

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**TOPOLOGIA HÍBRIDA E MÉTODOS DE  
CONTROLE APLICADOS À REGULAÇÃO DE  
TENSÃO DE GERADORES DE INDUÇÃO  
AUTO-EXCITADOS**

**TESE DE DOUTORADO**

**Lucas Giuliani Scherer**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2016**



# TOPOLOGIA HÍBRIDA E MÉTODOS DE CONTROLE APLICADOS À REGULAÇÃO DE TENSÃO DE GERADORES DE INDUÇÃO AUTO-EXCITADOS

**Lucas Giuliani Scherer**

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM,RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica.**

**Orientador: Prof. Robinson Figueiredo de Camargo, Prof. Dr.**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2016**

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Giuliani Scherer, Lucas

Topologia Híbrida e Métodos de Controle Aplicados à  
Regulação de Tensão de Geradores de Indução Auto-Excitados /  
Lucas Giuliani Scherer - 2016

155 p.; 30 cm

Orientador: Robinson Figueiredo de Camargo, Prof. Dr.  
Tese (doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria,  
Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, RS, 2016

1. Gerador de indução 2. Regulação de tensão e frequência  
3. Topologia híbrida 4. Redução de potência 5. Sistema isolado  
de geração I. Figueiredo de Camargo, Robinson II. Título.

---

© 2016

Todos os direitos autorais reservados a Lucas Giuliani Scherer. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Roraima, Nº 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-900;

Fone: (55) 81310676

Endereço Eletrônico: lgscherer@gmail.com

---

**Universidade Federal de Santa Maria  
Centro de Tecnologia  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,  
aprova o Tese de Doutorado

**TOPOLOGIA HÍBRIDA E MÉTODOS DE  
CONTROLE APLICADOS À REGULAÇÃO DE  
TENSÃO DE GERADORES DE INDUÇÃO  
AUTO-EXCITADOS**

elaborado por  
**Lucas Giuliani Scherer**

como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Doutor em Engenharia Elétrica**

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

**Robinson Figueiredo de Camargo, Prof. Dr.,**  
(Presidente/Orientador)

**Felipe B. Grigoletto, Dr. (UNIPAMPA)**

**Fernanda de Moraes Carnielutti, Dr. (UFSM)**

**Jorge Rodrigo Massing, Dr. (UFSM)**

**Rodrigo Padilha Vieira, Dr. (UFSM)**

Santa Maria, 23 de Maio de 2016



Aos meus pais, Ivanoi e Carmem, pelo incentivo e confiança, e meus irmãos, Cissa e Tiago, pelo exemplo e compreensão.



## AGRADECIMENTOS

Ao professor, orientador e acima de tudo amigo, professor Robinson Figueiredo de Camargo, pela orientação e atenção dedicada a este trabalho, pela minha formação como pesquisador e principalmente pela compreensão com minhas limitações.

Aos professores da banca examinadora, por suas contribuições para com o aperfeiçoamento e enriquecimento deste trabalho.

Aos professores do PPGEE, pelos ensinamentos, orientações, ajudas e companheirismos oferecidos sempre que possível.

Aos funcionários do PPGEE, Luciana e André, por toda a dedicação e atenção prestados ao suporte administrativo deste e de todos os outros trabalhos desenvolvidos pelos acadêmicos da PPGEE.

À Universidade Federal de Santa Maria, pelos mais de quinze anos de formação gratuita e de qualidade, resultado de uma instituição sólida e composta por profissionais capacitados e dedicados ao ensino e pesquisa de excelência.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro.

Aos colegas de pós-graduação, Celso B. Tischer, Rafael Z. Scapini, Luiz A. Maccari Jr., Cassio L. Baratieri, Rodrigo Varella, Jonas R. Tibola, Fernanda Carnielutti, Thiele Piber, Gustavo Koch, Henrique H. Figueira, Alexandre T. Pereira, Lucas V. Bellinaso e aos demais que deixei de aqui citar, meu especial agradecimento pela amizade, ajuda e companheirismo.

Um especial agradecimento aos alunos Vanessa F. de Lima, Felipe Anselmini, Douglas Pedroso e Andrei Reis, pela ajuda prestada ao longo de todo o trabalho.

Aos amigos, irmãos que a vida me deu, que me acompanharam ao longo desses quatro anos, me incentivando nos momentos difíceis e comemorando com as minhas conquistas. "A amizade duplica as alegrias e divide as tristezas."(Francis Bacon)

Com muito amor e carinho agradeço aos meus pais Ivanoi Bastos Scherer e Carmem T. Giuliani Scherer, e irmãos Clarissa Giuliani Scherer e Tiago Giuliani Scherer pelo amor, apoio e compreensão nos momentos difíceis e de ausência, e a disposição e alegria nos momentos de comemoração.

À Deus, por me manter perseverante e confiante no caminho que guarda pra mim, por me ser favorável em tantas vitórias e me tornar ainda mais forte após cada derrota.



“Espere o melhor, prepare-se  
para o pior e aceite o que vier.”

**Provérbio Chinês**



## RESUMO

Tese de Doutorado  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

### TOPOLOGIA HÍBRIDA E MÉTODOS DE CONTROLE APLICADOS À REGULAÇÃO DE TENSÃO DE GERADORES DE INDUÇÃO AUTO-EXCITADOS

AUTOR: LUCAS GIULIANI SCHERER  
ORIENTADOR: ROBINSON FIGUEIREDO DE CAMARGO, PROF. DR.  
Local da Defesa e Data: Santa Maria, 23 de Maio de 2016.

Esta tese de doutorado trata do estudo, análise e desenvolvimento de uma nova topologia híbrida de regulação das tensões de sistemas isolados de microgeração empregando geradores de indução auto-excitados. A topologia híbrida proposta considera um sistema trifásico a quatro fios e emprega um compensador síncrono estático de distribuição (DSTATCOM) em associação a bancos de capacitores comutáveis (BCC) para efetuar a regulação das tensões terminais do gerador de indução. Como resultado da utilização da topologia proposta, espera-se a regulação da amplitude das tensões terminais do gerador, com efetiva redução da potência processada pelo DSTATCOM, independentemente da característica da carga aplicada. Considera-se, portanto, a compensação de correntes reativas do sistema em termos de fase, amplitude e forma, realizada a partir de sistema de controle adequado. A estrutura de controle aplicada ao controle do DSTATCOM e à comutação dos BCC, garante a regulação das tensões com reduzida taxa de distorção harmônica (THD) e reduzido fator de desequilíbrio de tensão (FD), além de manter as correntes do gerador senoidais e balanceadas. Neste trabalho também são investigadas duas formas distintas de controle de frequência a partir do controle eletrônico de carga: (i) carga auxiliar controlada por elemento *chopper* conectada ao barramento CC do DSTATCOM e (ii) carga auxiliar controlada por elemento *chopper* conectada ao barramento CA do sistema através de retificador trifásico não-controlado. Resultados de simulação e resultados experimentais são apresentados para validar e demonstrar o bom desempenho da topologia híbrida proposta na regulação das tensões e frequência do sistema. O sistema é testado mediante transitórios de cargas trifásicas e monofásicas, lineares e não-lineares, resistivas e reativas.

**Palavras-chave:** Gerador de indução, regulação de tensão e frequência, topologia híbrida, redução de potência, sistema isolado de geração.



# ABSTRACT

Doctoral Thesis

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

## HYBRID TOPOLOGY AND CONTROL METHODS APPLIED TO VOLTAGE REGULATION OF SELF-EXCITED INDUCTION GENERATORS

AUTHOR: LUCAS GIULIANI SCHERER

ADVISOR: ROBINSON FIGUEIREDO DE CAMARGO, PROF. DR.

Place and Date: Santa Maria, May 23<sup>st</sup>, 2016.

This doctoral thesis deals with the study, analysis and development of a new hybrid topology for voltage regulation of stand-alone microgeneration systems employing self-excited induction generators. The hybrid topology proposed considers a three-phase four-wire system and employs a distribution static synchronous compensator (DSTATCOM) in combination with banks of switchable capacitors (BCC) to perform the regulation of the terminal voltages of the induction generator. As a result of using the proposed topology, it is expected the regulation of the amplitude of the terminal voltages of the induction generator, with effective reduction of the power processed by DSTATCOM, regardless of the characteristic of the applied load. Therefore, it is considered the compensation of reactive currents of the system in terms of phase, amplitude and shape, performed by a suitable control system. The control structure applied to control the DSTATCOM and the switching of BCC ensures the regulation of voltages with low harmonic distortion (THD) and reduced distortion factor among voltages, in addition to keeping the generator currents sinusoidal and balanced. This thesis also investigates two distinct forms of frequency control using the electronic load control: (i) auxiliary load controlled by chopper element connected to the DC bus DSTATCOM and (ii) auxiliary load controlled by chopper element connected to the AC bus system through non-controlled three-phase rectifier. Simulation and experimental results are presented to validate and demonstrate the suitable performance of the proposed hybrid topology in the regulation of voltages and system frequency. The system is tested by load transient including three-phase and single-phase loads, linear and non-linear loads, resistive and reactive loads.

**Keywords:** Induction generator, voltage and frequency regulation, hybrid topology, rating reduction, stand-alone generation system.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Sistema nacional de transmissão de energia elétrica. Fonte (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, 2008) .....	34
Figura 1.2	– Sistemas isolados de geração de energia na Região Amazônica. Fonte (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, 2008).....	35
Figura 1.3	– Classificação das topologias de regulação de tensão aplicados a GIAE. Fonte (CHAUHAN; JAIN; SINGH, 2010).....	37
Figura 1.4	– Esquema de regulação de tensão baseado em comutação de capacitores em paralelo. Fonte (CHAUHAN; JAIN; SINGH, 2010).....	39
Figura 1.5	– Esquema de regulação de tensão baseado em indutor controlado por chave semicondutora. Fonte (CHAUHAN; JAIN; SINGH, 2010) ....	39
Figura 1.6	– Classificação de cargas aplicáveis à sistemas de geração baseados em GIAE. ....	40
Figura 1.7	– Topologia de regulação de tensão com DSTATCOM com quatro braços chaveados (SINGH; KASAL, 2006a). ....	41
Figura 1.8	– Topologia de regulação de tensão com DSTATCOM com quarto braço derivado de ponto central do barramento CC (BARRADO; GRINO, 2006). ....	42
Figura 2.1	– Processo de regulação das tensões do GI a partir do fornecimento de potência reativa. ....	45
Figura 2.2	– Diagrama simplificado do sistema de geração proposto. ....	47
Figura 2.3	– Circuito equivalente do sistema elétrico considerado para a modelagem matemática. ....	48
Figura 2.4	– Resposta em frequência das funções de transferência das malhas internas em malha aberta encontradas para o modelo contínuo e modelo discreto considerando parâmetros nominais da planta. ....	56
Figura 2.5	– Resposta em frequência das funções de transferência das malhas externas em malha aberta encontradas para o modelo contínuo e modelo discreto considerando parâmetros nominais da planta. ....	57
Figura 3.1	– Método híbrido de regulação de tensão em sistema isolado de geração com gerador de indução. ....	60
Figura 3.2	– Diagrama de blocos do sistema de controle aplicado à topologia híbrida. ....	62
Figura 3.3	– Fluxograma do algoritmo de conexão dos bancos de capacitores comutáveis. ....	67
Figura 3.4	– Exemplo de conversão de base $N_n$ e esquema de acionamento com o emprego de três bancos de capacitores comutáveis. ....	69
Figura 3.5	– Diagrama de Bode das malhas internas de controle de correntes $G_{i_d}$ e $G_{i_q}$ em malha aberta. ....	72
Figura 3.6	– Diagrama de Bode da malha interna de controle de corrente $G_{i_0}$ em malha aberta. ....	72
Figura 3.7	– Diagrama de Bode das malhas internas de controle de correntes $G_{i_d}$ e $G_{i_q}$ em malha fechada. ....	73
Figura 3.8	– Diagrama de Bode da malha interna de controle de corrente $G_{i_0}$ em malha fechada. ....	73
Figura 3.9	– Diagrama de Bode da malha externa de controle de tensão $G_{v_d}$ em malha aberta. ....	74
Figura 3.10	– Diagrama de Bode da malha externa de controle de tensão $G_{v_d}$ em malha fechada. ....	75

Figura 3.11 – Diagrama de Bode da malha externa de controle de tensão $G_{v_{cc}}$ em malha aberta. ....	75
Figura 3.12 – Diagrama de Bode da malha externa de controle de tensão $G_{v_{cc}}$ em malha fechada. ....	76
Figura 3.13 – Diagrama de Bode da malha externa de controle de tensão $G_{v_0}$ em malha aberta. ....	77
Figura 3.14 – Diagrama de Bode da malha externa de controle de tensão $G_{v_0}$ em malha fechada. ....	77
Figura 3.15 – Diagrama de Bode da planta $G_{v_d}(z)$ em malha aberta para diferentes valores de $Z_l$ . ....	79
Figura 3.16 – Diagrama de Bode da planta $G_{v_0}(z)$ em malha aberta para diferentes valores de $Z_l$ . ....	79
Figura 3.17 – Resposta ao degrau unitário da malha de controle de $G_{v_d}(z)$ em malha fechada para diferentes valores de $Z_l$ . ....	80
Figura 3.18 – Resposta ao degrau unitário da malha de controle de $G_{v_0}(z)$ em malha fechada para diferentes valores de $Z_l$ . ....	80
Figura 3.19 – Polos e zeros da malha de controle de $G_{v_d}(z)$ em malha fechada para diferentes valores de $Z_l$ : (a) polos e zeros no círculo de raio unitário; (b) detalhe do deslocamento dos polos. ....	81
Figura 3.20 – Diagrama de Bode da planta $G_{v_d}(z)$ em malha aberta para diferentes valores de $C_{Eq}$ . ....	82
Figura 3.21 – Diagrama de Bode da planta $G_{v_0}(z)$ em malha aberta para diferentes valores de $C_{Eq}$ . ....	83
Figura 3.22 – Resposta ao degrau unitário da malha de controle de $G_{v_d}(z)$ em malha fechada para diferentes valores de $C_{Eq}$ . ....	83
Figura 3.23 – Resposta ao degrau unitário da malha de controle de $G_{v_0}(z)$ em malha fechada para diferentes valores de $C_{Eq}$ . ....	84
Figura 3.24 – Diagrama desenvolvido para simulação do sistema de geração e método híbrido de regulação de tensão e frequência. ....	85
Figura 3.25 – Resultado de Simulação: Respostas dos controladores das malhas de controle à variações nos sinais de referência: (a) malhas internas de corrente $G_{i_d}$ , $G_{i_q}$ e $G_{i_0}$ ; (b) malha externa de tensão $G_{v_d}$ ; (c) malha externa de tensão $G_{v_d}$ . ....	86
Figura 3.26 – Resultado de Simulação: Comportamento das variáveis do sistema mediante transitórios de carga. ....	87
Figura 3.27 – Resultado experimental: Variáveis do sistema durante a partida do conjunto de geração: (a) tensões de fase no barramento CA; (b) tensão no barramento CC; (c) detalhe das tensões do GI; (d) detalhe das correntes do GI. ....	89
Figura 3.28 – Resultado experimental: Comportamento das variáveis do sistema mediante transitórios de carga. ....	91
Figura 3.29 – Resultado experimental: Detalhes das tensões e correntes do sistema para condições de carga distintas: (a) sem carga (ELC processa toda potência); (b) 3,6 kW carga resistiva; (c) 1,8 kW carga resistiva + 1,5 kVAr carga indutiva; (d) 1,8 kW carga resistiva + 2,25 kVAr carga indutiva. ....	92

Figura 3.30 – Resultado experimental: Resposta da tensão de fase, corrente de carga, corrente do DSTATCOM e corrente do GI na fase $a$ durante transitórios de carga: (a) transitório de condição a vazio para 1,8 kW carga resistiva trifásica; (b) transitório de 3,6 kW para + 1,8 kW de carga resistiva trifásica; (c) transitório de condição a vazio para 1,2 kW carga resistiva na fase $a$ ; (d) transitório de 2,4 kW para + 1,2 kW de carga resistiva na fase $a$ .	94
Figura 3.31 – Resultado experimental: Detalhes das tensões e correntes do sistema para condições de carga desequilibrada: (a) 1,8 kW carga resistiva trifásica + 1,2 kW carga resistiva monofásica na fase $a$ ; (b) 2,4 kW carga resistiva monofásica na fase $a$ + 0,5 kVAr carga indutiva monofásica na fase $c$ .	95
Figura 3.32 – Resultado experimental: Comparativo do comportamento do sistema sem BCC (a) e com BCC (b) - conexão e desconexão de carga resistiva trifásica equilibrada de 1,8 kW e carga resistiva trifásica desequilibrada de 1,4 kW.	96
Figura 4.1 – Sistema de geração considerado para análise do controlador RMRAC.	101
Figura 4.2 – Diagrama de blocos do sistema de controle do DSTATCOM empregando controlador RMRAC.	102
Figura 4.3 – Diagrama de blocos do controlador RMRAC.	107
Figura 4.4 – Diagrama de bode do modelo completo e modelo reduzido do sistema e modelo de referência do RMRAC.	109
Figura 4.5 – Resultado de Simulação: Respostas a variações no sinal de referência $v_d^*$ do controlador RMRAC aplicado à malha externa de tensão $G_{v_d}$ .	110
Figura 4.6 – Resultado de Simulação: Comportamento das variáveis do sistema mediante transitórios de carga empregando topologia híbrida e controlador RMRAC.	111
Figura 4.7 – Diagrama desenvolvido para simulação do sistema de geração utilizando controlador RMRAC.	112
Figura 4.8 – Resultado de Simulação: Comportamento das variáveis do sistema mediante transitórios de carga empregando controlador RMRAC.	113
Figura 4.9 – Resultado de Simulação: Comportamento das variáveis do sistema mediante transitórios de carga empregando controlador RMRAC e máquina primária com velocidade variável.	115
Figura 4.10 – Resultado Experimental: Comportamento das variáveis do sistema mediante transitórios de carga empregando controlador RMRAC.	117
Figura 4.11 – Resultado Experimental: Detalhes das tensões e correntes do sistema para condições de carga desbalanceada empregando controlador RMRAC: (a) 1,8 kW carga resistiva trifásica + 1,2 kW carga resistiva monofásica na fase $a$ ; (b) 2,4 kW carga resistiva monofásica na fase $b$ .	118
Figura B.1 – Diagrama do sistema de instrumentação.	141
Figura B.2 – Fotografia do protótipo experimental utilizado na obtenção dos resultados.	145
Figura C.1 – Processo de auto-excitação do GI.	148
Figura C.2 – Diagrama de blocos da estrutura de geração dos sinais de sincronismo e identificação de frequência.	154



## LISTA DE TABELAS

Tabela B.1 – Parâmetros do sistema.....	142
Tabela B.2 – Dados de placa da máquina primária.....	143
Tabela B.3 – Dados do gerador de indução.....	143
Tabela B.4 – Especificações do DSTATCOM.....	144
Tabela B.5 – Especificações do ELC.....	144
Tabela B.6 – Parâmetros do controlador RMRAC.....	144
Tabela C.1 – Sequência de combinações dos bancos de capacitores comutáveis. ...	150



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BCC	Banco de Capacitores Comutáveis
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DSTATCOM	Compensador Síncrono Estático de Distribuição ( <i>Distribution Static Synchronous Compensator</i> )
DSP	Processador Digital de Sinais
ELC	Controlador Eletrônico de Carga ( <i>Electronic Load Control</i> )
FT	Função de transferência
FP	Fator de Potência
FPB	Filtro Passa Baixas
GI	Gerador de Indução
GIAE	Gerador de Indução Auto-Excitado
MP	Máquina primária
OCDE	Organização para a Cooperação e Desenvolvimento Econômico
ONU	Organização das Nações Unidas
PCC	Ponto comum de conexão
PI	Proporcional-integral
PLpT	Programa Luz para Todos
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PROINFA	Programa de incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica
PWM	Modulação por largura de pulso ( <i>Pulse Width Modulation</i> )
RMRAC	Controlador Adaptativo Robusto por Modelo de Referência
RMS	Raíz média quadrática ( <i>root-mean-square</i> )
SISO	Única entrada única saída ( <i>Single input sigle output</i> )
THD	Distorção harmônica total ( <i>Total harmonic distortion</i> )
FD	Fator de desequilíbrio
ZOH	Retentor de order zero ( <i>Zero order holder</i> )



## LISTA DE SÍMBOLOS

$\delta$	localização do polo em tempo discreto
$\Delta v_{cc}$	Ondulação da tensão do barramento CC do DSTATCOM
$\mu\Delta_a$	Parcela referente à dinâmicas aditivas
$\mu\Delta_m$	Parcela referente à dinâmicas multiplicativas
$\varepsilon$	Erro aumentado
$\omega$	Velocidade síncrona
$\omega^T$	Vetor regressor transposto
$\omega_v$	Frequência angular das tensões
$\phi_v$	Ângulo de sincronismo das tensões
$\sigma$	Função de modificação - ( $\sigma$ -modification)
$\sigma_0$	Limitante superior de $\sigma$
$\theta$	Vetor de parametros adaptados
<b>A</b>	Matriz dinâmica
<b>B</b>	Matriz de entrada de controle
<b>C</b>	Matriz de saída
$C_{Eq}$	Capacitância equivalente da associação paralela entre $C_{exc}$ e $C_{CM}$
$C_{cc}$	Capacitância do barramento CC do DSTATCOM
$C_{CM}$	Capacitância dos bancos de capacitores comutáveis
$C_{MÁX}$	Capacitância por fase da máxima combinação de bancos de capacitores comutáveis
$C_{MÍN}$	Capacitância por fase do menor banco de capacitores comutáveis
$e_1$	Erro de rastreamento do controlador RMRAC
$f$	Frequência das tensões no PCC
$f^*$	Referência de frequência
$f_c$	Frequência de ressonância do filtro LC
$f_e$	Erro de rastreamento de frequência das tensões do PCC
<b>F</b>	Matriz de entrada de distúrbios
$G$	Planta completa
$G_p$	Planta modelada
$G_{i_d}$	Planta da malha interna de corrente no eixo direto
$G_{i_q}$	Planta da malha interna de corrente no eixo em quadratura
$G_{i_0}$	Planta da malha interna de corrente no eixo zero
$G_{v_0}$	Planta da malha externa de tensão no eixo zero
$G_{v_{cc}}$	Planta da malha externa de tensão CC
$G_{v_d}$	Planta da malha externa de tensão no eixo direto
$i$	Variável contadora
$i_a, i_b, i_c$	Correntes do DSTATCOM em coordenadas abc
$i_{al}, i_{bl}, i_{cl}$	Correntes de carga em coordenadas abc
$i_{base}$	Corrente de base
$i_{cc}$	Corrente no barramento CC do DSTATCOM

## LISTA DE SÍMBOLOS

---

$i_{Ca}, i_{Cb}, i_{Cc}$	Correntes dos capacitores em coordenadas abc
$i_{ga}, i_{gb}, i_{gc}$	Correntes do gerador em coordenadas abc
$i_d, i_q, i_0$	Correntes do DSTATCOM em coordenadas $dq0$
$i_d^*, i_q^*, i_0^*$	Correntes de referência das malhas internas em coordenadas $dq0$
$i_{de}, i_{qe}, i_{0e}$	Erro de correntes em coordenadas $dq0$
$\tilde{i}_{dl}, \tilde{i}_{ql}, i_{0l}$	Componentes alternadas das correntes de carga em coordenadas $dq0$
$i_{gd}, i_{gq}, i_{g0}$	Correntes no GIAE em coordenadas $dq0$
$i_n$	Corrente de neutro da carga
$i_{nl}$	Corrente de neutro processada pelo DSTATCOM
<b>I</b>	Matriz identidade
$I_{DSTAT}$	Corrente RMS de linha do DSTATCOM
$I_{ELC}$	Corrente na carga auxiliar do ELC
$I_m$	Corrente de magnetização do GI
$I_{mfl}$	Corrente de magnetização do GI a plena carga
$I_{mnl}$	Corrente de magnetização do GI na condição a vazio
$K$	Ganho do filtro de Kalman
$K_I$	Ganho integral em tempo discreto
$K_P$	Ganho proporcional em tempo discreto
$L_f$	Indutância do filtro indutivo de saída
$m$	Função normalizadora
$M_0$	Limitante superior de $\theta^*$
$n_c$	Número de bancos de capacitores comutáveis utilizados
$N_n$	Sequência de combinações
$N_{np}$	Quantidade de combinações possíveis entre os $C_{CM}$
$P$	Matriz de covariância dos erros estimados do filtro de Kalman
$P^*$	Sinal comparador do controle de frequência
$P_{DSTAT}$	Potência ativa processada pelo DSTATCOM
$P_{GI}$	Potência ativa fornecida pelo GI
$P_L$	Potência ativa da carga
$Q_{C_{MÍN}}$	Potência reativa relativa à $C_{MÍN}$
$Q_{DSTAT}$	Potência reativa processada pelo DSTATCOM
$Q_{exc}$	Potência reativa de $C_{exc}$
$Q_{GI}$	Potência reativa demandada pelo GI
$Q_L$	Potência reativa da carga
$Q_{MÁX}$	Máxima potência reativa requerida pelo sistema
$Q_{ref}$	Potência reativa de referência
$R_{ELC}$	Resistência da carga auxiliar do ELC
$R_f$	Resistência do filtro indutivo de saída
$S_{DSTAT}$	Potência aparente nominal do DSTATCOM
$\mathbf{T}_{dq0}$	Matriz de transformação de coordenadas abc para coordenadas $dq0$
$T_s$	Período de amostragem do sistema
<b>u</b>	Vetor de entrada ou controle

## LISTA DE SÍMBOLOS

---

$u_{\alpha}, u_{\beta}, u_0$	Tensões entre os braços do DSTATCOM em coordenadas $\alpha\beta 0$
$u_{1n}, u_{2n}, u_{3n}$	Tensões de fase sobre os braços do DSTATCOM
$u_{Ch}$	Sinal de comutação do <i>chopper</i>
$u_{CM}$	Sinais de comutação dos $C_{CM}$
$u_d, u_q, u_0$	Tensões entre os braços do DSTATCOM em coordenadas $dq0$
$u_{PWM}$	Sinais de comutação das chaves do DSTATCOM
$v_{0e}$	Erro de rastreamento da tensão no eixo zero
$v_a, v_b, v_c$	Tensões de fase no PCC em coordenadas abc
$v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}$	Tensões de linha no PCC em coordenadas abc
$v_{base}$	Tensão de base
$v_{cc}$	Tensão do barramento CC do DSTATCOM
$v_{cc}^*$	Tensão de referência do barramento CC do DSTATCOM
$v_{cce}$	Erro de rastreamento da tensão do barramento CC do DSTATCOM
$v_d, v_q, v_0$	Tensões no barramento CA em coordenadas $dq0$
$v_d^*$	Tensão de referência da tensão de fase no eixo direto
$v_{de}$	Erro de rastreamento da tensão no eixo direto
$v_{La}, v_{Lb}, v_{Lc}, v_{Ln}$	Quedas de tensão nos indutores de filtro
$v_{Ra}, v_{Rb}, v_{Rc}, v_{Rn}$	Quedas de tensão nas resistências associadas aos indutores de filtro
$V_L$	Tensão terminal de linha no PCC
$V_r$	Tensão residual no GI
$V_t$	Tensão terminal de fase do GI
$\mathbf{w}$	Vetor de entrada de distúrbio
$W_m$	Função de transferência do modelo de referência
$\mathbf{x}$	Vetor de estados
$X_C$	Reatância capacitiva
$X_{C_{MÁX}}$	Reatância capacitiva da máxima combinação de BCC
$\mathbf{y}$	Vetor de saída do sistema
$y_m$	Saída do modelo de referência
$Z_{base}$	Impedância de base
$Z_l$	Impedância associada à carga aplicada ao PCC



## LISTA DE APÊNDICES

Apêndice A – OBTENÇÃO DAS EQUAÇÕES DE ESTADO DA PLANTA EM EIXOS ESTACIONÁRIOS E SÍNCRONOS .....	133
Apêndice B – DESCRIÇÃO E PARÂMETROS DA BANCADA EXPE- RIMENTAL .....	139
Apêndice C – CONSIDERAÇÕES DE PROJETO DOS COMPONENTES DO SISTEMA .....	147



# SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	31
1.1 Introdução geral .....	31
1.2 Motivação e apresentação do problema .....	32
1.3 Revisão Bibliográfica .....	36
1.4 Contribuições da Tese .....	43
1.5 Organização da proposta de Tese .....	44
<b>2 DESCRIÇÃO E MODELAGEM DO SISTEMA</b> .....	45
2.1 Considerações iniciais .....	45
2.2 Descrição do sistema .....	47
2.3 Modelagem matemática do sistema .....	48
2.4 Discretização das plantas do sistema .....	54
2.5 Determinação das plantas do sistema .....	54
2.6 Resposta em frequência das plantas em malha aberta .....	55
2.7 Considerações parciais .....	56
<b>3 MÉTODO HÍBRIDO DE REGULAÇÃO DE TENSÃO</b> ...	59
3.1 Considerações iniciais .....	59
3.2 Apresentação do sistema de geração e regulação .....	59
3.3 Estrutura do sistema de controle .....	61
3.3.1 Sistema de controle da regulação de tensão .....	63
3.3.1.1 Sistema de controle do DSTATCOM .....	64
3.3.1.2 Controle da operação dos bancos de capacitores comutáveis .....	67
3.3.2 Controle de frequência .....	69
3.4 Projeto dos controladores do DSTATCOM .....	70
3.4.1 Projeto dos controladores das malhas internas de corrente .....	71
3.4.2 Projeto dos controladores das malhas externas de tensão .....	72
3.4.2.1 Controlador da tensão do barramento CA .....	73
3.4.2.2 Controlador da tensão do barramento CC .....	74
3.4.2.3 Controlador de desequilíbrios de tensão .....	75
3.5 Análise quanto à variações paramétricas .....	77
3.5.1 Análise do modelo da planta quanto à variação de carga .....	78
3.5.2 Análise do modelo da planta quanto à variação da capacitância de regulação .....	81
3.6 Resultados de simulação e experimentais .....	84
3.6.1 Resultados de simulação .....	84
3.6.2 Resultados experimentais .....	89
3.7 Considerações parciais .....	97

<b>4 CONTROLADOR RMRAC APLICADO À REGULAÇÃO DE TENSÃO</b> .....	99
4.1 Considerações Iniciais .....	99
4.2 Configuração do Sistema .....	100
4.3 Sistema de controle .....	100
4.4 Estrutura da planta .....	103
4.5 Estrutura do algoritmo de adaptação .....	105
4.6 Estimador baseado no método gradiente .....	107
4.7 Determinação da planta e do modelo de referência .....	108
4.8 Resultados de simulação e experimentais .....	109
4.8.1 Resultados de simulação .....	109
4.8.2 Resultados experimentais .....	114
4.9 Considerações parciais .....	116
<b>5 CONSIDERAÇÕES FINAIS</b> .....	119
5.1 Conclusão geral .....	119
5.2 Sugestões para trabalhos futuros .....	120
5.2.1 Publicações .....	121
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	123
<b>APÊNDICES</b> .....	131

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Introdução geral

Esta tese trata do desenvolvimento de uma nova topologia híbrida, que consiste no uso de elementos ativos e passivos, e métodos de controle aplicados na regulação de tensão e frequência de sistemas de geração isolados baseados em geradores de indução auto-excitados (GIAE). Geradores de indução (GI), quando considerados como elemento gerador de sistemas de geração isolados com carga variável, requerem regulação constante das variáveis de interesse, no caso a amplitude e frequência das tensões terminais. A regulação dessas variáveis depende unicamente da compensação de potência reativa e ativa do sistema, respectivamente. Em outras palavras, para manutenção dos valores nominais de amplitude das tensões terminais, deve-se garantir o equilíbrio entre a potência reativa demandada pelo gerador e cargas e a potência reativa fornecida por fontes externas. Da mesma forma, a regulação da frequência das tensões terminais no valor nominal é realizado a partir do equilíbrio entre a potência ativa gerada pelo GI e a potência ativa consumida pelas cargas. A técnica mais simples de regulação de tensão aplicada a GI, consiste na compensação de potência reativa a partir da conexão em paralelo de bancos de capacitores. Esta técnica, apesar de simples, não permite a regulação exata das tensões terminais em função dos valores fixos e graduais dos bancos de capacitores. Além disso, não permitem a compensação de desequilíbrios ou de harmônicos de corrente provenientes da carga (BANSAL, 2005), (CHAUHAN; JAIN; SINGH, 2010).

Por outro lado, compensadores síncronos estáticos de distribuição (DSTATCOM) podem ser empregados como compensadores de reativos variáveis. Essa técnica garante a regulação das tensões em todas as condições de carga, uma vez que compensa potência reativa de acordo com a demanda. Além disso, permite o controle sobre a fase, amplitude e forma das correntes de cada fase, o que possibilita a compensação de desequilíbrios e harmônicos das correntes de carga. Esta técnica, no entanto, apresenta uma desvantagem com relação à potência do conversor a ser empregado que deve ser próximo ao valor da potência nominal gerada pelo GI empregado (SINGH et al., 2006), (AHMED; NISHIDA; NAKAOKA, 2006). Para sistemas de microgeração, que são caracterizados por reduzida potência de geração ( $\leq 75$  kW), um DSTATCOM de potência equivalente à potência do GI pode representar um elevado custo, inviabilizando economicamente o sistema. A elevada potência do DSTATCOM exige também maiores esforços de controle, uma vez que a variação do ponto de operação se torna um problema para o desempenho de controladores de ganhos fixos.

Especial atenção também deve ser dada ao método de regulação de frequência do

sistema de geração, uma vez que afeta diretamente o comportamento do gerador e, conseqüentemente, interfere na definição e características de operação do sistema de regulação de tensão empregado.

A seguir, serão apresentadas as motivações para o desenvolvimento desta tese, seguido de uma revisão bibliográfica das principais topologias utilizadas na regulação da amplitude das tensões de GI empregados em sistemas de geração isolados. Serão discutidas também as principais topologias de regulação de frequência encontradas na literatura a fim de caracterizá-las, definindo sua influência sobre o sistema. Por fim, são apresentados os objetivos da tese e sua organização.

## 1.2 Motivação e apresentação do problema

A demanda de energia elétrica está diretamente relacionada ao crescimento populacional e econômico mundial. Países desenvolvidos e com maiores densidades populacionais, respondem conseqüentemente pelos maiores consumos de energia elétrica, a exemplo disso citam-se os países membros da Organização para a Cooperação e Desenvolvimento Econômico (OCDE) e China. Segundo dados apresentados em (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, 2013a), em 2011 a geração de energia em âmbito mundial alcançou a marca de 22.126 TWh, podendo este valor crescer ainda mais ao longo dos anos. Estima-se que em 2040 a demanda de energia elétrica no mundo será 80% maior do que em 2010, quando foram consumidos 21.431 TWh. Esta estimativa está baseada nas previsões de crescimento médio econômico mundial e principalmente populacional. Segundo dados da Organização das Nações Unidas (ONU) a população mundial passará dos atuais 7,2 bilhões para 9,6 bilhões de habitantes em 2050 (UNITED NATIONS - Department of Economic and Social Affairs, 2014).

No Brasil, segundo (EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA, 2013), no ano de 2012 o consumo final de energia elétrica foi de 498,4 TWh, um acréscimo de 3,8% em comparação com 2011, sendo 85% deste montante originado de fontes renováveis, dentre os quais 76,9% proveniente de geração hidráulica e o restante de outras fontes renováveis (biomassa, eólica, solar, etc).

A crescente demanda de energia elétrica está relacionada principalmente à mudança dos hábitos dos consumidores residenciais e ao crescimento industrial, e não propriamente ao maior atendimento de áreas e residências antes não atendidas. Segundo (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, 2013b), no mundo inteiro, 1,3 bilhão de pessoas não tem eletricidade em suas residências, das quais grande parte, senão a maioria, encontra-se em áreas remotas ou isoladas, desenvolvendo atividades relacionadas ao meio rural. Esta informação corrobora com a necessidade e previsão de muitos investimentos no setor nas próximas décadas, não apenas em termos de expansão de geração, mas também em

expansão de linhas de transmissão e pontos de atendimentos.

Por possuir um vasto território, constituído em sua maior parte por áreas rurais e além disso, apresentar áreas consideradas isoladas, como exemplo a floresta Amazônica, o Brasil enfrenta grandes desafios na expansão de sua malha de transmissão de energia elétrica e atendimento de regiões isoladas.

Como ação para esta questão, o Governo Federal instituiu, por meio do Decreto nº 4.873, de 11 de novembro de 2003, o Programa Nacional de Universalização do Acesso e Uso da Energia Elétrica, também conhecido como Programa Luz para Todos (PLpT), estabelecendo o prazo até 2008 para a universalização do atendimento elétrico da população do meio rural. Os prazos de implantação do PLpT foram estendidos em quatro oportunidades, através dos Decretos nº 6.442, nº 4.873, nº 7.520 e nº 8.387, de 25 de abril de 2008, 5 de outubro de 2010, 8 de julho de 2011 e 30 de dezembro de 2014, respectivamente, tendo o último ampliado o prazo para o ano de 2018. Estima-se que hoje o programa já tenha levado energia elétrica a mais de 14,4 milhões de moradores rurais de todo o país (MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA, 2014). No entanto, as ligações de energia elétrica foram realizadas essencialmente por extensão de rede convencional atendendo majoritariamente residências próximas a linhas de transmissão e de acesso facilitado.

Na Região Amazônica, fatores como longas distâncias, obstáculos naturais, dificuldades de acesso e baixa densidade populacional dificultam o atendimento de grande parte da população pelo sistema convencional de distribuição, em virtude de razões técnicas e econômicas. A Figura 1.1 mostra o horizonte da transmissão no período de 2007 a 2009 no Brasil (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, 2008). Observa-se que na maior parte da Região Amazônica não há abastecimento pelo sistema convencional de transmissão de energia elétrica. Nesta região o fornecimento de energia elétrica é realizado substancialmente através de sistemas isolados de geração, na sua grande maioria através de sistemas térmicos a diesel, conforme mostrado na Figura 1.2. Apesar de atenderem a demanda de energia da região, os sistemas térmicos a diesel, apresentam custos elevados associados à operação e manutenção e à logística de distribuição do combustível. A exemplo da Região Amazônica, muitas outras regiões no Mundo sofrem com as mesmas dificuldades de fornecimento de energia elétrica de qualidade.

Em vista dessas dificuldades, através do PLpT, o Governo Federal passou a incentivar o desenvolvimento e implantação de tecnologias de geração de pequeno porte, ou microgeração, para suprimento de energia elétrica de forma isolada, a partir de fontes renováveis de energia e recursos locais disponíveis de forma a prover a sustentabilidade (BARRETO et al., 2008). Também referenciado como um microaproveitamento elétrico (FARRET, 2010), uma microcentral ou microusina de geração é o conjunto de instalações necessárias para se produzir energia elétrica com potência limitada à 75 kW (Agência Nacional de Energia Elétrica, 2015).

Conforme (FARRET, 2010), as microcentrais são praticamente livres de normas



Figura 1.1 – Sistema nacional de transmissão de energia elétrica. Fonte (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, 2008)



Figura 1.2 – Sistemas isolados de geração de energia na Região Amazônica. Fonte (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, 2008)

legais. Quando conectadas ao sistema de potência, as suas condições de operação são regulamentadas pela resolução normativa dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) (Agência Nacional de Energia Elétrica, 2014). No entanto para sistemas isolados, não existem normas que definam parâmetros de qualidade da energia elétrica gerada, sendo estes parâmetros estabelecidos pela exigência das cargas conectadas ao sistema.

Sabe-se também que as microcentrais têm forte dependência em relação às cargas as quais estão conectadas para seus controles de tensão e frequência, exigindo, consequentemente, esforços extras de regulação. Para sistemas de geração isolados, onde a questão é autoprodução de energia para consumo individual, ou no máximo coletivo, as cargas desempenham papel ainda mais determinante no controle de tensão e frequência.

Voltando ao exemplo da Amazônia, em (LASCIO; BARRETO, 2009) é apresentado um resumo do panorama da eletrificação da Amazônia rural, discutindo a viabilidade dos diferentes tipos de energia para o PLpT, considerando o nível de investimento em energias renováveis. São abordados os pequenos aproveitamentos hidroelétricos, a energia eólica, a energia solar fotovoltaica, a gaseificação de biomassa sólida e principalmente os biocombustíveis. Neste estudo, é constatada a importância da microgeração, em especial na forma isolada, para a solução dos problemas de atendimento de energia elétrica encontrados. Em contrapartida, apesar da existência de técnicas já bem consolidadas, fica evidente a necessidade de estudos e desenvolvimentos complementares no que tange ao controle de tensão e frequência de tais sistemas, decorrente principalmente da variedade de cargas a que tais sistemas podem ser submetidos.

Motivada pelo panorama estabelecido, a presente tese apresenta uma nova topologia de regulação de tensão para sistemas isolados de microgeração de energia elétrica baseados no emprego de gerador de indução auto-excitado. Tal topologia objetiva oferecer adequada regulação com redução da potência processada pelo sistema de regulação, tornando sua aplicação mais viável econômica e tecnicamente à realidade de consumo.

### 1.3 Revisão Bibliográfica

Sistemas de geração isolados caracterizam-se como uma forma de geração distribuída, uma vez que propõem a geração de energia elétrica aproveitando as potencialidades locais. No entanto, diferem-se da geração distribuída propriamente dita uma vez que não há conexão com o sistema elétrico de distribuição. Caracterizam-se portanto, como sistemas independentes de geração para suprimento de cargas locais, podendo fazer parte de uma microrrede de distribuição ou não.

As formas de geração apontadas como solução para o suprimento de energia elétrica em áreas isoladas são, com exceção dos sistemas solares fotovoltaicos, dependentes de

geradores elétricos. Dentre as tecnologias de geradores elétricos existentes e usualmente aplicados em sistemas de geração distribuída, o gerador assíncrono, também conhecido como gerador de indução (GI), apresenta características relevantes para sistemas de geração aplicados em locais isolados. O gerador de indução gaiola de esquilo com capacitor de excitação, usualmente chamado de gerador de indução auto-excitado (GIAE), apresenta características como robustez construtiva, auto-proteção contra curto-circuitos e, para reduzidas potências, menor custo comparado a outros tipos de geradores. Ainda, em relação ao convencional gerador síncrono, o GIAE oferece vantagens como inexistência de escovas e reduzida manutenção (SINGH et al., 2012), (FARRET, 2010), (MARRA; POMILIO, 2000), (YOUSSEF et al., 2008), (CHAPALLAZ et al., 1992), (CHEN; HSU, 2006).

Por outro lado, a tensão e frequência nos terminais GIAE variam com a conexão e desconexão de cargas aos seus terminais, bem como com a variação da velocidade de acionamento, requerendo portanto, esforços extras na regulação destas variáveis (SIMOES; FARRET, 2008).

As topologias empregadas na regulação de tensão de GIAE são baseadas no princípio da compensação de potência reativa demandada pelo sistema de geração, o que inclui GI e cargas. Em (CHAUHAN; JAIN; SINGH, 2010) é apresentada uma revisão sobre tais topologias, classificando-as conforme exposto na Figura 1.3.

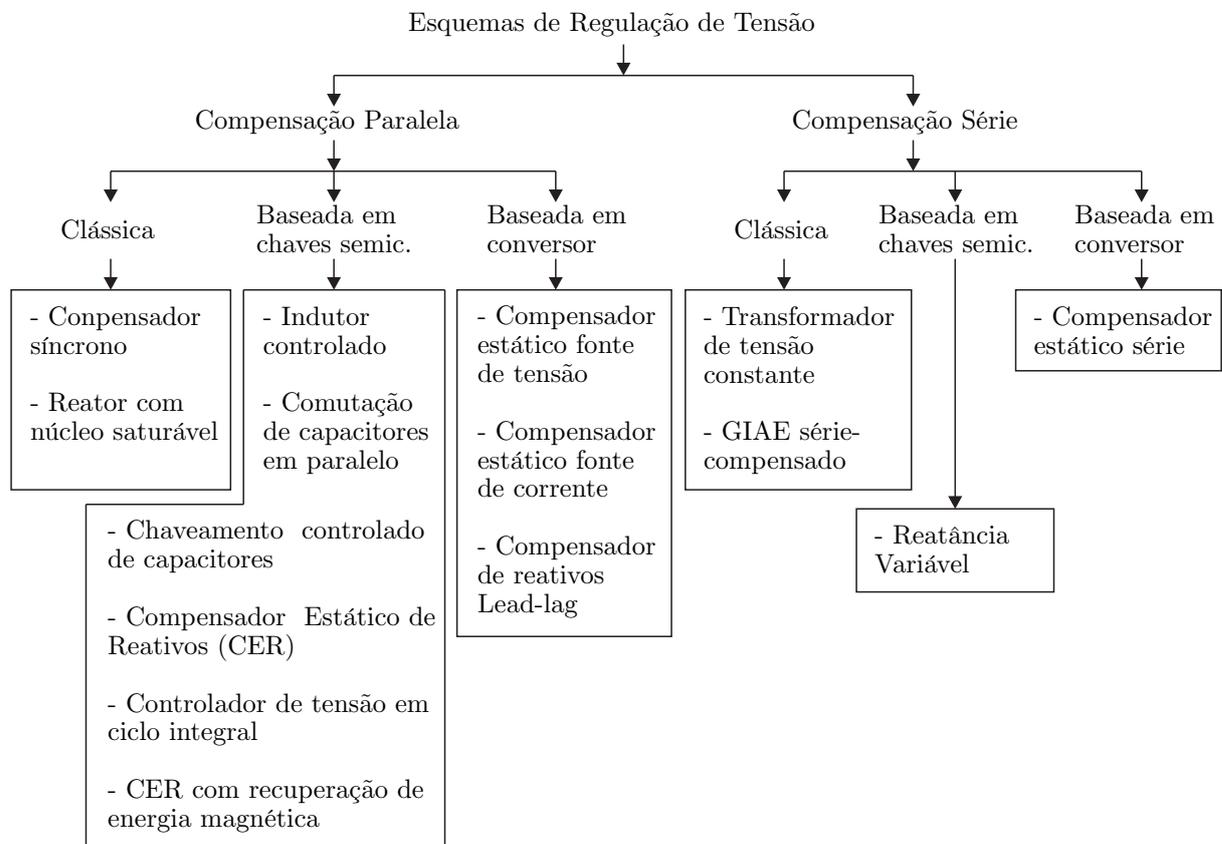


Figura 1.3 – Classificação das topologias de regulação de tensão aplicados a GIAE. Fonte (CHAUHAN; JAIN; SINGH, 2010)

As topologias que empregam compensação série, possuem aplicação restrita a sistemas com fonte primária intermitente ou com velocidade variável não-controlada, uma vez que se utilizam de conversores plenos ou elementos que processem toda a energia gerada, sendo usuais em sistemas eólicos de potência limitada. Por outro lado, a compensação paralela tem maior aplicação em sistemas com fonte primária com velocidade fixa ou controlada, como o caso de microcentrais hidrelétricas e geradores a combustão. Nesta, o sistema processa apenas a parte da potência reativa requerida para regulação das tensões do PCC.

Dentre as topologias apresentadas para compensação paralela, duas topologias distintas recebem destaque na regulação de tensão de GIAE: as que utilizam elementos reativos fixos comutados ao barramento, caracterizados como compensadores estáticos de reativos (CER); e as que se baseiam em conversores estáticos, sejam do tipo fonte de tensão ou fonte de corrente (CHAUHAN; JAIN; SINGH, 2010), a partir dos quais são injetadas correntes defasadas no barramento de acordo com a demanda do GI e cargas.

A simples conexão de elementos reativos, sejam eles capacitivos ou indutivos, fornecem a potência reativa requerida para magnetização do GI e manutenção das tensões terminais. Essa técnica, talvez a primeira e mais simples já empregada, conforme (QUISPE; ARIAS; QUINTERO, 1997), (AL-SAFFAR; NHO; LIPO, 1998), (SUBRAMANIAN; SABBERWAL, 2014) e (AHMED et al., 2004), representa uma solução atrativa para sistemas isolados de baixa potência devido ao seu reduzido custo. No entanto, sendo a regulação realizada pela conexão de elementos reativos com valores fixos, a regulação da amplitude das tensões pode não ser adequada, se tomada por base as definições do PRODIST (Agência Nacional de Energia Elétrica, 2014), limitando sua aplicação a sistema com cargas de características previamente conhecidas. Além disso, tais topologias não garantem a compensação de desequilíbrios entre as fases ou harmônicos de corrente proveniente de cargas com características não-lineares. A utilização associada com elementos variáveis, pode garantir melhor regulação da amplitude das tensões (RAI et al., 1993), porém, ainda assim não oferecem as demais compensações necessárias (IBRAHIM; LEIDHOLD, 2015). Como exemplo desta topologia, as Figuras 1.4 e 1.5 apresentam exemplos distintos empregando elementos reativos. O sistema de regulação apresentado na Figura 1.4 considera a comutação de bancos de capacitores, projetados de forma a estabelecer uma compensação de potência reativa em progressão geométrica. A Figura 1.5, por outro lado, considera a comutação de bancos de capacitores projetados para as condições extremas de carga do sistema, sendo a regulação contínua de tensão realizada por um indutor controlado através do ângulo de disparo das chaves de um retificador trifásico controlado.

