 1985.
- BUSO, S. et al. A dead-beat adaptive hysteresis current control. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 4, p. 1174–1180, July/August 2000.
- BUSO, S.; MALESANI, L.; MATTAVELLI, P. Comparison of current control techniques for active filter applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 45, n. 5, p. 722–729, October 1998.

- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. 1. ed. Morgan and Claypool Publishers, 2006.
- CAMACHO, A. et al. Flexible voltage support control for three-phase distributed generation inverters under grid fault. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 60, n. 4, p. 1429–1441, April 2013.
- CASTILLA, M. et al. Grid-fault control scheme for three-phase photovoltaic inverters with adjustable power quality characteristics. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 25, n. 12, p. 2930–2940, December 2010.
- CHOGHADI, M. A.; TALEBI, H. A. The routh-hurwitz stability criterion, revisited: The case of multiple poles on imaginary axis. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 58, n. 7, p. 1866–1869, July 2013.
- CHUNG, S.-K. A phase tracking system for three phase utility interface inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 3, p. 431–438, May 2000.
- CLARKE, E. *Circuit Analysis of a.c. Power Systems*. Wiley, 1943.
- COSTA-CASTELLO, R. et al. High-performance control of a single-phase shunt active filter. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 17, n. 6, p. 1318–1329, June 2009.
- COSTA-CASTELLÓ, R.; NEBOT, J.; GRINÓ, R. Demonstration of the internal model principle by digital repetitive control of an educational laboratory plant. *IEEE Transactions on Education*, v. 48, n. 1, p. 73–80, February 2005.
- ČUK, S. Single-stage bridgeless isolated pfc converter achieves 98% efficiency. *Power Electronics Technology*, 2010.
- DALESSANDRO, L.; ROUND, S. D.; KOLAR, J. W. Center-point voltage balancing of hysteresis current controlled three-level pwm rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 5, p. 2477–2488, September 2008.
- DEGNER, T. et al. Utility-scale pv systems: grid connection requirements test procedures and european harmonisation. In: SYSTEMS, E. E. (Ed.). *Institut für Solare nergieversorgungstechnik*. 2009.
- DELGHAZI, M. B.; YAZDANI, A. Islanded-mode control of electronically coupled distributed digital predictive voltage and current regulators. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 26, n. 2, p. 1846–1854, Nov./Dec. 2011.
- EMADI, A. et al. *Integrated Power Electronic Converters and Digital Control*. 1st. ed. CRC Press, 2009. ISBN 978-1439800690.
- EPCOS. *Aluminum electrolytic capacitors general technical information*. 2013. Disponível em <http://www.epcos.com>.
- EPIA. *Global market outlook for photovoltaics 2013-2017*. May 2013.
- ESCOBAR, G. et al. A repetitive-based controller for the compensation of $6\ell \pm 1$ harmonic components. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 8, p. 3150–3158, August 2008.

- ESCOBAR, G. et al. A repetitive-based controller for the boost converter to compensate the harmonic distortion of the output voltage. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 13, n. 3, p. 500–508, May 2005.
- ESCOBAR, G. et al. A negative feedback repetitive control scheme for harmonic compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 4, p. 1383–1386, Jun 2006.
- ETXEBERRIA-OTADUI, I. et al. New optimized pwm vsc control structures and strategies under unbalanced voltage transients. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 54, n. 5, p. 2902–2914, October 2007.
- EUROPEAN COMMISSION. *The EU climate and energy package*. 2012. Disponível em [http://http://ec.europa.eu/clima/policies/package/](http://ec.europa.eu/clima/policies/package/).
- FADALI, M. S.; VISIOLI, A. *Digital control engineering: analysis and design*. Academic Press, 2009. ISBN 978-0123744982.
- FRANCESCHINI, G.; LORENZANI, E.; BUTICCHI, G. Saturation compensation strategy for grid connected converters based on line frequency transformers. *IEEE Trans. Energy Convers*, v. 27, n. 2, p. 229 – 237, June 2012.
- FRANCIS, B.; SEBAKHY, O.; WONHAM, M. W. Synthesis of multivariable regulators: The internal model principle. *Applied Mathematics and Optimization*, v. 1, n. 1, p. 64–86, 1974.
- FRANCIS, B.; WONHAM, M. W. Internal model principle in control theory. *Automatica*, v. 12, n. 5, p. 457–465, 1976.
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. *Feedback Control of Dynamic Systems*. 6. ed. Prentice Hall, 2009. ISBN 978-0136019695.
- FRAUNHOFER-INSTITUT FÜR SOLARE ENERGIESYSTEME. *World Record Solar Cell with 44.7% Efficiency*. 23 September 2013. Disponível em [http://http://www.ise.fraunhofer.de/en/press-and-media/press-releases/presseinformationen-2013/world-record-solar-cell-with-44.7-efficiency](http://www.ise.fraunhofer.de/en/press-and-media/press-releases/presseinformationen-2013/world-record-solar-cell-with-44.7-efficiency).
- FUKUDA, S.; YODA, T. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 3, p. 888–895, May/June 2001.
- GARCÍA-CERRADA, A. et al. Application of a repetitive controller for a three-phase active power filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 1, p. 237–246, January 2007.
- GEORGE, V.; MISHRA, M. K. Design and analysis of user-defined constant switching frequency current-control-based four-leg dstatcom. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 9, p. 2148–2158, September 2009.
- GHETTI, F. T. et al. Estudo comparativo de técnicas de controle de corrente implementadas no programa atp e destinadas ao controle de filtros ativos shunt. In: *Anais do Congresso Brasileiro de Automática*. 2010. p. 1–9.

- G.K.HUNG; C.C.CHANG; C.L.CHEN. Analysis and implementation of a delay-compensated deadbeat current controller for solar inverters. *IEE Proc. Circuits Devices Syst.*, v. 148, n. 5, p. 279–286, October 2001.
- GRINÓ, R. et al. Digital repetitive control of a three-phase four-wire shunt active filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 3, p. 1495–1503, Nov. 2007.
- GUO, X. et al. Asymmetrical grid fault ride-through strategy of three-phase grid-connected inverter considering network impedance impact in low-voltage grid. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 29, n. 3, p. 1064–1068, March 2014.
- GUO, X. Q.; WU, W. Improved current regulation of three-phase grid-connected voltage-source inverters for distributed generation systems. *IET Renew. Power Gener.*, v. 3, n. 2, p. 101–115, 2010.
- GUPTA, R. Generalized frequency domain formulation of the switching frequency for hysteresis current controlled vsi used for load compensation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 5, p. 2526–2535, May 2012.
- HASANIEN, H. M.; MUYEEN, S. M. A taguchi approach for optimum design of proportional-integral controllers in cascaded control scheme. *IEEE Trans. on Power Systems*, v. 28, n. 2, p. 1636–1644, May 2013.
- HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. 1. ed. Wiley-IEEE Press, 2003. ISBN 0471208140.
- HU, J.; HE, Y. Modeling and control of grid-connected voltage-sourced converters under generalized unbalanced operation conditions. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 23, n. 3, p. 903–913, Sep. 2008.
- HUDGINS, J. L. et al. An assessment of wide bandgap semiconductors for power devices. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 3, p. 907 – 914, May 2003.
- HUERTA, J. M. E. et al. A synchronous reference frame robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 3, p. 954–962, March 2010.
- HWANG, J. G.; LEHN, P. W. A single-input space vector for control of ac–dc converters under generalized unbalanced operating conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 8, p. 2068–2081, August 2010.
- HWANG, J. G.; LEHN, P. W.; WINKELNKEMPER, M. Control of grid connected ac-dc converters with minimized dc link capacitance under unbalanced grid voltage condition. In: *Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE)*. 2007. p. 1–10.
- HWANG, J. G.; LEHN, P. W.; WINKELNKEMPER, M. A generalized class of stationary frame-current controllers for grid-connected ac-dc converters. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 25, n. 4, p. 2742–2751, October 2010.
- IEC 61727. Photovoltaic (PV) Systems - Characteristics of the Utility Interface. *IEC 61727*, December 2004.

