

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Dissertação de Mestrado

Sistema de Geração Monofásico-Trifásico
Utilizando Gerador de Indução Duplamente
Alimentado



Filipe Vieira Rocha

João Pessoa, Brasil
Julho de 2019

Filipe Vieira Rocha

**SISTEMA DE GERAÇÃO MONOFÁSICO-TRIFÁSICO UTILIZANDO
GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, da Universidade Federal da Paraíba - UFPB, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Nady Rocha

João Pessoa, Brasil

Julho de 2019

Catálogo na publicação
Seção de Catalogação e Classificação

R672s Rocha, Filipe Vieira.

Sistema de Geração Monofásico-Trifásico Utilizando
Gerador de Indução Duplamente Alimentado / Filipe
Vieira Rocha. - João Pessoa, 2019.

92 f. : il.

Orientação: Nady Rocha.

Coorientação: Victor Melo.

Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR.

1. Sistemas de Conversão de Energia Eólica. 2. Gerador
de Indução Dupla- mente Alimentado (DFIG). 3. Rede
Elétrica Monofásica. 4. Conversores com Número de
Chaves Reduzido. I. Rocha, Nady. II. Melo, Victor. III.
Título.

UFPB/BC

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA – UFPB
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS – CEAR
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGE

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação

**SISTEMA DE GERAÇÃO MONOFÁSICO-TRIFÁSICO UTILIZANDO GERADOR DE
INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO**

Elaborado por

FILIPPE VIEIRA ROCHA

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.

COMISSÃO EXAMINADORA



PROF. DR. NADY ROCHA (Presidente)



PROF. DR. ISAAC SOARES DE FREITAS



PROF. DR. VICTOR FELIPE MOURA BEZERRA MELO



PROF. DR. EDGARD LUIZ LOPES FABRICIO

João Pessoa/PB, 26 de julho de 2019

*Este trabalho é dedicado a minha mãe e meu pai,
Carmen Lucia Vieira Rocha e Claudio de Lima Rocha*

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente a Deus, pois sem ele nada seria possível. Em segundo, minha mãe Carmen Lucia Vieira Rocha e meu pai Claudio de Lima Rocha por me fornecer suporte e um amor incondicional no caminho percorrido até aqui. Ao meu irmão Caio Vieira Rocha pelos momentos divertidos de descontração que foram de extrema importância. De maneira geral a todos os meus familiares que colaboraram para o término deste trabalho.

Agradecer as orientações e conselhos dos professores Nady Rocha e Victor Felipe Moura Bezerra Melo, pela sua paciência e compreensão das dificuldades enfrentadas neste trabalho. Aos professores Isaac Soares Freitas e Edgard Luiz Lopes Fabricio por aceitarem o convite para banca examinadora.

Aos meus amigos que estão comigo desde a graduação: (Erick, Adilson, Danyele) que sempre me apoiaram em todos os momentos difíceis. A minha namorada Mariana por me ajudar e sempre estar comigo em todos os momentos. Aos amigos do laboratório: Gilielson, Antonio, Marcos, Joaquim, Venâncio, Carol, Frank, Marcos Lazáro, Gleice, Leonardo, Alexandre, Fábio, Ronam e Tatiana que acompanharam todo o trabalho realizado. Em especial meus agradecimentos a Emerson Lacerda Soares e Ítalo André Calvacanti de Oliveira que colaboraram de maneira ímpar para a obtenção dos resultados experimentais que compõe este trabalho.

Agradecimentos ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba (UFPB) e a todos os professores que compõem seu corpo docente, pela importante colaboração em minha formação como Mestre e a CAPES e CNPQ por toda assistência financeira.

*"O fracasso não é uma opção quando o sucesso é só questão de mais esforço."
(Benjamin Disraeli)*

RESUMO

A utilização de fontes renováveis de energia vem aumentando muito nos últimos anos, em especial, a energia eólica vem ganhando grande espaço no Brasil. Os sistemas eólicos operam a velocidade variável, devido a característica intermitente da velocidade dos ventos, assim o uso do Gerador de Indução Duplamente Alimentado (DFIG) tem se consolidado no mercado, pois esse tipo de gerador permite trabalhar com velocidade variável controlando a potência ativa e reativa fornecidas pelo estator de modo desacoplado. O Brasil por possuir grande extensão territorial muitas vezes apresenta somente redes monofásicas nas áreas mais isoladas. Para geração de energia eólica nessas regiões existem poucas soluções para conexão do DFIG com a rede. Mesmo as soluções presentes na literatura se limitam a operar com velocidade variável ou garantir tensões trifásicas balanceadas e com frequência constante nos terminais do gerador. Este trabalho propõe uma nova topologia de sistema de conversão que serve de interface do DFIG para rede elétrica monofásica. O sistema proposto utiliza conversores CA-CC-CA bidirecionais com seis braços que transformam a tensão da rede elétrica monofásica em tensões trifásicas equilibradas nos terminais do estator do gerador e garantem o trabalho com velocidade variável. Além disso, foi desenvolvida uma técnica de controle *sensorless* de velocidade. São apresentados os modelos do DFIG e dos conversores utilizados, bem como as estratégias de controle e modulação por largura de pulso (PWM). São realizados estudos de perdas comparativos com as topologias encontradas na literatura, análise em regime permanente dos conversores. Além disso, é proposta uma solução para caso de falha em um dos braços do conversor do lado do rotor. Resultados de simulação e experimentais com intuito de validar o sistema proposto são apresentados.

Palavras-chave: Sistemas de Conversão de Energia Eólica. Gerador de Indução Duplamente Alimentado (DFIG). Rede Elétrica Monofásica. Conversores com Número de Chaves Reduzido.

ABSTRACT

The use of renewable energy sources has been increasing a lot in recent years, in particular, wind energy has been gaining great space in Brazil. Wind systems operate at variable speed due to the intermittent wind speed characteristic, so the use of the Doubly Fed Induction Generator (DFIG) has been consolidated in the market, due to the fact that it works with variable speed and allows active and reactive power control supplied by the stator in a decoupled manner. Brazil, because it has a large territorial extension, often presents only single-phase grid in the most isolated areas. For wind power generation in these regions there are few solutions for connecting DFIG to the grid. Even the solutions present in the literature are limited to operate with variable speed or to guarantee balanced three-phase voltages and with constant frequency in the terminals of the generator. This work proposes a new topology of the conversion system that serves as interface of the DFIG for single-phase electric grid. The proposed system uses bidirectional six-leg AC-DC-AC converters that transform single-phase mains voltage into balanced three-phase voltages at the generator stator terminals and ensure variable speed work. In addition, a sensorless technique of the speed has been developed. The models of the DFIG and the inverters used are presented, as well as the strategies of control and modulation pulse width (PWM). It is carried out comparative losses studies with the topologies found in the literature, analysis in steady state of the converters, proposal of solution for failure case in one of the rotor legs and simulation and experimental results in order to validate the proposed system.

Keywords: Wind Energy Conversion Systems. Doubly-Fed Induction Generator (DFIG). Single-Phase Electrical Grid. Reduced-Switch-Count Converters.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Turbina Eólica.	19
Figura 2 – Capacidade acumulada mundial.	20
Figura 3 – Capacidade instalada no ano.	20
Figura 4 – Capacidade instalada Brasil.	21
Figura 5 – Perspectiva capacidade instalada no Brasil.	22
Figura 6 – Primeira Configuração Geração Eólica	23
Figura 7 – Segunda Configuração Geração Eólica	24
Figura 8 – Terceira Configuração Geração Eólica	24
Figura 9 – Quarta Configuração Geração Eólica	25
Figura 10 – Quinta Configuração Geração Eólica	25
Figura 11 – Conexão de <i>Steinmentz</i>	26
Figura 12 – Configuração proposta por Machado, Pomilio e Marra (2001)	27
Figura 13 – Configuração proposta por Leandro, Soares e Rocha (2017)	27
Figura 14 – Configuração proposta por Han et al. (2013)	28
Figura 15 – Representação dos enrolamentos estatóricos e rotóricos de uma máquina elétrica.	32
Figura 16 – Representação transformada de Park.	34
Figura 17 – Modos de operação DFIG.	37
Figura 18 – Sistema de Controle Gerador de Indução Duplamente Alimentado.	38
Figura 19 – Diagrama de Blocos Controle de Corrente	40
Figura 20 – Diagrama de Blocos Controle de Potência	41
Figura 21 – Diagrama Vetorial da Máquina.	42
Figura 22 – Diagrama de bloco estimador de posição	42
Figura 23 – Resultado de Simulação valores medido e estimado da posição do rotor	44
Figura 24 – Diagrama de blocos fluxo do estator (LASCU et al., 2013).	44
Figura 25 – Diagrama de bloco estimador de velocidade.	45
Figura 26 – Resultados simulação de velocidade medida e estimada.	46
Figura 27 – Esquema de montagem.	47
Figura 28 – Resultados experimentais <i>sensorless</i>	49
Figura 29 – Configuração 6B.	51
Figura 30 – Exemplo de comparação triangular com portadora.	53
Figura 31 – Diagrama de bloco de controle	55
Figura 32 – Diagrama de bloco PLL	56
Figura 33 – Correntes normalizadas.	58
Figura 34 – Potências normalizadas.	59
Figura 35 – Diagrama de simulação	60
Figura 36 – Resultados simulação regime permanente.	62

Figura 37 – Resultados simulação transitório.	64
Figura 38 – Topologia proposta por LEANDRO et al. (2017)	65
Figura 39 – Comparação de Perdas dos conversores.	66
Figura 40 – Diagrama montagem experimental	67
Figura 41 – Visão geral do sistema.	69
Figura 42 – Resultados experimentação regime permanente.	70
Figura 43 – Resultado experimental transitório tensão e corrente da rede.	71
Figura 44 – Resultado experimental transitório brramento CC.	72
Figura 45 – Resultado experimental transitório tensão e corrente da rede.	72
Figura 46 – Sistema proposto para falha no rotor.	74
Figura 47 – Possibilidades de falha no conversoro do rotor.	75
Figura 48 – Resultados simulação sistema pós falha no rotor regime permanente.	77
Figura 49 – Resultados simulação sistema no instante da falha no rotor.	79