Dentre as topologias que empregam conversores estáticos, a que emprega um compensador síncrono estático de distribuição (DSTATCOM) conectado em paralelo ao barramento CA pode ser identificada como a que oferece melhor regulação e flexibilidade de

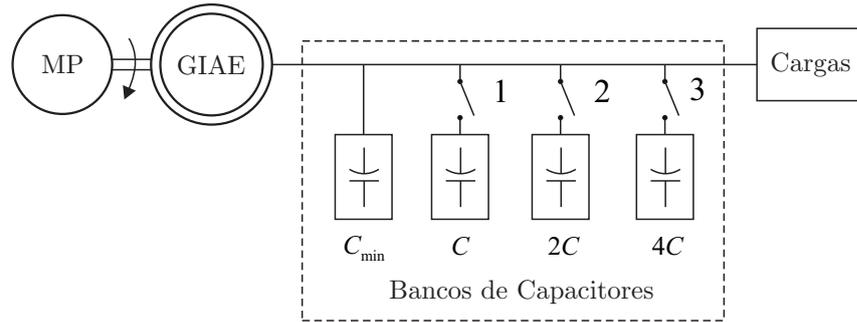


Figura 1.4 – Esquema de regulação de tensão baseado em comutação de capacitores em paralelo. Fonte (CHAUHAN; JAIN; SINGH, 2010)

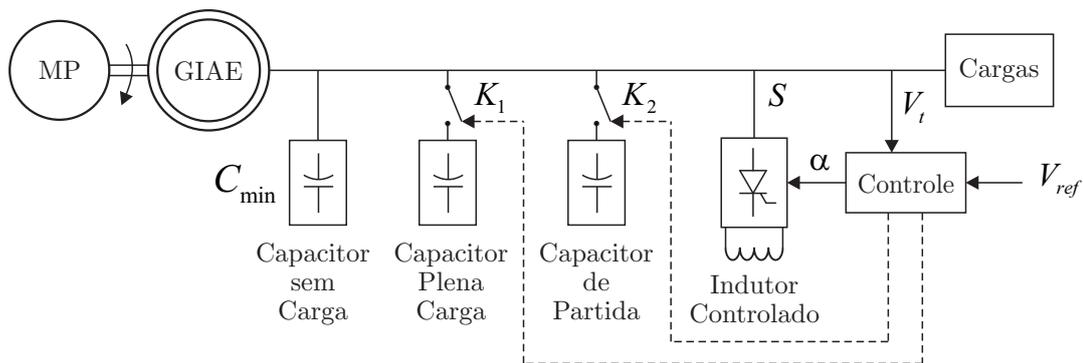


Figura 1.5 – Esquema de regulação de tensão baseado em indutor controlado por chave semicondutora. Fonte (CHAUHAN; JAIN; SINGH, 2010)

controle (BARRADO; GRINO; VALDERRAMA, 2007), (ENDERLE et al., 2012), (KASAL; SINGH, 2008), (MARRA; POMILIO, 2000), (SINGH; MURTHY; GUPTA, 2006), (YOUSSEF et al., 2008), (BOUZID et al., 2015), (CHILIPI; SINGH; MURTHY, 2014). O DSTATCOM realiza a regulação das tensões do barramento CA através da compensação da potência reativa demandada pelo sistema, seja para a excitação do gerador ou para suprimento de carga reativa (CAMARGO et al., 2009), (GUOWEI et al., 2009), (BJORNSTEDT; SAMUELSSON, 2008). Para tanto, correntes são processadas pelo DSTATCOM, a partir de um determinado sistema de controle, e injetadas no barramento. As correntes processadas pelo DSTATCOM podem ser controladas em fase, amplitude e forma, independentemente em cada fase. Assim, permitem a compensação de reativos, desequilíbrios e harmônicos de corrente provenientes da carga aplicada. Esta característica do DSTATCOM, permitindo o controle integral sobre as correntes processadas, representa um grande atrativo à sua aplicação devido as características das cargas e dos sistemas de geração isolados, tornando-a a topologia mais estudada na atualidade (DEMPC; CHRZAN, 2015), (KASPROWICZ; TOMCZUK, 2015), (SALIMIKORDKANDI; SÜRGEVIL, 2014), (CHAUHAN; CHATTERJEE, 2011), (KARTHIKEYAN et al., 2011), (AHMED; NISHIDA; NAKAOKA, 2007).

Sistemas de geração isolados tem como público alvo consumidores residenciais localizados em áreas rurais. Pode-se citar como exemplos agricultores, extrativistas, reservas

indígenas e comunidades ribeirinhas. É esperado, portanto, que as cargas aplicadas aos sistemas isolados tenham características basicamente residenciais, tais como:

- Cargas monofásicas resistivas referentes à iluminação incandescente;
- Cargas monofásicas resistivas indutivas referentes a motores monofásicos e iluminação fluorescente;
- Cargas monofásicas não-lineares referentes a equipamentos eletrônicos diversos;
- Cargas trifásicas equilibradas e lineares referentes a motores trifásicos.

Os sistemas de geração trifásicos a três fios impõem limitações quanto a conexão de alguns tipos de cargas, decorrente principalmente das tensões de fornecimento. A inexistência do condutor neutro, e conseqüentemente de tensões de fase, restringe a conexão de cargas a uma única tensão e impede a conexão de cargas a quatro fios, como é o caso de alguns motores elétricos trifásicos. Em (CHAUHAN; JAIN; SINGH, 2010) é apresentada uma classificação das cargas aplicáveis à sistemas de geração baseados em GIAE, conforme Figura 1.6.

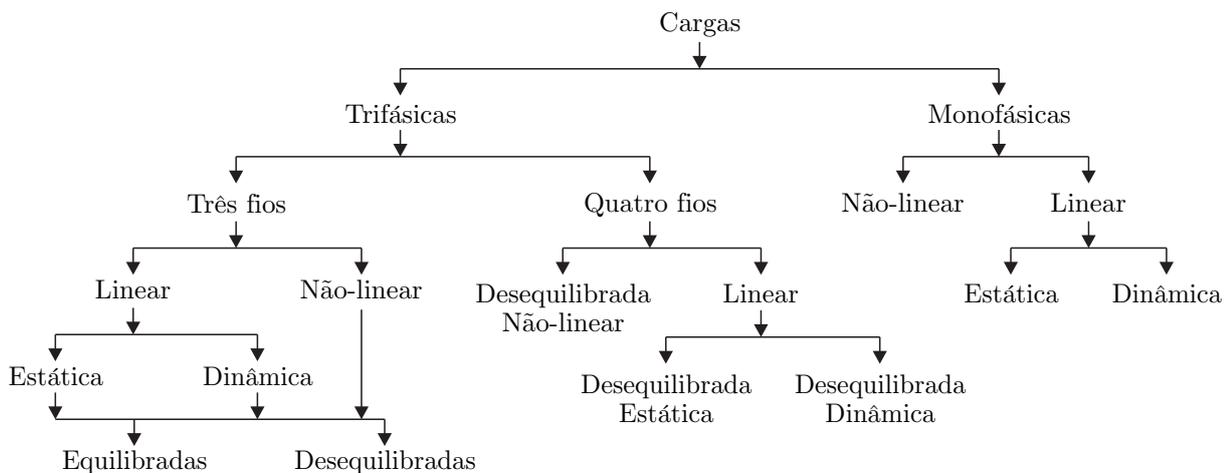


Figura 1.6 – Classificação de cargas aplicáveis à sistemas de geração baseados em GIAE.

Sistemas de geração trifásicos a quatro fios se aproximam da configuração das redes de distribuição convencionais, oferecendo condutor de neutro e dupla tensão, de linha e fase, permitindo, portanto, a conexão de todos os tipos de carga. As topologias de regulação de tensão e frequência para sistemas a quatro fios não divergem muito das topologias de regulação para sistemas a três fios, obedecendo à mesma classificação apresentada por (CHAUHAN; JAIN; SINGH, 2010).

Com relação à topologia empregando DSTATCOM, no caso de sistemas de geração trifásicos a quatro fios, duas configurações para o conversor são mais empregadas: uma constituída de quatro braços chaveados (SINGH; KASAL, 2006a), (SINGH; KASAL, 2006b), (KASAL; SINGH, 2008), (VERMA; PANT; SINGH, 2010) e (SINGH et al.,

2008a), conforme Figura 1.7; e outra de três braços chaveados e um quarto braço adicional originado a partir do ponto central do barramento CC do DSTATCOM (BARRADO; GRINO, 2006), (BARRADO; GRINO; VALDERRAMA, 2007), (BARRADO; GRINO; VALDERRAMA-BLAVI, 2010), conforme Figura 1.8.

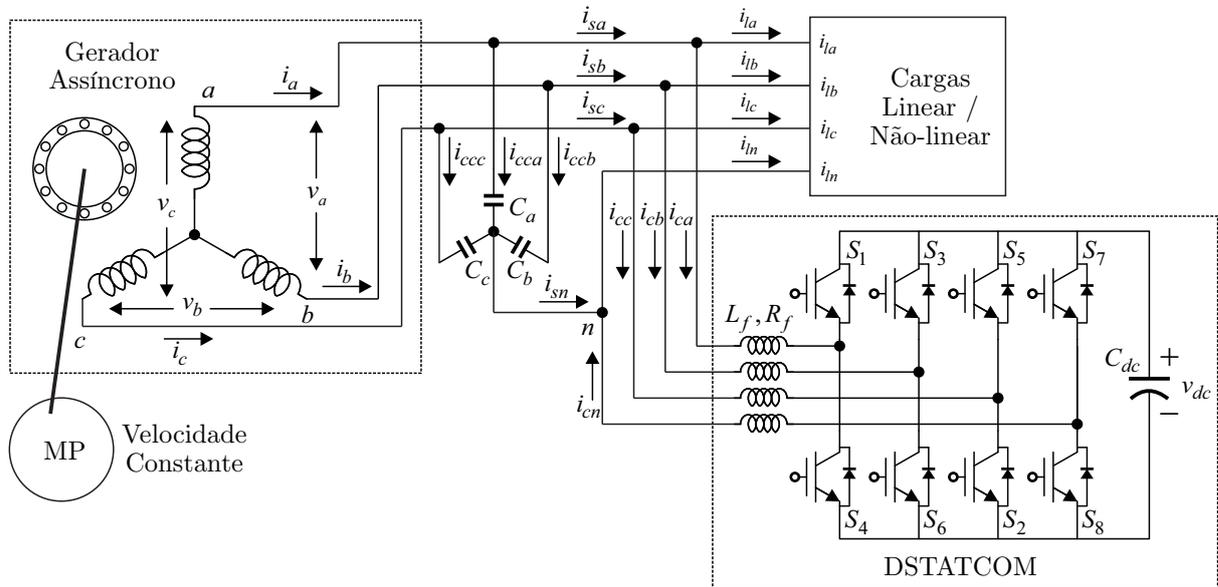


Figura 1.7 – Topologia de regulação de tensão com DSTATCOM com quatro braços chaveados (SINGH; KASAL, 2006a).

Além das vantagens do DSTATCOM quanto à compensação de correntes do sistema, através dele ainda pode ser realizado o controle de frequência do sistema, a partir da conexão e controle de carga auxiliar ao seu barramento CC (BARRADO; GRINO, 2006), (SINGH; KASAL, 2006b), (RAJAGOPAL; SINGH; KASAL, 2011), (BARRADO; GRINO; VALDERRAMA-BLAVI, 2010), (CHILUPI et al., 2014) ou mesmo a conexão de fontes secundárias de potência ou bancos de baterias diretamente ao seu barramento CC (SINGH et al., 2008a), (BARRADO; GRINO; VALDERRAMA-BLAVI, 2010).

Apesar das vantagens oferecidas pelo emprego do DSTATCOM, este método de regulação eleva o custo do sistema podendo inviabilizar o projeto, uma vez que o DSTATCOM deve ser de potência próxima à potência nominal instalada, dependendo das funções associadas e da característica da carga.

Em (SINGH et al., 2006) é apresentado um método para redução da potência nominal do DSTATCOM, no qual é considerada a conexão de capacitores em série com os terminais do GIAE. A redução da potência processada pelo DSTATCOM é da ordem de 30 %, permitindo assim, a utilização de um conversor de menor potência e preço.

Em termos de regulação de frequência das tensões terminais do GI, dois cenários diferentes referentes à máquina primária (MP) devem ser considerados, segundo (BANSAL, 2005): velocidade constante - frequência constante (VCFC); e velocidade variável - frequência constante (VVFC). O primeiro caso considera o ajuste constante da veloci-

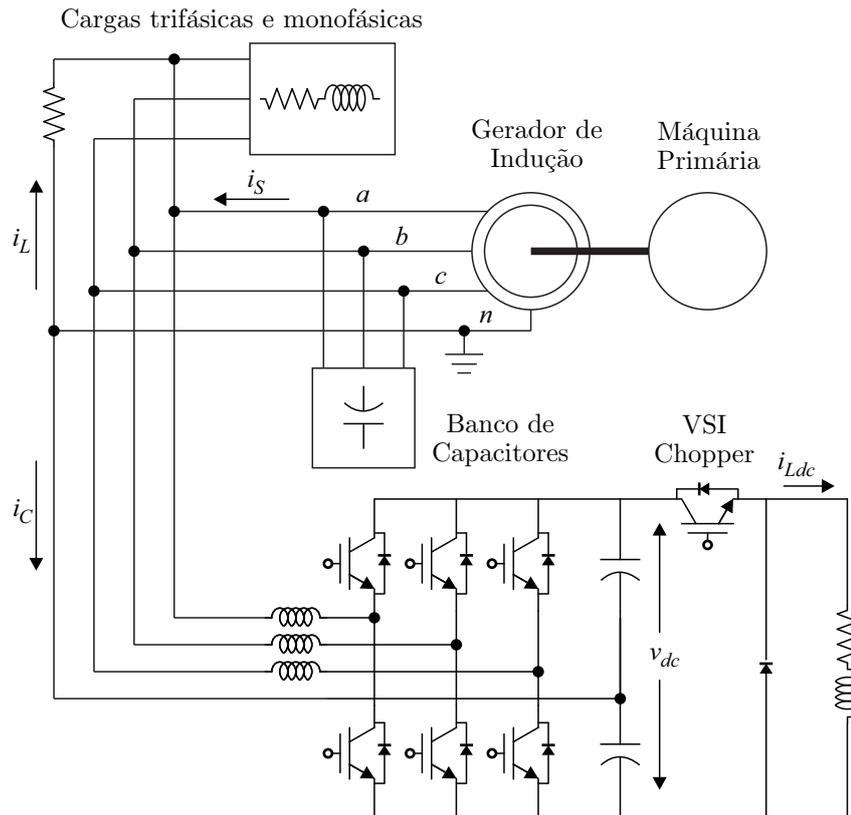


Figura 1.8 – Topologia de regulação de tensão com DSTATCOM com quarto braço derivado de ponto central do barramento CC (BARRADO; GRINO, 2006).

dade da máquina primária, realizado através de um controlador de velocidade. Assim, a potência gerada é ajustada à carga aplicada de forma a manter o balanço entre geração e consumo de potência ativa. Esta situação é encontrada em estações de geração a diesel, ou sistemas dependentes de injeção de combustível, e estações de geração hídrica com potências superiores a 100 kW, caracterizadas como minigeração.

Por outro lado, o segundo caso considera a geração de potência constante, independentemente da potência demandada pelas cargas. Assim, a MP impõe uma velocidade constante, acima da velocidade síncrona do gerador, e a regulação de frequência é realizada a partir do controle da potência consumida. Este controle é realizado através de uma carga auxiliar, a qual é controlada de forma a consumir toda a potência excedente, independentemente da carga conectada ao barramento. Esse método é conhecido na literatura como controle eletrônico de carga (ELC) (RAJAGOPAL; SINGH; KASAL, 2011), (CHILIPI et al., 2014), (BARRADO; GRINO; VALDERRAMA-BLAVI, 2010). Este método é usualmente empregado em sistemas de microgeração hídrica, uma vez que estas plantas geralmente são à fio d'água, ou seja, não apresentam reservatório de água, tendo vazão d'água constante. Nesta situação, o emprego de controladores de vazão representam um custo elevado e sua dinâmica mecânica lenta limitariam a velocidade de regulação de frequência durante transitórios de carga (CHILIPI et al., 2014), (SINGH et al., 2014).

O ELC pode ser empregado em duas configurações distintas: conectado ao barra-

mento CC do DSTATCOM (BARRADO; GRINO, 2006), (SINGH; KASAL, 2006b), (RAJAGOPAL; SINGH; KASAL, 2011), (BARRADO; GRINO; VALDERRAMA-BLAVI, 2010), (CHILUPI et al., 2014), ou conectado ao barramento CA do sistema, ou ponto de conexão comum (PCC) (KASAL; SINGH, 2008), (SINGH et al., 2014). Em ambas as configurações, o ELC desempenha a mesma função, apenas variando a forma através do qual processa a energia.

#### 1.4 Contribuições da Tese

Mediante o exposto, esta tese propõe o desenvolvimento de uma nova topologia de regulação de tensão e frequência de sistemas de microgeração isolados empregando GI. O estudo considera um sistema trifásico a quatro fios, composto por GIAE, sistema de regulação de frequência, sistema de regulação de tensão e cargas. A nova topologia híbrida proposta é composta por bancos de capacitores comutáveis e um DSTATCOM, composto por conversor de 4 braços, conectado em paralelo ao PCC.

Como resultado esperado deste trabalho, têm-se a regulação das variáveis do sistema, amplitude e frequência das tensões terminais, com efetiva redução da potência processada pelo DSTATCOM. Para isso é considerado o controle de comutação de bancos de capacitores para compensação de reativos e o emprego de ELC diretamente ao barramento CA para compensação de ativos do sistema, ambos em paralelo ao DSTATCOM.

As principais contribuições desta tese são:

- (i) Desenvolver a modelagem do sistema elétrico resultante da nova topologia híbrida considerada;
- (ii) Propor uma estrutura de controle que garanta a regulação das variáveis do sistema mediante a aplicação de cargas diversas, com redução da potência processada pelo DSTATCOM;
- (iii) Propor um sistema de controle para o DSTATCOM que promova a compensação de desequilíbrios e harmônicos de corrente provenientes da carga;
- (iv) Garantir condição nominal de operação ao GI a partir da manutenção de tensões e correntes senoidais em seus terminais;
- (v) Validar o estudo, a análise e projeto realizados mediante resultados de simulação e resultados experimentais.

## 1.5 Organização da proposta de Tese

A proposta dessa Tese segue a organização descrita abaixo:

No Capítulo 2 é apresentado o sistema de geração a partir do qual é desenvolvida a topologia híbrida de regulação de tensão proposta. O conhecimento do sistema permite a modelagem matemática em coordenadas  $abc$ , a partir do qual são obtidas as equações em espaço de estados em coordenadas  $dq0$ . Ao final é apresentado o método de discretização utilizado para obtenção das plantas de interesse em tempo discreto. Por fim são definidas as plantas numéricas, considerando os parâmetros reais do sistema, conforme Apêndice B, seguido da análise do efeito da discretização sobre a resposta das plantas.

O Capítulo 3 descreve a topologia híbrida de regulação de tensão proposta, apresentando com detalhes os componentes do sistema de geração, bem como a estrutura de controle utilizada. Na sequência são desenvolvidos os projetos dos controladores empregados nas malhas de controle do DSTATCOM. Considerando as plantas do sistema, é realizada uma análise de comportamento quanto à possíveis variações paramétricas relativas à operação do sistema. Ao final são apresentados os resultados relativos à simulação e desenvolvimento experimental do sistema de geração utilizando a topologia híbrida de regulação.

O Capítulo 4 apresenta uma alternativa ao controle do DSTATCOM a partir do emprego do controlador adaptativo robusto por modelo de referência. A utilização de tal controlador oferece robustez ao sistema frente a condições de variações paramétricas extremas, conforme descrito na análise apresentada no Capítulo 3. É apresentada a estrutura do controlador e descrito o seu desenvolvimento a fim de permitir a compreensão da técnica. A análise do controlador e de sua aplicação na regulação de tensão de sistema baseados em GI é realizada através de resultados de simulação e experimentais apresentados ao final do capítulo

O Capítulo 5 apresenta as considerações finais da tese, discutindo os resultados e as contribuições científicas obtidas. Ao final, com o objetivo de dar continuidade ao trabalho aqui desenvolvido e estender a análise sobre o tema, são apresentadas algumas sugestões para trabalhos futuros.

## 2 DESCRIÇÃO E MODELAGEM DO SISTEMA

### 2.1 Considerações iniciais

O emprego de gerador assíncrono em sistemas isolados de geração apresenta vantagens técnicas e econômicas, já discutidas neste trabalho, que favorecem a escolha por este tipo de tecnologia principalmente para sistemas de baixa potência. No entanto, nessas condições de operação, o GI é submetido a condições diversas de cargas, para as quais exigirá valores também diversos de potência reativa para manutenção do seu magnetismo e das tensões terminais a níveis constantes e pré-determinados. Ocorrendo a variação da potência ativa demandada pela carga, a potência reativa requerida pelo gerador, para a manutenção do seu magnetismo e das tensões terminais, também varia. Não havendo o suprimento instantâneo da exata potência reativa demandada pelo gerador, a sub ou sobre-excitação da máquina levará à operação fora da linha de tensão constante, podendo levar a desexcitação da máquina.

O processo de regulação das tensões terminais pode ser melhor compreendido a partir da Figura 2.1. Na figura são representadas diferentes curvas magnetizantes de um GI, adjacentes umas às outras, relativas às diferentes condições de carga do GI. As linhas divergentes do ponto zero de corrente e tensão representam o comportamento reativo de diferentes capacitâncias (fontes de potência reativa capacitiva) aplicadas aos terminais do GI.

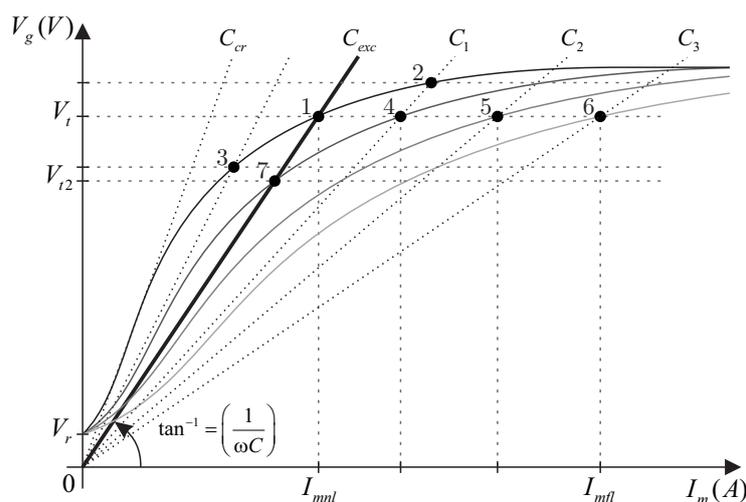


Figura 2.1 – Processo de regulação das tensões do GI a partir do fornecimento de potência reativa.

Analisando a Figura 2.1, pode-se identificar diferentes condições de regulação de tensão do GI mediante a compensação de potência reativa. O ponto 1 apresenta a condição

de operação do gerador em condição a vazio. O GI demanda uma corrente de magnetização  $I_{mnl}$ , a qual é fornecida pela fonte de potência reativa, garantindo a regulação da tensão em  $V_t$ . O fornecimento de potência reativa excedente (ponto 2) ou insuficiente (ponto 3), eleva ou rebaixa a tensão, respectivamente, a níveis diferentes de  $V_t$ , caracterizando a não regulação das tensões terminais do GI. A aplicação de carga aos terminais do GI, altera a curva de magnetização uma vez que aumenta o torque resistente do gerador, aumentando o escorregamento da máquina, reduzindo a frequência estatórica (CHAPALLAZ et al., 1992). Para manutenção das tensões terminais, é requerido, portanto, maiores valores de corrente de magnetização que devem ser fornecidas a partir de fontes de potência reativa com valores específicos, no caso as capacitâncias  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$ , para garantir a manutenção do valor das tensões terminais (pontos 4, 5 e 6). Não ocorrendo essa compensação, ou seja, mantendo-se inalterada a fonte de potência reativa, o valor das tensões terminais decairá até o novo ponto de intersecção ( $V_{t2}$ ) entre a curva de magnetização e a linha de reatância da fonte externa de potência reativa (ponto 7). Um novo aumento da carga aplicada ao GI com a manutenção do valor da reatância aplicada aos terminais da máquina, pode levar ao não cruzamento entre a curva de magnetização e a linha de reatância, provocando assim a desexcitação do GI (DALEI; MOHANTY, 2014).

Em um sistema de geração isolado, deve-se, portanto, garantir o suprimento mínimo de potência reativa requerido pelo gerador, além da potência reativa que por ventura venha a ser requerida pela carga. Um valor mínimo de potência reativa, denominada capacitância crítica  $C_{cr}$ , garante a excitação do GI, mas não a regulação das tensões terminais, uma vez que a curva magnetizante do GI depende da carga aplicada aos seus terminais. Além disso, desequilíbrios negativos e positivos de potência reativa causam, respectivamente, tensões terminais abaixo e acima da tensão nominal do gerador (IBRAHIM; LEIDHOLD, 2015), (SWAIN; SENAPATI, 2014).

A manutenção dos valores nominais de amplitude e frequência das tensões terminais de um sistema isolado de geração com GI, exige portanto, ações de controle do balanço de potência reativa e ativa do sistema, de forma a garantir o equilíbrio entre demanda e geração.

Neste capítulo é apresentada a nova topologia híbrida de regulação de tensão do sistema de geração, a partir da qual é realizada a modelagem da planta.

A modelagem matemática objetiva determinar o comportamento do sistema e sua representação a partir de equações matemáticas. Uma adequada modelagem da planta é importante visto que, a partir das equações obtidas, são traçadas as estratégias de controle responsáveis pela regulação das variáveis de interesse. Um sistema de geração típico, constituído de elementos de geração, consumo e regulação de potência, apresenta características diversas, podendo muitas vezes ser de complexa modelagem. Comportamentos dinâmicos provenientes da máquina primária, gerador elétrico, cargas e elementos de regulação são esperados e não devem ser omitidos da modelagem sem prévia análise

da interferência destes no desempenho do sistema. Cabe, portanto, uma análise criteriosa das características da planta em condições diversas de operação, a partir da qual deve-se buscar modelos matemáticos simplificados que facilitem o desenvolvimento do projeto dos controladores.

## 2.2 Descrição do sistema

A Figura 2.2 apresenta o diagrama simplificado do sistema proposto como uma nova topologia de controle aplicada à regulação das tensões geradas por GIAE em sistemas de microgeração de energia elétrica. O diagrama representa um sistema completo de microgeração de energia, sendo composto por um barramento trifásico a quatro fios no qual estão conectados o GI a três fios (terminal de neutro inacessível), o banco de capacitores de excitação e bancos de capacitores de regulação em configuração estrela, além do DSTATCOM de 4 braços conectado através de um filtro indutivo. Conforme apresenta o diagrama, o GIAE é acoplado a uma máquina primária não controlada que fornece velocidade e torque constante. O sistema de microgeração inclui ainda uma carga eletrônica cujo controle permite a regulação da frequência das tensões geradas

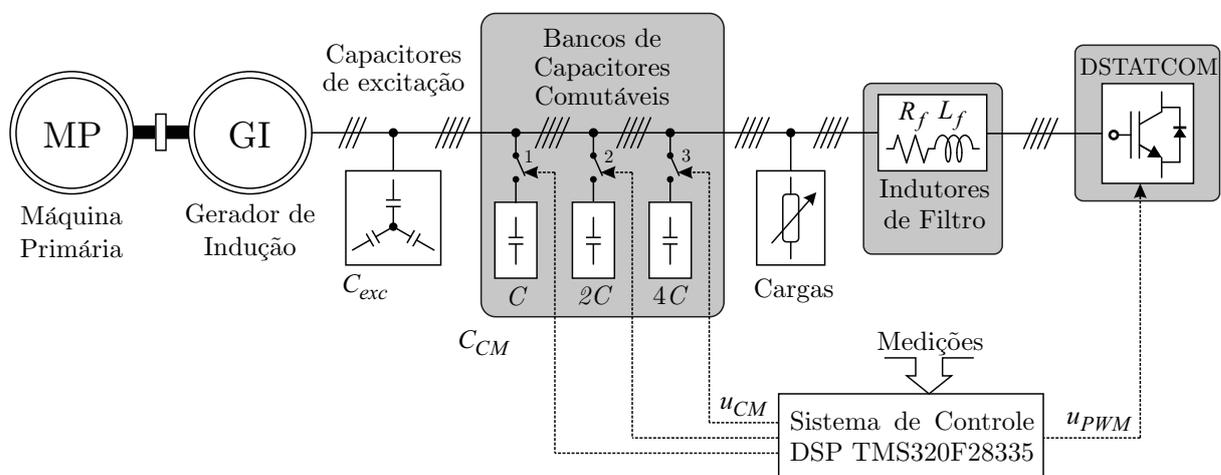


Figura 2.2 – Diagrama simplificado do sistema de geração proposto.

A seguir é descrito o equacionamento considerado para obtenção do modelo matemático do sistema elétrico proposto, a partir do qual são determinadas as funções de transferência que descrevem o comportamento do sistema. É realizada também uma análise da influência das variações paramétricas, decorrentes do sistema de regulação híbrido e conexão de cargas, no comportamento das funções de transferências pertinentes ao projeto dos controladores.

### 2.3 Modelagem matemática do sistema

O modelo matemático do sistema proposto é obtido com base em seu circuito elétrico equivalente, sendo este apresentado na Figura 2.3.

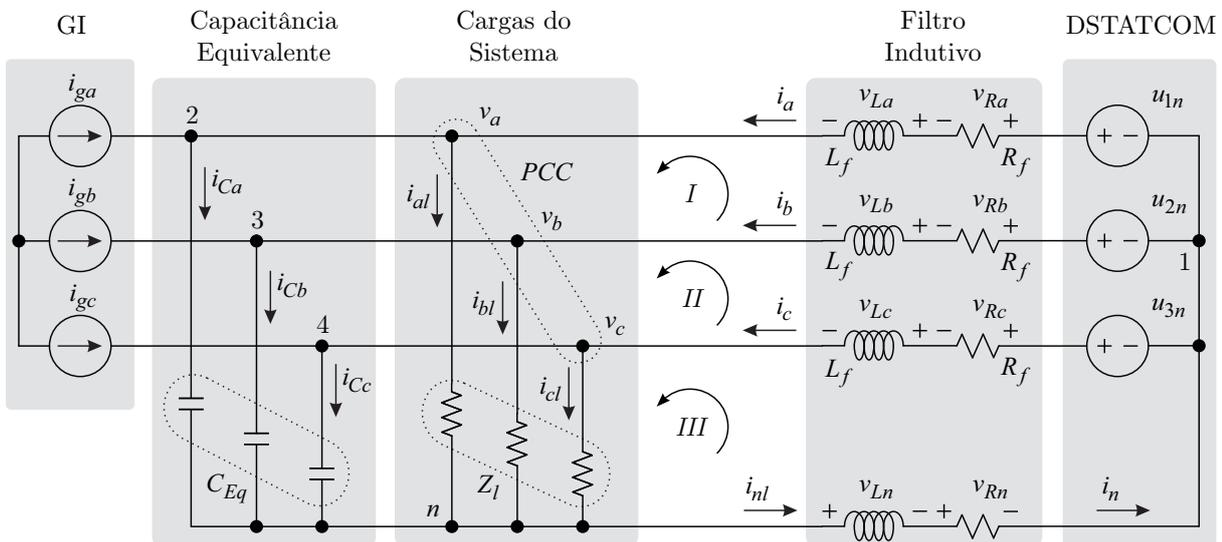


Figura 2.3 – Circuito equivalente do sistema elétrico considerado para a modelagem matemática.

No circuito apresentado são considerados todos os elementos do sistema proposto, sendo eles o GI, banco de capacitores de excitação, bancos de capacitores de regulação, DSTATCOM e indutores de filtro. Para a obtenção do circuito elétrico equivalente, entretanto, algumas hipóteses simplificadoras são adotadas:

- O gerador de indução é considerado uma fonte de corrente ideal, equilibrada e sem distúrbios;
- O capacitor do barramento CC do DSTATCOM é considerado uma fonte de tensão ideal;
- As indutâncias do filtro de saída do inversor são idênticas e de mesmo valor;
- A capacitância  $C_{Eq}$  contempla a capacitância referente aos capacitores de excitação e aos capacitores de regulação;
- A impedância  $Z_l$  refere-se à carga aplicada, incluindo o ELC.

Conforme descrito na seção anterior, o sistema de geração proposto considera uma máquina primária não controlada e com velocidade constante. Desta forma, o gerador de indução opera com regime constante, gerando potência nominal. Considerando tensão regulada e constante no PCC, o gerador pode ser considerado uma fonte de corrente

constante em regime permanente. Esta simplificação adotada desconsidera a dinâmica do gerador em regime transitório, porém, simplifica a modelagem do sistema como um todo.

Uma vez que a tensão no barramento CC do DSTATCOM é mantida aproximadamente constante em regime permanente, para efeito de simplificação da modelagem, pode-se considerá-la uma fonte de tensão constante.

A potência consumida no PCC deve ser mantida constante e igual à potência gerada para manutenção do balanço de potência ativa no sistema, e conseqüentemente da frequência das tensões geradas. Esta carga, que inclui a carga aplicada e o ELC, é representada pela impedância  $Z_l$ .

Aplicando a lei de *Kirchhoff* das tensões nas malhas I e II e III da Figura 2.3, obtêm-se as seguintes equações:

$$-u_{1n} + v_{La} + v_{Ra} + v_a - v_b - v_{Rb} - v_{Lb} + u_{2n} = 0 \quad (2.1)$$

$$-u_{2n} + v_{Lb} + v_{Rb} + v_b - v_c - v_{Rc} - v_{Lc} + u_{3n} = 0 \quad (2.2)$$

$$-u_{3n} + v_{Lc} + v_{Rc} + v_c + v_{Rn} + v_{Ln} = 0 \quad (2.3)$$

Pelas leis de *Kirchhoff* das correntes no nó 1 tem-se:

$$i_a + i_b + i_c = i_n \quad (2.4)$$

Portanto, pode-se afirmar que:

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} = \frac{di_n}{dt} \quad (2.5)$$

Assumindo que as resistências  $R_f$  e indutâncias  $L_f$  do filtro são idênticas, e sendo a queda de tensão sobre estas definidas por:

$$v_{Rx} = R_f i_x, \quad (2.6)$$

$$v_{Lx} = L_f \frac{di_x}{dt}, \quad (2.7)$$

onde  $x$  representa o sistema de coordenadas  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $n$ .

A partir das equações (2.4) e (2.5), e assumindo as relações apresentadas em (2.6) e (2.7), obtêm-se:

$$v_{Ra} + v_{Rb} + v_{Rc} = v_{Rn} \quad (2.8)$$

$$v_{La} + v_{Lb} + v_{Lc} = v_{Ln} \quad (2.9)$$

Utilizando as equações (2.8) e (2.9), pode-se reescrever as equações (2.1), (2.2) e

(2.3) na forma matricial, obtendo-se a seguinte representação:

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1n} - v_a \\ u_{2n} - v_b \\ u_{3n} - v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Ra} + v_{La} \\ v_{Rb} + v_{Lb} \\ v_{Rc} + v_{Lc} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Pré-multiplicado os dois lados da equação (2.10), pela matriz

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix}^{-1} \quad (2.11)$$

obtém-se a seguinte equação na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} v_{Ra} + v_{La} \\ v_{Rb} + v_{Lb} \\ v_{Rc} + v_{Lc} \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1n} - v_a \\ u_{2n} - v_b \\ u_{3n} - v_c \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Isolando os termos  $v_{Lx}$  da equação (2.12) e obtendo as correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  e suas derivadas a partir da equação (2.7), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1n} - v_a \\ u_{2n} - v_b \\ u_{3n} - v_c \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Pela lei de *Kirchhoff* das correntes nos nós 2, 3 e 4 tem-se:

$$i_{Ca} + i_{al} = i_{ga} + i_a \quad (2.14)$$

$$i_{Cb} + i_{bl} = i_{gb} + i_b \quad (2.15)$$

$$i_{Cc} + i_{cl} = i_{gc} + i_c \quad (2.16)$$

De acordo com o circuito equivalente considerado,

$$i_{Ca} + i_{al} = C_{Eq} \frac{dv_a}{dt} + \frac{v_a}{Z_l} \quad (2.17)$$

$$i_{Cb} + i_{bl} = C_{Eq} \frac{dv_b}{dt} + \frac{v_b}{Z_l} \quad (2.18)$$

$$i_{Cc} + i_{cl} = C_{Eq} \frac{dv_c}{dt} + \frac{v_c}{Z_l} \quad (2.19)$$

Substituindo as equações (2.17), (2.18) e (2.19) em (2.14), (2.15) e (2.16), respectivamente, e isolando os termos em derivada, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_a}{dt} \\ \frac{dv_b}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{C_{Eq}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{1}{C_{Eq}Z_l} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} + \frac{1}{C_{Eq}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Assim, a partir das equações (2.13) e (2.20) a representação por espaço de estados em coordenadas estacionárias  $abc$  é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_{abc}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{abc}\mathbf{u}(t) + \mathbf{F}_{abc}\mathbf{w}(t), \quad (2.21)$$

onde:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} u_{1n} \\ u_{2n} \\ u_{3n} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{w}(t) = \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix}; \quad (2.22)$$

$$\mathbf{A}_{abc} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 & \frac{3}{4L_f} & \frac{-1}{4L_f} & \frac{-1}{4L_f} \\ 0 & -\frac{R_f}{L_f} & 0 & \frac{-1}{4L_f} & \frac{3}{4L_f} & \frac{-1}{4L_f} \\ 0 & 0 & -\frac{R_f}{L_f} & \frac{-1}{4L_f} & \frac{-1}{4L_f} & \frac{3}{4L_f} \\ \frac{1}{C_{Eq}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{Eq}Z_l} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{Eq}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{Eq}Z_l} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{Eq}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{Eq}Z_l} \end{bmatrix}; \quad (2.23)$$

$$\mathbf{B}_{abc} = \frac{1}{4L_f} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (2.24)$$

$$\mathbf{F}_{abc} = \frac{1}{C_{Eq}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.25)$$

Em aplicações com máquinas elétricas trifásicas, é prática usual desenvolver o controle do sistema a partir de um sistema em coordenadas síncronas  $dq0$ , a partir do qual, o problema de rastreamento é modificado para um problema de regulação. A decomposição é realizada a partir das equações em espaço de estados em coordenadas estacionárias  $abc$ , fazendo uso de matrizes de transformações apropriadas. Desta forma, o sistema original é decomposto em um sistema normalizado e em sincronismo com a frequência do sistema, eliminando-se assim os termos variantes no tempo (senoidais). Esta técnica

é propriamente descrita no Apêndice A deste trabalho, obtendo-se ao final as seguintes matrizes:

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq0} = \mathbf{A}_{dq0}\mathbf{x}_{dq0} + \mathbf{B}_{dq0}\mathbf{u}_{dq0} + \mathbf{F}_{dq0}\mathbf{w}_{dq0} \quad (2.26)$$

onde:

$$\mathbf{x}_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}_{dq0} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{w}_{dq0} = \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \\ i_{g0} \end{bmatrix}; \quad (2.27)$$

$$\mathbf{A}_{dq0} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\omega & 0 & \frac{v_{base}}{L_f i_{base}} & 0 & 0 \\ \omega & -\frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 & \frac{v_{base}}{L_f i_{base}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 & \frac{v_{base}}{4L_f i_{base}} \\ \frac{i_{base}}{C_{Eq} v_{base}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{Eq} Z_l} & -\omega & 0 \\ 0 & \frac{i_{base}}{C_{Eq} v_{base}} & 0 & \omega & \frac{-1}{C_{Eq} Z_l} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{i_{base}}{C_{Eq} v_{base}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{Eq} Z_l} \end{bmatrix}; \quad (2.28)$$

$$\mathbf{B}_{dq0} = \frac{v_{base}}{i_{base} L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{4} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (2.29)$$

$$\mathbf{F}_{dq0} = \frac{i_{base}}{C_{Eq} v_{base}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.30)$$

A partir do modelo em coordenadas síncronas  $dq0$  apresentado na equação de espaço de estados (2.26) obteve-se as seguintes funções de transferência em tempo contínuo:

$$G_{i_d}(s) = \frac{i_d(s)}{u_d(s)} = \frac{Z_{base}(L_f s + R_f)}{L_f^2 s^2 + 2L_f R_f s + L_f^2 \omega^2 + R_f^2} \quad (2.31)$$

$$G_{i_q}(s) = \frac{i_q(s)}{u_q(s)} = \frac{Z_{base}(L_f s + R_f)}{L_f^2 s^2 + 2L_f R_f s + L_f^2 \omega^2 + R_f^2} \quad (2.32)$$

$$G_{i_0}(s) = \frac{i_0(s)}{u_0(s)} = \frac{Z_{base}}{4(L_f s + R_f)} \quad (2.33)$$

$$G_{v_d}(s) = \frac{v_d(s)}{i_q(s)} = \frac{-C_{Eq} Z_l^2 \omega}{Z_{base} (C_{Eq}^2 Z_l^2 s^2 + 2C_{Eq} Z_l s + C_{Eq}^2 Z_l^2 \omega^2 + 1)} \quad (2.34)$$

$$G_{v_0}(s) = \frac{v_0(s)}{i_0(s)} = \frac{Z_l}{Z_{base} (C_{Eq} Z_l s + 1)} \quad (2.35)$$

A modelagem do barramento CC do DSTATCOM é realizada a partir do equilíbrio de potências entre o barramento CA do sistema e o barramento CC do DSTATCOM. Como a tensão CC é dependente da transferência de potência ativa entre os capacitores do barramento CC e o barramento CA, uma análise do fluxo de potência aplicando o teorema de *Tellegen* é realizada para obter esse modelo dinâmico (CAMARGO, 2002), logo:

$$P_{capacitor\_CC} = -P_{barramento\_CA} \quad (2.36)$$

ou ainda,

$$\frac{1}{2} C_{cc} \left( \frac{dv_{cc}^2(t)}{dt} \right) = -(v_d(t)i_d(t) + v_q(t)i_q(t)) \quad (2.37)$$

onde  $v_{cc}^2$  está diretamente relacionada com a energia armazenada no capacitor do barramento CC e  $v_d$  é a máxima amplitude da componente de eixo direto de tensão nos terminais do GIAE.

Assumindo para o caso em questão que o DSTATCOM consome somente uma pequena parcela de potência ativa, e que as tensões geradas são equilibradas e sem harmônicos, tem-se que  $v_q = 0$ . Logo, a equação (2.37), torna-se:

$$\frac{1}{2} C_{cc} \left( \frac{dv_{cc}^2(t)}{dt} \right) = -(v_d(t)i_d(t)) \quad (2.38)$$

Agora, normalizando a equação (2.38), multiplicando ambos os lados por  $1/v_{base}^2$  tem-se:

$$\frac{1}{2} C_{cc} \left( \frac{dv_{ccn}^2(t)}{dt} \right) = -i_d(t) \left( \frac{v_{dn}(t)}{v_{base}} \right) \quad (2.39)$$

onde  $v_{ccn}^2 = v_{cc}^2/v_{base}^2$  e  $v_{dn} = v_d/v_{base}$ .

Aplicando-se a transformada de Laplace e multiplicando a equação por  $v_{base}$ , obtêm-se a seguinte equação:

$$G_{v_{cc}}(s) = \frac{v_{cc}^2(s)}{i_d(s)} = -\frac{2/C_{cc}}{s} \frac{v_{dn}}{v_{ccn}} \quad (2.40)$$

Rearranjando os termos da equação (2.40) obtêm-se a função de transferência que relaciona a tensão do barramento CC do DSTATCOM com a corrente de eixo direto,  $i_d$ ,

dada por:

$$G_{v_{cc}}(s) = \frac{v_{cc}^2(s)}{i_d(s)} = \frac{-2v_d}{C_{cc}v_{base}s} \quad (2.41)$$

## 2.4 Discretização das plantas do sistema

Considerando que a implementação do sistema de controle será realizada em um DSP, é desejável obter os modelos em tempo discreto das plantas encontradas, considerando as transformações realizadas. Os modelos em tempo discreto das plantas de cada malha do sistema de controle encontrados após as transformações podem ser obtidos através da discretização por ZOH (ASTROM; HAGANDER; STERNBY, 1980).

Uma função discretização por ZOH ( $H(z)$ ) de uma função de transferência no domínio da frequência ( $G(s)$ ) pode ser obtida a partir da equação (SOARES, 1996):

$$H(z) = Z\left\{(1 - e^{-T_s})\frac{G(s)}{s}\right\} \quad (2.42)$$

Como visto, os modelos discretos são obtidos a partir da definição de um período de discretização  $T_s$ , sendo este dado pelo valor inverso da frequência de comutação do DSTATCOM. Como a ação de controle aplicada no instante presente  $kT_s$  é resultado da cálculo realizado no instante passado  $(k - 1)T_s$ , o modelo discreto das malhas internas deve incluir o atraso de transporte na sua representação (MASSING, 2013).

Assim, aplicando o método de discretização explicitado na equação (2.42) nas equações (2.31), (2.32), (2.33), (2.34), (2.35) e (2.41), são obtidas as plantas em tempo discreto das malhas internas e das malhas externas de controle do DSTATCOM.

## 2.5 Determinação das plantas do sistema

As FTs numéricas do sistema podem ser determinadas a partir dos parâmetros reais da planta, os quais são apresentados no Apêndice B desta tese. A partir dos parâmetros apresentados, considerando condição de plena carga ( $Z_l = 13 \Omega$ ) e capacitância equivalente à do banco de capacitores de excitação ( $C = 55 \mu F$ ), apenas, são obtidas as seguintes FT das malhas de interesse em coordenadas  $dq0$ :

$$G_{i_d}(s) = \frac{i_d(s)}{u_d(s)} = \frac{9677s + 6,243 \times 10^5}{s^2 + 129s + 1,457 \times 10^5} \quad (2.43)$$

$$G_{i_q}(s) = \frac{i_q(s)}{u_q(s)} = \frac{9677s + 6,243 \times 10^5}{s^2 + 129s + 1,457 \times 10^5} \quad (2.44)$$

$$G_{i_0}(s) = \frac{i_0(s)}{u_0(s)} = \frac{2419}{s + 64.52} \quad (2.45)$$

$$G_{v_d}(s) = \frac{v_d(s)}{i_q(s)} = \frac{-2,285 \times 10^5}{s^2 + 2797s + 2,098 \times 10^6} \quad (2.46)$$

$$G_{v_0}(s) = \frac{v_0(s)}{i_0(s)} = \frac{606,1}{s + 1399} \quad (2.47)$$

$$G_{v_{cc}}(s) = \frac{v_{cc}^2(s)}{i_d(s)} = \frac{-245}{s} \quad (2.48)$$

Aplicando a discretização ZOH, com período de amostragem  $T_s = 0,1$  ms, são obtidas as funções de transferência em tempo discreto das malhas internas e externas supracitadas.

$$G_{i_d}(z) = \frac{i_d(z)}{u_d(z)} = \frac{0,9644z - 0,9582}{z^3 - 1,986z^2 + 0,9872z} \quad (2.49)$$

$$G_{i_q}(z) = \frac{i_q(z)}{u_q(z)} = \frac{0,9644z - 0,9582}{z^3 - 1,986z^2 + 0,9872z} \quad (2.50)$$

$$G_{i_0}(z) = \frac{i_0(z)}{u_0(z)} = \frac{0,2412}{z^2 - 0,9936z} \quad (2.51)$$

$$G_{v_d}(z) = \frac{v_d(z)}{i_q(z)} = \frac{-0,001041z - 0,0009484}{z^2 - 1,738z + 0,756} \quad (2.52)$$

$$G_{v_0}(z) = \frac{v_0(z)}{i_0(z)} = \frac{0,05656}{z - 0,8695} \quad (2.53)$$

$$G_{v_{cc}}(z) = \frac{v_{cc}^2(z)}{i_d(z)} = \frac{-0,0245}{z - 1} \quad (2.54)$$

## 2.6 Resposta em frequência das plantas em malha aberta

As respostas em frequência e localização dos polos e zeros são obtidas a partir das funções de transferências em tempo contínuo e discreto, utilizando os parâmetros nominais do sistema de microgeração, conforme apresentados no Apêndice B. Para efeito de análise, foi considerada condição de carga nominal ( $Z_l = 13\Omega$ ) e capacitância equivalente à do banco de capacitores de excitação do GI ( $C = C_{exc}$ ).