- IEEE. *IEEE Std.929-2000 Recommended practice for utility interface of photovoltaics systems*. 2000.
- IEEE 1547. IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems. *IEEE Std. 1547-2003*, June 2003.
- ÍGUEZ, P. R. et al. Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions. *IEEE Trans. on Power Systems*, v. 58, n. 1, p. 127–138, January 2011.
- JANNUZZI, G. de M.; VARELLA, F. K. de O. M.; GOMES, R. D. M. *Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica no Brasil: Panorama da Atual Legislação*. Campinas, Outubro 2009.
- JUNYENT-FERRÉ, A. et al. Current control reference calculation issues for the operation of renewable source grid interface vsocs under unbalanced voltage sags. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 26, n. 12, p. 3744–3753, December 2011.
- KADRI, R.; GAUBERT, J.-P.; CHAMPENOIS, G. An improved maximum power point tracking for photovoltaic grid-connected inverter based on voltage-oriented control. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 58, n. 1, p. 66–75, January 2011.
- KARLSSON, P.; SVENSSON, J. Dc bus voltage control for a distributed power system. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 18, n. 6, p. 1405–1412, November 2003.
- KATIRAEI, F. et al. *Microgrids Management - Control and Operation Aspects of Microgrids*. may/june 2008. IEEE Power & Energy Magazine.
- KAZMIERKOWSKI, M.; KRISHMAN, R.; BLAABJERG, F. *Control in Power Electronics - Selected Problems*. Academic Press, 2002. ISBN 978-0124027725.
- KAZMIERKOWSKI, M. P.; MALESANI, L. Current-control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 45, n. 5, p. 691–703, October 1998.
- KHAJEHODDIN, S. A. et al. A control design approach for three-phase grid-connected renewable energy resources. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 2, n. 4, p. 423–432, October 2011.
- KOWALCZUK, Z. Discrete approximation of continuous-time systems: a survey. *IEE Proceedings G*, v. 140, n. 4, p. 264–278, August 1993.
- KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. *Analysis of electric machinery and drive systems*. 2. ed. Wiley-IEEE Press, 2002. ISBN 047114326.
- LANDAU, I. D.; ZITO, G. *Digital Control Systems - Design, Identification and Implementation*. 2005. ISBN 978-1846280559.
- LANGARI, A. *Sampled-Data Repetitive Control System*. Tese (Ph.D. Dissertation) — University of Toronto, 1997.
- LEE, C.-T.; HSU, C.-W.; CHENG, P.-T. A low-voltage ride-through technique for grid-connected converters of distributed energy resources. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 47, n. 4, p. 1821–1832, July/August 2011.

- LEE, D.-C.; LEE, G.-M.; LEE, K.-D. Dc-bus voltage control of three-phase ac/dc pwm converters using feedback linearization. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 36, n. 3, p. 826–833, May/June 2000.
- LEE, J. S. et al. Deadbeat-direct torque and flux control of interior permanent magnet synchronous machines with discrete time stator current and stator flux linkage observer. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, n. 4, p. 1749–1758, July/August 2011.
- LEE, K. et al. Observer-based control methods for combined source-voltage harmonics and unbalance disturbances in pwm voltage-source converters. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 45, n. 6, p. 2010–2021, November/December 2009.
- LEE, K.-W. et al. Condition monitoring of dc-link electrolytic capacitors in adjustable-speed drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 44, n. 5, p. 1606–1613, October 2008.
- LEHN, P.; IRAVANI, M. R. Experimental evaluation of statcom closed-loop dynamics. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 13, n. 4, p. 1378–1384, October 1998.
- LEHN, P. W.; IRAVANI, M. R. Discrete time modeling and control of the voltage source converter for improved disturbance rejection. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, n. 6, p. 1028 – 1036, November 1999.
- LENARDIC, D. *Large-scale photovoltaic power plants*. 30 October 2013. Disponível em <http://www.pvresources.com/PVPowerPlants/Top50.aspx>.
- LENWARI, W.; SUMNER, M.; ZANCHETTA, P. The use of genetic algorithms for the design of resonant compensators for active filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 8, p. 2852–2861, August 2009.
- LEON, A. E. et al. Adaptive control strategy for vsc-based systems under unbalanced network conditions. *IEEE Trans. on Smart Grid*, v. 1, n. 3, p. 311–319, December 2010.
- LI, Z. et al. Control of three-phase boost-type pwm rectifier in stationary frame under unbalanced input voltage. *IEEE Trans on Power Electronics*, v. 25, n. 10, p. 2521–2530, October 2010.
- LIMONGI, L. R. et al. Digital current-control schemes. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 3, n. 1, p. 20–31, March 2009.
- LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of pi-res current controller in a rotating frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 3, p. 836–841, May 2006.
- LIU, C. et al. Dc-voltage fluctuation elimination through a dc-capacitor current control for dfig converters under unbalanced grid voltage conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 7, p. 3206 – 3218, July 2013.

- LIU, Y. H. et al. Converter system nonlinear modeling and control for transmission applications—part i: Vsc system. *IEEE Trans. on Power Delivery*, v. 28, n. 3, p. 1381–1390, July 2013.
- MAKI, A.; VALKEALAHTI, S. Power losses in long string and parallel-connected short strings of series-connected silicon-based photovoltaic modules due to partial shading conditions. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 27, n. 1, p. 173–183, March 2012.
- MAKSIMOVIĆ, D.; ZANE, R.; ERICKSON, R. Impact of digital control in power electronics. In: *Proceedings. ISPSD '04. The 16th International Symposium on*. 2004. p. 13 – 22.
- MALESANI, L.; MATTAVELLI, P.; BUSO, S. Robust dead-beat current control for pwm rectifiers and active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 35, n. 3, p. 613–620, May 1999.
- MALESANI, L. et al. Ac/dc/ac pwm converter with reduced energy storage in the dc link. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 31, n. 2, p. 287–292, Mar./Apr. 1995.
- MALESANI, L.; TENTI, P. A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source pwm inverters with constant modulation frequency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 26, n. 1, p. 88–92, Jan./Feb 1990.
- MAO, H. et al. A hysteresis current controller for single-phase three-level voltage source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 7, p. 3330–3339, July 2012.
- MATTAVELLI, P. A closed-loop selective harmonic compensation for active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 1, p. 81–89, January/June 2001.
- MATTAVELLI, P. Synchronous-frame harmonic control for high-performance ac power supplies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 3, p. 864–872, May/June 2001.
- MATTAVELLI, P. An improved deadbeat control for ups using disturbance observers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 1, p. 206–212, Feb 2005.
- MATTAVELLI, P.; MARAFÃO, F. P. Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 5, p. 1018–1024, October 2004.
- MESSNER, W. Simple formulas for direct design of discrete-time lead compensators. *Transactions of the ASME*, v. 122, p. 358–360, June 2000.
- MICHELS, L.; GRÜNDLING, H. A. Procedimento de projeto de controladores repetitivos aplicados em inversores para fontes ininterruptas de energia. *Eletrônica de Potência: Revista da SOBRAEP*, v. 10, n. 1, p. 39–50, 2005.
- MICHELS, L.; PINHEIRO, H.; GRÜNDLING, H. A. Design of plug-in repetitive controllers for single-phase pwm inverters. *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, Oct 2004.

- MIRET, J. et al. Control scheme for photovoltaic three-phase inverters to minimize peak currents during unbalanced grid-voltage sags. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 27, n. 10, p. 4262–4271, October 2010.
- MITRA, S. k. *Digital Signal Processing*. 2. ed. McGraw Hill, 2001.
- MOHAMED, Y. A.-R. I.; EL-SAADANY, E. F. An improved deadbeat current control scheme with a novel adaptive self-tuning load model for a three-phase pwm voltage-source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 2, p. 747–759, April 2007.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T.; ROBBINS, W. P. *Power electronics: converters, applications and design*. 3rd. ed. Willy, 2002. ISBN 0471226939.
- MOHSENI, M.; ISLAM, S. M. A new vector-based hysteresis current control scheme for three-phase pwm voltage-source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 9, p. 2299–2309, September 2010.
- MOHSENI, M.; ISLAM, S. M.; MASOUM, M. A. S. Enhanced hysteresis-based current regulators in vector control of dfig wind turbines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 1, p. 223–234, January 2011.
- MORENO, J. C. et al. A robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 1993–2004, June 2009.
- MORHN, L.; ZIOGAS, P. D.; JOOS, G. Design aspects of synchronous pwm rectifier-inverter systems under unbalanced input voltage conditions. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 28, n. 6, p. 1286–1293, Nov./Dec. 1992.
- MOUDGALYA, K. *Digital Control*. 1st. ed. Wiley-Interscience, 2007. ISBN 978-0470031445.
- NEWMAN, M. J.; ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 6, p. 1591–1599, May 2002.
- O-CADAVAL, E. R. et al. Grid-connected photovoltaic generation plants – components and operation. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 7, n. 3, p. 6 – 20, September 2013.
- OGATA, K. *Discrete-Time Control Systems*. 2nd. ed. Prentice Hall, 1995. ISBN 978-0130342812.
- ORTEGA, R.; NICKLASSON, A. L. P. J.; SIRA-RAMÍREZ, H. *Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems*. New York: Springer-Verlag, 1998. ISBN 1852330163.
- PAN, C.-T.; CHANG, T.-Y. An improved hysteresis current controller for reducing switching frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 9, n. 1, p. 97–104, January 1994.

PAN, C.-T.; HUANG, Y.-S.; LI, C.-Y. An error bounded current controller with constant sampling frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 3, p. 739–747, May 2004.