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Geração de energia eólica no mundo.	21
Tabela 2 – Parâmetros de entrada para a simulação.	61
Tabela 3 – Parâmetros do DFIG.	61
Tabela 4 – Parâmetros do Filtro A.	61
Tabela 5 – Perdas conversores modo subsíncrono.	65
Tabela 6 – Perdas conversores modo supersíncrono.	66
Tabela 7 – Parâmetros utilizados no experimento.	68
Tabela 8 – Parâmetros do DFIG e SCIM.	68
Tabela 9 – Perdas topologia 7 Braços $c_m = 3\text{Nm}$ e $\omega_r = 300\text{rad/s}$	88
Tabela 10 – Perdas topologia 7 Braços $c_m = 5\text{Nm}$ e $\omega_r = 300\text{rad/s}$	88
Tabela 11 – Perdas topologia 7 Braços $c_m = 5\text{Nm}$ e $\omega_r = 400\text{rad/s}$	88
Tabela 12 – Perdas topologia 7 Braços $c_m = 3\text{Nm}$ e $\omega_r = 400\text{rad/s}$	88
Tabela 13 – Perdas topologia 6 Braços $c_m = 3\text{Nm}$ e $\omega_r = 300\text{rad/s}$	89
Tabela 14 – Perdas topologia 6 Braços $c_m = 5\text{Nm}$ e $\omega_r = 300\text{rad/s}$	89
Tabela 15 – Perdas topologia 6 Braços $c_m = 5\text{Nm}$ e $\omega_r = 400\text{rad/s}$	89
Tabela 16 – Perdas topologia 6 Braços $c_m = 3\text{Nm}$ e $\omega_r = 400\text{rad/s}$	89

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DFIG	Gerador de Indução Duplamente Alimentado <i>Doubly-Fed Induction Generator</i>
DPC	Controle Direto de Potência <i>Direct Power Control</i>
DTC	Controle Direto de Conjugado <i>Direct Torque Control</i>
FOC	Controle Orientado ao Campo <i>Field Oriented Control</i>
GWEC	Conselho Global de Energia Eólica Campo <i>Global Wind Energy Council</i>
GSC	Conversor do Lado da Rede Campo <i>Grid Side Converter</i>
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MPPT	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência <i>Maximum Power Point Tracking</i>
PI	Proporcional-Integral
PLL	Elo Travado em Fase <i>Phase-Locked Loop</i>
PMSG	Gerador Síncrono à Ímã Permanentee <i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i>
PWM	Modulação por Largura de Pulso <i>Pulse-Width Modulation</i>
SCIG	Gerador de Indução Gaiola de Esquilo <i>Squirrel Cage Induction Generator</i>

SSC	Conversor do Lado do Estator <i>Stator Side Converter</i>
THD	Taxa de Distorção Harmônica <i>Total Harmonic Distortion</i>
WRIG	Gerador de Indução com Rotor Bobinado <i>Wound Rotor Induction Generator</i>
WRSG	Gerador Síncrono com Rotor Bobinado <i>Wound Rotor Synchronous Generator</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$*$	Denota valores de referência
$\hat{}$	Denota valores estimados
C	Capacitância do barramento CC
C_a	Capacitância do Filtro A
c_e	Conjugado elétrico
c_m	Conjugado mecânico
e_g	Tensão de entrada rede monofásica
F_m	Coefficiente de atrito
i_g	Corrente de entrada monofásica
i_{r1}, i_{r2}, i_{r3}	Correntes 123 no rotor da máquina
i_{rd}, i_{rq}	Correntes dq no rotor da máquina
i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}	Correntes 123 no estator da máquina
i_{sdq}, i_{sq}	Correntes dq no estator da máquina
J_m	Momento de inércia da máquina
m_r	Indutância mútua entre as bobinas do rotor
m_{rs}	Indutância mútua entre as bobinas do rotor e o estator
m_s	Indutância mútua entre as bobinas do estator
l_a	Indutância do Filtro A
l_s	Indutância própria estatórica
l_r	Indutância própria rotórica
L_r	Matriz de indutância rotórica
L_{rs}	Matriz de indutância mútua entre o rotor e o estator
L_{sr}	Matriz de indutância mútua entre o estator e o rotor
L_{ss}	Matriz de indutância estatórica
p	Número de polos da máquina

P_r	Potência do rotor
P_s	Potência do estator
r_a	resistência filtro A
r_s	resistência bobina do estator
r_r	resistência bobina do rotor
q_{g1}	Estados das chaves dos braço $g1$ do GSC
q_{r1}, q_{r2}, q_{r3}	Estados das chaves dos braços $r1, r2, r3$ do RSC
q_s	Estados das chaves do braço compartilhado do GSC e SSC
q_{s1}	Estados das chaves do braço $s1$ do SSC
Q_s	Potência reativa
s	Escorregamento
t	tempo
v_c	Tensão no barramento CC
v_{r1}, v_{r2}, v_{r3}	Tensões 123 no rotor da máquina
v_{rd}, v_{rq}	Tensões dq no rotor da máquina
v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}	Tensões 123 no estator da máquina
$v'_{sd} v_{sq}$	Tensões dq no estator da máquina
x_{r123}^g	Variável genérica 123 do rotor no referencial do genérico
x_{rodq}^g	Variável genérica dq do rotor no referencial genérico
x_{s123}^g	Variável genérica 123 do estator no referencial do rotor
x_{sodq}^g	Variável genérica dq do estator no referencial genérico
δ_g	Posição angular do referencial genérico
θ_r	Posição angular do eixo magnético do rotor
$\lambda_{r1}, \lambda_{r2}, \lambda_{r3}$	Fluxos 123 no rotor da máquina
$\lambda_{rd}^g, \lambda_{rq}^g$	Fluxos dq no rotor da máquina no referencial genérico
$\lambda_{s1}, \lambda_{s2}, \lambda_{s3}$	Fluxos 123 no estator da máquina

$\lambda_{sd}^g, \lambda_{sq}^g$	Fluxos dq no estator da máquina no referencial genérico
$\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3$	Força magnetomotriz 123
ϵ_d, ϵ_q	Força magnetomotriz dq
μ	Fator de distribuição de roda livre
ω_g	Velocidade angular genérica da transformação dq
ω_r	Velocidade angular do rotor
ω_s	Velocidade síncrona da máquina

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	18
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	18
1.1.1	Localização do tema	18
1.1.2	Energia eólica no mundo	19
1.1.3	Energia eólica no Brasil	21
1.1.4	Características das Áreas Rurais Brasileiras	22
1.2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	23
1.2.1	Parte 1	23
1.2.2	Parte 2	26
1.3	PROPÓSITO DO ESTUDO	28
1.4	PUBLICAÇÕES	29
1.5	ESTRUTURA TRABALHO	29
2	MODELAGEM E CONTROLE GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO	31
2.1	INTRODUÇÃO	31
2.2	MODELO MÁQUINA ELÉTRICA	31
2.2.1	Modelo primitivo-Máquina Elétrica	31
2.2.2	Modelo odq - Máquina Elétrica	33
2.2.3	Modelo vetorial	35
2.2.4	Modelo mecânico	36
2.3	GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO	36
2.3.1	Modos de operação do DFIG	36
2.3.2	Sistema de controle DFIG	38
2.3.2.1	Projeto de Controle Malha de Corrente	39
2.3.2.2	Projeto de Controle Malha de Potência	40
2.4	DETECÇÃO DE POSIÇÃO DO ROTOR SEM USO DE SENSOR	41
2.4.1	Detecção de Posição do Rotor	42
2.4.2	Estimador de Fluxo	44
2.4.3	Estimador de velocidade do rotor	45
2.4.4	Resultados Experimentais	46
2.5	CONCLUSÕES	48
3	PROPOSTA DE CONVERSOR PARA LIGAÇÃO DO DFIG À REDE MONOFÁSICA	50
3.1	INTRODUÇÃO	50
3.2	TOPOLOGIA 6B	50

3.2.1	Modelagem do sistema	51
3.2.2	Estratégia PWM conversores GSC e SSC	52
3.2.3	Estratégia PWM conversor RSC	54
3.3	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	55
3.3.1	Controle GSC e SSC	55
3.3.2	<i>Phase Locked Loop</i> (PLL)	56
3.4	ANÁLISE REGIME PERMANENTE GSC E SSC	57
3.4.1	Análise de corrente	57
3.4.2	Análise de Potência	57
3.5	CONCLUSÕES	59
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO	60
4.1	INTRODUÇÃO	60
4.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	60
4.2.1	Análise regime permanente	61
4.2.2	Análise transitório	63
4.2.3	Estudo de perdas	64
4.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	67
4.3.1	Descrição equipamentos da bancada	67
4.3.2	Análise em regime permanente	69
4.3.3	Análise transitório	71
4.4	CONCLUSÕES	72
5	ANÁLISE DE FALTA NO CONVERSOR DO LADO DO RO- TOR	74
5.1	INTRODUÇÃO	74
5.2	ESTRATÉGIA PWM	75
5.3	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	76
5.3.1	Análise regime permanente	76
5.3.2	Análise Transitório	78
5.4	CONCLUSÕES	79
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	81
6.1	TRABALHOS FUTUROS	81
	REFERÊNCIAS	83

APÊNDICES

APÊNDICE A – TABELAS DE PERDAS NOS CONVERSO-	
RES DE POTÊNCIA	88

1 INTRODUÇÃO GERAL

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

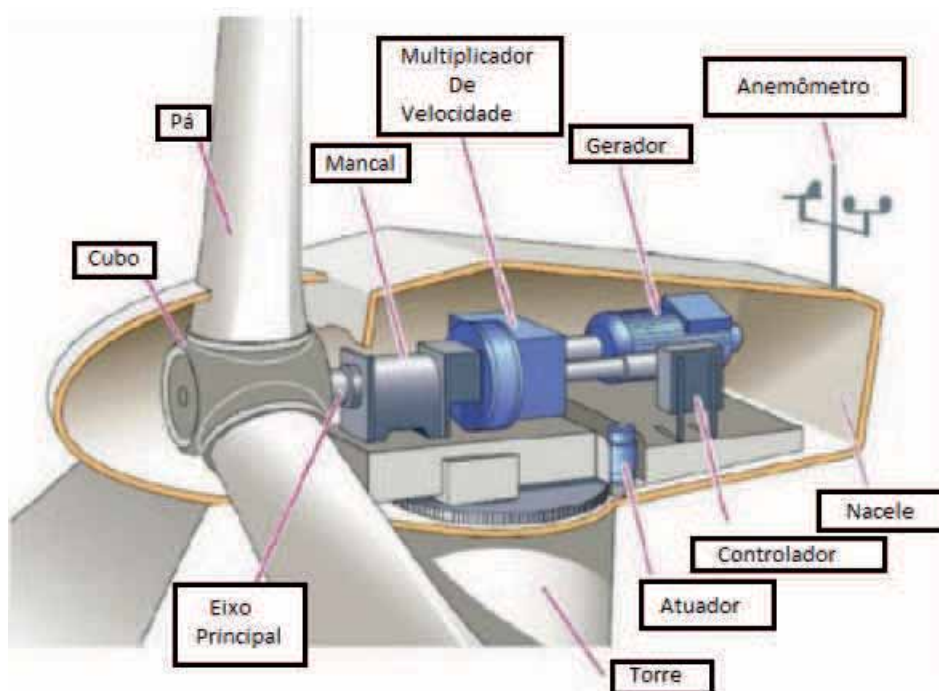
1.1.1 Localização do tema

Com o desenvolvimento tecnológico da humanidade a demanda de energia vem aumentando significativamente e como solução as fontes renováveis de energia têm sido cada vez mais estudadas (NAIDU; SINGH, 2015; LIANG, 2016; ZHOU; ZHANG; BLAABJERG, 2018). Além disso, a preocupação com o aquecimento global, causado pela emissão de gases do efeito estufa, acendeu um alerta para a utilização de fontes fósseis. As fontes renováveis de energia além de serem ilimitadas, têm impacto ambiental baixo em comparação a outros tipos de energia, em contrapartida apresentam a desvantagem de dependerem das condições climáticas do local que estão instaladas. Dentre as principais fontes renováveis, a eólica vem ganhando grande destaque, tendo a capacidade global acumulada de 539 GW no ano de 2017, aumento muito expressivo ao ano de 2001 que registrava cerca de 23 GW, a capacidade instalada aumentou 22,6 vezes, com média de crescimento anual de 20% de acordo com relatório da GWEC (*Global Wind Energy Concil*) de 2018.