As respostas em frequência das plantas de interesse no modelo contínuo e no modelo discreto são apresentadas nas Figuras 2.4 e 2.5. Nota-se que a discretização introduz atrasos de fase em altas frequências, porém apresenta boa concordância na faixa da frequência de operação (60 Hz), independentemente da utilização do atraso de transporte ou não.

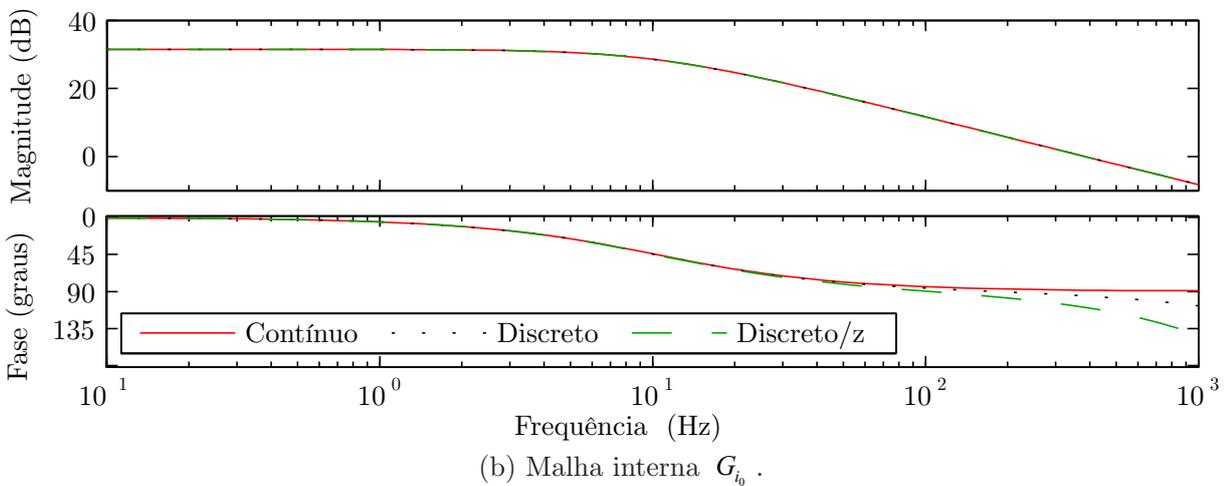
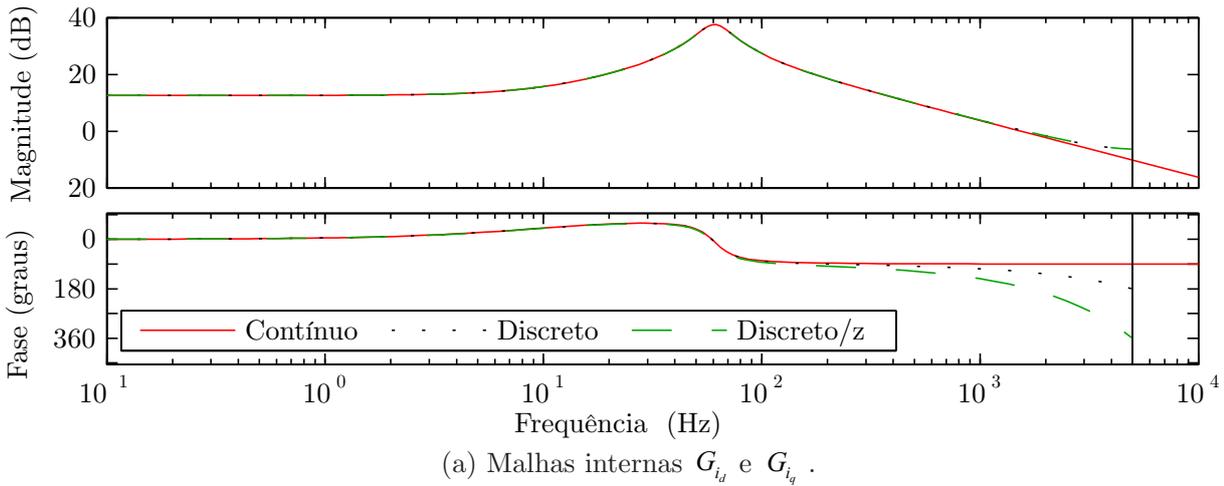
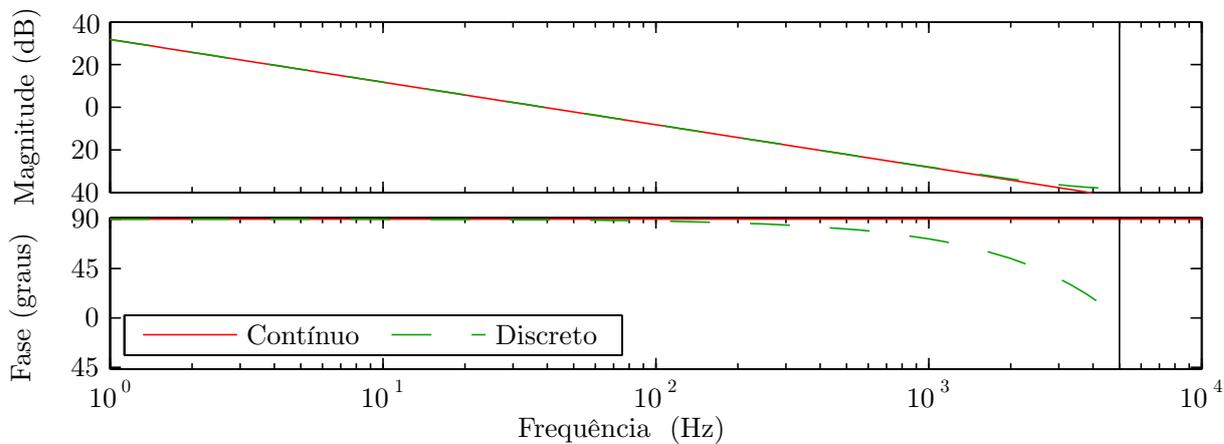


Figura 2.4 – Resposta em frequência das funções de transferência das malhas internas em malha aberta encontradas para o modelo contínuo e modelo discreto considerando parâmetros nominais da planta.

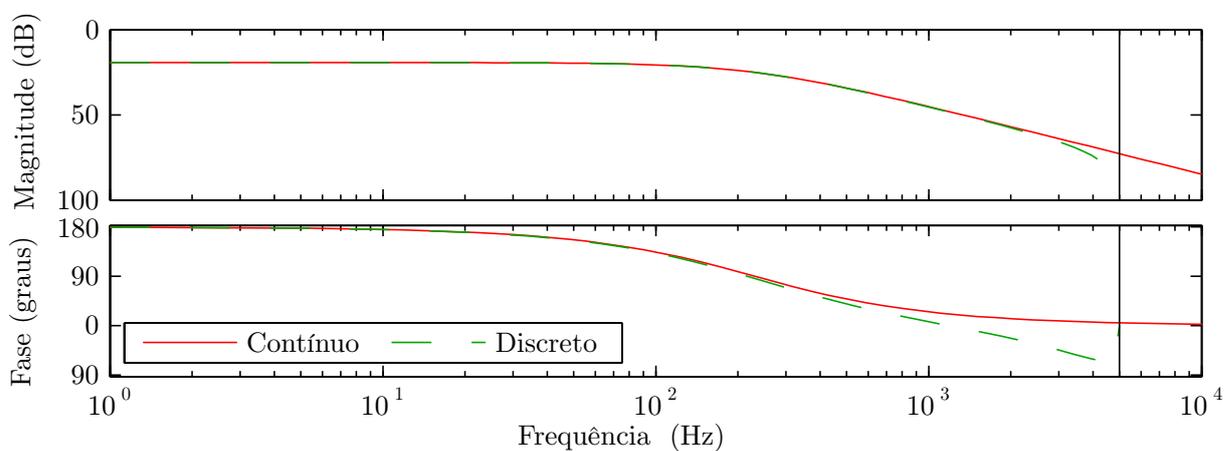
## 2.7 Considerações parciais

Este capítulo apresentou a modelagem do sistema de microgeração, com ênfase em modelos no espaço de estados, considerando uma topologia híbrida para a regulação de tensão. O modelo foi inicialmente obtido em coordenadas estacionárias  $abc$ , a partir do qual, aplicando-se as devidas transformações, obteve-se o modelo em coordenadas síncronas  $dq0$ . A modelagem desenvolvida adota uma série de hipóteses simplificadoras de forma a tornar a modelagem do sistema mais simples ao entendimento e mais direta à aplicação. As simplificações adotadas desconsideram as dinâmicas do GI em regime transitório, uma vez que o consideram como fonte equilibrada de corrente. Esta simplificação é justificada partindo-se do princípio que o GI opera com carga e velocidade relativamente constante, garantindo assim operação estável em regime permanente.

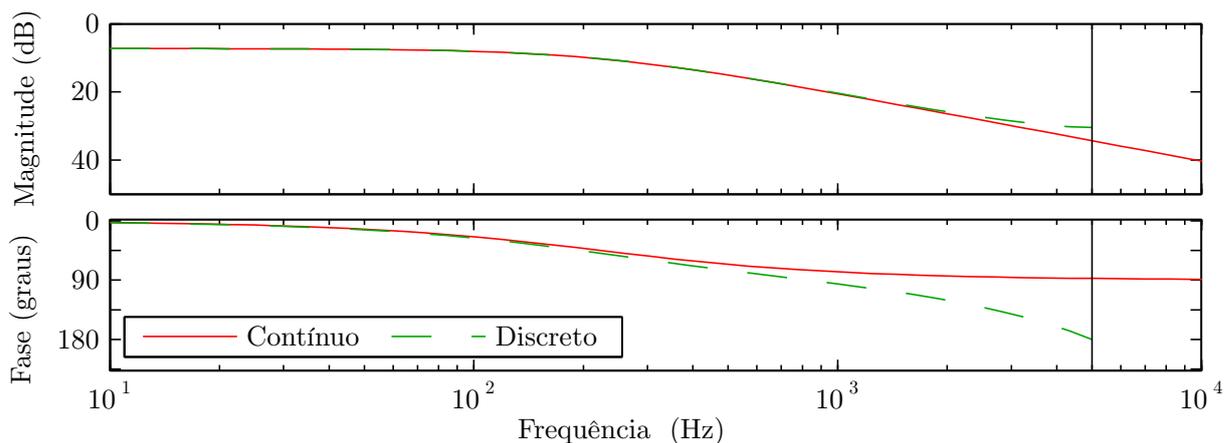
Portanto, esta modelagem servirá de base para o projeto do sistema de controle do DSTATCOM. Para implementá-los em DSP, foram obtidos os modelos em tempo discreto



(a) Malha externa  $G_{v_{cc}}$ .



(b) Malha externa  $G_{v_d}$ .



(c) Malha externa  $G_{v_0}$ .

Figura 2.5 – Resposta em frequência das funções de transferência das malhas externas em malha aberta encontradas para o modelo contínuo e modelo discreto considerando parâmetros nominais da planta.

da planta, que inclui o efeito da discretização do sistema com ZOH e o efeito do atraso de implementação no modelo discreto da malha interna de corrente.

Tendo em vista a garantia de aproximação dos modelos discretos aos modelos contínuos através das respostas em frequência apresentadas, nos capítulos seguintes serão apresentados os projetos dos controladores propostos para o sistema de controle do DSTATCOM e topologia híbrida.

## 3 MÉTODO HÍBRIDO DE REGULAÇÃO DE TENSÃO

### 3.1 Considerações iniciais

Conforme já apresentado na Figura 2.2, este trabalho propõe um método híbrido de regulação de tensão para sistemas isolados com GI, composto de elementos passivos e ativos de compensação de potência ativa e reativa. O método proposto consiste do controle de um DSTATCOM e bancos de capacitores conectados em paralelo ao barramento CA do sistema. A compensação de potência reativa do sistema é realizada através da conexão controlada dos bancos de capacitores em conjunto com a compensação de correntes por parte do DSTATCOM, enquanto a potência ativa é controlada a partir do barramento CA do sistema através do ELC.

Este capítulo tem por objetivo descrever o método híbrido de regulação proposto, bem como o sistema de controle empregado. Serão apresentadas a seguir as considerações de projeto para cada componente do conjunto de geração, bem como o sistema de controle empregado na regulação das tensões e frequência do sistema de geração. A este último é dada especial ênfase, com a descrição detalhada de cada etapa do algoritmo de regulação do sistema, incluindo o algoritmo de comutação dos bancos de capacitores comutáveis (BCC) e o sistema de controle empregado no DSTATCOM.

### 3.2 Apresentação do sistema de geração e regulação

Na Figura 3.1 é apresentado o diagrama esquemático do sistema de geração com GI empregando o método híbrido de regulação de tensão proposto, o qual é dito híbrido por associar elementos passivos e ativos na compensação de potência reativa demandada pelo sistema para regulação das tensões terminais do GI. Este diagrama apresenta com mais detalhes os elementos componentes do método híbrido proposto e a conexão entre eles. Além disso, são expostas as variáveis de entrada, decorrentes das medições realizadas, e saída do sistema de controle desenvolvido utilizando um DSP.

O sistema é composto por um GI com rotor gaiola de esquilo de três terminais, excitado por um banco de capacitores conectado em estrela, e acionado por uma máquina primária. Como máquina primária subentende-se qualquer fonte de energia primária rotativa, seja ela uma microturbina hidráulica, um motor a combustão ou outra fonte de velocidade constante.

O barramento CA do sistema é composto de quatro condutores, fases *a*, *b* e *c*, e condutor de neutro, o qual é derivado do ponto de neutro da configuração estrela do

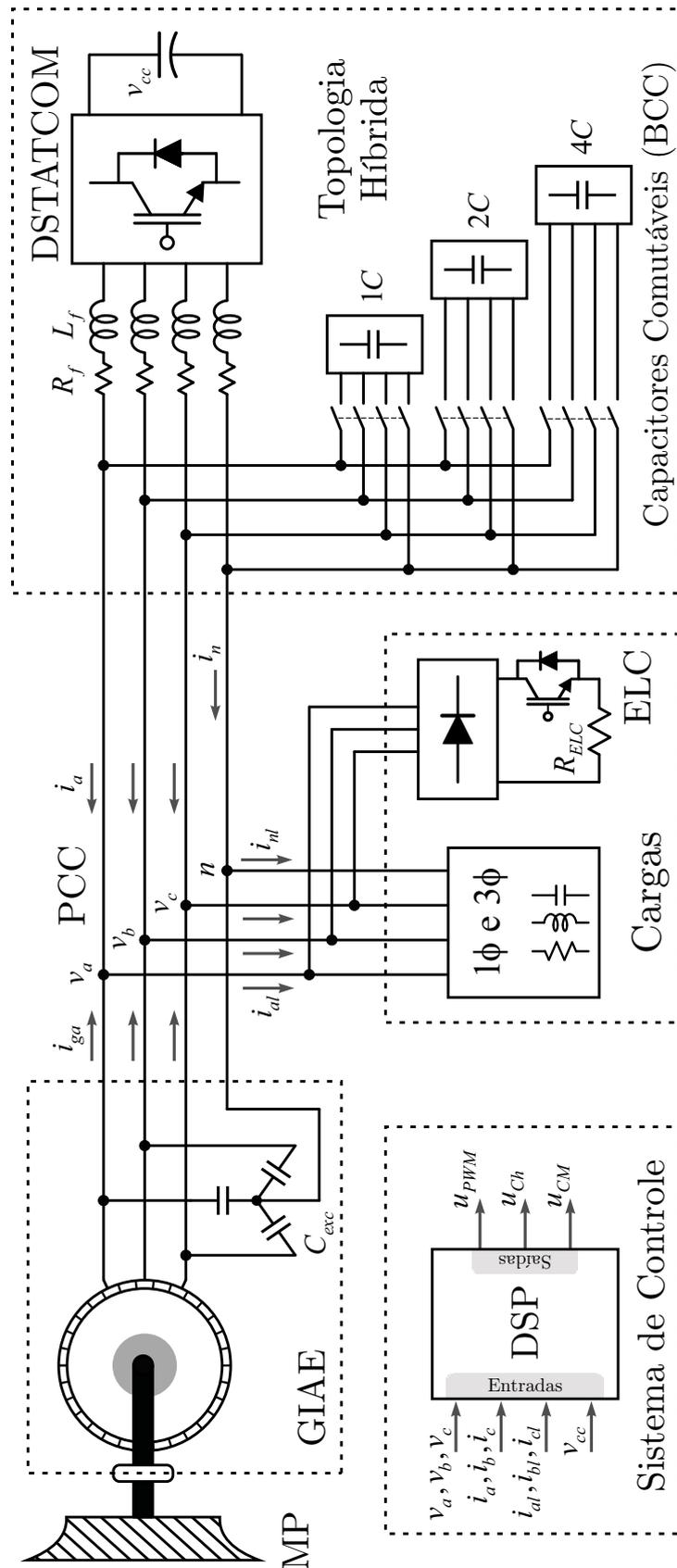


Figura 3.1 – Método híbrido de regulação de tensão em sistema isolado de geração com gerador de indução.

banco de capacitores de excitação. Ao barramento são conectadas as cargas, trifásicas a três e quatro fios ou monofásicas, e o sistema híbrido de regulação de tensão. O sistema de regulação é composto por bancos de capacitores de regulação em configuração estrela e DSTATCOM a quatro braços, cujo barramento CC é constituído de capacitores eletrolíticos. A conexão dos bancos de capacitores comutáveis é realizada em paralelo ao PCC. Desta forma a capacitância equivalente dos BCC assume valores graduais pré-determinados em projeto.

Os terminais do DSTATCOM são conectados ao PCC através de indutores, que, juntamente com a capacitância equivalente, compõem um filtro de segunda-ordem trifásico que promovem a redução de harmônicos de corrente de alta frequência produzidos pelo inversor.

Como cargas considera-se o conjunto formado pelas cargas a serem conectadas, podendo estas serem monofásicas ou trifásicas, e o ELC. O ELC é composto por um retificador trifásico não-controlado tendo em seu barramento CC conectado um elemento *chopper* (IGBT) em série com uma carga resistiva. Assim, através do controle de chaveamento do *chopper* é possível controlar a potência ativa consumida de forma a mantê-la idêntica à potência ativa gerada, independente da conexão ou desconexão de cargas ao sistema. Os detalhes relativos ao projeto dos elementos componentes do sistema híbrido proposto e as principais considerações quanto ao dimensionamento do sistema são descritos no Apêndice C.

As seções seguintes descrevem as etapas de projeto e implementação do sistema de controle do método híbrido de regulação de tensão. Por conveniência e maior clareza de explicação, o sistema de controle foi subdividido em etapas distintas, procurando-se no entanto seguir uma sequência lógica de desenvolvimento.

### 3.3 Estrutura do sistema de controle

O diagrama de blocos do sistema de controle proposto é apresentado na Figura 3.2. Nele são apresentadas todas as etapas de controle realizadas através do processador digital de sinal.

Do lado esquerdo da figura, do lado de fora da caixa, são apresentadas em destaque dez variáveis medidas, o que evidencia a necessidade de utilização de 10 sensores, sendo um para medição da tensão CC do barramento do DSTATCOM, três para a medição das correntes de saída do DSTATCOM, três para a medição das correntes de carga e outros três para a medição das tensões de fase do barramento CA. Estas variáveis são entregues às entradas analógicas do DSP. No lado direito da figura, são apresentados os sinais de controle aplicados às chaves do DSTATCOM, às contatoras dos BCC e ao elemento *chopper* da ELC.

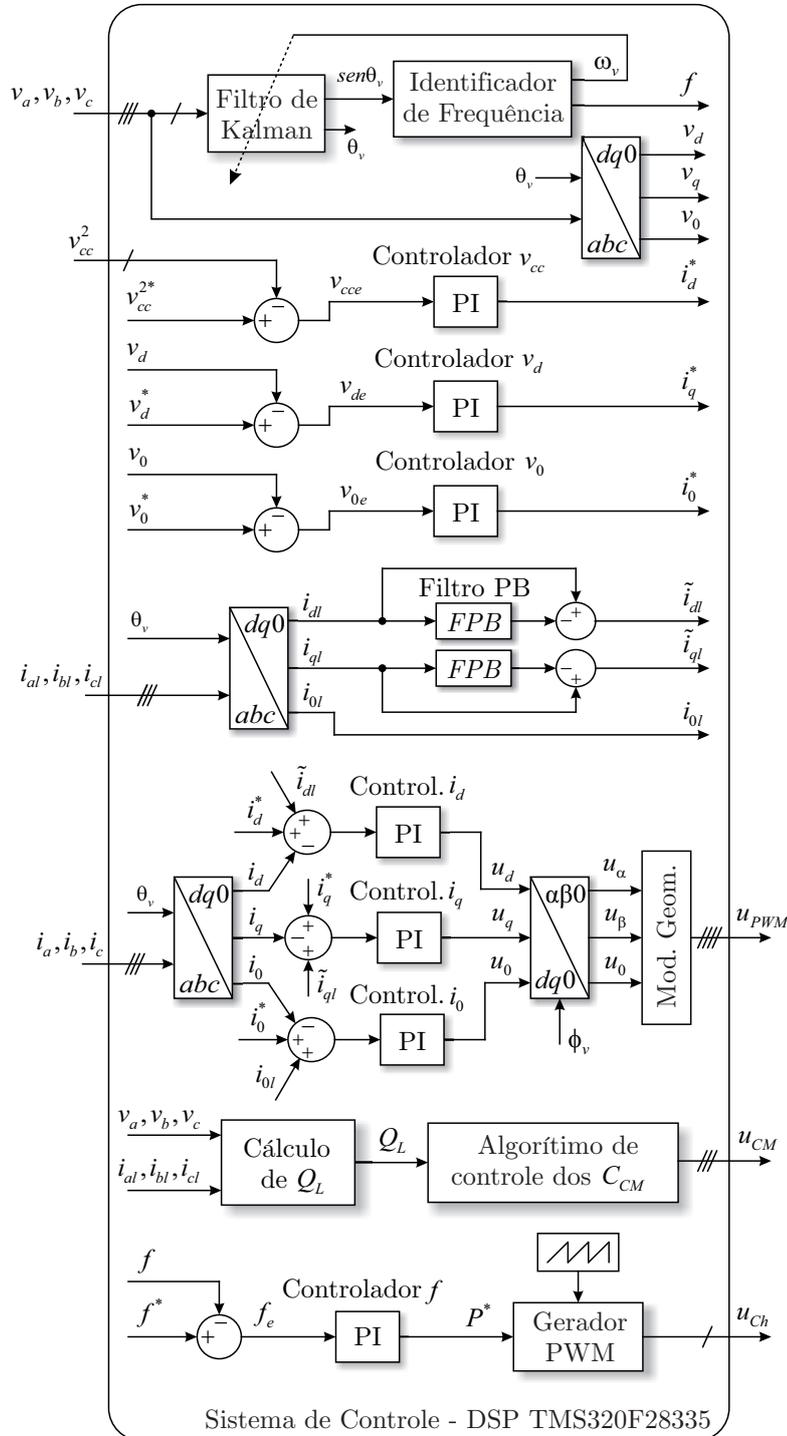


Figura 3.2 – Diagrama de blocos do sistema de controle aplicado à topologia híbrida.

A transformação das variáveis medidas em  $abc$  para o sistema de coordenadas síncronas  $dq0$ , é realizada a partir da seguinte matriz de transformação:

$$\mathbf{T}_{dq0} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{6}}{3} \cos(\theta_v) & -\frac{\sqrt{6}}{6} \cos(\theta_v) + \frac{\sqrt{2}}{2} \text{sen}(\theta_v) & -\frac{\sqrt{6}}{6} \cos(\theta_v) - \frac{\sqrt{2}}{2} \text{sen}(\theta_v) \\ -\frac{\sqrt{6}}{3} \text{sen}(\theta_v) & \frac{\sqrt{6}}{6} \text{sen}(\theta_v) + \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\theta_v) & \frac{\sqrt{6}}{6} \text{sen}(\theta_v) - \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\theta_v) \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

A matriz de transformação (3.1) é obtida a partir da multiplicação das matrizes (A.10) e (A.21) apresentadas nos Apêndice A. A aplicação desta matriz na transformação de um sistema de coordenadas  $abc$  para o sistema de coordenadas  $dq0$  segue o seguinte princípio:

$$\mathbf{f}_{dq0} = \mathbf{T}_{dq0} \cdot \mathbf{f}_{abc} \quad (3.2)$$

sendo  $\mathbf{f}_{dq0} = [f_d \ f_q \ f_0]^T$  e  $\mathbf{f}_{abc} = [f_a \ f_b \ f_c]^T$ , definidas como vetores de variáveis quaisquer de interesse em coordenadas síncronas  $dq0$  e coordenadas  $abc$ , respectivamente.

A matriz de transformação (3.1) exige o conhecimento do ângulo de sincronismo  $\theta_v$  ou dos sinais seno e cosseno da frequência do sistema. Para obtenção destes sinais é utilizado um método de sincronismo utilizando filtro de Kalman, a partir do qual também é obtido o valor da frequência das tensões, necessário para o controle desta variável do sistema. O método empregado é baseado em (CARDOSO et al., 2008), sendo apresentado no Apêndice C desta tese.

### 3.3.1 Sistema de controle da regulação de tensão

Conforme apresentado em seções anteriores, no método híbrido de regulação de tensão proposto, o DSTATCOM é responsável apenas pela compensação da diferença de potência reativa não compensada pelos BCC. Por esse motivo, torna-se possível limitar a potência do DSTATCOM a partir do projeto adequado dos BCC, conforme exposto na seção C.3. A redução da potência nominal do DSTATCOM é um dos objetivos propostos pelo método híbrido de regulação de tensão, uma vez que a redução da potência do DSTATCOM interfere diretamente no seu custo e conseqüentemente no custo global do sistema.

Desta forma, a regulação de tensão é realizada através do controle integrado do DSTATCOM e dos BCC. A análise do sistema de controle aplicado à regulação de tensão, no entanto, se dará de forma individualizada, primeiramente apresentando o sistema de controle do DSTATCOM e depois o algoritmo de controle de comutação dos BCC.

### 3.3.1.1 Sistema de controle do DSTATCOM

Além da compensação direta de potência reativa, o DSTATCOM desempenha outras funções de interesse quando se trata de regulação de tensão em sistemas isolados de geração. Através de técnicas adequadas de controle, é possível, por exemplo, a compensação de desequilíbrios de corrente entre as fases do sistema, compensação de correntes harmônicas decorrentes da conexão de cargas não-lineares, além do controle da potência ativa do sistema através de técnicas aplicadas ao barramento CC do DSTATCOM. Essas funções podem ser incorporadas ao sistema de regulação de tensão através simplesmente da alteração no sistema de controle do DSTATCOM.

O sistema de controle do DSTATCOM foi introduzido através do diagrama de blocos apresentado na Figura 3.2. Como pode ser visto, o controle do DSTATCOM depende da medida de dez variáveis: nove medidas referentes às tensões trifásicas no PCC, às correntes trifásicas processadas pelo DSTATCOM e às correntes trifásicas drenadas pelas cargas; e uma medida da tensão do barramento CC do DSTATCOM.

O sistema de controle proposto é desenvolvido em coordenadas síncronas  $dq0$  e parte do conhecimento do modelo da planta, conforme apresentado na Seção 2.3 desta Tese. A partir das equações em espaço de estados em coordenadas síncronas  $dq0$  apresentadas na equação 2.26, pode ser observada uma condição de acoplamento entre os eixos  $d$  e  $q$ . Com o propósito de simplificação, neste projeto o acoplamento existente entre os eixos  $d$  e  $q$  é desconsiderado e o sistema é modelado como três sistemas SISO. Os controladores podem, desta forma, serem projetados de forma independente.

O DSTATCOM opera como uma fonte de corrente variável, compensando as correntes do sistema de forma a regular as tensões, compensar as correntes desbalanceadas de carga e compensar harmônicos proveniente de cargas não-lineares. Desta forma, o sistema de controle considera a aplicação de seis controladores: três controladores externos, dedicados a determinar as referências de corrente em eixos  $dq0$  ( $i_d^*$ ,  $i_q^*$  e  $i_0^*$ ), relacionadas a regulação das tensões do sistema; e outros três controladores internos, responsáveis por gerar os sinais de controle do DSTATCOM em eixos  $dq0$  ( $u_d$ ,  $u_q$  e  $u_0$ ), a partir do erro entre referências de corrente das malhas externas de controle, componentes das correntes de carga e correntes processadas pelo DSTATCOM.

Para manter a tensão do barramento CC do DSTATCOM em um valor constante e acima do valor de pico das tensões de linha do barramento CA, conforme requisito de projeto indicado na Seção C.5,  $v_{cc}^2$  é comparado ao valor de referência  $v_{cc}^{2*}$ . O erro obtido ( $v_{cce}$ ) é aplicado à entrada de um controlador PI tendo a saída definida por

$$i_d^*(k) = \delta i_d^*(k-1) + K_{Pvcc}\{v_{cce}(k) + v_{cce}(k-1)\} + K_{Ivcc}v_{cce}(k), \quad (3.3)$$

sendo

$$v_{cce}(k) = v_{cc}^{2*}(k) - v_{cc}^2(k), \quad (3.4)$$

e  $i_d^*$  considerada a referência de corrente no eixo  $d$  necessária para manter a tensão do barramento CC regulada no valor de referência.

A regulação das tensões alternadas no PCC, parte da comparação da tensão  $v_d$  com o valor de referência  $v_d^*$ . O erro obtido é processado por um controlador PI cujo sinal de saída é dado por

$$i_q^*(k) = i_q^*(k-1) + K_{Pvd}\{v_{de}(k) + v_{de}(k-1)\} + K_{Ivd}v_{de}(k), \quad (3.5)$$

sendo

$$v_{de}(k) = v_d^*(k) - v_d(k), \quad (3.6)$$

e  $i_q^*$  considerada a referência de corrente no eixo  $q$  necessária para manter a tensão  $v_d$  no valor de referência.

Quando sujeito à cargas monofásicas, o sistema apresentará desequilíbrio de corrente entre suas fases e a diferença de corrente circulará através do terminal de neutro do sistema. Esse desequilíbrio nas correntes de carga, gera uma componente alternada com frequência igual a do sistema no eixo 0 das tensões do barramento CA. Assim, de forma a corrigir os desequilíbrios de carga, a componente 0 da tensão terminal deve ser controlada de forma a mantê-la nula durante condições de desequilíbrios de carga. Desta forma, para efeito de compensação,  $v_0$  é comparado com o valor de referência  $v_0^*$ , neste caso um valor nulo, e o erro gerado é processado através de um controlador PI definido conforme a equação

$$i_0^*(k) = i_0^*(k-1) + K_{Pv0}\{v_{0e}(k) + v_{0e}(k-1)\} + K_{Iv0}v_{0e}(k), \quad (3.7)$$

sendo

$$v_{0e}(k) = v_0^*(k) - v_0(k), \quad (3.8)$$

e  $i_0^*$  considerada a referência de corrente no eixo 0 necessária para manter a tensão  $v_0$  no valor nulo.

Além da regulação da amplitude das tensões do PCC, o DSTATCOM desempenha também a compensação de desequilíbrios de corrente, e conseqüentemente de tensão, causados por cargas desbalanceadas.

Correntes trifásicas balanceadas em eixos  $abc$ , são representados por valores contínuos no tempo quando convertidas para eixos síncronos  $dq0$  (RANJBAR; MASOUM; JALILIAN, 2009). Na presença de correntes desbalanceadas, no entanto, os sinais correspondentes nos eixos direto ( $d$ ) e em quadratura ( $q$ ) apresentarão componentes alternadas com o dobro da frequência das correntes em eixos  $abc$ , enquanto a corrente no eixo 0 é uma representação da corrente de neutro, com frequência igual a nominal.

De forma a compensar qualquer desbalanceamento proveniente da carga, o sistema de controle considera a injeção das componentes alternadas como referência dos controladores das malhas internas nos três eixos de controle. Portanto, o processamento das componentes alternadas em eixos síncronos  $dq0$  das correntes de carga pelo DSTATCOM garantem a correção dos desequilíbrios de corrente do sistema, assim garantindo correntes e tensões equilibradas para o GI.

As componentes alternadas das correntes de carga em eixos síncronos  $dq$ ,  $\tilde{i}_{dl}$  e  $\tilde{i}_{ql}$ , são obtidas a partir da filtragem dos sinais provenientes da transformação. São utilizados filtros passa-baixa de 2ª ordem, projetados para filtrar apenas a componente contínua do sinal. Esta componente contínua é então subtraída do sinal original, obtendo-se como resultado a componente alternada a partir da frequência fundamental. Esta metodologia de filtragem mantém a fase da componente alternada e assim não prejudica a dinâmica de controle, mantendo a compensação em fase com as correntes originais de carga. Detalhes desta metodologia podem ser observados no diagrama da Figura 3.2. A corrente de carga no eixo zero, por natureza não apresenta componente contínua, não necessitando, desta forma, de filtragem.

Os erros de corrente ( $i_{de}$ ,  $i_{qe}$  e  $i_{0e}$ ), são obtidos a partir das componentes alternadas das correntes de carga ( $\tilde{i}_{dl}$ ,  $\tilde{i}_{ql}$  e  $i_{0l}$ ), das referências de correntes geradas pelas malhas externas de controle ( $i_d^*$ ,  $i_q^*$  e  $i_0^*$ ) e das correntes processadas pelo DSTATCOM ( $i_d$ ,  $i_q$  e  $i_0$ ), sendo dados pelas equações

$$i_{de}(k) = i_d^*(k) + \tilde{i}_{dl}(k) - i_d(k), \quad (3.9)$$

$$i_{qe}(k) = i_q^*(k) + \tilde{i}_{ql}(k) - i_q(k), \quad (3.10)$$

$$i_{0e}(k) = i_0^*(k) + i_{0l}(k) - i_0(k). \quad (3.11)$$

Os erros obtidos são aplicados aos três controladores PI internos, descritos pelas equações

$$u_d(k) = u_d(k-1) + K_{Pid}\{i_{de}(k) + i_{de}(k-1)\} + K_{Iid}i_{de}(k), \quad (3.12)$$

$$u_q(k) = u_q(k-1) + K_{Piq}\{i_{qe}(k) + i_{qe}(k-1)\} + K_{Iiq}i_{qe}(k), \quad (3.13)$$

$$u_0(k) = u_0(k-1) + K_{Pi0}\{i_{0e}(k) + i_{0e}(k-1)\} + K_{Ii0}i_{0e}(k). \quad (3.14)$$

Os sinais de saída dos controladores ( $u_d$ ,  $u_q$  e  $u_0$ ) são transformados para eixos  $\alpha\beta0$ , a partir dos quais são gerados os sinais PWM de acionamento das chaves IGBT do DSTATCOM. Os sinais PWM são gerados utilizando modulação geométrica conforme apresentado em (RYAN; LORENZ; DONCKER, 1998).

## 3.3.1.2 Controle da operação dos bancos de capacitores comutáveis

Uma vez definidos os valores dos bancos de capacitores de regulação, cabe ao sistema de regulação selecionar a combinação correta de acordo com a carga aplicada. O controle do banco de capacitores comutáveis é realizado através de um algoritmo desenvolvido para gerar os sinais de comutação aplicados às contatoras que conectam cada um dos bancos de capacitores ao PCC. Os sinais de controle para comutação dos  $C_{CM}$ , gerados pelo algoritmo, são determinados com base na potência reativa drenada pela carga ( $Q_L$ ). A potência reativa da carga é calculada usando os sinais de tensão e corrente medidos no barramento de conexão da carga através da seguinte equação:

$$Q_L = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{ab}i_{cl} + v_{bc}i_{al} + v_{ca}i_{bl}). \quad (3.15)$$

Por meio de um fluxograma é possível explicitar os passos lógicos que compõem um algoritmo. Neste caso, a Figura 3.3 demonstra os passos lógicos do algoritmo desenvolvido para a topologia híbrida, apresentando três etapas de operação, sendo elas declaradas a seguir.

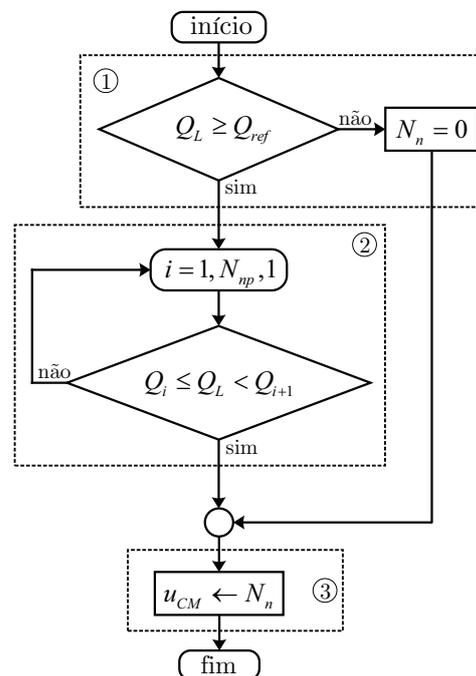


Figura 3.3 – Fluxograma do algoritmo de conexão dos bancos de capacitores comutáveis.

1. *Instrução de condição inicial:* Nesta estrutura o valor da potência reativa drenada pela carga ( $Q_L$ ) é avaliado por uma constante declarada como potência reativa de referência ( $Q_{ref}$ ). Tal constante é definida pelo valor real da potência reativa que o banco de capacitores  $1C$  compensa no sistema de geração. Para a condição tem-se:

- Se o valor absoluto da variável  $Q_L$  possuir um valor maior ou igual a  $Q_{ref}$ , a execução do algoritmo avança para o segundo bloco de instruções;
- Se a condição for avaliada como falsa, a sequência de combinações ( $N_n$ ) é definida como zero, a execução do algoritmo avança para o terceiro bloco de instrução, e conseqüentemente nenhum banco de capacitores é conectado.

2. *Laço de condição de rastreamento:* O objetivo desta etapa é verificar o intervalo a que  $Q_L$  pertence. Para isto um vetor  $Q$  com  $N_{np} + 1$  elementos foi criado com valores múltiplos de  $Q_{ref}$ , referentes aos valores graduais de potência reativa que as combinações das capacitâncias podem compensar, conforme equação

$$Q_i = [1Q_{ref}, 2Q_{ref}, \dots, N_{np} + 1Q_{ref}]. \quad (3.16)$$

Nesta etapa, a estrutura de decisão faz o uso de um conectivo lógico, o operador e (AND) lógico, que permite a união de duas expressões na avaliação do problema. Para que a condição seja verdadeira, ambas as expressões têm que satisfazer as sentenças. Se uma das sentenças não ocorrer, a condição como um todo é falsa. Utilizando-se um laço de repetição PARA é realizado o rastreamento de verificação de  $Q_L$  da seguinte forma:

- PARA " $i$ " (variável contadora) DE "1" (valor inicial) ATÉ " $N_{np}$ " (valor final) com PASSO "1" (valor de incremento) FAÇA: Se  $Q_L$  é maior ou igual que  $Q_i$  e se  $Q_L$  é menor que  $Q_{i+1}$  o laço de repetição é interrompido indicando que o terceiro bloco de instruções será executado;

3. *Instrução de conversão final:* Nesta etapa é realizada a conversão de base da sequência de combinação determinada pelo algoritmo. Tal operação converte  $N_n$  de base decimal para base binária. O número de bits gerados na conversão é proporcional ao número de bancos  $n_C$  utilizados, sendo que cada bit denomina um sinal de controle de comutação ( $u_{CM}$ ) dedicado a um contator que conecta o banco de capacitores ao PCC. O bit menos significativo corresponde ao banco de capacitores de menor capacitância, conforme exemplos apresentados na Figura 3.4.

Os contadores utilizados na manobra dos bancos de capacitores devem ser específicos para tal finalidade por possuírem resistores de pré-carga que limitam as correntes de *in-rush* quando os capacitores são manobrados (CHAVEZ; HOUDEK, 2007), (GRIJP; HOPKINS, 1996), (KARADY, 1992).

Em sistemas de microgeração, o número de manobras diárias dos bancos de capacitores pode ser classificado como pequeno se comparado com indústrias automobilísticas e sistemas de geração eólica (FRANCO; SILVA; SILVA, 2009), no qual, são submetidas a diferentes condições de disponibilidade de potência. Por esta razão, o sistema de manobras dos  $C_{CM}$  é tipicamente realizado através de contadoras com sistemas de pré-carga,

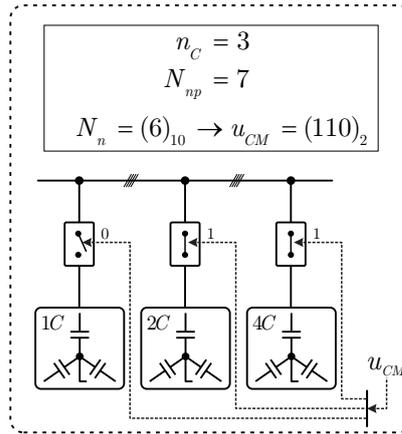


Figura 3.4 – Exemplo de conversão de base  $N_n$  e esquema de acionamento com o emprego de três bancos de capacitores comutáveis.

de forma a limitar a corrente no momento da conexão do banco de capacitores, sempre que o sistema de controle determina a entrada do banco nos terminais do GIAE.

### 3.3.2 Controle de frequência

Conforme já definido, a frequência das tensões no PCC depende do balanço de potência ativa no sistema, sendo este dado pela relação entre a potência gerada e a potência consumida. A potência gerada é definida pela potência mecânica entregue ao eixo do GI pela fonte primária de energia (EL-KAFRAWI; BUAMUD, 2014), (LAGHARI et al., 2013). Neste projeto considera-se como máquina primária uma microturbina hidráulica não regulada de potência constante e suficiente para gerar potência nominal nos terminais do GI. Logo, para se manter regulada a frequência, deve-se garantir o consumo da potência nominal do sistema, independentemente da conexão e desconexão de cargas ao PCC. Portanto, a carga auxiliar aplicada deve ser de valor igual ou superior à potência nominal de geração, de forma que, na situação em que nenhuma carga é conectada ao PCC, toda a potência gerada é dissipada através da carga auxiliar em forma de calor. O rendimento do sistema poderia ser melhorado a partir do aproveitamento da energia excedente em sistemas de aquecimento, bombeamento ou cogeração, requerendo, neste caso, o emprego de sistemas auxiliares de conversão e processamento da energia.

O controle de frequência empregado baseia-se no controle de uma carga auxiliar (ELC), variável conforme a demanda de potência das demais cargas (SINGH et al., 2008b). O ELC aplicado no sistema é composto por um elemento *chopper* (IGBT) em série com uma carga resistiva auxiliar, ambos conectados ao barramento CC de um retificador trifásico não controlado (KASAL; SINGH, 2008), (SINGH et al., 2014), (CHILUPI; SINGH; MURTHY, 2014). O retificador trifásico é conectado diretamente ao PCC, assim como uma carga convencional, conforme representado na Figura 3.1. Esta topologia de ELC foi

considerada, uma vez que ela opera de forma independente ao DSTATCOM, e este não tem participação na compensação da potência reativa. Topologias que empregam o elemento *chopper* e carga auxiliar ao barramento CC do DSTATCOM (BARRADO; GRINO, 2006), (SINGH; KASAL, 2006b), (RAJAGOPAL; SINGH; KASAL, 2011), (BARRADO; GRINO; VALDERRAMA-BLAVI, 2010), (CHILUPI et al., 2014) apresentam resultados equivalentes, porém sobrecarregam o DSTATCOM com o processamento da potência ativa nominal do sistema de geração, o que tornaria inviável a utilização de um DSTATCOM com potência reduzida, um dos objetivos centrais desta tese.

Para o controle do IGBT é aplicado um controlador PI tendo como variável de controle a frequência das tensões, estimada através do Filtro de Kalman e estimador de frequência, ambos já apresentados. A escolha da frequência como variável de controle é justificada, uma vez que a referência permanece constante independentemente da potência gerada, o que pode variar por razões diversas, tais como, estiagens ou obstruções na captação de água, no caso de microgeração hídrica. Logo, a regulação de frequência é garantida independentemente de possíveis variações na potência mecânica entregue ao gerador.

A frequência estimada  $f$  é comparada com a referência de frequência  $f^*$  e o erro resultante é o sinal de entrada de um controlador PI. O sinal de erro  $f_e(k)$  no instante de amostragem  $k$  é definido por

$$f_e(k) = f^*(k) - f(k). \quad (3.17)$$

A saída do controlador PI no instante de amostragem  $k$  é dada por

$$P^*(k) = P^*(k-1) + K_{Pf}\{f_e(k) - f_e(k-1)\} + K_{If}f_e(k). \quad (3.18)$$

O sinal  $P^*$  é então comparado com uma portadora dente-de-serra e o sinal PWM resultante é aplicado ao terminal *gate* do IGBT do ELC. Como resultado, a diferença entre a potência gerada e a potência consumida pelas cargas é dissipada na carga auxiliar, mantendo, desta forma, o balanço da potência ativa do sistema e conseqüentemente a regulação da frequência das tensões do PCC.

### 3.4 Projeto dos controladores do DSTATCOM

O projeto dos controladores PI das seis malhas de controle é realizado a partir do conhecimento das plantas, ou mais precisamente das FT, que descrevem o comportamento do sistema através das relações saída/entrada das malhas de interesse. As FT do modelo em tempo discreto foram apresentadas na Seção 2.3 deste trabalho, sendo elas dadas pelas equações (2.49), (2.50), (2.51), (2.52), (2.53) e (2.54).

A seguir são descritos os projetos dos controladores PI aplicados às malhas de controle apresentadas na Figura 3.2.

### 3.4.1 Projeto dos controladores das malhas internas de corrente

Os controladores aplicados às malhas internas de corrente tem o propósito de controlar as correntes processadas pelos quatro braços do DSTATCOM. Por esse motivo, as entradas dos controladores são sinais de corrente provenientes da malha externa de controle, da realimentação da medição das correntes processadas pelo DSTATCOM e das componentes das correntes de carga.

Conforme pode ser observado na Figura 3.2, o sinal de corrente proveniente da malha externa de controle é a referência de corrente. A referência de corrente em coordenadas  $dq0$  ( $i_x^*$ ) provêm da saída do controlador da malha externa de tensão e seu valor é determinado de tal forma que o erro de entrada do controlador da malha externa seja zero.

Como o DSTATCOM é responsável pela compensação dos desequilíbrios de corrente provenientes da conexão de cargas trifásicas desbalanceadas ou monofásicas ao barramento CA, torna-se necessária a realimentação das componentes em coordenadas  $dq0$  das correntes de carga ( $i_{xl}$ ).

Ainda, a realimentação das componentes em coordenadas  $dq0$  das correntes do DSTATCOM ( $i_x$ ) garantem o rastreamento e erro nulo em regime permanente da malha de controle, a partir do projeto adequado dos ganhos dos controladores PI.

O projeto dos controladores PI de cada malha interna de corrente é realizado individualmente a partir das equações em tempo discreto (2.49), (2.50) e (2.51). Como critério de projeto, os ganhos do controlador são determinados de tal forma que a frequência de corte da planta em malha aberta seja de até uma década abaixo da frequência de chaveamento, neste caso 1 kHz. As Figuras 3.5 e 3.6 apresentam os diagramas de Bode obtidos para o controlador e planta em malha aberta.

Os controladores adotados são indicados nas equações :

$$C_{i_d}(z) = \frac{0,25z - 0,2375}{z - 1} \quad (3.19)$$

$$C_{i_q}(z) = \frac{0,25z - 0,2375}{z - 1} \quad (3.20)$$

$$C_{i_0}(z) = \frac{z - 0,99}{z - 1} \quad (3.21)$$

Nas Figuras 3.7 e 3.8 são apresentados os diagramas de Bode das malhas internas de controle de corrente  $G_{i_d}$ ,  $G_{i_q}$  e  $G_{i_0}$  em malha fechada.

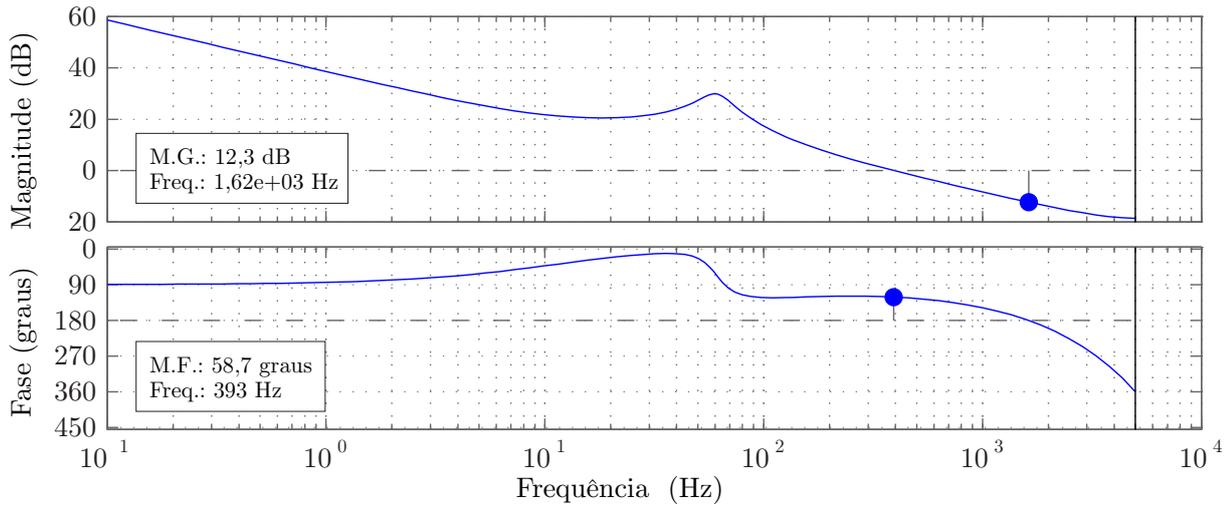


Figura 3.5 – Diagrama de Bode das malhas internas de controle de correntes  $G_{i_d}$  e  $G_{i_q}$  em malha aberta.