PARK, R. H. Two reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. *AIEE Trans.*, v. 48, 1929.

PARKINSON, G. *Brave new world as solar PV heads to 50c/watt*. 20 July 2012. Disponível em <http://reneweconomy.com.au/2012/brave-new-world-as-solar-pv-heads-to-50c-watt-29404>.

PINHEIRO, H. et al. A digital controller for single-phase ups inverters to reduce the output dc component. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*. 2004. v. 2, p. 1311–1314.

RAHMAN, K. M. et al. Variable-band hysteresis current controllers for pwm voltage-source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 12, n. 6, p. 964–970, November 1997.

REYES, M. et al. Enhanced decoupled double synchronous reference frame current controller for unbalanced grid-voltage conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 9, p. 3934–3943, September 2012.

RICCOBONO, A.; SANTI, E. Positive feedforward control of three-phase voltage source inverter for dc input bus stabilization with experimental validation. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 49, n. 1, p. 168–177, January/February 2013.

ROCKHILL, A. A. et al. Grid-filter design for a multimegawatt medium-voltage voltage-source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 4, 2011.

RODRÍGUEZ, J. et al. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 724 – 738, August 2002.

RODRÍGUEZ, P. et al. New positive sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: *Proceedings of Power Electronics Specialist Conference*. 2006. p. 1–7.

RODRÍGUEZ, P. et al. Flexible active power control of distributed power generation systems during grid faults. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 54, n. 5, p. 2583–2592, 2007.

ROIU, D. et al. New stationary frame control scheme for three-phase pwm rectifiers under unbalanced voltage dips conditions. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 46, n. 1, p. 268–277, January/February 2010.

ROLIM, L. G. B.; COSTA, D. R. da; AREDES, M. Analysis and software implementation of a robust synchronizing pll circuit based on the pq theory. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 6, p. 1919–1926, December 2006.

ROWAN, T. M.; J.KERKMAN, R. A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated pwm inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22, n. 4, p. 678–690, March/April 1986.

SCHAUDER, C.; METHA, H. Vector analysis and control of advanced var compensadors. *IEE Proceedings of Generation, Transmission and Distribution*, v. 140, n. 4, p. 299–306, July 1993.

SCHAUDER, C. D.; CADDY, R. Current control of voltage-source inverters for fast four-quadrant drive performance. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-18, n. 2, p. 163–171, March 1982.

SCHIMPF, F.; SCHIMPF, F. Grid connected converters for photovoltaic, state of the art, ideas for improvement of transformerless inverters. In: *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics - NORPIE*. 2008.

SHUKLA, A.; GHOSH, A.; JOSHI, A. Hysteresis modulation of multilevel inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 5, p. 1396–1409, May 2011.

SMA. *SUNNY BOY 5000-US/6000-US/7000-US/8000-US - Versatile performer with UL certification*. outubro 2011. Disponível em http://www.sma-america.com/en_US/products/grid-tied-inverters/sunny-boy.html.

SONG, E.; LYNCH, A. F.; DINAHAHI, V. Experimental validation of nonlinear control for a voltage source converter. *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, v. 17, n. 5, p. 1135–1144, September 2009.

SONG, H. seok; NAM, K. Dual current control scheme for pwm converter under unbalanced input voltage conditions. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 46, n. 5, p. 953–959, October 1999.

SRIKANTHAN, S.; MISHRA, M.; RAO, R. Improved hysteresis current control of three-level inverter for distribution static compensator application. *IET Power Electronics*, v. 2, n. 5, p. 517–526, 2009.

STEFANUTTI, W.; MATTAVELLI, P. Fully digital hysteresis modulation with switching-time prediction. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 42, n. 3, p. 763–769, May/June 2006.

SUH, Y.; LIPO, T. A. Control scheme in hybrid synchronous stationary frame for pwm ac/dc converter under generalized unbalanced operating conditions. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 42, n. 3, p. 1821–1832, May/June 2006.

SUH, Y.; LIPO, T. A. Modeling and analysis of instantaneous active and reactive power for pwm ac/dc converter under generalized unbalanced network. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 21, n. 3, p. 1530–1540, July 2006.

SUUL, J. A. et al. Synchronous reference frame hysteresis current control for grid converter applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, n. 5, p. 2183–2194, September/October 2011.

TABESH, A.; IRAVANI, R. Multivariable dynamic model and robust control of a voltage-source converter for power system applications. *IEEE Trans. on Power Delivery*, v. 24, n. 1, p. 462–471, January 2009.

- TANG, Y. et al. One-cycle-controlled three-phase pwm rectifiers with improved regulation under unbalanced and distorted input-voltage conditions. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 25, n. 11, p. 2786–2796, November 2010.
- TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proc.-Electr. Power Appl*, v. 153, n. 5, p. 750–762, September 2006.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. 1. ed. Wiley-IEEE Press, 2011. ISBN 978-0470057513.
- TILLI, A.; TONIPELL, A. Sequential design of hysteresis current controller for three-phase inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 45, n. 5, p. 771–781, October 1998.
- TIMBUS, A. et al. Evaluation of current controllers for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 3, p. 654 – 664, Mar 2009.
- TIMBUS, A. V. et al. Adaptive resonant controller for grid-connected converters in distributed power generation systems. In: *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2006. p. 1601–1606.
- TZOU, Y. Y.; JUNG, S. L.; YEH, H. C. Adaptive repetitive control of pwm inverters for very low thd ac-voltage regulation with unknown loads. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, n. 5, p. 973–981, Sep. 1999.
- TZOU, Y. Y. et al. High performance programmable ac power source with low harmonic distortion using dsp-based repetitive control technique. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 12, n. 4, p. 715–725, Jul 1997.
- VDE V 0126-1-1. Automatic disconnection device between a generator and the public low-voltage grid. *Document 0126003*, VDE Verlag 2006.
- VERDELHO, P.; MARQUES, G. D. Dc voltage control and stability analysis of pwm-voltage-type reversible rectifiers. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 45, n. 2, p. 263–273, April 1998.
- VIDAL, A. et al. Assessment and optimization of the transient response of proportional-resonant current controllers for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 4, p. 1367–1383, April 2013.
- VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, May 2009.
- VINCENTI, D.; JIN, H. A three-phase regulated pwm rectifier with on-line feedforward input unbalance correction. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 41, n. 5, p. 526–532, October 1994.
- WANG, F.; DUARTE, J. L.; HENDRIX, M. A. M. Pliant active and reactive power control for grid-interactive converters under unbalanced voltage dips. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v. 26, n. 5, p. 1511–1521, May 2011.

- WANG, H.; BLAABJERG, F. Reliability of capacitors for dc-link applications - an overview. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2013)*. Denver, CO, USA: , 2013. p. 1866–1873.
- WANG, H.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F. Toward reliable power electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 7, n. 2, p. 17–26, June 2013.
- WEISS, G. et al. H-infinity repetitive control of dc-ac converters in microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 1, p. 219–230, Jan 2004.
- WEST, N. T.; LORENZ, R. D. Digital implementation of stator and rotor flux-linkage observers and a stator-current observer for deadbeat direct torque control of induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 2, p. 729–736, March/April 2009.
- WU, M.; ZHOU, L.; SHE, J. Design of observer-based H_∞ robust repetitive control system. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 56, n. 6, p. 1452 – 1457, June 2011.
- WU, T.-F. et al. Dc-bus voltage control with a three-phase bidirectional inverter for dc distribution systems. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 28, n. 4, p. 1890–1899, April 2013.
- WU, X. H.; PANDA, S. K.; XU, J. X. Dc link voltage and supply-side current harmonics minimization of three phase pwm boost rectifiers using frequency domain based repetitive current controllers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 4, p. 1987–1997, July 2008.
- WU, X. H.; PANDA, S. K.; XU, J. X. Design of a plug-in repetitive control scheme for eliminating supply-side current harmonics of three-phase pwm boost rectifiers under generalized supply voltage conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 7, p. 1800–1810, July 2010.
- YANG, S. et al. An industry-based survey of reliability in power electronic converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, n. 3, p. 1441–1451, May/June 2011.
- YAO, Z.; XIAO, L. A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source pwm inverters with constant modulation frequency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 26, n. 1, p. 88–92, January/February 1990.
- YAO, Z.; XIAO, L. Two-switch dual-buck grid-connected inverter with hysteresis current control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 7, p. 3310–3318, July 2012.
- YAO, J. et al. An improved control strategy of limiting the dc-link voltage fluctuation for a doubly fed induction wind generator. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v. 23, n. 3, p. 1205–1213, May 2008.
- YAZDANI, A. et al. Modeling guidelines and a benchmark for power system simulation studies of three-phase single-stage photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 26, n. 2, p. 1247–1264, April 2011.

