UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO–USP
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Marcelo Patrício de Santana

**Controle Vetorial Aplicado à Redução
das Ondulações do Torque
Eletromagnético no Gerador de Indução
Duplamente Alimentado em Sistemas
Eólicos**

Marcelo Patrício de Santana

**Controle Vetorial Aplicado à Redução
das Ondulações do Torque
Eletromagnético no Gerador de Indução
Duplamente Alimentado em Sistemas
Eólicos**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: José Roberto Boffino de Almeida Monteiro

São Carlos

2017

Trata-se da versão corrigida da tese. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes e
Seção Técnica de Informática, EESC/USP com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

P231c Patrício de Santana, Marcelo
 Controle Vetorial Aplicado à Redução das Ondulações
 do Eletromagnético no Gerador de Indução Duplamente
 Alimentado em Sistemas Eólicos / Marcelo Patrício de
 Santana; orientador José Roberto Boffino de Almeida
 Monteiro. São Carlos, 2017.

 Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
 Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas
 Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São Carlos da
 Universidade de São Paulo, 2017.

 1. Atenuação do conteúdo harmônico. 2. Ondulações
 do Torque Eletromagnético. 3. Gerador de Indução
 Duplamente Alimentado. 4. Sistemas Eólicos. I. Título.

Bibliotecário responsável pela estrutura de catalogação da publicação:
Eduardo Graziosi Silva - CRB - 8/8907

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **MARCELO PATRÍCIO DE SANTANA.**

Título da tese: "Controle aplicado à redução das ondulações do torque eletromagnético no gerador de indução duplamente alimentado em sistemas eólicos".

Data da defesa: 30/08/2017.

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Dr. **José Roberto Boffino de Almeida Monteiro**
(Orientador)
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

APROVADO

Prof. Dr. **Manoel Luis de Aguiar**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovado

Prof. Dr. **Claudionor Francisco do Nascimento**
(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

APROVADO

Prof. Dr. **Maurício Barbosa de Camargo Salles**
(Escola Politécnica/EP-USP)

APROVADO

Prof. Dr. **Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho**
(Universidade Federal do ABC/UFABC)

APROVADO

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Associado **Luís Fernando Costa Alberto**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Associado **Luís Fernando Costa Alberto**

*Aos meus pais, Marisete e Ivaldo,
e a minha irmã Camila.*

Agradecimentos

Ao Prof. José Roberto pela sua orientação, amizade e ensinamentos durante esse trabalho.

Aos meu pais, Ivaldo e Marisete, e a minha irmã Camila pelo apoio incondicional não só durante esse trabalho mas em todos os momentos de minha vida.

Ao Prof. Manoel Aguiar e ao Rui Berto pela contribuição essencial no desenvolvimento da bancada experimental.

Aos meus amigos de Laboratório Tati, William, Thales, Geyverson, Edson, Seiji, Paulo, Carlos, Wagner, Rafael, Arthur, Jhonatan e Celton, Ana e Marley.

À Universidade de São Paulo (USP) pela oportunidade de realizar e pela estrutura concedida.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPQ) pela concessão da bolsa de doutorado.

Ao Instituto Federal de São Paulo, campus Sorocaba, pelo apoio nesta etapa final do doutorado possibilitando o afastamento temporário.

*“A verdadeira viagem de descobrimento não consiste em
procurar novas paisagens, mas em ter novos olhos”
(Marcel Proust)*

Resumo

Santana, Marcelo **Controle Vetorial Aplicado à Redução das Ondulações do Torque Eletromagnético no Gerador de Indução Duplamente Alimentado em Sistemas Eólicos**. 107 p. Tese de doutorado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2017.

Este trabalho apresenta um sistema de controle com o objetivo de atenuar as ondulações do torque eletromagnético considerando os harmônicos de quinta, sétima, décima primeira e décima terceira ordem da tensão do estator do Gerador de Indução Duplamente Alimentado (GIDA). Dessa maneira, propõe-se a utilização de controladores proporcional-integrativo vetoriais juntamente com um sistema de identificação dos componentes harmônicos da corrente do estator empregando a transformada discreta de Fourier. O trabalho aborda a influência dos harmônicos de quinta, sétima, décima primeira e décima terceira ordem da tensão do estator nos harmônicos da corrente do estator, nas ondulações do torque eletromagnético e nas potências ativa e reativa do estator. Resultados de simulação avaliam o controlador proposto em condições adversas: variações paramétricas e da frequência da rede, além da influência de atrasos na corrente do estator. Finalmente, resultados experimentais validam o sistema proposto.

Palavras-chave: Atenuação do conteúdo harmônico, Ondulações do Torque Eletromagnético, Gerador de Indução Duplamente Alimentado, Sistemas Eólicos.

Abstract

Santana, Marcelo **Vector Control Applied to Reduction of the Electromagnetic Torque Ripple in the Double-Induced Induction Generator in Wind Systems.** 107 p. Ph.D. Thesis – São Carlos School of Engineering, University of São Paulo, 2017.

This work presents a vector controller with the objective of reducing the electromagnetic torque and the active and reactive powers of the stator by means of control of the harmonics of the stator current in harmonic conditions of fifth, seventh, eleventh and thirteenth order of the stator voltage. The objective of the work is to propose a controller that uses two techniques already consolidated in the literature, proportional-integrative and discrete Fourier transform, besides being robust the main disadvantages of the existing harmonic controllers in the literature that are dependencies of the parameters of the machine and the Frequency of the network beyond the influence of the stator current delays on the harmonic controller. First, the influence of the fifth, seventh, eleventh, eleventh and thirteenth order harmonics of the stator voltage on the harmonics of the stator current and on the undulations of the electromagnetic torque and the active and reactive powers of the stator are studied. Next, simulation results evaluate the proposed controller under adverse conditions: parametric variations and the frequency of the network, besides the influence of stator current delays. Finally, experimental results validate the controller under conditions that the controller reference is nonzero.

Keywords: Harmonic Control, Electromagnetic Torque Ripples, Doubly Fed Induction Generator, Wind power..

Lista de ilustrações

Figura 1	Composição de um sistema eólica com GIDA.	31
Figura 2	Modelo simplificado do GIDA.	32
Figura 3	Transformação linear ortogonal.	34
Figura 4	Controle vetorial no conversor do lado do rotor.	39
Figura 5	Referencial múltiplo síncrono	45
Figura 6	Corrente na fase a sem conteúdo harmônico de tensão e dos casos 01, 02 e 03 de $t = 5.9s$ a $t = 6.0s$	47
Figura 7	Corrente na fase a sem conteúdo harmônico de tensão e dos casos 04, 05 e 06 de $t = 5.9s$ a $t = 6.0s$	48
Figura 8	Torque eletromagnético do GIDA sem e com conteúdo harmônico da tensão do estator dos casos 01, 02 e 03 e seus valores no domínio da frequência.	51
Figura 9	Torque eletromagnético do GIDA sem e com conteúdo harmônico da tensão do estator dos casos 04, 05 e 06 e seus valores no domínio da frequência.	52
Figura 10	Potência ativa do GIDA sem e com conteúdo harmônico da tensão do estator dos casos 01, 02 e 03 e seus valores no domínio da frequência.	54
Figura 11	Potência ativa do GIDA sem e com conteúdo harmônico da tensão do estator dos casos 04, 05 e 06 e seus valores no domínio da frequência.	55
Figura 12	Potência reativa do estator do GIDA sem e com conteúdo harmônico da tensão do estator dos casos 01, 02 e 03 e seus valores no domínio da frequência.	57
Figura 13	Potência reativa do estator do GIDA sem e com conteúdo harmônico da tensão do estator dos casos 04, 05 e 06 e seus valores no domínio da frequência.	58
Figura 14	Diagrama de um filtro ativo paralelo composto pela corrente elétrica em função do tempo e seu respectivo espectro de frequência.	62

Figura 15	Filtro ativo paralelo.	63
Figura 16	Controle para mitigação dos harmônicos da corrente do GIDA de uma carga isolada.	65
Figura 17	Diagrama de blocos que representa a equação da corrente do estator de um harmônico h	66
Figura 18	Diagrama de blocos equivalente que representa a equação da corrente do estator de um harmônico h	67
Figura 19	Diagrama de blocos que representa o controlador de harmônicos.	67
Figura 20	Diagrama de blocos simplificado do controlador de harmônicos.	68
Figura 21	Estimação das componentes dq de um conteúdo harmônico h	69
Figura 22	Diagrama de blocos do CVH e ICH.	71
Figura 23	ICH e CVH nos harmônicos de quinta, sétima, décima primeira e décima terceira ordem	72
Figura 24	Controlador vetorial tradicional com a adição do controlador de harmônicos proposto.	73
Figura 25	Potências ativa e reativa e torque eletromagnético do GIDA com $V^{(5)} = 1\%$	76
Figura 26	Corrente do estator na fase a do GIDA com $V_e^{(5)} = 1\%$	76
Figura 27	Componentes $i_{de}^{(5)}$ e $i_{qe}^{(5)}$ do CVH com $V_e^{(5)} = 1\%$	76
Figura 28	Potências ativa e reativa e torque eletromagnético do GIDA com $V_e^{(7)} = 1\%$	77
Figura 29	Corrente do estator na fase a do GIDA com $V^{(7)} = 1\%$	78
Figura 30	Componentes $i_{de}^{(7)}$ e $i_{qe}^{(7)}$ do CVH.	78
Figura 31	Potências ativa e reativa e torque eletromagnético do GIDA com $V^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$	79
Figura 32	Corrente do estator na fase a do GIDA $V^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$	79
Figura 33	Componentes $i_{de}^{(5)}$, $i_{qe}^{(5)}$, $i_{de}^{(7)}$ e $i_{qe}^{(7)}$ do CVH.	80
Figura 34	Potências ativa e reativa e torque eletromagnético do GIDA com $V_e^{(13)} = 0.5\%$	81
Figura 35	Corrente do estator na fase a do GIDA com $V_e^{(13)} = 0.5\%$	81
Figura 36	Componentes $i_{de}^{(13)}$ e $i_{qe}^{(13)}$ do CVH.	81
Figura 37	Controle para mitigação dos harmônicos da corrente do estator por meio de um CR proposto por (LIU et al., 2012).	83
Figura 38	Corrente do estator na fase a do GIDA com $V^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$	84
Figura 39	Corrente do estator na fase a do GIDA com $V^{(11)} = 0.75\%$ e $V^{(13)} = 0.75\%$	85
Figura 40	Corrente do estator na fase a do GIDA com $V^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$	86

Figura 41	Vetores dos harmônicos de quinta e sétima ordem da corrente do estator e da tensão do rotor com e sem atraso na estimação angular com $V^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$	87
Figura 42	Corrente do estator na fase a do GIDA com $V^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$ com e sem atraso na estimação angular.	87
Figura 43	Corrente do estator na fase a com e sem o Controlador Vetorial de Harmônicos (CVH) com variação paramétrica de -10% em R_e e $+10\%$ em L_m com $V^{(5)} = 1\%$ e $V^{(7)} = 1\%$	88
Figura 44	Corrente do estator na fase a com e sem o CVH com variação paramétrica de -10% em R_r e $+10\%$ em $L_{\sigma e}$ e $L_{\sigma r}$ com $V^{(5)} = 0.5\%$ e $V^{(7)} = 1\%$	89
Figura 45	Corrente do estator na fase a com e sem o CVH e frequência da rede de $60.5Hz$ com $V^{(5)} = 1\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$	90
Figura 46	Corrente do estator na fase a com e sem o CVH e frequência da rede de $59.5Hz$ com $V^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$	90
Figura 47	Corrente do estator na fase a com e sem o CVH com frequência de controle de $2.5kHz$ e janelamento de $10kHz$ com $V^{(5)} = 0.5\%$ e $V^{(7)} = 0.5\%$	91
Figura 48	Componentes $i_{de}^{(5)}$, $i_{qe}^{(5)}$, $i_{de}^{(7)}$ e $i_{qe}^{(7)}$ com frequência de controle de $2.5kHz$ e janelamento de $10kHz$ com $V^{(5)} = 0.5\%$ e $V^{(7)} = 0.5\%$	92
Figura 49	Corrente do estator na fase a com e sem o CVH com frequência de controle e janelamento de $5kHz$ com $V^{(5)} = 0.6\%$ e $V^{(7)} = 0.4\%$	92
Figura 50	Componentes $i_{de}^{(5)}$, $i_{qe}^{(5)}$, $i_{de}^{(7)}$ e $i_{qe}^{(7)}$ com frequência de controle e janelamento de $5kHz$ com $V^{(5)} = 0.6\%$ e $V^{(7)} = 0.4\%$	93
Figura 51	Resultados de simulação e da bancada experimental das componentes $i_d^{(5)}$ e $i_q^{(5)}$ do CVH do caso 01.	94
Figura 52	Resultados de simulação e da bancada experimental das componentes $i_d^{(5)}$ e $i_q^{(5)}$ do CVH do caso 02.	95
Figura 53	Resultados de simulação e da bancada experimental das componentes $i_d^{(11)}$ e $i_q^{(11)}$ do CVH do caso 03.	96
Figura 54	Resultados de simulação e da bancada experimental das componentes $i_d^{(11)}$ e $i_q^{(11)}$ do CVH do caso 04.	96
Figura 55	Gerador de indução duplamente alimentado e motor de corrente contínua.	106
Figura 56	Diagrama geral da bancada experimental.	106
Figura 57	Visão geral do protótipo.	107
Figura 58	Visão geral do protótipo desenvolvido.	107

Lista de tabelas

Tabela 1	Parâmetros da máquina.	42
Tabela 2	Sequência dos harmônicos.	44
Tabela 3	Conteúdo harmônico de quinta, sétima, décima primeira e décima terceira ordem da corrente do estator dos 6 casos.	48
Tabela 4	Fatores de ondulação do torque eletromagnético e das potências ativa e reativa do estator nos 6 casos.	59
Tabela 5	Fatores de ondulação do torque eletromagnético e das potências ativa e reativa do estator nos 4 casos.	82
Tabela 6	Conteúdo harmônico de quinta, sétima e décima terceira ordem da corrente do estator dos 4 casos.	82
Tabela 7	Parâmetros do CR determinados com base no trabalho de (LIU et al., 2012).	84

Lista de siglas

ANEEL Agência Nacional de Energia Elétrica

CA Corrente Alternada

CC Corrente Contínua

CLR Conversor do Lado do Rotor

CLRE Conversor do Lado da Rede

CR Controle Ressonante

CVD Controlador Vetorial Direto

CVH Controlador Vetorial de Harmônicos

DIT Distorção Harmônica Individual de Tensão

DTT Distorção Harmônica Total de Tensão

GIDA Gerador de Indução Duplamente Alimentado

ICH Identificador do Conteúdo Harmônico

PAC Ponto de Acoplamento Comum

PI Proporcional-Integrativo

PLL *Phase-Locked Loop*

PRODIST “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional”

REMS Referencial Múltiplo Síncrono

TF Transformada de Fourier

TDF Transformada Discreta de Fourier

Sumário

1	Introdução	25
1.1	Objetivo	29
1.2	Organização	29
2	Modelagem e controle do gerador de indução duplamente alimentado	31
2.1	Modelagem do GIDA	32
2.2	Transformação linear ortogonal	33
2.3	Modelo vetorial do GIDA	35
2.4	Controle Vetorial Direto	37
2.5	Controle vetorial do conversor do lado do rotor	37
3	Estudo sobre o impacto dos harmônicos de tensão do estator no desempenho do gerador	41
3.1	Simulação do sistema eólico	41
3.2	Referencial múltiplo síncrono	43
3.3	Influência do conteúdo harmônico de tensão na corrente do estator.	46
3.4	Influência do conteúdo harmônico de tensão nas ondulações do torque eletromagnético e das potências ativa e reativa.	49
4	Controle vetorial para mitigação dos harmônicos da corrente do estator do GIDA	61
4.1	Filtro ativo	61
4.2	Operação do GIDA como filtro ativo	63
4.2.1	GIDA conectado a cargas não lineares	64
4.2.2	GIDA conectado à rede elétrica	64
4.3	Proposta do controlador	65
4.3.1	Formulação matemática	65
4.3.2	Controlador vetorial de harmônicos	68

5	Resultados	75
5.1	Controlador vetorial de harmônicos com frequência de amostragem de 10kHz	75
5.2	Controlador ressonante de harmônicos	83
5.3	Desempenho do controlador em condições de atraso da corrente do estator	85
5.4	Desempenho do controlador em condições de variações da frequência da rede e dos parâmetros da máquina	88
5.5	Controle para mitigação dos harmônicos com frequência de controle reduzida.	91
5.6	Validação do CVH por meio de resultados experimentais.	94
	Conclusão	97
	Referências	99
	Apêndices	103
	APÊNDICE A Protótipo do GIDA.	105

Introdução

A geração de energia por meio de fontes renováveis de energia (hidrelétrica, eólica, biomassa e solar) foi responsável pela maior parcela das inserções de novas fontes à capacidade global nos últimos anos (60% aproximadamente) (REN21 COMMUNITY, 2016). O seu destaque é devido a algumas de suas vantagens, como a diversificação da matriz energética e a redução da emissão dos gases de efeito estufa por meio da substituição de fontes de energia mais poluidoras, como as termelétricas a carvão mineral e a óleo combustível (EPE, 2014). Dentre as novas fontes renováveis de energia instaladas atualmente a nível mundial, destaca-se a eólica que teve 433GW de capacidade instalada em 2015, de um total de 785GW de fontes alternativas, quando exclui-se as hidrelétricas instaladas. Outro dado importante é que metade dessas instalações foram efetuadas nos últimos cinco anos (REN21 COMMUNITY, 2016).

O mesmo crescimento da geração eólica ocorreu no Brasil nos últimos anos e o país foi o quarto no mundo com maior quantidade de energia eólica instalada, com significativa predominância na região Nordeste (REN21 COMMUNITY, 2016). Além das vantagens de ser uma fonte limpa e renovável, os leilões de energia têm contribuído para o crescimento do setor, já que a energia eólica possui um dos menores custo por potência gerada (R\$/MWh), juntamente com as hidrelétricas, dentre as fontes de energia renováveis nos últimos anos (ANEEL, 2017). Além disso, o plano decenal de energia 2024 (EPE, 2014) prevê que a energia eólica corresponderá a 8% da matriz energética brasileira naquele ano.

Dentre as topologias de geradores utilizadas em sistemas eólicos destaca-se o GIDA, empregado em grande parte do mercado de energia eólica mundial. Isso é apontado no trabalho de (TELSNIG, 2017), que aponta que aproximadamente 75% da geração eólica *on shore* da América do Norte e Ásia utilizam o GIDA. No Brasil, exemplos de sua aplicação são encontrados na central de geração eólica Bons Ventos/CE e na central Praia Formosa/CE, uma das maiores do país com mais de 100MW de potência instalada (ONS, 2013).

A invenção do GIDA é atribuída a Dolivo-Dobrovolsky (1889), sendo uma configuração alternativa à máquina de indução com gaiola de esquilo, criada alguns anos antes por

Galileo Ferrari (1885) e Nikola Tesla (1886), em duas pesquisas independentes (BOLDEA; NASAR, 2001). Após alguns anos em desuso, os avanços dos dispositivos de eletrônica de potência fizeram que o GIDA possua destaque atualmente em algumas aplicações industriais, como em sistemas eólicos, pequenas centrais hidrelétricas e bombas de armazenamento (ADEMI; JOVANOVIĆ, 2014; NASSER et al., 2008).