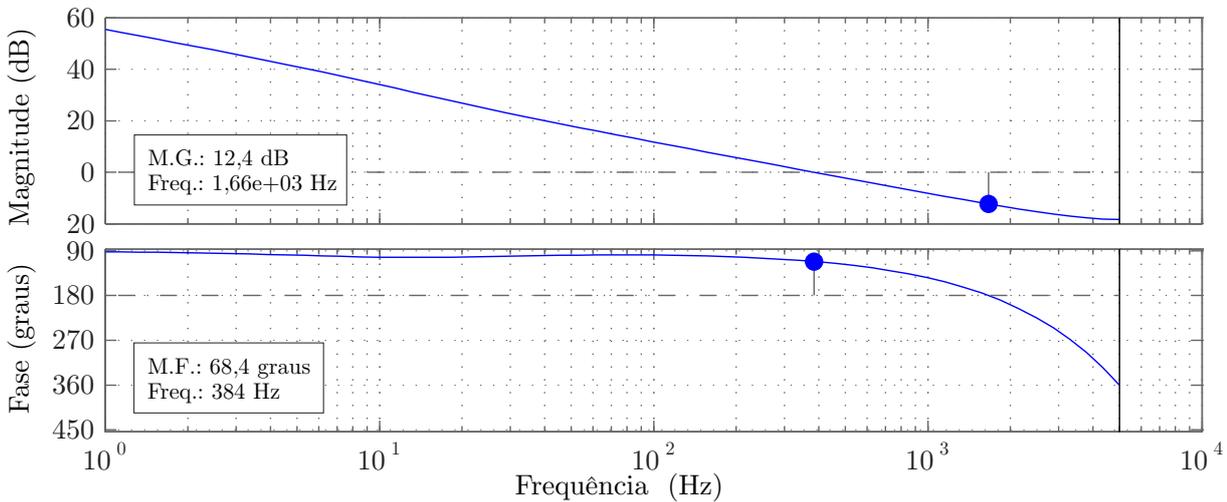


Figura 3.6 – Diagrama de Bode da malha interna de controle de corrente  $G_{i_0}$  em malha aberta.

### 3.4.2 Projeto dos controladores das malhas externas de tensão

No sistema de controle proposto, as malhas externas de tensão são responsáveis por gerar as referências de corrente a serem processadas pelo DSTATCOM de forma a manter os níveis de tensão do sistema com erro zero em relação às referências pré-definidas. São propostas três malhas individuais de tensão, sendo elas: malha de controle da tensão do PCC, realizada através do controle da tensão do barramento CA no eixo  $d$  ( $v_d$ ); malha de controle da tensão do barramento CC ( $v_{cc}$ ) e malha de controle de desequilíbrios de tensão, realizada através do controle da tensão do barramento CA no eixo 0 ( $v_0$ ).

O controle das três malhas de tensão depende da realimentação das tensões do sistema, sendo portanto necessário a medição das tensões de fase do PCC e da tensão do barramento CC do DSTATCOM. A diferença das tensões realimentadas em relação às

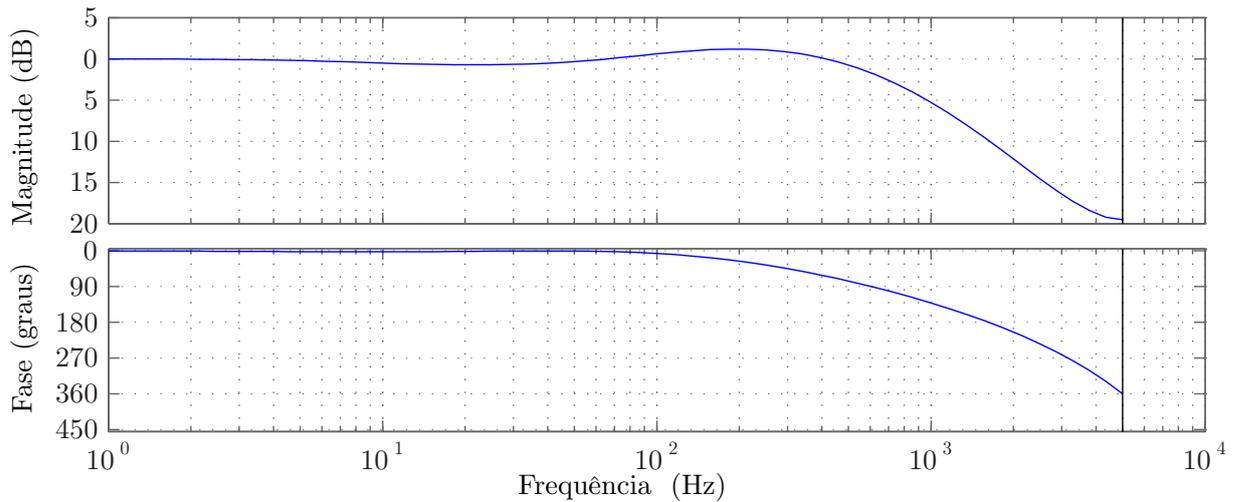


Figura 3.7 – Diagrama de Bode das malhas internas de controle de correntes  $G_{i_d}$  e  $G_{i_q}$  em malha fechada.

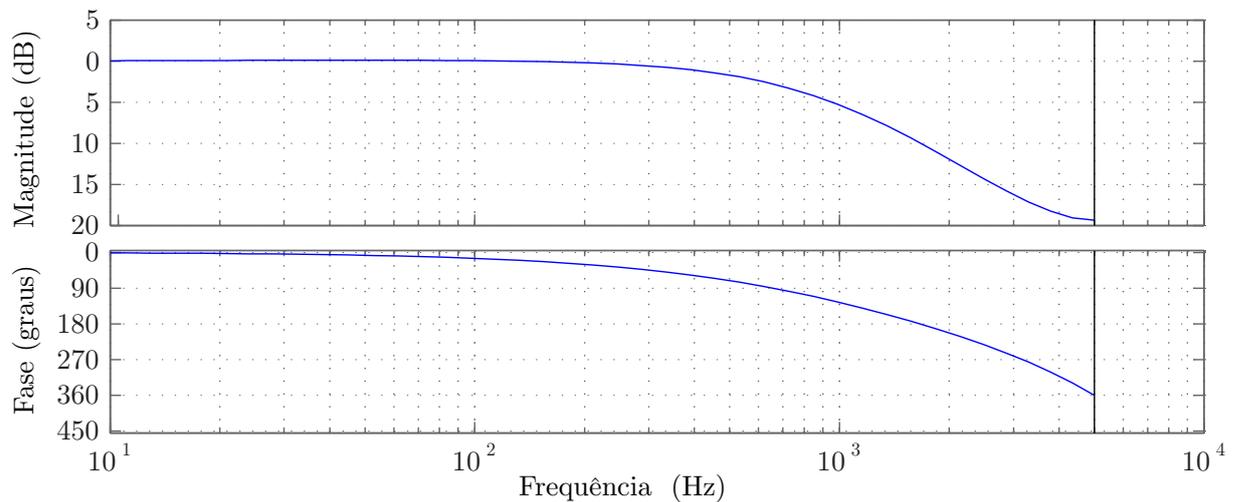


Figura 3.8 – Diagrama de Bode da malha interna de controle de corrente  $G_{i_o}$  em malha fechada.

referências pré-determinadas  $v_d^*$ ,  $v_{cc}^*$  e  $v_0^*$  é o erro de entrada dos controladores PI de cada malha. O objetivo dos controladores é zerar este erro de forma que as tensões medidas sigam as referências com erro zero em regime permanente e velocidade de regulação adequada em regime transitório.

A seguir são detalhados os controladores projetados para cada uma das três malhas externas de tensão.

#### 3.4.2.1 Controlador da tensão do barramento CA

Para o projeto do controlador PI da malha externa de controle da tensão CA é considerada a FT apresentada na equação (2.52). Sabendo-se que o controle da am-

plitude da tensão CA gerada está associada ao balanço da potência reativa do sistema (KUMAR; NARASIMHAM; SARMA, 2010), (VERMA; PANT; SINGH, 2010), a saída do controlador de tensão é determinado como referência à malha de controle de corrente  $G_{i_q}$ . Desta forma, como critério de projeto, os ganhos do controlador são determinados de tal forma que a frequência de corte em malha aberta seja em torno de uma década abaixo da frequência de corte definida para a malha interna de corrente  $G_{i_q}$ . A Figura 3.9 apresenta o diagrama de Bode considerado no projeto do controlador, enquanto a equação (3.22) apresenta o controlador definido.

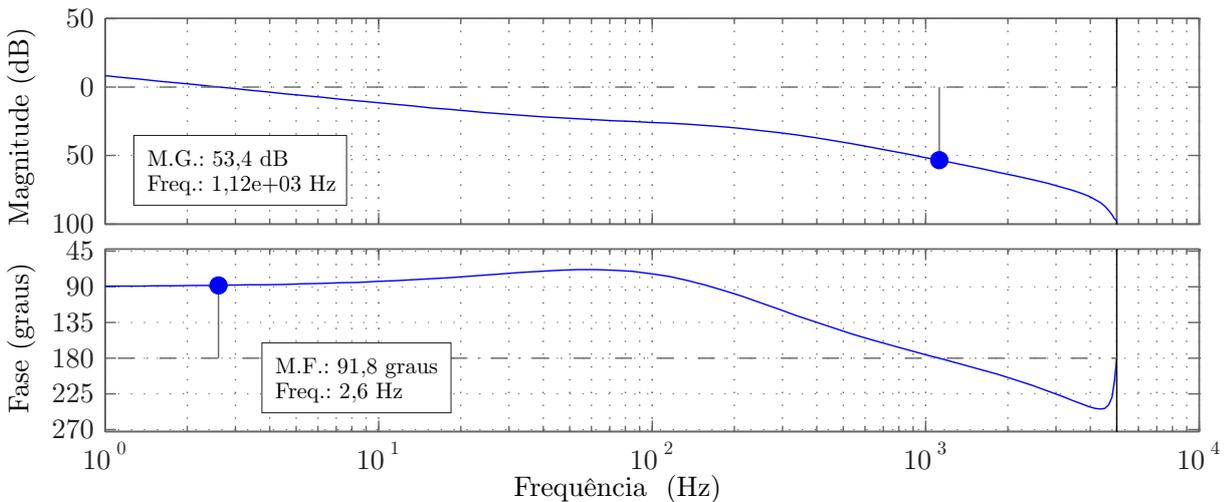


Figura 3.9 – Diagrama de Bode da malha externa de controle de tensão  $G_{v_d}$  em malha aberta.

$$C_{v_d}(z) = \frac{-0,5z + 0,485}{z - 1} \quad (3.22)$$

A Figura 3.10 apresenta o diagrama de Bode da malha externa de controle de tensão  $G_{v_d}$  em malha fechada resultante.

#### 3.4.2.2 Controlador da tensão do barramento CC

O controle da tensão do barramento CC do DSTATCOM está relacionado ao controle da potência ativa do sistema. A malha externa de controle de tensão CC tem portanto, o objetivo de gerar a referência para a malha interna de controle da corrente  $G_{i_d}$ . A partir do conhecimento da FT, dada na equação (2.54), é possível determinar os ganhos do controlador PI a ser aplicado. Novamente, como critério de projeto, os ganhos do controlador são determinados de tal forma que a frequência de corte em malha fechada seja de até uma década abaixo da frequência de corte definida para a malha interna de corrente  $G_{i_d}$ . A Figura 3.11 apresenta o diagrama de Bode considerado no projeto do controlador, enquanto que a equação (3.23) apresenta o controlador projetado.

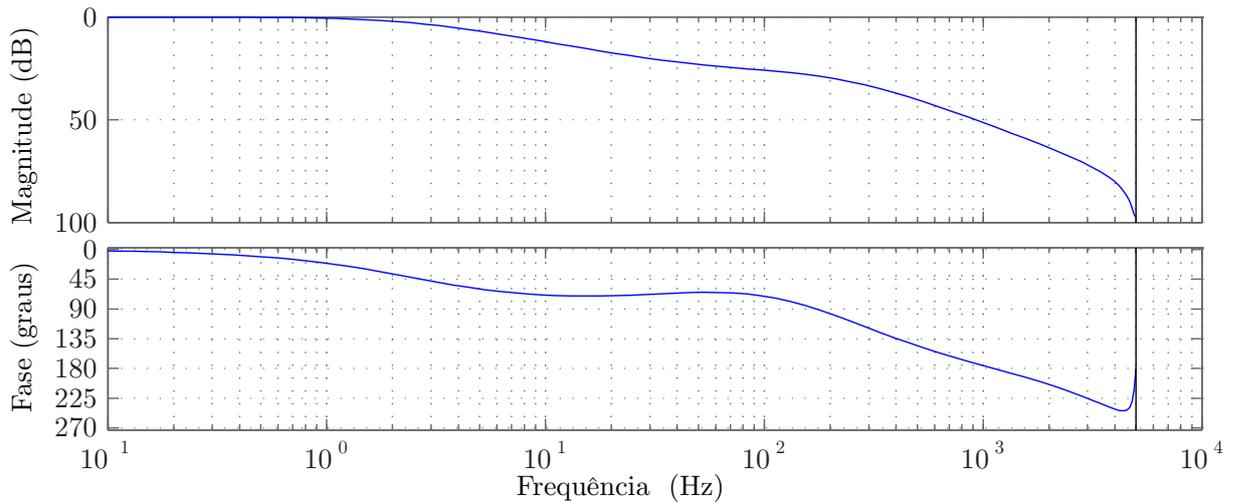


Figura 3.10 – Diagrama de Bode da malha externa de controle de tensão  $G_{v_d}$  em malha fechada.

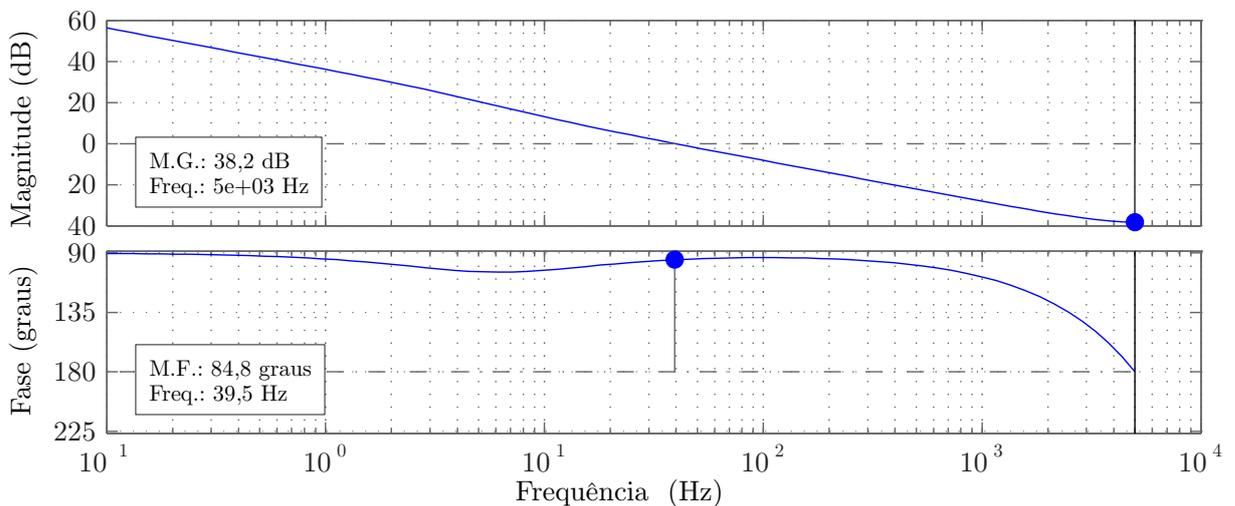


Figura 3.11 – Diagrama de Bode da malha externa de controle de tensão  $G_{v_{cc}}$  em malha aberta.

$$C_{v_{cc}}(z) = \frac{-z + 0,995}{z - 0,997} \quad (3.23)$$

A Figura 3.12 apresenta o diagrama de Bode da malha externa de controle de tensão  $G_{v_{cc}}$  em malha fechada resultante.

### 3.4.2.3 Controlador de desequilíbrios de tensão

Um sistema de geração a quatro fios permite a conexão de cargas trifásicas a três e quatro fios, além de cargas monofásicas. A conexão de cargas monofásicas desequilibradas promove o desequilíbrio das correntes do sistema e, se tratando de um sistema de microgeração isolado, onde se entende reduzida potência sem compensação pela rede, o

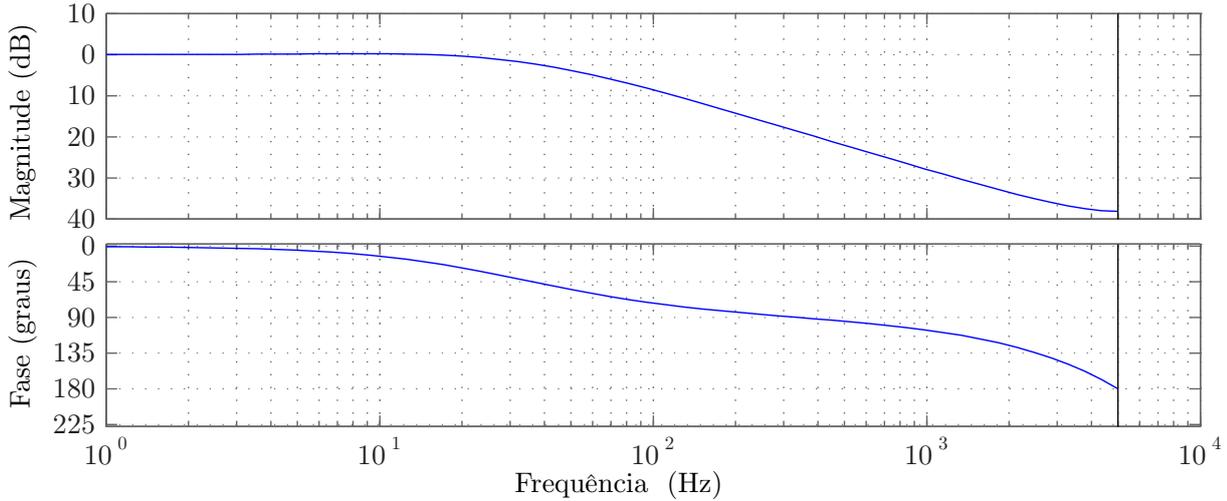


Figura 3.12 – Diagrama de Bode da malha externa de controle de tensão  $G_{v_{cc}}$  em malha fechada.

balanço das tensões do barramento CA também é comprometido. Desta forma, torna-se importante a correção dos desequilíbrios do sistema através da compensação de corrente por parte do DSTATCOM (IDJDARENE et al., 2010).

O sistema de controle apresentado na Figura 3.2 mostra uma terceira malha de controle, sendo esta dedicada à correção dos possíveis desequilíbrios nas correntes e tensões do sistema.

Havendo desequilíbrio entre as correntes de carga em coordenadas  $abc$ , surge uma componente alternada na corrente  $i_{0l}$ , causando o desequilíbrio das tensões do barramento CA, o que gera uma componente alternada também na tensão  $v_0$ . Assim, para a compensação do desequilíbrio de corrente, e conseqüentemente das tensões do barramento, o DSTATCOM deve processar a componente  $i_0$  de forma a compensar a corrente de carga  $i_{0l}$ . Logo, estabelecido o valor nulo como referência ( $v_0^*$ ), a malha externa de controle gera a referência de corrente  $i_0^*$  da malha interna de controle.

Assim como nas demais malhas externas de controle, a partir do conhecimento da FT que relaciona estas variáveis,  $v_0$  e  $i_0$ , dada na equação (2.53), os ganhos do controlador são determinados de tal forma que a frequência de corte em malha fechada seja de até uma década abaixo da frequência de corte definida para a malha interna de corrente  $G_{i_0}$ . A Figura 3.13 apresenta o diagrama de Bode considerado no projeto do controlador, enquanto a equação (3.24) apresenta o respectivo controlador.

$$C_{v_0}(z) = \frac{1,68z - 1,56}{z - 1} \quad (3.24)$$

A Figura 3.14 apresenta o diagrama de Bode da malha externa de controle de tensão  $G_{v_0}$  em malha fechada resultante.

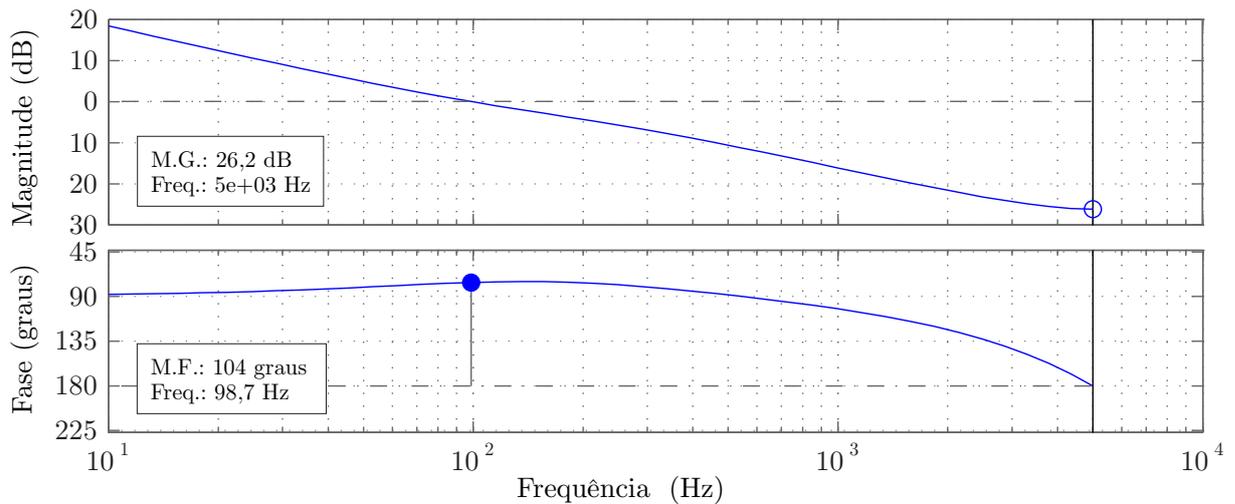


Figura 3.13 – Diagrama de Bode da malha externa de controle de tensão  $G_{v_0}$  em malha aberta.

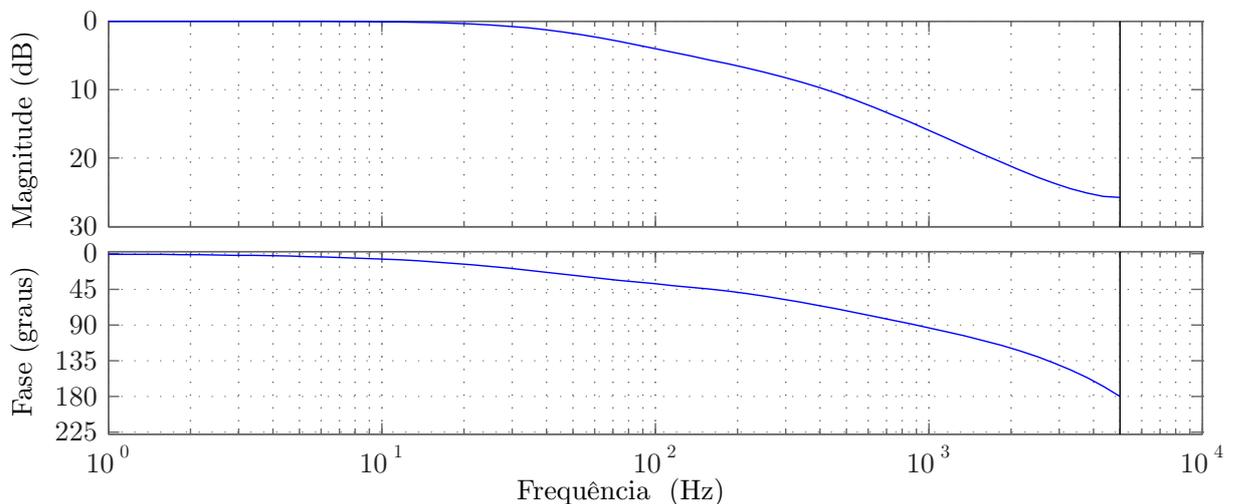


Figura 3.14 – Diagrama de Bode da malha externa de controle de tensão  $G_{v_0}$  em malha fechada.

### 3.5 Análise quanto à variações paramétricas

Um sistema de geração isolado é composto basicamente de elemento gerador, cargas e sistema de regulação. Tanto quanto o gerador, que é um elemento dinâmico, as cargas aplicadas a um sistema isolado podem apresentar características diversas quanto a sua dinâmica, fator de potência (FP) e linearidade. Da mesma forma, o sistema de regulação apresentará característica variável de acordo com a necessidade de regulação das variáveis de interesse.

Por outro lado, um sistema de controle efetivo depende do conhecimento do modelo do sistema. Se tratando de um sistema com variações paramétricas significativas, torna-se imprescindível uma análise da influência das possíveis variações nos modelos obtidos.

No sistema proposto, em decorrência da variação de carga e da atuação do sistema de regulação, dois parâmetros podem ser considerados variáveis, a impedância de carga  $Z_l$  e a capacitância equivalente do sistema  $C$ .

Analisando as funções de transferências, observa-se que as equações (2.31), (2.32), (2.33) e (2.41) são insensíveis às variações paramétricas, dependendo apenas de constantes do sistema. Em compensação, as equações (2.34) e (2.35) são estritamente dependentes da variação de carga  $Z_l$  e da capacitância equivalente de regulação  $C$ . A seguir são desenvolvidas as análises de comportamento do modelo quanto às variações paramétricas possíveis.

### 3.5.1 Análise do modelo da planta quanto à variação de carga

Considerando o sistema apresentado na Figura 2.2, a conexão de cargas ao PCC, sendo elas monofásicas ou trifásicas, ocorre de forma paralela aos bancos de capacitores de excitação. Na equação de espaço de estados em coordenadas  $dq0$  do sistema, equação (2.26), a carga equivalente do sistema é representada pela variável  $Z_l$ . Ou seja, considerando o sistema sem carga conectada ao PCC, o valor de  $Z_l$  é considerado elevado, uma vez que a única carga que pode ser considerada é a referente às perdas no sistema. A medida que é adicionada carga ao PCC, o valor de  $Z_l$  reduz, elevando-se a potência consumida.

Para efeito de análise da influência da variação de carga nas malhas de controle do sistema, foram considerados valores para  $Z_l$  correspondentes a diferentes condições de carga, desde a situação sem carga, até a condição de plena carga. Para a condição do sistema operando sem carga, foi considerado o valor de  $Z_l = 1000 \Omega$ , o que equivale a uma potência consumida de  $P_1 = 48,4 W$ , referente a perdas do sistema. Para a condição de plena carga, é considerada a potência nominal do GI, correspondente a  $P = 3723 W$ , obtendo-se o valor de resistência de  $Z_l = 13 \Omega$ . Valores intermediários de potência são considerados, sendo eles  $P = 484 W$ ,  $P = 968 W$  e  $P = 1936 W$ , referentes aos valores de resistência  $Z_l = 100 \Omega$ ,  $Z_l = 50 \Omega$  e  $Z_l = 25 \Omega$ , respectivamente.

Analisando as funções de transferência das malhas de interesse, expostas nas equações (2.31), (2.32), (2.33), (2.34), (2.35) e (2.41), observa-se que apenas as equações das malhas  $v_d$  e  $v_0$ , equações (2.34) e (2.35) respectivamente, sofrem influência do valor estabelecido para  $Z_l$ . As Figuras 3.15 e 3.16 apresentam os diagramas de Bode das plantas  $G_{v_d}(z)$  e  $G_{v_0}(z)$  em malha aberta para diferentes valores de  $Z_l$ . Nas análises de ambas as plantas foi considerado o valor fixo de capacitância  $C_{Eq} = 55 \mu F$ , referente à capacitância de excitação unicamente.

Através de uma breve análise das respostas em frequência, é possível concluir a respeito da influência da impedância de carga no comportamento da planta. Na Figura 3.15

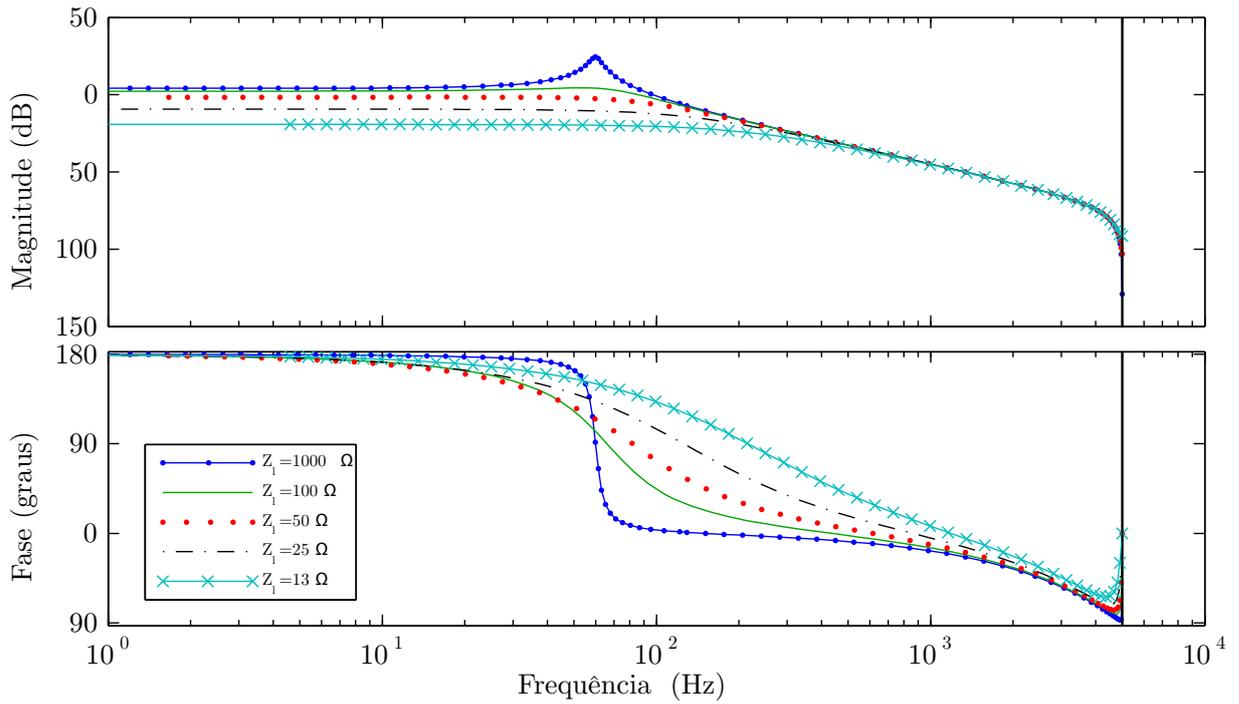


Figura 3.15 – Diagrama de Bode da planta  $G_{v_d}(z)$  em malha aberta para diferentes valores de  $Z_l$ .

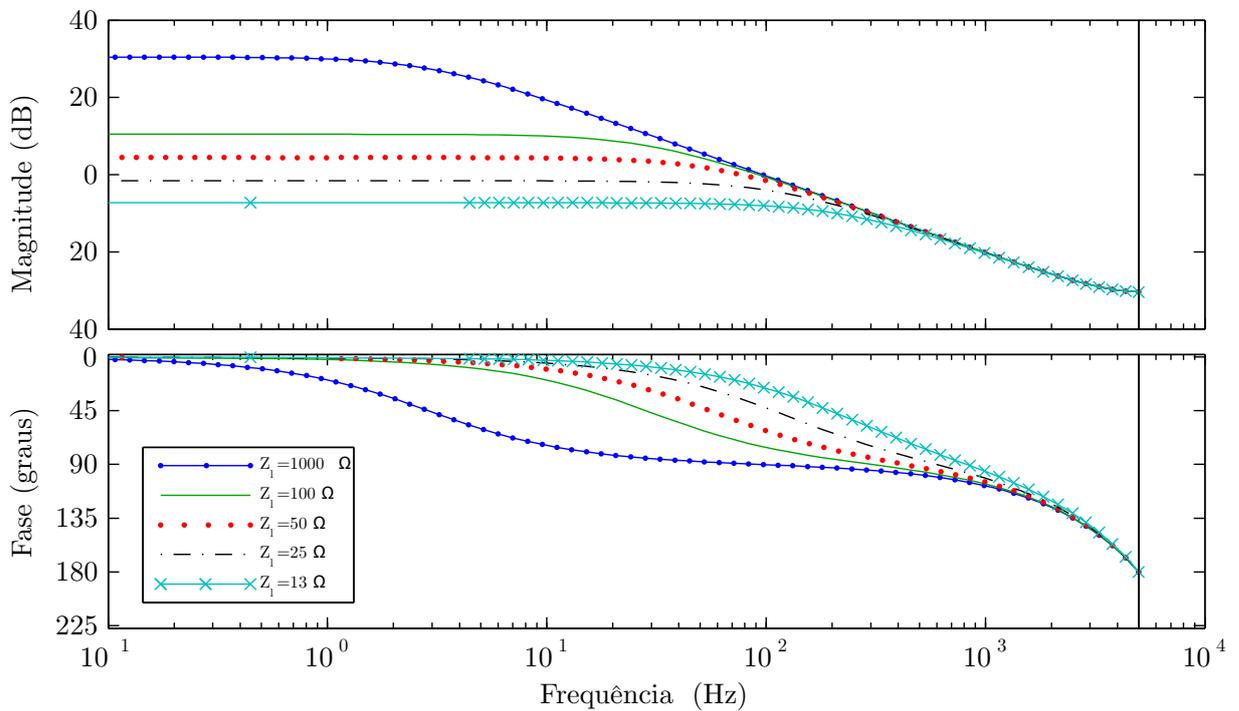


Figura 3.16 – Diagrama de Bode da planta  $G_{v_0}(z)$  em malha aberta para diferentes valores de  $Z_l$ .

é possível notar uma situação de ressonância na frequência de operação, o que é observada na condição do sistema a vazio. Para efeito de projeto, esta condição de ressonância não é uma condição apreciável, uma vez que impõe limitações ao projeto do controlador e con-

sequentemente à resposta esperada. Com relação à Figura 3.16, a variação da impedância de carga afeta mais significativamente a resposta de fase da planta, podendo diferir em até 90 graus a resposta de fase da planta entre as condições de plena carga e à vazia.

Considerando os controladores projetados para cada uma das malhas de controle, as respostas ao degrau unitário das malhas de controle  $G_{v_d}(z)$  e  $G_{v_0}(z)$  em malha fechada são apresentadas nas Figuras 3.17 e 3.18, respectivamente. Novamente foi considerado o valor fixo de capacitância  $C_{E_q} = 55 \mu F$  em ambas as análises.

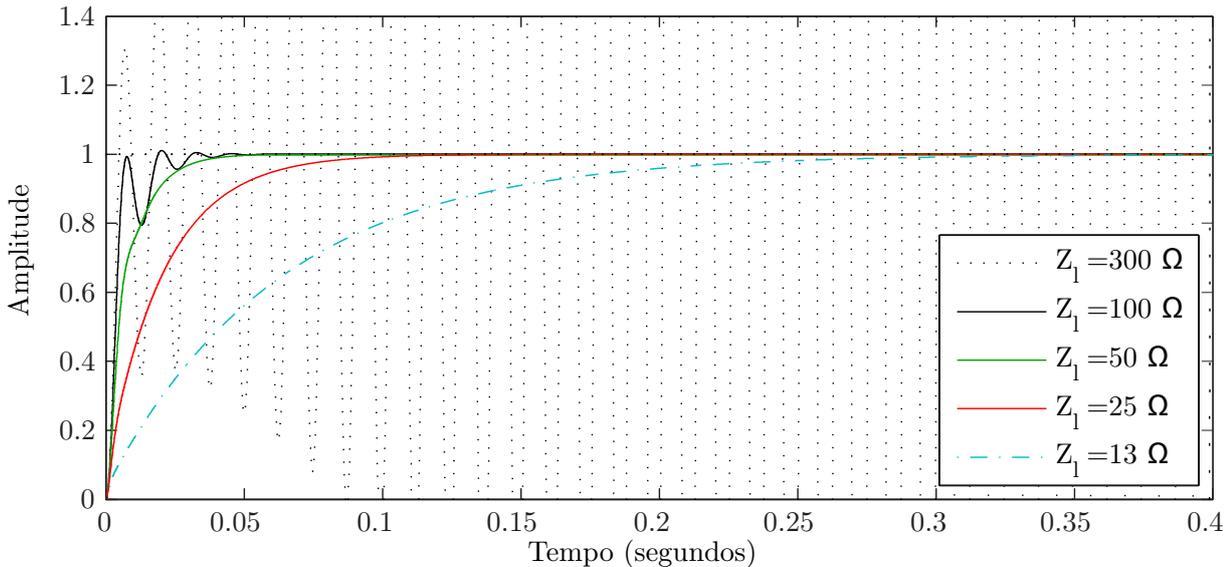


Figura 3.17 – Resposta ao degrau unitário da malha de controle de  $G_{v_d}(z)$  em malha fechada para diferentes valores de  $Z_l$ .

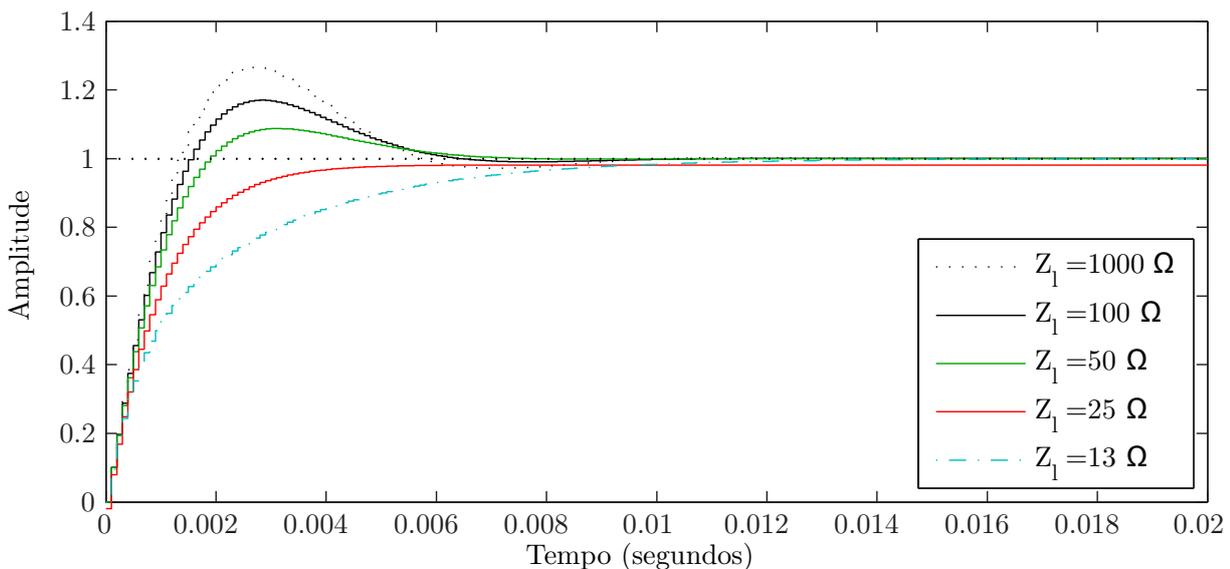


Figura 3.18 – Resposta ao degrau unitário da malha de controle de  $G_{v_0}(z)$  em malha fechada para diferentes valores de  $Z_l$ .

A análise das respostas obtidas para as duas malhas de controle, com a consideração dos respectivos controladores, revela maior influência da variação de impedância

de carga sobre a malha de controle de  $G_{v_d}(z)$ . Note que, na Figura 3.17, a resposta da malha de controle se mostrou instável para uma impedância de  $Z_l = 300\Omega$ . Impedâncias maiores, relacionadas a condições de cargas reduzidas, apresentam ainda maior instabilidade demonstrando que o controlador considerado não seria capaz de garantir o controle da malha  $G_{v_d}(z)$  para condição à vazio. A Figura 3.19 apresenta uma análise da localização dos polos e zeros discretos da malha de controle de  $G_{v_d}(z)$  em malha fechada para diferentes valores de  $Z_l$ . Repare que os polos são deslocados para fora do círculo de raio unitário para valores elevados de  $Z_l$ , o que indica a instabilidade da malha de controle, conforme Figura 3.19(b).

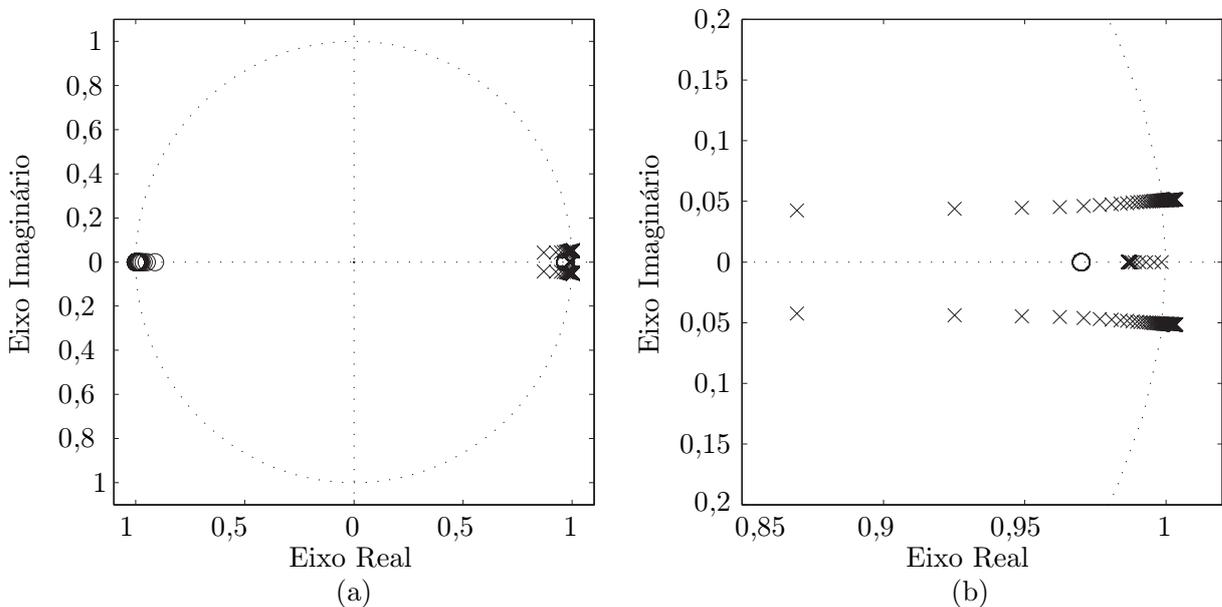


Figura 3.19 – Polos e zeros da malha de controle de  $G_{v_d}(z)$  em malha fechada para diferentes valores de  $Z_l$ : (a) polos e zeros no círculo de raio unitário; (b) detalhe do deslocamento dos polos.

As respostas obtidas para a malha de controle de  $G_{v_0}(z)$ , mostraram-se menos divergentes, apesar de ainda diferentes para as diferentes condições de carga. Conclui-se, portanto, que a variação da impedância de carga tem maior influência sobre o projeto do controlador da malha  $G_{v_d}(z)$ . Uma vez que o sistema de geração estudado propõe condição de carga constante e nominal aplicada ao PCC, foi considerada a condição à plena carga, equivalente a  $Z_l = 13\Omega$ , para o projeto do controlador de  $G_{v_d}(z)$ .

### 3.5.2 Análise do modelo da planta quanto à variação da capacitância de regulação

De forma semelhante à análise realizada para variações de carga, deve-se analisar também a influência da variação da capacitância conectada ao barramento CA, referente aos bancos de capacitores de excitação e regulação, nas malhas de controle do sistema.

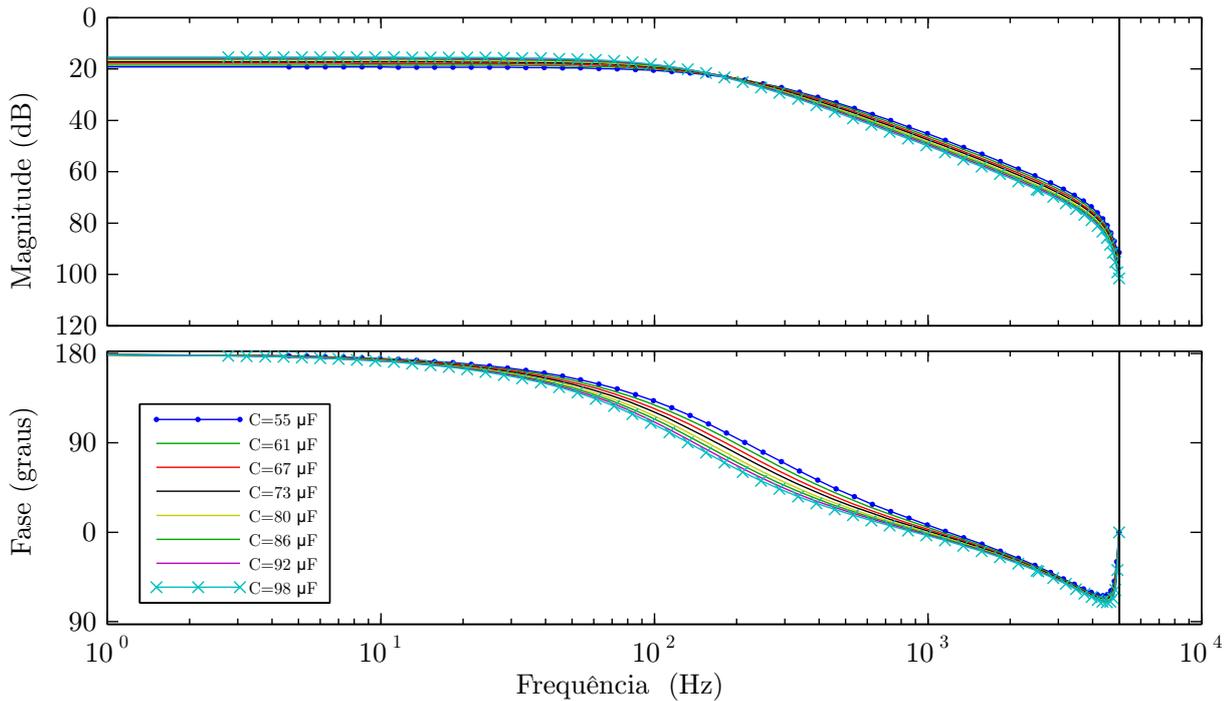


Figura 3.20 – Diagrama de Bode da planta  $G_{v_d}(z)$  em malha aberta para diferentes valores de  $C_{Eq}$ .

Analisando todas as combinações possíveis, oito valores de capacitância devem ser considerados, sendo eles  $55 \mu\text{F}$ ,  $61 \mu\text{F}$ ,  $67 \mu\text{F}$ ,  $73 \mu\text{F}$ ,  $80 \mu\text{F}$ ,  $86 \mu\text{F}$ ,  $92 \mu\text{F}$  e  $98 \mu\text{F}$ . Vale ressaltar que estes valores referem-se à capacitância por fase do sistema, conforme é considerado na modelagem do sistema.

Analisando novamente as funções de transferência das malhas de interesse em tempo contínuo, expostas nas equações (2.31), (2.32), (2.33), (2.34), (2.35) e (2.41), observa-se novamente que apenas as equações das malhas  $G_{v_d}(s)$  e  $G_{v_0}(s)$ , equações (2.34) e (2.35) respectivamente, sofrem influência do valor estabelecido para  $C_{Eq}$ . As Figuras 3.20 e 3.21 apresentam os diagramas de Bode das malhas de controle  $G_{v_d}(z)$  e  $G_{v_0}(z)$  em malha fechada para diferentes valores de  $C_{Eq}$ .

Considerando os controladores projetados para cada uma das malhas de controle, as respostas ao degrau unitário das malhas de controle  $G_{v_d}(z)$  e  $G_{v_0}(z)$  em malha fechada são apresentadas nas Figuras 3.22 e 3.23, respectivamente.