- YAZDANI, A.; IRAVANI, R. A unified dynamic model and control for the voltage-sourced converter under unbalanced grid conditions. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 21, n. 3, p. 1620–1629, July 2006.
- YAZDANI, A.; IRAVANI, R. *Voltage sourced converters in power systems - modeling, control and applications*. 1. ed. Wiley-IEEE Press, 2010. ISBN 978-0-470-52156-4.
- YE, Y. et al. High-performance repetitive control of pwm dc-ac converters with real-time phase-lead fir filter. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, v. 53, n. 8, p. 768–772, Aug. 2006.
- YEPES, A. G. et al. Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 7, p. 1692–1712, July 2010.
- YEPES, A. G. et al. Analysis and design of resonant current controllers for voltage-source converters by means of nyquist diagrams and sensitivity function. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 11, p. 5231–5250, November 2011.
- YEPES, A. G. et al. High-performance digital resonant controllers implemented with two integrators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 2, p. 563–576, February 2011.
- YIN, L. et al. An improved dc-link voltage fast control scheme for a pwm rectifier-inverter system. *IEEE Trans. on Industry Applications*, Early Access 2013.
- YOKOYAMA, T.; KAWAMURA, A. Disturbance observer based fully digital controlled pwm inverter for cvcf operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 9, n. 5, p. 473–480, September 1994.
- YUAN, X. et al. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 2, p. 523–532, Mar./Apr. 2002.
- ZHANG, B. et al. Linear phase lead compensation repetitive control of a cvcf pwm inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 4, p. 1595–1602, April 2008.
- ZHANG, K. et al. Direct repetitive control of spwm inverter for ups purpose. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 3, p. 784–792, May 2003.
- ZHOU, K.; WANG, D. Digital repetitive learning controller for three-phase cvcf pwm inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 48, n. 4, p. 820–830, August 2001.
- ZHOU, K.; WANG, D. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based pwm: A comprehensive analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 1, p. 186–196, February 2002.
- ZHOU, K.; WANG, D. Unified robust zero-error tracking control of cvcf pwm converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, v. 49, n. 4, p. 492–501, April 2002.

ZHOU, K.; WANG, D. Digital repetitive controlled three-phase pwm rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 1, p. 309–316, January 2003.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 18, n. 3, p. 814–822, 2003.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G.; BODE, G. Frequency domain analysis of three-phase linear current regulator. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 37, n. 2, p. 601–610, Mar./Apr. 2001.

APÊNDICE A – REPRESENTAÇÃO DE GRANDEZAS TRIFÁSICAS BALANCEADAS COMO FASOR ESPACIAL NO TEMPO CONTÍNUO

O estudo de fasor espacial é fundamental importância no entendimento das transformadas de Clarke e Park, assim como no controle do conversor nessas coordenadas. Portanto, uma pequena abordagem será realizada nesse apêndice.

A.1 INTRODUÇÃO

O fasor espacial é uma entidade matemática interessante pois carrega informação da amplitude, do ângulo de fase e da frequência de uma grandeza trifásica instantânea (tensão ou corrente).

Considerando as seguintes tensões trifásicas senoidais balanceadas:

$$\begin{cases} v_a = \hat{V} \cos(\omega t + \theta_0), \\ v_b = \hat{V} \cos\left(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right), \\ v_c = \hat{V} \cos\left(\omega t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right), \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

em que \hat{V} , θ_0 e ω são a amplitude, o ângulo de fase e a frequência angular das tensões, respectivamente.

Pode-se então definir, para um conjunto de tensões trifásicas, o fasor espacial como se segue:

$$\vec{v} = \frac{2}{3} \left(e^{j0} v_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} v_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} v_c \right). \quad (\text{A.2})$$

Substituindo (A.1) em (A.2) e utilizando a identidade $e^{j\theta} = (\cos \theta + j \sin \theta)$ a expressão anterior pode ser reescrita como

$$\vec{v} = \left(\hat{V} e^{j\theta_0} \right) e^{j\omega t}. \quad (\text{A.3})$$

A grandeza complexa $\hat{V} e^{j\theta_0}$ pode ser representada por um vetor no plano complexo. A extremidade de \vec{v} descreve uma trajetória circular centrada na origem de um plano complexo conforme mostrado na Figura 97. Se $e^{j\omega t}$ for constante, o fasor espacial é análogo ao fasor convencional utilizado na análise de circuitos lineares em regime permanente senoidal.

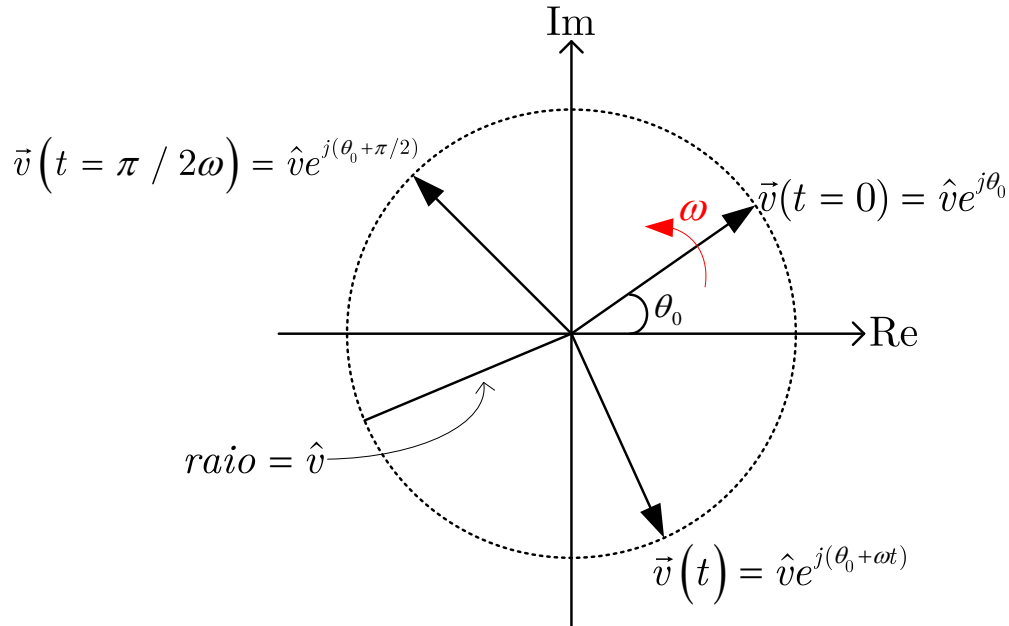


Figura 97: Representação do fasor espacial no plano complexo.

Baseado em (A.3), o fasor espacial $\vec{v}(t)$ é o mesmo fasor $\hat{v} e^{j\theta_0}$ que gira no sentido anti-horário com uma velocidade angular ω .

De acordo com a descrição matemática apresentada anteriormente, as tensões e correntes trifásicas podem ser representadas pela projeção do fasor espacial em um sistema de coordenadas ortogonais denominado coordenadas $\alpha\beta$.

$$\vec{v} = v_{\alpha\beta} = v_{\alpha} + jv_{\beta}. \quad (\text{A.4})$$

A.2 REPRESENTAÇÃO DO FASOR ESPACIAL NAS COORDENADAS DQ NO TEMPO CONTÍNUO

Para o fasor espacial (A.4), a transformação das coordenadas $\alpha\beta$ para dq é definida por

$$v_{dq} = v_d + jv_q = v_{\alpha\beta} e^{-j\varrho(t)} = (v_{\alpha} + jv_{\beta}) e^{-j\varrho(t)}, \quad (\text{A.5})$$

A multiplicação de $v_{\alpha\beta}$ por $e^{-j\varrho(t)}$ é equivalente a um deslocamento de fase em $\vec{v}(t)$ do ângulo de ϱ . O ângulo $\varrho(t)$ pode ser escolhido arbitrariamente. Entretanto, se, por exemplo, $\vec{v}(t) = \hat{v}e^{j(\omega t + \theta_0)}$, e escolhendo-se $\varrho(t)$ igual à ωt resulta no seguinte fasor espacial

$$v_d + jv_q = \hat{V}e^{j(\omega t + \theta_0)}e^{-j\omega t} = \hat{V}e^{j\theta_0},$$

que não é mais uma grandeza variante no tempo, portanto, v_d e v_q são grandezas CC com ilustra a Figura 98.