Uma das principais vantagens do GIDA é que seus conversores são dimensionados com 20 a 40% da potência nominal da máquina (BOLDEA, 2006), diferentemente de outras topologias de velocidade variável em que os conversores são dimensionados com a potência total, como o gerador síncrono com ímã permanente no rotor e o gerador de indução com gaiola de esquilo (WU, 2009; CONROY; WATSON, 2007). Essa característica é uma vantagem devido à redução do custo total do sistema eólico (SALEH, 2011) e a redução das perdas do conversor, comparando com sistemas que exigem conversor com a potência total da máquina (PETERSSON; LUNDBERG, 2002). Já os principais pontos negativos do GIDA são a utilização de escovas e anéis, que tem como consequência o aumento de manutenção por tempo de atividade e redução do tempo de vida da máquina, e a necessidade do uso da caixa de engrenagem que aumenta o custo do sistema (ABAD et al., 2011). No entanto, existem outras configurações que efetuam mudanças nos enrolamentos do rotor com o objetivo de eliminar a utilização de escovas do GIDA (ZHANG et al., 2016), mas ainda não são modelos comerciais.

Uma característica do GIDA é que os enrolamentos do estator são conectados diretamente à rede elétrica, isso tem como consequência que distúrbios encontrados com frequência na rede elétrica, como distorções harmônicas e afundamentos de tensão, prejudicam o funcionamento do gerador (ABAD et al., 2011). As distorções harmônicas de tensão, que são objetivo de estudo deste trabalho, ocasionam variação do torque eletromagnético e das potências ativas e reativas da máquina (LÓPEZ et al., 2007). Além disso, a variação do torque eletromagnético ocasiona maior desgaste e eventuais danos aos componentes do sistema mecânico do aerogerador (KIANI; WANG; LEE, 2015).

Atualmente, existem normas que limitam o conteúdo harmônico em razão dos problemas ocasionados pelos harmônicos de tensão e corrente, como desgastes mecânicos no gerador e aumento das perdas em diversos dispositivos (motores e transformadores) (IEEE..., 2014). Destacam-se as recomendações das normas IEEE 519, IEC 61000-2-2, IEC 61000-2-12, EN 50160 que servem como referência a nível mundial para limitar os conteúdos harmônicos de corrente e tensão da rede elétrica (CUK et al., 2014). Já no Brasil, a norma que especifica os limites de harmônicos é o “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional” (PRODIST), elaborada pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) (ANEEL, 2013). A norma estabelece dois limites para o conteúdo harmônico de tensão na rede, em que o primeiro limita o conteúdo harmônico de tensão de forma individual, por meio da Distorção Harmônica Individual de Tensão (DIT), e o outro limita o conteúdo harmônico total, por meio da Distorção

Harmônica Total de Tensão (DTT), valores que são proporcionais à tensão nominal do barramento (ANEEL, 2013).

No GIDA é possível realizar o controle do ângulo, frequência e magnitude do fluxo do entreferro por meio dos enrolamentos de campo do rotor (BOLDEA, 2006). Devido a essa particularidade do gerador, diversos trabalhos têm estudado alternativas ao Controlador Vetorial Direto (CVD) para reduzir os impactos das distorções harmônicas de tensão no desempenho do gerador (ABAD et al., 2011).

O primeiro trabalho da literatura que apresenta uma topologia de controle para reduzir o impacto dos harmônicos da tensão do estator no GIDA por meio de um controle na corrente do estator foi proposto por (RAMOS; MARTINS; CARVALHO, 2007). O controlador não altera o CVD e adiciona um *loop* com Proporcional-Integrativo (PI) para reduzir os harmônicos de quinta e sétima ordem da corrente do estator e extrai as componentes dq dos harmônicos por meio de um filtro passa baixa. As desvantagens da topologia são que a referência do controlador de harmônicos depende dos parâmetros da máquina, não avalia sua robustez à variação da frequência da rede e não apresenta resultados que quantifiquem a redução das ondulações do torque eletromagnético e das potências ativa e reativa após a inserção do controlador proposto. Outro trabalho que utiliza um controlador com PI para redução do conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem da corrente do estator foi proposto por (CHEN et al., 2012). O controlador funciona em paralelo com o CVD e atua na tensão do rotor que é a variável de controle. A estimação das componentes dq da corrente do estator é efetuada novamente por meio de filtros e o autor afirma ser robusto à variação da frequência da rede, embora não apresente resultados que confirmem a afirmação. O conteúdo harmônico da corrente do estator possui valores maiores que 1% em alguns casos mesmo com a referência dos controladores zero e a redução das ondulações das potências ativa e reativa do estator não foi apresentada após a adição do controlador. A estimação das componentes dq por meio de filtros pode ser um problema para estudo de harmônicos de ordem superior já que eles alteram os valores em amplitude e fase.

A maioria dos trabalhos da literatura adotam o Controle Ressonante (CR) ao invés do PI tradicional para o controle de harmônicos da corrente do estator. Os primeiros trabalhos que adotam o CR para o controle dos harmônicos de quinta e sétima ordem da corrente do estator foram (HU et al., 2011; XU; HU; HE, 2012b; XU; HU; HE, 2012a; HU; XU; HE, 2013). Os controladores têm como referência o CVD em que altera-se o controlador da corrente do rotor com a inserção de um CR na referência $6\omega_s$ com o objetivo de reduzir os harmônicos de quinta e sétima ordem simultaneamente. Nos trabalhos, o cálculo da referência dos controladores de harmônicos depende dos parâmetros da máquina e isso tem como consequência que eles ficam sujeitos à precisão da estimação dos parâmetros, como as indutâncias mútua do estator e rotor. Além disso, a temperatura, o efeito pelicular e a saturação no fluxo provocam incorreta estimação dos parâmetros. Outro problema é que o desempenho do CR é dependente da variação da frequência da rede e não existem

testes que avaliam o desempenho do controlador proposto nestas condições.

O trabalho de (LIU et al., 2012) apresenta uma evolução de todas as referências comentadas anteriormente, visto que a referência do controlador de harmônicos independe dos parâmetros da máquina e apresenta a adição de um *Phase-Locked Loop* (PLL) para deixar o CR robusto a variações da frequência da rede. O conteúdo harmônico da corrente do estator foi maior que 1% em alguns casos mesmo que a referência do controlador seja zero e o trabalho de (WU; NIAN, 2017) mostra que a curva dos ganhos no CR proposto deteriora a dinâmica da resposta do controle de corrente.

Na mesma linha de pesquisa existem trabalhos mais recentes como o controlador *vector proportional integrated* proposto por (NIAN; SONG, 2014; SONG; NIAN, 2015b) que possui controle dos harmônicos de quinta e sétima ordem da corrente do estator, em que o formato de ganho nas frequências é similar ao CR. Entretanto, algumas das desvantagens do controle de harmônicos com CR permanecem. No trabalho proposto por (NIAN; SONG, 2014), a referência do controlador de harmônicos possui dependência dos parâmetros da máquina, não analisa a sua robustez à variação da frequência da rede e à redução da ondulação do torque eletromagnético. Já no trabalho de (SONG; NIAN, 2015b) a referência do controlador de harmônicos não depende dos parâmetros da máquina, mas não avalia a robustez do controlador à variação da frequência da rede e, em alguns casos, o conteúdo harmônico da corrente do estator possui valores maiores que 2%.

Os trabalhos da literatura apresentados até aqui focam nos harmônicos de quinta e sétima ordem, entretanto o trabalho de (WANG; BLAABJERG; CHEN, 2014) mostra que aplicações de energias renováveis em redes fracas, como micro rede e cargas isoladas, os harmônicos de ordem superior, como os de décima primeira e décima terceira, não podem ser ignorados. Por esse motivo, os artigos mais recentes abordam não somente os tradicionais quinta e sétima ordem mas também ordem superiores.

O controlador *Repetitive Control* proposto por (SONG; NIAN, 2015a; SONG; NIAN, 2015c) atua em paralelo e sem alterar o CVD e possui ganho de frequência similar ao CR. Os trabalhos reduzem os harmônicos ímpares da corrente do estator de quinta até décima nona ordem, além de possuir análises que avaliam sua robustez a variação da frequência da rede, não necessita de filtros no controlador e a redução das ondulações das potências ativa e reativa e do torque com a inserção dos controladores são quantificadas. A referência do controlador de harmônicos depende dos parâmetros da máquina, que possui os problemas já abordados, e a redução percentual dos harmônicos tem erro de regime de até 50%. Na mesma linha, o trabalho de (WU; NIAN, 2017) propõe o controlador *feed forward regulator* que é similar ao CR com compensador de atraso de fase para controle do conteúdo de harmônicos de ordem elevada e atua em paralelo e sem alterar o CVD. O trabalho apresenta resultados que mostram sua robustez à variação da frequência da rede e dos parâmetros da máquina, redução das ondulações das potências ativa e reativa e do torque, além disso não necessita de filtros no controlador. Entretanto, possui a des-

vantagem de precisão na medida da tensão para o correto funcionamento do controlador e percentualmente a redução do conteúdo harmônico de alta ordem é relativamente alta, maior que 50% algumas vezes.

Já outra área recente de atuação propõe controladores que além do controle de harmônicos da corrente do estator substitui o CVD para controle de potências ativa e reativa. O controlador “ H_∞ robusto” proposto por (WANG et al., 2017) substitui o CVD no controle de potências e compara o seu desempenho com um CR em condições de harmônicos de tensão. O trabalho analisa harmônicos pares de baixa ordem, segundo ao sexto, menos usuais em redes com fontes alternativas (WANG; BLAABJERG; CHEN, 2014) e não analisa o controlador em variações da frequência da rede elétrica. Já (XIONG; SUN, 2016) propõe o controlador *backsteppingbased* e avalia o seu desempenho em condições de harmônicos da tensão do estator e no controle de potências ativa e reativa. O controlador é robusto à variação da frequência da rede e apresenta baixa ondulação do torque e das potências em condições de harmônicos de tensão. O trabalho não apresenta indicativo da redução do conteúdo harmônico de forma individual e possui somente uma redução percentual da distorção harmônica total que visualmente é maior para frequências acima de $1kHz$ por meio do espectro de frequência apresentado no trabalho. Além disso, o controlador é dependente dos parâmetros da máquina.

1.1 Objetivo

O objetivo principal do trabalho é propor uma topologia de controle vetorial para mitigação dos harmônicos da corrente do estator em condições de harmônicos da tensão do estator com foco na redução das ondulações de torque eletromagnético.

Como objetivos secundários, para atingir essa meta, tem-se:

- ❑ A investigação do impacto dos harmônicos da tensão do estator nas ondulações do torque eletromagnético e das potências ativas e reativa do estator.
- ❑ Propor um controlador que reduza o conteúdo harmônico das correntes do estator em condições de harmônicos de tensão em que analisa-se seu desempenho no conteúdo harmônico de quinta, sétima, décima primeira e décima terceira ordem por meio de simulação e resultados experimentais.
- ❑ O controlador deve ser robusto à variação dos parâmetros da máquina, à frequência da rede e sem influência de atrasos nos sinais de entrada.

1.2 Organização

O trabalho é dividido pelos seguintes capítulos:

O Capítulo 2 apresenta o modelo simplificado do GIDA que por meio da transformação linear ortogonal resulta no modelo vetorial da máquina. Apresenta-se o controle vetorial de potências ativa e reativa do Conversor do Lado do Rotor (CLR).

O Capítulo 3 apresenta uma análise dos efeitos dos harmônicos da tensão do estator nas ondulações do torque eletromagnético e nas potências ativa e reativa do estator por meio de resultados de simulação.

O Capítulo 4 apresenta o controlador vetorial de harmônicos da corrente do estator com objetivo da redução do impacto dos harmônicos da tensão do estator no desempenho do GIDA. Apresenta-se o conceito vetorial do CVH com detalhes na estimação dq dos harmônicos da corrente do estator.

O Capítulo 05 analisa o desempenho do controlador em situações de variações da frequências da rede, dos parâmetros da máquina e atrasos na corrente do estator por meio de simulação. Resultados experimentais comprovam a aplicação do CVH em sistemas reais.

Por fim, o Capítulo 06 apresenta as considerações finais sobre a tese além de uma análise geral do trabalho.

Modelagem e controle do gerador de indução duplamente alimentado

A configuração de um sistema de geração eólica com o GIDA é representada conforme a Figura 1, sendo composta basicamente por uma turbina eólica, caixa de engrenagem, conversor e gerador (ABAD et al., 2011). A turbina eólica converte a energia cinética dos ventos em energia mecânica no eixo e a caixa de engrenagem aumenta a velocidade de rotação do eixo para que seja compatível com a velocidade de rotação do gerador. O gerador, que nesta configuração é o GIDA, converte a energia mecânica em elétrica e possui dois enrolamentos: o do estator que é conectado diretamente à rede elétrica (enrolamento de potência) e o do rotor que é conectado a um conversor por meio de escovas (enrolamento de controle). O conversor bidirecional é responsável pelo controle da máquina, como o controle de tensão para sistemas de geração com carga isolada (EL-HELW; TENNAKOON, 2008) e controle de potências ativa e reativa quando este é interligado ao sistema elétrico de potência (ABAD et al., 2011).

Figura 1: Composição de um sistema eólica com GIDA.

Este capítulo apresenta a modelagem e controle vetorial do GIDA. Primeiramente, é definida uma modelagem do GIDA por meio de um modelo simplificado. Em seguida,

apresenta-se a transformação ortogonal dq para se obter o modelo vetorial da máquina. Por fim, apresenta-se o controle vetorial direto para controle de potências ativa e reativa do gerador.

2.1 Modelagem do GIDA

O gerador de indução com o rotor bobinado é uma máquina simétrica com estruturas cilíndricas no rotor e no estator. A modelagem do GIDA possui algumas considerações para simplificar as equações matemáticas do modelo que representa a máquina. Considera-se que o gerador trifásico possui dois polos, em que o estator é constituído por 3 bobinas defasadas de 120° , sendo que o mesmo vale para o rotor. O modelo simplificado é apresentado na Figura 2 e além disso outras suposições são necessárias (BARBI, 1985):

Figura 2: Modelo simplificado do GIDA.

- ❑ O efeito pelicular e as perdas magnéticas são desconsideradas;
- ❑ A distribuição do fluxo no entreferro é senoidal;
- ❑ Os enrolamentos do rotor e estator são iguais entre si; e
- ❑ A saturação é desconsiderada.

Por meio da lei da indução de Faraday e da lei de Ohm (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002; HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 1996), as equações das tensões do estator e rotor são representadas matricialmente por:

$$\mathbf{v}_{abce} = \mathbf{R}_e \mathbf{i}_{abce} + \frac{d}{dt} \Psi_{abce} \quad (1)$$

$$\mathbf{v}_{abcr} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{abcr} + \frac{d}{dt} \Psi_{abcr} \quad (2)$$

onde:

$\mathbf{v}_{abce}$: Vetor das tensões do estator nas fases abc;

$\mathbf{v}_{abcr}$: Vetor das tensões do rotor nas fases abc;

$\mathbf{R}_e$: Matriz das resistências do estator nas fases abc;

$\mathbf{R}_r$: Matriz das resistências do rotor nas fases abc;

$\mathbf{i}_{abce}$: Vetor das correntes do estator nas fases abc;

$\mathbf{i}_{abcr}$: Vetor das correntes do rotor nas fases abc;

Ψ_{abce} : Vetor do fluxo magnético concatenado com as fases abc do estator; e

Ψ_{abcr} : Vetor do fluxo magnético concatenado com as fases abc do rotor.

Já o fluxo, supondo-se que a máquina é magneticamente linear, é representado por:

$$\Psi_{abce} = \mathbf{L}_e \mathbf{i}_{abce} + \mathbf{L}_{er} \mathbf{i}_{abcr} \quad (3)$$

$$\Psi_{abcr} = (\mathbf{L}_{er})^T \mathbf{i}_{abce} + \mathbf{L}_r \mathbf{i}_{abcr} \quad (4)$$

onde:

$\mathbf{L}_e$: Matriz de indutâncias próprias das fases abc do estator;

$\mathbf{L}_r$: Matriz de indutâncias próprias das fases abc do rotor; e

$\mathbf{L}_{er}$: Matriz das indutâncias mútuas entre as fases do estator e rotor.

2.2 Transformação linear ortogonal

A matriz de indutância $\mathbf{L}_{er}$ possui em seus termos o ângulo do rotor (θ_r), logo os seus termos são dependentes da posição angular da máquina. Para eliminar a dependência

de θ_r e facilitar a resolução das equações diferenciais da tensão do estator (1 e 2) em 1929 o trabalho de Park (PARK, 1929), continuado por Stanley, Kron e Brereton alguns anos depois (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002), propuseram a transformação linear ortogonal. Nesse método, os enrolamentos trifásicos do estator e rotor são representados por um eixo ortogonal com dois enrolamentos defasados entre si de 90° . Esta máquina simétrica bifásica equivalente possui as mesmas potências mecânica e elétrica, torque, velocidade e número de polos da máquina trifásica. A Figura 3 apresenta os enrolamentos trifásicos abc e o enrolamento bifásico ortogonal dq .

Figura 3: Transformação linear ortogonal.

A equação matemática de conversão do eixo trifásico para o eixo ortogonal é:

$$\mathbf{f}_{dq} = \mathbf{K}_t \mathbf{f}_{abc}, \quad (5)$$

onde:

$\mathbf{f}_{abc}$: Variável trifásica a ser convertida.

$\mathbf{f}_{dq}$: Vetor com a variável f no referencial ortogonal;

$\mathbf{f}_{abc}$: Vetor com a variável f no referencial trifásico; e

$\mathbf{K}_t$: Matriz de transformação abc para dq .

A matriz de transformação $\mathbf{K}_t$ é escrita por:

$$\mathbf{K}_t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \beta & \cos \left(\beta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\beta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \beta & \sin \left(\beta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\beta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (6)$$

onde:

β : Ângulo de transformação.

Os referenciais genéricos mais usuais em análise das máquinas de indução utilizam as seguintes velocidades (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002):

- Referencial fixo no estator: $\omega = 0$;
- Referencial fixo no rotor: $\omega = n_{pp}\omega_{mec}$; e
- Referencial fixo no referencial síncrono da máquina: $\omega = \omega_e$.

Onde:

ω : Velocidade de rotação do eixo genérico em relação ao eixo trifásico.

ω_{mec} : Velocidade mecânica do rotor;

ω_e : Velocidade do campo do estator; e

n_{pp} : Número de par de polos.

2.3 Modelo vetorial do GIDA

As equações das tensões do rotor e estator que representam a máquina, (1) e (2), após a transformação linear ortogonal, com o emprego de 6, passam a ter as equações apresentadas por:

$$\mathbf{v}_{dqe} = \mathbf{R}_e \mathbf{i}_{dqe} + \omega \mathbf{\Psi}_{dqe} + \frac{d}{dt} \mathbf{\Psi}_{dqe} \quad (7)$$

$$\mathbf{v}_{dqr} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{dqr} + (\omega - n_{pp}\omega_{mec}) \mathbf{\Psi}_{dqr} + \frac{d}{dt} \mathbf{\Psi}_{dqr} \quad (8)$$

onde:

$\mathbf{v}_{dqe}$, $\mathbf{\Psi}_{dqe}$ e $\mathbf{i}_{dqe}$: tensão, fluxo magnético e corrente do estator no eixo $dq0$, respectivamente; e

$\mathbf{v}_{dqr}$, $\mathbf{\Psi}_{dqr}$ e $\mathbf{i}_{dqr}$: tensão, fluxo magnético e corrente do rotor no eixo dq , respectivamente.