Analisando as respostas das plantas e das malhas de controle quanto a variação do valor de  $C$ , pode-se concluir não haver grande influência desta variável no comportamento da planta na frequência de interesse, nem nas respostas das malhas de controle considerando os controladores projetados.

Apesar das variações paramétricas a que o sistema é exposto, cabe destacar que para efeito de projeto dos controladores de ganhos fixos, considera-se um determinado ponto de operação. Logo, em aplicações com ampla faixa de variação de potência, pode-se tornar inviável a utilização de um único controlador ou conjunto de ganhos para toda

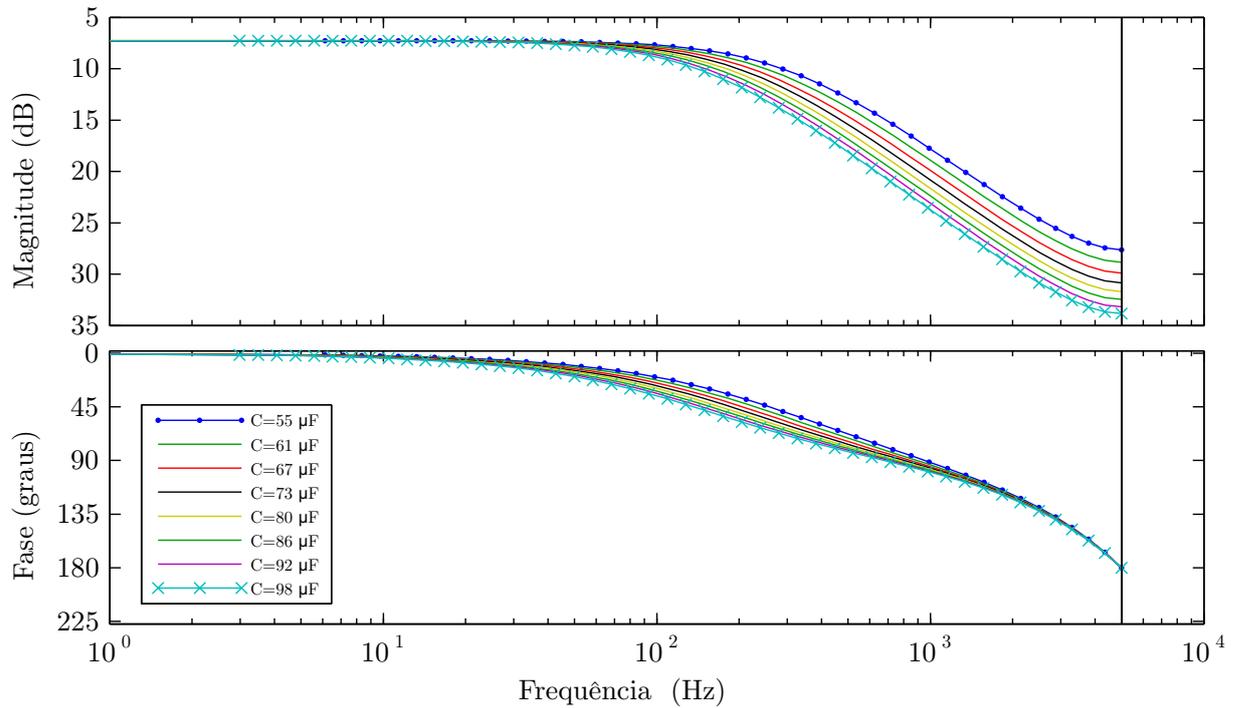


Figura 3.21 – Diagrama de Bode da planta  $G_{v_0}(z)$  em malha aberta para diferentes valores de  $C_{Eq}$ .

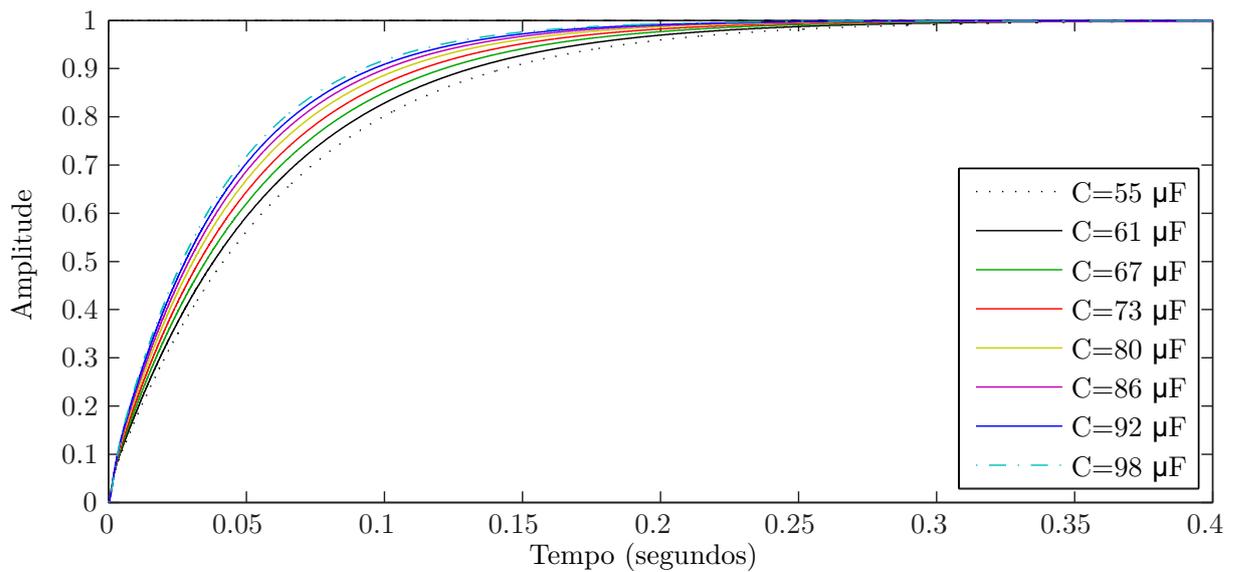


Figura 3.22 – Resposta ao degrau unitário da malha de controle de  $G_{v_d}(z)$  em malha fechada para diferentes valores de  $C_{Eq}$ .

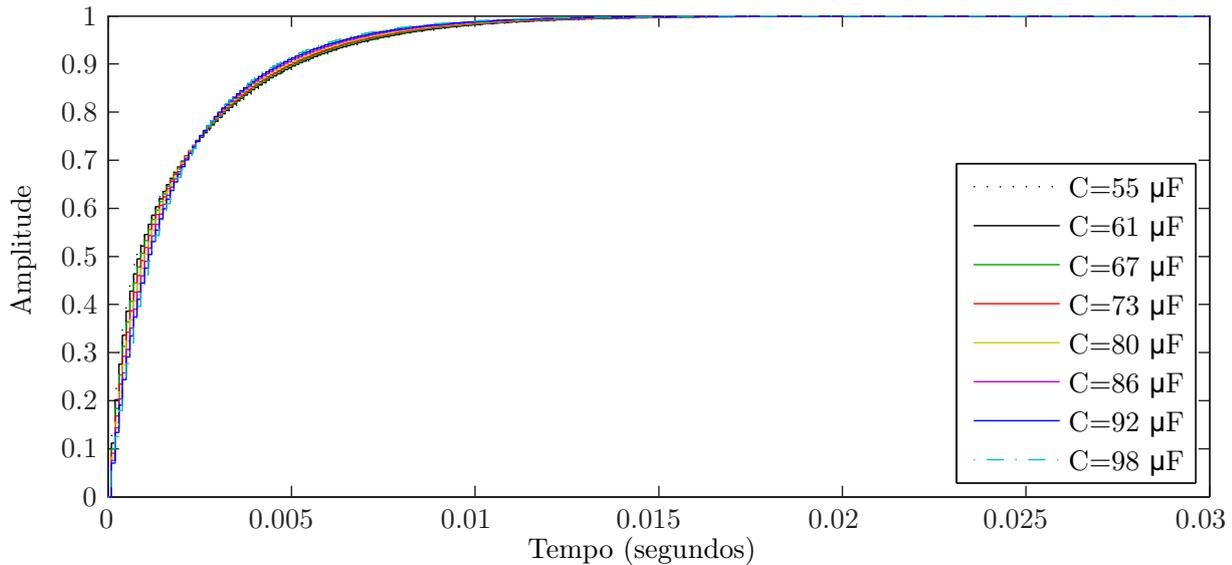


Figura 3.23 – Resposta ao degrau unitário da malha de controle de  $G_{v_0}(z)$  em malha fechada para diferentes valores de  $C_{Eq}$ .

uma faixa de operação, devendo-se, neste caso, serem utilizados controladores distintos para cada faixa de operação ou controladores com ganhos variáveis ou adaptáveis.

### 3.6 Resultados de simulação e experimentais

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação e experimentais obtidos a partir do sistema de geração e método híbrido de regulação, conforme apresentado na Figura 3.1, e sistema de controle empregando controladores de ganho fixo do tipo PI, conforme Figura 3.2. Os resultados foram obtidos a partir de um sistema de geração com potência nominal de 3,7 kW, tensão de linha de 380 V e frequência de 60 Hz.

#### 3.6.1 Resultados de simulação

A simulação do sistema é realizada a partir do desenvolvimento em ambiente de simulação do sistema apresentado na Figura 3.1, da consideração dos valores projetados, conforme Apêndice C, da implementação do sistema de controle descrito na seção 3.3, bem como da aplicação dos controladores projetados nas seções anteriores. Os parâmetros considerados são apresentados no Apêndice B. A Figura 3.24 apresenta o diagrama desenvolvido para simulação do sistema.

Os resultados de simulação a seguir apresentam o comportamento do sistema de geração e topologia híbrida de regulação de tensão frente a diferentes condições de operação. Inicialmente são apresentadas as respostas dos controladores empregados, conforme

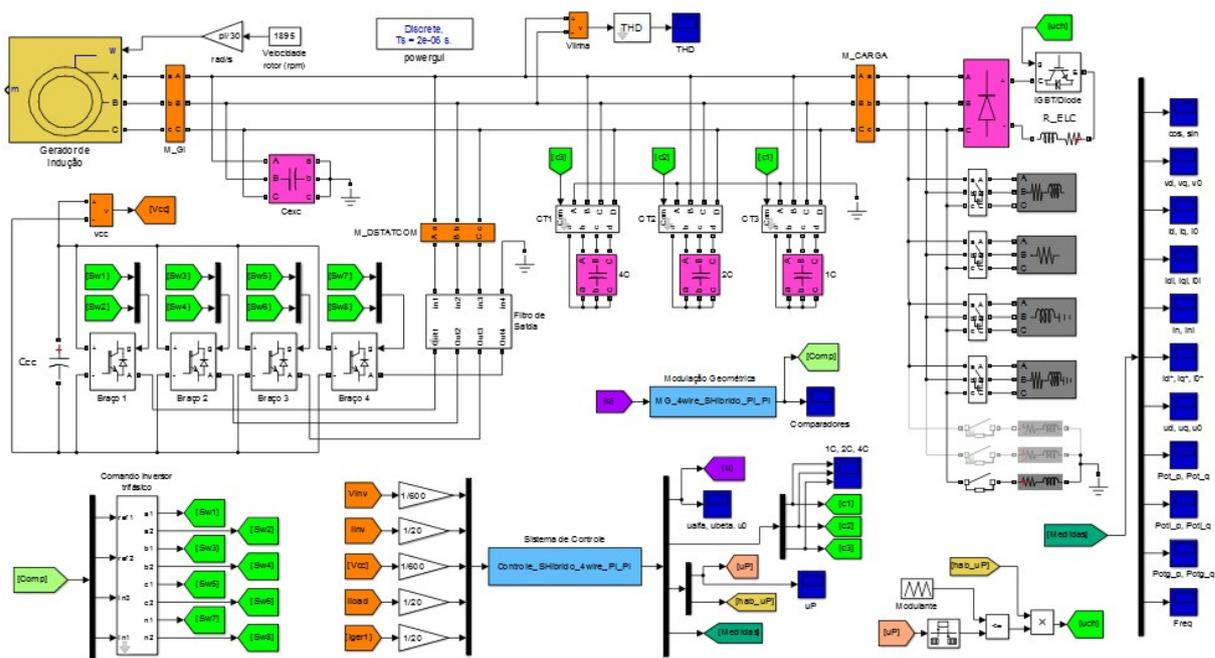


Figura 3.24 – Diagrama desenvolvido para simulação do sistema de geração e método híbrido de regulação de tensão e frequência.

projeto descrito no capítulo 3.4. Na sequência, são apresentados os resultados mostrando o comportamento do sistema de geração e regulação propostos frente a diferentes condições de carga.

As ações dos controladores aplicados ao controle do DSTATCOM podem ser testadas através da análise do comportamento das variáveis medidas, frente à variações nas variáveis de referência. As respostas dos controladores são apresentadas na Figura 3.25.

As respostas dos controladores frente a variações dos sinais de referência identificam a velocidade de resposta dos mesmos. Verifica-se, inicialmente, que para todos os controladores testados os sinais de saída seguiram os valores de referência. Além disso, os controladores das malhas internas apresentaram velocidade muito superior às apresentadas pelas malhas externas. Isto confere com os parâmetros definidos em projeto, no qual se adotou frequências de corte para as malhas externas de no mínimo uma década abaixo das frequências de corte adotadas para as malhas internas.

A Figura 3.26 apresenta os resultados de simulação do sistema de geração mediante a conexão de cargas trifásicas e monofásicas. São apresentados o comportamento das variáveis do sistema mediante transitórios controlados de carga. As cargas aplicadas podem ser consideradas extremas para o propósito do sistema (geração isolada), no entanto tal condição objetiva testar a robustez do sistema de controle, bem como seu desempenho quanto à regulação das variáveis de interesse do sistema. Por esta razão foram consideradas condições de conexão e desconexão de cargas com elevada potência ativa e reativa, demandando do sistema compensação instantânea de ativos e reativos de forma a manter a amplitude e frequência das tensões no PCC.

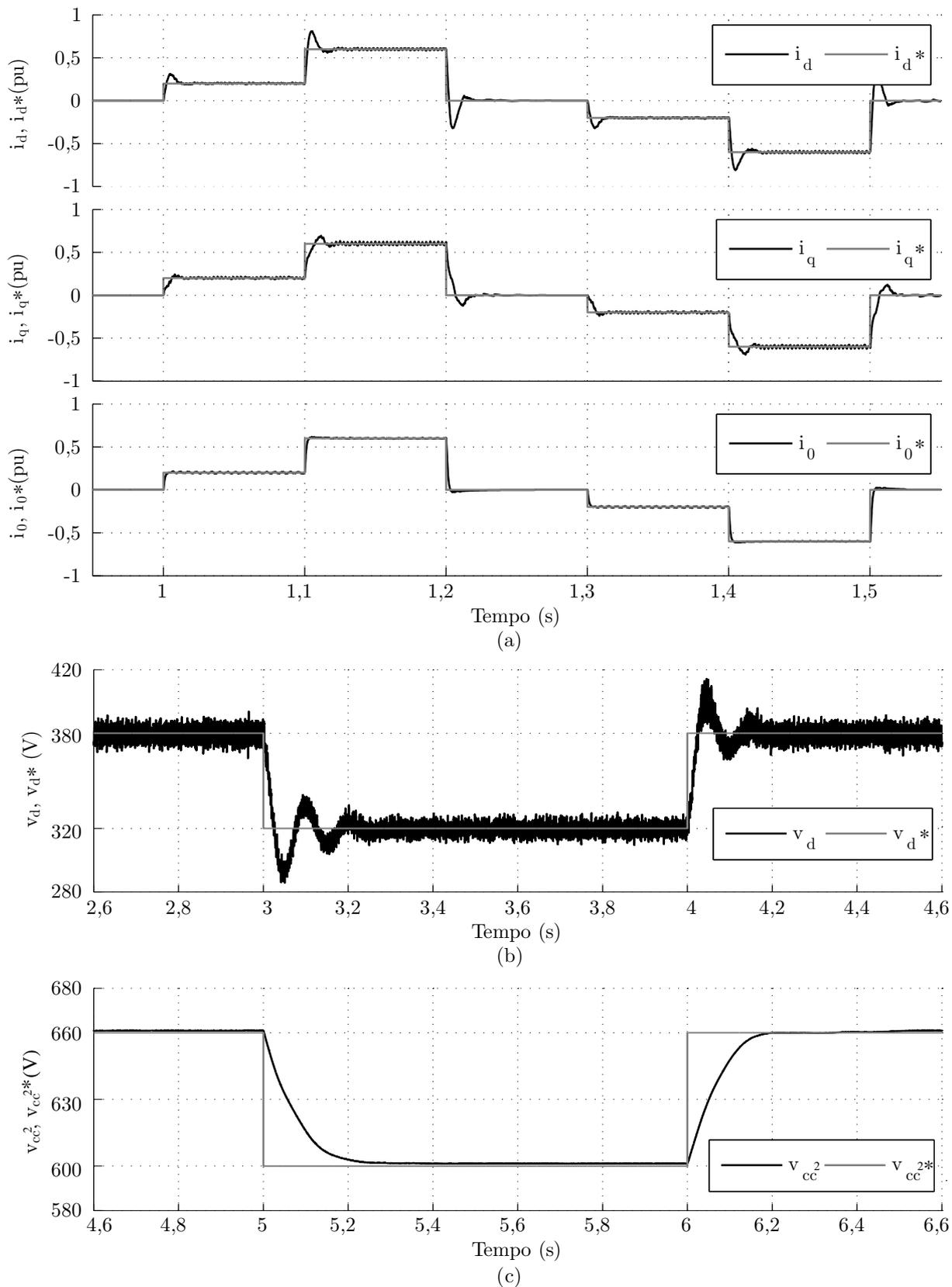


Figura 3.25 – Resultado de Simulação: Respostas dos controladores das malhas de controle à variações nos sinais de referência: (a) malhas internas de corrente  $G_{i_d}$ ,  $G_{i_q}$  e  $G_{i_0}$ ; (b) malha externa de tensão  $G_{v_d}$ ; (c) malha externa de tensão  $G_{v_d}$ .

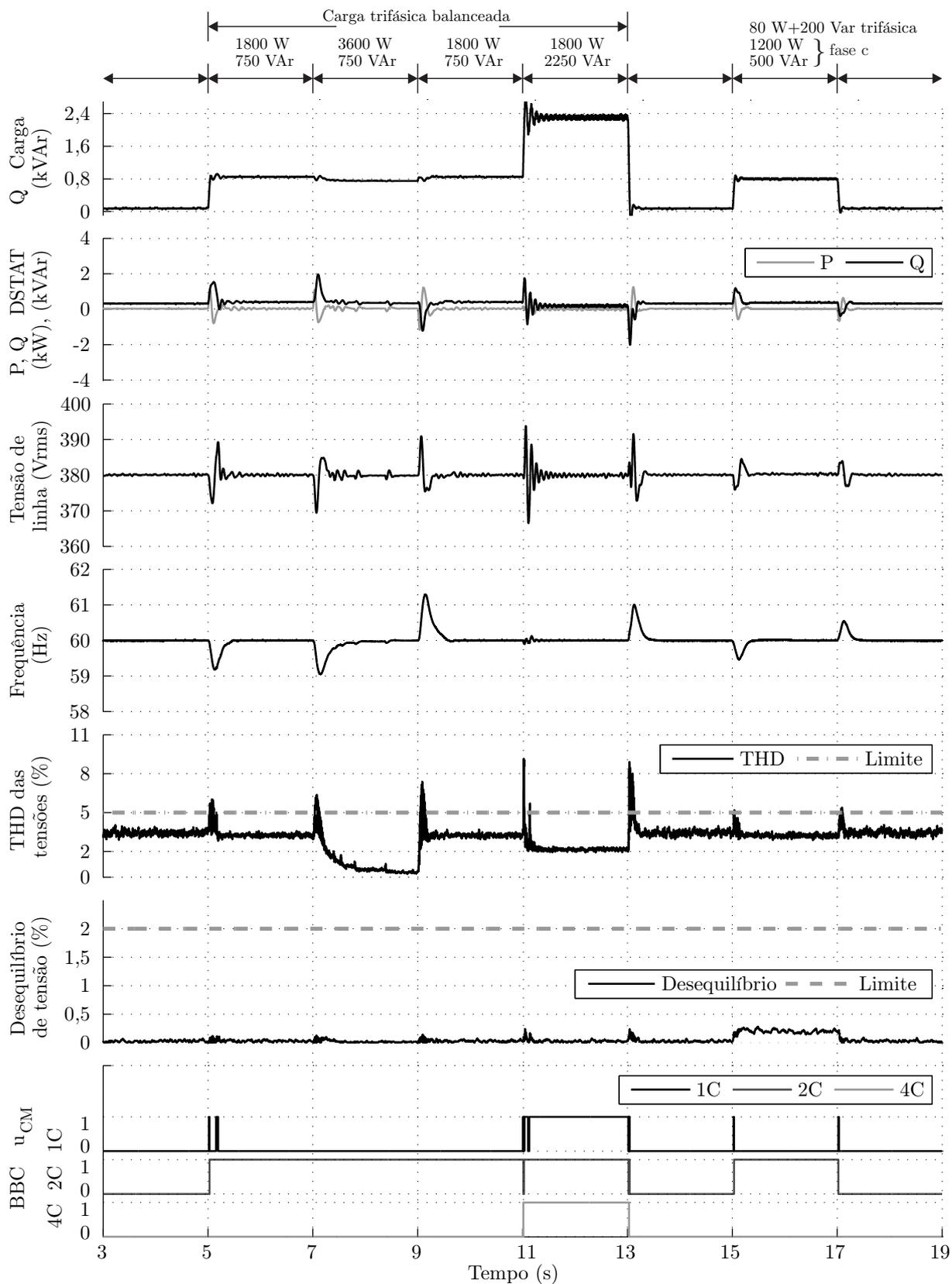


Figura 3.26 – Resultado de Simulação: Comportamento das variáveis do sistema mediante transitórios de carga.

No extremo superior da Figura 3.26 são descritas as cargas aplicadas em cada instante da simulação. Na sequência são apresentados os comportamentos das seguintes variáveis: potência reativa da carga, potências ativa e reativa processadas pelo DSTATCOM, média das tensões de linha RMS no PCC, frequência das tensões no PCC, THD média das tensões de linha no PCC, desequilíbrio relativo entre as tensões de linha no PCC e sinais de comutação dos bancos de capacitores comutáveis.

Analisando a Figura 3.26, percebe-se que apesar da conexão de cargas com reduzido FP e elevada potência reativa (2,25 kVAr), a potência reativa compensada pelo DSTATCOM mantêm-se reduzida em regime permanente, em função da conexão dos BCC. Durante os transitórios de carga, a potência reativa compensada pelo DSTATCOM eleva-se de forma a compensar a demanda instantânea de potência reativa requerida pela carga e GI, a qual não pode ser suprida pelos BCC em razão da sua dinâmica lenta de compensação. É importante destacar que esse comportamento transitório de potência do DSTATCOM não necessariamente infere no sobredimensionamento do mesmo, visto que as chaves semicondutoras são projetadas considerando determinados níveis de sobrecorrente transitória, caracterizadas como correntes de curto-circuito, contando inclusive com auto-limitação da corrente pela própria chave.

Na Figura 3.26 são apresentados também o comportamento da tensão de linha RMS e da frequência das tensões no PCC. Nota-se a regulação de ambas as variáveis durante os transitórios de carga, respondendo de forma coerente com as variações de potência reativa e ativa da carga, respectivamente.

O comportamento da THD das tensões de linhas evidenciam a operação do ELC. Nos instantes em que há reduzida carga aplicada, o ELC responde pelo consumo da maior parte da potência ativa do sistema. Sendo o ELC composto por um retificador trifásico não-controlado com elemento *chopper* e carga auxiliar no barramento CC, este representa uma carga puramente não-linear. Portanto, quanto maior a potência ativa drenada pelo ELC, maior a THD percebida. Quando a carga aplicada se aproxima da nominal, entre 7 e 9 segundos, observa-se reduzida THD. Em qualquer condição de operação, no entanto, a THD das tensões de linha no PCC permanece dentro dos limites impostos por norma (IEEE 1159-2009).

No instante de tempo entre 15 e 17 segundos é realizada a conexão de uma carga monofásica na fase *c*. Nota-se a regulação das tensões e frequência no PCC, assim como o desequilíbrio entre as tensões, o qual é realizado a partir da compensação das correntes de carga por parte do DSTATCOM. Os valores de desequilíbrio das tensões são mantidos muito abaixo do valor limite definido por norma (IEEE 1159-2009).

## 3.6.2 Resultados experimentais

Os resultados experimentais apresentados a seguir foram obtidos a partir da bancada experimental descrita no Apêndice B. Com o propósito de validar a modelagem do sistema, bem como o procedimento de projeto dos controladores aplicados ao sistema, os resultados experimentais apresentados reproduzirão as mesmas condições de operação a partir das quais foram obtidos os resultados de simulação, respeitando os tempos e parâmetros utilizados no sistema simulado.

Na Figura 3.27 são apresentados os comportamentos das tensões nos barramentos CA e CC e das tensões e correntes do GI durante a partida do sistema de geração.

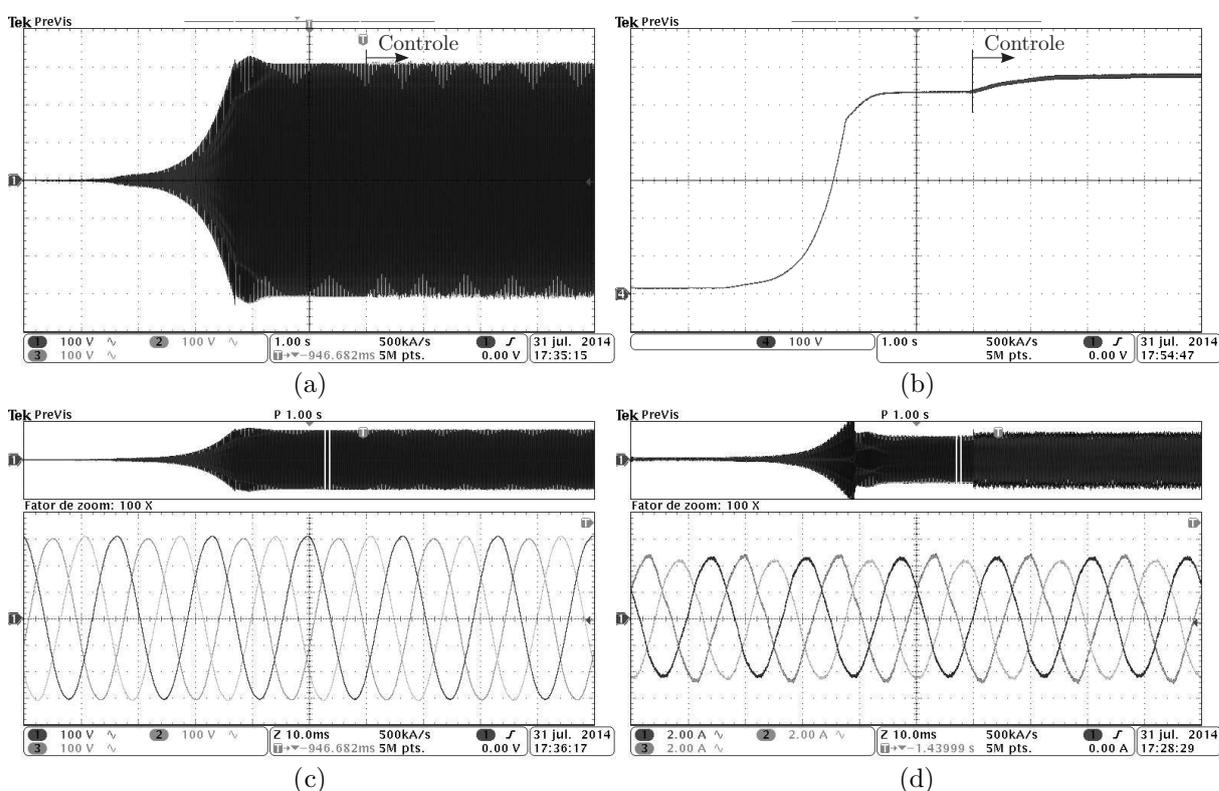


Figura 3.27 – Resultado experimental: Variáveis do sistema durante a partida do conjunto de geração: (a) tensões de fase no barramento CA; (b) tensão no barramento CC; (c) detalhe das tensões do GI; (d) detalhe das correntes do GI.

O estágio de partida do GI e do sistema de geração como um todo, contempla o período de auto-excitação do GI até a estabilização das tensões terminais. Em função da elevação gradual da tensão do PCC, neste estágio de partida é também realizada a pré-carga do barramento CC do DSTATCOM, assim como a inserção gradual da carga do ELC até a condição de plena carga. Esta pré-carga dos elementos de controle, DSTATCOM e ELC, objetiva levar o sistema à condição próxima da condição nominal de operação, para as quais foram projetados os controladores do sistema, e assim garantir uma entrada de controle suave sem ocasionar sobrecorrentes ou provocar a desexcitação do GI.

Logo, no momento de partida do sistema, encontram-se conectados ao PCC o GI, os capacitores de excitação e o DSTATCOM como retificador não-controlado. A carga relativa ao ELC é conectada gradualmente, de acordo com a elevação da tensão terminal, de forma a evitar a desexcitação da máquina. Uma vez que os capacitores de excitação são projetados considerando a condição de carga nominal, a tensão terminal do GI é estabilizada no valor definido pelo projeto dos capacitores de excitação. Na sequência ocorre a habilitação do controle do DSTATCOM e ELC e os controladores passam a atuar na regulação das tensões, tanto do barramento CA do sistema, quanto do barramento CC do DSTATCOM, assim como na frequência das tensões no PCC.

Após a partida do sistema e habilitação do sistema de controle do DSTATCOM e ELC, o sistema de geração está apto para receber a conexão de cargas no PCC. Os resultados apresentados a seguir mostram o comportamento do sistema de geração e regulação proposto mediante a conexão de cargas com características distintas.

Na Figura 3.28 são apresentados os resultados experimentais do sistema de geração mediante a conexão de cargas trifásica e monofásicas. É apresentado o comportamento das variáveis do sistema mediante transitórios controlados de carga idênticos aos considerados no resultado de simulação apresentado na Figura 3.26.

Inicialmente, observa-se uma semelhança dos resultados obtidos experimentalmente com os resultados de simulação, o que evidencia uma equivalência entre os sistemas e comprova a validade do sistema desenvolvido em simulação. As diferenças observadas entre os dois resultados podem ser associadas a parâmetros não considerados dos componentes do sistema, tais como impedâncias das chaves semicondutoras ou ruídos de medição.

Novamente, a potência processada pelo DSTATCOM é limitada em regime permanente pela conexão dos BCC, tendo, no entanto, papel fundamental na compensação dos ativos e reativos do sistema durante os transitórios de carga. As tensões e frequência no PCC são reguladas nos valores de referência em regime permanente, apresentando transitórios adequados frente às diretrizes do PRODIST - Módulo 14 (Agência Nacional de Energia Elétrica, 2014). Da mesma forma, os parâmetros de qualidade, THD e desbalanço das tensões de linhas, permanecem abaixo dos limites impostos (IEEE 1159-2009) para todas as condições de carga.

Na Figura 3.29 são apresentados os detalhes das tensões e correntes do sistema para diferentes condições de carga trifásicas e balanceadas. De fato, uma vez que o GI fornece potência constante, em todas as condições apresentadas, a potência ativa drenada pelo conjunto carga + ELC deve manter-se constante. Garante-se assim o balanço de potência ativa do sistema e, conseqüentemente, a regulação da frequência do sistema. Portanto, através da Figura 3.29, é possível observar o comportamento das variáveis do sistema em regime permanente frente a dinâmica de compensação de potência ativa pelo ELC.

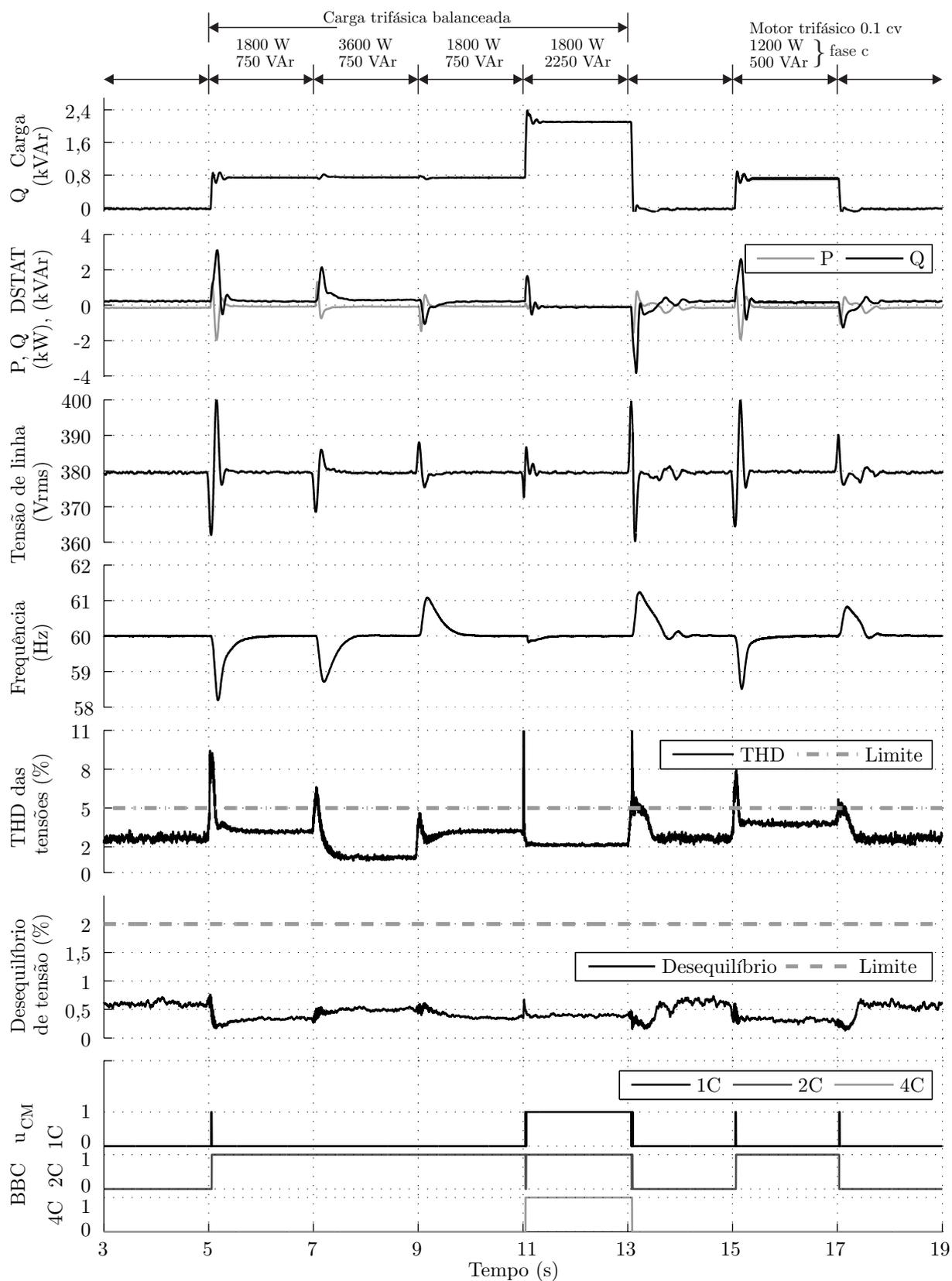


Figura 3.28 – Resultado experimental: Comportamento das variáveis do sistema mediante transitórios de carga.

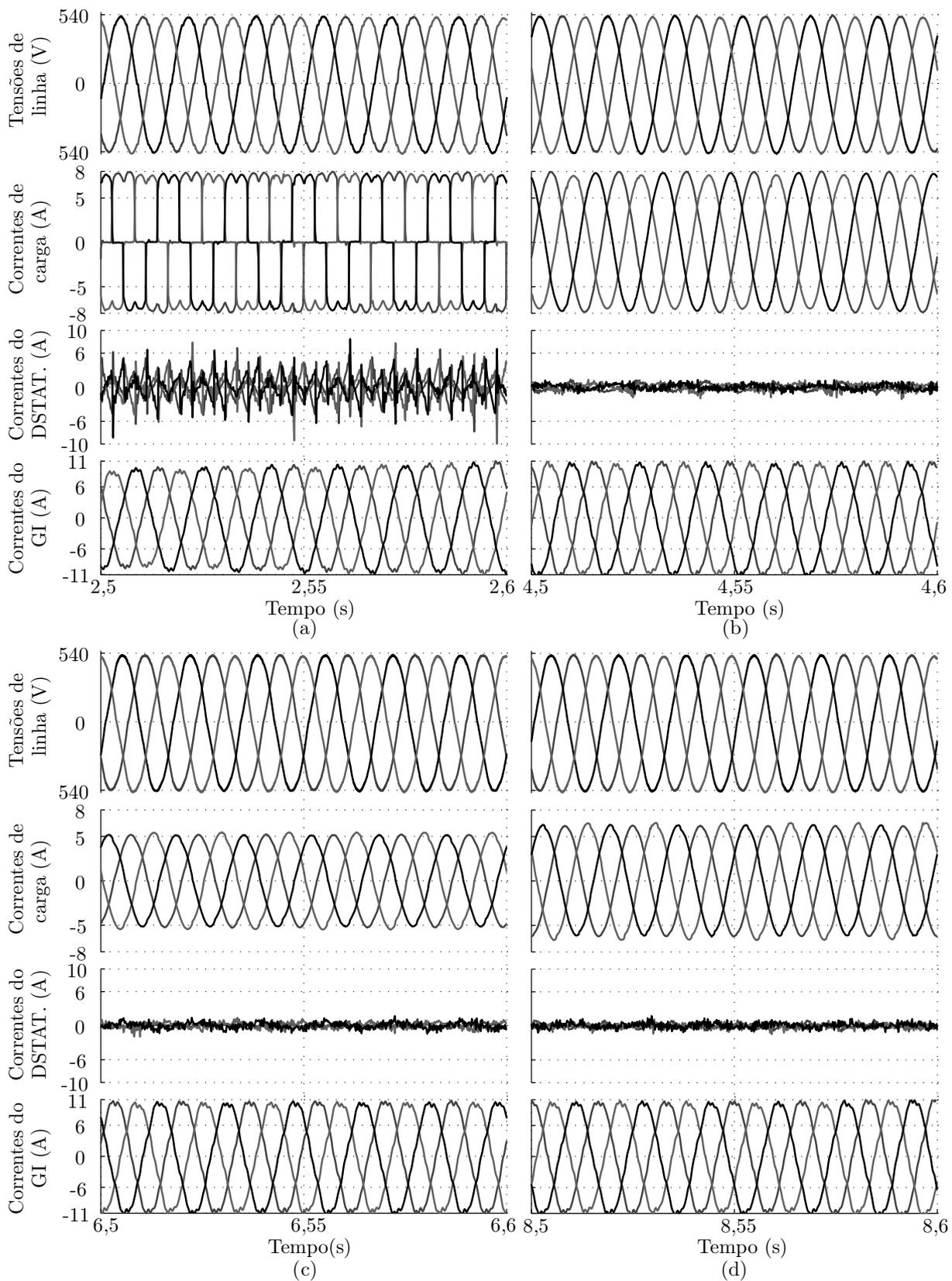


Figura 3.29 – Resultado experimental: Detalhes das tensões e correntes do sistema para condições de carga distintas: (a) sem carga (ELC processa toda potência); (b) 3,6 kW carga resistiva; (c) 1,8 kW carga resistiva + 1,5 kVAr carga indutiva; (d) 1,8 kW carga resistiva + 2,25 kVAr carga indutiva.

Na Figura 3.29.(a) as tensões e correntes apresentadas referem-se à situação sem carga. Nesta condição, o ELC compensa plenamente toda a potência ativa entregue pelo GI ao PCC. Logo, as correntes de carga apresentam característica puramente não-linear e com alta THD, cabendo ao DSTATCOM a compensação destas distorções de corrente de forma a manter as correntes do GI o mais senoidais possível. Esta compensação de distorções de corrente não requer processamento de potência pelo DSTATCOM, como pode ser observado na Figura 3.28 nos instantes de 3 a 5 segundos e 13 a 15 segundos.

Na Figura 3.29.(b) é apresentada a condição oposta de operação, na qual são aplicados 3,6 kW de carga resistiva ao PCC. Nesta situação, a operação do ELC é quase nula, tornando as correntes de carga puramente senoidais com reduzida THD. Uma vez que os BCC atuam na compensação da maior parcela da potência reativa do sistema, o DSTATCOM apresenta mínima influência sobre o sistema, conforme pode ser comprovado pela Figura 3.28 no instante de tempo entre 7 e 9 segundos.

As Figuras 3.29.(c) e 3.29.(d) apresentam condições intermediárias de carga ativa (1,8 kW), com significantes parcelas de carga reativa indutiva, 1,5 kVAr e 2,25 kVAr, respectivamente, conectadas ao PCC. Apesar de não estar representado, as correntes de carga apresentam componentes em alta frequência relativas à comutação em alta frequência (10 kHz) do *chopper* do barramento cc do ELC. Este comportamento pode ser visualizado na Figura 3.30. A comutação dos BCC eleva a capacitância equivalente do sistema, o que ajuda na redução das componentes em alta frequência das correntes de carga, sendo o restante compensado pelo DSTATCOM. Novamente, as correntes processadas pelo DSTATCOM permanecem reduzidas em função da comutação dos BCC, conforme pode ser comprovado pelos resultados apresentados na Figura 3.28 no instante de tempo entre 11 e 13 segundos.

Em todas as situações de carga, no entanto, as tensões no PCC são mantidas reguladas e com reduzida THD, conforme evidenciado na Figura 3.28. Da mesma forma, são garantidas correntes com características senoidais para o GI, o que evidencia menores estresses magnéticos à máquina.

A Figura 3.30 apresenta em detalhe o comportamento da tensão de fase ( $v_a$ ), corrente de carga ( $i_{al}$ ), corrente do DSTATCOM ( $i_a$ ) e corrente do GI ( $i_{ga}$ ) na fase  $a$ , durante quatro transitórios diferentes de carga: transitório de condição a vazio para 1,8 kW carga resistiva trifásica; transitório de 3,6 kW para + 1,8 kW de carga resistiva trifásica; transitório de condição a vazio para 1,2 kW carga resistiva na fase  $a$ ; transitório de 2,4 kW para + 1,2 kW de carga resistiva na fase  $a$ .

Nos quatro gráficos, a variação de carga ocorre em 40 ms, e depois de 160 ms no máximo, o sistema atinge regime permanente, ou seja, as correntes de carga são compensadas pelas correntes do DSTATCOM, reestabelecendo os valores nominais das correntes e tensões do GI. Analisando as correntes de carga, é possível identificar o comportamento não-linear devido à operação do ELC. Ainda, é visível a componente em alta frequência

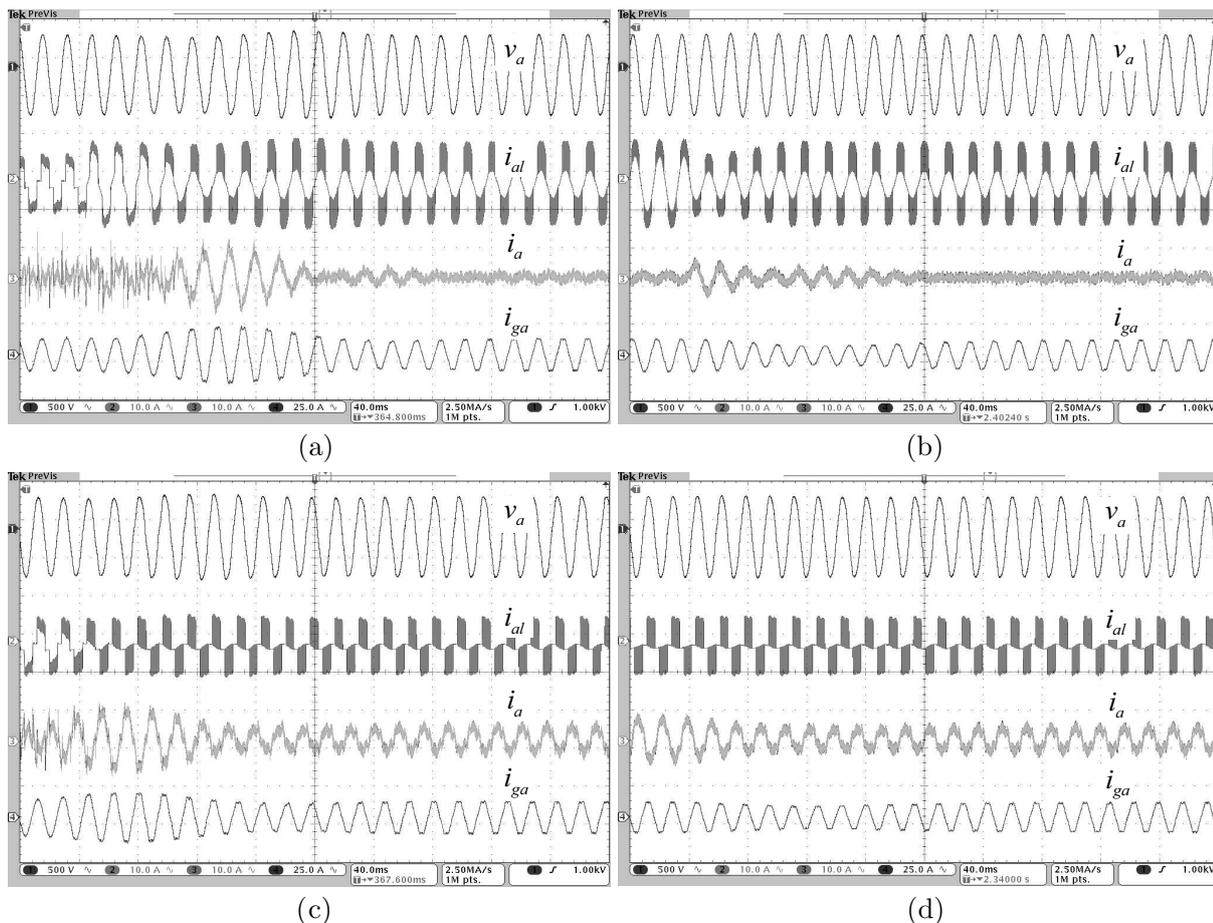


Figura 3.30 – Resultado experimental: Resposta da tensão de fase, corrente de carga, corrente do DSTATCOM e corrente do GI na fase  $a$  durante transitórios de carga: (a) transitório de condição a vazio para 1,8 kW carga resistiva trifásica; (b) transitório de 3,6 kW para + 1,8 kW de carga resistiva trifásica; (c) transitório de condição a vazio para 1,2 kW carga resistiva na fase  $a$ ; (d) transitório de 2,4 kW para + 1,2 kW de carga resistiva na fase  $a$ .

da corrente de carga devido ao chaveamento em alta frequência do *chopper*. Esta componente em alta frequência da corrente de carga não é identificada na corrente do GI, isto porque é compensada pela ação conjunta do DSTATCOM e do filtro resultante da conexão dos BCC.

A Figura 3.31 apresenta em detalhes o comportamento em regime permanente das tensões e correntes do sistema para duas condições distintas de carga desequilibrada. Na Figura 3.31.(a) é considerada uma carga composta por carga resistiva trifásica de 1,8 kW e carga resistiva monofásica de 1,2 kW conectada à fase  $a$ , enquanto na Figura 3.31.(b) é considerada carga composta por carga monofásica resistiva de 2,4 kW na fase  $a$  e carga monofásica indutiva de 0,5 kVAR na fase  $c$ . O desequilíbrio entre as correntes de carga é evidenciado pelas correntes de neutro. Observa-se que em ambas as condições, as correntes desequilibradas de carga são compensadas pelas correntes processadas pelo DSTATCOM, de forma que a corrente de neutro é inteiramente processada pelo DSTATCOM. A com-

pensação dos desbalanceamentos de carga pelo DSTATCOM resulta em tensões terminais e correntes do GI balanceadas, satisfatórias para a adequada operação do GI.