A energia eólica é uma das mais competitivas entre as fontes de energias renováveis, é definida como aquela produzida a partir dos ventos, sendo abundante, renovável, limpa e está disponível em diversas regiões no mundo. A energia é produzida por meio de aerogeradores, de modo que a força do vento é captada por hélices conectadas a uma turbina, que por sua vez aciona um gerador elétrico. A quantidade de energia gerada é função de fatores como a densidade do ar, a área varrida pela rotação das pás e da velocidade do vento. A Figura 1 ilustra o esquemático dos principais componentes da turbina eólica.

Sistemas de geração eólicos de baixo custo são baseados em turbinas eólicas com velocidade fixa, geralmente usando gerador de indução gaiola de esquilo (SCIG - *Squirrel Cage Induction machine*). O gerador é conectado à rede monofásica ou trifásica, mas tem como principal desvantagem a ausência de controle de reativos e tensão da rede (SANTOS et al., 2008; CHAN; LAI, 2000). Em sistemas de velocidade variável, o gerador é conectado à rede por meio de um conversor bi-direcional CA-CC-CA. Tanto no SCIG quanto no gerador síncrono de imã permanente (PMSG - *Permanent magnet synchronous generator*), o gerador é conectado a um conversor de potência CA-CC-CA, tendo como desvantagem que toda a energia gerada é processada pelo conversor de potência. A utilização do Gerador de Indução Duplamente Alimentado (DFIG - *Doubly Fed Induction Generator*) supera as desvantagens descritas anteriormente, trabalhando em uma faixa de velocidade entre $\pm 30\%$ da velocidade síncrona, tendo controle de ativos e reativos a partir do circuito do rotor e conversores mais baratos devido ao seu menor processamento de energia.

Figura 1 – Turbina Eólica.



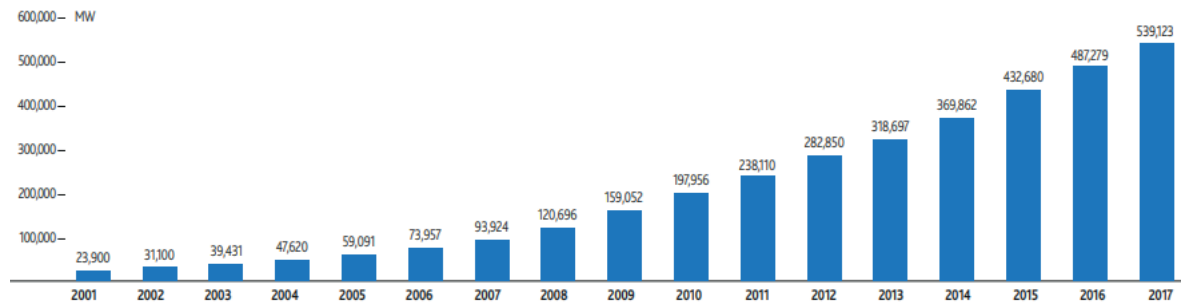
Fonte: Adaptado de <https://www.maxwell.vrac.puc-rio.br>.

Quando somente a rede monofásica está disponível, condição características em muitas áreas rurais ou remotas no Brasil, a conexão entre a rede monofásica e um gerador trifásico pode ser obtida por meio de um conversor monofásico-trifásico. Este trabalho propõe um conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico para um sistema de conversão de energia eólica baseado em gerador de indução duplamente alimentado. Neste sistema, o DFIG é conectado diretamente à rede monofásica e parte da potência gerada é processada pelo conversor.

1.1.2 Energia eólica no mundo

Há mais de 3000 anos a humanidade utiliza a energia cinética dos ventos, nos moinhos para a moagem dos grãos, no bombeamento de água nas atividades agrícolas, nos barcos a vela que utilizam a força dos ventos para a locomoção etc. Atualmente a aplicação que vem se tornando mais importante é o aproveitamento de energia eólica como fonte alternativa para produção de eletricidade. A evolução da capacidade instalada de geração eólica no mundo e a evolução tecnológica dos aerogeradores entre 2001 e 2017 podem ser observadas na Figura 2. Desde o início dos anos 2000, o setor de energia eólica vem apresentando um crescimento acelerado em todo o mundo. A capacidade instalada total mundial de aerogeradores voltados à produção de energia elétrica atingiu 539,581 GW ao final de 2016 e início de 2017, apresentando um crescimento de mais de 18 vezes em relação ao ano de 2001 (Global Wind Energy Council, 2017).

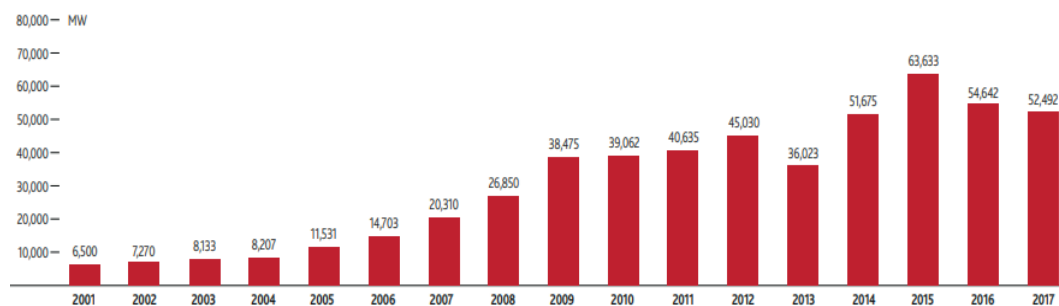
Figura 2 – Capacidade acumulada mundial.



Fonte: Adaptado de GWEC(2017).

No mesmo relatório da GWEC foi apresentado o aumento por ano da capacidade instalada em todas as regiões do mundo conforme mostrado na Figura 3. Um aumento grande ocorreu dos anos de 2001 até 2014, apresentando diminuição a parti de 2015, muito devido aos países desenvolvidos estarem no limite da sua capacidade de geração. Os países que mais crescem na atualidade em relação a capacidade instalada são os Asiáticos, impulsionados pela China que é a maior geradora de Energia eólica do mundo.

Figura 3 – Capacidade instalada no ano.



Fonte: Adaptado de GWEC(2017).

A Tabela 1 apresenta os dez países que mais produzem energia eólica. Como é possível perceber, o Brasil se encontra na oitava posição, isso decorre do seu grande potencial devido a sua grande extensão territorial e seu regime de vento que chega a ser duas vezes maior que a média mundial. A China lidera a geração de eólica no mundo seguida logo atrás pelos Estados Unidos da América, juntos representam mais da metade da geração mundial (Global Wind Energy Council, 2017).

Tabela 1 – Geração de energia eólica no mundo.

Países	MW	Porcentagem %
China	188,392	35
EUA	89,077	17
Alemanha	56,132	10
Índia	32,848	6
Espanha	23,170	4
Reino Unido	18,872	4
França	13,759	3
Brasil	12,763	2
Canadá	12,239	2
Itália	9,479	2

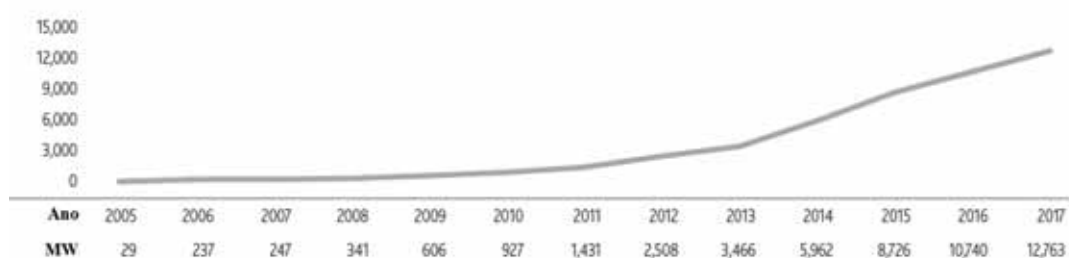
Fonte: Adaptado de GWEC(2017).

1.1.3 Energia eólica no Brasil

A expansão da energia eólica têm sido um dos principais vetores para a diversificação da matriz energética do Brasil. Tal expansão pode representar uma conduta importante na direção de atenuar os efeitos das mudanças climáticas e para garantir a segurança energética no futuro, de acordo com ANEEL (2018) a energia eólica pode chegar a ser a segunda maior fonte de energia do Brasil em 2019.

No caso do mercado eólico brasileiro, o país vem apresentando bons resultados nos últimos anos, tanto em capacidade acumulada de energia eólica quanto em acréscimo de capacidade. Uma das variáveis fundamentais na geração de energia elétrica por fonte eólica é a quantidade e qualidade dos ventos. Nesse quesito, o Brasil tem um dos melhores recursos eólicos do mundo. Segundo dados do Atlas do Potencial Eólico Brasileiro, Amarante et al. (2013), o potencial eólico brasileiro pode chegar a aproximadamente 880 GW com aerogeradores de 100 metros de altura, sendo que 522 GW são considerados tecnicamente viáveis. Salienta-se que a Região Nordeste possui as melhores condições de aproveitamento do vento para a geração de energia eólica no país, principalmente o estado Rio Grande do Norte. A Figura 4 ilustra o aumento de capacidade instalada no Brasil no ano de 2005 até o ano de 2017 (Global Wind Energy Council, 2017).