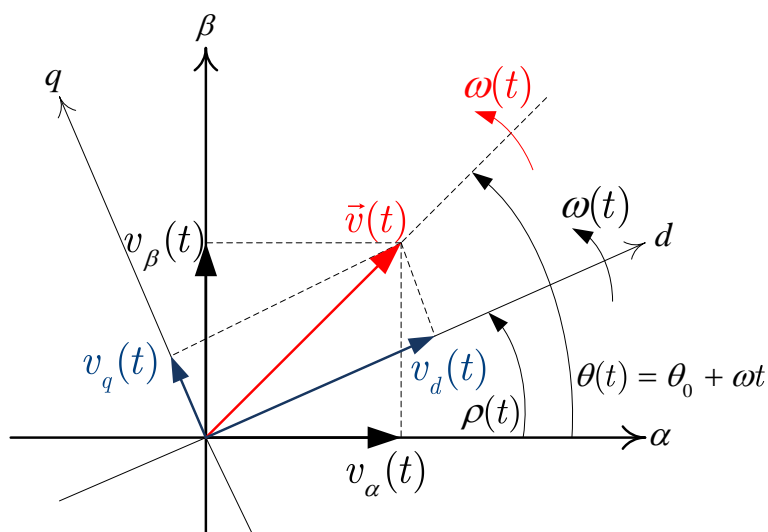


Figura 98: Sistema de coordenadas $\alpha\beta$ e dq .

APÊNDICE B - MODELAGEM DO LADO CA NO TEMPO CONTÍNUO UTILIZANDO FASORES ESPACIAIS

B.1 DINÂMICA DO LADO CA DO VSC PARA TENSÕES DA REDE EQUILIBRADAS NO TEMPO CONTÍNUO

Na modelagem matemática que será apresentada para o conversor VSC será usado o conceito de *fasor espacial* ou, como também normalmente denominado na literatura, *vetor espacial*. Desse modo, desprezando os harmônicos de tensão e corrente gerados pelo chaveamento dos interruptores do conversor, pode-se escrever as seguintes relações para cada uma das fases do VSC trifásico

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = -Ri_a + v_{t,a} - v_{a,pac} \\ L \frac{di_b}{dt} = -Ri_b + v_{t,b} - v_{b,pac} \\ L \frac{di_c}{dt} = -Ri_c + v_{t,c} - v_{c,pac} \end{cases}, \quad (\text{B.1})$$

onde i_a , i_b e i_c são as correntes trifásicas instantâneas em (A) que fluem nos terminais do VSC; $v_{t,a}$, $v_{t,b}$ e $v_{t,c}$ são as tensões instantâneas em (V) sintetizadas nos terminais do VSC; $v_{a,pac}$, $v_{b,pac}$ e $v_{c,pac}$ são as tensões instantâneas em (V) no ponto de acoplamento comum do SGD; L é a indutância série em (H) do filtro passa baixas; R é a resistência série do filtro passa baixas.

Somando as três equações do sistema (B.1), porém multiplicadas por $(\frac{2}{3}) e^{j0}$, $(\frac{2}{3}) e^{j\frac{2\pi}{3}}$ e $(\frac{2}{3}) e^{j\frac{4\pi}{3}}$, respectivamente, pode-se reescrever o sistema de equações que modela a dinâmica do lado CA do conversor VSC, na forma compacta

$$L \frac{d\vec{i}}{dt} = -R\vec{i} + \vec{v}_t - \vec{v}_{pac}, \quad (\text{B.2})$$

onde \vec{i} , \vec{v}_t e \vec{v}_{pac} são os fasores espaciais da corrente, tensão nos terminais do VSC e

tensão no PAC do SGD referenciados no sistema de coordenadas abc , respectivamente.

A constante $\left(\frac{2}{3}\right)$ foi incluída nos fatores exponenciais e^{j0} , $e^{j\frac{2\pi}{3}}$ e $e^{j\frac{4\pi}{3}}$ para garantir invariância em amplitude, ou seja, os fasores espaciais terão a mesma amplitude das grandezas elétricas de fase. Os fasores espaciais de (B.2) podem também ser escritos em função das componentes α e β conforme mostrado a seguir (ver Apêndice A):

$$L \frac{d\vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}}{dt} = -R\vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} + \vec{\mathbf{v}}_{t,\alpha\beta} - \vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,pac}, \quad (\text{B.3})$$

onde $\vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = (i_\alpha + j i_\beta)$; $\vec{\mathbf{v}}_{t,\alpha\beta} = (v_{t,\alpha} + j v_{t,\beta})$; $\vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,pac} = (v_{\alpha,pac} + j v_{\beta,pac})$ são os fasores espaciais da corrente, tensão nos terminais do VSC e tensão no PAC do SGD referenciados em um sistema de coordenadas ortogonais $\alpha\beta$, respectivamente.

Multiplicando os fasores espaciais de tensão e corrente de (B.3) por $(e^{+j\varrho} \cdot e^{-j\varrho})$ pode-se reescrever as expressões dos fasores espaciais em função de suas componentes dq conforme mostrado a seguir:

$$L \frac{d(e^{+j\varrho}\vec{\mathbf{i}}_{dq})}{dt} = -R(e^{+j\varrho}\vec{\mathbf{i}}_{dq}) + e^{+j\varrho}\vec{\mathbf{v}}_{t,dq} - e^{+j\varrho}\vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}, \quad (\text{B.4})$$

onde $\vec{\mathbf{i}}_{dq} = e^{-j\varrho}\vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = (i_d + j i_q)$; $\vec{\mathbf{v}}_{t,dq} = e^{-j\varrho}\vec{\mathbf{v}}_{t,\alpha\beta} = (v_{t,d} + j v_{t,q})$; $\vec{\mathbf{v}}_{dq,pac} = e^{-j\varrho}\vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,pac} = (v_{d,pac} + j v_{q,pac})$ e $e^{-j\varrho} = (\cos \varrho - j \sin \varrho)$.

Expandindo a derivada do lado esquerdo de (B.4) e pré-multiplicando toda a expressão resultante por $(e^{-j\varrho})$ tem-se:

$$L \frac{d\vec{\mathbf{i}}_{dq}}{dt} + j L \left(\frac{d\varrho}{dt} \right) \vec{\mathbf{i}}_{dq} = -R\vec{\mathbf{i}}_{dq} + \vec{\mathbf{v}}_{t,dq} - \vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}. \quad (\text{B.5})$$

As componentes dq de (B.5) são obtidas a partir da projeção dos fasores espaciais num sistema de coordenadas ortogonais cuja a posição no plano complexo $\alpha\beta$ varia, no sentido anti-horário, com o valor de ϱ . Reescrevendo (B.5) como um sistema de duas equações reais tem-se:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = +L \left(\frac{d\varrho}{dt} \right) i_q - Ri_d + v_{t,d} - v_{d,pac} \\ L \frac{di_q}{dt} = -L \left(\frac{d\varrho}{dt} \right) i_d - Ri_q + v_{t,q} - v_{q,pac} \end{cases}. \quad (\text{B.6})$$

Assumindo que as tensões instantâneas no ponto de acoplamento comum são equilibradas e simétricas pode-se escrever

$$\begin{cases} v_{a,pac} = \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1}) \\ v_{b,pac} = \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1} - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{c,pac} = \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1} - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}, \quad (\text{B.7})$$

em que \hat{V}_{pac} é o valor de pico em (V) da tensão de fase; ω_1 é a frequência angular fundamental em (rad/s) e ϕ_{V_1} é o ângulo de fase genérico em (rad) da tensão da rede no ponto PAC, respectivamente.

As tensões trifásicas instantâneas dadas por (B.7) podem ser representadas na forma compacta pelo fasor espacial:

$$\vec{v}_{pac} = \hat{V}_{pac} e^{j(\omega_1 t + \phi_{V_1})}. \quad (\text{B.8})$$

Que, pré-multiplicado por ($e^{-j\varrho}$), pode ser reescrita em termos de suas componentes dq como se segue:

$$\vec{v}_{dq,pac} = e^{-j\varrho} \vec{v}_{\alpha\beta,pac} = \hat{V}_{pac} e^{j(\omega_1 t + \phi_{V_1} - \varrho)}. \quad (\text{B.9})$$

Tendo em mente a relação $e^{jx} = (\cos x + j \operatorname{sen} x)$ pode-se reescrever (B.9) como:

$$\begin{cases} v_{d,pac} = \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1} - \varrho) \\ v_{q,pac} = \hat{V}_{pac} \operatorname{sen}(\omega_1 t + \phi_{V_1} - \varrho) \end{cases}. \quad (\text{B.10})$$

Substituindo (B.10) em (B.6) tem-se:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = +L \left(\frac{d\varrho}{dt} \right) i_q - Ri_d + v_{t,d} - \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1} - \varrho) \\ L \frac{di_q}{dt} = -L \left(\frac{d\varrho}{dt} \right) i_d - Ri_q + v_{t,q} - \hat{V}_{pac} \operatorname{sen}(\omega_1 t + \phi_{V_1} - \varrho) \end{cases}. \quad (\text{B.11})$$

Fazendo $\varrho = (\omega_1 t + \phi_{V_1})$, pode-se reescrever (B.11) como se segue:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\left(\frac{R}{L}\right) i_d + \omega_1 i_q + \left(\frac{1}{L}\right) v_{t,d} - \left(\frac{1}{L}\right) \hat{V}_{pac} \\ \frac{di_q}{dt} = -\left(\frac{R}{L}\right) i_q - \omega_1 i_d + \left(\frac{1}{L}\right) v_{t,q} \end{cases}, \quad (\text{B.12})$$

onde $\frac{d\varrho}{dt} = \omega_1$.