As equações de tensão da máquina no referencial dq , (7) e (8), são apresentadas de forma expandida como:

$$v_{qe} = R_e i_{qe} + \omega \Psi_{qe} + \frac{d\Psi_{de}}{dt} \quad (9)$$

$$v_{de} = R_e i_{de} + \omega \Psi_{de} + \frac{d\Psi_{qe}}{dt} \quad (10)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} - (\omega - n_{pp}\omega_{mec}) \Psi_{dr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} \quad (11)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + (\omega - n_{pp}\omega_{mec}) \Psi_{qr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} \quad (12)$$

onde:

v_{qe}, v_{de} : Tensão do estator nos eixos q e d , respectivamente;

v_{qr}, v_{dr} : Tensão do rotor nos eixos q e d , respectivamente;

i_{qe}, i_{de} : Corrente do estator nos eixos q e d , respectivamente;

i_{qr}, i_{dr} : Corrente do rotor nos eixos q e d , respectivamente;

Ψ_{qe}, Ψ_{de} : Fluxo do estator nos eixos q e d , respectivamente;

Ψ_{qr}, Ψ_{dr} : Fluxo do rotor nos eixos q e d , respectivamente; e

R_e, R_r : Resistências do estator e rotor por fase, respectivamente.

O eixo 0 é omitido das equações já que considera-se o sistema equilibrado e o seu valor no eixo 0 é nulo.

Já as equações dos fluxos do estator e rotor, (3) e (4), de forma expandida são apresentadas por:

$$\Psi_{qe} = L_e i_{qe} + L_m i_{qr} \quad (13)$$

$$\Psi_{de} = L_e i_{de} + L_m i_{dr} \quad (14)$$

$$\Psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qe} \quad (15)$$

$$\Psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{de} \quad (16)$$

onde:

L_e : Auto-indutância do estator;

L_r : Auto-indutância do rotor; e

L_m : Indutância mútua entre os enrolamentos do estator e rotor.

As potências ativa e reativa do estator e rotor utilizados as tensões e correntes no referencial dq , são escritas como:

$$P_e = v_{de}i_{de} + v_{qe}i_{qe} \quad (17)$$

$$P_r = v_{dr}i_{dr} + v_{qr}i_{qr} \quad (18)$$

$$Q_e = v_{qe}i_{de} - v_{de}i_{qe} \quad (19)$$

$$Q_r = v_{qr}i_{dr} - v_{dr}i_{qr}. \quad (20)$$

2.4 Controle Vetorial Direto

Uma das técnicas de controle de geração do GIDA que utiliza a modelagem apresentada na Seção 2.3 é o controle vetorial direto, apresentado em (BOLDEA, 2006) e (ABAD et al., 2011). O princípio do controle vetorial é desacoplar fluxo e torque em máquinas de Corrente Alternada (CA) para se assemelhar ao desacoplamento do controle da máquina de Corrente Contínua (CC). Quando o gerador é conectado à rede elétrica, o controle vetorial possibilita que as potências ativas e reativas do gerador possam ser controladas de forma independentes.

Na configuração do GIDA (Figura 1), existem dois conversores: o CLR e o Conversor do Lado da Rede (CLRE). O objetivo do CLRE é controlar a tensão do barramento de CC e a potência reativa trocada com a rede elétrica e o do CLR é o controle das potências ativa e reativa do estator. Esta seção apresenta somente o CLR porque o controlador de harmônicos proposto é efetuado neste inversor.

2.5 Controle vetorial do conversor do lado do rotor

O objetivo do CLR é o controle das potências ativa e reativa do estator. Assim, primeiramente serão apresentadas as equações que mostram o desacoplamento entre as duas potências, possibilitando o controle de potência ativa por meio da componente q e o da reativa por meio da componente d corrente do rotor.

No controle de uma máquina conectada à rede elétrica, adota-se o referencial síncrono dq em que ele está alinhado com o fluxo do estator, ou seja, $\Psi_{qe} = 0$. Substituindo essa consideração em 10 de desprezando a queda de resistência no estator, obtém-se que $v_{de} = 0$. Essas duas considerações fazem com que as equações de potência do estator, (17) e (20), sejam simplificadas para:

$$P_e = v_{qe}i_{qe} \quad (21)$$

$$Q_e = v_{qe}i_{de}. \quad (22)$$

Por meio de manipulação matemática das equações do fluxo do estator, (13) e (14), as equações da corrente do estator são apresentadas por:

$$i_{qe} = \frac{\Psi_{qe} - L_m i_{qr}}{L_e} \quad (23)$$

$$i_{de} = \frac{\Psi_{de} - L_m i_{dr}}{L_e}. \quad (24)$$

Substituindo-se os valores da corrente do estator, (23) e (24), e considerando o alinhamento do fluxo, $\Psi_{qe} = 0$, as equações de potência do estator, (21) e (22), passam a ser escritas como:

$$P_e = -v_{qe} \frac{L_m}{L_e} i_{qr} \quad (25)$$

$$Q_e = \frac{v_{qe}^2}{\omega_s L_e} - v_{qe} \frac{L_m}{L_e} i_{dr} \quad (26)$$

onde:

ω_s : Velocidade síncrona da rede.

Em (25) e (26) as potências ativas e reativas estão desacopladas e podem ser controladas por meio das correntes do rotor, já que a componente v_{qe} é constante devido à máquina estar conectada à rede. A componente d da corrente do rotor, i_{dr} , controla a potência reativa e a componente q da corrente do rotor, i_{qr} , controla a potência ativa.

Por meio da condição de alinhamento do controle vetorial e utilizando-se as equações do fluxo do rotor e estator, (13) a (16), as equações da tensão do rotor, (11) e (12), passam a ser escritas por:

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \omega_r \sigma L_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{qr} + \omega_r \frac{L_r}{L_e} \Psi_{de} \quad (27)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} - \omega_r \sigma L_r i_{qr} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{dr} + \frac{L_m}{L_e} \frac{d}{dt} \Psi_{de} \quad (28)$$

onde:

$\sigma = 1 - L_m^2 / (L_e L_r)$: Coeficiente de dispersão do gerador; e

ω_r : Velocidade do fluxo do rotor.

Em uma análise dos termos das equações da tensão do rotor, (27) e (28), considera-se que em condições de regime permanente não ocorram variações do fluxo do estator e das correntes do rotor. Assim, os termos que possuem derivadas das correntes do rotor e do

fluxo do estator são desconsiderados. O valor do fluxo Ψ_{de} também é considerado constante em regime e a relação $\omega_r \frac{L_m}{L_e} \Psi_{de}$ pode ser facilmente compensada por um controlador, sendo ela considerada uma perturbação. Os termos $\omega_r \sigma L_r i_{qr}$ e $\omega_r \sigma L_r i_{dr}$ são considerados termos cruzados e só existem por causa do escorregamento, sendo eles constantes em regime permanente. Assim, observa-se uma relação entre v_{dr} e i_{dr} e entre v_{qr} e i_{qr} em que o controle da corrente do rotor é efetuado por meio da tensão do rotor utilizando um PI. Considerando-se a relação entre i_{qr} e P_e e entre i_{dr} e Q_e , conforme as equações 21 e 22, utiliza-se PI's para efetuar os controles das potências ativa e reativa por meio das componentes dq da corrente do rotor. O controle vetorial das potências ativa e reativa do estator e das componentes dq da corrente do rotor é apresentado na Figura 4. Adotou-se o desacoplamento entre as relação entre as potências do estator e as corrente do rotor para

Uma observação importante é a necessidade do desacoplamento para que a saída de PI das potências possa ter relação com a referência do controlador da corrente do rotor.

o Observa-se que as relações matemáticas apresentadas são obedecidas no controlador, ou seja, P_e é controlada por meio de i_{qr} , Q_e por i_{dr} , i_{qr} por v_{qr} e i_{dr} e v_{dr} .

Figura 4: Controle vetorial no conversor do lado do rotor.

Estudo sobre o impacto dos harmônicos de tensão do estator no desempenho do gerador

O objetivo deste capítulo é o estudo do efeito dos harmônicos da tensão do estator na corrente e nas ondulações do torque eletromagnético e das potências ativa e reativa do estator. O estudo foca nos harmônicos de quinta, sétima, décima primeira e décima terceira ordem, mas se necessário, a análise pode ser replicada para qualquer ordem. Em primeiro lugar, é apresentado detalhes da simulação e apresenta-se os seis casos que serão analisados. Em segundo lugar, apresenta-se o conceito do referencial múltiplo síncrono que é importante para o estudo da mitigação dos harmônicos e para equacionamento das variáveis analisadas no capítulo. Por fim, estuda-se o impacto dos harmônicos da tensão do estator na corrente e nas ondulações do torque eletromagnético e das potências ativa e reativa do estator em 6 casos.

3.1 Simulação do sistema eólico

A simulação do GIDA conectado à rede elétrica utilizando o controle vetorial direto (seção 2.4) foi efetuado no software *Matlab*. Os parâmetros da máquina considerados são os da bancada experimental montada para este trabalho e descrita detalhadamente no Apêndice A e apresentados segundo tabela 1.

Tabela 1: Parâmetros da máquina.

Parâmetro	Valor
Resistência do estator	1.86 Ω
Resistência do rotor	3.22 Ω
Indutância do estator	0.3623 H
Indutância do rotor	0.3621 H
Indutância mútua	0.3456 H
Relação de espiras	4.5
Número de polos	2

Analisa-se condições de harmônicos da tensão do estator com conteúdo de quinta, sétima, décima primeira e décima terceira ordem e sua influência nos harmônicos da corrente do estator e nas ondulações do torque eletromagnético e das potências ativa e reativa do estator. Os valores possuem conteúdo harmônico de até 1.0% em relação a fundamental e com isso atende aos limites de conteúdo harmônico total e individual permitidos pelo Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) segundo o procedimento de rede Submódulo 2.8, com valores de tensão entre 13,8kV e 69kV. Os valores descritos a seguir são de conteúdos harmônicos percentuais em relação a tensão fundamental.

- Caso 01: $V_e^{(5)} = 1.0\%$;
- Caso 02: $V_e^{(7)} = 1.0\%$;
- Caso 03: $V_e^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$;
- Caso 04: $V_e^{(11)} = 1.0\%$;
- Caso 05: $V_e^{(13)} = 1.0\%$; e
- Caso 06: $V_e^{(11)} = 1.0\%$ e $V^{(13)} = 1.0\%$.

onde:

$V_e^{(h)}$: Valor eficaz percentual do harmônico h da tensão do estator em relação a fundamental.

O tempo de análise foi de $t = 1s$ a $t = 1,033s$ para análise dos harmônicos da corrente do estator e de $t = 1s$ a $t = 1,0167s$ para análise da variação do torque eletromagnético. Esse intervalo de tempo foi terminado para facilitar a visualização do conteúdo harmônico da corrente do estator. Os valores nominais da corrente do estator estão na ordem de 0.3 Amperes de pico, isso devido a característica construtiva da máquina que possui 4,5 de relação de espiras, conforme indicado na Tabela 1, e acaba possuindo limitando a corrente do rotor para os limites do inversor e do gerador.

3.2 Referencial múltiplo síncrono

Uma função $f(x)$ contínua e periódica de período T pode ser expressa por meio da série de Fourier, desde que obedeça os critérios de convergência indicados em (FIGUEIREDO, 1977):

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \left[a_h \cos\left(\frac{2h\pi x}{T}\right) + b_h \sin\left(\frac{2h\pi x}{T}\right) \right] \quad (29)$$

em que:

a_0, a_h, b_h : Coeficientes de Fourier da função f .

onde:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-T}^T f(x) dx \quad (30)$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{-T}^T f(x) \cos\left(\frac{2h\pi x}{T}\right) dx \quad (31)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_{-T}^T f(x) \sin\left(\frac{2h\pi x}{T}\right) dx. \quad (32)$$

A série de Fourier (29) é uma alternativa para análise das formas de ondas não senoidais, que representam a maioria das cargas conectadas ao sistema elétrico (lâmpadas fluorescentes, equipamentos eletrônicos em geral e etc). Utilizando-se a série de Fourier e mais algumas simplificações matemáticas, as formas de onda da tensão em cada uma das fases de um sistema trifásico podem ser expressas pela expressão, tal como (DAS, 2015) (Considera-se também que não exista componente CC na forma de onda ($a_0 = 0$), $\omega = 2\pi/T$ e $V_h = b_h$):

$$\begin{aligned} v_a(t) &= \sum_{h=1}^{\infty} V_h \sin(h\omega t + \phi_h) \\ v_b(t) &= \sum_{h=1}^{\infty} V_h \sin\left(h\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_h\right) \\ v_c(t) &= \sum_{h=1}^{\infty} V_h \sin\left(h\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_h\right). \end{aligned} \quad (33)$$

em que:

h : Ordem do conteúdo harmônico; e

ϕ_h : Atraso de fase do harmônico h .

V_h : Amplitude de tensão da componente h .

As equações das séries de Fourier das tensões abc (33) podem ser escritas como:

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= V_1 \sin(\omega t + \phi_1) + V_2 \sin(2\omega t + \phi_2) + V_3 \sin(3\omega t + \phi_3) + V_4 \sin(4\omega t + \phi_4) \\
 &\quad + V_5 \sin(5\omega t + \phi_5) \dots \\
 v_b(t) &= V_1 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1) + V_2 \sin(2\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_2) + V_3 \sin(3\omega t + \phi_3) \\
 &\quad + V_4 \sin(4\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_4) + V_5 \sin(5\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_5) \dots \\
 v_c(t) &= V_1 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1) + V_2 \sin(2\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_2) + V_3 \sin(3\omega t + \phi_3) \\
 &\quad + V_4 \sin(4\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_4) + V_5 \sin(5\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_5) \dots
 \end{aligned} \tag{34}$$

Em (34) com uma análise de cada uma das fases abc de forma individual, observa-se que os harmônicos de primeira e quarta ordem estão em fase, sendo eles denominados de sequência positiva. Já os harmônico de segunda e quinta ordem estão em fase quando analisa-se cada uma das fases de forma individual. Entretanto quando compara-se com a onda fundamental existe uma defasagem de 120° , sendo eles denominados de sequência negativa. Por fim, quando compara-se os harmônicos de terceira ordem de cada uma das fases abc, não existe defasagem angular e eles são denominados de sequência zero. Assim, afirma-se que (DAS, 2015)

Os harmônicos de ordem $3n+1$ tem sequência positiva;

Os harmônicos de ordem $3n+2$ tem sequência negativa; e

Os harmônicos de ordem $3n$ tem sequência zero.

A tabela 2 apresenta a sequência dos harmônicos de ordem primeira a décima terceira ordem.

Tabela 2: Sequência dos harmônicos.

Ordem do harmônico	Positiva	Negativa	Zero
1	X		
2		X	
3			X
4	X		
5		X	
6			X
7	X		
8		X	
9			X
10	X		
11		X	
12			X
13	X		

Harmônicos de ordem par são mais raros no sistema elétrico porque a maioria das formas de onda das cargas são periódicos e simétricos, apesar das não linearidades, e segundo a série de Fourier eles são nulos nessas situações. Já harmônicos de terceira ordem e seus múltiplos, muito comum em cargas não lineares, são eliminados pela ligação delta (Δ) nos transformadores do sistema de potência. Por esse motivo, os estudos apresentados neste trabalho consideram que a tensão possui somente harmônicos de ordem ímpar do primeiro até o décimo terceiro. Aplicando-se a transformação linear ortogonal dq nas equações de tensão abc (34), elas passam a serem escritas por (KRAUSE; HAKE, 1969):

$$\mathbf{v}_{dq} = \mathbf{v}_{dq}^{(1)} + \mathbf{v}_{dq}^{(5)} e^{-j6\omega t} + \mathbf{v}_{dq}^{(7)} e^{j6\omega t} + \mathbf{v}_{dq}^{(11)} e^{-j12\omega t} + \mathbf{v}_{dq}^{(13)} e^{j12\omega t} \quad (35)$$

onde:

$\mathbf{v}_{dq}^{(h)}$: Vetor das tensões do estator do harmônico h nos eixos q e d .

Observa-se que os harmônicos de ordem 5 e 7 estão no mesmo referencial 6ω e os de 11 e 13 no de 12ω . Outra consideração importante é que os harmônicos dq de ordem positiva 7 e 13 tem o mesmo sentido de rotação da onda fundamental e os de ordem negativa 5 e 11 possuem sentido contrário à fundamental. Essa análise em que dois harmônicos diferentes no referencial ortogonal qd possuem a mesma velocidade em relação a um eixo comum é chamado de Referencial Múltiplo Síncrono (REMS) (KRAUSE; HAKE, 1969). Graficamente, o REMS é ilustrado na Figura 5, em que considera-se somente os harmônicos de quinta e sétima ordem.

Figura 5: Referencial múltiplo síncrono

Observa-se que o referencial do harmônico de sétima ordem (7ω) possui velocidade 6ω em relação ao referencial síncrono ω e mesmo sentido, sendo denominado de harmônicos

de sequência positiva. Já o harmônico de quinta ordem (5ω) tem a velocidade de -6ω em relação ao referencial síncrono ω . O valor negativo indica que o sentido de rotação é contrário ao da fundamental, sendo denominado de harmônico de sequência negativa (Figura 5).

3.3 Influência do conteúdo harmônico de tensão na corrente do estator.

Considera-se que a tensão do estator do GIDA tem conteúdo harmônico de quinta, sétima, décima primeira e décima terceira ordem (35). Conforme apresentado em (LIU et al., 2012), a equação da corrente do estator com conteúdo harmônico na forma vetorial é descrita por:

$$i_{dqe} = i_{dqe}^{(1)} - \left(\frac{v_{dqe}^{(5)}}{j5\omega_e \sigma L_e} e^{-j6\omega t} - \frac{v_{dqe}^{(7)}}{j7\omega_e \sigma L_e} e^{j6\omega t} \right) - \left(\frac{v_{dqe}^{(11)}}{j11\omega_e \sigma L_e} e^{-j12\omega t} - \frac{v_{dqe}^{(13)}}{j13\omega_e \sigma L_e} e^{j12\omega t} \right). \quad (36)$$

Observa-se por meio de (36) que os harmônicos de tensão tem influência direta na corrente do estator (i_{dqe}). Como o valor da indutância L_e geralmente é pequeno (LIU et al., 2012), a impedância do gerador não consegue filtrar sozinha a influência dos harmônicos de tensão na corrente do estator.

Os casos apresentados em 3.1 serão simulados para mostrar a influência direta dos harmônicos de tensão na corrente do estator. A Figura 6 apresenta as correntes dos casos 01, 02 e 03 que possuem conteúdo harmônico da tensão do estator de quinta e sétima ordem, além de um caso na ausência de harmônicos para efeitos de comparação.

Figura 6: Corrente na fase a sem conteúdo harmônico de tensão e dos casos 01, 02 e 03 de $t = 5.9s$ a $t = 6.0s$.

Observa-se que na ausência de conteúdo harmônico da tensão do estator o mesmo ocorre com os harmônicos da corrente do estator (Figura 6a). No caso 01 que possui harmônico da tensão do estator, $V^{(5)} = 1.00\%$, tem como consequência $I^{(5)} = 11.86\%$ (Figura 6b), no caso 02 com $V^{(7)} = 1.00\%$ tem $I^{(7)} = 4.60\%$ (Figura 6c) e no caso 03 com $V_e^{(5)} = 0.75\%$ e $V_e^{(7)} = 0.75\%$ possui $I_e^{(5)} = 5.09\%$ e $I_e^{(7)} = 6.45\%$ (Figura 6d). Isso mostra que os harmônicos presentes na tensão do estator tem como consequência os de corrente, conforme indicado em (36) e apresentado por meio de resultados de simulação

Já a Figura 7 apresenta as correntes dos casos 04, 05 e 06 que possuem conteúdo harmônico da tensão do estator de décima primeira e décima terceira ordem.

(a) Corrente na fase a do estator do caso 01 com $V_e^{(11)} = 1.00\%$ e possui $I_e^{(11)} = 5.82\%$.

(b) Corrente na fase a do estator do caso 02 com $V_e^{(13)} = 1.00\%$ e possui $I_e^{(13)} = 2.34\%$.

(c) Corrente na fase a do estator do caso 03 com $V_e^{(11)} = 1.00\%$ e $V_e^{(13)} = 1.0\%$ e possui $I_e^{(11)} = 4.21\%$ e $I_e^{(13)} = 4.01\%$.