Figura 4 – Capacidade instalada Brasil.



Fonte: Adaptado de GWEC(2017).

De acordo com ABEEOLICA (2017), observa-se os resultados mostram que o Nordeste possui 80% da capacidade eólica instalada, dos quais de um total de 8.715 MW a região possui 6.888 MW. Alguns estados da região se destacam a nível nacional com grande capacidade eólica instalada. Entre estes, o estado do Rio Grande do Norte lidera em capacidade instalada com 2.779 MW, seguido por Bahia e Ceará com 1.618 MW e 1.304 MW, respectivamente (ABEEOLICA, 2017). Estes estados lideram o ranking, principalmente, por terem excelentes ventos, concentrando os empreendimentos eólicos do Brasil no Nordeste. Contudo, outros estados da região vêm quebrando essa hegemonia, permitindo uma desconcentração dos empreendimentos eólicos. Destacam-se, o Piauí e Pernambuco, que vêm sendo contemplados nos leilões de energia eólica, A Figura 5 ilustra a perspectiva da geração de energia eólica no Brasil até o ano de 2023.

Figura 5 – Perspectiva capacidade instalada no Brasil.



Fonte: Adaptado de ABEEOLICA (2017).

1.1.4 Características das Áreas Rurais Brasileiras

Nas áreas rurais brasileiras verificam-se consumidores dispersos, separados por grandes distâncias e cujas cargas têm baixa demanda máxima. Observa-se também um baixo fator de carga, inibindo a expansão do sistema trifásicos de distribuição, pois as concessionárias não têm interesse em ampliar o serviço para a área rural, uma vez que o investimento é alto e as cargas alimentadas são baixas.

Devido as características de baixo consumo e regiões de difícil acesso da rede trifásica, sistemas monofásicos são os mais pertinentes para fornecimento de energia. O modo de geração desses sistemas deve ser descentralizados, com intuito de diminuição da dependência dos grandes centros geradores, no caso do Brasil, das fontes hidroelétricas. Para solução desses problemas o conceito de geração distribuída mais as fontes renováveis vem sendo estudado. A utilização de fontes renováveis como a solar e eólica em regiões com ausência ou funcionamento parcial dos sistemas de distribuição vem sido discutidas (Marco Alfredo Di Lascio, 2009), visando a conexão ao sistema interligado nacional ou geração isolada.

O trabalho proposto por essa dissertação se baseia na geração de energia por um sistema eólico para conexão com a rede monofásica em regiões de difícil acesso da rede trifásica.

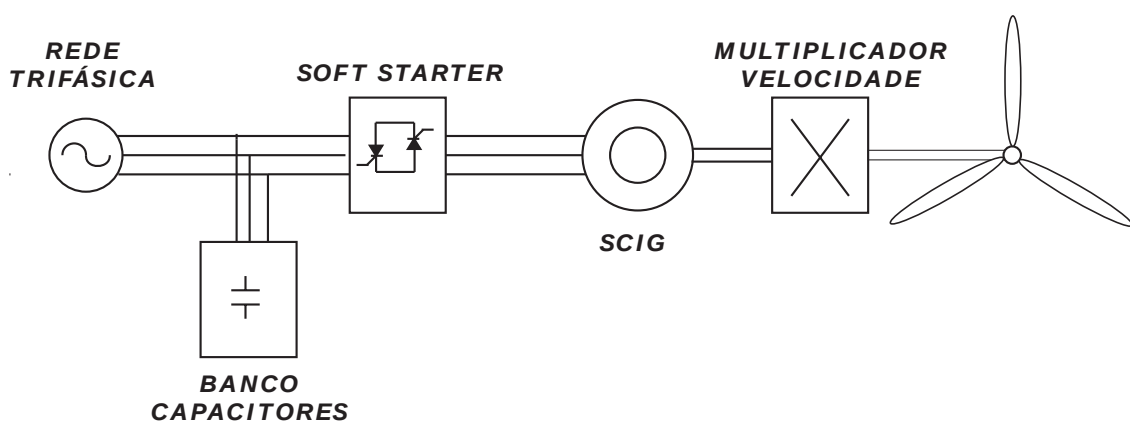
1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A primeira parte da revisão bibliográfica têm intuito de analisar a evolução dos sistemas eólicos trifásicos, apresentando suas principais vantagens e desvantagens. Na segunda parte é analisado sistemas eólicos conetados a rede monofásica. São abordadas as principais topologias, explicitando suas características.

1.2.1 Parte 1

A primeira configuração analisada é ilustrada pela Figura 6. Esta configuração foi a primeira a ser adotada pela indústria, utilizando o SCIG. Neste caso, não existem conversores de potência fazendo a interface com a rede elétrica trifásica, somente o *soft-starter* que atua quando o gerador atingir sua velocidade de funcionamento. A faixa de velocidade de operação desse sistema corresponde a $\pm 1\%$ da velocidade síncrona para diferentes valores de vento. As principais vantagens desse sistema são a simplicidade, custo e confiabilidade. Como desvantagem a necessidade de adição de banco de capacitores para compensar a potência reativa, tendo como característica baixa eficiência. Nesse sistema a variação da velocidade do vento varia a potência entregue à rede (ALI, 2005; Li; Chen, 2008; Duan; Harley, 2009; Trudnowski et al., 2004).

Figura 6 – Primeira Configuração Geração Eólica

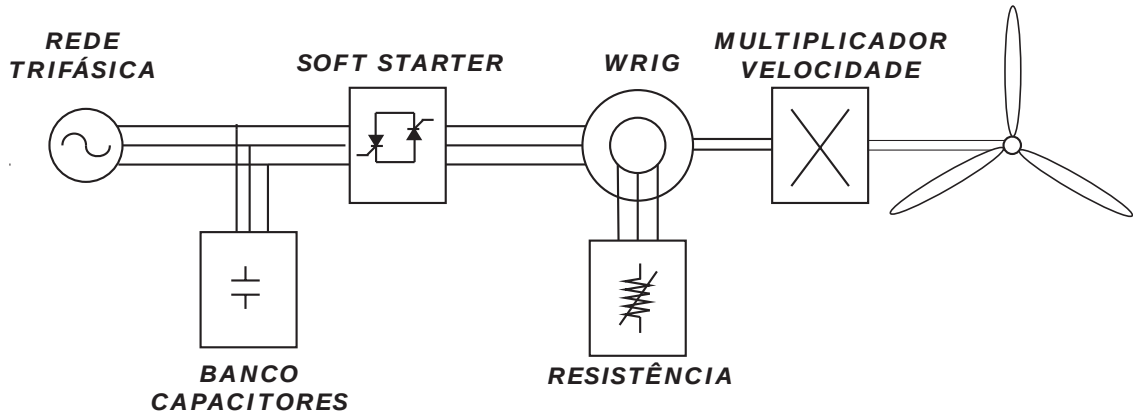


Fonte: Adaptado de Yaramasu et. al (2015).

A segunda configuração está ilustrada pela Figura 7. Este tipo de configuração utiliza o Gerador de Indução com Rotor Bobinado (WRIG - Wound Rotor Induction Generator) com faixa de velocidade de $\pm 10\%$ da velocidade síncrona. Neste caso, a mudança na resistência do rotor modifica a dinâmica da velocidade do gerador, permitindo variações de velocidade. Essa configuração apresenta um maior rendimento que a topologia

apresentada anteriormente na Figura 6, mas em contra partida apresenta maiores perdas de energia no circuito do rotor. O banco de capacitores e o *soft-starter* são utilizados pelos mesmo motivo discutido na primeira configuração do sistema (ALI, 2005; Khadraoui; Elleuch, 2008).

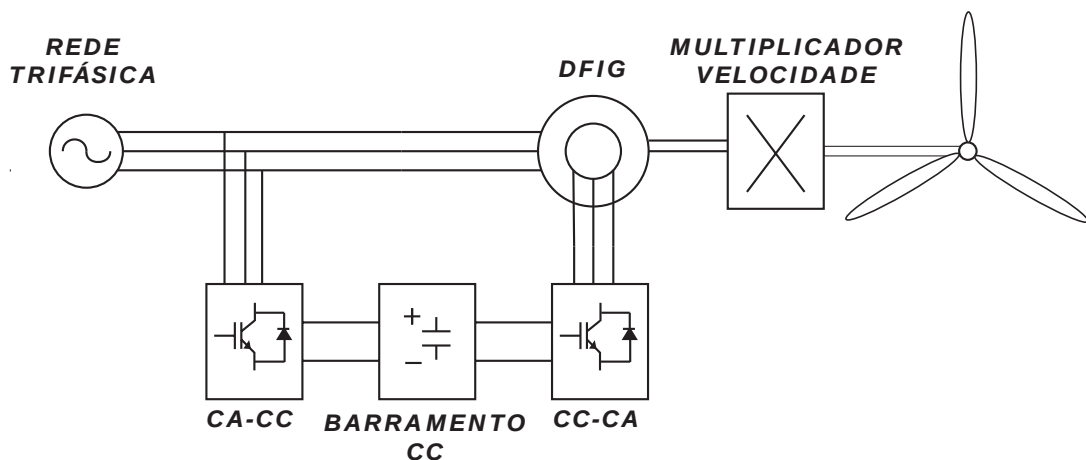
Figura 7 – Segunda Configuração Geração Eólica



Fonte: Adaptado de Yaramasu et. al (2015).

A terceira configuração está ilustrada pela Figura 8. Este tipo de configuração usa o Gerador de Indução Duplamente Alimentado, com os terminais do estator diretamente conectados à rede elétrica. O controle de potência é realizado por meio do conversor conectado aos terminais do rotor, dimensionado para processar até 30% da potência total gerada pelo sistema. O sistema dispensa o *soft starter* e o banco de capacitores. Atualmente, esta é a configuração mais utilizada, dominando cerca de 50% do mercado (ALI, 2005; YARAMASU et al., 2015; LISERRE; SAUTER; HUNG, 2010).

Figura 8 – Terceira Configuração Geração Eólica

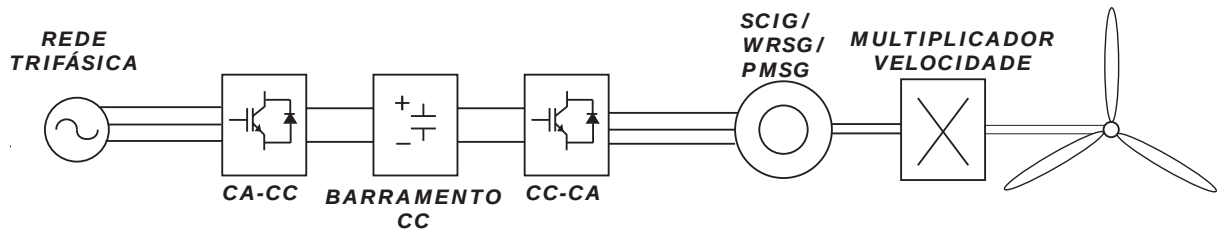


Fonte: Adaptado de Yaramasu et. al (2015).