Observe que a escolha da variável $\varrho = (\omega_1 t + \phi_{V_1})$ transformou o sistema no espaço de estados descrito por (B.11), no qual as variáveis de estado i_d e i_q dependiam de funções variantes no tempo (cosseno e seno), em um sistema de segunda ordem excitado por uma entrada constante \hat{V}_{pac} conforme mostrado em (B.12).

Além disso, devido ao fato de que $\frac{d\varrho}{dt} = \omega_1$, as variáveis de estado i_d e i_q e as variáveis de controle $v_{t,d}$ e $v_{t,q}$ passam a ter um comportamento estacionário em regime permanente. Deve-se observar também, que existe um acoplamento cruzado entre as equações diferenciais que descrevem a dinâmica do lado CA no sistema de coordenadas dq , devido aos termos $\omega_1 i_q$ e $-\omega_1 i_d$.

Para garantir que a transformação (B.12) seja eficaz deve-se medir com precisão a frequência angular e o ângulo de fase das tensões fase-neutro do sistema elétrico no PAC, ou seja, $\varrho = (\omega_1 t + \phi_{V_1})$. Normalmente utiliza-se um PLL para realizar tal tarefa (CHUNG, 2000), (ROLIM; COSTA; AREDES, 2006).

B.2 DINÂMICA DO LADO CA DO VSC PARA TENSÕES DA REDE DESEQUILIBRADAS NO TEMPO CONTÍNUO

Agora considerando um caso mais geral, em que as tensões no ponto de acoplamento comum do SGD estejam desequilibradas, porém sem componente de sequência zero, pode-se escrever

$$\begin{cases} v_{a,pac} = \hat{V}_{pac}^+ \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1}^+) + \hat{V}_{pac}^- \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1}^-) \\ v_{b,pac} = \hat{V}_{pac}^+ \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1}^+ - \frac{2\pi}{3}) + \hat{V}_{pac}^- \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1}^- - \frac{4\pi}{3}) \\ v_{c,pac} = \hat{V}_{pac}^+ \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1}^+ - \frac{4\pi}{3}) + \hat{V}_{pac}^- \cos(\omega_1 t + \phi_{V_1}^- - \frac{2\pi}{3}) \end{cases}, \quad (\text{B.13})$$

onde \hat{V}_{pac}^+ e \hat{V}_{pac}^- são os valores de pico em (V) das tensões de fase de sequência positiva e negativa, respectivamente; ω_1 é a frequência angular fundamental em (rad/s); $\phi_{V_1}^+$ e $\phi_{V_1}^-$ são os ângulos de fase genéricos em (rad) das tensões de fase de sequência positiva

e negativa no ponto PAC, respectivamente.

Neste caso, as tensões trifásicas instantâneas dadas por (B.13) podem ser representadas pelo fasor espacial:

$$\vec{\mathbf{v}}_{pac} = \vec{\mathbf{v}}_{pac}^+ + \vec{\mathbf{v}}_{pac}^- = \hat{V}_{pac}^+ e^{j(\omega_1 t + \phi_{V_1}^+)} + \hat{V}_{pac}^- e^{-j(\omega_1 t + \phi_{V_1}^-)}. \quad (\text{B.14})$$

Enquanto o fasor espacial $\vec{\mathbf{v}}_{pac}^+$ descreve uma trajetória circular no sentido anti-horário no plano complexo $\alpha\beta$, o fasor espacial $\vec{\mathbf{v}}_{pac}^-$ descreve também uma trajetória circular no plano complexo $\alpha\beta$, porém no sentido horário. Os raios das duas trajetórias descritas são iguais a \hat{V}_{pac}^+ e \hat{V}_{pac}^- , respectivamente.

Assumindo também que as correntes instantâneas no ponto de acoplamento possuem componentes de sequência positiva e negativa, na frequência fundamental, pode-se escrever a seguinte expressão para o fasor espacial da corrente que flui pelo sistema

$$\vec{\mathbf{i}} = \vec{\mathbf{i}}^+ + \vec{\mathbf{i}}^- = \hat{I}^+ e^{j(\omega_1 t + \phi_{I_1}^+)} + \hat{I}^- e^{-j(\omega_1 t + \phi_{I_1}^-)}, \quad (\text{B.15})$$

onde \hat{I}^+ e \hat{I}^- são os valores de pico em (A) das correntes de sequência positiva e negativa, respectivamente; ω_1 é a frequência angular fundamental em (rad/s); $\phi_{I_1}^+$ e $\phi_{I_1}^-$ são os ângulos de fase genéricos em (rad) das correntes de sequência positiva e negativa no PAC, respectivamente.

Reescrevendo (B.14) e (B.15) em termos de suas componentes α e β tem-se:

$$\vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,pac} = \vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,pac}^+ + \vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,pac}^-, \quad (\text{B.16})$$

e,

$$\vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = \vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}^+ + \vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}^-. \quad (\text{B.17})$$

Multiplicando os termos do lado direito de (B.16) e (B.17) por $(e^{+j\varrho} e^{-j\varrho})$, para $\varrho = \omega_1 t$, pode-se reescrever expressões anteriores como se segue

$$\vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,pac} = (e^{+j\omega_1 t}) \vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}^+ + (e^{-j\omega_1 t}) \vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}^-, \quad (\text{B.18})$$

e,

$$\vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = (e^{+j \omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{dq}^+ + (e^{-j \omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{dq}^-, \quad (\text{B.19})$$

onde $\vec{\mathbf{i}}_{dq}^+ = (e^{-j \omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}^+$; $\vec{\mathbf{i}}_{dq}^- = (e^{+j \omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}^-$; $\vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}^+ = (e^{-j \omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,pac}^+$; $\vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}^- = (e^{+j \omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{\alpha\beta,pac}^-$; $e^{+j \omega_1 t} = (\cos \omega_1 t + j \sin \omega_1 t)$ e $e^{-j \omega_1 t} = (\cos \omega_1 t - j \sin \omega_1 t)$.

Utilizando a mesma metodologia pode-se escrever a expressão do fasor espacial da tensão nos terminais do VSC em função de suas componentes de sequência positiva e negativa

$$\vec{\mathbf{v}}_{t,\alpha\beta} = (e^{+j \omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{t,dq}^+ + (e^{-j \omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{t,dq}^-, \quad (\text{B.20})$$

onde $\vec{\mathbf{v}}_{t,dq}^+ = (e^{-j \omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{t,\alpha\beta}^+$ e $\vec{\mathbf{v}}_{t,dq}^- = (e^{+j \omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{t,\alpha\beta}^-$.

Substituindo (B.18),(B.19) e (B.20) em (B.3) pode-se escrever a equação diferencial compacta para o sistema com tensões e correntes com componentes de sequência positiva e negativa na frequência fundamental

$$\begin{aligned} L \frac{d}{dt} \left((e^{+j \omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{dq}^+ + (e^{-j \omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{dq}^- \right) = & -R \left((e^{+j \omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{dq}^+ (e^{-j \omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{dq}^- \right) + \\ & \left((e^{+j \omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{t,dq}^+ + (e^{-j \omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{t,dq}^- \right) - \left((e^{+j \omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}^+ + (e^{-j \omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}^- \right). \end{aligned} \quad (\text{B.21})$$

Expandindo as derivadas do lado esquerdo de (B.21) pode-se escrever

$$\begin{aligned} j\omega_1 L (e^{+j \omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{dq}^+ + L (e^{+j \omega_1 t}) \frac{d\vec{\mathbf{i}}_{dq}^+}{dt} - j\omega_1 L (e^{-j \omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{dq}^- + L (e^{-j \omega_1 t}) \frac{d\vec{\mathbf{i}}_{dq}^-}{dt} = \\ = -R (e^{+j \omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{dq}^+ - R (e^{-j \omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{dq}^- + (e^{+j \omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{t,dq}^+ + (e^{-j \omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{t,dq}^- \\ - (e^{+j \omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}^+ - (e^{-j \omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}^-. \end{aligned} \quad (\text{B.22})$$

Pré-multiplicando (B.22) por $(e^{-j \omega_1 t})$, tem-se

$$\begin{aligned} L \frac{d\vec{\mathbf{i}}_{dq}^+}{dt} + L (e^{-j 2\omega_1 t}) \frac{d\vec{\mathbf{i}}_{dq}^-}{dt} = & -j\omega_1 L \vec{\mathbf{i}}_{dq}^+ + j\omega_1 L (e^{-j 2\omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{dq}^- \\ & - R \vec{\mathbf{i}}_{dq}^+ - R (e^{-2j \omega_1 t})\vec{\mathbf{i}}_{dq}^- + \vec{\mathbf{v}}_{t,dq}^+ + (e^{-j 2\omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{t,dq}^- \\ & - \vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}^+ - (e^{-j 2\omega_1 t})\vec{\mathbf{v}}_{dq,pac}^-. \end{aligned} \quad (\text{B.23})$$

Observe que os fatores $(e^{+j\omega_1 t})$ que multiplicavam as componentes dq , das correntes e tensões de sequência positiva em (B.22), desapareceram, enquanto que as componentes dq de sequência negativa estão multiplicados pelo fator $(e^{-j2\omega_1 t})$. Ou seja, enquanto as componentes de sequência positiva passaram a ter um comportamento estacionário as componentes de sequência negativa são moduladas por funções cosseno e seno que oscilam com uma frequência $2\omega_1$.