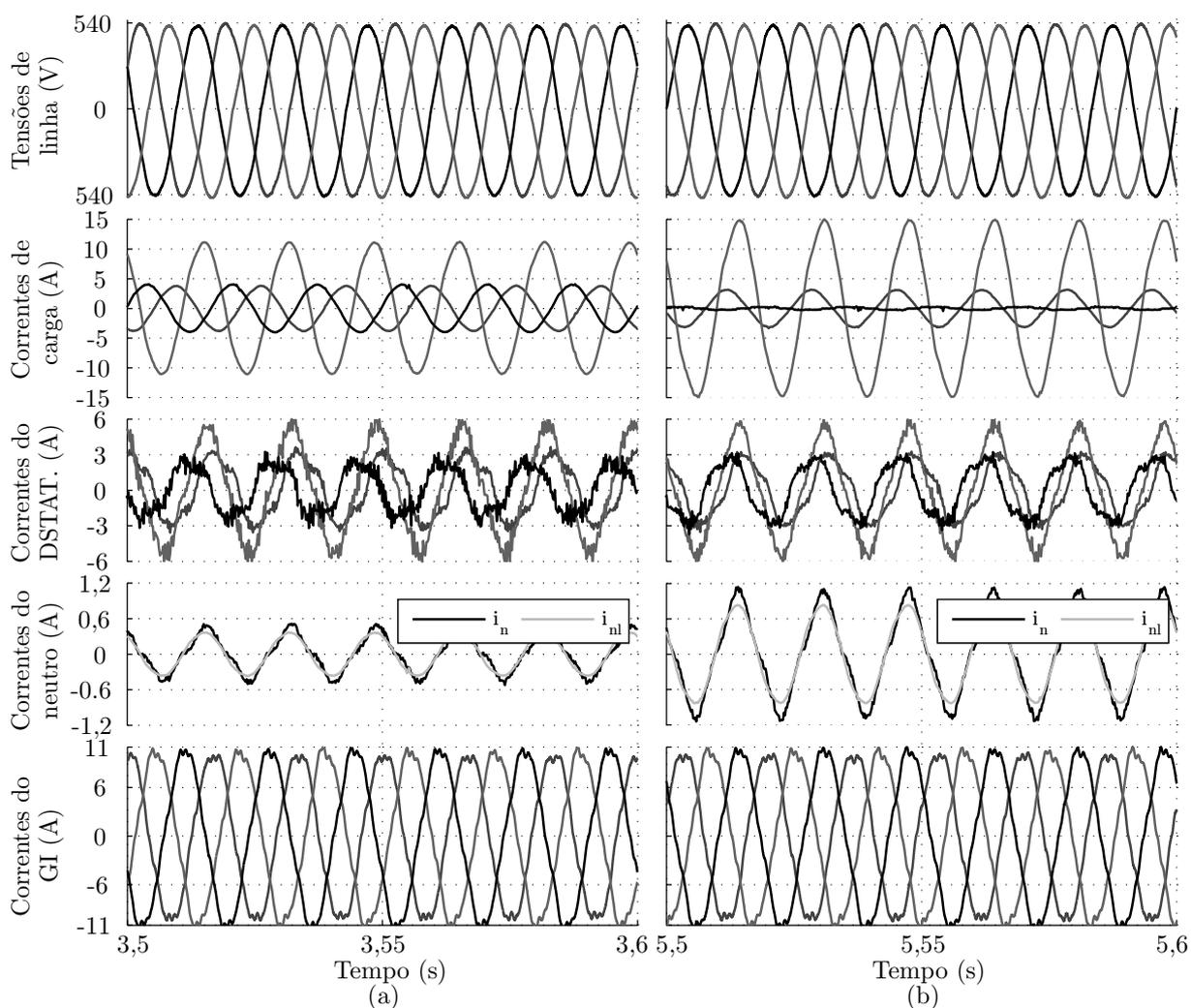


Figura 3.31 – Resultado experimental: Detalhes das tensões e correntes do sistema para condições de carga desequilibrada: (a) 1,8 kW carga resistiva trifásica + 1,2 kW carga resistiva monofásica na fase *a*; (b) 2,4 kW carga resistiva monofásica na fase *a* + 0,5 kVAR carga indutiva monofásica na fase *c*.

Para efeito de comparação, na Figura 3.32 são apresentados os resultados obtidos para duas condições de configuração do sistema de regulação de tensão, considerando a mesma condição de carga.

Na Figura 3.32.(a) os BCC não são considerados na regulação da potência reativa do sistema. Sendo assim, toda a regulação é realizada pelo DSTATCOM. As tensões de fase do sistema são mantidas reguladas, demandando do DSTATCOM um processamento de 1,2 kVAR em regime permanente. Na Figura 3.32.(b) é considerada a mesma condição de carga aplicada anteriormente, sendo agora empregado o método híbrido, considerando a conexão dos BCC em associação do DSTATCOM. As tensões de fase são novamente mantidas reguladas, porém, neste caso, a potência processada pelo DSTATCOM é mínima,

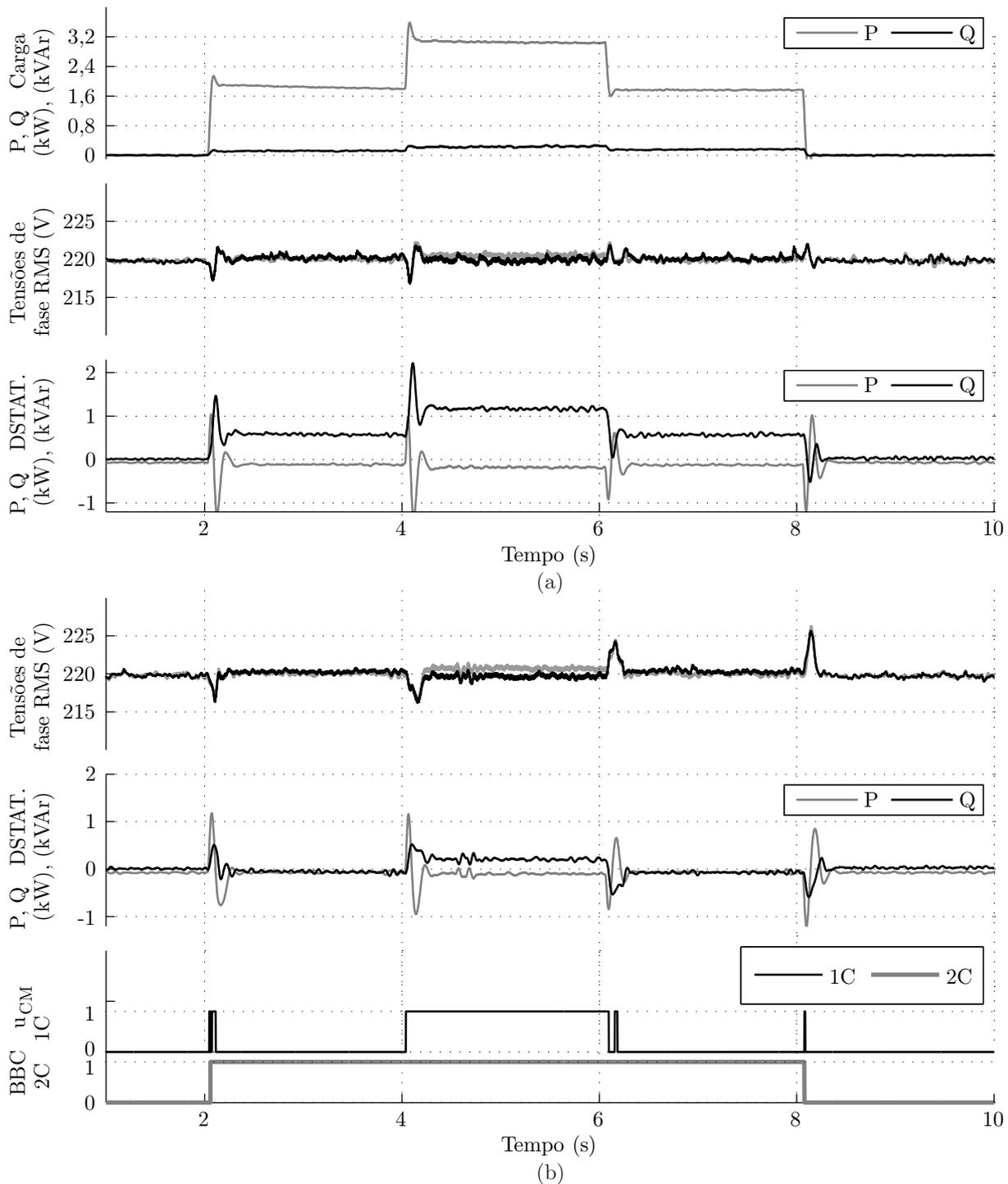


Figura 3.32 – Resultado experimental: Comparativo do comportamento do sistema sem BCC (a) e com BCC (b) - conexão e desconexão de carga resistiva trifásica equilibrada de 1,8 kW e carga resistiva trifásica desequilibrada de 1,4 kW.

tendo maior participação na compensação dos transitórios de carga. Nota-se que mediante a variação de carga, ocorre a conexão dos bancos de capacitores para a compensação da maior parte da potência reativa.

### 3.7 Considerações parciais

Este capítulo descreveu a topologia híbrida de regulação de tensão, proposta central desta tese. A partir da discussão do processo de regulação de tensão e frequência do GI, foram apresentados o sistema de geração e regulação proposto e a estrutura do sistema de controle empregado.

O sistema de controle empregado no controle do DSTATCOM utiliza controladores de ganhos fixos do tipo PI aplicados às seis malhas de controle em eixos estacionários  $dq0$ . Para sua implementação foi utilizado um método baseado em filtro de Kalman que garante a obtenção dos sinais de sincronismo com excelente relação entre resposta transitória e rejeição a ruídos, a partir do qual é aplicado um método de estimação de frequência das tensões. As malhas internas de controle do DSTATCOM consideram o processamento de componentes das correntes de carga de forma a compensar possíveis desequilíbrios e harmônicos de corrente.

O projeto dos controladores foi realizado em tempo discreto a partir dos conhecimento das plantas referentes a cada malha de controle, respeitando-se as frequência de corte adequadas para as malhas internas e externas, de forma que a resposta das malhas internas tenham dinâmica mais rápida que as malhas externas.

Por outro lado, as análises realizadas para diferentes valores de capacitância equivalente  $C_{Eq}$  não apresentaram influência significativa nas malhas analisadas. Foram considerados os valores de capacitância equivalente do sistema com base nos valores projetados para os BCC. Desta forma, ficou demonstrado que a conexão dos BCC não representa um problema ao desempenho dos controladores.

Os resultados de simulação e experimentais, quando comparados, apresentam uma boa correspondência, o que comprova a validade da modelagem desenvolvida, conforme apresentada no capítulo anterior, assim como o projeto dos controladores.

A partir dos resultados apresentados, constata-se a eficiência dos métodos de controle aplicados na regulação das tensões e frequência do sistema frente a variações abruptas de carga com diferentes características. A compensação das correntes de carga realizada pelo DSTATCOM mostrou-se efetiva, uma vez que foram garantidos valores de THD e FD abaixo dos limites estabelecidos por norma.

Em termos da potência processada pelo DSTATCOM, foi mostrado pelos resultados que a comutação dos BCC é efetiva na compensação da maior parcela da potência reativa do sistema em regime permanente, limitando a potência reativa processada pelo

DSTATCOM à máxima diferença de potência reativa entre as combinações de BCC, o que neste projeto se refere a 400 VAR, ou em torno de 10% da potência nominal do GI. Nos transitórios de carga, entretanto, o DSTATCOM desempenha papel fundamental, compensando toda a potência reativa, uma vez que os BCC apresentam dinâmica lenta de compensação. As sobrecorrentes do DSTATCOM, decorrentes desta compensação transitória, no entanto, não requerem o sobredimensionamento do DSTATCOM, uma vez que as chaves semicondutoras utilizadas (IGBTs) são projetadas para suportarem valores de sobrecorrentes transitórias algumas vezes superiores à corrente nominal de operação.

A análise de comportamento das plantas do sistema frente a variações paramétricas mostrou significativa influência da impedância de carga  $Z_l$  sobre o comportamento das plantas  $G_{v_d}(z)$  e  $G_{v_0}(z)$ . A análise da resposta ao degrau unitário da malha  $G_{v_d}(z)$  em malha fechada, considerando o controlador projetado, revelou forte influência da variação da impedância de carga sobre o comportamento do controlador, inclusive levando a planta à instabilidade na condição de carga a vazio. Para a malha  $G_{v_0}(z)$ , a análise da resposta ao degrau unitário da planta em malha fechada apresentou relativa influência, porém sem levar à instabilidade da planta. Uma vez que o sistema de geração proposto considera máquina primária com potência constante e carga nominal constante nos terminais do GI, esta variação paramétrica não é observada no sistema e portanto, a utilização dos controladores projetados mostraram-se eficientes em todas as condições de carga.

Em situações em que a potência entregue pela máquina primária é variável, ou seja, quando a carga aplicada ao PCC é variável e o controle de velocidade é realizado através do controle da máquina primária, o emprego de controladores de ganho fixos na malha  $G_{v_d}(z)$  não apresentará desempenho satisfatório. Nessa condição torna-se interessante o emprego de controladores com ganhos variáveis ou adaptados. No próximo capítulo é apresentado um controlador adaptativo capaz de garantir o desempenho do controlador em toda a faixa de variação de carga.

## 4 CONTROLADOR RMRAC APLICADO À REGULAÇÃO DE TENSÃO

### 4.1 Considerações Iniciais

Técnicas de controle com ganhos fixos, largamente utilizadas na indústria, tais como PI e PID, são projetadas para um determinado ponto de operação, fora do qual apresentarão divergência quanto aos parâmetros de desempenho projetados. Em função disso, podem não garantir bom desempenho em toda a faixa de operação em plantas sujeitas a variações paramétricas, bem como a dinâmicas não modeladas (SEKHAR; KANT; SINGH, 2016), (PINGPING et al., 2015), (LIU et al., 2014).

No capítulo anterior, foi demonstrado o efeito da variação paramétrica, mediante a variação de carga e da capacitância de regulação, no comportamento dos modelos da planta. Verificou-se que, no modelo do sistema considerado, as variações paramétricas, especialmente as relativas às variações de carga ( $Z_l$ ), afetam significativamente as plantas das malhas de tensão  $v_d$  e  $v_0$ , comprometendo o tempo de resposta das malhas de controle de regulação de tensão.

Dinâmicas não modeladas também representam um problema no projeto de controladores com ganhos fixos, uma vez que a desconsideração de dinâmicas da planta pode levar ao comportamento indesejado dos controladores frente a determinadas condições de operação. Conforme apresentado no Capítulo 2, a modelagem do sistema considerada parte de hipóteses simplificadoras que caracterizam essencialmente o comportamento em regime permanente do sistema, uma vez que o gerador é considerado uma fonte constante de corrente, em função de operar a velocidade e potência constantes. No entanto, os transitórios de carga aos quais o sistema é submetido, resultam em comportamento dinâmico do gerador, os quais não foram considerados na modelagem do sistema. Desta forma, o comportamento do gerador durante os transitórios de carga são consideradas pelo sistema de controle como dinâmicas não modeladas.

O controlador adaptativo robusto por modelo de referência (RMRAC), apresenta características que garantem a estabilidade e o bom desempenho em malha fechada mesmo na presença de variações paramétricas e dinâmicas não modeladas decorrentes da conexão e desconexão de cargas e de incertezas referentes ao modelo do GI. Essas afirmações são feitas a partir dos resultados obtidos em (STEFANELLO, 2006), (DELLA FLORA; GRUNDLING, 2008), (DELLA FLORA, 2009), (TAMBARA; Della Flora; GRUNDLING, 2010), (CARATI; MONTAGNER; GRUNDLING, 2000), (MONTANARO; GAETA; GIGLIO, 2014), (YANG et al., 2013). Deste modo, um modelo de ordem reduzida que desconsidera dinâmicas de alta ordem pode ser utilizado, facilitando o projeto do con-

trolador (MASSING et al., 2012), (TEJA et al., 2012). Em (IOANNOU; TSAKALIS, 1986) e (GRUNDLING, 1995) foram apresentados controladores RMRAC para plantas de ordem reduzida cujos erros de modelagem são provenientes de dinâmicas não modeladas, estáveis, multiplicativas e aditivas. Entretanto, estes algoritmos foram propostos em tempo contínuo e necessitam de alguns cuidados para sua implementação em tempo discreto.

O presente capítulo apresenta um estudo realizado a partir do emprego do controlador RMRAC na malha externa de tensão  $v_d$ . O sistema considerado neste estudo não emprega a topologia híbrida, sendo que a regulação de tensão é realizada unicamente pela compensação de reativos através do DSTATCOM. A regulação de frequência é também realizada através de um ELC, sendo neste caso empregada uma topologia distinta, na qual o elemento *chopper* e a carga auxiliar são conectadas ao barramento CC do DSTATCOM.

## 4.2 Configuração do Sistema

O sistema de geração considerado nesta análise é apresentado na Figura 4.1. Ele difere do sistema de geração proposto anteriormente, uma vez que não emprega os BCC na regulação de tensão. Além disso, a regulação de frequência é realizada por ELC conectado ao barramento CC do DSTATCOM. As demais características permanecem as mesmas: consiste de um barramento trifásico a quatro fios alimentado por gerador de indução trifásico a três fios, este excitado por banco de capacitores em conexão estrela, a partir do qual deriva o terminal neutro do barramento. Em paralelo ao barramento CA são conectadas as cargas e o DSTATCOM, este último conectado através dos indutores de filtro.

O sistema de geração considerado nesta análise segue as mesmas premissas de acionamento do sistema considerado anteriormente, ou seja, o gerador é acionado mecanicamente por uma fonte primária de potência, não controlada e de velocidade constante. Esta velocidade, imposta ao rotor do gerador, é superior à velocidade síncrona, de forma a compensar o escorregamento característico da máquina de indução, e assim garantir tensões terminais com frequência nominal na condição de plena carga.

## 4.3 Sistema de controle

O diagrama de blocos do sistema de controle considerado é apresentado na Figura 4.2. Ao lado esquerdo do diagrama são apresentadas dez variáveis medidas, requeridas para o controle do sistema. De forma semelhante, ao lado direito do diagrama, são apresentados os sinais de saída resultantes do controle, os quais são aplicados às chaves

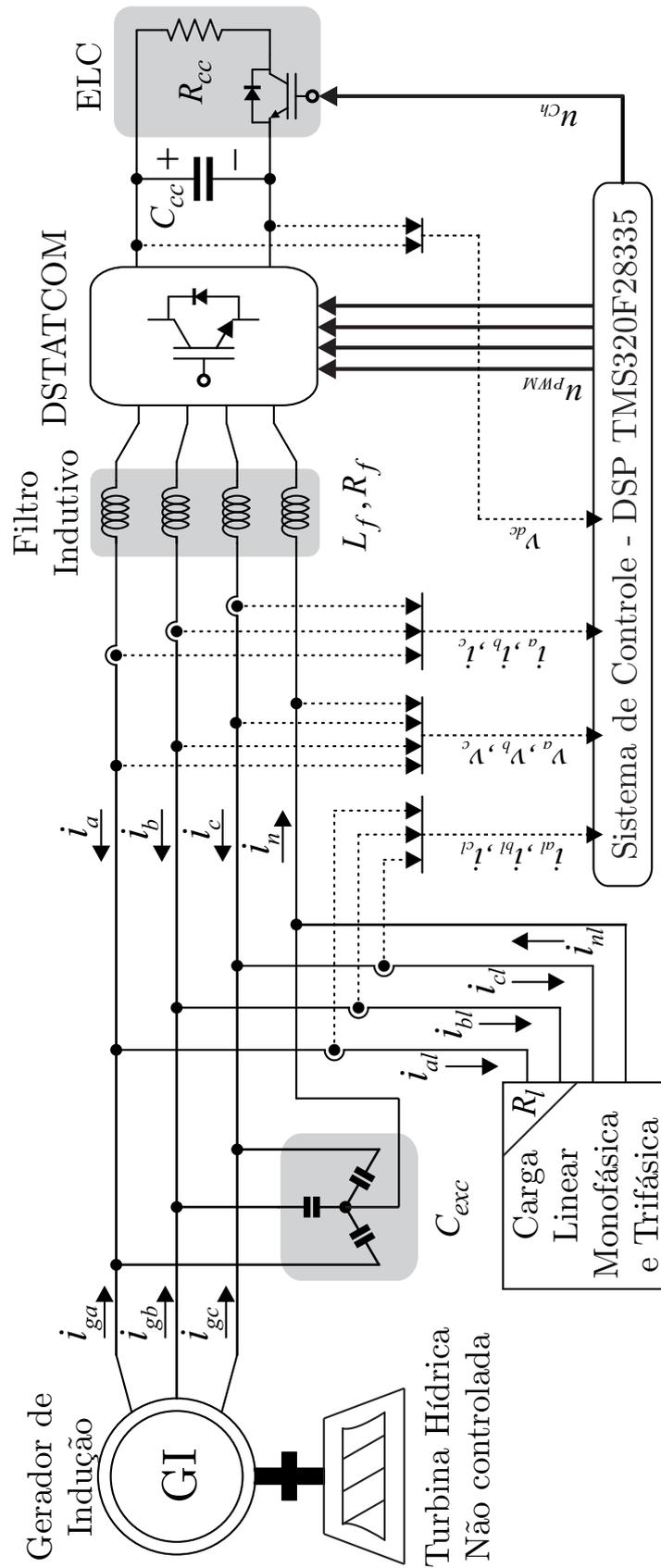


Figura 4.1 – Sistema de geração considerado para análise do controlador RMRAC.

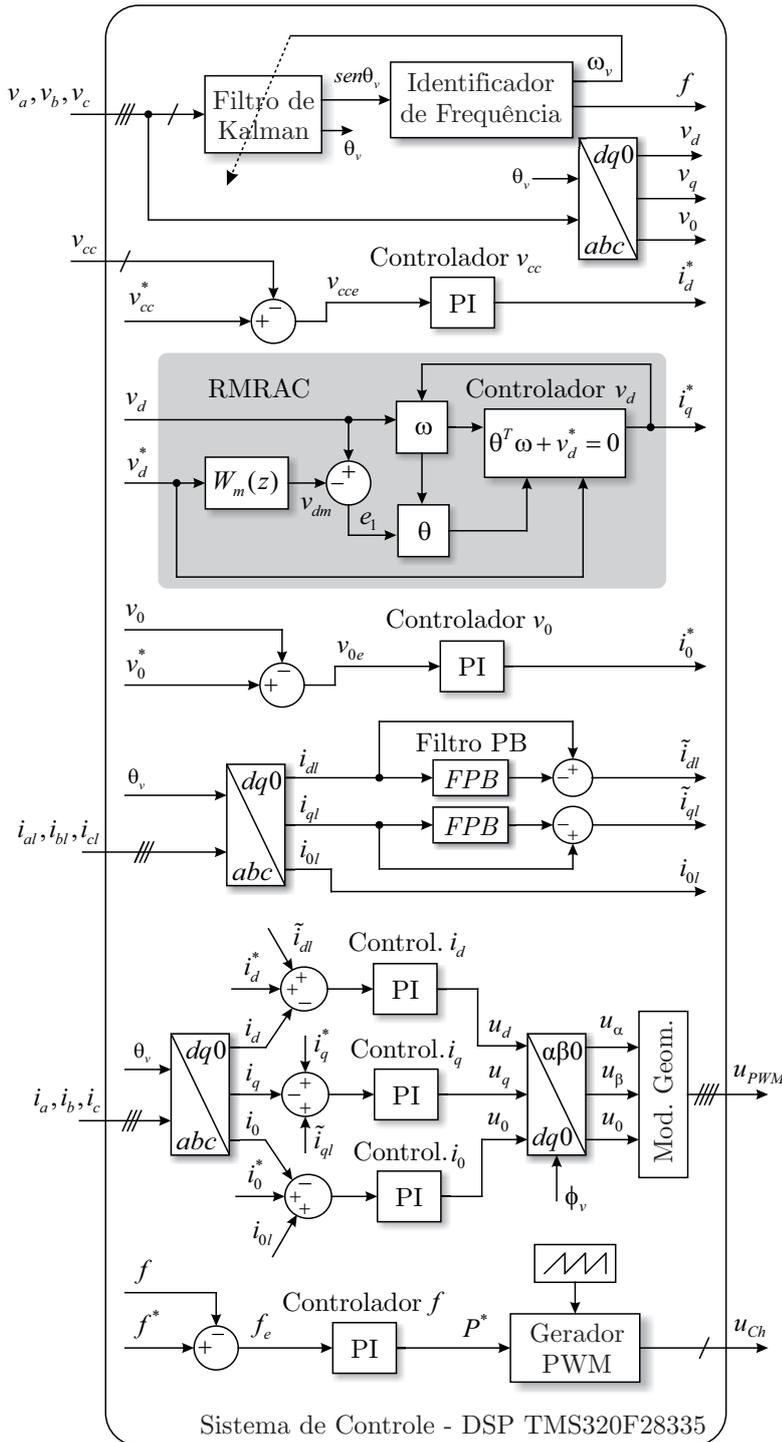


Figura 4.2 – Diagrama de blocos do sistema de controle do DSTATCOM empregando controlador RMRAC.

do DSTATCOM e ao *chopper* do ELC no barramento CC do DSTATCOM.

A estrutura do sistema de controle considerando o controlador RMRAC é idêntica à considerada no sistema de controle com controladores PI, apresentada na Figura 3.2. A única diferença é a substituição do controlador PI pelo controlador RMRAC na malha de controle  $G_{v_d}$ .

O restante do sistema é composto pelo método de sincronização e identificação de frequência; pelos controladores PI das malhas externas de tensão  $G_{v_{cc}}$  e  $G_{v_0}$  e malhas internas de corrente  $G_{i_d}$ ,  $G_{i_q}$  e  $G_{i_0}$ ; e por fim o controlador PI aplicado ao controle de frequência. Por este motivo, o projeto destes elementos do sistema de controle obedecem aos procedimentos já expostos nas seções C.8, 3.3.1.1 e 3.3.2 desta Tese.

A seguir será apresentado o controlador RMRAC empregado e as considerações quanto a estrutura da planta e estrutura do algoritmo de controle, bem como o estimador empregado.

#### 4.4 Estrutura da planta

Considere uma planta LTI (*Linear Time Invariant*), SISO (*Single-Input Single-Output*):

$$y(z) \triangleq G(z)u(z) = Z^{-1}[G(z)u(z)] \quad (4.1)$$

onde  $z$  é a variável complexa no domínio discreto da frequência,  $Z^{-1}[\cdot]$  é a Transformada  $Z$  inversa do operador  $G(z)$  e  $y(z) = G(z)u(z)$  denota a saída da planta com função de transferência  $G(z)$  e entrada  $u(z)$ .

A equação em espaço de estados da planta em tempo-discreto, com ordem  $n > 0$ , é dada por:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \mathbf{A}x(k) + \mathbf{B}u(k), \quad x \in \mathfrak{R}^n, \quad u \in \mathfrak{R}^n \\ y(k) &= \mathbf{C}x(k) + \mathbf{D}u(k), \quad y \in \mathfrak{R} \end{aligned}$$

onde  $A \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ ,  $B \in \mathfrak{R}^{n \times 1}$ ,  $C \in \mathfrak{R}^{1 \times n}$  e  $D \in \mathfrak{R}^{1 \times 1}$ . A equação pode então ser escrita como:

$$\begin{aligned} zx(z) - zx(0) &= \mathbf{A}x(z) + \mathbf{B}u(z), \\ zy(z) &= \mathbf{C}x(z) + \mathbf{D}u(z) \end{aligned}$$

onde  $x(0)$  é a condição inicial do vetor de estados.

Considere a planta SISO (*Single-Input Single-Output*) em tempo discreto:

$$\frac{y(z)}{u(z)} = G(z) = G_p(z) [1 + \mu\Delta_m(z)] + \mu\Delta_a(z) \quad (4.2)$$

onde  $G_p(z)$  representa a parte modelada da planta,  $\mu\Delta_m(z)$  e  $\mu\Delta_a(z)$  representam as dinâmicas multiplicativas e aditivas, respectivamente,  $\mu$  é o peso das dinâmicas não modeladas.

A parte modelada da planta é representada por:

$$G_p(z) = C(zI - A)^{-1}B = k_p \frac{Z_p(z)}{R_p(z)} \quad (4.3)$$

sendo (4.3) sujeita às seguintes hipóteses:

**H1:**  $Z_p(z)$  e  $R_p(z)$  são polinômios mônicos, de grau  $m_p$  e  $n_p$ , respectivamente;

**H2:**  $Z_p(z)$  é um polinômio Schur e o sinal do ganho  $k_p$  é conhecido.

Para a parte não modelada da planta, devem-se obedecer as seguintes hipóteses:

**H3:**  $\Delta_m(z)$  é uma função de transferência estável;

**H4:**  $\Delta_a(z)$  é uma função de transferência estável e estritamente própria;

**H5:** É conhecido um limitante superior de  $\delta^* \in (0,1)$ , tal que  $\Delta_m(z)$  e  $\Delta_a(z)$  tem todos seus polos confinados em um círculo aberto de raio  $|z| \geq \sqrt{\delta^*}$ ;

Basicamente, o propósito do controle adaptativo é determinar um vetor de parâmetros  $\theta$ , de forma que a saída  $y(z)$  do sistema em malha fechada siga a saída  $y_m(z)$  do modelo de referência pré-determinado, representado por uma função de transferência  $W_m(z)$ , definida como

$$\frac{y_m(z)}{r(z)} = W_m(z) = \frac{k_m}{R_m(z)}. \quad (4.4)$$

Para o modelo de referência, equação (4.4), deve-se obedecer a seguinte hipótese:

**H6:**  $R_m(z)$  é um polinômio mônico, Schur de grau  $n^* = n_p - m_p > 0$ ;

A entrada de  $W_m(z)$  é definida pela referência  $r(z)$ , um sinal uniformemente limitado, e  $k_m$  é o ganho do modelo de referência. Neste projeto, a variável de referência considerada é  $r(z) = v_d^*$ . A equação (4.4) é usada para gerar o sinal  $y_m(z)$ , o qual é o valor desejado de  $y(z)$ . Em um caso ideal ( $\mu = 0$ ), o perfeito rastreamento pode ser atingido. De outro modo, para algum  $\mu^* > 0$  e qualquer  $\mu \in [0, \mu^*]$ , o controlador deve garantir a estabilidade do sistema em malha fechada e o erro de rastreamento pode ser limitado em norma.

As afirmações H1, H2 são necessárias para o projeto de um controlador estável, para a escolha de um adequado modelo de referência (conforme hipótese H6) e para o projeto do ganho da lei de adaptação paramétrica. As hipóteses H3-H5 são necessárias para garantir a limitação dos sinais de malha fechada e para o projeto da robustez da lei de adaptação paramétrica.

#### 4.5 Estrutura do algoritmo de adaptação

Dada a planta em (4.2) e o modelo de referência em (4.4), a seguinte lei de controle é utilizada:

$$\theta(k)^T \omega(k) + r(k) = 0 \quad (4.5)$$

onde  $\theta^T = [\theta_1^T \ \theta_2^T \ \theta_y \ \theta_u] \in \mathcal{R}^{2n}$  é um vetor de parâmetros a ser adaptado e  $\omega^T = [\omega_1^T \ \omega_2^T \ y \ u] \in \mathcal{R}^{2n}$  é o vetor regressor que contém os modos internos da planta  $\omega_1$  e  $\omega_2$ .  $u(k)$  é a lei de controle e neste projeto é representado por  $u(k) = i_q^*$ . Os sinais  $\omega_1$  e  $\omega_2$  são obtidos a partir dos sinais de entrada e saída da planta  $u(k)$  e  $y(k)$ , respectivamente, através das seguintes equações:

$$\begin{aligned} \omega_1(z) &= \frac{\alpha(z)}{\Lambda(z)} u(z) = (zI - F)^{-1} q u(z) \\ \omega_2(z) &= \frac{\alpha(z)}{\Lambda(z)} y(z) = (zI - F)^{-1} q y(z) \end{aligned} \quad (4.6)$$

onde  $\frac{\alpha(z)}{\Lambda(z)} = (zI - F)^{-1} q$  e o par  $(F, q)$  é controlável. As equações apresentadas em (4.6) podem ser reescritas em tempo discreto da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \omega_1(k+1) &= F\omega_1(k) + qu(k), \quad \omega_1(0) = 0 \\ \omega_2(k+1) &= F\omega_2(k) + qy(k), \quad \omega_2(0) = 0 \end{aligned} \quad (4.7)$$

onde  $F$  é uma matriz quadrada estável.

Definindo  $\phi(k) = \theta(k) - \theta^*$  e subtraindo a parcela  $\theta^*(k)^T \omega(k)$  de ambos os lados de (4.5), tem-se

$$\theta(k)^T \omega(k) - \theta^*(k)^T \omega(k) + r(k) = -\theta^*(k)^T \omega(k),$$

como  $\theta^{*T} = [\theta_1^{*T} \ \theta_2^{*T} \ \theta_y^* \ \theta_u^*]$ , obtêm-se

$$\phi(k)^T \omega(k) + r(k) = -[\theta_1^*(k)^T \omega_1(k) + \theta_2^*(k)^T \omega_2(k) + \theta_y^*(k)^T y(k) + \theta_u^*(k)^T u(k)]. \quad (4.8)$$

Usando a equação (4.6) e a relação  $y(k) = G(z)u(k)$ , de (4.8) resulta em

$$\phi(k)^T \omega(k) + r(k) = -[F_1(z) + F_2(z)G(z) + \theta_u^*(k)^T] u(k) \quad (4.9)$$

onde

$$F_1(z) = \theta_1^{*T} (zI - F)^{-1} q, \quad F_2(z) = \theta_2^{*T} (zI - F)^{-1} q + \theta_y^*.$$

Na ausência de dinâmicas não modeladas e assumindo que  $\theta = \theta^*$  têm-se que  $G(z) = G_p(z)$ ,  $\phi = 0$  e  $r(k) = W_m(z)^{-1} G_p(z) u(k)$ . Substituindo este resultado em (4.9),

a parte modelada da planta é dada por

$$G_p(z) = -W_m(z)[F_1(z) + F_2(z)G_p(z) + \theta_u^{*T}] \quad (4.10)$$

A partir da expressão de  $G_p(z)$  e usando o modelo (entrada-saída) completo da planta, o objetivo, agora, é obter a equação da saída  $y$  da planta em malha fechada. Então,  $G_p(z)$  (4.10) é substituído diretamente na equação (4.2) e o termo  $+W_m(z)F_2(z)G(z)u(k) - W_m(z)F_2(z)G_p(z)u(k)$  é inserido na expressão. Após algumas operações algébricas, a equação pode ser reescrita como:

$$y(k) = -W_m(z)[F_1(z) + F_2(z)G(z) + \theta_u^{*T}]u(k) - W_m(z)[F_1(z) + F_2(z)G_p(z) + \theta_u^{*T}]\mu\Delta_m(z)u(k) + \mu\Delta_a(s)u(k) + W_m(z)F_2(z)[G(z) - G_p(z)]u(k) \quad (4.11)$$

Usando a expressão  $G(z) - G_p(z) = G_p(z)\mu\Delta_m(z) + \mu\Delta_a(z)$ , a simplificação da expressão acima resulta em

$$y(k) = -W_m(z)[F_1(z) + F_2(z)G(z) + \theta_u^{*T}]u(k) + \mu\eta(k), \quad (4.12)$$

sendo

$$\begin{aligned} \eta(k) &= \Delta(z)u(k), \\ \Delta(z) &= -W_m(z)[F_1(z) + F_2(z)G_p(z) + \theta_u^{*T}]\Delta_m(z) + \\ &+ \Delta_a(s) + W_m(z)F_2(z)[G_p(z)\Delta_m(z) + \Delta_a(z)] \end{aligned} \quad (4.13)$$

onde  $\Delta(z)$  é uma função de transferência estritamente própria (devido a  $G(z)$  ser estritamente própria e devido as hipóteses H1, H2 e H3) e estável (devido a estabilidade de  $\Lambda(z)$  e devido as hipóteses H4, H5 e H7).

Substituindo (4.9) em (4.12), a saída da planta em malha fechada pode ser escrita como

$$y(k) = W_m(z)\phi(k)^T\omega(k) + W_m(z)r(k) + \mu\eta(k) \quad (4.14)$$

Como  $e_1 = y - y_m$  e  $y_m = W_m(z)r(k)$ , o erro de trajetória é dado por

$$e_1(k) = y(k) - y_m(k) = W_m(z)\phi(k)^T\omega(k) + \mu\eta(k) \quad (4.15)$$

Para se obter a equação do erro aumentado, pode-se utilizar a seguinte relação (GRUNDLING, 1995):

$$\phi(k)^T W_m(z)\omega(k) - W_m(z)\phi(k)^T\omega(k) = \theta(k)^T W_m(z)\omega(k) - W_m(z)\theta(k)^T\omega(k). \quad (4.16)$$

Isolando  $W_m(z)\phi(k)^T\omega(k)$ , tem-se

$$W_m(z)\phi(k)^T\omega(k) = \phi(k)^T W_m(z)\omega(k) - \theta(k)^T W_m(z)\omega(k) + W_m(z)\theta(k)^T\omega(k). \quad (4.17)$$

Substituindo (4.17) em (4.15), tem-se o erro aumentado

$$\varepsilon(k) = e_1(k) + \theta(k)^T \zeta(k) - W_m(z)\theta(k)^T \omega(k) = \phi(k)^T \zeta(k) + \mu\eta(k), \quad (4.18)$$

onde  $\zeta(k) = W_m(z)I\omega(k)$ .

#### 4.6 Estimador baseado no método gradiente

O algoritmo de adaptação paramétrica do tipo gradiente, responsável pela atualização dos ganhos do controlador, é expresso por:

$$\theta(k+1) = (I - \sigma(k)\Gamma T_s)\theta(k) - T_s \frac{\Gamma \zeta(k)\varepsilon(k)}{m^2(k)} \quad (4.19)$$

onde a matriz  $\Gamma$  é definida como  $\Gamma = \gamma I$ , onde  $\gamma \in \mathfrak{R}^+$ . Tem-se que  $\zeta(z) = \omega(z)W_m(z)$ .

A função de modificação  $\sigma(k)$  ( $\sigma$ -modification) é dada por:

$$\sigma(k) = \begin{cases} 0 & \text{se } \|\theta(k)\| < M_0 \\ \sigma_0 \left( \frac{\|\theta(k)\|}{M_0} - 1 \right) & \text{se } M_0 \leq \|\theta(k)\| \leq 2M_0 \\ \sigma_0 & \text{se } \|\theta(k)\| > 2M_0 \end{cases} \quad (4.20)$$

onde  $M_0 \geq \theta^*$ ,  $\sigma_0$  é um parâmetro de projeto (limitante superior de  $\sigma(k)$ ) e  $\theta^*$  é a norma euclidiana (ou norma "2") do vetor de parâmetros de controle desejado.

O normalizador  $m(k)$  é calculado pela seguinte equação:

$$m^2(k) = 1 + \zeta^T(k)\Gamma\zeta(k) \quad (4.21)$$

A Figura 4.3 apresenta um diagrama de blocos do controlador RMRAC empregado.

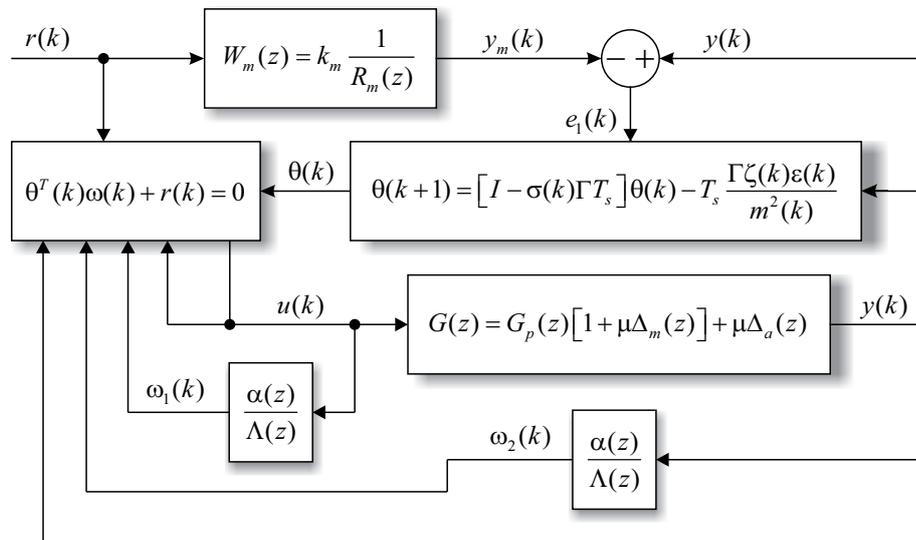


Figura 4.3 – Diagrama de blocos do controlador RMRAC.

#### 4.7 Determinação da planta e do modelo de referência

O projeto do controlador RMRAC é realizado a partir do conhecimento da modelo completo  $G(z)$ , o qual contempla a planta da malha externa de tensão  $G_{v_d}$  e a malha interna em malha fechada, considerando controlador e planta. Esta equação é obtida a partir da discretização por ZOH da função de transferência resultante em tempo contínuo. A consideração dos parâmetros da planta, contidos no Apêndice B, conduz a equação (4.22).

$$G(z) = \frac{-0,0001491z^3 - 0,000389z^2 + 0,0004076z + 0,0001183}{z^4 - 3,596z^3 + 4,833z^2 - 2,876z + 0,6392} \quad (4.22)$$

A ordem elevada de  $G(z)$  dificulta o projeto de qualquer controlador, exigindo, portanto a sua simplificação. Através da representação de  $G(z)$  por:

$$G(z) = G_P(z) + \mu\Delta_a(z), \quad (4.23)$$

é obtido o modelo de ordem reduzida  $G_P(z)$  e a parcela aditiva das dinâmicas não modeladas  $\mu\Delta_a(z)$  de acordo com as equações (4.24) e (4.25), respectivamente. A representação das dinâmicas não modeladas por uma grandeza aditiva é uma escolha do projetista.

$$G_P(z) = \frac{-0,0008361z^2 + 0,0008548z - 3,078 \times 10^{-5}}{z^4 - 3,596z^3 + 4,833z^2 - 2,876z + 0,6392}. \quad (4.24)$$

$$\mu\Delta_a(z) = \frac{-0,0001491z^3 + 0,0004472z^2 - 0,0004472z + 0,0001491}{z^4 - 3,596z^3 + 4,833z^2 - 2,876z + 0,6392}. \quad (4.25)$$

O modelo de ordem reduzida  $G_P(z)$ , utilizado para o projeto do controlador, satisfaz as hipóteses H1, H2, enquanto que a parcela aditiva da dinâmica não modelada  $\mu\Delta_a(z)$  satisfaz as hipóteses H4 e H5.

De forma a garantir que o modelo  $G_P(z)$  representa satisfatoriamente  $G(z)$ , foi traçado o diagrama de Bode dos modelos  $G_P(z)$  e  $G(z)$ , conforme Figura 4.4.

Com base no modelo reduzido  $G_P(z)$  obtido anteriormente, e obedecendo a hipótese H6, foi definido o seguinte modelo de referência para o controlador RMRAC:

$$W_m(z) = \frac{(1 - p_1)(1 - p_2)}{(z - p_1)(z - p_2)} = \frac{(1 - p_1)(1 - p_2)}{z^2 - (p_1 + p_2)z - p_1p_2}. \quad (4.26)$$

onde  $p_1$  e  $p_2$  são os polos discretos do modelo de referência.

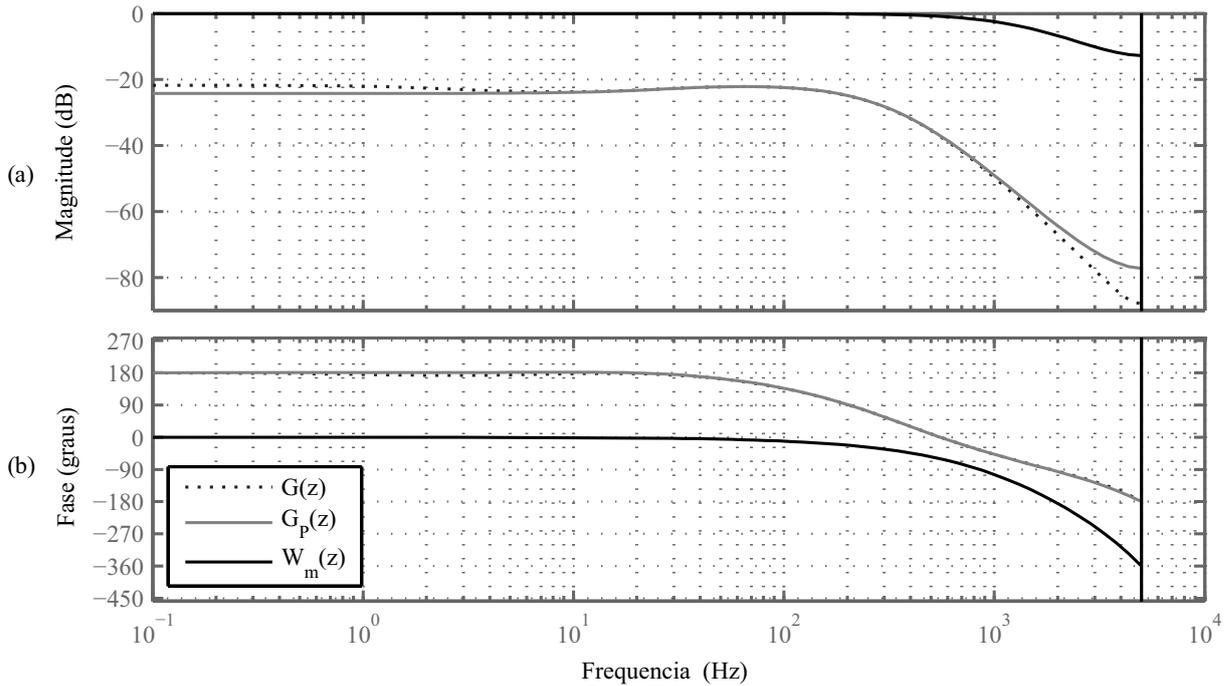


Figura 4.4 – Diagrama de bode do modelo completo e modelo reduzido do sistema e modelo de referência do RMRAC.

#### 4.8 Resultados de simulação e experimentais

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação e resultados experimentais para o sistema de geração proposto empregando o sistema de controle apresentado na Figura 4.2, no qual o controle da malha externa de tensão  $G_{v_d}$  é realizado através de um controlador RMRAC.

Os resultados de simulação consideram três diferentes configurações do sistema de geração, enquanto que os resultados experimentais foram obtidos considerando apenas a configuração do sistema de geração apresentada na Figura 4.1. A configuração considerada em cada resultado será detalhada ao longo do texto, juntamente com seus respectivos resultados.

A seguir são apresentados os resultados obtidos a partir dos quais evidencia-se o comportamento do sistema de regulação de tensão frente a utilização de técnica de controle adaptativo. Além disso, é analisado uma segunda configuração de ELC, a partir da qual a compensação da potência ativa é realizada através do barramento CC do DSTATCOM.

##### 4.8.1 Resultados de simulação

Conforme a Figura 4.2, a estrutura do sistema de controle empregando a técnica de controle adaptativo é a mesma da estrutura considerada no capítulo anterior, com

exceção do controlador da malha externa de tensão  $G_{v_d}$ , o qual foi substituído por um controlador RMRAC. A resposta do controlador RMRAC frente a mudanças no sinal de referência  $v_d^*$ , é apresentada na Figura 4.5.

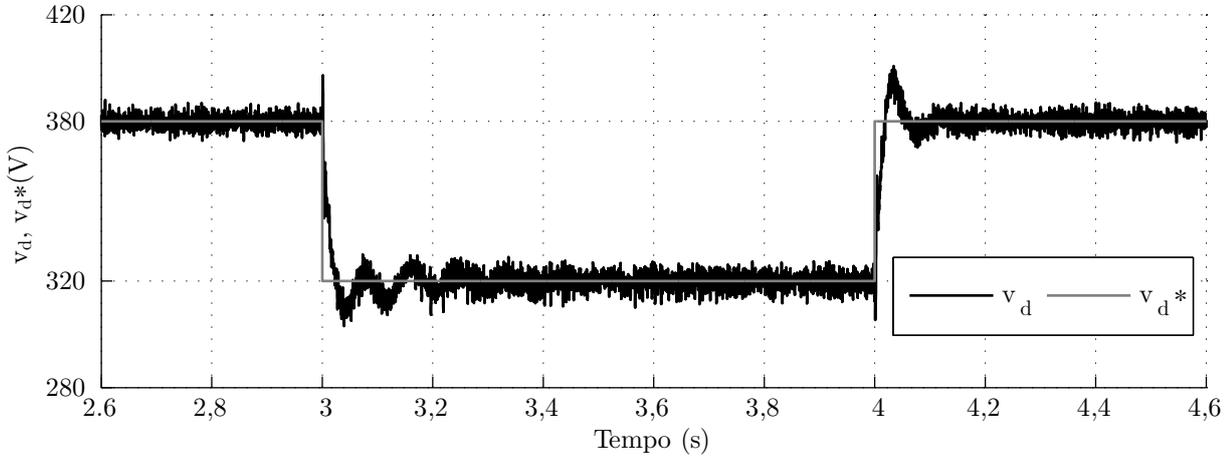


Figura 4.5 – Resultado de Simulação: Respostas a variações no sinal de referência  $v_d^*$  do controlador RMRAC aplicado à malha externa de tensão  $G_{v_d}$ .

A resposta do controlador apresenta rastreamento e rápida resposta quanto à variação da referência. Em comparação à resposta obtida com o controlador PI, apresentada na Figura 3.25(b), nota-se menor sobressinal e menor tempo de acomodação.