A quarta configuração está ilustrada pela Figura 9. Esta configuração utiliza o Gerador Síncrono à Ímã Permanente (PMSG), o Gerador Síncrono com Rotor Bobinado

(Wound Rotor Synchronous Generator - WRSG) ou o SCIG associados à um conversor de potência. Como o conversor realiza o desacoplamento da máquina com a rede elétrica, isso permite que o gerador trabalhe com a faixa de velocidade de 0 a 100% da velocidade síncrona. Para os sistemas que utilizam PMSG e WRSG não há necessidade do multiplicador de velocidade no caso em que os geradores apresentem um grande número de polos. Como principal desvantagem o conversor de potência processa toda potência do sistema, encarecendo o mesmo. Esses sistemas são utilizados em parques eólicos dentro do mar, denominados *offshore* (ALI, 2005; Chinchilla; Arnaltes; Burgos, 2006; Geng et al., 2011; Bueno et al., 2008; Yaramasu et al., 2014; Cardenas; Pena, 2004; LISERRE; SAUTER; HUNG, 2010).

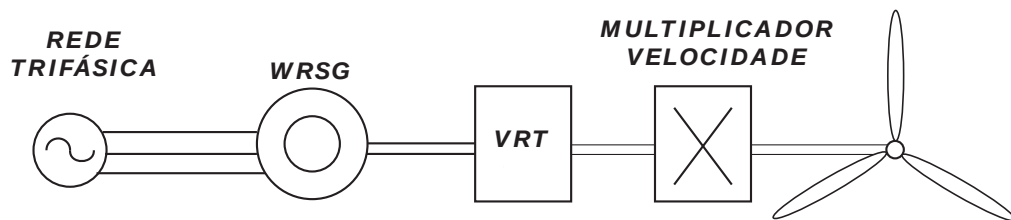
Figura 9 – Quarta Configuração Geração Eólica



Fonte: Adaptado de Yaramasu et. al (2015).

A quinta configuração é ilustrada pela Figura 10. Esta configuração substitui o conversor de potência por um conversor mecânico. O conversor torque/velocidade (VRT - *Variable Ratio Transmission*), converte a velocidade variável da turbina eólica para uma velocidade constante. O gerador então trabalha com velocidade fixa e seus terminais são conectados diretamente conectado à rede elétrica por meio de um circuito de sincronia. O gerador pode ser conectado diretamente à rede sem a necessidade de um transformador elevador de tensão, já que não há restrições impostas pelo conversor de potência. Esta configuração é raramente usada para geração de energia eólica, devido ao conhecimento limitado e dos problemas relacionados ao conversor mecânico (ALI, 2005; YARAMASU et al., 2015; CAMM et al., 2009).

Figura 10 – Quinta Configuração Geração Eólica

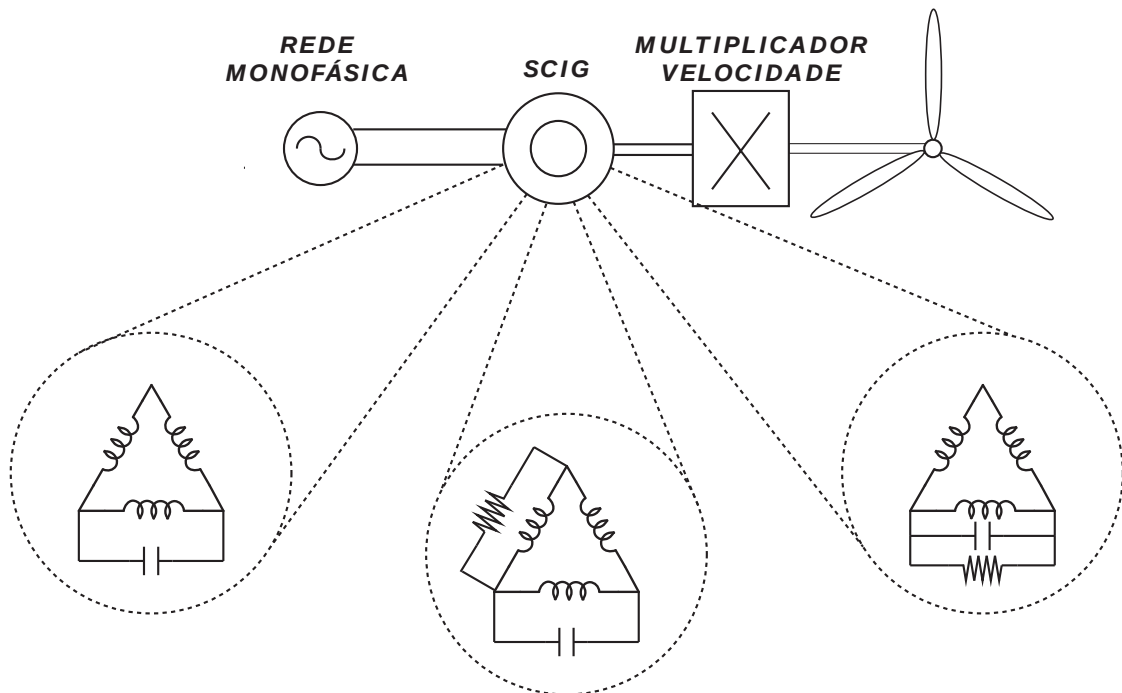


Fonte: Adaptado de Yaramasu et. al (2015).

1.2.2 Parte 2

Um dos primeiros autores a trabalhar com sistemas de geração monofásico-trifásicos foi Smith (1987), onde aborda a conexão direta do gerador a rede, mantendo as tensões equilibradas nos terminais da máquina adicionando elementos passivos nos terminais do gerador, tais conexões receberam o nome de *Steinmentz*. A Figura 11 ilustra as conexões propostas. Estudos avaliando a performance da conexão de *Steinmentz* foram realizados por Chan e Lai (2002a), Chan (1997), Chan e Lai (2002b) em que analisavam tensão de desbalanceamento, eficiência, fator de potência e níveis de corrente em função dos elementos passivos que eram adicionados para balancear as tensões. A configuração de *Steinmentz* apresenta dificuldade em relação a estabilização de tensão e frequência e variação de velocidade (MACHADO; POMILIO; MARRA, 2001).

Figura 11 – Conexão de *Steinmentz*

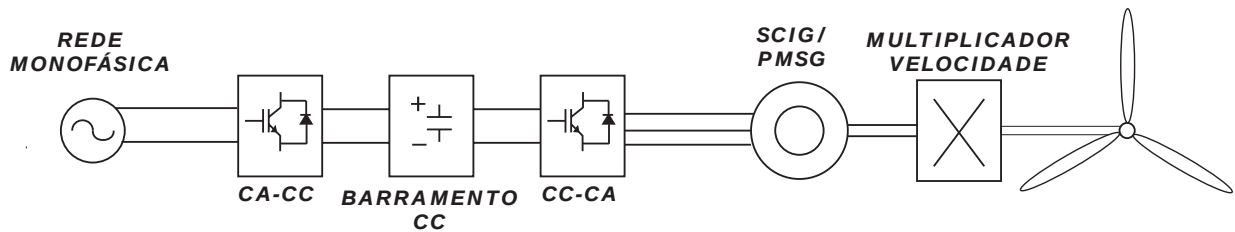


Fonte: Adaptado de Smith (1987), Chan e Lai (2002a), Chan (1997).

Estratégias utilizando conversores de potência, como interface da rede monofásica e gerador foram estudadas. Machado, Pomilio e Marra (2001) apresenta uma topologia convencional (Figura 12), em que um conversor trifásico é conectado ao gerador, retificando o sinal para o barramento CC e um conversor ponte completa é conectado a rede monofásica tendo um papel de inversor. Outras topologias são proposta em Jacobina, Junior e Correa (2005), Jacobina et al. (2008) em que um número reduzido de chaves é utilizado nos conversores de potência. Nestes sistemas é possível garantir tensões trifásicas balanceadas e com frequência constante, além de garantir o controle do fluxo de potência do sistema. Entretanto, operam apenas com velocidade fixa.

Em Dias et al. (2013) é realizado uma conexão que utiliza conversor de potência com número reduzido de chaves em associação com esquema de *Steinmentz*. Uma variação deste sistema proposto em Yukhalang, Sawetsakulanond e Kinnares (2014), Adapa e John (2016), onde utiliza-se capacitores eletrônico ao invés de capacitores comuns. Esse tipo de configuração permite variação da velocidade da turbina, estabilização do barramento CC e baixos níveis de distorção de corrente fornecida à rede, mas não oferecem a possibilidade de conexão de uma carga trifásica.

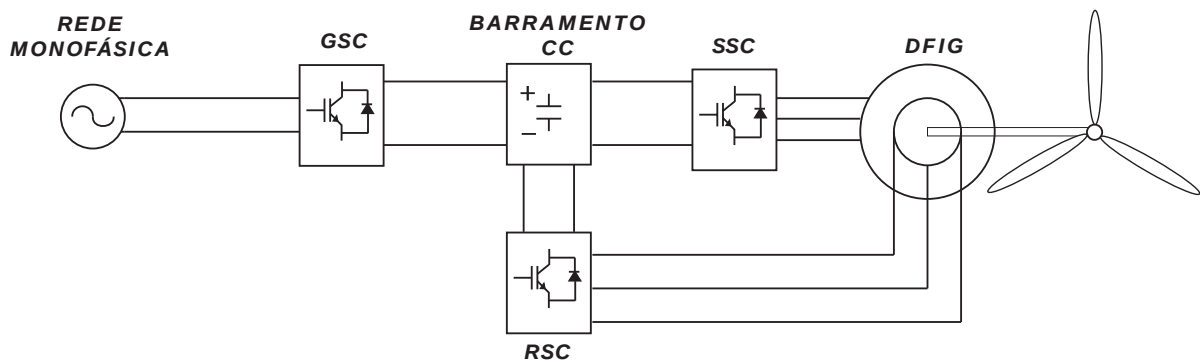
Figura 12 – Configuração proposta por Machado, Pomilio e Marra (2001)



Fonte: Adaptado de Machado, Pomilio e Marra (2001).