Assim, filtrando as componentes de sequência negativa em (B.23) pode-se escrever o seguinte sistema para as componentes de sequência positiva

$$\begin{cases} \frac{di_d^+}{dt} = -\left(\frac{R}{L}\right)i_d^+ + \omega_1 i_q^+ + \left(\frac{1}{L}\right)v_{t,d}^+ - \left(\frac{1}{L}\right)v_{d,pac}^+ \\ \frac{di_q^+}{dt} = -\left(\frac{R}{L}\right)i_q^+ - \omega_1 i_d^+ + \left(\frac{1}{L}\right)v_{t,q}^+ - \left(\frac{1}{L}\right)v_{q,pac}^+ \end{cases}, \quad (\text{B.24})$$

De maneira idêntica porém agora multiplicando os fasores espaciais de (B.22) por $(e^{+j\omega_1 t})$ obtém-se o seguinte sistema para as componentes de sequência negativa

$$\begin{cases} \frac{di_d^-}{dt} = -\left(\frac{R}{L}\right)i_d^- - \omega_1 i_q^- + \left(\frac{1}{L}\right)v_{t,d}^- - \left(\frac{1}{L}\right)v_{d,pac}^- \\ \frac{di_q^-}{dt} = -\left(\frac{R}{L}\right)i_q^- + \omega_1 i_d^- + \left(\frac{1}{L}\right)v_{t,q}^- - \left(\frac{1}{L}\right)v_{q,pac}^- \end{cases}. \quad (\text{B.25})$$

Neste segundo caso são as componentes dq de sequência positiva é que passam a ter um comportamento oscilatório com uma frequência $2\omega_1$ e as componentes de sequência negativa das tensões e correntes, nas coordenadas dq , passam a ter um comportamento estacionário.

A dinâmica das componentes de sequência positiva dos fasores espaciais, descrita por (B.24), pode ser visualizado como o “*subsistema de sequência positiva*” enquanto o sistema descrito por (B.25) representa a dinâmica das componentes de sequência negativa dos fasores espaciais de corrente e tensão, ou “*subsistema de sequência negativa*” (YAZDANI; IRAVANI, 2006).

Analisando (B.25) pode-se concluir que se o conversor VSC gera tensões equilibradas em seus terminais, ou seja, $v_{t,d}^- = 0$ e $v_{t,q}^- = 0$, e as tensões da rede no PAC estão desequilibradas, as correntes de sequência negativa que fluem nos terminais do VSC irão depender somente do nível de desequilíbrio das tensões da rede CA.

Já se o conversor gera tensões de sequência negativa idêntica as tensões de sequência negativa de rede, ou seja, $v_{t,d}^- = v_{d,pac}^-$ e $v_{t,q}^- = v_{q,pac}^-$, tem-se que (B.25) se reduz a um sistema de equações diferenciais homogêneas. Neste caso, as correntes de sequência negativa do conversor tendem para zero com o passar do tempo e o conversor só injetará correntes de sequência positiva na rede.

B.3 POTÊNCIAS INSTANTÂNEAS PARA SISTEMA COM TENSÕES E CORRENTES BALANCEADAS NO TEMPO CONTÍNUO

De (B.8) tem-se para um conjunto de tensões trifásicas equilibradas no PAC o seguinte fasor espacial

$$\vec{v}_{pac} = \hat{V}_{pac} e^{j(\omega_1 t + \phi_{V_1})}. \quad (\text{B.26})$$

Assumindo que as correntes instantâneas no ponto de acoplamento comum também são equilibradas e simétricas pode-se escrever a seguinte expressão para fasor espacial para a corrente

$$\vec{i} = \hat{I} e^{j(\omega_1 t + \phi_{I_1})}, \quad (\text{B.27})$$

onde \hat{I} é o valor de pico em (A) da corrente do SGD; ω_1 é a frequência angular fundamental em (rad/s) e ϕ_{I_1} é o ângulo de fase genérico em (rad) da corrente injetada na rede no ponto PAC, respectivamente.

Pode-se então calcular a potência complexa instantânea no PAC através de

$$\mathbf{S}_{pac} = \left(\frac{3}{2}\right) \vec{v}_{pac} \vec{i}^* = \hat{V}_{pac} e^{j(\omega_1 t + \phi_{V_1})} \hat{I} e^{-j(\omega_1 t + \phi_{I_1})}, \quad (\text{B.28})$$

onde \vec{i}^* é o conjugado do fasor espacial da corrente do SGD no PAC.

De (B.28) defini-se a parte real da potência complexa como potência ativa, $P_{pac} = \left(\frac{3}{2}\right) \hat{V}_{pac} \hat{I} \cos(\phi_{V_1} - \phi_{I_1})$, enquanto que a parte imaginária é definida como a potência reativa, $Q_{pac} = \left(\frac{3}{2}\right) \hat{V}_{pac} \hat{I} \sin(\phi_{V_1} - \phi_{I_1})$.

A potência complexa instantânea no PAC pode também ser calculada usando os fasores espaciais referenciados nas coordenadas *abc* e reescritos a seguir

$$\vec{v}_{pac} = \frac{2}{3} (e^{j 0} v_{a,pac} + e^{+j 2\pi/3} v_{b,pac} + e^{+j 4\pi/3} v_{c,pac}), \quad (\text{B.29})$$

e,

$$\vec{i} = \frac{2}{3} (e^{j 0} i_a + e^{+j 2\pi/3} i_b + e^{+j 4\pi/3} i_c). \quad (\text{B.30})$$

Substituindo as expressões de \vec{v}_{pac} e \vec{i} em (B.28) tem-se

$$s_{pac} = v_{a,pac} i_a + v_{b,pac} i_b + v_{c,pac} i_c + j \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{b,pac} - v_{c,pac}) i_a + (v_{c,pac} - v_{a,pac}) i_b + (v_{a,pac} - v_{b,pac}) i_c]. \quad (\text{B.31})$$

Apesar de numericamente (B.28) fornecer resultado idêntico aquele obtido com (B.31), nesta última expressão a potência complexa no PAC foi grafada com letra minúscula (s_{pac}) pelo fato da mesma depender dos valores instantâneos das tensões e correntes trifásicas do circuito.

Do mesmo modo que no caso anterior, pode-se definir a parte real da potência complexa instantânea, nas coordenadas abc , como sendo a potência ativa instantânea enquanto que a parte imaginária é definida como sendo a potência reativa instantânea que flui pelo circuito. Ou seja,

$$p_{pac} = \Re\{s_s\} = v_{a,pac} i_a + v_{b,pac} i_b + v_{c,pac} i_c, \quad (\text{B.32})$$

e,

$$q_{pac} = \Im\{s_s\} = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{b,pac} - v_{c,pac}) i_a + (v_{c,pac} - v_{a,pac}) i_b + (v_{a,pac} - v_{b,pac}) i_c]. \quad (\text{B.33})$$

Escrevendo as expressões dos fasores espaciais em função de suas componentes nas coordenadas $\alpha\beta$ ou dq pode-se calcular diretamente as potências ativa e reativa instantâneas pelo circuito através das expressões (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007)

$$\begin{cases} p_{pac} = \frac{3}{2} (v_{\alpha,pac} i_{\alpha} + v_{\beta,pac} i_{\beta}) \\ q_{pac} = \frac{3}{2} (v_{\beta,pac} i_{\alpha} - v_{\alpha,pac} i_{\beta}) \end{cases}, \quad (\text{B.34})$$

ou,

$$\begin{cases} p_{pac} = \frac{3}{2} (v_{d,pac} i_d + v_{q,pac} i_q) \\ q_{pac} = \frac{3}{2} (v_{q,pac} i_d - v_{d,pac} i_q) \end{cases}. \quad (\text{B.35})$$

As expressões (B.34) e (B.35) diferem das mostradas em (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007) do fator 3/2. Esta constante foi incluída em (B.34) e (B.35) para que as potências ativa e reativa instantâneas no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ e dq sejam numericamente iguais às potências ativa e reativa instantâneas calculadas no sistema de coordenadas abc .