Figura 7: Corrente na fase a sem conteúdo harmônico de tensão e dos casos 04, 05 e 06 de $t = 5.9s$ a $t = 6.0s$.

No caso 04 que possui harmônico da tensão do estator, $V^{(11)} = 1.00\%$, tem como consequência $I^{(11)} = 5.82\%$ (Figura 7a), no caso 02 com $V^{(13)} = 1.00\%$ tem $I^{(13)} = 2.34\%$ (Figura 7b) e no caso 03 com $V_e^{(11)} = 1.0\%$ e $V_e^{(13)} = 1.0\%$ possui $I_e^{(11)} = 4.21\%$ e $I_e^{(13)} = 4.01\%$ (Figura 7c).

Novamente, as simulações indicam relação direta entre os harmônicos da tensão e os da corrente do estator. A próxima seção mostra que isso tem como consequência ondulação no torque eletromagnético e nas potências ativa e reativa do estator. A Tabela 3 apresenta o conteúdo harmônico da corrente do estator nos 6 casos estudados.

Tabela 3: Conteúdo harmônico de quinta, sétima, décima primeira e décima terceira ordem da corrente do estator dos 6 casos.

	$V^{(h)}(\%)$				$I^{(h)}(\%)$			
	$V^{(5)}$	$V^{(7)}$	$V^{(11)}$	$V^{(13)}$	$I^{(5)}$	$I^{(7)}$	$I^{(11)}$	$I^{(13)}$
Caso 1	1	0	0	0	11.86	-	-	-
Caso 2	0	1	0	0	-	4.60	-	-
Caso 3	0.75	0.75	0	0	5.09	6.45	-	-
Caso 4	0	0	1	0	-	-	5.82	-
Caso 5	0	0	0	1	-	-	-	2.34
Caso 6	0	0	1	1	-	-	4.21	4.01

3.4 Influência do conteúdo harmônico de tensão nas ondulações do torque eletromagnético e das potências ativa e reativa.

Em casos que a rede possui harmônicos de tensão de quinta e sétima ordem, o torque eletromagnético com 3 componentes é expresso por (LIU et al., 2012):

$$T_{el} = T_{el}^{(0)} + T_{el}^{(6)} + T_{el}^{(12)} \quad (37)$$

onde:

$T_{el}^{(0)}$: Componente contínua do torque eletromagnético; e

$T_{el}^{(h)}$: Componente do torque eletromagnético com frequência $h\omega_e$.

A mesma equação do torque eletromagnético indicando os harmônicos de tensão é escrita como (LIU et al., 2012):

$$\begin{aligned} T_{el}^{(0)} &= \frac{n_{pp}}{\omega} \Re \left\{ \mathbf{v}_{dqe}^{(1)} \hat{\mathbf{i}}_{dqe}^{(1)} - \frac{\mathbf{v}_{dqe}^{(5)} \hat{\mathbf{i}}_{dqe}^{(5)}}{5} + \frac{\mathbf{v}_{dqe}^{(7)} \hat{\mathbf{i}}_{dqe}^{(7)}}{7} \right\} \\ T_{el}^{(6)} &= \frac{n_{pp}}{\omega} \Re \left\{ \left(\mathbf{v}_{dqe}^{(1)} \hat{\mathbf{i}}_{dqe}^{(7)} - \frac{\mathbf{v}_{dqe}^{(5)} \hat{\mathbf{i}}_{dqe}^{(1)}}{5} \right) e^{-j6\omega t} \right. \\ &\quad \left. + \left(\mathbf{v}_{dqe}^{(1)} \hat{\mathbf{i}}_{dqe}^{(5)} - \frac{\mathbf{v}_{dqe}^{(7)} \hat{\mathbf{i}}_{dqe}^{(1)}}{7} \right) e^{j6\omega t} \right\} \\ T_{el}^{(12)} &= \frac{n_{pp}}{\omega} \Re \left\{ - \left(\frac{\mathbf{v}_{dqe}^{(5)} \hat{\mathbf{i}}_{dqe}^{(7)}}{5} \right) e^{-j12\omega t} + \left(\frac{\mathbf{v}_{dqe}^{(7)} \hat{\mathbf{i}}_{dqe}^{(5)}}{7} \right) e^{j12\omega t} \right\} \end{aligned} \quad (38)$$

Em (38), o termo $T_{el}^{(12)}$ contém somente componentes do sétimo e quinto harmônico da tensão e corrente do estator. Com isso, $T_{el}^{(12)}$ possui uma contribuição menor quando comparado $T_{el}^{(6)}$ em que existe a componente fundamental da tensão do estator ($\mathbf{v}_{dqe}^{(1)}$) e que possui uma amplitude maior que as dos harmônicos. Assim, os harmônicos de quinta e sétima ordem têm influência direta nas ondulações do torque eletromagnético na ordem 6.

Considera-se o fator de ondulação do torque eletromagnético que é escrito por:

$$K_{oT_{el}} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{i_{max}} (T_{el}^{(h)})^2}}{T_{el}^{(0)}} \times 100(\%), \quad (39)$$

para quantificar a ondulação do torque eletromagnético, onde:

$K_{o_{Tel}}$: Fator de ondulação do torque eletromagnético; e

i_{max} : Maior conteúdo harmônico considerado.

Os primeiros casos simulados para análise da influência dos harmônicos da corrente do estator no torque eletromagnético é apresentado na Figura 8. Analisa-se os casos 01, 02 e 03 que possuem conteúdo harmônico da tensão do estator de quinta e sétima ordem, além de um caso na ausência de harmônicos.

O fator de ondulação do torque eletromagnético na ausência de conteúdo harmônico da tensão é de $K_{o_{Tel}} = 0.21\%$ (Figura 8a). No caso 01 que possui harmônico da tensão do estator, $V_e^{(5)} = 1.00\%$, o fator é $K_{o_{Tel}} = 3.45\%$ (Figura 8c), no caso 02 com $V_e^{(7)} = 1.00\%$ tem $K_{o_{Tel}} = 5.21\%$ (Figura 8e) e no caso 03 com $V_e^{(5)} = 0.75\%$ e $V_e^{(7)} = 0.75\%$ possui $K_{o_{Tel}} = 1.12\%$ (Figura 8g). As simulações indicam que os harmônicos de quinta e sétima ordem tem influência na ondulação do torque eletromagnético mais significativamente na frequência $6\omega_e$, como indicado em (38).

Já em análise de casos que a rede possui harmônicos de décima primeira e terceira ordem, o torque eletromagnético é expresso por meio de 3 componentes:

$$T_{el} = T_{el}^{(0)} + T_{el}^{(12)} + T_{el}^{(24)} \quad (40)$$

Uma forma de reescrever (40) indicando os harmônicos de tensão e corrente considerando (38) proposta por (LIU et al., 2012) e a teoria do Referencial múltiplo síncrono apresentada na Seção 3.2 é:

$$\begin{aligned} T_{el}^{(0)} &= \frac{n_{pp}}{\omega} \Re \left\{ \mathbf{v}_{dqe}^{(1)} \hat{\mathbf{i}}_{dqe}^{(1)} - \frac{\mathbf{v}_{dqe}^{(11)} \hat{\mathbf{i}}_{dqe}^{(11)}}{11} + \frac{\mathbf{v}_{dqe}^{(13)} \hat{\mathbf{i}}_{dqe}^{(13)}}{13} \right\} \\ T_{el}^{(12)} &= \frac{n_{pp}}{\omega} \Re \left\{ \left(\mathbf{v}_{dqe}^{(1)} \hat{\mathbf{i}}_{dqe}^{(13)} - \frac{\mathbf{v}_{dqe}^{(11)} \hat{\mathbf{i}}_{dqe}^{(1)}}{11} \right) e^{-j12\omega t} \right. \\ &\quad \left. + \left(\mathbf{v}_{dqe}^{(1)} \hat{\mathbf{i}}_{dqe}^{(11)} - \frac{\mathbf{v}_{dqe}^{(13)} \hat{\mathbf{i}}_{dqe}^{(1)}}{13} \right) e^{j12\omega t} \right\} \\ T_{el}^{(24)} &= \frac{n_{pp}}{\omega} \Re \left\{ - \left(\frac{\mathbf{v}_{dqe}^{(11)} \hat{\mathbf{i}}_{dqe}^{(13)}}{11} \right) e^{-j24\omega t} + \left(\frac{\mathbf{v}_{dqe}^{(13)} \hat{\mathbf{i}}_{dqe}^{(11)}}{13} \right) e^{j24\omega t} \right\}. \end{aligned} \quad (41)$$

(a) Torque eletromagnético do GIDA sem harmônicos de tensão e $Ko_{Tel} = 0.21\%$.

(b) Torque eletromagnético do GIDA, sem harmônicos de tensão, no domínio da frequência.

(c) Torque eletromagnético do GIDA no caso 01 e $Ko_{Tel} = 3.45\%$.

(d) Torque eletromagnético do GIDA no caso 01 no domínio da frequência.

(e) Torque eletromagnético do GIDA no caso 02 e $Ko_{Tel} = 5.21\%$.

(f) Torque eletromagnético do GIDA no caso 02 no domínio da frequência.

(g) Torque eletromagnético do GIDA no caso 03 e $Ko_{Tel} = 1.12\%$.

(h) Torque eletromagnético do GIDA no caso 03 no domínio da frequência.

Figura 8: Torque eletromagnético do GIDA sem e com conteúdo harmônico da tensão do estator dos casos 01, 02 e 03 e seus valores no domínio da frequência.

Observa-se em 41 que o termo $T_{el}^{(24)}$ não possui a componente de primeira ordem da

tensão ($\frac{1}{2}v_{dqe}^{(1)}$) e corrente do estator ($\frac{1}{2}i_{dqe}^{(1)}$) ao contrário da componente $T_{el}^{(12)}$ que possui ambas as componentes. Como os valores de tensão e corrente da onda fundamental são percentualmente maior que os de conteúdo harmônico de décima primeira e décima terceira ordem, $T_{el}^{(12)}$ tenha uma contribuição mais significativa na ondulação do torque eletromagnético. Assim, os harmônicos de décima primeira e décima terceira ordem têm influência direta nas ondulações do torque eletromagnético na ordem 12 ($T_{el}^{(12)}$) em relação à fundamental.

Na segunda parte do estudo, analisa-se os casos 04, 05 e 06 para estudo do impacto dos harmônicos de tensão de décima primeira e décima terceira ordem nas ondulações do torque eletromagnético (Figura 9.)

(a) Torque eletromagnético do GIDA no caso 04 e $Ko_{Tel} = 2.5\%$.

(b) Torque eletromagnético do GIDA no caso 04 no domínio da frequência.

(c) Torque eletromagnético do GIDA no caso 05 e $Ko_{Tel} = 3.08\%$.

(d) Torque eletromagnético do GIDA no caso 05 no domínio da frequência.

(e) Torque eletromagnético do GIDA no caso 06 e $Ko_{Tel} = 0.57\%$.

(f) Torque eletromagnético do GIDA no caso 06 no domínio da frequência.

Figura 9: Torque eletromagnético do GIDA sem e com conteúdo harmônico da tensão do estator dos casos 04, 05 e 06 e seus valores no domínio da frequência.

No caso 04 que possui harmônico da tensão do estator, $V^{(11)} = 1.00\%$, o fator é $K_{O_{Tel}} = 2.5\%$ (Figura 9a), no caso 05 com $V^{(13)} = 1.00\%$ tem $K_{O_{Tel}} = 3.08\%$ (Figura 9c) e no caso 06 com $V_e^{(11)} = 1.0\%$ e $V_e^{(13)} = 1.0\%$ possui $K_{O_{Tel}} = 0.57\%$ (Figura 9e). As simulações indicam que os harmônicos de décima primeira e décima terceira ordem tem influência na ondulação do torque eletromagnético mais significativamente na frequência $12\omega_e$, como indicado em (41). Uma frequência diferente dos harmônicos de quinta e sétima ordem que ocasionam ondulações na frequência $6\omega_e$.

A seguir, estuda-se a influência dos harmônicos da corrente do estator nas ondulações das potências ativa e reativa do estador. Sabe-se que a relação entre torque e potência é:

$$T_{el} = \frac{P_e}{\omega_{mec}}. \quad (42)$$

onde:

ω_{mec} : Velocidade mecânica do gerador.

Essa relação direta entre torque e potência leva as mesmas conclusões de (38) e (41) sobre a influências dos harmônicos da tensão do estator, ou seja, os harmônicos de quinta e sétima ordem ocasiona ondulações com maior amplitude na frequência $6\omega_e$ e os de décima primeira e décima terceira ordem no frequência $12\omega_e$ nas ondulações da potência ativa.

Considera-se a relação idêntica a do fator de ondulação do torque eletromagnético (39), sendo ela escrita por:

$$K_{O_p} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{i_{max}} (P_e^{(h)})^2}}{P_e^{(0)}} \times 100(\%) \quad (43)$$

Onde:

K_{O_p} : Fator de ondulação da Potência ativa do estator; e

$P_e^{(h)}$: Amplitude da Potência ativa do estator no harmônico h .

Analisa-se a potência ativa do estator nos casos 01, 02 e 03 (Figura 10) que possuem conteúdo harmônico da tensão do estator de quinta e sétima ordem, além de um caso na ausência de harmônicos.

(a) Potência ativa do GIDA sem harmônicos de tensão e $K_{op} = 0.2102\%$.

(b) Potência ativa do GIDA, sem harmônicos de tensão, no domínio da frequência.

(c) Potência ativa do GIDA no caso 01 e $K_{op} = 3.22\%$.

(d) Potência ativa do GIDA no caso 01 no domínio da frequência.

(e) Potência ativa do GIDA no caso 02 e $K_{op} = 4.46\%$.

(f) Potência ativa do GIDA no caso 02 no domínio da frequência.

(g) Potência ativa do GIDA no caso 03 e $K_{op} = 0.99\%$.

(h) Potência ativa do GIDA no caso 03 no domínio da frequência.

Figura 10: Potência ativa do GIDA sem e com conteúdo harmônico da tensão do estator dos casos 01, 02 e 03 e seus valores no domínio da frequência.

O fator de ondulação da potência ativa do estator na ausência de conteúdo harmônico

da tensão é de $Ko_p = 0.21\%$ (Figura 10a). No caso 01 que possui harmônico da tensão do estator, $V^{(5)} = 1.00\%$, o fator é $Ko_p = 3.32\%$ (Figura 10c), no caso 02 com $V^{(7)} = 1.00\%$ tem $Ko_p = 4.46\%$ (Figura 10e) e no caso 03 com $V_e^{(5)} = 0.75\%$ e $V_e^{(7)} = 0.75\%$ possui $Ko_p = 0.99\%$ (Figura 10g). As simulações indicam que os harmônicos de quinta e sétima ordem tem influência na ondulação da potência ativa do estator na frequência $6\omega_e$, assim como verificado na ondulação do torque eletromagnético.

Na segunda parte, analisa-se os casos 04, 05 e 06 para estudo do impacto dos harmônicos de tensão de décima primeira e décima terceira ordem nas ondulações da potência ativa do estator (Figura 11.)

(a) Potência ativa do GIDA no caso 04 e $Ko_p = 1.88\%$.

(b) Potência ativa do GIDA no caso 04 no domínio da frequência.

(c) Potência ativa do GIDA no caso 05 e $Ko_p = 2.13\%$.

(d) Potência ativa do GIDA no caso 05 no domínio da frequência.

(e) Potência ativa do GIDA no caso 06 e $Ko_p = 0.46\%$.

(f) Potência ativa do GIDA no caso 06 no domínio da frequência.

Figura 11: Potência ativa do GIDA sem e com conteúdo harmônico da tensão do estator dos casos 04, 05 e 06 e seus valores no domínio da frequência.

No caso 04 que possui harmônico da tensão do estator, $V^{(11)} = 1.00\%$, o fator é

$Ko_p = 1.88\%$ (Figura 11a), no caso 05 com $V^{(13)} = 1.00\%$ tem $Ko_p = 2.13\%$ (Figura 11c) e no caso 06 com $V_e^{(11)} = 1.0\%$ e $V_e^{(13)} = 1.0\%$ possui $Ko_p = 0.46\%$ (Figura 11e). As simulações indicam que, como ocorreu na ondulação do torque, os harmônicos de décima primeira e décima terceira ordem tem influência na potência ativa na frequência $12\omega_e$.

Por último analisa-se a influência dos harmônicos da corrente do estator na potência reativa. A relação da ondulação da potência reativa é ela escrita por:

$$Ko_q = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{i_{max}} (Q_e^{(h)})^2}}{Q_e^{*(0)}} \times 100(\%) \quad (44)$$

onde:

Ko_q : Fator de ondulação da potência reativa do estator;

$Q_e^{(max)}$: Amplitude da potência reativa do estator no harmônico h ; e

$Q_e^{*(0)}$: Amplitude da potência reativa do estator de referência.

Uma condição diferente das duas anteriores é que o valor médio de referência da potência reativa é zero, situação analisada na simulação em que o gerador esta com geração de energia somente ativa. Por esse motivo considera-se a variável $Q_e^{*(0)}$ que é um valor de amplitude do harmônico zero da potência reativa, que faz que a relação percentual de Ko_q seja similar a Ko_{tel} e Ko_p .

Analisa-se a ondulação da potência reativa do estator dos casos 01, 02 e 03 (Figura 12) que possuem conteúdo harmônico da tensão do estator de quinta e sétima ordem, além de um caso na ausência de harmônicos.

(a) Potência reativa do estator do GIDA sem harmônicos de tensão e $Ko_q = 0.87\%$.

(b) Potência reativa do estator do GIDA, sem harmônicos de tensão, no domínio da frequência.

(c) Potência reativa do estator do GIDA no caso 01 e $Ko_q = 8.18\%$.

(d) Potência reativa do estator do GIDA no caso 01 no domínio da frequência.

(e) Potência reativa do estator do GIDA no caso 02 e $Ko_q = 3.01\%$.

(f) Potência reativa do estator do GIDA no caso 02 no domínio da frequência.

(g) Potência reativa do estator do GIDA no caso 03 e $Ko_q = 8.74\%$.

(h) Potência reativa do estator do GIDA no caso 03 no domínio da frequência.

Figura 12: Potência reativa do estator do GIDA sem e com conteúdo harmônico da tensão do estator dos casos 01, 02 e 03 e seus valores no domínio da frequência.

O fator de ondulação da potência reativa do estator na ausência de conteúdo harmônico

da tensão é de $Ko_q = 0.87\%$ (Figura 12a). No caso 01 que possui harmônico da tensão do estator, $V^{(5)} = 1.00\%$, o fator é $Ko_q = 8.18\%$ (Figura 12c), no caso 02 com $V^{(7)} = 1.00\%$ tem $Ko_q = 3.01\%$ (Figura 12e) e no caso 03 com $V_e^{(5)} = 0.75\%$ e $V_e^{(7)} = 0.75\%$ possui $Ko_q = 8.74\%$ (Figura 12g). As simulações indicam que os harmônicos de quinta e sétima ordem tem influência na ondulação da potência reativa do estator na frequência $6\omega_e$, assim como verificado nas ondulações do torque eletromagnético e da potência reativa.

Por fim, analisa-se na Figura 11 os casos 04, 05 e 06 que possuem conteúdo harmônico de décima primeira e décima terceira ordem na tensão do estator.

Figura 13: Potência reativa do estator do GIDA sem e com conteúdo harmônico da tensão do estator dos casos 04, 05 e 06 e seus valores no domínio da frequência.