Ainda analisando a resposta do controlador RMRAC, de forma a se estabelecer uma comparação justa do seu desempenho em relação ao controlador PI utilizado anteriormente, foi considerado inicialmente o sistema de geração empregando o método híbrido de regulação desenvolvido no capítulo anterior. Desta forma, foi utilizado o diagrama de simulação da Figura 3.24, considerando-se, no entanto, o sistema de controle da Figura 4.2. A Figura 4.6 apresenta os resultados de simulação obtidos para as mesmas condições de carga impostas ao sistema empregando controlador PI.

Os resultados obtidos mostram um desempenho semelhante ao obtido com o controlador PI. Isto ocorre porque, devido ao ELC, a carga nos terminais do GI é mantida constante e portanto, não há variação paramétrica significativa. Logo, nesta condição o desempenho do controlador RMRAC é equivalente ao do controlador PI.

Uma segunda análise do controlador RMRAC é realizada, agora considerando o sistema de geração conforme apresentado na Figura 4.1. Nesta segunda configuração do sistema de geração, são consideradas duas alterações significativas: não são considerados os BCC, logo a compensação de potência reativa é realizada unicamente pelo DSTATCOM; e o ELC é conectado em paralelo ao barramento CC do DSTATCOM, assim o DSTATCOM também processa potência ativa.

O sistema de geração, conforme apresentado pela Figura 4.1, foi desenvolvido em ambiente de simulação considerando-se os mesmos parâmetros considerados anteriormente e apresentados no Apêndice B desta tese. As condições da máquina primária foram

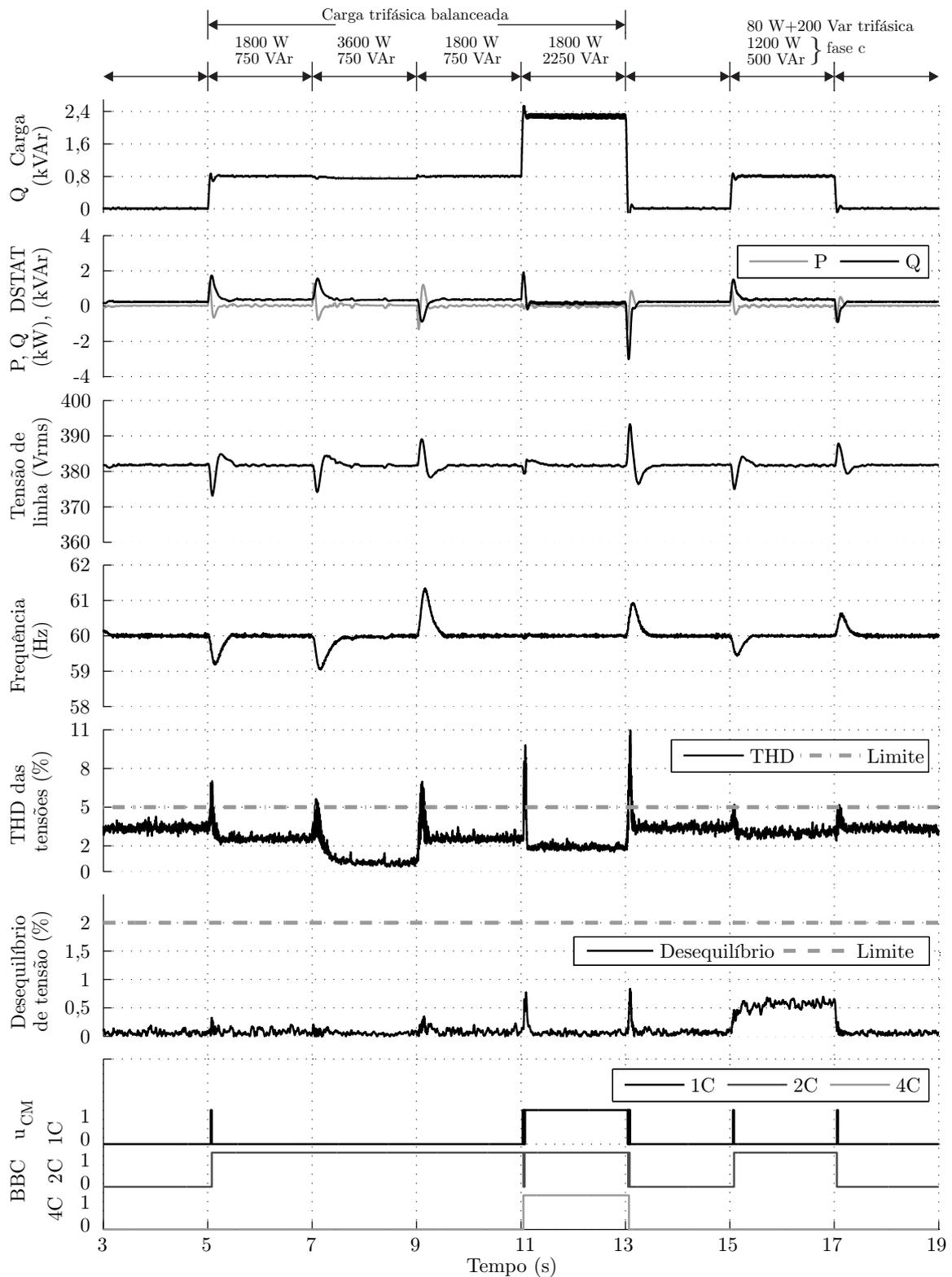


Figura 4.6 – Resultado de Simulação: Comportamento das variáveis do sistema mediante transitórios de carga empregando topologia híbrida e controlador RMRAC.

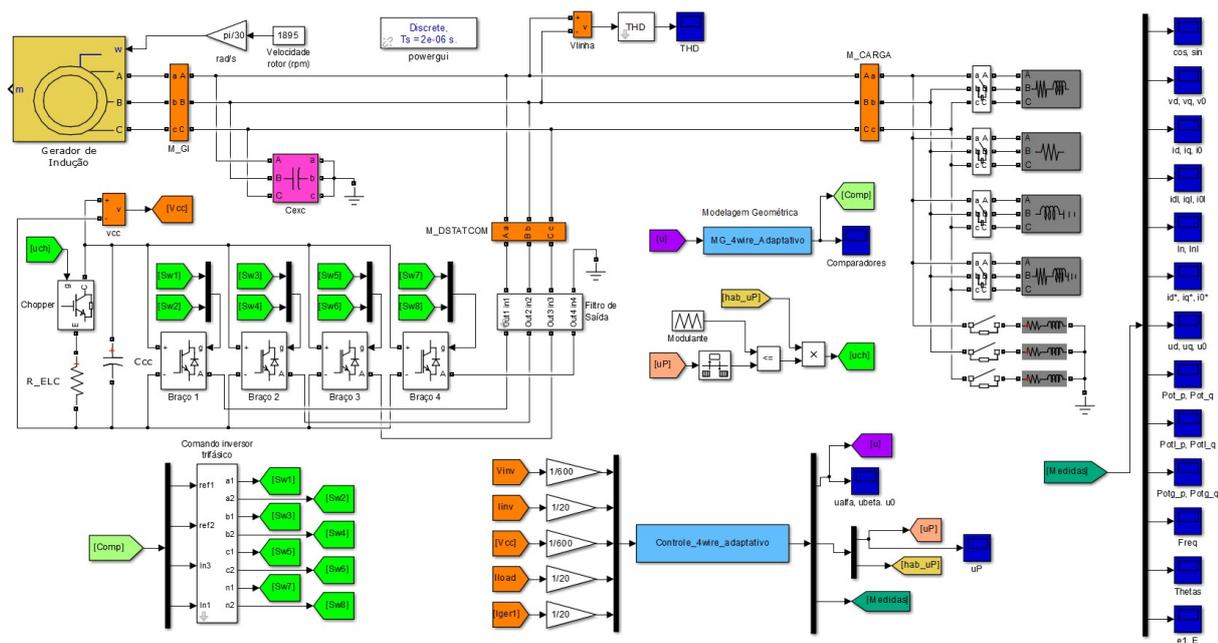


Figura 4.7 – Diagrama desenvolvido para simulação do sistema de geração utilizando controlador RMRAC.

mantidas as mesmas, ou seja, considera-se máquina primária com velocidade constante e acima da velocidade síncrona, definida de tal forma a compensar o escorregamento do GI na condição de plena carga e garantir frequência nominal para as tensões terminais. A Figura 4.7 apresenta o diagrama desenvolvido para simulação do sistema.

A Figura 4.8 apresenta os resultados de simulação do sistema de geração mediante a conexão de cargas trifásica e monofásicas. São apresentados o comportamento das variáveis do sistema mediante transitórios controlados de carga. No extremo superior da figura são descritas as cargas aplicadas em cada instante da simulação. Na sequência são apresentados os comportamentos das seguintes variáveis: potências ativa e reativa da carga, potências ativa e reativa processadas pelo DSTATCOM, tensões de linha RMS no PCC, frequência das tensões no PCC, THD das tensões de linha no PCC, Desequilíbrio relativo entre as tensões de linha no PCC, ganhos adaptados do controlador RMRAC e sinais do erro de rastreamento e erro aumentado do controlador RMRAC.

Como o objetivo neste ensaio foi o de validar a aplicação do controlador RMRAC e de demonstrar uma segunda topologia de ELC, foram consideradas apenas cargas resistivas trifásicas e monofásicas. Novamente, foram aplicados degraus de carga com potência equivalente a 50% da potência nominal do sistema.

Em razão disto, o banco de capacitores de excitação é projetado de tal forma a fornecer toda a potência reativa requerida pelo GI na condição de plena carga. A condição de plena carga é garantida, independentemente da carga conectada ao PCC, pelo controle do ELC, o qual é conectado ao barramento CC do DSTATCOM. Em função destas duas características, explica-se o comportamento de potência ativa e reativa do DSTATCOM.

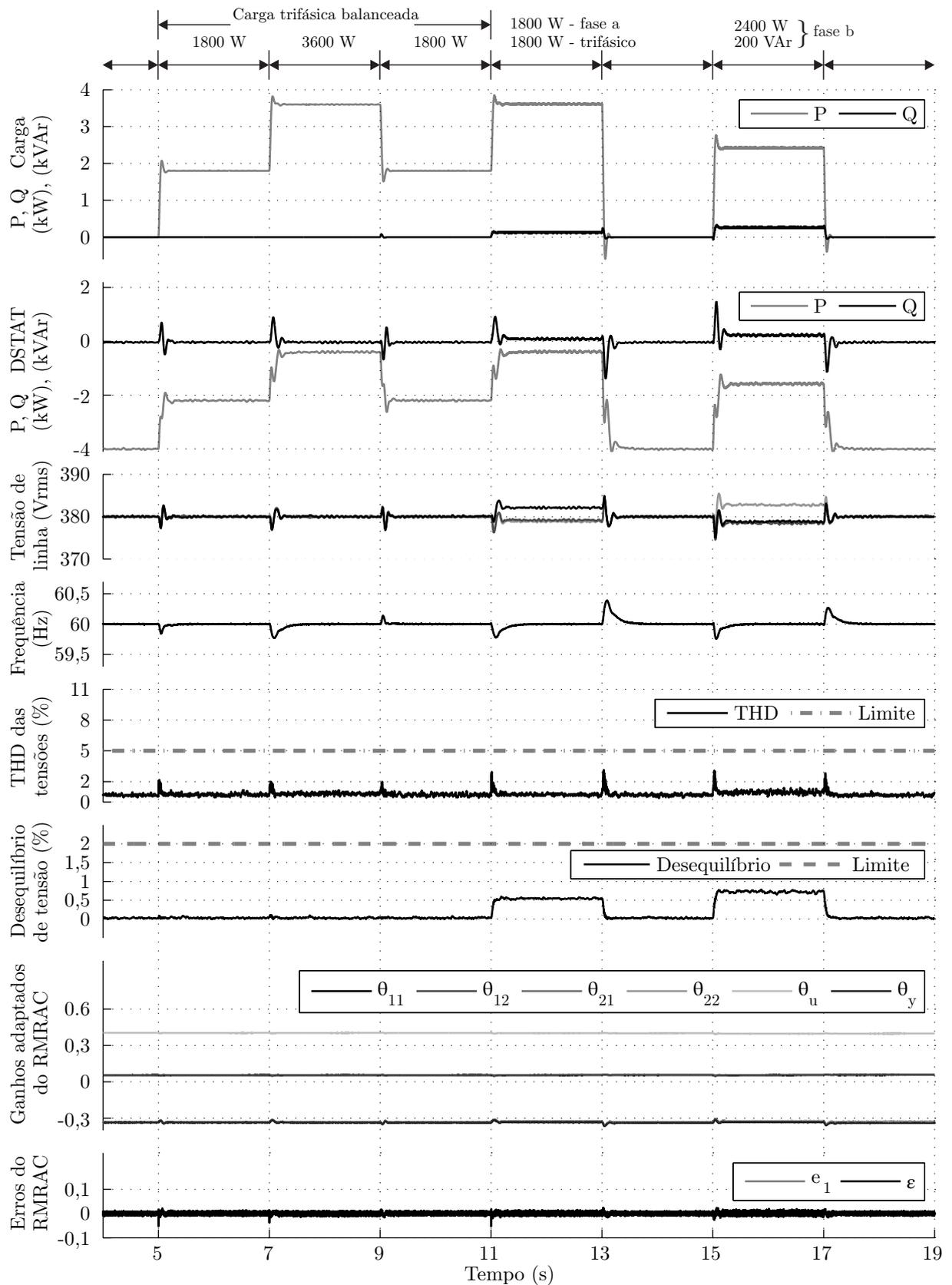


Figura 4.8 – Resultado de Simulação: Comportamento das variáveis do sistema mediante transitórios de carga empregando controlador RMRAC.

Como pode ser percebido, o DSTATCOM compensa apenas os transitórios de potência reativa e as parcelas de potência reativa demandada pela carga nos instantes de tempo de 11 a 13 segundos e de 15 a 17 segundos. Em compensação, chega a processar 100% da potência ativa do sistema em função de possuir o ELC conectado ao seu barramento CC. Esta potência ativa é indicada na Figura 4.8 com valor negativo, o que indica o consumo de potência ativa pela carga auxiliar.

São mostrados também os perfis das tensões de linha RMS e da frequência no PCC, ambos apresentando regulação em regime permanente e rápida adequação durante os transitórios de carga. Os parâmetros de qualidade das tensões, THD e taxa de desbalanço, mantiveram-se dentro dos limites impostos para todas as condições de carga.

Ao final são apresentados os ganhos adaptados do RMRAC, bem como os erros de rastreamento e aumentado do controlador. Nota-se pequena adaptação dos ganhos do RMRAC, ocorrendo basicamente nos transitórios de carga, quando o DSTATCOM exerce efetiva compensação da potência reativa no sistema. Desta forma, a ação do RMRAC não tem efeito significativo em sistemas com potência constante e controle por ELC, uma vez que não ocorre efetiva variação paramétrica.

A Figura 4.9 apresenta os resultados de simulação para uma terceira configuração de sistema de geração. Nesta configuração, o sistema considera o emprego de uma máquina primária de potência variável, no qual a regulação de frequência é realizado através do controle da máquina primária. O sistema de geração é baseado em (SCHERER, 2012) e considera o modelo de uma microturbina hidráulica. Nesta condição de operação, uma vez que não há emprego de ELC, a impedância de carga é variável, caracterizando portanto, variação paramétrica.

Os resultados apresentados demonstram maior adaptação dos ganhos do controlador RMRAC, garantindo o desempenho na regulação de tensão para as diferentes condições de carga a que o sistema é submetido. A THD das tensões excede os valores limites durante os transitórios de carga devido à dinâmica lenta de regulação de frequência, característica de sistemas eletromecânicos. Em regime permanente, no entanto, com a frequência regulada, a THD das tensões é garantida abaixo do limite pela ação de compensação do DSTATCOM e sistema de controle empregando o RMRAC.

#### 4.8.2 Resultados experimentais

Os resultados experimentais apresentados na sequência objetivam validar o desenvolvimento do controlador RMRAC e seu desempenho no sistema proposto, a partir da comparação com os resultados obtidos em simulação, uma vez que reproduzem as mesmas condições de ensaio.

A Figura 4.10 apresenta os resultados experimentais obtidos nas mesmas condi-



Figura 4.9 – Resultado de Simulação: Comportamento das variáveis do sistema mediante transitórios de carga empregando controlador RMRAC e máquina primária com velocidade variável.

ções de carga consideradas nos resultados de simulação da Figura 4.8. Comparando as respostas, observa-se grande semelhança entre os resultados obtidos, o que valida o desenvolvimento do controlador RMRAC proposto no Capítulo 4 desta Tese.

A Figura 4.11 apresenta em detalhes o comportamento em regime permanente das tensões e correntes dos sistema para duas condições distintas de carga desbalanceada. Na Figura 4.11(a) é considerada uma carga composta por carga resistiva trifásica de 1,8 kW e carga resistiva monofásica de 1,8 kW conectada à fase *a*, enquanto que na Figura 4.11(b) é considerada carga composta por carga monofásica resistiva de 2,4 kW na fase *b*. O desbalanceamento entre as correntes de carga é evidenciado pelas correntes de neutro. Nota-se que em ambas as condições, as correntes desbalanceadas de carga são compensadas pelas correntes processadas pelo DSTATCOM, de forma que a corrente de neutro é inteiramente processada pelo DSTATCOM. A compensação dos desbalanceamentos de carga pelo DSTATCOM resulta em tensões terminais e correntes do GI balanceadas, satisfatórias para a adequada operação do GI.

#### 4.9 Considerações parciais

Este capítulo apresentou uma variação ao sistema de controle do DSTATCOM utilizando um controlador adaptativo em tempo discreto aplicado à malha externa de controle  $G_{v_d}$ . Tal proposta baseia-se na condição de variação paramétrica a que o sistema é imposto devido a possíveis variações de carga em seus terminais justificando o emprego de controladores de ganhos adaptáveis.

O sistema de geração, considerado neste caso, difere do sistema híbrido utilizado no capítulo anterior uma vez que não é considerada a conexão de BCC. Outra modificação refere-se ao ELC, que neste caso é realizado através do barramento CC do DSTATCOM. Neste sistema, portanto, objetiva-se unicamente a análise de desempenho do controlador RMRAC e da variação do ELC, não se preocupando com a potência processada pelo DSTATCOM. Pelos resultados apresentados, pode-se notar que o DSTATCOM processa até 100 % da potência ativa e toda a potência reativa demandada pela carga.

A variação de ELC apresentada, mostrou desempenho semelhante ao ELC apresentado anteriormente, garantindo rápida resposta de regulação frente a transitórios de carga diversos.

O controlador RMRAC foi testado em duas condições distintas. Na primeira, considerou-se o acionamento do sistema através de MP de velocidade e potência constante. Assim, empregando-se o ELC, a carga no PCC é mantida constante ao longo de toda a operação. Nesta condição, não há variação paramétrica do sistema uma vez que tanto a impedância de carga quanto a capacitância equivalente são mantidas constantes. Os resultados obtidos com o controlador RMRAC apresentaram bom desempenho

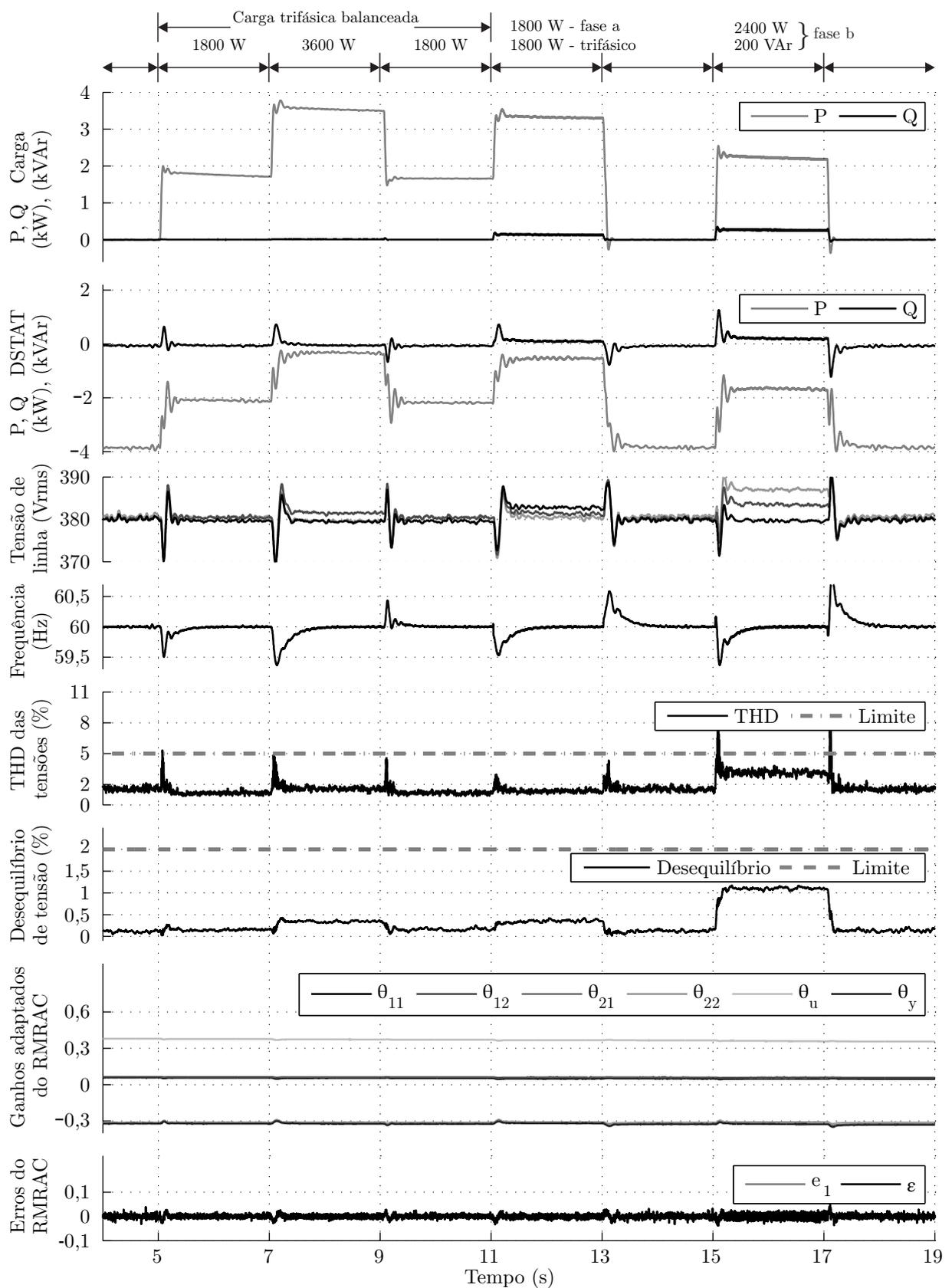


Figura 4.10 – Resultado Experimental: Comportamento das variáveis do sistema mediante transitórios de carga empregando controlador RMRAC.

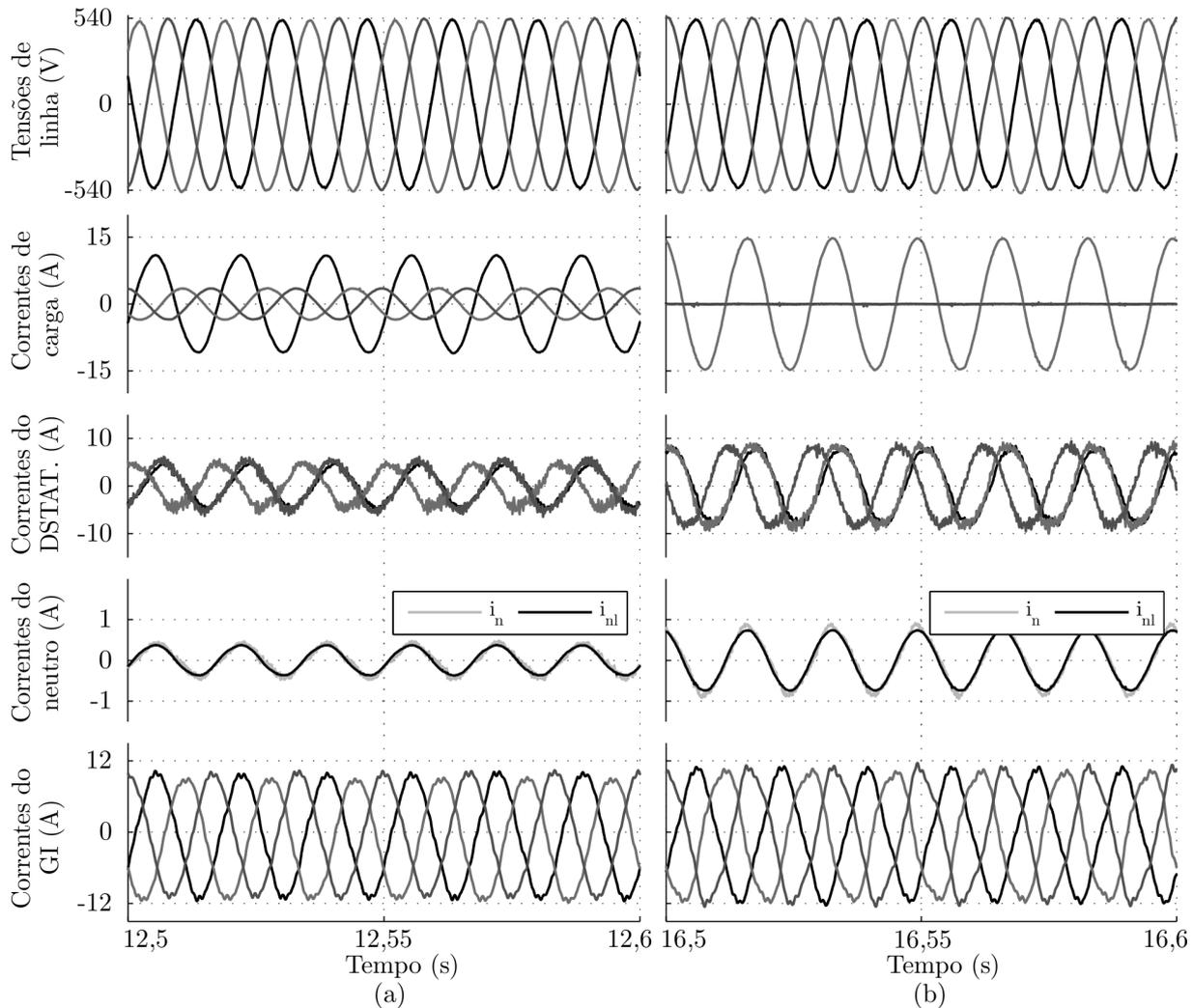


Figura 4.11 – Resultado Experimental: Detalhes das tensões e correntes do sistema para condições de carga desbalanceada empregando controlador RMRAC: (a) 1,8 kW carga resistiva trifásica + 1,2 kW carga resistiva monofásica na fase *a*; (b) 2,4 kW carga resistiva monofásica na fase *b*.

na regulação da amplitude das tensões terminais, porém requerendo pouca adaptação dos ganhos do controlador.

Na segunda condição, foi considerado o acionamento do GI através de MP com velocidade variável, no caso uma microturbina cujo controle de velocidade é realizado por servomecanismo. O ELC é desconsiderado neste caso. Assim, mediante a variação de carga no PCC, o sistema de controle atua sobre a máquina primária de forma a ajustar a potência entregue ao eixo do GI. Logo, o sistema não opera com carga constante, tendo a impedância de carga variável, o que representa variação paramétrica. Resultados de simulação demonstraram maior ação de adaptação dos ganhos do RMRAC, garantindo a regulação das tensões para todas as condições de carga impostas.

## 5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

### 5.1 Conclusão geral

Nesta tese é proposta uma nova topologia híbrida de regulação das tensões de um sistema isolado de microgeração composto por gerador de indução auto-excitado. O sistema considera um barramento de distribuição a quatro fios, composto por três fases e neutro, sendo este último derivado do ponto central da conexão estrela do banco de capacitores de excitação. Desta forma, são geradas tensões de linha e fase a partir de um gerador de indução com terminal de neutro inacessível, permitindo, portanto, a conexão de cargas monofásicas e cargas trifásicas a três e quatro fios.

A topologia híbrida de regulação emprega um DSTATCOM e BCC, ambos conectados em paralelo ao barramento de distribuição. Os BCC são compostos por capacitores em conexão estrela com o ponto central conectado ao neutro. Estes são responsáveis pela compensação da maior parcela da potência reativa exigida pela carga e gerador de indução. O DSTATCOM, de forma complementar, é responsável pela compensação da potência reativa durante os transitórios de carga e da diferença da potência reativa, realizando portanto a regulação precisa das tensões do barramento. Através de estratégias de controle, o DSTATCOM realiza ainda a compensação de possíveis desbalanços de corrente, resultado da conexão de cargas monofásicas ou trifásicas desequilibradas, bem como de harmônicos de corrente provenientes de cargas com características não-lineares.

O objetivo central da topologia híbrida proposta, é a redução da potência do compensador estático de reativos com a manutenção da qualidade de regulação das tensões do barramento de distribuição do sistema de geração. Complementar ao método híbrido de regulação de tensão, é aplicado um método de regulação de frequência através de ELC conectado diretamente ao PCC através de retificador trifásico não-controlado. Esta configuração de ELC isenta o DSTATCOM do processamento de potência ativa, contribuindo para a redução da potência nominal do conversor.

Foram apresentados ao longo da tese, os detalhes de aplicação da topologia híbrida proposta, bem como do controle do sistema de regulação, sendo por final comprovado o seu desempenho através de resultados de simulação e experimentais. Os resultados apresentados sugerem condições práticas de funcionamento, considerando cargas típicas para sistemas isolados de geração. Neste sentido, foi analisado o comportamento do sistema mediante a conexão de cargas monofásicas, trifásicas, resistivas e indutivas. Sendo o ELC caracterizado como uma carga não-linear, o comportamento do sistema frente a tal condição de carga foi igualmente comprovado. Dentre os resultados mais significantes, destacam-se:

- É comprovada a redução da potência processada pelo DSTATCOM, limitada a uma pequena porcentagem da potência nominal do sistema (10 %), a qual é definida a partir do projeto dos BCC;
- A compensação da potência ativa e reativa pelo DSTATCOM, auxiliam na regulação das tensões e frequência do sistema, não representando necessidade de sobredimensionamento do DSTATCOM em razão da capacidade das chaves semicondutoras em processar correntes transitórias múltiplas da corrente nominal;
- Comprovação do desempenho do sistema de controle na regulação da amplitude e frequência das tensões, mantendo os valores dentro dos limites pré-estabelecidos por normas;
- Bom desempenho do sistema na compensação dos desbalanços e harmônicos de corrente garantido parâmetros de qualidade, THD e FD, abaixo dos limites estabelecidos por normas;
- Estudo quanto a aplicação de controlador adaptativo no sistema de controle do DSTATCOM, comprovando a sua eficiência na regulação de tensão do sistema frente a condições de variações paramétricas.

Os resultados obtidos corroboram com os objetivos apresentados na introdução deste trabalho. Neste sentido, é comprovado o desempenho da topologia híbrida quanto a regulação das tensões do barramento de distribuição e a redução da potência do compensador estático de reativos empregado.

## 5.2 Sugestões para trabalhos futuros

Alguns tópicos que não foram abordados na tese e que são propostos como trabalhos futuros de forma a estender o estudo sobre o tema:

- (i) Consideração do acoplamento existentes entre os eixos  $d$  e  $q$  na determinação das FTs das malhas de interesse;
- (ii) Estender a modelagem do sistema através da consideração das equações dinâmicas da máquina assíncrona, permitindo assim uma melhor caracterização da resposta transitória do sistema;
- (iii) Prova da estabilidade do controlador RMRAC aplicado;
- (iv) Estudo de outras técnicas de controle, mais simplificadas, que reduzam o número de sensores utilizados e permitam o emprego de controladores digitais de sinais menos sofisticados;

- (v) Interligação com outras fontes de energia com características distintas, de forma a auxiliar a compensação de ativos e reativos, aumentando a eficiência do sistema de geração;
- (vi) Estudo de técnicas de cogeração a partir do aproveitamento da energia excedente (ELC) de forma a aumentar a eficiência energética do sistema;
- (vii) Conexão de banco de baterias ao barramento CC do DSTATCOM para suprimento instantâneo de potência ativa e como possível fonte UPS.

### 5.2.1 Publicações

Como resultado do trabalho de tese, foram realizadas as seguintes produções científicas:

- SCHERER, L. G.; TAMBARA, R. V.; CAMARGO, R. F.: Voltage and frequency regulation of standalone self-excited induction generator for micro-hydro power generation using discrete-time adaptive control. *IET Renewable Power Generation*, v. 10, n. 4, pp. 531-540, 2016.
- SCHERER, L. G.; TISCHER, C. B.; CAMARGO, R. F.: Power Rating Reduction of Distribution Static Synchronous Compensator for Voltage and Frequency Regulation of Stand-Alone Self-Excited Induction Generator. Em processo de submissão.
- SCHERER, L. G.; CAMARGO, R. F.; FRANCHI, C. M.; TISCHER, C. B.: Sistema Híbrido e Método para Regulação de Tensão Aplicado a Geradores de Indução. Patente: Privilégio de Inovação. Número do registro: BR1020140114823, data de depósito: 13/05/2014. Instituição de registro: INPI - Instituto Nacional da Propriedade Industrial.
- SCHERER, L. G.; TISCHER, C. B.; POSSER, F. C.; FRANCHI, C. M.; DE CAMARGO, R. F. Hybrid topology for voltage regulation applied in three-phase four-wire micro hydro power station. 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society - IECON, 2013. p. 7169-7174.
- SCHERER, L. G.; TAMBARA R. V.; DE CAMARGO R. F.; BOTTERÓN F.; GRÜNDLING H. A. Controle Adaptativo Discreto Aplicado à Regulação de Tensão de Sistemas com Gerador de Indução. Congresso Brasileiro de Automática - CBA, 2014.
- SCHERER, L. G.; TAMBARA R. V.; DE CAMARGO R. F.; BOTTERÓN F.; GRÜNDLING H. Discrete-time Adaptive Control Applied to Voltage Regulation of

Induction Generator Based Systems. 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society - IECON, 2014.

## REFERÊNCIAS

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Atlas de energia elétrica do Brasil**. 3<sup>a</sup>. ed. [S.l.: s.n.], 2008.

Agência Nacional de Energia Elétrica. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST - Módulo 8**. 2014. Disponível em: <[http://www.aneel.gov.br/arquivos/PDF/M%C3%B3dulo8\\_Revis%C3%A3o\\_4.pdf](http://www.aneel.gov.br/arquivos/PDF/M%C3%B3dulo8_Revis%C3%A3o_4.pdf)>.

\_\_\_\_\_. **Resolução Normativa Nº 687**. 2015. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2015687.pdf>>.

AHMED, T.; NISHIDA, K.; NAKAOKA, M. Advanced control of PWM converter with variable-speed induction generator. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 42, n. 4, p. 934–945, July 2006. ISSN 0093-9994.

\_\_\_\_\_. A novel stand-alone induction generator system for AC and DC power applications. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 43, n. 6, p. 1465–1474, Nov 2007. ISSN 0093-9994.

AHMED, T. et al. Terminal voltage regulation characteristics by static var compensator for a three-phase self-excited induction generator. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 40, n. 4, p. 978–988, July 2004. ISSN 0093-9994.

AL-SAFFAR, M.; NHO, E.-C.; LIPO, T. Controlled shunt capacitor self-excited induction generator. In: **Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE Industry Applications Conference, 1998**. [S.l.: s.n.], 1998. v. 2, p. 1486–1490 vol.2. ISSN 0197-2618.

ASTROM, K. J.; HAGANDER, P.; STERNBY, J. Zeros of sampled systems. In: **19th IEEE Conference on Decision and Control including the Symposium on Adaptive Processes, 1980**. [S.l.: s.n.], 1980. p. 1077–1081.

BANSAL, R. Three-phase self-excited induction generators: an overview. **Energy Conversion, IEEE Transactions on**, v. 20, n. 2, p. 292–299, June 2005. ISSN 0885-8969.

BARRADO, J.; GRINO, R. Voltage and frequency control for a self-excited induction generator using a three-phase four-wire electronic converter. In: **Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1419–1424.

BARRADO, J.; GRINO, R.; VALDERRAMA-BLAVI, H. Power-quality improvement of a stand-alone induction generator using a STATCOM with battery energy storage system. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 25, n. 4, p. 2734–2741, Oct 2010. ISSN 0885-8977.

- BARRADO, J.; GRINO, R.; VALDERRAMA, H. Standalone self-excited induction generator with a three-phase four-wire active filter and energy storage system. In: **Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 600–605.
- BARRETO, E. J. F. et al. **Tecnologias de Energias Renováveis - Soluções Energéticas para a Amazônia**. 1ª edição. ed. Brasília: Ministério de Minas e Energia, 2008.
- BASSETT, E. D.; POTTER, F. M. Capacitive excitation for induction generators. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 54, n. 5, p. 540–545, May 1935. ISSN 0096-3860.
- BJORNSTEDT, J.; SAMUELSSON, O. Voltage and frequency control for island operated induction generators. In: **SmartGrids for Distribution, 2008. IET-CIRED. CIRED Seminar**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–4. ISSN 0537-9989.
- BJORNSTEDT, J.; SULLA, F.; SAMUELSSON, O. Experimental investigation on steady-state and transient performance of a self-excited induction generator. **IET Generation, Transmission Distribution**, v. 5, n. 12, p. 1233–1239, December 2011. ISSN 1751-8687.
- BOUZID, A. M. et al. Voltage and frequency control of wind-powered islanded microgrids based on induction generator and statcom. In: **Control, Engineering Information Technology (CEIT), 2015 3rd International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- CAMARGO, R. D. et al. Performance analysis of a self-excited induction generator under nonlinear loads used harmonic suppression methods. In: **Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 3904–3909. ISSN 1553-572X.
- CAMARGO, R. F. de. **Contribuição ao estudo de filtros ativos de potência**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2002.
- CARATI, E.; MONTAGNER, V.; GRUNDLING, H. A single-phase AC power source using robust model reference adaptive control. In: **26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society - IECON**. [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 1428–1432.
- CARDOSO, R. et al. Kalman filter based synchronisation methods. **IET Generation, Transmission Distribution**, v. 2, n. 4, p. 542–555, July 2008. ISSN 1751-8687.
- CHAPALLAZ, J. M. et al. **Manual on Induction Motors Used as Generators**. [S.l.: s.n.], 1992.
- CHAUHAN, P.; CHATTERJEE, J. Single-loop voltage and frequency control schemes for SEIG-battery storage based stand-alone three-phase four-wire RECS. In: **Power and Energy Systems (ICPS), 2011 International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–6.

- CHAUHAN, Y.; JAIN, S.; SINGH, B. A prospective on voltage regulation of self-excited induction generators for industry applications. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 46, n. 2, p. 720–730, March 2010. ISSN 0093-9994.
- CHAVEZ, C.; HOUDEK, J. A. Dynamic harmonic mitigation and power factor correction. In: **2007 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–5. ISSN 2150-6647.
- CHEN, W.-L.; HSU, Y.-Y. Experimental evaluation of an isolated induction generator with voltage and frequency control. In: **Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium on**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 497–502.
- CHILIPI, R. R.; SINGH, B.; MURTHY, S. S. Performance of a self-excited induction generator with dstatcom-dtc drive-based voltage and frequency controller. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 29, n. 3, p. 545–557, Sept 2014. ISSN 0885-8969.
- CHILIPI, R. R. et al. Design and implementation of dynamic electronic load controller for three-phase self-excited induction generator in remote small-hydro power generation. **IET Renewable Power Generation**, v. 8, n. 3, p. 269–280, April 2014. ISSN 1752-1416.
- DALEI, J.; MOHANTY, K. B. A novel method to determine minimum capacitance of the self-excited induction generator. In: **Students' Technology Symposium (TechSym), 2014 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 408–413.
- DELLA FLORA, L. **Contribuição ao Controle de Máquinas de Vibração Eletrodinâmicas**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, Santa Maria, RS, Brasil, 2009.
- DELLA FLORA, L.; GRUNDLING, H. A. Design of a robust model reference adaptive voltage controller for an electrodynamic shaker. **Eletrônica de Potência - SOBRAEP**, v. 13, n. 3, p. 133–140, 2008.
- DEMPC, M.; CHRZAN, P. J. Voltage and frequency regulation of a standalone induction generator by reduced-rating power electronic compensators - comparative evaluation. In: **2015 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5. ISSN 2375-1428.
- EL-KAFRAWI, H. M.; BUAMUD, M. S. Steady-state analysis of self-excited induction generator driven by regulated and unregulated turbines. In: **Renewable Energy Congress (IREC), 2014 5th International**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.
- ELTAMALY, A. New formula to determine the minimum capacitance required for self-excited induction generator. In: **IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 106–110 vol.1.
- EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Balço Energético Nacional 2013: Ano base 2012**. [S.l.], 2013.

- ENDERLE, T. P. et al. D-STATCOM applied to single-phase distribution networks: Modeling and control. In: **IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 321–326. ISSN 1553-572X.
- FARRET, F. A. **Aproveitamento de pequenas fontes de energia elétrica**. [S.l.]: Editora da Universidade Federal de Santa Maria, 2010.
- FILHO, A.; NASCIMENTO, C. do. A method to determine the capacitance required by the operation of a grid-connected induction generator. In: **XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–4.
- FRANCO, G. J.; SILVA, M. I.; SILVA, S. M. Operação dinâmica de bancos de capacitores com eliminação de correntes de inrush. In: **VIII CBQEE - Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica**. Blumenau - SC - Brasil: [s.n.], 2009.
- GRAHAM, R. L.; KNUTH, D. E.; PATASHNIK, O. **Concrete Mathematics : A Foundation for Computer Science**. 2nd. ed. [S.l.]: Addison-WesleyAddison-Wesley Professional, 1994.
- GRIJP, M. H. B. de; HOPKINS, R. A. Controlled switching of shunt capacitors. In: **AFRICON, 1996., IEEE AFRICON 4th**. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 874–879 vol.2.
- GRUNDLING, H. A. **Controle Adaptativo Robusto por Modelo de Referência**. Tese (Doutorado) — Instituto Tecnológico de Aeronáutica - ITA, Brasil, 1995.
- GUOWEI, Z. et al. The control for grid connected inverter of distributed generation under unbalanced grid voltage. In: **Sustainable Power Generation and Supply, 2009. SUPERGEN '09. International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5.
- HAZEWINKEL, M. *Encyclopaedia of mathematics*. Dordrecht: Springer Science & Business Media, v. 4, p. 258–259, 1989.
- IBRAHIM, K.; LEIDHOLD, R. Active power delivery capability improvement of self-excited induction generator for remote and rural area applications. In: **AFRICON, 2015**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5.
- IDJDARENE, K. et al. Performance of an isolated induction generator under unbalanced loads. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 25, n. 2, p. 303–311, June 2010. ISSN 0885-8969.
- INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **2013 Key World Energy Statistics**. [S.l.], 2013.
- \_\_\_\_\_. **World Energy Outlook 2013 - Executive Summary**. [S.l.], 2013.
- IOANNOU, P.; TSAKALIS, K. S. A robust direct adaptive controller. **Automatic Control, IEEE Transactions on**, v. 31, n. 11, p. 1033–1043, Nov 1986. ISSN 0018-9286.

JABRI, A. A.; ALOLAH, A. Capacitance requirement for isolated self-excited induction generator. , **IEE Proceedings Electric Power Applications**, v. 137, n. 3, p. 154–159, May 1990. ISSN 0143-7038.

KARADY, G. G. Continuous regulation of capacitive reactive power. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 7, n. 3, p. 1466–1473, Jul 1992. ISSN 0885-8977.

KARTHIKEYAN, A. et al. Hybrid, open-loop excitation system for a wind turbine-driven stand-alone induction generator. **IET Renewable Power Generation**, v. 5, n. 2, p. 184–193, March 2011. ISSN 1752-1416.

KASAL, G.; SINGH, B. Decoupled voltage and frequency controller for isolated asynchronous generators feeding three-phase four-wire loads. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 23, n. 2, p. 966–973, April 2008. ISSN 0885-8977.

KASPROWICZ, A. B.; TOMCZUK, K. Voltage and frequency stabilization system with self-excited induction generator. In: **2015 9th International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 467–472. ISSN 2166-9538.

KUMAR, E. V.; NARASIMHAM, P.; SARMA, A. Steady state investigation of self excited 3 phase induction generator with novel leading VAR controller and mitigation of harmonics using active power filter. In: **IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 495–500.

LAGHARI, J. A. et al. A comprehensive overview of new designs in the hydraulic, electrical equipments and controllers of mini hydro power plants making it cost effective technology. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 20, p. 279–293, 2013.

LASCIO, M. A. D.; BARRETO, E. J. F. **Energia e Desenvolvimento Sustentável para a Amazônia Rural Brasileira: Eletrificação de Comunidades Isoladas**. 1ª edição. ed. Brasília: [s.n.], 2009.

LIU, Y. et al. Model reference adaptive control-based speed control of brushless dc motors with low-resolution hall-effect sensors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 3, p. 1514–1522, March 2014. ISSN 0885-8993.

MARRA, E.; POMILIO, J. Induction-generator-based system providing regulated voltage with constant frequency. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 47, n. 4, p. 908–914, Aug 2000. ISSN 0278-0046.

MASSING, J. R. et al. Adaptive current control for grid-connected converters with lcl filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 12, p. 4681–4693, Dec 2012. ISSN 0278-0046.

MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA. **Programa Luz para Todos**. 2014. Disponível em: <<https://www.mme.gov.br/luzparatodos/asp/>>.

- MONTANARO, U.; GAETA, A. di; GIGLIO, V. Robust discrete-time mrac with minimal controller synthesis of an electronic throttle body. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, v. 19, n. 2, p. 524–537, April 2014. ISSN 1083-4435.
- PINGPING, G. et al. Pi-pso algorithm based voltage controller of statcom for self-excited induction generator. In: **Control Conference (CCC), 2015 34th Chinese**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 4349–4354.
- QUISPE, E.; ARIAS, R.; QUINTERO, J. A new voltage regulator for self-excited induction generator-design, simulation, and experimental results. In: **Electric Machines and Drives Conference Record, 1997. IEEE International**. [S.l.: s.n.], 1997. p. TB3/7.1–TB3/7.3.
- RAI, H. C. et al. Voltage regulation of self excited induction generator using passive elements. In: **Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives, 1993**. [S.l.: s.n.], 1993. p. 240–245.
- RAJAGOPAL, V.; SINGH, B.; KASAL, G. Electronic load controller with power quality improvement of isolated induction generator for small hydro power generation. **Renewable Power Generation, IET**, v. 5, n. 2, p. 202–213, March 2011. ISSN 1752-1416.
- RANJBAR, M.; MASOUM, M. A. S.; JALILIAN, A. Comparison of compensation strategies for shunt active power filter control in unbalanced tree-phase four-wire systems. In: **Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2009. CCECE '09**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1061–1066. ISSN 0840-7789.
- RYAN, M.; LORENZ, R.; DONCKER, R. D. Modeling of sinewave inverters: a geometric approach. In: **Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE**. [S.l.: s.n.], 1998. v. 1, p. 396–401 vol.1.
- SALIMIKORDKANDI, C.; SÜRGEVIL, T. Modeling and analysis of self-excited induction generator with fixed capacitor excitation and shunt voltage regulation. In: **Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC), 2014 16th International**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 149–155.
- SCHERER, L. G. **Modelagem e Controle de uma Micro Central Hidrelétrica com Utilização de Gerador de Indução Auto-Excitado**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, Brasil, 2012.
- SEKHAR, V. C.; KANT, K.; SINGH, B. Dstatcom supported induction generator for improving power quality. **IET Renewable Power Generation**, v. 10, n. 4, p. 495–503, 2016. ISSN 1752-1416.
- SIMOES, M. G.; FARRET, F. A. **Alternative Energy Systems: Design and Analysis With Induction Generators**. 2<sup>a</sup>. ed. [S.l.]: CRC Press- Taylor Francis Group, 2008.
- \_\_\_\_\_. **Modeling and Analysis with Induction Generators**. 3<sup>a</sup>. ed. [S.l.]: CRC Press, 2015.

SINGH, B.; KASAL, G. Solid state voltage regulator for isolated asynchronous generators supplying 3-phase 4-wire loads. In: **Power Electronics, 2006. IICPE 2006. India International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 144–149.

\_\_\_\_\_. Voltage and frequency controller for isolated asynchronous generators feeding 3-phase 4-wire loads. In: **Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 2773–2778.

SINGH, B. et al. Capacitor excited asynchronous generator for an isolated wind energy conversion system. In: **Power System Technology and IEEE Power India Conference, 2008. POWERCON 2008. Joint International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6.

\_\_\_\_\_. A frequency based electronic load controller for an isolated asynchronous generator feeding 3-phase 4-wire loads. In: **Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1513–1518.

\_\_\_\_\_. Rating reduction of static compensator for voltage control of three-phase self-excited induction generator. In: **2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2006. v. 2, p. 1194–1199. ISSN 2163-5137.