Sistemas de geração eólica com conexão à rede monofásica utilizando DFIG são poucos abordados na literatura (LEANDRO; SOARES; ROCHA, 2017; HAN et al., 2013). Mesmo o DFIG apresentando custo mais elevado em relação ao SCIG, tem como características de garantir tensões terminais constantes com frequência constante operando a velocidade variável. Em Leandro, Soares e Rocha (2017) foram propostas três topologias que seguem o esquema da Figura 13, apenas modificando o número de braços utilizados. Onde RSC significa *Rotor Side Converter*, GSC *Grid Side Converter* e SSC *Stator Side Converter*. Os três sistemas propostos permitem operação com velocidade variável, o controle da tensão de barramento CC e garante alto fator de potência e ainda ligação de cargas trifásicas sem a necessidade de um conversor adicional.

Figura 13 – Configuração proposta por Leandro, Soares e Rocha (2017)

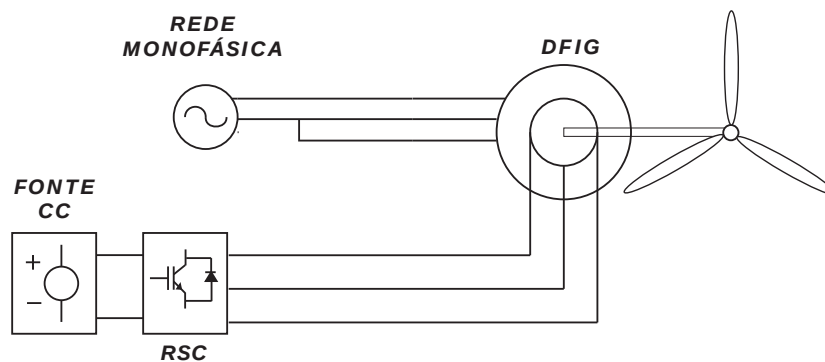


Fonte: Adaptado de Leandro, Soares e Rocha (2017).

A topologia ilustrada na Figura 14 é proposta por Han et al. (2013). Conecta-se a rede monofásica diretamente aos terminais do estator de um WRIG, emulando uma rede

trifásica desbalanceada. Por meio de um inversor trifásico conectado aos terminais do rotor da máquina, é possível controlar parâmetros como o torque, velocidade e fator de potência gerada por meio do sistema de controle. Devido as tensões estarem desbalanceadas no estator, as variáveis da máquina tomam um aspecto pulsante indesejável, então Han et al. (2013) propõe um sistema de controle de sequências positiva e negativa das correntes do rotor para eliminar a natureza pulsantes dessas variáveis. Lee, Han e Ha (2014) utilizam a mesma ideia em seus trabalhos. Essa topologia apresenta um número reduzido de conversores, dispensa filtro indutivo de entrada e opera à velocidade variável, mas também não prevê a possibilidade de ligação de cargas trifásicas.

Figura 14 – Configuração proposta por Han et al. (2013)



Fonte: Adaptado de Han et al. (2013).

1.3 PROPÓSITO DO ESTUDO

Os principais objetivos desse trabalho são:

- Modelar conversor da topologia proposta, implementando sua estratégia PWM e sistema de controle;
- Efetuar o controle de potência ativa e reativa fornecida pelo gerador nos terminais do estator;
- Implementar um método de estimação da posição do rotor sem a necessidade de utilização de sensores de velocidade que seja capaz de operar em uma ampla faixa de velocidades, incluindo as regiões próximas à velocidade síncrona;
- Garantir tensões trifásicas simétricas e com frequência constante nos terminais do estator do gerador;
- Obter correntes com baixas distorções e com elevado fator de potência na rede monofásica;
- Fazer o estudo das perdas de potência nos braços para a topologia proposta;
- Fornecer resultados experimentais de modo a verificar o funcionamento da topologia proposta;

1.4 PUBLICAÇÕES

O artigo intitulado *Sensorless rotor position detection of doubly-fed induction generators for wind energy applications* foi apresentado na Conferência Internacional sobre Aplicações Industriais (*International Conference on Industry Applications - INDUSCON*), que foi realizado na cidade de São Paulo, entre os dias 11 e 14 de novembro de 2018. Este artigo trata sobre o método de estimação da posição do rotor sem uso de sensor de velocidade. Sua referência pode ser obtida aqui:

E. L. Soares, F. V. Rocha, L. M. S. de Siqueira and N. Rocha, "Sensorless Rotor Position Detection of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Energy Applications," 2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), São Paulo, Brazil, 2018, pp. 1045-1050.

Já o artigo intitulado *Single-Phase to Three-Phase Generation System Based on Doubly-Fed Induction Generator* foi submetido para a publicação da revista SOBRAEP (Associação Brasileira de Eletrônica de Potência) e no momento encontra-se sobre avaliação. Este artigo trata do sistema de geração de energia eólica utilizando o DFIG com a topologia 6B proposta nesta dissertação.

1.5 ESTRUTURA TRABALHO

Este capítulo propôs dar uma visão sobre o tema que será abordado neste trabalho, bem com a apresentação da revisão bibliográfica realizada. Além dos objetivos do trabalho e as contribuições deste estudo.

O trabalho está dividido em seis capítulos. O segundo capítulo apresenta a modelagem da máquina elétrica, apresentando seus vários modelos, analisando os modos de operação do DFIG bem como seu sistema de controle. Por fim, será apresentada uma estratégia para a detecção da posição do rotor sem a necessidade de sensores de velocidade, com resultados experimentais ilustrando o funcionamento do sistema.

No Capítulo 3, será apresentada a topologia proposta para a ligação entre o DFIG e a rede monofásica. São discutidos os modelos dos conversores, bem como a estratégia PWM e de controle desenvolvida. Finalmente, será feita a análise em regime permanente dos níveis de corrente e potência processada de cada conversor.

No Capítulo 4, serão apresentados os resultados de simulação e experimental para a topologia proposta. Os resultados analisam o sistemas em regime permanente e transitório. A topologia proposta neste trabalho e a proposta por Leandro, Soares e Rocha (2017) são comparadas entre si em termos das perdas de potência nos braços, analisando em vários pontos de operação do gerador.

No capítulo 5, será discutido a tolerância à falha do sistema analisando uma falta em um dos braços do conversor do lado do rotor e sua possível solução. Apresentando resultados de simulação em regime permanente do pós-falta e no instante em que ocorre a falta.

No Capítulo 6, serão feitas considerações finais sobre os resultados obtidos, além de uma recapitulação dos principais pontos abordados no trabalho. Por fim, serão sugeridas algumas propostas para continuidade da pesquisa.

2 MODELAGEM E CONTROLE GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo inicialmente será apresentado o modelo matemático da máquina de indução trifásica aplicando-o, em seguida, ao gerador de indução duplamente alimentado (DFIG), analisando seus vários modos de operação, bem como, o seu sistema de controle. No trabalho é abordada a transformada de *Park* (ou transformada *dq*) que tem intuito de simplificar o sistema de controle e o modelo matemático da máquina elétrica. Por último é discutido um estimador de posição do rotor sem a utilização de sensor de velocidade.

2.2 MODELO MÁQUINA ELÉTRICA

2.2.1 Modelo primitivo-Máquina Elétrica

O modelo matemático da máquina elétrica empregada neste trabalho leva em conta algumas considerações (JACOBINA, 2005):

- a) Máquina simétrica trifásica composta por: três fases no estator (s_1 , s_2 e s_3) e três fases no rotor (r_1 , r_2 e r_3);
- b) Ângulos elétricos entre bobinas de estator ou rotor igual a $2\pi/3$ radianos elétricos;
- c) Fluxo magnético com distribuição senoidal;
- d) Entreferro constante e uniforme;
- e) Máquina não saturada.
- f) Máquina bipolar.

Na Figura 15 é apresentada uma representação da máquina elétrica trifásica. As tensões do estator (v_{s1} , v_{s2} , v_{s3}) e rotor (v_{r1} , v_{r2} , v_{r3}) são representados pela queda de tensão nas resistências e as tensões induzidas nas bobinas, como se segue:

$$v_{s123} = R_s i_{s123} + \frac{d\lambda_{s123}}{dt} \quad (2.1)$$

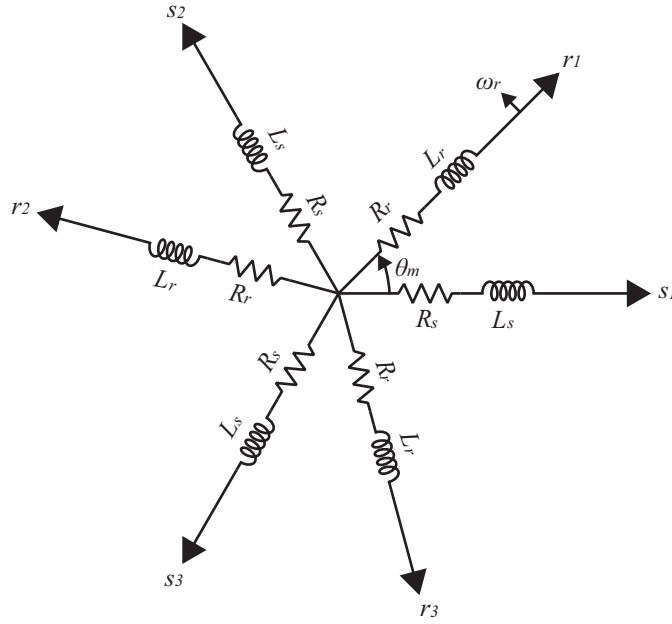
$$v_{r123} = R_r i_{r123} + \frac{d\lambda_{r123}}{dt} \quad (2.2)$$

Em que:

$$R_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad R_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

Onde r_s e r_r são resistência do estator, resistência do rotor, respectivamente. Os vetores $v_{s123}^T = [v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}]$, $i_{s123}^T = [i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}]$ e $\lambda_{s123}^T = [\lambda_{s1}, \lambda_{s2}, \lambda_{s3}]$ representam as tensões,

Figura 15 – Representação dos enrolamentos estatóricos e rotóricos de uma máquina elétrica.