No caso 04 que possui harmônico da tensão do estator, $V^{(11)} = 1.00\%$, o fator é $Ko_q = 4.65\%$ (Figura 13a), no caso 05 com $V^{(13)} = 1.00\%$ tem $Ko_q = 1.30\%$ (Figura 13c)

e no caso 06 com $V_e^{(11)} = 1.0\%$ e $V_e^{(13)} = 1.0\%$ possui $Ko_q = 5.06\%$ (Figura 13e). As simulações indicam que os harmônicos de décima primeira e décima terceira ordem tem influência na ondulação potência reativa na frequência $12\omega_e$, como ocorreu nas ondulações do torque eletromagnético e da potência reativa.

A Tabela 4 apresenta os fatores de ondulações do torque eletromagnético e das potências ativa e reativa do estator nos 6 casos estudados.

Tabela 4: Fatores de ondulação do torque eletromagnético e das potências ativa e reativa do estator nos 6 casos.

	Ko_{tel}	Ko_p	Ko_q
Caso 0	0.21	0.21	0.87
Caso 1	3.45	3.22	8.18
Caso 2	5.21	4.46	3.01
Caso 3	1.12	0.99	8.74
Caso 4	2.5	1.88	4.65
Caso 5	3.08	2.13	1.30
Caso 6	0.57	0.46	5.06

Controle vetorial para mitigação dos harmônicos da corrente do estator do GIDA

Este capítulo apresenta o controlador vetorial proporcional-integrativo dos harmônicos da corrente do estator com objetivo da redução do impacto dos harmônicos da tensão do estator nas ondulações do torque eletromagnético e das potências ativa e reativa do estator. Em primeiro lugar, introduz-se o conceito de filtro ativo de potência paralelo para que em seguida correlacione-o com aplicações em que o GIDA funcione como filtro ativo. A seguir, apresenta-se o conceito vetorial do CVH com detalhes na estimação dq dos harmônicos da corrente do estator. Logo após, o CVH é submetido a diferentes situações de harmônicos da tensão do estator em que analisa-se o desempenho do controlador em situações adversas como variações das frequências da rede e dos parâmetros da máquina e atrasos na corrente do estator. Por último, introduz-se estratégias para redução do processamento necessário pelo CVH na estimação do conteúdo harmônico.

4.1 Filtro ativo

Filtros elétricos são circuitos projetados com a finalidade de atenuar ou amplificar uma determinada forma de onda (tensão ou corrente) em um espectro de frequência pré-estabelecido. Os filtros elétricos são divididos em passivos e ativos. Os passivos são constituídos de resistores, indutores e capacitores, sendo que eles não necessitam de alimentação e não ocorre amplificação dos sinais. Já os ativos são compostos por amplificadores operacionais, resistores, indutores e etc., podendo ocorrer uma amplificação do sinal. Algumas vantagens da utilização dos filtros ativos quando comparado aos passivos é que eles possuem ajuste de ganho e frequência flexíveis, tamanho e peso (PACTITIS, 2007; DAS, 2015).

Existem 3 classificações de filtros ativos em que dependem da forma que o seu circuito

é conectado ao sistema elétrico: série, paralelo e série-paralelo. A conexão paralela é mais adequada para compensação dos harmônicos de corrente e a conexão série para compensação dos harmônicos de tensão (DAS, 2015). Conforme apresentado no Capítulo 1, o presente trabalho atua no controle para redução dos harmônicos da corrente do estator, assim a revisão da literatura será somente dos filtros ativos paralelo.

O princípio de funcionamento de um filtro ativo paralelo é apresentado na Figura 14. A corrente da carga, quando observa-se o seu espectro de frequência em um período de tempo na frequência fundamental, possui corrente com conteúdo harmônico de terceira ordem. Já a corrente do filtro ativo é composta somente pelo conteúdo harmônico de terceira ordem, com amplitude do sinal igual ao da corrente de carga, mas defasada de 180° . A corrente da rede elétrica, que é a soma algébrica da corrente do filtro ativo com a de carga, no ponto de conexão comum, possui amplitude somente na frequência fundamental. Assim, o objetivo de um filtro ativo paralelo é que sua corrente seja composta somente pelo conteúdo harmônico da carga, com mesma amplitude mas com defasagem de 180° (DAS, 2015).

Figura 14: Diagrama de um filtro ativo paralelo composto pela corrente elétrica em função do tempo e seu respectivo espectro de frequência.

A estratégia de controle de um filtro ativo de potência proposta por (PACTITIS, 2007) é apresentada na Figura 15, em que:

i_g : Corrente da rede elétrica;

Figura 15: Filtro ativo paralelo.

i_f : Corrente do filtro ativo;

i_c : Corrente da carga não linear;

i_{cref} : Corrente de referência da carga não linear;

V_{cc} : Tensão do barramento CC; e

V_{ccref} : Tensão do barramento CC de referência.

O controlador do filtro ativo paralelo possui um inversor CC/CA e dois controladores. O objetivo do “Controlador de V_{cc} ” é manter o valor do barramento CC igual a tensão de referência V_{ccref} e o do “Controlador de corrente” é que a corrente de saída do inversor i_f possui amplitude na frequência do harmônico da corrente de carga i_c mas com defasagem de 180° .

4.2 Operação do GIDA como filtro ativo

Devido a algumas de suas vantagens, já descritas no Capítulo 1, como o controle da magnitude, frequência e ângulo do fluxo do entreferro por meio do enrolamento do rotor, com o GIDA é possível mitigar os harmônicos de tensão ou corrente do estator, dependendo de sua conexão à rede elétrica. Existem atualmente duas linhas de pesquisas que estudam o funcionamento do GIDA como filtro ativo, sendo elas descritas detalhadamente nos próximos tópicos.

4.2.1 GIDA conectado a cargas não lineares

Um exemplo de aplicação do GIDA em geração eólica é sua conexão a cargas isoladas, como por exemplo vilas remotas, equipamentos militares e etc, onde existe impossibilidade de conectar-se ao sistema elétrico. O objetivo do controlador vetorial do GIDA nestes tipos de aplicações é manter constante os valores da tensão eficaz e frequência do estator mesmo em casos de variação da velocidade do rotor (EL-HELW; TENNAKOON, 2008). Entretanto, cargas não lineares conectadas a um Ponto de Acoplamento Comum (PAC) de um GIDA têm como consequência distorções harmônicas de tensão ou corrente, prejudicando assim a operação do gerador elétrico (PHAN; LEE, 2012)

Os trabalhos de (PHAN; LEE, 2011; PHAN; LEE, 2012; CHOI et al., 2013; PHAN et al., 2016) apresentam alterações na topologia do controlador vetorial tradicional com o objetivo de reduzir os harmônicos da tensão do estator em aplicações de cargas isoladas, com técnicas que utilizam em sua maioria o CR. Essa técnica é similar aos controles de filtro ativo série que tem o objetivo da redução dos harmônicos de tensão (DAS, 2015). Os mitigadores do conteúdo harmônico da corrente do estator propostos pelos trabalhos atuam nas referências dos controladores da corrente do rotor ($i_{dqr}^{(h)}$) por meio dos PI's ressonantes. A estrutura dos mitigadores de harmônicos da tensão do estator do GIDA em condições de alimentação de cargas isoladas é resumidamente apresentada na Figura 16.

4.2.2 GIDA conectado à rede elétrica

Além da alimentação de cargas isoladas, outra forma de conexão do GIDA é sua ligação direta ao sistema elétrico de potência e o objetivo do controlador vetorial tradicional é o controle das potências ativa e reativa de forma independente (ABAD et al., 2011). Já o mitigador de harmônicos tem a finalidade de reduzir os harmônicos da corrente do estator, princípio similar ao do filtro ativo paralelo (DAS, 2015) e diferentemente do controlador quando o gerador é conectado a cargas isoladas, onde o objetivo é a mitigação dos harmônicos da tensão do estator.

Outras topologias de controladores de corrente para mitigar os harmônicos existentes na literaturas como H_∞ (WANG et al., 2017), *Backstepping-Based DPC* (XIONG; SUN, 2016), *Vector proportional integrated* (NIAN; SONG, 2014), *Sliding-mode* (SUSPERREGUI et al., 2013) e *dual-frequency resonant compensator* (XU; HU; HE, 2012a), são alternativas ao CVD que além do controle de potências ativa e reativa possibilitam a mitigação dos harmônicos da corrente do estator. Outras duas linhas de pesquisa tem como base o CVD com algumas modificações com o objetivo da mitigação dos harmônicos, em que na primeira altera-se os controladores de corrente (XU; HU; HE, 2012b; HU et al., 2011) e na segunda não necessita alterar os PI's de corrente (WU; NIAN, 2017; SONG; NIAN, 2015b; SONG; NIAN, 2015a; SONG; NIAN, 2015c; LIU et al., 2012; XU; HU; HE, 2012a; CHEN

que possui duas parcelas: a primeira é a positiva que é proporcional à tensão do estator ($v_{dqe}^{(h)}$) e a outra parcela é a negativa que é proporcional à tensão do rotor ($v_{dqr}^{(h)}$) (LIU et al., 2012).

Uma forma simplificada de reescrever (45) para facilitar a visualização é:

$$i_{dqe}^{(h)} = K_2 v_{dqe}^{(h)} - K_1 v_{dqr}^{(h)}, \quad (46)$$

que também pode ser representada por meio do diagrama de blocos apresentado na Figura 17.

Figura 17: Diagrama de blocos que representa a equação da corrente do estator de um harmônico h .

No funcionamento de um filtro ativo de potência (PACTITIS, 2007; DAS, 2015) mede-se a forma de onda de um harmônico qualquer h e o controlador atua para inserir uma forma de onda com mesmo valor em amplitude mas com defasagem de 180° com o objetivo de reduzir um harmônico indesejado. Já no controle para mitigação harmônicos da corrente do estator do GIDA existe conceitualmente uma diferença significativa, isso porque o valor medido da corrente do estator possui duas parcelas conforme indicado em (45): uma devido ao harmônico da tensão do estator ($v_{dqe}^{(h)}$) e outra em virtude da tensão do rotor ($v_{dqr}^{(h)}$) que induz uma corrente no estator. Uma nova forma de escrever (45), para análise de conteúdo harmônico, é:

$$i_{dqe}^{(h)} = i_{dqe}^{(veh)} - i_{dqe}^{(vrh)} \quad (47)$$

onde:

$i_{dqe}^{(h)}$: Corrente do estator do harmônico h ;

$i_{dqe}^{(veh)}$: Corrente do estator do harmônico h devido a $v_{dqe}^{(h)}$; e

$i_{dqe}^{(vrh)}$: Corrente do estator do harmônico h devido a $v_{dqr}^{(h)}$.

Em um sistema elétrico a tensão $v_{dqe}^{(h)}$ da rede possui valor inalterável por meio do gerador, logo a componente $i_{dqe}^{(veh)}$ da corrente do estator é dependente somente da rede elétrica. Já a componente da corrente do estator ($i_{dqe}^{(vrh)}$) é induzida pela tensão do rotor $v_{dqr}^{(h)}$ que é controlada pelo inversor. Assim, a tensão do rotor $v_{dqr}^{(h)}$ é considerada a variável

de controle para alterar a corrente do estator $i_{dqe}^{(h)}$ e a tensão $v_{dqe}^{(h)}$ pode ser considerada uma perturbação, pois depende somente da rede elétrica. Assim, o diagrama de blocos da Figura 17 é melhor representado pelo da Figura 18.

Figura 18: Diagrama de blocos equivalente que representa a equação da corrente do estator de um harmônico h .

Considerando-se a variável $v_{dqr}^{(h)}$ de controle e $v_{dqe}^{(h)}$ como uma perturbação, o controlador para mitigação dos harmônicos da corrente do estator de um harmônico h é escrito como:

$$v_{dqr}^{(h)}(t+1) = v_{dqr}^{(h)}(t) + K_p^{(h)} * (\text{erro}(t) - \text{erro}(t-1)) + K_i * T_s * \text{erro}(t) \quad (48)$$

onde:

$i_{dqe}^{*(h)}$: Corrente do estator e referência do harmônico h ;

erro: $i_{dqe}^{*(h)} - i_{dqe}^{(h)}$; e

T_s : Tempo de amostragem.

Já a Figura 19 apresenta o controlador de harmônicos representado por meio de diagrama de blocos. A corrente do estator $i_{dqe}^{*(h)}$ é a referência que atua na variável de controle $v_{dqr}^{(h)}$ por meio de um PI. Como o objetivo do controlador é mitigar os harmônicos da corrente do estator esse valor é sempre zero $i_{dqe}^{*(h)}$. A variável $v_{dqe}^{(h)}$ é considerada uma perturbação e pode ser facilmente compensada pelo controlador de harmônicos.

Figura 19: Diagrama de blocos que representa o controlador de harmônicos.

4.3.2 Controlador vetorial de harmônicos

O controlador vetorial de harmônicos atua na tensão do rotor $\mathbf{v}_{dqr}^{(h)}$ por meio de medições dos harmônicos da corrente do estator ($\mathbf{i}_{dqe}^{(h)}$) no referencial dq . Uma observação importante é que a equação é genérica para qualquer harmônico h e se ocorrer a necessidade de análise de mais que um harmônico eles devem atuar em paralelo e de forma independente. A Figura 20 exemplifica a atuação do controlador que neste trabalho atua nos harmônicos de quinta, sétima, décima primeira e décima terceira ordem por meio de diagrama de blocos.

Figura 20: Diagrama de blocos simplificado do controlador de harmônicos.

O controlador de harmônicos é dividido em duas partes: a primeira consiste no Identificador do Conteúdo Harmônico (ICH), que é responsável por converter as correntes abc do estator para a componente $\mathbf{i}_{dqe}^{(h)}$ do harmônico desejado; a segunda consiste no CVH que insere no CVD a variável de controle $\mathbf{v}_{dqr}^{(h)}$ responsável pelo controle para mitigação dos harmônicos. Os dois próximos tópicos descrevem essas duas partes detalhadamente.

4.3.2.1 ICH para estimação das componentes dq dos harmônicos da corrente do estator.

Um dos grandes desafios dos controladores de harmônicos propostos pela literatura é a estimação precisa e instantânea dos componentes harmônicos da corrente do estator, tanto em amplitude quanto em fase, com baixo custo computacional, para que seja possível aplicações práticas em engenharia (XIONG; SUN, 2016). A estimação proposta por este trabalho tem esse objetivo e utiliza algumas técnicas para redução do custo computacional.

A Figura 21 apresenta, por meio de diagrama de blocos, detalhes do ICH para estimação da componentes dq dos harmônicos da corrente do estator. As correntes do estator das fases abc entram no bloco Transformada Discreta de Fourier (TDF) e são convertidas para seu valor de amplitude ($I_{abc}^{(h)}$) e ângulo ($\theta_{abc}^{(h)}$) de um harmônico qualquer h . O bloco $F^{-1}(\theta_{abc}^{(h)}, I_{abc}^{(h)})$ converte os valores de amplitude e ângulo para a forma de onda da corrente do estator de um harmônico qualquer h no domínio do tempo. Por fim, a corrente abc é convertida para o eixo dq com referência $h\omega_s$, para que essa forma de onda alternada ($I_{abc}^{(h)}$) seja contínua no domínio do tempo. Utiliza-se o ângulo da rede elétrica estimado por meio do PLL com a tensão abc da rede elétrica. Esse é o mesmo ângulo utilizado no controle de potências ativa e reativa do estator do CVD.

Figura 21: Estimação das componentes dq de um conteúdo harmônico h .

$\theta_{abc}^{(h)}$: Vetor com os ângulos do conteúdo harmônico h de cada uma das fases abc ;

$I_{abc}^{(h)}$: Vetor com as amplitude do conteúdo harmônico h de cada uma das fases abc .

O bloco TDF converte as formas de onda das fases abc que estão no domínio do tempo para o da frequência e a saída do bloco possui um valor da amplitude ($I_{abc}^{(h)}$) e ângulo de fase ($\theta_{abc}^{(h)}$) da corrente do estator para o harmônico h . Para possibilitar a implementação em um microprocessador, a Transformada de Fourier (TF) utilizada é a TDF (SMITH, 1999), desde que os sinais sejam periódicos e discretos. O método da TDF para o cálculo do conteúdo harmônico h de um sinal qualquer no domínio do tempo é (FRIGO; JOHNSON, 2005):

$$\begin{aligned}\Re(X^{(h)}) &= \sum_{j=0}^{N-1} x[j] \cos(2\pi hj/N) \\ \Im(X^{(h)}) &= - \sum_{j=0}^{N-1} x[j] \sin(2\pi hj/N)\end{aligned}\tag{49}$$

$x[j]$: Vetor com os valores da corrente do estator em um período de onda da frequência fundamental;

$X^{(h)}$: Saída da TDF no domínio da frequência;

$\Re(X^{(h)})$: Parte real de $X^{(h)}$;

$\Im(X^{(h)})$: Parte imaginária de $X^{(h)}$; e

N : Número total de valores do vetor x .

Uma consideração importante é que para representação no domínio da frequência é necessário N amostras que correspondem a um período do sinal de entrada. Para efeitos de aplicação prática, utiliza-se uma técnica conhecida como janelamento, em que armazenase em uma memória os valores que representam o sinal em um período. A atualização

dessa memória é realizada a cada passo de cálculo com a inserção do ponto atual do valor de entrada $x[j]$ na última posição da memória e a exclusão do primeiro valor.

A Figura 21 indica que os sinais de saída do bloco TDF possui os valores de amplitude ($I_{abc}^{(h)}$) e ângulo de fase ($\theta_{abc}^{(h)}$) do harmônico h . Como o sinal $X[h]$ possui parte real e imaginária (49), os cálculos da amplitude e do ângulo são, respectivamente:

$$I_{abc}^{(h)} = \sqrt{(\Re(X^{(h)}))^2 + (\Im(X^{(h)}))^2} \quad (50)$$

$$\theta_{abc}^{(h)} = \arctg\left(\frac{\Im(X^{(h)})}{\Re(X^{(h)})}\right) \quad (51)$$

$I_{abc}^{(h)}$: Amplitude do harmônico h ; e

$\theta_{abc}^{(h)}$: Ângulo do harmônico h .

Os valores da amplitude ($I_{abc}^{(h)}$) e ângulo ($\theta_{abc}^{(h)}$) da corrente do estator de uma harmônico h entram no bloco $F^{-1}(\theta_{abc}^h, I_{abc}^h)$ que é uma função seno descrita por:

$$F^{-1}(\theta_{abc}^h, I_{abc}^h) = i_{abc}^{(h)} = I_{abc}^{(h)} \sin(\theta_{abc}^{(h)}). \quad (52)$$

A saída da função $F^{-1}(\theta_{abc}^h, I_{abc}^h)$ resulta nos valores da corrente do estator do harmônico de cada uma das fases abc no domínio do tempo ($i_{abc}^{(h)}$).

Por fim, as correntes alternadas do harmônico h ($i_{abc}^{(h)}$) no domínio do tempo são convertidas para o seu respectivo referencial de rotação, ou seja, o quinto harmônico é convertido para o referencial com velocidade de rotação $5\omega_s$ e o sétimo para o referencial $7\omega_s$ e assim sucessivamente. O ângulo utilizado na transformação dq é o estimado da tensão da rede ele por meio do PLL e utilizado no CVD para os controladores de potências ativa e reativa do estator e da corrente do rotor.