SINGH, B.; MURTHY, S.; GUPTA, S. STATCOM-Based voltage regulator for self-excited induction generator feeding nonlinear loads. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 53, n. 5, p. 1437–1452, Oct 2006. ISSN 0278-0046.

SINGH, B. et al. Static synchronous compensator-variable frequency drive for voltage and frequency control of small-hydro driven self-excited induction generators system. **IET Generation, Transmission Distribution**, v. 8, n. 9, p. 1528–1538, Sept 2014. ISSN 1751-8687.

SINGH, M. et al. Stand alone power generation by 3 phase; asynchronous generator: A comprehensive survey. In: **Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2012 2nd International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–14.

SOARES, P. M. O. dos R. **Discretização de Controladores Contínuos**. Dissertação (Mestrado) — Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 1996.

STEFANELLO, M. **Projeto e desenvolvimento de uma Fonte de Potência CA Trifásica a quatro fios**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, Santa Maria, RS, Brasil, 2006.

SUBRAMANIAN, K.; SABBERWAL, S. P. Regulated voltage operation of a stand-alone 3- $\emptyset$  self-excited induction generator. In: **Advances in Electrical Engineering (ICAEE), 2014 International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.

SWAIN, A. k.; SENAPATI, S. k. An experimental investigation of self-excitation in stand-alone induction generator. In: **Circuit, Power and Computing Technologies (IC-CPCT), 2014 International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 245–249.

TAMBARA, R. V.; Della Flora, L.; GRUNDLING, H. A. Projeto de uma fonte de uma potência CA para geração de formas de onda de até 2 kHz. In: **Congresso Brasileiro de Automática - CBA**. [S.l.: s.n.], 2010.

TEJA, A. V. R. et al. A new model reference adaptive controller for four quadrant vector controlled induction motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 10, p. 3757–3767, Oct 2012. ISSN 0278-0046.

UNITED NATIONS - Department of Economic and Social Affairs. **Assessing progress for populations worldwide**. 2014. Disponível em: <<http://www.un.org/en/development/desa/news/population/assessing-progress-for-populations-worldwide.html>>.

VERMA, V.; PANT, P.; SINGH, B. Indirect current controlled VSC for reactive power and load control support to self-excited induction generator feeding 3-phase 4-wire isolated power system. In: **Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) 2010 Power India, 2010 Joint International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–7.

YANG, Y. et al. Electrohydraulic control using neural mrac based on a modified state observer. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, v. 18, n. 3, p. 867–877, June 2013. ISSN 1083-4435.

YOUSSEF, K. et al. A new method for voltage and frequency control of stand-alone self-excited induction generator using PWM converter with variable DC link voltage. In: **American Control Conference, 2008**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 2486–2491. ISSN 0743-1619.

## APÊNDICES

---



## Apêndice A – OBTENÇÃO DAS EQUAÇÕES DE ESTADO DA PLANTA EM EIXOS ESTACIONÁRIOS E SÍNCRONOS

### A.1 Introdução

Neste apêndice será apresentado em detalhes o procedimento para obtenção das equações de estado da planta em coordenadas  $\alpha\beta 0$  e  $dq0$ . Iniciando pela normalização das variáveis, ao final serão obtidas as matrizes em espaço de estados em coordenadas girantes  $dq0$ . Como princípio de todo o desenvolvimento deste anexo serão consideradas as equações (2.31) a (2.35), deduzidas no capítulo 2 desta proposta de tese.

### A.2 Normalização das Variáveis do Circuito

Visando limitar a faixa dinâmica das variáveis para uma implementação discreta em um DSP de ponto flutuante, pode-se utilizar uma transformação linear que normaliza as variáveis do circuito. Escolhendo os valores base  $(P_{base}, v_{base})$ , as variáveis normalizadas de tensão e corrente podem ser definidas como:  $v_n = v/v_{base}$  e  $i_n = i/i_{base}$ , onde:  $i_{base} = P_{base}/v_{base}$

Agora, definindo esta transformação linear, dada pela matriz  $\mathbf{T}_n$ ,

$$\mathbf{T}_n = \begin{bmatrix} \frac{1}{i_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{i_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{i_{base}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{v_{base}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{v_{base}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{v_{base}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

os vetores de estados, variáveis de entrada e sinais de distúrbio tornam-se:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_n(t) &= \mathbf{T}_n \dot{\mathbf{x}}(t) \\ \mathbf{x}_n(t) &= \mathbf{T}_n \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{u}(t) &= v_{base} \mathbf{u}_n(t) \\ \mathbf{w}(t) &= i_{base} \mathbf{w}_n(t) \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Como resultado, a equação de estado (2.31) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\dot{\mathbf{x}}_n(t) = \mathbf{T}_n \mathbf{A}_{abc} \mathbf{T}_n^{-1} \mathbf{x}_n(t) + \mathbf{T}_n \mathbf{B}_{abc} v_{base} \mathbf{u}_n(t) + \mathbf{T}_n \mathbf{F}_{abc} i_{base} \mathbf{w}_n(t) \quad (\text{A.3})$$

onde:

$$\mathbf{A}_n = \mathbf{T}_n \mathbf{A}_{abc} \mathbf{T}_n^{-1}; \mathbf{B}_n = \mathbf{T}_n \mathbf{B}_{abc} v_{base}; \mathbf{F}_n = \mathbf{T}_n \mathbf{F}_{abc} i_{base} \quad (\text{A.4})$$

Logo, a equação (A.3) na forma compacta para a representação por espaço de estado em coordenadas estacionárias normalizadas é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}_n(t) = \mathbf{A}_n \mathbf{x}_n(t) + \mathbf{B}_n \mathbf{u}_n(t) + \mathbf{F}_n \mathbf{w}_n(t) \quad (\text{A.5})$$

onde:

$$\mathbf{x}_n = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; \mathbf{u}_n = \begin{bmatrix} u_{1n} \\ u_{2n} \\ u_{3n} \end{bmatrix}; \mathbf{w}_n = \begin{bmatrix} i_{Ga} \\ i_{Gb} \\ i_{Gc} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.6})$$

$$\mathbf{A}_n = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 & \frac{3v_{base}}{4L_f i_{base}} & \frac{-v_{base}}{4L_f i_{base}} & \frac{-v_{base}}{4L_f i_{base}} \\ 0 & -\frac{R_f}{L_f} & 0 & \frac{-v_{base}}{4L_f i_{base}} & \frac{3v_{base}}{4L_f i_{base}} & \frac{-v_{base}}{4L_f i_{base}} \\ 0 & 0 & -\frac{R_f}{L_f} & \frac{-v_{base}}{4L_f i_{base}} & \frac{-v_{base}}{4L_f i_{base}} & \frac{3v_{base}}{4L_f i_{base}} \\ \frac{i_{base}}{C_{Eq} v_{base}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{Eq} Z_l} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{i_{base}}{C_{Eq} v_{base}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{Eq} Z_l} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{i_{base}}{C_{Eq} v_{base}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{Eq} Z_l} \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

$$\mathbf{B}_n = \frac{v_{base}}{4L_f i_{base}} \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

$$\mathbf{F}_n = \frac{i_{base}}{C_{Eq} v_{base}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

### A.3 Equação de Estados da Planta em Coordenadas $\alpha\beta 0$

A transformação do sistema trifásico de coordenadas estacionárias abc em um sistema de coordenadas estacionárias  $\alpha\beta 0$  é realizada aplicando-se a seguinte matriz de

transformação:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

Logo, tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \dot{\mathbf{x}}_n(t) \\ \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_n(t) \\ \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_n(t) \\ \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{w}_n(t) \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

Isolando os termos obtém-se:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_n(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t) \\ \mathbf{x}_n(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) \\ \mathbf{u}_n(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) \\ \mathbf{w}_n(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

Aplicando as equações (A.12) na equação (A.5), obtém-se:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0\_n}(t) = \mathbf{A}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{B}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{F}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) \quad (\text{A.13})$$

Pré-multiplicando os dois lados da equação (A.13) pela matriz  $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$ , tem-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0\_n}(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{A}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0\_n}(t) + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{B}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0\_n}(t) + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{F}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0\_n}(t) \quad (\text{A.14})$$

onde:

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{A}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}; \quad \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{B}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}; \quad \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{F}_n \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \quad (\text{A.15})$$

Como resultado da equação (A.14), a representação por espaço de estado em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta 0$  normalizadas, é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0\_n}(t) = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0\_n}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0\_n}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0\_n}(t) \quad (\text{A.16})$$

onde:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{w}_{\alpha\beta 0\_n} = \begin{bmatrix} i_{G\alpha} \\ i_{G\beta} \\ i_{G0} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.17})$$

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 & \frac{v_{base}}{L_f i_{base}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 & \frac{v_{base}}{L_f i_{base}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 & \frac{v_{base}}{4L_f i_{base}} \\ \frac{i_{base}}{C_{Eq} v_{base}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{Eq} Z_l} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{i_{base}}{C_{Eq} v_{base}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{Eq} Z_l} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{i_{base}}{C_{Eq} v_{base}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{Eq} Z_l} \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

$$\mathbf{B}_{\alpha\beta 0} = \frac{v_{base}}{L_f i_{base}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{4} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.19})$$

$$\mathbf{F}_{\alpha\beta 0} = \frac{i_{base}}{C_{Eq} v_{base}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.20})$$

#### A.4 Equação de Estados da Planta em Coordenadas $dq0$

A transformação do sistema trifásico de coordenadas  $\alpha\beta 0$  em um sistema de coordenadas síncronas  $dq0$  é realizada através da matriz de transformação apresentada a seguir:

$$\mathbf{T}_{dq0}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \text{sen}(\omega t) & 0 \\ -\text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.21})$$

Logo, tem-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq0}(t) \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) \\ \mathbf{u}_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq0}(t) \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) \\ \mathbf{w}_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq0}(t) \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) \end{aligned} \quad (\text{A.22})$$

Isolando os termos, obtém-se:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{x}_{dq0} \\ \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{u}_{dq0} \\ \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{w}_{dq0}\end{aligned}\tag{A.23}$$

Aplicando as equações de (A.23) na equação (A.16), obtém-se:

$$\begin{aligned}\left(\mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \dot{\mathbf{x}}_{dq0}\right) &= \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{x}_{dq0} + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{u}_{dq0} \\ &+ \mathbf{F}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{w}_{dq0}\end{aligned}\tag{A.24}$$

Expandindo a parcela da direita na equação (A.24) em termos de sua derivada parcial, tem-se:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{T}}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{x}_{dq0} + \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \dot{\mathbf{x}}_{dq0} &= \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{x}_{dq0} + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{u}_{dq0} \\ &+ \mathbf{F}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{w}_{dq0}\end{aligned}\tag{A.25}$$

Isolando o termo da parcela da esquerda na equação (A.25), obtém-se:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_{dq0} &= \left[-\dot{\mathbf{T}}_{dq0}^{-1}(t) + \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t)\right] \mathbf{T}_{dq0}(t) \mathbf{x}_{dq0} + \mathbf{T}_{dq0}(t) \mathbf{B}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{u}_{dq0} \\ &+ \mathbf{T}_{dq0}(t) \mathbf{F}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \mathbf{w}_{dq0}\end{aligned}\tag{A.26}$$

onde:

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq0}(t) \left[-\dot{\mathbf{T}}_{dq0}^{-1}(t) + \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t)\right] \\ \mathbf{B}_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq0}(t) \mathbf{B}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t) \\ \mathbf{F}_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq0}(t) \mathbf{F}_{\alpha\beta 0}(t) \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(t)\end{aligned}\tag{A.27}$$

Como resultado, da equação (A.26), encontra-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq0} = \mathbf{A}_{dq0} \mathbf{x}_{dq0} + \mathbf{B}_{dq0} \mathbf{u}_{dq0} + \mathbf{F}_{dq0} \mathbf{w}_{dq0}\tag{A.28}$$

sendo:

$$\mathbf{x}_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix}; \mathbf{u}_{dq0} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix}; \mathbf{w}_{dq0} = \begin{bmatrix} i_{Gd} \\ i_{Gq} \\ i_{G0} \end{bmatrix}.\tag{A.29}$$

$$\mathbf{A}_{dq0} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\omega & 0 & \frac{v_{base}}{L_f i_{base}} & 0 & 0 \\ \omega & -\frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 & \frac{v_{base}}{L_f i_{base}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 & \frac{v_{base}}{4L_f i_{base}} \\ \frac{i_{base}}{C_{Eq} v_{base}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{Eq} Z_l} & -\omega & 0 \\ 0 & \frac{i_{base}}{C_{Eq} v_{base}} & 0 & \omega & \frac{-1}{C_{Eq} Z_l} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{i_{base}}{C_{Eq} v_{base}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{Eq} Z_l} \end{bmatrix} \quad (\text{A.30})$$

$$\mathbf{B}_{dq0} = \frac{v_{base}}{L_f i_{base}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{4} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.31})$$

$$\mathbf{F}_{dq0} = \frac{i_{base}}{C_{Eq} v_{base}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.32})$$

## Apêndice B – DESCRIÇÃO E PARÂMETROS DA BANCADA EXPERIMENTAL

### B.1 Introdução

O sistema de geração e topologia híbrida proposta para regulação de tensão e frequência do GIAE foram implementados em duas bases, de simulação e experimental. A simulação foi desenvolvida usando o software Matlab e considerando parâmetros reais, idênticos aos do protótipo experimental.

Neste apêndice será apresentado as características e parâmetros do protótipo utilizado na realização de todo o estudo.

### B.2 Descrição da bancada experimental

A bancada para ensaios experimentais foi desenvolvida baseada no sistema de geração proposto e apresentado na Figura 2.2. É constituída por duas máquinas assíncronas trifásicas com rotor gaiola de esquilo, bancos de capacitores de excitação e de regulação, DSTATCOM, filtro de saída indutivo, e sistema de controle composto por um DSP TMS320F28335 da Texas Instruments Inc. e dispositivos de sensoriamento de tensões e correntes.

As duas máquinas assíncronas formam o conjunto máquina primária/gerador de indução. A primeira, opera como máquina primária, fornecendo potência mecânica ao eixo da segunda máquina. É acionada por um conversor de frequência CFW-08 da WEG, a partir do qual podem ser emulados sistemas distintos de conversão de energia, tais como, microcentrais hidrelétricas e eólicas e grupo-geradores acionados por combustíveis fósseis ou biocombustíveis. A segunda máquina assíncrona é conectada ao eixo da primeira através de um acoplamento flexível e opera como gerador de indução.

Aos terminais do gerador de indução é conectado o banco de capacitores responsável pela excitação da máquina. Para a formação do sistema trifásico a quatro fios, os capacitores de excitação foram projetados considerando a conexão em estrela e dados obtidos a partir dos ensaios da máquina, conforme (SCHERER, 2012). A partir do ponto central da conexão estrela é derivado o barramento de neutro do sistema.

Os bancos de capacitores comutáveis, projetados conforme exposto na seção C.3, são também conectados em configuração estrela e em paralelo ao barramento CA.

Para o DSTATCOM foi utilizado um conversor desenvolvido pela Semikron, constituído de quatro braços de IGBTs, quatro drivers para acionamento dos IGBTs, capacitores do barramento CC, dissipador e ventilação forçada. O DSTATCOM é conectado

ao barramento através de um filtro indutivo, de forma a reduzir as componentes em alta frequência das correntes processadas. Este filtro indutivo é composto por quatro indutores conectados cada um a um braço do DSTATCOM. Os indutores, juntamente com os capacitores de excitação e de regulação, formam um filtro passa-baixas trifásico de segunda ordem. A determinação da indutância do filtro deve levar em consideração todas as combinações de capacitância dos capacitores de excitação e regulação de forma que a frequência de ressonância do filtro não coincida com a frequência fundamental das correntes processadas.

Para o ELC, são consideradas duas configurações distintas. A primeira considera o ELC composto por elemento *chopper* e carga auxiliar resistiva conectados ao barramento CC de um retificador trifásico não-controlado, este último conectado diretamente ao PCC. Numa segunda configuração o ELC composto unicamente por elemento *chopper* e carga auxiliar resistiva conectados em paralelo ao barramento CC do DSTATCOM. Cada método será aplicado em situações distintas de controle, não tendo como objetivo a análise ou comparação de desempenho entre os mesmos.

O protótipo experimental inclui ainda uma série de placas de circuitos de instrumentação destinadas à interface, aquisição e condicionamento dos diferentes sinais necessários para o controle do sistema. Os seguintes circuitos foram considerados na implementação do protótipo:

- Placa de interface com DSP;
- Placa de interface com DSTATCOM;
- Placa de aquisição de tensão;
- Placa de aquisição de corrente;
- Placas de condicionamento de sinais;

Na Figura B.1 é apresentado um diagrama do sistema de instrumentação desenvolvido, o qual utiliza-se do kit de desenvolvimento *eZdsp F28335* da *Spectrum Digital*.

O kit de desenvolvimento do DSP é conectado em uma placa de interface, que recebe sinais dos sensores de tensão e corrente. Após o cálculo das leis de controle no DSP, são enviados através de fibras ópticas, o sinal de habilitação e os sinais PWM de comando das chaves do DSTATCOM, bem como, os sinais de comando das contadoras de conexão dos bancos de capacitores de regulação. Nesta placa estão incluídos ainda os circuitos de aquisição de medidas, o circuito de geração de referências de tensão e circuitos de transmissão por fibra ótica.

A placa de interface com o conversor é responsável por adequar os sinais PWM, recebidos através dos canais de fibra óptica aos drivers de comando do conversor estático de potência. Esta placa está equipada com receptores de fibra ótica usados na recepção dos sinais PWM condicionados a serem encaminhados às chaves semicondutoras.

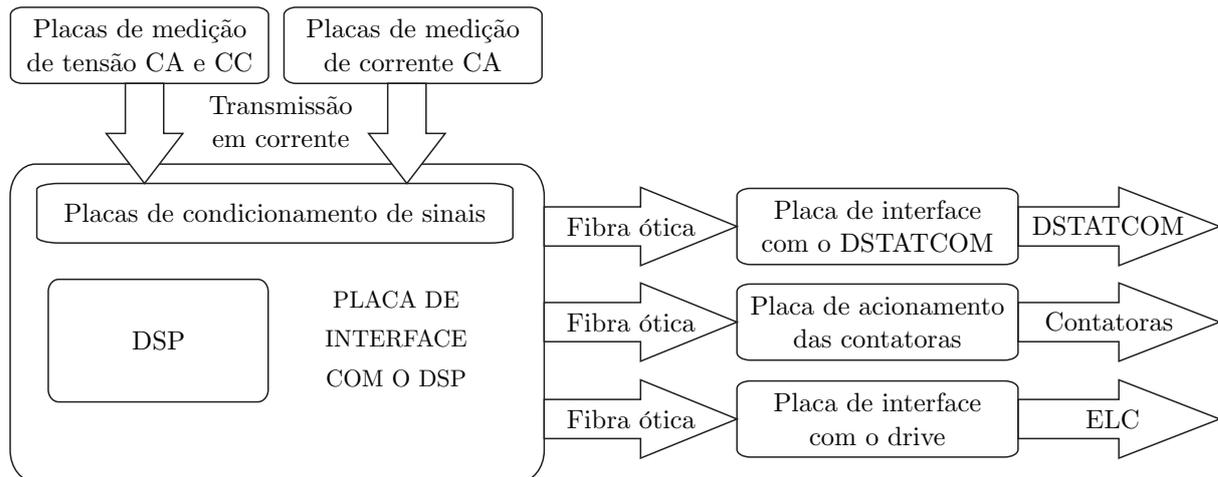


Figura B.1 – Diagrama do sistema de instrumentação.

Conforme discutido anteriormente, para efetuar a regulação das tensões geradas, o sistema de controle proposto depende das seguintes medições: três tensões de fase nos terminais do GI, três correntes processadas pelo DSTATCOM, três correntes de carga e tensão do barramento CC do DSTATCOM. Assim, a aquisição dos sinais foi realizada através de duas placas distintas, uma contemplando as medições de tensões CA e tensão CC e outra para correntes CA.

As placas de condicionamento de sinal são utilizadas para condicionamento dos sinais de medida antes da sua leitura pelos conversores analógico-digital (A/D). Esta placa recebe sinais diferenciais de medida, transmitidos em corrente pelas placas de aquisição e se utiliza de resistores sensores para convertê-los em tensão. Está equipada com um amplificador de instrumentação para atenuação de ruído de modo comum onde é adicionado ainda o *offset* necessário para adequar as medidas ao canal A/D. Ainda nesta placa, se encontra um *buffer* com amplificadores *rail-to-rail* para proteção dos canais A/D do DSP.

As placas de acionamento das contadoras são constituídas de receptores de fibra ótica, que recebem sinais discretos de tensão provenientes do DSP. Estes sinais de tensão comutam chaves transistores acionando as diferentes contadoras responsáveis pela comutação dos circuitos de potência do sistema.

A partir do protótipo experimental descrito, foram obtidos os resultados para validação do sistema de geração e regulação de tensão proposto nesta Tese.

### B.3 Parâmetros da bancada experimental

Os parâmetros do sistema são dados na Tabela B.1, considerando os bancos de capacitores comutáveis, projetados conforme apresentado na seção 3.3.1. O sistema de microgeração constitui de um conjunto máquina primária/gerador para emular o sistema hidráulico de uma microcentral hidrelétrica, sendo a máquina primária um motor de

Tabela B.1 – Parâmetros do sistema.

Parâmetro	Variável	Valor
Indutância do filtro	$L_f$	3,1 $mH$
Resistência do filtro	$R_f$	0,2 $\Omega$
Capacitância de excitação (por fase)	$C_{exc}$	55 $\mu F$
Impedância de carga (plena carga)	$Z_l$	13 $\Omega$
Capacitância do barramento CC	$C_{cc}$	4700 $\mu F$
Capacitores comutáveis	$1C$	6 $\mu F$
	$2C$	12 $\mu F$
	$4C$	25 $\mu F$
Tensão base	$v_{base}$	600 $V$
Corrente base	$i_{base}$	20 $A$
Impedância base	$Z_{base}$	$v_{base}/i_{base}$
Tensão RMS de linha no PCC	$v_t$	380 $V$
Velocidade síncrona	$\omega$	376,99 $rad/s$
Frequência de chaveamento	$f_s$	10000 $Hz$
Período de amostragem	$T_s$	0,1 $ms$

indução de 7,5 cv da empresa Voges Motors (Modelo VIF 112 M4-E249) acionada através de um inversor de frequência CFW08 da WEG. A máquina primária é controlada de tal forma a manter a velocidade constante e num valor acima da velocidade síncrona do GI, de forma a compensar o escorregamento na condição de plena carga. A potência mecânica da MP é transmitida ao GI através do acoplamento mecânico e direto entre os eixos de ambas as máquinas. Como GI emprega-se um motor da Voges Motors (Modelo V 100 L4). Os dados de placa do motor empregado como máquina primária são apresentados na Tabela B.2, enquanto que os dados de placa, bem como os parâmetros do circuito equivalente do motor aplicado como GI são apresentados na Tabela B.3.

As especificações do DSTATCOM são apresentadas na Tabela B.4. As especificações dos componentes utilizados no projeto do ELC são apresentados na Tabela B.1.

A Figura B.2 apresenta uma imagem do protótipo experimental desenvolvido e utilizado na obtenção dos resultados experimentais. Na imagem são identificados os componentes principais do sistema de geração empregando topologia híbrida de regulação de tensão e frequência.

Tabela B.2 – Dados de placa da máquina primária.

Parâmetro	Valor
Potência	7,5 cv (5,5 kW)
Tensão	440/380/220 V
Frequência	60 Hz
N. de Pólos	4
Velocidade nominal	1745 rpm
$I_p/I_n$	7,7
Fator de serviço (FS)	1,0
Rendimento	89,5%
Fator de potência (FP)	0,81
Velocidade de acionamento	1895 rpm

Tabela B.3 – Dados do gerador de indução.

Origem	Parâmetro (Variável)	Valor
Dados de Placa	Potência	50 cv (3,7 kW)
	Tensão de linha (RMS)	380/220 V
	Frequência	60 Hz
	Número de polos	4
	Velocidade	1730 rpm
	$i_p/i_n$	7,2
	Rendimento	87,5 %
	Fator de serviço (FS)	1,0
	Fator de potência (FP)	0,82
Parâmetros de ensaios	Resistência rotórica ( $R_R$ )	2,0 $\Omega$
	Reatância indutiva rotórica ( $X_R$ )	1,914 $\Omega$
	Resistência estatórica ( $R_S$ )	3,0 $\Omega$
	Reatância indutiva estatórica ( $X_S$ )	1,914 $\Omega$
	Reatância indutiva mútua ( $X_M$ )	66,093 $\Omega$
	Coeficiente de inércia ( $J$ )	0,06 kg.m <sup>2</sup>

Tabela B.4 – Especificações do DSTATCOM.

Componente	Especificação
Módulos de IGBTs	SKM75GB128D
Drivers dos IGBTs	SKHI22A
Placa de interface dos drivers	SKPC 22/2
Capacitores do barramento CC	4700 $\mu$ F/900 V

Tabela B.5 – Especificações do ELC.

Componente	Especificação
Módulos de Diodos	SKKD42F
Módulo de IGBT	SKM300GA12E4
Drivers dos IGBTs	SKHI22A
Carga auxiliar	4,1 kW
$R_{ELC}$	70 $\Omega$

Tabela B.6 – Parâmetros do controlador RMRAC.

Parâmetro	Variável	Valor
Polos do mod. de ref.	$p_1, p_2$	0,4, 0,4
Valores iniciais de $\theta$	$\theta^T(0)$	$\left[ \begin{array}{cccccc} 0.08 & 0.08 & -0.34 & -0.34 & -0.34 & 0.45 \end{array} \right]$
Valores iniciais de $\omega$	$\omega^T(0)$	$\left[ \begin{array}{cccccc} -0.2 & -0.2 & 0.634 & 0.634 & 0.634 & -0.2 \end{array} \right]$
Filtro	$F$	$\left[ \begin{array}{cc} -0.8 & -0.1; \end{array} \begin{array}{cc} -0.3 & -1.04 \end{array} \right]$
Filtro	$q$	$\left[ \begin{array}{cc} -376.99; & -376.99 \end{array} \right]$
Limitante sup. de $\theta^*$	$M_0$	0,75
Limitante sup. de $\sigma$	$\sigma_0$	0,5
Ganho do $\Gamma$	$\gamma$	100



Figura B.2 – Fotografia do protótipo experimental utilizado na obtenção dos resultados.



## Apêndice C – CONSIDERAÇÕES DE PROJETO DOS COMPONENTES DO SISTEMA

### C.1 Introdução

Este apêndice aborda detalhes relativos ao projeto dos elementos componentes do sistema híbrido proposto. A seguir são apresentadas as principais considerações quanto ao dimensionamento do sistema e os critérios a serem adotados para obtenção das respostas esperadas.

### C.2 Capacitores de excitação

O gerador de indução, por se tratar de uma máquina baseada no princípio de indução, depende de fonte externa de excitação para que sejam induzidas correntes no estator. O simples movimento relativo entre rotor e estator não garante a elevação das tensões terminais aos valores nominais. No caso do gerador de indução do tipo rotor gaiola de esquilo, não existe circuito de campo, uma vez que não existe acesso aos terminais do rotor. Desta forma, a excitação não pode ser realizada como na máquina síncrona, por exemplo, na qual o campo é excitado por uma fonte externa de excitação.

A excitação do gerador de indução ocorre de forma semelhante a auto-excitação ocorrida no gerador CC. Enquanto que, o gerador CC se auto-excita a partir da relação crescente entre a tensão residual na armadura e a corrente de campo, o gerador de indução requer a conexão permanente de uma fonte externa de potência reativa aos seus terminais, a qual forneça a corrente magnetizante  $I_m$  necessária para a magnetização da máquina. No caso de GI conectados à rede, a potência reativa é fornecida pela própria rede, assim como na operação da máquina de indução como motor. No caso de operação isolada, ou seja, independentemente de qualquer sistema de potência, essa potência reativa é usualmente fornecida por capacitores de excitação conectados em paralelo aos terminais do GI.

O processo de auto-excitação da máquina, ocorre a partir do magnetismo residual do material ferromagnético do estator que produz uma pequena diferença de potencial entre os terminais do gerador. Esta tensão aplicada sobre os capacitores de excitação produz correntes capacitivas defasadas. Havendo movimento relativo entre o rotor e o estator do GI, as correntes do estator induzem tensões e correntes (rotor em curto-circuito) no rotor, que por sua vez, induzem tensões mais elevadas no estator, que por sua vez, provocam correntes capacitivas mais elevadas e assim por diante, até a saturação do campo magnético (SIMOES; FARRET, 2015), (CHAPALLAZ et al., 1992).

A curva magnetizante do gerador de indução, também conhecida como curva de

saturação ou curva de excitação, determina a tensão terminal para uma determinada corrente magnetizante através dos enrolamentos. É determinada a partir do ensaio a vazio da máquina, mediante a aplicação de valores graduais de tensão e a medição da respectiva corrente de magnetização.

Conforme dito, para operação isolada do GI trifásico, o mesmo deve ser conectado a um banco trifásico de capacitores. Assim como a curva de excitação do GI, a capacitância reativa do banco de capacitores é dada por uma relação de tensão *versus* corrente, representada por uma linha retilínea, cuja inclinação é definida por

$$X_C = \frac{1}{\omega C_{exc}}. \tag{C.1}$$

Desta forma, a capacitância  $C_{exc}$  pode ser escolhida para uma dada frequência das tensões, de tal forma que a linha da reatância capacitiva intercepte a curva magnetizante do GI no ponto da tensão terminal desejada, sendo esta usualmente a tensão nominal de operação da máquina (SIMOES; FARRET, 2015). A Figura C.1 demonstra o processo de auto-excitação do GI a partir da conexão de um banco de capacitores em seus terminais. É possível verificar a característica da curva de magnetização do GI, a linha da reatância capacitiva e o ponto de intersecção entre elas, o qual define a tensão terminal obtida.

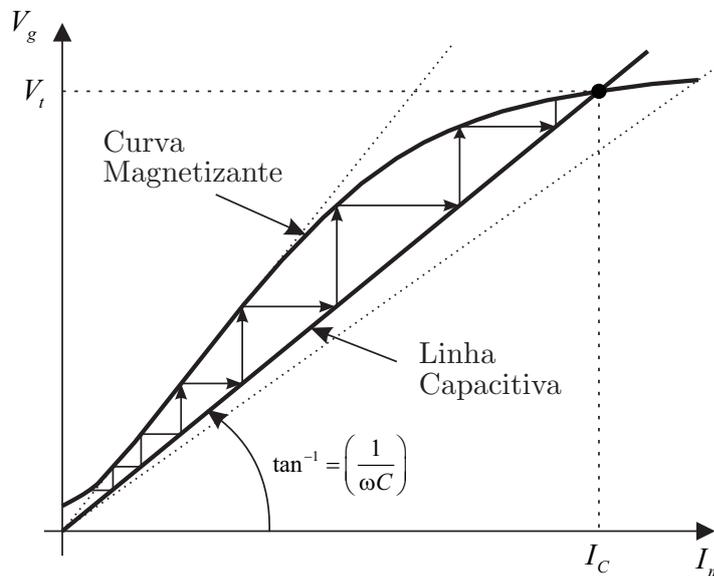


Figura C.1 – Processo de auto-excitação do GI.

Uma vez conhecida a curva de magnetização do motor na condição de carga desejada, o ponto de operação do GI pode ser determinado a partir da definição da tensão terminal e da respectiva corrente de magnetização requerida, caracterizando a reatância magnetizante do GI.

$$X_m = V_t / I_{mnl}. \tag{C.2}$$

Logo, o valor da tensão terminal do GI depende que a corrente magnetizante seja

fornecida por fonte externa de potência reativa. A capacitância requerida para excitação do GI pode ser obtida a partir da equação

$$C_{exc} = \frac{1}{2\pi f X_m}. \quad (C.3)$$

Graficamente, o ponto de intersecção entre a curva de magnetização e a linha capacitiva representa a igualdade das reatâncias magnetizante do GI e capacitiva do banco de capacitores  $C_{exc}$ .

A capacitância dos capacitores de excitação, é usualmente determinada considerando a sua condição de operação à vazio (sem carga). Em (BASSETT; POTTER, 1935), (JABRI; ALOLAH, 1990), (KUMAR; NARASIMHAM; SARMA, 2010), (FILHO; NASCIMENTO, 2010), (BJORNSTEDT; SULLA; SAMUELSSON, 2011) e (ELTAMALY, 2002) são apresentadas formas de projeto dos bancos de capacitores para excitação de geradores de indução.

### C.3 Projeto dos bancos de capacitores comutáveis

O projeto dos bancos de capacitores comutáveis segue o princípio da compensação gradual de potência reativa a partir da associação de bancos de capacitores de diferentes capacitâncias. A capacitância dos  $C_{CM}$  segue uma progressão geométrica, de modo que a razão de progressão entre dois bancos de capacitores consecutivos seja o mesmo (HAZEWINKEL, 1989), e desta forma, é possível manter um padrão gradual de compensação da potência reativa. O projeto dos bancos de capacitores tem como objetivo determinar o número de bancos de capacitores ( $n_C$ ) e a máxima progressão entre duas combinações diferentes, o que definirá também o valor do menor banco ( $C_{MIN}$ ) e conseqüentemente, da menor combinação possível ( $1C$ ).

A primeira informação a ser considerada é a máxima potência reativa requerida pelo sistema. Este valor depende do FP do GI a plena carga e do FP da carga aplicada. Esta potência reativa deve ser integralmente fornecida pelo conjunto formado por banco de capacitores de excitação, bancos de capacitores comutáveis e DSTATCOM. Assim, o valor de referência da máxima potência reativa a ser compensada pelos bancos de capacitores comutáveis é dada pela equação

$$Q_{MÁX} = Q_{GI} + Q_L - Q_{DSTAT} - Q_{exc}. \quad (C.4)$$

A partir da definição de  $Q_{MÁX}$ , obtêm-se a capacitância máxima do banco de capacitores a partir do emprego das equações de reatância capacitiva e capacitância

$$X_{C_{MÁX}} = \frac{V_t^2}{Q_{MÁX}} \quad (C.5)$$

$$C_{MÁX} = \frac{1}{2\pi f X_{C_{MÁX}}} \quad (C.6)$$

O segundo valor a ser determinado é a máxima progressão entre duas combinações diferentes. Este valor indicará também o valor do menor banco de capacitores ( $C_{MÍN} = 1C$ ). Importante destacar que a potência reativa fornecida por este menor banco de capacitores  $Q_{C_{MÍN}}$  deve corresponder à 50 % da potência do DSTATCOM. Os motivos para este critério serão apresentados na próxima seção.

Definido o valor da capacitância da máxima combinação de bancos e do mínimo banco, e repetindo a progressão geométrica, obtêm-se o número de combinações a partir da relação

$$N_{np} = \frac{C_{MÁX}}{C_{MÍN}}. \quad (C.7)$$

O número de bancos de capacitores pode então ser definido pela equação

$$n_C = \left\lfloor \frac{\log(N_{np} - 1)}{\log 2} \right\rfloor \quad (C.8)$$

onde  $\lfloor \rfloor$  denota a parte inteira de um valor (GRAHAM; KNUTH; PATASHNIK, 1994), o que infere numa inexatidão no dimensionamento. Deve-se considerar, portanto, que arredondamentos para menos ou mais, corresponderão a sub ou sobre dimensionamento dos bancos de capacitores comutáveis, respectivamente. Pode-se ainda escolher um valor diferente para  $C_{MÍN}$  de forma a obter uma maior aproximação de  $n_C$  a um valor inteiro. Esta exatidão depende, no entanto, de um conhecimento exato do FP da carga, o que na maioria dos casos não pode ser obtido. Cabe ainda ressaltar a necessidade de consideração de valores comerciais para os bancos de capacitores no momento do cálculo, sob pena de grande variação dos resultados.

O valor dos bancos de capacitores são definidos como múltiplos do valor do banco de menor capacitância ( $1C = C_{MÍN}$ ), no caso caso  $2C$ ,  $4C$ , e assim sucessivamente, respeitando o valor total de bancos  $n_C$ . A soma da capacitância de todos os bancos deve se aproximar do valor da capacitância máxima calculada inicialmente ( $C_{MÁX}$ ).

Na Tabela C.1 verifica-se a sequência de combinações ( $N_n$ ) para  $n_c = 3$ , com a respectiva combinação de bancos de capacitores que o algoritmo deverá acionar através dos sinais de controle de comutação ( $u_{CM}$ ).

Tabela C.1 – Sequência de combinações dos bancos de capacitores comutáveis.

$N_n$	1	2	3	4	5	6	7
$u_{CM}$	$1C$	$2C$	$1C + 2C$	$4C$	$1C + 4C$	$2C + 4C$	$1C + 2C + 4C$

#### C.4 Projeto do DSTATCOM

O banco de capacitores de excitação para o GIAE é especificado de forma que a potência reativa fornecida pelo banco de capacitores é suficiente para suprir a potência reativa requerida pelo GI para manter a tensão nominal na condição de plena carga. Desta forma, o conjunto formado pelos bancos de capacitores comutáveis e o DSTATCOM fornecem apenas a potência reativa requerida pela carga.

Conforme já definido, na topologia híbrida proposta, mediante a comutação dos bancos de capacitores comutáveis, o DSTATCOM é responsável pela compensação de uma pequena parte da potência reativa do sistema, limitada à diferença entre os valores de potência reativa das diferentes combinações de bancos de capacitores. Além disso, o DSTATCOM desempenha papel fundamental na compensação instantânea da potência reativa durante os transitórios de carga. Nesses instantes, devido ao comportamento dinâmico do GI, ocorre uma derivada elevada de corrente de magnetização de forma a compensar os afundamentos ou sobretensões decorrentes da conexão instantânea das cargas. Os capacitores comutáveis, por apresentarem dinâmica mais lenta e não controlada, não são capazes de fornecer essa potência imediata, cabendo ao DSTATCOM esta compensação. A potência reativa a ser fornecida pelo DSTATCOM nos transitórios de carga, depende da característica da carga, do seu valor e do controle aplicado ao DSTATCOM.

Na topologia híbrida proposta o DSTATCOM não desempenha função na compensação de potência ativa. A compensação de potência ativa para efeito de regulação de frequência é realizada por carga eletrônica controlada conectada diretamente ao PCC. Logo, com exceção dos intervalos transitórios de carga, quando ocorre breve flutuação da tensão do barramento CC do DSTATCOM, e conseqüentemente processamento de quantidade limitada de potência ativa, em regime permanente, a única potência ativa processada pelo DSTATCOM deve-se às perdas por comutação das chaves, o que pode ser desprezado no cálculo da potência total do DSTATCOM.

A potência de um conversor trifásico é definida pela sua condição de operação em regime permanente, limitada pelas características das chaves semicondutoras. Na condição em regime permanente a potência nominal o conversor pode ser definida pela equação (CHILIPI et al., 2014):

$$S_{DSTAT} = \sqrt{3}I_{DSTAT}V_L. \quad (C.9)$$

Uma vez que as tensões de linha no PCC são consideradas constantes, em função da regulação imposta, os transitórios de potência ativa e reativa compensados pelo DSTATCOM são refletidos em transitórios de corrente nas chaves. Estes transitórios de corrente não necessariamente requerem o sobredimensionamento do DSTATCOM, visto que as chaves semicondutoras são projetadas considerando determinados níveis de sobre-

corrente transitória, caracterizadas como correntes de curto-circuito, contando inclusive com auto-limitação da corrente pela própria chave.

Desta forma, a potência nominal do DSTATCOM pode ser definida a partir da potência máxima processada em regime permanente, estimada como a diferença entre os valores de potência reativa das diferentes combinações de bancos de capacitores. É conveniente, no entanto, considerar uma margem de segurança no dimensionamento das chaves e do DSTATCOM de forma a evitar operação constante próximo ao valor nominal de corrente das chaves. Logo, adota-se o seguinte critério para definição da potência do DSTATCOM:

$$S_{DSTAT} = 2\sqrt{P_{DSTAT}^2 + Q_{C_{MÍN}}^2} \quad (C.10)$$

Conforme definido, a potência ativa processada pelo DSTATCOM refere-se às perdas por comutação das chaves, podendo este valor ser considerado nulo no cálculo da potência total do DSTATCOM, o que simplifica ainda mais a obtenção da potência do DSTATCOM.

O valor RMS das correntes de linha do barramento CA do DSTATCOM, importante para a definição das chaves do conversor, pode então ser calculado pela equação

$$I_{DSTAT} = \frac{S_{DSTAT}}{\sqrt{3}V_L}. \quad (C.11)$$

### C.5 Projeto do capacitor do barramento CC do DSTATCOM

O capacitor do barramento CC do DSTATCOM é o componente principal do DSTATCOM, por ser ele o elemento armazenador de energia, energia esta necessária para a geração das correntes de compensação e fornecimento de potência reativa nos transitórios de carga. O seu dimensionamento, portanto, deve considerar alguns requisitos básicos para o adequado funcionamento do DSTATCOM.

O primeiro critério de dimensionamento se refere à tensão do capacitor. Esta deve ser maior que a tensão de pico das tensões de linha do barramento CA do DSTATCOM (PCC) (CHILUPI et al., 2014) para garantir um satisfatório controle de modulação do DSTATCOM.

$$v_{cc} \geq \sqrt{2}V_L \quad (C.12)$$

Durante a conexão de cargas desbalanceadas no PCC, a tensão sobre o capacitor do barramento CC do DSTATCOM pulsa com frequência duas vezes maior que a frequência do sistema. Considerando o pior cenário quando uma carga monofásica com potência nominal é conectada ao PCC, então a máxima corrente fornecida pelo barramento CC é estimada por

$$i_{cc} = \frac{P_{GI}}{v_{cc}} \quad (C.13)$$

A capacitância é estimada a partir da máxima ondulação de tensão desejada sobre o capacitor, obtida a partir da equação

$$C_{cc} = \frac{i_{cc}}{4\pi f \Delta v_{cc}} \quad (C.14)$$

A partir do valor calculado adota-se, portanto, um valor comercial de capacitância e tensão que atendam aos valores mínimos acima projetados.

### C.6 Projeto dos indutores de filtro

Os indutores de filtro empregados na conexão do DSTATCOM ao PCC tem como função garantir a adequada filtragem das correntes do DSTATCOM, que por serem chaveadas, possuem elevado conteúdo harmônico, o que poderia provocar a degradação das correntes e tensões do sistema, aumentando consequentemente suas THDs.

Um segundo detalhe a ser levado em consideração na definição da indutância do filtro é com relação à frequência de ressonância decorrente da sua interação com a capacitância total conectada ao PCC. Indutores de filtro e bancos de capacitores, de excitação e de regulação, formam um filtro  $LC$ , sendo a frequência de ressonância determinada por

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_{Eq}}} \quad (C.15)$$

Portanto, deve-se garantir que a frequência de ressonância na condição de máxima capacitância não se aproxime da frequência das tensões, no caso 60 Hz.

### C.7 Projeto do ELC

A carga auxiliar a ser considerada para o ELC, deve ser projetada para drenar a potência nominal gerada pelo GIAE, garantindo assim a regulação da frequência das tensões do PCC na condição em que nenhuma carga é conectada ao PCC. Considerando o uso de um retificador trifásico não controlado, o valor da carga resistiva deve respeitar a equação

$$R_{ELC} < \frac{(\sqrt{2}V_L)^2}{P_{GI}} \quad (C.16)$$

A chave a ser aplicada em série com a carga auxiliar deve suportar a máxima corrente, o que ocorre quando o índice de modulação da chave é unitário, sendo definida pela equação

$$I_{ELC} = \frac{\sqrt{2}V_L}{R_{ELC}} \quad (C.17)$$

Sendo o ELC um retificador trifásico, a máxima corrente em cada chave do retifi-

gador será equivalente a um terço da corrente máxima do barramento CC do ELC.

### C.8 Estimação dos sinais de sincronismo e estimação de frequência

O filtro de Kalman é uma estrutura através da qual é possível se obter os sinais de sincronismo com a melhor relação entre resposta transitória e rejeição a ruídos de medida. Este filtro é conhecido por sua capacidade de resposta de sistemas lineares corrompidos por incertezas nos estados da planta, assim como ruídos de medidas (CARDOSO et al., 2008).

No método de sincronismo utilizado, inicialmente proposto por (CARDOSO et al., 2008), o filtro de Kalman é aplicado com o propósito de obter a componente fundamental das tensões do PCC. Através do sinal de sincronismo gerado pelo filtro de Kalman, a frequência angular do sistema é estimada a partir de um algoritmo de identificação de frequência. Esta estrutura de identificação é capaz de obter em tempo real a frequência angular das tensões do PCC, mesmo na presença de grandes variações de frequência.

A Figura C.2 apresenta o diagrama de blocos da estrutura de geração dos sinais de sincronismo utilizando o filtro de Kalman e identificador de frequência.

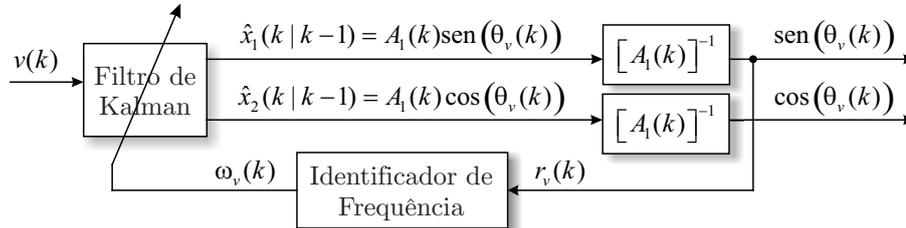


Figura C.2 – Diagrama de blocos da estrutura de geração dos sinais de sincronismo e identificação de frequência.

A variável  $\hat{x}(k+1|k)$  é a estimação de  $x(k+1)$  baseada nas medições até o instante  $k$ , sendo a equação que a define dada por:

$$\hat{x}(k+1|k) = \Phi(k)\hat{x}(k|k-1) + K(k)(y_v(k) - F_v(k)\hat{x}(k|k-1)) \quad (C.18)$$

onde

$$K(k) = \Phi(k)P(k|k-1)F_v^T(k)(F_v(k)P(k|k-1)F_v^T(k) + R(k))^{-1} \quad (C.19)$$

é o ganho do filtro de Kalman e

$$P(k+1|k) = \Phi(k)P(k|k-1)\Phi^T(k) - K(k)F_v(k)P(k|k-1)\Phi^T(k) + \Gamma(k)Q(k)\Gamma^T(k) \quad (C.20)$$

é a matriz de covariância dos erros estimados do vetor  $x(k+1)$ , avaliados no instante  $k$ .

Os sinais de sincronismo são então definidos por:

$$\text{sen}(\theta_v(k)) = \frac{\hat{x}_1(k|k-1)}{A_1(k)} \quad (\text{C.21})$$

e

$$\text{cos}(\theta_v(k)) = \frac{\hat{x}_2(k|k-1)}{A_1(k)} \quad (\text{C.22})$$

sendo

$$A_1(k) = \sqrt{(\hat{x}_1(k|k-1))^2 + (\hat{x}_2(k|k-1))^2} \quad (\text{C.23})$$

O método de identificação da frequência das tensões do PCC considerado neste trabalho segue o apresentado em (CARDOSO et al., 2008). Inicia-se pela consideração das seguintes equações em espaço de estados:

$$\begin{bmatrix} x_{\omega 1}(k+1) \\ x_{\omega 2}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 2 \cos(\omega_v(k)T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\omega 1}(k) \\ x_{\omega 2}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_\omega \end{bmatrix} e_\omega(k) \quad (\text{C.24})$$

e

$$y_\omega(k) = \begin{bmatrix} -1 & \cos(\omega_v(k)T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\omega 1}(k) \\ x_{\omega 2}(k) \end{bmatrix} + K_\omega e_\omega(k) \quad (\text{C.25})$$

sendo  $\omega_v$  a velocidade angular,  $K_\omega$  definido como um ganho escalar e  $e_\omega(k)$  definido por

$$e_\omega(k) = r_v(k) - y_\omega(k) = \frac{r_v(k) + x_{\omega 1}(k) - \cos(\omega_v(k)T_s)x_{\omega 2}(k)}{1 + K_\omega}. \quad (\text{C.26})$$

O sinal de referência  $r_v$  considera o sinal de sincronismo  $\text{sen}(\phi_v(k))$  obtido em (C.21). Portanto,

$$r_v(k) = \text{sen}(\theta_v(k)). \quad (\text{C.27})$$

A equação para estimação da frequência angular das tensões no PCC é dada por

$$\omega_v(k+1) = \omega_v(k) - K_u \varepsilon_\omega(k), \quad (\text{C.28})$$

sendo  $K_u$  um ganho escalar e  $\varepsilon_\omega(k)$  dado por

$$\varepsilon_\omega(k) = \frac{K_\omega \text{sen}(\omega_v(k)T_s) x_{\omega 2}(k) e_\omega(k)}{[\sin(\omega_v(k)T_s) x_{\omega 2}(k)]^2 + [y_\omega(k)]^2}. \quad (\text{C.29})$$