Fonte: Próprio autor.

correntes e o fluxo do estator, respectivamente, já, $v_{r123}^T = [v_{r1}, v_{r2}, v_{r3}]$, $i_{r123}^T = [i_{r1}, i_{r2}, i_{r3}]$ e $\lambda_{r123}^T = [\lambda_{r1}, \lambda_{r2}, \lambda_{r3}]$ representam as tensões, correntes e fluxo do rotor, respectivamente. Como a máquina não é saturada, o fluxo total do estator pode ser calculado como soma dos fluxos parciais:

$$\lambda_{s1} = l_s i_{s1} + m_s i_{s2} + m_s i_{s3} + m_{sr} i_{r1} \cos(\theta_r) + m_{sr} i_{r2} \cos(\theta_r + 2\pi/3) + m_{sr} i_{r3} \cos(\theta_r + 4\pi/3) \quad (2.3)$$

$$\lambda_{s2} = m_s i_{s1} + l_s i_{s2} + m_s i_{s3} + m_{sr} i_{r1} \cos(\theta_r + 4\pi/3) + m_{sr} i_{r2} \cos(\theta_r) + m_{sr} i_{r3} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \quad (2.4)$$

$$\lambda_{s3} = m_s i_{s1} + m_s i_{s2} + l_s i_{s3} + m_{sr} i_{r1} \cos(\theta_r + 2\pi/3) + m_{sr} i_{r2} \cos(\theta_r + 4\pi/3) + m_{sr} i_{r3} \cos(\theta_r) \quad (2.5)$$

A variável m_s representa a indutância mútua entre as bobinas do estator e m_r entre as bobinas do rotor, m_{sr} e m_{rs} são as indutâncias mútuas entre as bobinas do estator e rotor e são idênticas. De maneira análoga para o rotor, tem-se:

$$\lambda_{r1} = l_r i_{r1} + m_r i_{r2} + m_r i_{r3} + m_{rs} i_{s1} \cos(\theta_r + 4\pi/3) + m_{rs} i_{s2} \cos(\theta_r + 2\pi/3) + m_{rs} i_{s3} \cos(\theta_r) \quad (2.6)$$

$$\lambda_{r2} = m_r i_{r1} + l_r i_{r2} + m_r i_{r3} + m_{rs} i_{s1} \cos(\theta_r + 2\pi/3) + m_{rs} i_{s2} \cos(\theta_r) + m_{rs} i_{s3} \cos(\theta_r + 4\pi/3) \quad (2.7)$$

$$\lambda_{r3} = m_r i_{r1} + m_r i_{r2} + l_r i_{r3} + m_{rs} i_{s1} \cos(\theta_r + 4\pi/3) + m_{rs} i_{s2} \cos(\theta_r + 2\pi/3) + m_{rs} i_{s3} \cos(\theta_r) \quad (2.8)$$

Onde l_s e l_r são a indutância própria do estator e indutância própria do rotor, respectivamente. Assim os fluxos podem ser escritos na forma matricial:

$$\lambda_{s123} = \bar{L}_{ss} i_{s123} + \bar{L}_{sr} i_{r123} \quad (2.9)$$

$$\lambda_{r123} = \bar{L}_{rs} i_{s123} + \bar{L}_{rr} i_{r123} \quad (2.10)$$

Em que:

$$\bar{L}_{ss} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad \bar{L}_{rr} = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$\bar{L}_{rs} = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$\bar{L}_{rs} = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

A expressão do conjugado eletromagnético (2.11) pode ser obtida por meio da expressão de coenergia da máquina. Essa discussão pode ser encontrada em (JACOBINA, 2005). As equações (2.1), (2.2), (2.9), (2.10) e (2.11) descrevem o modelo primitivo de uma máquina elétrica.

$$c_e = P i_{r123}^T \left[\frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] i_{s123} \quad (2.11)$$

2.2.2 Modelo odq - Máquina Elétrica

A transformada de Park foi proposta inicialmente em 1929 (GIRI, 2013) e o seu principal objetivo é obter a representação de um sistema trifásico em um bifásico. A ideia principal da transformada é que a força magnetomotriz (FMM) da máquina trifásica seja equivalente a uma bifásica com eixos ortogonais. A Figura 16 apresenta os eixos do estator da máquina (s_1 , s_2 e s_3) e a força magnetomotriz equivalente para cada eixo (ϵ_1 , ϵ_2 e ϵ_3), junto com os eixos direto e quadratura (d e q) com suas respectivas forças magnetomotrizes (ϵ_d , ϵ_q), provenientes da transformada de Park.

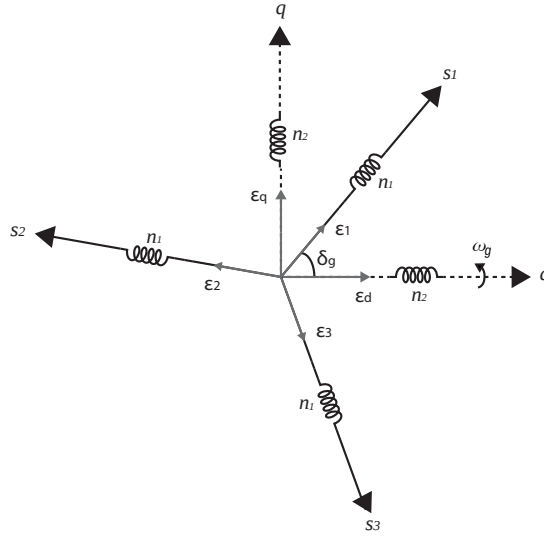
Partindo da ideia de que as FMMs são equivalentes nos dois referenciais, é possível decompor as FMMs do referencial primitivo para o dq com auxílio da Figura 16, obtendo o seguinte sistema matricial:

$$\begin{bmatrix} \epsilon_d \\ \epsilon_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_g) & \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\delta_g) & -\sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_1 \\ \epsilon_2 \\ \epsilon_3 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

A matriz apresentada em (2.12) não é inversível, pois a mesma não é quadrada. Para torná-la uma matriz inversível, há necessidade de adição de uma variável homopolar ϵ_0 , que pode ser escrita como combinação linear de ϵ_1 , ϵ_2 e ϵ_3 :

$$\epsilon_0 = K_0(\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3) \quad (2.13)$$

Figura 16 – Representação transformada de Park.



Fonte: Próprio autor.

Onde K_0 é uma constante que depende da estrutura geométrica da máquina. Para sistemas trifásicos equilibrados a componente homopolar é nula, não interferindo na dinâmica do sistema. Adicionando o termo homopolar a matriz, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \epsilon_d \\ \epsilon_q \\ \epsilon_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_g) & \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\delta_g) & -\sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) \\ K_0 & K_0 & K_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_1 \\ \epsilon_2 \\ \epsilon_3 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Como as correntes da máquina são proporcionais as FMMs e a relação de espiras das bobinas n_1 e n_2 , obtém-se:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{n_1}{n_2} \begin{bmatrix} \cos(\delta_g) & \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\delta_g) & -\sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) \\ K_0 & K_0 & K_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

A matriz de transformação P_s é obtida a partir de (2.15), em que, a relação $K_0 \frac{n_1}{n_2}$ é escolhida de forma a garantir que a transformação seja invariante em potência. Para a transformação de variáveis do rotor, utiliza-se a matriz de transformação P_r , na qual deve ser levada em conta a posição do rotor.

$$P_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\delta_g) & \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\delta_g) & -\sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$P_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\delta_g - \theta_r) & \cos(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\delta_g - \theta_r) & -\sin(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Nota-se que as matrizes são ortonormais, implicando que a matriz inversa é igual a sua transposta ($P_s^{-1} = P_s^T$, $P_r^{-1} = P_r^T$). A transformação das variáveis é realizada pela seguintes operações:

$$x_{sodq}^g = P_s x_{123}^s \quad (2.18)$$

$$x_{rodq}^g = P_r x_{123}^r \quad (2.19)$$

Em que x_{123} representa a variável no modelo primitivo e x_{odq} variável no modelo odq, onde x pode ser tensão, fluxo ou corrente. O expoente g, introduzido agora, tem como objetivo indicar o referencial genérico dq, ou seja, o expoente se modifica a partir do referencial dq escolhido. Utilizando as transformações (2.18) e (2.19) nas equações: (2.1), (2.2), (2.9), (2.10) e (2.11) determina-se o modelo odq da máquina (JACOBINA, 2005):

$$v_{sdq}^g = r_s i_{sdq}^g + \frac{d\lambda_{sdq}^g}{dt} + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{sdq}^g \quad (2.20)$$

$$v_{rdq}^g = r_r i_{rdq}^g + \frac{d\lambda_{rdq}^g}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{rdq}^g \quad (2.21)$$

$$\lambda_{sdq}^g = l_s i_{rdq}^g + l_m i_{rdq}^g \quad (2.22)$$

$$\lambda_{rdq}^g = l_r i_{rdq}^g + l_m i_{sdq}^g \quad (2.23)$$

$$c_e = Pl_m (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g) \quad (2.24)$$

Onde:

$$v_{sdq}^g = \begin{bmatrix} v_{sd}^g \\ v_{sq}^g \end{bmatrix} i_{sdq}^g = \begin{bmatrix} i_{sd}^g \\ i_{sq}^g \end{bmatrix} \lambda_{sdq}^g = \begin{bmatrix} \lambda_{sd}^g \\ \lambda_{sq}^g \end{bmatrix}$$

$$v_{rdq}^g = \begin{bmatrix} v_{rd}^g \\ v_{rq}^g \end{bmatrix} i_{rdq}^g = \begin{bmatrix} i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \end{bmatrix} \lambda_{rdq}^g = \begin{bmatrix} \lambda_{rd}^g \\ \lambda_{rq}^g \end{bmatrix}$$

2.2.3 Modelo vetorial

As variáveis dq podem ser representadas como vetores no plano dq , onde a parte real é representada pelo eixo d e imaginária por q . A variável complexa pode ser definida como (JACOBINA, 2005):

$$x^g = \frac{1}{\sqrt{2}}(x_d^g + jx_q^g) \quad (2.25)$$

A partir das equações (2.20) a (2.24) e utilizando a definição (2.25), obtém-se o

modelo complexo equivalente:

$$v_s^g = r_s i_s^g + \frac{d\lambda_s^g}{dt} + j\omega_g \lambda_s^g \quad (2.26)$$

$$v_r^g = r_r i_r^g + \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \lambda_r^g \quad (2.27)$$

$$\lambda_s^g = l_s i_s^g + l_m i_r^g \quad (2.28)$$

$$\lambda_r^g = l_r i_r^g + l_m i_s^g \quad (2.29)$$

$$c_e = 2l_m \text{Im}(i_s^g i_r^{g*}) \quad (2.30)$$

Em que $j = \sqrt{-1}$, $v_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$, $v_r^g = v_{rd}^g + jv_{rq}^g$, $i_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$, $i_r^g = i_{rd}^g + ji_{rq}^g$, $\lambda_s^g = \lambda_{sd}^g + j\lambda_{sq}^g$ e $\lambda_r^g = \lambda_{rd}^g + j\lambda_{rq}^g$.