Essa metodologia é diferente da maioria dos controladores apresentados na literatura, como as do CR, que trabalham no referencial dq com valor senoidal instantâneo com frequência que depende do REMS. Por exemplo, para mitigar os harmônicos de quinta e sétima ordem da corrente do estator os CR atuam utilizando as componentes dq da corrente do estator e segundo o REMS a frequência deles é de 6ω . Um problema de utilizar valores senoidais instantâneos é que atrasos podem prejudicar o desempenho do controlador de harmônicos, como acontece com o CR (YEPES et al., 2010). Já esse trabalho utiliza os valores de um ciclo inteiro armazenados para estimação do conteúdo harmônico e tem como consequência uma maior quantidade de dados para determinar o valor atual ($i_{abc}^{(h)}$) utilizado no controlador

4.3.2.2 Descrição do CVH

Com a estimação das componentes dq do harmônico h ($i_{dqe}^{(h)}$) por meio do ICH, o próximo passo é a descrição do CVH que fornece os valores de $v_{dqr}^{(h)}$ ao CVD. A Figura 22

apresenta detalhes do CVH por meio de diagrama de blocos. Os valores de $i_{dqe}^{(h)}$ estimados pelo ICH são comparados com a referência de controlador do harmônico h da corrente do estator $i_{dqe}^{*(h)}$. Essa diferença passa pelo PI que é descrito por (48) e fornece como saída a tensão do rotor $v_{dqr}^{*(h)}$. A velocidade de rotação do eixo dq da tensão $v_{dqr}^{(h)}$ é $h\omega_s$ e é necessário que ela esteja no mesmo referencial dq do CVD que tem velocidade de rotação ω_s . Para essa conversão utiliza-se o conceito do REMS abordado na Seção 3.2 em que o ângulo de conversão do harmônico de quinta ordem é $-6\theta_{grid}$, e de décima primeira é $-12\theta_{grid}$ e assim sucessivamente.

Figura 22: Diagrama de blocos do CVH e ICH.

onde:

$i_{dqe}^{*(h)}$: Corrente de referência do harmônico h

A Figura 23 apresenta o controlador vetorial descrito detalhadamente para a mitigação dos harmônicos de quinta, sétima, décima primeira e décima terceira ordem da corrente do estator. As correntes do estator das fases abc passam pela TDF que fornece os valores em amplitude ($I_{abce}^{(h)}$) e ângulo de cada um dos 4 harmônicos de forma individual, que são convertidos no domínio do tempo por meio da função ($F^{-1}(\theta_{abce}^h, I_{abce}^h)$). Converte-se os valores das correntes abc de cada um dos harmônicos h no domínio do tempo para um referencial dq com ângulo de transformação θ_{grid} para que eles sejam contínuos em seus respectivos referenciais. Observa-se que cada um dos controladores de harmônicos de um ângulo de transformação diferente obedecendo a relação $h\theta_{grid}$. Cada uma das referências dos controladores possuem seus PI's para mitigar os harmônicos de forma individual e, antes de entrarem em atuação juntamente com o CVD, é necessária a conversão da velocidade de rotação de $h\omega_{grid}$ do harmônico para o referencial com velocidade ω_{grid} . Isso é realizado por meio do conceito do REMS, obedecendo a sequência do harmônico, positiva ou negativa, além da velocidade de rotação $h\omega_s$ do eixo q do harmônico.

Figura 23: ICH e CVH nos harmônicos de quinta, sétima, décima primeira e décima terceira ordem

Por fim, a Figura 24 apresenta o diagrama de blocos que representa o controlador vetorial de harmônicos juntamente com os controladores de potência e da corrente do rotor. As correntes das fases abc do estator são medidas e passam pelo bloco ICH que fornecem as componentes dq dos conteúdos harmônicos de quinta, sétima, décima primeira e décima terceira ordem. O controle para mitigar cada um dos harmônicos é efetuado de forma individual e cada um possui uma referência de controle ($i_{dqr}^{*(h)}$). Por fim as contribuições de cada um dos harmônicos é somada e possui como saída a variável da tensão do rotor $v_{dqr}^{(h)}$. Observa-se que o CVH atua em paralelo com o CVD e sem alterar os controladores da corrente do rotor.

Resultados

O objetivo deste capítulo é a validação do controlador vetorial em condições de harmônicos de quinta, sétima, décima primeira e décima terceira ordem da tensão do estator por meio de simulações e resultados experimentais. Na primeira parte, o controlador é submetido a condições de harmônicos da tensão do estator e analisa-se a redução das ondulações de potência ativa e reativa do estator e do torque eletromagnético, além da redução percentual dos harmônicos da corrente do estator. Na segunda parte, analisa-se o desempenho do CVH nas principais desvantagens dos controladores de harmônicos existentes na literatura e já abordados no Capítulo 1, que são variações da frequência da rede e dos parâmetros da máquina, além dos problemas de atrasos na corrente do estator que influenciam principalmente o desempenho dos controladores de harmônicos que utilizam o CR (WU; NIAN, 2017). O controlador de harmônicos proposto por (LIU et al., 2012) é simulado para comparar os resultados do CVH com ele e com os da literatura de uma forma geral. Por fim, resultados experimentais validam o controlador de harmônicos por meio da bancada descrita no Apêndice A.

5.1 Controlador vetorial de harmônicos com frequência de amostragem de 10kHz

Os primeiros casos envolvem o sistema do GIDA em condições de harmônicos da tensão do estator em que o CVD possui frequências de controle e do conversor com 10kHz. Na primeira situação, a tensão do estator tem conteúdo harmônico de quinta ordem de 1% ($V^{(5)} = 1\%$).

De $t = 4.5s$ a $t = 5.0s$ o CVD atua sem o controlador de harmônicos que entra em atuação a partir de $t = 5.0s$. A Figura 25 apresenta os valores das potências, ativa e reativa, e o torque eletromagnético. A Figura 26 apresenta a corrente do estator na fase a com e sem a atuação do CVH e a Figura 27 as componentes $i_d^{(5)}$ e $i_q^{(5)}$ do controlador. As componentes estão zero de $t = 4.5s$ a $t = 5.0s$, mas elas só não foram calculadas nesse

período.

Figura 25: Potências ativa e reativa e torque eletromagnético do GIDA com $V^{(5)} = 1\%$.

Figura 26: Corrente do estator na fase a do GIDA com $V_e^{(5)} = 1\%$.

Figura 27: Componentes $i_{de}^{(5)}$ e $i_{qe}^{(5)}$ do CVH com $V_e^{(5)} = 1\%$.

O fator de ondulação da potência ativa passou de $Ko_p = 3.22\%$ a $Ko_p = 0.93\%$ com a atuação do CVH na corrente do estator. Já o fator de ondulação da potência reativa foi reduzido de $Ko_q = 8.8$ a $Ko_q = 0.68$ e o do torque eletromagnético de $Ko_{Tel} = 3.45\%$ a $Ko_{Tel} = 0.83\%$, como pode-se observar a queda das amplitudes das oscilações por meio da Figura 25. O conteúdo harmônico de quinta ordem da corrente do estator na fase a foi reduzido de 11.82% para 0.17% (Figura 26) e observa-se pela Figura 27 que o CVH atua de forma que a estabilização acontece em aproximadamente 0.4 segundos, isso porque em $t = 5.0s$ o CVH entra em atuação e em aproximadamente $t = 5.4s$ as componentes $i_{de}^{(5)}$ e $i_{qe}^{(5)}$ do controlador possuem valores próximos a zero.

Na segunda situação, a tensão do estator tem conteúdo harmônico de sétima ordem de 1% ($V_e^{(7)} = 1\%$). De $t = 5.0s$ a $t = 5.5s$ o controle vetorial tradicional atua sem o controlador de harmônicos que entra em atuação a partir de $t = 5.5s$. A Figura 28 apresenta os valores das potências ativa e reativa e do torque eletromagnético. A Figura 29 apresenta a corrente do estator na fase a com e sem a atuação do CVH e a Figura 30 as componentes $i_{de}^{(7)}$ e $i_{qe}^{(7)}$ do controlador. As componentes estão zero de $t = 5.0s$ a $t = 5.5s$, mas elas só não foram calculados nesse período.

Figura 28: Potências ativa e reativa e torque eletromagnético do GIDA com $V_e^{(7)} = 1\%$.

(a) Corrente na fase a do estator sem o controlador de harmônicos com $I_e^{(7)} = 4.48(\%)$.

(b) Corrente na fase a do estator com o controlador de harmônicos com $I_e^{(7)} = 0.10(\%)$.

Figura 29: Corrente do estator na fase a do GIDA com $V^{(7)} = 1\%$.

Figura 30: Componentes $i_{de}^{(7)}$ e $i_{qe}^{(7)}$ do CVH.

Novamente ocorreu redução do fator de ondulação da potência ativa que passou de $Ko_p = 4.38\%$ para $Ko_p = 0.51\%$ com a atuação do CVH. Já o fator de ondulação da potência reativa passou de $Ko_q = 2.29$ a $Ko_q = 0.54$ e o do torque eletromagnético de $Ko_{Tel} = 5.12\%$ a $Ko_{Tel} = 0.31\%$, como pode-se observar a queda das amplitudes das 3 oscilações por meio da Figura 28. Já o conteúdo harmônico de sétima ordem da corrente do estator na fase foi reduzido de 4.48% a 0.10% com a atuação do CVH (Figura 29) e observa-se pela Figura 30 que o CVH atua de forma que a estabilização acontece em aproximadamente 0.4 segundos já que as componentes $i_{de}^{(7)}$ e $i_{qe}^{(7)}$ possuem valores próximos a zero em aproximadamente $t = 5.4s$.

Na terceira situação, a tensão do estator possui conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem, em que $V^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$. De $t = 5.0s$ a $t = 5.5s$ o CVD atua sem o controlador de harmônicos que entra em atuação a partir de $t = 5.5s$. A Figura 31 apresenta os valores das potências ativa e reativa e do torque eletromagnético. A Figura 32 a corrente do estator na fase a com e sem a atuação do CVH e a Figura apresenta 33 as componentes $i_d^{(5)}$, $i_q^{(5)}$, $i_d^{(7)}$ e $i_q^{(7)}$ do controlador. As componentes estão zero de $t = 5.0s$ a $t = 5.5s$, mas elas só não foram calculados nesse período.

Figura 31: Potências ativa e reativa e torque eletromagnético do GIDA com $V^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$.

Figura 32: Corrente do estator na fase a do GIDA $V^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$.

Figura 33: Componentes $i_{de}^{(5)}$, $i_{qe}^{(5)}$, $i_{de}^{(7)}$ e $i_{qe}^{(7)}$ do CVH.

Neste caso, a redução do fator de ondulação da potência ativa foi de $K_{op} = 0.82\%$ para $K_{op} = 0.51\%$ e do torque eletromagnético de $K_{o_{Tel}} = 0.99\%$ a $K_{o_{Tel}} = 0.58\%$ com atuação do CVH, valores de redução percentualmente menor quando comparado com as duas situações anteriores que possuem somente um conteúdo harmônico. Já a redução do fator de ondulação da potência reativa foi mais significativa, passando de $K_{o_q} = 5.52$ a $K_{o_q} = 0.72$ (Figura 31). O conteúdo harmônico de quinta ordem da corrente do estator na fase a passou de 5.17% a 0.16% e o de sétima ordem passou 6.32% a 0.19% (Figura 32) e observa-se por meio da Figura 33 que o CVH atua de forma que a estabilização acontece em menos de 0.2 segundos no harmônico de sétima ordem e aproximadamente 0.3 segundo nas componentes dq do harmônico de quinta ordem.

Por último, o controlador é submetido a condições de harmônico de ordem elevada, o de décima terceira ordem que possui frequência de $780Hz$. O conteúdo harmônico de terceira ordem é de $V^{(13)} = 0.5\%$ e de $t = 5.3s$ a $t = 6.0s$ o controle vetorial tradicional atua sem o controlador de harmônicos que entra em atuação a partir de $t = 6.0s$. A Figura 34 apresenta os valores das potências ativa e reativa e do torque eletromagnético. A Figura 35 apresenta a corrente do estator na fase a com e sem a atuação do CVH e a Figura 36 as componentes $i_d^{(13)}$ e $i_q^{(13)}$ do controlador.

(a) Potência ativa do estator.

(b) Potência reativa do estator.

(c) Torque eletromagnético.

Figura 34: Potências ativa e reativa e torque eletromagnético do GIDA com $V_e^{(13)} = 0.5\%$. (a) Corrente na fase a do estator sem o controlador de harmônicos com $I_e^{(13)} = 1.25(\%)$. (b) Corrente na fase a do estator com o controlador de harmônicos com $I_e^{(13)} = 0.08(\%)$.Figura 35: Corrente do estator na fase a do GIDA com $V_e^{(13)} = 0.5\%$. Figura 36: Componentes $i_{de}^{(13)}$ e $i_{qe}^{(13)}$ do CVH.

Os fatores de ondulação possuíram redução percentual passando de $Ko_p = 1.15\%$ a $Ko_p = 0.43\%$ o da potência ativa e de $Ko_{Tel} = 1.61\%$ a $Ko_{Tel} = 0.46\%$ o do torque eletromagnético. Já a ondulação da potência reativa se manteve praticamente estável passando de $Ko_q = 0.47$ para $Ko_q = 0.43$ (Figura 34). O funcionamento do controlador é comprovado na redução do conteúdo harmônico de décima terceira ordem da corrente do estator na fase a que foi reduzido de 1.25% a 0.08% (Figura 35). Observa-se pela Figura 36 que o CVH atua de forma que a estabilização acontece em aproximadamente 0.5 segundos, isso porque o controlador entra em atuação em $t = 6.0s$ e em aproximadamente $t = 6.4s$ as componentes $i_{de}^{(13)}$ e $i_{qe}^{(13)}$ possuem valores próximos a zero.

A Tabela 5 apresenta os 4 casos estudados que avaliam a atuação do CVH em condições de harmônicos da tensão do estator. Apresenta-se os valores dos fatores de ondulação das potências e ativa e reativa e do torque eletromagnético com a atuação do CVH.

Tabela 5: Fatores de ondulação do torque eletromagnético e das potências ativa e reativa do estator nos 4 casos.

	$V^{(h)}(\%)$			$Ko_p(\%)$		Ko_q		$Ko_{tel}(\%)$	
	$V^{(5)}$	$V^{(7)}$	$V^{(13)}$	CVT	CVH	CVT	CVH	CVT	CVH
Caso 1	1	0	0	3.22	0.93	8.8	0.68	3.45	0.83
Caso 2	0	1	0	4.38	0.51	2.29	0.54	5.12	0.31
Caso 3	0.75	0.75	0	0.82	0.51	5.52	0.77	0.99	0.58
Caso 4	0	0	0.5	1.15	0.43	0.47	0.43	1.61	0.46

Já a Tabela 6 apresenta o conteúdo harmônico da corrente do estator nos 4 casos estudados, análise também abordada anteriormente.

Tabela 6: Conteúdo harmônico de quinta, sétima e décima terceira ordem da corrente do estator dos 4 casos.

	$V^{(h)}(\%)$			$I^{(h)}(\%)$					
	$V^{(5)}$	$V^{(7)}$	$V^{(13)}$	$I^{(5)}$		$I^{(7)}$		$I^{(13)}$	
				CVT	CVH	CVT	CVH	CVT	CVH
Caso 1	1	0	0	11.82	0.17	-	-	-	-
Caso 2	0	1	0	-	-	4.48	0.10	-	-
Caso 3	0.75	0.75	0	5.17	0.16	6.32	0.19	-	-
Caso 4	0	0	0.5	-	-	-	-	1.25	0.08

Observa-se nos 4 casos que o conteúdo harmônico da corrente do estator sempre possui valores próximos a zero com a atuação do CVH. A maior redução percentual do fator de ondulação da potência reativa em comparação as de potência ativa e torque eletromagnético é devido ao protótipo do GIDA do laboratório possuir corrente do rotor maior que a do estator. Se o controle para mitigação dos harmônicos for submetido a outra máquina com a potência do estator com valor maior, e consequentemente maior valor de corrente do estator, a redução das ondulações de potência ativa e torque eletromagnético

será percentualmente maior porque, conforme apresentado anteriormente (Equações 38 e 42), ambos são diretamente proporcionais à corrente do estator.

5.2 Controlador ressonante de harmônicos

O objetivo desta seção é a simulação de um dos controladores existentes na literatura para análise comparativa de seus resultados com o trabalho proposto por esta tese. A análise não será realizada para comparação de qual controlador possui melhor desempenho, mas sim somente dos respectivos resultados alcançados pelo CVH com os da literatura de uma forma geral. A técnica utilizada é a proposta por (LIU et al., 2012), pois além de ser um trabalho referência na área, ele possui algumas vantagens como não alterar o controlador vetorial tradicional, facilidade de implementação e similaridade com a proposta desta tese.

A Figura 37 apresenta por meio de diagrama de blocos um resumo do CVH por (LIU et al., 2012). Observa-se que o controle de potências e da corrente do rotor é efetuado pelo CVD é que controlador de harmônicos utiliza o CR que atua diretamente na tensão do rotor ($v_{dqr}^{(h)}$) sem que o controlador de corrente seja alterado. A atuação do PLL é para que o controlador seja robusto a variações da frequência da rede. Além disso, não existe necessidade de filtros a corrente do estator para estimação do conteúdo harmônico, sendo ele efetuado diretamente das componentes dq da corrente do estator.

Figura 37: Controle para mitigação dos harmônicos da corrente do estator por meio de um CR proposto por (LIU et al., 2012).

O controlador de harmônicos proposto por (LIU et al., 2012) é somente aos harmônicos de 5ª e 7ª ordem, mas estenderemos o conceito do trabalho e ampliaremos o controle para os de 11ª e 13ª ordem para comparação com o CVH que atua nesses 4 harmônicos. Segundo a teoria do REMS (KRAUSE; HAKE, 1969), abordada na Seção 3.2, um ganho na frequência de $6\omega_e$ no referencial dq atua no controlador para os harmônicos de 5ª e 7ª ordem e na frequência de $12\omega_e$ atua nos de 11ª e 13ª simultaneamente.

A Tabela 7 apresenta os ganhos dos controladores do CR que foram projetados utilizando o conceito de (LIU et al., 2012), em que o ganho K_r é escolhido antes que ocorra a saturação, onde que a partir deste ponto o aumento do ganho não reduz mais a ondulação do torque eletromagnético. Os ganhos dos controladores PI's de corrente do controlador tradicional não foram alterados.

Tabela 7: Parâmetros do CR determinados com base no trabalho de (LIU et al., 2012).

Variável	Valor
w_c	$10rd/s$
Kr_6	2.5
Kr_{12}	8

Na primeira situação, analisa-se o desempenho do CR na frequência de $6\omega_e$ em que atua-se nos harmônicos de 5ª e 7ª ordem. Neste caso, a tensão do estator tem conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem, em que $V^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$.

De $t = 4.5s$ a $t = 5.0s$ o controle vetorial atual sem o CR que entra em atuação a partir de $t = 5.0s$. A Figura 38 apresenta a corrente do estator na fase a com e sem a atuação do CR.

(a) Corrente na fase a do estator sem o CR com $I_e^{(5)} = 5.24\%$ e $I_e^{(7)} = 6.13\%$.

(b) Corrente na fase a do estator com o CR com $I_e^{(5)} = 1.68\%$ e $I_e^{(7)} = 3.57\%$.

Figura 38: Corrente do estator na fase a do GIDA com $V^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$.

A redução do conteúdo harmônico de quinta ordem da corrente do estator na fase a foi de 5.24% para 1.68% e a de sétima ordem de 6.13% a 3.57% com a utilização do CR (Figura 38). A redução percentual do conteúdo harmônico da corrente do estator é semelhante ao trabalho de (LIU et al., 2012).

Na segunda situação, analisa-se o desempenho do CR na frequência de $12\omega_e$ no eixo dq , em que atua-se nos harmônicos de 11^a e 13^a ordem. Neste caso, a tensão do estator tem conteúdo harmônico de décima primeira e décima terceira ordem, em que $V^{(11)} = 0.75\%$ e $V^{(13)} = 0.75\%$.

De $t = 4.5s$ a $t = 5.0s$ o CVD sem o CR que entra em atuação a partir de $t = 5.0s$. A Figura 39 apresenta a corrente do estator na fase a com e sem a atuação do CR.