Quando o ângulo ϱ , usado para obter a transformação dq , coincide com o ângulo do fasor espacial \vec{v}_{pac} , pode-se escrever $v_{d,pac} = \hat{V}_{pac}$ e $v_{q,pac} = 0$. Neste caso o sistema (B.35) pode ser reescrito como:

$$\begin{cases} p_{pac} = \frac{3}{2} \hat{V}_{pac} i_d \\ q_{pac} = -\frac{3}{2} \hat{V}_{pac} i_q \end{cases}. \quad (\text{B.36})$$

Observando (B.36) pode-se concluir que a potência ativa instantânea é diretamente proporcional a componente i_d , enquanto a potência reativa instantânea é diretamente proporcional a componente i_q do fasor espacial da corrente pelo sistema, respectivamente.

B.4 POTÊNCIAS INSTANTÂNEAS PARA SISTEMA COM TENSÕES E CORRENTES DESBALANCEADAS NO TEMPO CONTÍNUO

Isolando as tensões e correntes nas coordenadas α e β , dadas em (B.18) e (B.19), e substituindo o resultado em (B.35) pode-se escrever a seguinte expressão para a potência ativa instantânea em função das componentes d e q da tensão e corrente no PAC

$$p_{pac} = \bar{p}_{pac} + \tilde{p}_{pac}, \quad (\text{B.37})$$

onde \bar{p}_{pac} é a parcela média em (W) devido a interação entre as componentes de tensão e corrente de mesma sequência e mesmo eixo. Já \tilde{p}_{pac} é a parcela oscilante em (W) devido a interação entre as componentes de tensão e corrente de sequência positiva e negativa. As mesmas são dadas por

$$\bar{p}_{pac} = \frac{3}{2} (v_{d,pac}^+ i_d^+ + v_{q,pac}^+ i_q^+ + v_{d,pac}^- i_d^- + v_{q,pac}^- i_q^-), \quad (\text{B.38})$$

e,

$$\tilde{p}_{pac} = P_c \cos(2\omega_1 t) + P_s \sin(2\omega_1 t), \quad (\text{B.39})$$

sendo

$$P_c = \frac{3}{2} (v_{d,pac}^+ i_d^- + v_{q,pac}^+ i_q^- + v_{d,pac}^- i_d^+ + v_{q,pac}^- i_q^+), \quad (\text{B.40})$$

e,

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{q,pac}^- i_d^+ - v_{d,pac}^- i_q^+ - v_{q,pac}^+ i_d^- + v_{d,pac}^+ i_q^-). \quad (\text{B.41})$$

A parcela oscilante P_c é devida as interações entre as componentes de tensão e corrente de mesmo eixo porém de sequências opostas. Por outro lado, a parcela P_s é devida as interações entre as componentes de tensão e corrente de eixos e sequências diferentes.

Já para a potência reativa instantânea pode-se escrever a seguinte expressão em função das componentes d e q da tensão e corrente no PAC (HU; HE, 2008)

$$q_{pac} = \bar{q}_{pac} + \tilde{q}_{pac}, \quad (\text{B.42})$$

onde \bar{q}_{pac} é a parcela média em (var) e \tilde{q}_{pac} é a parcela oscilante em (var) da potência reativa instantânea, que são dadas por

$$\bar{q}_{pac} = \frac{3}{2} (v_{q,pac}^+ i_d^+ - v_{d,pac}^+ i_q^+ - v_{q,pac}^- i_d^- + v_{d,pac}^- i_q^-), \quad (\text{B.43})$$

e,

$$\tilde{q}_{pac} = Q_c \cos(2\omega_1 t) + Q_s \sin(2\omega_1 t). \quad (\text{B.44})$$

sendo

$$Q_c = \frac{3}{2} \left(-v_{q,pac}^- i_d^+ + v_{d,pac}^- i_q^+ + v_{q,pac}^+ i_d^- - v_{d,pac}^+ i_q^- \right), \quad (\text{B.45})$$

e,

$$Q_s = \frac{3}{2} \left(v_{d,pac}^- i_d^+ + v_{q,pac}^- i_q^+ + v_{d,pac}^+ i_d^- + v_{q,pac}^+ i_q^- \right). \quad (\text{B.46})$$

Maiores detalhes sobre a interpretação física das potências ativa e reativa instantâneas podem ser encontrados em (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007).

B.5 POTÊNCIA ATIVA INSTANTÂNEA ABSORVIDA POR UM BANCO DE INDUTORES NO TEMPO CONTÍNUO

A potência ativa instantânea que flui pelo banco de indutores do filtro pode ser calculada nas coordenadas $\alpha\beta$ por

$$p_L = (\bar{p}_L + \tilde{p}_L) = \frac{3}{2} (v_{L\alpha} i_\alpha + v_{L\beta} i_\beta), \quad (\text{B.47})$$

onde $v_{L\alpha}$ e $v_{L\beta}$ são as diferenças de potencial em (V) nos terminais dos indutores dos filtros de saída do VSC, nas coordenadas α e β , respectivamente.

Substituindo $v_{L\alpha} = L \left(\frac{di_\alpha}{dt} \right)$ e $v_{L\beta} = L \left(\frac{di_\beta}{dt} \right)$ pode-se reescrever (B.47) como se segue

$$p_L = \frac{3}{2} L \left(i_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + i_\beta \frac{di_\beta}{dt} \right) = \left(\frac{3L}{4} \right) \frac{d}{dt} (i_\alpha^2 + i_\beta^2). \quad (\text{B.48})$$

Isolando as componentes real e imaginária do fasor espacial da corrente desbalanceada nos terminais do conversor tem-se

$$i_\alpha = i_d^+ \cos \omega_1 t - i_q^+ \sin \omega_1 t + i_d^- \cos \omega_1 t + i_q^- \sin \omega_1 t, \quad (\text{B.49})$$

e,

$$i_\beta = i_d^+ \text{sen } \omega_1 t + i_q^- \text{cos } \omega_1 t - i_d^- \text{sen } \omega_1 t + i_q^- \text{cos } \omega_1 t. \quad (\text{B.50})$$

Agrupando os termos semelhantes em (B.49) e (B.50), e substituindo o resultado em (B.48) pode-se escrever a seguinte expressão, nas coordenadas dq , para a potência ativa instantânea que flui pelo filtro de saída do conversor estático

$$p_L = \frac{3L}{4} \left(\frac{di_d^{+2}}{dt} + \frac{di_q^{+2}}{dt} \right) + \frac{3L}{4} \left(\frac{di_d^{-2}}{dt} + \frac{di_q^{-2}}{dt} \right) + 3\omega_1 L (i_d^+ i_q^- - i_q^+ i_d^-) \text{cos}(2\omega_1 t) - 3\omega_1 L (i_d^+ i_d^- + i_q^+ i_q^-) \text{sen}(2\omega_1 t). \quad (\text{B.51})$$

A análise de (B.51) permite concluir que, em regime permanente, quando as derivadas dos quadrados das correntes de sequência positiva e negativa, nas coordenadas d e q , respectivamente, são nulas, o filtro passivo não irá consumir ou fornecer potência ativa média ao sistema elétrico. Contudo, irá existir uma parcela da potência ativa instantânea, medida nos terminais dos indutores do filtro de saída do conversor estático, que irá oscilar com uma frequência $2\omega_1$.

Apesar da potência ativa média consumida pelo banco de indutores em estado permanente ser nula, durante os transitórios a potência ativa instantânea medida nos terminais dos indutores pode assumir grandes valores e deve ser levada em conta na modelagem do sistema.

B.6 POTÊNCIA ATIVA INSTANTÂNEA ABSORVIDA POR UM BANCO DE RESISTORES NO TEMPO CONTÍNUO

A potência ativa instantânea consumida por um banco de indutores pode ser calculada nas coordenadas $\alpha\beta$ por

$$p_R = (\bar{p}_R + \tilde{p}_R) = R (i_\alpha + i_\beta)^2. \quad (\text{B.52})$$

Substituindo (B.49) e (B.50) em (B.52) pode-se escrever a seguinte expressão, nas coordenadas dq , para a potência ativa instantânea absorvida pelo banco de resistores

$$p_R = \frac{3}{2} \left\{ R \left(i_d^{+2} + i_q^{+2} + i_d^{-2} + i_q^{-2} \right) + 2R \left(i_d^+ i_d^- + i_q^+ i_q^- \right) \cos(2\omega_1 t) \right. \\ \left. + 2R \left(i_d^+ i_q^- - i_q^+ i_d^- \right) \sin(2\omega_1 t) \right\}. \quad (\text{B.53})$$