Figura 39: Corrente do estator na fase a do GIDA com $V^{(11)} = 0.75\%$ e $V^{(13)} = 0.75\%$.

O conteúdo harmônico de décima primeira ordem da corrente do estator na fase a foi reduzido de 3.21% para 1.99% e o de décima terceira de 3.02% a 0.95% com a atuação do CR (Figura 39). Não é possível comparar a redução percentual do conteúdo harmônico de décima primeira e décima terceira ordem com o trabalho original de (LIU et al., 2012), já que o controle proposto é somente aos harmônicos de 5^a e 7^a ordem. Entretanto, comparando-se a redução percentual com os trabalhos de (SONG; NIAN, 2015b) e (SONG; NIAN, 2015c) que fazem a mitigação dos harmônicos de ordem maior que 7 com técnicas similares ao CR, esse valor é similar. Observa-se que o trabalho de (LIU et al., 2012) e os demais apresentados na literatura não possuem precisão no controlador de harmônicos que deveria possuir valor fina próximo a zero.

5.3 Desempenho do controlador em condições de atraso da corrente do estator

Um dos problemas que afetam o desempenho dos controladores de harmônicos são os atrasos ocasionados pela utilização de filtros, como o da corrente do estator que é responsável pela redução dos ruídos de medição e harmônicos de chaveamento. Isso porque um pequeno atraso, como por exemplo 5° na frequência fundamental, tem como consequência um atraso significativo em conteúdo harmônico de ordem superior, neste exemplo seria de 65° no harmônico de décima terceira ordem. O trabalho de (WU; NIAN, 2017) conclui que atrasos na corrente do estator ocasionado por filtros tem influência direta no desempenho

dos controladores de harmônicos que utilizam CR, principalmente em conteúdo de ordem elevada, acima do décimo primeiro. Por esse motivo, o objetivo dessa seção é avaliar o controlador de harmônico proposto em condições de atrasos na corrente do estator.

No primeiro caso de estudo, compara-se uma simulação da operação do CVH com atrasos na estimação angular dos harmônicos com outra simulação em condições normais, com somente os atrasos corrente do estator ocasionado por filtros. O atraso considerado é de 25° na estimação angular dos harmônicos de quinta ordem e 15° nos de sétima. Nas duas simulações, com e sem atraso, a tensão do estator tem conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem, em que $V^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$.

Nas duas simulações, de $t = 5.0s$ a $t = 5.5s$ o CVD atua sem o controlador de harmônicos que entra em atuação a partir de $t = 5.5s$. A Figura 40 apresenta a corrente na fase a após a atuação do CVH em que a Figura 40a é a situação sem o atraso na estimação angular e na Figura 40b o atraso proposto é considerado.

(a) Corrente na fase a do estator sem atraso na estimação angular com $I_e^{(5)} = 0.13\%$ e $I_e^{(7)} = 0.12\%$.

(b) Corrente na fase a do estator com atraso na estimação angular com $I_e^{(5)} = 0.13\%$ e $I_e^{(7)} = 0.12\%$.

Figura 40: Corrente do estator na fase a do GIDA com $V^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$.

Na simulação sem o atraso, o conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem da corrente do estator na fase a foi reduzido de $I_e^{(5)} = 5.1257\%$ e $I_e^{(7)} = 6.3662\%$ para $I_e^{(5)} = 0.13\%$ e $I_e^{(7)} = 0.12\%$. Já na simulação com atraso, o conteúdo harmônico foi reduzido para $I_e^{(5)} = 0.13\%$ e $I_e^{(7)} = 0.12\%$. Observa-se que o atraso não modificou o valor da redução do conteúdo harmônico já que ele se manteve próximo a 0.1 após a atuação do controlador (Figura 40).

Um outro ponto de vista para análise da atuação do controlador é apresentado na Figura 41, uma representação que as componentes dq da corrente do estator e da tensão do rotor são vetores. A Figura 41a apresenta os vetores de conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem da corrente do estator ($\mathbf{i}_{dqe}^{(5)}(t = 5.4s)$ e $\mathbf{i}_{dqe}^{(7)}(t = 5.4s)$) antes da atuação do controlador e valor final do vetor da tensão do rotor após a estabilização sem os atrasos propostos ($\mathbf{v}_{dqr}^{(5)}(t = 6.0s)$ e $\mathbf{v}_{dqr}^{(7)}(t = 6.0s)$). Já a Figura 41b possui as variáveis $\mathbf{i}_{dqe}^{(5)}(t = 5.4s)$, $\mathbf{i}_{dqe}^{(7)}(t = 5.4s)$, $\mathbf{v}_{dqr}^{(5)}(t = 6.0s)$ e $\mathbf{v}_{dqr}^{(7)}(t = 6.0s)$ na simulação com atrasos na estimação do ângulo.

Figura 41: Vetores dos harmônicos de quinta e sétima ordem da corrente do estator e da tensão do rotor com e sem atraso na estimação angular com $V^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$.

Observa-se que os atrasos na estimação angular dos vetores $\vec{i}_{dqe}^{(5)}(t = 5.4s)$ e $\vec{i}_{dqe}^{(7)}(t = 5.4s)$ da Figura 41b em comparação aos mesmos vetores da Figura 41a não influenciaram o controlador vetorial, já que as variáveis de controle $\vec{v}_{dqr}^{(5)}(t = 6.0s)$ e $\vec{v}_{dqr}^{(7)}(t = 6.0s)$ permanecem com mesma amplitude e ângulo. Os resultados comprovam que o CVH possui influência praticamente desprezível devido aos atrasos dos sinais de entrada da corrente do estator. Os resultados mostram que atrasos da corrente do estator não influenciam a dinâmica do CVH, isso porque nos dois casos a variável de controle $\vec{v}_{dqr}^{(h)}$ é praticamente a mesma.

A Figura 42 apresenta o conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem da corrente do estator calculado por meio da TDF, sendo que 42a mostra o resultado da simulação sem e 42b com o atraso da estimação angular.

Figura 42: Corrente do estator na fase a do GIDA com $V^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$ com e sem atraso na estimação angular.

A Figura 42 mostra que os atrasos não influenciaram o valor final dos conteúdos harmônico de quinta e sétima ordem, que continuaram com valores pequenos e próximos a zero.

A única alteração observada foi a dinâmica do controle para mitigação dos harmônicos para chegar ao valor final, indicada de $t = 5.5s$ a $t = 5.6s$. Isso porque sem o atraso proposto o controlador atinge o valor final zero de conteúdo harmônico em aproximadamente $5.6s$ e $5.6s$ com atrasos na corrente do estator.

5.4 Desempenho do controlador em condições de variações da frequência da rede e dos parâmetros da máquina

Alguns dos principais problemas dos primeiros controladores de harmônicos existentes na literatura e já abordados no Capítulo 1 são dependência dos parâmetros da máquina e influência da variação da frequência da rede no desempenho do controlador. Tanto que algumas das virtudes dos mais recentes controladores de harmônicos existentes na literatura é a sua robustez nessas condições. Por esse motivo, o objetivo desta secção é analisar o desempenho do CVH em condições de variações paramétricas e da frequência da rede.

A primeira situação analisada é a robustez do controlador quando submetido a variações paramétricas. Analisa-se dois casos em que no primeiro, a resistência do estator é decrescida de 10% e a indutância do mútua é acrescida em 10% e os parâmetros do CVH e dos controladores de potências ativa e reativa e da corrente do rotor são mantidos. A tensão do estator tem conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem simultaneamente, em que $V^{(5)} = 1\%$ e $V^{(7)} = 1\%$.

De $t = 5.0s$ a $t = 5.5s$ o controle vetorial tradicional atua sem o controlador de harmônicos que entra em atuação a partir de $t = 5.5s$. A Figura 43 apresenta a corrente do estator na fase a com e sem a atuação do CVH.

Figura 43: Corrente do estator na fase a com e sem o CVH com variação paramétrica de -10% em R_e e $+10\%$ em L_m com $V^{(5)} = 1\%$ e $V^{(7)} = 1\%$.

O conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem da corrente do estator na fase a foi

reduzido de $I_e^{(5)} = 7.86\%$ e $I_e^{(7)} = 9.60\%$ para $I_e^{(5)} = 0.21\%$ e $I_e^{(7)} = 0.18\%$. Observa-se que a variação paramétrica resultou em conteúdo harmônico de aproximadamente 0.19% nos harmônicos de quinta e sétima ordem, valores próximos aos de 0.12% já analisados anteriormente e sem variação paramétrica.

No segundo caso de estudo, a resistência do rotor é decrescida de 10%, as indutância de dispersão do estator e rotor acrescidas em 10% e novamente os parâmetros de todos os controladores são mantidos. A tensão do estator tem conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem simultaneamente, em que $V^{(5)} = 0.5\%$ e $V^{(7)} = 1\%$.

De $t = 5.0s$ a $t = 5.5s$ o controle vetorial tradicional atua sem o controlador de harmônicos que entra em atuação a partir de $t = 5.5s$. A Figura 44 apresenta a corrente do estator na fase a com e sem a atuação do CVH.

Figura 44: Corrente do estator na fase a com e sem o CVH com variação paramétrica de -10% em R_r e $+10\%$ em $L_{\sigma e}$ e $L_{\sigma r}$ com $V^{(5)} = 0.5\%$ e $V^{(7)} = 1\%$.

O conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem da corrente do estator na fase a foi reduzido de $I_e^{(5)} = 15.81\%$ e $I_e^{(7)} = 15.03\%$ para $I_e^{(5)} = 0.29\%$ e $I_e^{(7)} = 0.27\%$. Este caso mostra que apesar dos controladores não serem alterados e possuir alto conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem da corrente do estator, por volta de 15%, o valor final com a atuação CVH foi para aproximadamente 0.28%.

Na segunda situação, o controlador é submetido a variações da frequência da rede, com limites permitidos segundo a norma vigente no Brasil para geração conectada ao sistema de distribuição (ANEEL, 2013). No primeiro caso, a frequência é alterada para o limite máximo permitido pela norma, $60.5Hz$, com os parâmetros do controlador de harmônico e o da potência ativa e reativa do rotor mantidos. Nesta situação, a tensão do estator tem conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem, em que $V^{(5)} = 1\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$.

De $t = 5.0s$ a $t = 5.5s$ o controle vetorial tradicional atua sem o controlador de harmônicos que entra em atuação a partir de $t = 5.5s$. A Figura 45 apresenta a corrente do estator na fase a com e sem a atuação do CVH e frequência de $60.5Hz$.

(a) Corrente na fase a do estator sem o CVH com $I_e^{(5)} = 8.91\%$ e $I_e^{(7)} = 7.97\%$.
 (b) Corrente na fase a do estator com o CVH com $I_e^{(5)} = 0.17\%$ e $I_e^{(7)} = 0.16\%$.

Figura 45: Corrente do estator na fase a com e sem o CVH e frequência da rede de $60.5Hz$ com $V^{(5)} = 1\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$.

O conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem da corrente do estator na fase a foi reduzido de $I_e^{(5)} = 8.91\%$ e $I_e^{(7)} = 7.97\%$ para $I_e^{(5)} = 0.17\%$ e $I_e^{(7)} = 0.16\%$. Observa-se que o conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem da corrente do estator foi reduzido para próximo de 0.17% apesar da variação da frequência da rede no limite permitido pela norma.

No segundo caso de estudo, a frequência é alterada para o limite mínimo permitido pela norma, $59.5Hz$, com os parâmetros dos controladores mantidos e a tensão do estator tem conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem simultaneamente, em que $V^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$.

De $t = 5.0s$ a $t = 5.5s$ o controle vetorial tradicional atual sem o controlador de harmônicos que entra em atuação a partir de $t = 5.5s$. A Figura 44 apresenta a corrente do estator na fase a com e sem a atuação do CVH.

(a) Corrente na fase a do estator sem o CVH com $I_e^{(5)} = 5.19\%$ e $I_e^{(7)} = 8.19\%$.
 (b) Corrente na fase a do estator com o CVH com $I_e^{(5)} = 0.15\%$ e $I_e^{(7)} = 0.13\%$.

Figura 46: Corrente do estator na fase a com e sem o CVH e frequência da rede de $59.5Hz$ com $V^{(5)} = 0.75\%$ e $V^{(7)} = 0.75\%$.

O conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem da corrente do estator na fase a foi reduzido de $I_e^{(5)} = 5.19\%$ e $I_e^{(7)} = 8.19\%$ para $I_e^{(5)} = 0.15\%$ e $I_e^{(7)} = 0.13\%$. Na situação com frequência da rede que possui o limite inferior da norma, $59.5Hz$ o conteúdo

harmônico foi reduzido valores próximos a 0.14%, mostrando sua robustez a variações da frequência da rede

5.5 Controle para mitigação dos harmônicos com frequência de controle reduzida.

O objetivo desta seção é apresentar alternativas para reduzir o custo computacional do identificador de conteúdo harmônico proposto por esta tese (secção 4.3.2.1), em casos de necessidade devido a utilização de microcontrolador com capacidade de processamento reduzida. Isso é efetuado de modo que a frequência do controle para mitigação dos harmônicos e da estimação angular possua valor menor que a do CVD.

No primeiro caso analisado, as frequências de chaveamento do conversor e de controle são mantidas em $10kHz$, mas a do CVH é reduzida para $2.5kHz$. A memória para cálculo da TDF tem janelamento com frequência de $10kHz$, mas o do controlador de harmônicos é $2.5kHz$, reduzindo assim em 4 vezes o custo computacional.

De $t = 5.0s$ a $t = 5.5s$ o controle vetorial tradicional atua sem o controlador de harmônicos que entra em atuação a partir de $t = 5.5s$. A tensão do estator tem conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem, em que $V^{(5)} = 0.5\%$ e $V^{(7)} = 0.5\%$. A Figura 47 apresenta a corrente do estator na fase a com e sem a atuação do CVH.

Figura 47: Corrente do estator na fase a com e sem o CVH com frequência de controle de $2.5kHz$ e janelamento de $10kHz$ com $V^{(5)} = 0.5\%$ e $V^{(7)} = 0.5\%$.

O conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem da corrente do estator na fase a foi reduzido de $I_e^{(5)} = 3.29\%$ e $I_e^{(7)} = 4.46\%$ para $I_e^{(5)} = 0.13\%$ e $I_e^{(7)} = 0.17\%$. Observa-se que o conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem da corrente do estator possuem valores de no máximo 0.17% apesar da redução da frequência do controlador em 4 vezes.

A Figura 48 apresenta os valores das componentes $i_d^{(5)}$, $i_q^{(5)}$, $i_d^{(7)}$ e $i_q^{(7)}$ do CVH com estimação angular de $2.5kHz$.

Figura 48: Componentes $i_{de}^{(5)}$, $i_{ge}^{(5)}$, $i_{de}^{(7)}$ e $i_{ge}^{(7)}$ com frequência de controle de $2.5kHz$. e janelamento de $10kHz$ com $V^{(5)} = 0.5\%$ e $V^{(7)} = 0.5\%$.

As componentes dq do conteúdo harmônico de quinta ordem atingiram valores próximos a zero após aproximadamente 0.8 segundos e os de sétima ordem após 0.5 segundos (Figura 48). O tempo de atuação dos controladores foi levemente superior quando comparado aos casos anteriores descritos na tese (seção 5.1), mas novos valores de controladores de harmônicos podem reduzir esse tempo.

No segundo caso analisado, as frequências de chaveamento do conversor e de controle são mantidas em $10kHz$ e a do CVH é reduzida para $5kHz$. A memória para cálculo da TDF tem frequência de $5kHz$, reduzindo a quantidade de 167 pontos para 83 da memória utilizada no janelamento. Assim, o custo computacional do estimador angular é reduzido em 4 vezes quando comparado com cálculos que possui frequência de $10kHz$. Isso porque reduziu-se metade das operações no eixo real e no imaginário para o cálculo da TDF (49).

De $t = 5.0s$ a $t = 5.5s$ o controle vetorial tradicional atual sem o controlador de harmônicos que entra em atuação a partir de $t = 5.5s$. A tensão do estator tem conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem simultaneamente, em que $V^{(5)} = 0.6\%$ e $V^{(7)} = 0.4\%$. A Figura 49 apresenta os valores da corrente do estator na fase a com e sem a atuação do CVH.

Figura 49: Corrente do estator na fase a com e sem o CVH com frequência de controle e janelamento de $5kHz$ com $V^{(5)} = 0.6\%$ e $V^{(7)} = 0.4\%$.

O conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem da corrente do estator na fase a foi reduzido de $I_e^{(5)} = 5.14\%$ e $I_e^{(7)} = 4.91\%$ para $I_e^{(5)} = 0.18\%$ e $I_e^{(7)} = 0.15\%$. O conteúdo harmônico de quinta e sétima ordem foi reduzido a valores de no máximo 0.18% , resultado similar ao obtido na situação anterior com redução somente na frequência de controlador harmônicos mas levemente superior aos obtidos com frequência superior e analisados na seção 5.1.

Já a Figura 48 apresenta os valores das componentes $i_d^{(5)}$, $i_q^{(5)}$, $i_d^{(7)}$ e $i_q^{(7)}$ do CVH com estimação do conteúdo harmônico em $5kHz$.

Figura 50: Componentes $i_{de}^{(5)}$, $i_{qe}^{(5)}$, $i_{de}^{(7)}$ e $i_{qe}^{(7)}$ com frequência de controle e janelamento de $5kHz$ com $V^{(5)} = 0.6\%$ e $V^{(7)} = 0.4\%$.

Observa-se na Figura 50 que o controle atingiu a estabilização em um tempo aproximado de $0.8s$ e que os resultados foram próximo a zero de valor final nas componentes $i_{dqe}^{(5)}$ e $i_{dqe}^{(7)}$ mesmo com frequência reduzida.

As componentes dq do conteúdo harmônico de quinta ordem atingiram valores próximos a zero após aproximadamente 0.2 segundos e os mesmo ocorreu com os de sétima ordem(Figura 50).

A escolha de qual das duas estratégias utilizar depende do caso estudado, porque uma redução na memória do janelamento para o cálculo da TDF tem como consequência maior imprecisão na estimação das componentes harmônicas. Operar em baixa frequência de controle pode ser uma necessidade porque alguns modelos do GIDA possuem baixa frequência de chaveamento como é o caso do modelo *CW 1000LD Series* da *Woodward* que possui frequência de $2,25kHz$ devido a sua potência. Como demonstrado anteriormente, pode-se utilizar a estratégia de janelamento com amostragem maior que a frequência de controle para aumentar a precisão do cálculo do conteúdo harmônico em situação de baixa frequência.

5.6 Validação do CVH por meio de resultados experimentais.

A validação do CVH foi efetuada na bancada experimental montada para este trabalho e descrita detalhadamente no Apêndice A. Nos testes apresentados o objetivo do controlador é inserir conteúdo harmônico na corrente do estator, ou seja, as componentes $i_{dq}^{(h)}$ do CVH têm valores diferentes de zero. Nos 4 casos, estudados as referências dos controladores possuem os seguintes valores :

- ❑ Caso 01: $i_{de}^{*(5)} = 0.04$ e $i_{qe}^{*(5)} = -0.03$;
- ❑ Caso 02: $i_{de}^{*(5)} = -0.02$ e $i_{qe}^{*(5)} = 0.04$;
- ❑ Caso 03: $i_{de}^{*(11)} = 0.01$ e $i_{qe}^{*(11)} = -0.03$; e
- ❑ Caso 04: $i_{de}^{*(11)} = 0.03$ e $i_{qe}^{*(11)} = -0.02$.

Os resultados apresentam os valores por meio de simulação e da bancada experimental. O tempo de funcionamento do sistema eólico até a atuação do controlador de harmônicos na bancada é muito maior que na simulação, mas para efeito comparativo o controle em ambos entra em atuação no tempo $t = 5s$. Um consideração importante é que na bancada experimental o controlador necessitou de um filtro na estimação das componentes dq do ICH e o mesmo foi implementado na simulação para efeitos de comparação. A frequência de chaveamento do conversor é de $10kHz$ e do controlador de harmônicos é de $5kHz$ tanto na simulação quanto nos dados práticos.

No primeiro caso, o objetivo do controlador é que as referências dos harmônicos de quinta ordem corrente do estator sejam $i_{de}^{(5)} = 0.04\%$ e $i_{qe}^{(5)} = -0.03\%$. A Figura 51 apresenta o resultado do conteúdo harmônico da corrente do estator no eixo dq por meio de simulação e da bancada experimental.

(a) Resultados de simulação das componentes $i_d^{(5)}$ e $i_q^{(5)}$ do CVH do caso 01.

(b) Resultados da bancada experimental das componentes $i_d^{(5)}$ e $i_q^{(5)}$ do CVH do caso 01.

Figura 51: Resultados de simulação e da bancada experimental das componentes $i_d^{(5)}$ e $i_q^{(5)}$ do CVH do caso 01.

As referências do CVH $i_{de}^{(5)} = 0.04\%$ e $i_{qe}^{(5)} = -0.03\%$

O tempo de resposta do CVH nas referências $i_{de}^{(5)} = 0.04\%$ e $i_{qe}^{(5)} = -0.03\%$ foi menos que um segundo tanto na bancada experimental quanto nas simulações, com uma pequena mudança na dinâmica do controlador. Um dos motivos dessa diferença é a estimação dos parâmetros que utilizou o modelo *OFF-line* (ABAD et al., 2011) que apresenta suas imprecisões.

No segundo caso, o objetivo do controlador é que as referências dos harmônicos de quinta ordem corrente do estator sejam $i_{de}^{(5)} = -0.02$ e $i_{qe}^{(5)} = 0.04$. A Figura 52 apresenta o resultado do conteúdo harmônico da corrente do estator no eixo dq por meio de simulação e da bancada experimental.

(a) Resultados de simulação das componentes $i_d^{(5)}$ e $i_q^{(5)}$ do CVH do caso 02.

(b) Resultados da bancada experimental das componentes $i_d^{(5)}$ e $i_q^{(5)}$ do CVH do caso 02.

Figura 52: Resultados de simulação e da bancada experimental das componentes $i_d^{(5)}$ e $i_q^{(5)}$ do CVH do caso 02.

Novamente, o controlador atua de forma que precisamente atinjam os valores de referência proposto pelos controladores $i_{de}^{(5)} = -0.02$ e $i_{qe}^{(5)} = 0.04$ tanto na bancada experimental quanto na simulações. E em menos de um segundo os controladores atingem os seus valores de referência nos dois casos.

No terceiro caso analisa-se o controlador em harmônico de ordem superior, que neste caso é o de décima terceira ordem. O objetivo do controlador é que as referências dos harmônicos da corrente do estator sejam $i_{de}^{(11)} = 0.01\%$ e $i_{qe}^{(11)} = -0.03\%$. A Figura 53 apresenta o resultado do conteúdo harmônico da corrente do estator no eixo dq por meio de simulação e da bancada experimental.

Figura 53: Resultados de simulação e da bancada experimental das componentes $i_d^{(11)}$ e $i_q^{(11)}$ do CVH do caso 03.

O controlador atua de forma que precisamente atinjam os valores de referência proposto pelos controladores $i_{de}^{(11)} = 0.01\%$ e $i_{qe}^{(11)} = -0.03\%$ tanto na bancada experimental quanto na simulações.

No último caso, o objetivo do controlador é que as referências dos harmônicos de décima primeira ordem corrente do estator sejam $i_{de}^{(11)} = 0.01\%$ e $i_{qe}^{(11)} = -0.03\%$. A Figura 54 apresenta o resultado do conteúdo harmônico da corrente do estator no eixo dq por meio de simulação e da bancada experimental.

Figura 54: Resultados de simulação e da bancada experimental das componentes $i_d^{(11)}$ e $i_q^{(11)}$ do CVH do caso 04.

O controlador atua de forma que tempo de resposta da componente $i_{qe}^{(11)}$ é maior que um segundo, mas a base de tempo do gráfico foi mantida de $t = 4.5$ a $t = 6.0$ para efeito de comparação com os casos de 01 a 03. Um solução para que os controladores de harmônicos de simulação e prática possuam comportamento mais semelhantes a utilização de outros métodos para estimação dos parâmetros da máquina.

Conclusão

Aplicações em geração eólica que utilizam o GIDA já são uma realidade atualmente tanto que 75% de aplicações *on shore* da América do Norte e Ásia utilizam o gerador. Devido à conexão direta dos enrolamentos do gestator a rede elétrica, harmônicos da tensão do estator na rede elétrica ocasionam ondulações no torque eletromagnético e nas potências ativa e reativa do estator além de desgaste e eventuais danos aos componentes do sistema mecânico do aerogerador. No últimos anos diversos trabalhos da literatura focam na solução deste problema ocasionado pelos harmônicos da tensão do estator, propondo diferentes topologias de controle para reduzir o impacto dos harmônicos da tensão do estator nas ondulações do torque eletromagnético, entretanto ausenta-se um controlador que atue de forma precisa de forma que o erro de regime do controlador seja próximo a zero.

Neste contexto o trabalho propôs um sistema de controle para reduzir os efeitos dos harmônicos de quinta, sétima, décima primeira e décima terceira ordem da tensão do estator nas ondulações do torque eletromagnético e das potências ativa e reativa do estator. O controlador vetorial de harmônicos proposto atua na corrente do estator utilizando duas técnicas já consolidadas na literatura, proporcional-integrativo e transformada discreta de Fourier, atuando de forma individual em cada harmônico.

Primeiramente, analisa-se a influência dos harmônicos na tensão do estator nas ondulações do torque eletromagnético e nas potências ativa e reativa do estator. Resultados de simulação quantificam o quanto os harmônicos de tensão ocasionam ondulações no torque e nas potências ativa e reativa do estator. Os harmônicos de quinta e sétima ordem provocam ondulação na frequência de sexta ordem e os de décima primeira e décima terceira atuam na frequência décima segunda ordem no torque e nas potência, conforme indicado previamente em equações matemáticas do GIDA.

Resultados de simulação mostram que o controlador é robusto nas principais desvantagens da literatura que são: dependências dos parâmetros da máquina e da frequência da rede além de que atrasos na corrente do estator influenciam o desempenho do controlador. Além disso, propõe-se alternativas para que o controle funcione em baixa frequência

e meios de reduzir o custo computacional do identificador de harmônicos caso seja necessário.

Resultados de simulação mostram a precisão do controlador de harmônicos proposto, sendo que nos 11 casos estudados, que na maioria são condições adversas das principais desvantagens dos controladores da literatura, o controlador teve conteúdo harmônico da corrente do estator sempre menor que 0.3% com objetivo de controle zero.

Por fim, resultados experimentais mostram a precisão do controle de harmônicos em situações com referências nos controladores de harmônicos diferentes de zero. Nos 4 casos avaliados o erro de regime peramente do controlador é praticamente zero.

O controlador vetorial de harmônicos da corrente do estator proposto por este trabalho apresentou-se como uma opção que pode ser utilizada em situações práticas, isso porque utiliza proporcional-integrativo e transformada discreta de Fourier que são duas técnicas consolidadas. Além disso, a técnica pode ser ampliada para o controle de qualquer conteúdo harmônico, com uma mudança na configuração do controlador adequando a sua respectiva referência. Além disso, devido a sua precisão no controle de harmônicos pode ser utilizada no GIDA funcionando como filtro ativo.

Referências

- ABAD, G.; LÓPEZ, J.; RODRÍGUEZ, M.; MARROYO, L.; IWANSKI, G. **Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation**. [S.l.: s.n.], 2011. ISBN 9780470768655.
- ADEMI, S.; JOVANOVIĆ, M. Vector Control Methods for Brushless Doubly-Fed Reluctance Machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2014. v. 0046, n. VC, p. 1–1, 2014. ISSN 0278-0046.
- ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST - Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica**. 2013.
- _____. **Resultado de leilões**. 2017. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/resultados-de-leiloes>>.
- BARBI, I. Teoria fundamental do motor de indução. 1985. 1985.
- BOLDEA, I. **Variable speed generators**. [S.l.: s.n.], 2006.
- BOLDEA, I.; NASAR, S. **The Induction Machine Handbook**. [S.l.]: CRC Press, 2001. (Electric Power Engineering Series, v. 6). ISBN 978-0-8493-0004-2.
- CHEN, W.; XU, J.; ZHU, N.; LIU, C.; CHEN, M.; XU, D. Stator harmonic current suppression for DFIG wind power system under distorted grid voltage. **Proceedings - 2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, PEDG 2012**, 2012. n. 50877072, p. 307–314, 2012.
- CHOI, S. S.; WANG, S.; VILATHGAMUWA, D. M.; ZHANG, X.; WEI, F. Mitigation of distorted and unbalanced stator voltage of stand-alone doubly fed induction generators using repetitive control technique. **IET Electric Power Applications**, 2013. v. 7, n. 8, p. 654–663, 2013. ISSN 1751-8660.
- CONROY, J. F.; WATSON, R. Low-voltage ride-through of a full converter wind turbine with permanent magnet generator. 2007. n. 3, p. 182–189, 2007.
- CUK, V.; COBBEN, J.; RIBEIRO, P.; KLING, W. A review of international limits for harmonic voltages and currents in public networks. In: **2014 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)**. [S.l.]: IEEE, 2014. p. 621–625. ISBN 978-1-4673-6487-4. ISSN 21640610.

DAS, J. C. **Power System Harmonics and Passive Filter Designs**. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc, 2015. ISBN 9781118887059.

EL-HELW, H. M.; TENNAKOON, S. B. Vector Control of a Doubly Fed Induction Generator for Standalone Wind Energy Application. In: **2008 Wind Power to the Grid - EPE Wind Energy Chapter 1st Seminar**. [S.l.]: IEEE, 2008. p. 1–6. ISBN 978-9-0758-1512-2.

EPE. **Plano decenal de expansao de energia 2024**. Brasília/DF: [s.n.], 2014.

FIGUEIREDO, D. G. de. **Análise de Fourier e Equações Diferenciais Parciais**. São Paulo: [s.n.], 1977.

FRIGO, M.; JOHNSON, S. The Design and Implementation of FFTW3. **Proceedings of the IEEE**, 2005. v. 93, n. 2, p. 216–231, feb 2005. ISSN 0018-9219.

HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentos de Física 3**. 4. ed. [S.l.: s.n.], 1996.

HU, J.; NIAN, H.; XU, H.; HE, Y. Dynamic Modeling and Improved Control of DFIG Under Distorted Grid Voltage Conditions. **IEEE Trans. Energy Convers.**, 2011. v. 26, n. 1, p. 163–175, 2011. ISSN 0885-8969.

HU, J.; XU, H.; HE, Y. Coordinated Control of DFIG's RSC and GSC Under Generalized Unbalanced and Distorted Grid Voltage Conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2013. v. 60, n. 7, p. 2808–2819, jul 2013. ISSN 0278-0046.

IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. **IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)**, 2014. p. 1–29, June 2014.

KIANI, M. M.; WANG, W.; LEE, W.-j. Elimination of System-Induced Torque Pulsations in Doubly-Fed Induction Generators Via Field Reconstruction Method. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 2015. v. 30, n. 3, p. 1228–1236, sep 2015. ISSN 0885-8969.

KRAUSE, P.; HAKE, J. Method of Multiple Reference Frames Applied to the Analysis of a Rectifier - Inverter Induction Motor Drive. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, 1969. PAS-88, n. 11, p. 1635–1641, 1969. ISSN 0018-9510.

KRAUSE, P. C.; WASYNCHUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. [S.l.]: IEEE, 2002. ISBN 9780470544167.

LIU, C.; BLAABJERG, F.; CHEN, W.; XU, D. Stator Current Harmonic Control With Resonant Controller for Doubly Fed Induction Generator. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2012. v. 27, n. 7, p. 3207–3220, jul 2012. ISSN 0885-8993.

LÓPEZ, J.; SANCHIS, P.; ROBOAM, X.; MARROYO, L. Dynamic Behavior of the Doubly Fed Induction Generator During Three-Phase Voltage Dips. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 2007. v. 22, n. 3, p. 709–717, sep 2007. ISSN 0885-8969.

- NASSER, M.; BREBAN, S.; COURTECUISE, V.; VERGNOL, A.; ROBYNS, B.; RADULESCU, M. M. Experimental results of a hybrid wind/hydro power system connected to isolated loads. In: **2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference**. [S.l.]: IEEE, 2008. p. 1896–1903. ISBN 978-1-4244-1741-4.
- NIAN, H.; SONG, Y. Direct power control of doubly fed induction generator under distorted grid voltage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2014. v. 29, n. 2, p. 894–905, 2014. ISSN 08858993.
- ONS. **Transitórios eletromecânicos - base de dados para ANAT0 e ANATEM**. 2013.
- PACTITIS, S. **Active Filters**. [S.l.]: CRC Press, 2007. 257–260 p. ISBN 978-1-4200-5476-7.
- PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, 1929. v. 48, n. 3, p. 716–727, jul. 1929. ISSN 0096-3860.
- PETERSSON, A.; LUNDBERG, S. Energy Efficiency Comparison of Electrical Systems for Wind Turbines. **Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics**, 2002. 2002.
- PHAN, V.-T.; LEE, H.-H. Control Strategy for Harmonic Elimination in Stand-Alone DFIG Applications With Nonlinear Loads. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2011. v. 26, n. 9, p. 2662–2675, sep 2011. ISSN 0885-8993.
- PHAN, V. T.; LEE, H. H. Performance enhancement of stand-alone DFIG systems with control of rotor and load side converters using resonant controllers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2012. v. 48, n. 1, p. 199–210, 2012. ISSN 00939994.
- PHAN, V. T.; NGUYEN, D. T.; TRINH, Q. N.; NGUYEN, C. L.; LOGENTHIRAN, T. Harmonics Rejection in Stand-Alone Doubly-Fed Induction Generators with Nonlinear Loads. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 2016. v. 31, n. 2, p. 815–817, 2016. ISSN 08858969.
- RAMOS, C. J.; MARTINS, a. P.; CARVALHO, a. S. Rotor Current Controller with Voltage Harmonics Compensation for a DFIG Operating under Unbalanced and Distorted Stator Voltage. **IECON 2007 - 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, 2007. Ieee, p. 1287–1292, 2007.
- REN21 COMMUNITY. **Renewables 2016 global status report**. [S.l.], 2016.
- SALEH, M. A. H. Sizing of Converters Interfacing the Rotor of Wind Driven DFIG to the Power Grid. **Smart Grid and Renewable Energy**, 2011. v. 02, n. 03, p. 300–304, 2011. ISSN 2151-481X.
- SMITH, S. W. **The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing**. [S.l.]: California Technical Publishing, 1999. 650 p. ISSN 1053-5888. ISBN 0-9660176-6-8.
- SONG, Y.; NIAN, H. Enhanced Grid-Connected Operation of DFIG Using Improved Repetitive Control Under Generalized Harmonic Power Grid. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 2015. v. 30, n. 3, p. 1019–1029, 2015. ISSN 08858969.

_____. Modularized control strategy and performance analysis of DFIG system under unbalanced and harmonic grid voltage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2015. v. 30, n. 9, p. 4831–4842, 2015. ISSN 08858993.

_____. Sinusoidal Output Current Implementation of DFIG Using Repetitive Control under a Generalized Harmonic Power Grid with Frequency Deviation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2015. v. 30, n. 12, p. 6751–6762, 2015. ISSN 08858993.

SUSPERREGUI, A.; XU, L.; MARTINEZ, M. I.; TAPIA, G. Sliding-mode control of a wind turbine-driven double-fed induction generator under non-ideal grid voltages. **IET Renewable Power Generation**, 2013. v. 7, n. 4, p. 370–379, 2013. ISSN 1752-1416.

TELSNIG, T. JRC Wind Energy Status Report 2016 Edition wind energy. 2017. 2017.

WANG, X.; BLAABJERG, F.; CHEN, Z. Autonomous control of inverter-interfaced distributed generation units for harmonic current filtering and resonance damping in an islanded microgrid. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2014. v. 50, n. 1, p. 452–461, 2014. ISSN 00939994.

WANG, Y.; WU, Q.; GONG, W.; GRYNING, M. P. S. H Robust Current Control for DFIG-Based Wind Turbine Subject to Grid Voltage Distortions. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, 2017. v. 8, n. 2, p. 816–825, apr 2017. ISSN 1949-3029.

WU, C.; NIAN, H. Stator Harmonic Currents Suppression for DFIG Based on Feed-forward Regulator Under Distorted Grid Voltage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2017. p. 1–1, 2017. ISSN 0885-8993.

WU, J. AC / DC power conversion interface for self-excited induction generator. 2009. v. 3, n. August 2007, p. 144–151, 2009.

XIONG, P.; SUN, D. Backstepping-Based DPC Strategy of a Wind Turbine-Driven DFIG under Normal and Harmonic Grid Voltage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2016. v. 31, n. 6, p. 4216–4225, 2016. ISSN 08858993.

XU, H.; HU, J.; HE, Y. Integrated Modeling and Enhanced Control of DFIG Under Unbalanced and Distorted Grid. 2012. v. 27, n. 3, p. 725–736, 2012.

_____. Operation of wind-turbine-driven DFIG systems under distorted grid voltage conditions: Analysis and experimental validations. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2012. v. 27, n. 5, p. 2354–2366, 2012. ISSN 08858993.

YEPES, A. G.; FREIJEDO, F. D.; DOVAL-GANDOY, J.; LÓPEZ, S.; MALVAR, J.; FERNANDEZ-COMESA, P. Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2010. v. 25, n. 7, p. 1692–1712, 2010. ISSN 08858993.

ZHANG, F.; YU, S.; WANG, H.; WANG, Y.; WANG, D. Overview of Research and Development Status of Brushless Doubly-Fed Machine System. **Chinese Journal of Electrical Engineering**, 2016. Ieee, 2016.

Apêndices

APÊNDICE **A**

Protótipo do GIDA.

Para validação do controlador de harmônicos prospoto foi desenvolvida uma bancada composta por:

- ❑ 1 Gerador de indução duplamente alimentado;
- ❑ 1 Motor de corrente contínua;
- ❑ 2 Variac;
- ❑ 1 Inversor;
- ❑ 3 Disjuntores;
- ❑ 2 Relés;
- ❑ 4 Sensores de corrente;
- ❑ 4 Sensores de tensão;
- ❑ 3 Retificadores;
- ❑ 1 Computador;
- ❑ 6 Lâmpadas; e
- ❑ 1 Encoder.

A Figura 55 mostra as duas máquinas acopladas mecanicamente no eixo, em que a do lado esquerdo é o gerador de indução duplamente alimentado e a do lado direito é o motor de corrente contínua.

Figura 55: Gerador de indução duplamente alimentado e motor de corrente contínua.

Os módulos de condicionamento de sinal, os sensores de corrente e tensão e o inversor foram desenvolvidos pelo Laboratório de Análise e Controle de Sistemas e Eletrônica de Potência, com o objetivo de ser aproveitado neste trabalho e em outros do laboratório. O diagrama indicado na Figura 56 representa o sistema eólico que foi projetado para funcionar ou conectado à rede elétrica ou de forma isolada alimentado às lâmpadas.

Figura 56: Diagrama geral da bancada experimental.

A Figura 57 mostra a parte de eletrônica utilizada no trabalho incluindo condicionamento e aquisição de sinais além do acionamento do gerador e do motor.

Figura 57: Visão geral do protótipo.

Por fim, a Figura 58 apresenta uma visão geral do protótipo desenvolvido.

Figura 58: Visão geral do protótipo desenvolvido.