2.2.4 Modelo mecânico

O modelo mecânico da máquina que relaciona o conjugado elétrico com o conjugado mecânico, isto é, que relaciona as variáveis mecânicas e elétricas, é apresentado pela equação (2.31):

$$c_e - c_m = F_m \omega_r + J_m \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.31)$$

Onde F_m representa o coeficiente de atrito, J_m o momento de inércia da máquina e c_m o conjugado mecânico.

2.3 GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO

O gerador de indução é duplamente alimentado devido às suas características construtivas, que garantem o acesso aos terminais dos enrolamentos do rotor, permitem operação em sistemas de velocidade variável trabalhando nos quatro quadrantes, atuando como motor ou gerador e nas velocidades supersíncrona (acima da velocidade síncrona) e subsíncrona (abaixo da velocidade síncrona). Tais características se aplicam a sistemas de geração eólica, que são feitos para operar com uma faixa de velocidade de $\pm 30\%$ da velocidade síncrona. Além disso, é possível operar o DFIG na velocidade síncrona, que é definida pela frequência da rede e pelo número de polos da máquina, quando se tem injeção de corrente contínua no circuito do rotor (OLIVEIRA, 2009). Todas essas vantagens tornam atrativo a utilização desse tipo de máquina em sistemas de velocidade variável.

2.3.1 Modos de operação do DFIG

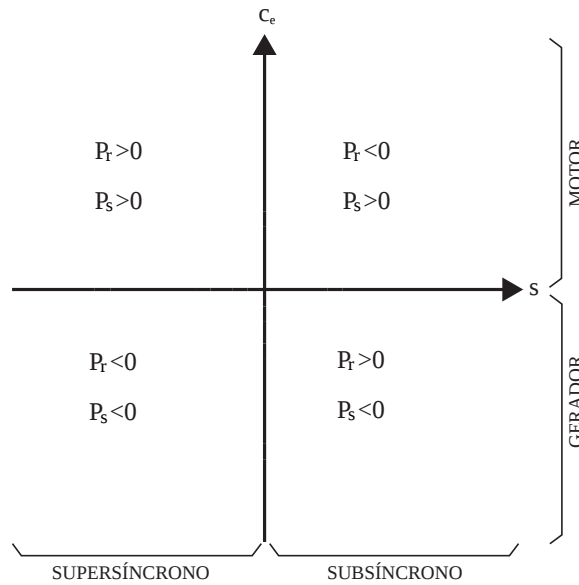
O gerador de indução duplamente alimentado é controlado pela injeção ou consumo de potência ativa no circuito do rotor (CORRÊA, 2015). Por esse motivo a máquina opera nas velocidades subsíncrona ou supersíncrona.

Sabendo-se que a tensão induzida no rotor da máquina depende da relação entre a velocidade angular do rotor (ω_r) e a velocidade síncrona (ω_s), é possível definir a frequência das correntes rotóricas em função da variável escorregamento (JACOBINA, 2005):

$$s = \frac{(\omega_s - \omega_r)}{\omega_s} \quad (2.32)$$

A Figura 17 apresenta os quatro quadrantes de operação do DFIG relacionando conjugado eletromagnético (c_e) e escorregamento (s). A máquina opera como motor, quando o conjugado eletromagnético é positivo ($c_e > 0$) e como gerador quando o mesmo é negativo ($c_e < 0$).

Figura 17 – Modos de operação DFIG.



Fonte: Próprio autor.

Na região subsíncrona, que convencionalmente caracteriza-se a operação como motor no caso da máquina de indução gaiola de esquilo, é possível operar como gerador no DFIG, realizando fornecimento controlado de potência ativa dos enrolamentos do rotor, indicando que o rotor está absorvendo potência da rede ($P_r > 0$).

Quando a velocidade da máquina encontra-se acima da velocidade síncrona (super-síncrona), convencionalmente caracteriza-se a operação como gerador no caso da máquina de indução gaiola de esquilo. Já com o DFIG é possível trabalhar tanto como gerador ou motor apenas controlando a potência ativa do circuito rotórico. Na maioria das aplicações há desejo do circuito do rotor fornecer potência ativa para a rede elétrica ($P_r < 0$), diminuindo níveis de amplitude de corrente e consequentemente menor dimensionamento da máquina (CORRÊA, 2015).

2.3.2 Sistema de controle DFIG

Existem duas estratégias principais de controle para sistemas utilizando DFIG: o Controle Direto de Potência (*Direct Power Control-DPC*), onde as potências ativa e reativa são controladas diretamente (XU; CARTWRIGHT, 2006); e o controle orientado por tensão (*Voltage Oriented Control-VOC*), estratégia implementada neste trabalho, onde as potências ativa e reativa são controladas por componentes de corrente do rotor desacoplados dq (DJERIRI et al., 2014).

O esquema de controle VOC para o RSC (*Rotor side converter*) é apresentado na Figura 18. Como o circuito estático está diretamente conectado à rede elétrica, o eixo d do referencial é escolhido de modo alinhar o eixo de tensão do estator, resultando em:

$$v_{sd}^v = 0 \quad (2.33)$$

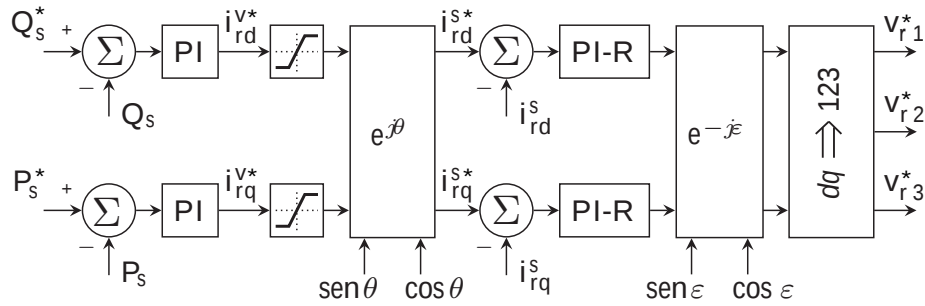
$$v_{sq}^v = V_s \quad (2.34)$$

Onde V_s representa a tensão RMS da rede. As potências ativas e reativas da máquina podem ser escrita de acordo com (DJERIRI et al., 2014):

$$P_s = v_{sd}^v i_{sd}^v + v_{sq}^v i_{sq}^v \quad (2.35)$$

$$Q_s = v_{sq}^v i_{sd}^v - v_{sd}^v i_{sq}^v \quad (2.36)$$

Figura 18 – Sistema de Controle Gerador de Indução Duplamente Alimentado.



Fonte: Próprio autor.

A partir de (2.35) e (2.36), com os valores definidos em (2.33) e (2.34), e reescrevendo (2.28) para obter as correntes do estator em função das correntes do rotor e dos fluxos do estator, é possível escrever equações para a potência ativa e reativa do estator em função das correntes do rotor como:

$$P_s = \frac{v_{sq} \lambda_{sq}}{l_s} - \frac{l_m v_{sq}^v}{l_s} i_{rq}^v \quad (2.37)$$

$$Q_s = \frac{v_{sq} \lambda_{sd}}{l_s} - \frac{l_m v_{sq}^v}{l_s} i_{rd}^v \quad (2.38)$$

Nota-se nas equações (2.37) e (2.38) que os termos $\frac{v_{sq}\lambda_{sq}}{l_s}$ e $\frac{v_{sq}\lambda_{sd}}{l_s}$ são constantes, implicando que podem ser compensados por um controlador PI. O sistema de controle funciona da seguinte forma: os valores de potência calculados são comparados com os de referência e controlados por um controlador proporcional-integral (PI), que gera o valor de referência para as correntes do rotor no referencial de tensão do estator (i_{rd}^v, i_{rq}^v). Há então uma transformação no referencial estacionário (i_{rd}^s, i_{sq}^s), usando a posição de tensão do estator ($\sin(\theta_s), \cos(\theta_s)$), e os resultados são comparados com os valores medidos. As correntes do rotor são controladas por um controlador PI ressonante (PI-R) (FILHO et al., 2008a), que gera o valor de referência para a tensão do rotor. Os ângulos obtidos com a estimativa da posição do rotor ($\sin(\theta_r), \cos(\theta_r)$) são usados para mudar o referencial das tensões do rotor (referencial estacionário) para o referencial rotórico, que são os valores de referência para a estratégia PWM. As transformações mostradas na Figura 18 são dadas pelas matrizes de transformação:

$$e^{j\theta} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$e^{-j\epsilon} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

2.3.2.1 Projeto de Controle Malha de Corrente

A partir das equações da modelagem dinâmica do DFIG apresentadas neste capítulo, é definido uma malha de controle de corrente, conforme ilustrado na Figura 19. Onde $G_i(s)$ é a função de transferência que correlaciona as correntes dq do rotor com a tensão dq do rotor, $G_v(s)$ é a fonte de tensão que foi considerada uma função de transferência de primeira ordem com constante de tempo T_v e $G_{ci}(s)$ a função de transferência do controlador PI.

$$G_i(s) = \frac{I_{rd}^s(s)}{V_{rd}^s(s)} = \frac{I_{rq}^s(s)}{V_{rq}^s(s)} = \frac{\frac{1}{r_{sr}}}{\frac{\sigma l_r}{r_{sr}}s + 1} \quad (2.41)$$

$$G_v(s) = \frac{V_{rd}^{s*}(s)}{V_{rd}^s(s)} = \frac{V_{rq}^{s*}(s)}{V_{rq}^s(s)} = \frac{1}{T_v s + 1} \quad (2.42)$$

$$G_{ci} = \frac{K_{ii}}{s} \left(\frac{K_{pi}}{K_{ii}} s + 1 \right) \quad (2.43)$$

$$\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r} \quad (2.44)$$

$$r_{sr} = \frac{(l_s - \sigma l_s) r_r}{l_r} \quad (2.45)$$

Onde σ é o coeficiente de dispersão e r_{sr} uma constante com finalidade de facilitar os cálculos. A função de transferência em malha fechada apresentada em (2.46) é obtida

cancelando o polo mais lento ($s = -\frac{r_{sr}}{\sigma l_r}$) com o zero do controlador PI ($s = -\frac{K_{ii}}{K_{pi}}$). Os ganhos K_{ii} e K_{pi} são calculados para obter pólos reais idênticos da função de transferência em malha fechada $G_{fI}(s)$.

$$G_{fI}(s) = \frac{K_{ii}/r_{sr}}{T_v s^2 + s + (K_{ii}/r_{sr})} \quad (2.46)$$

$$K_{ii} = \frac{r_{sr}}{4T_v} \quad (2.47)$$

$$K_{pi} = \frac{\sigma l_r}{4T_v} \quad (2.48)$$

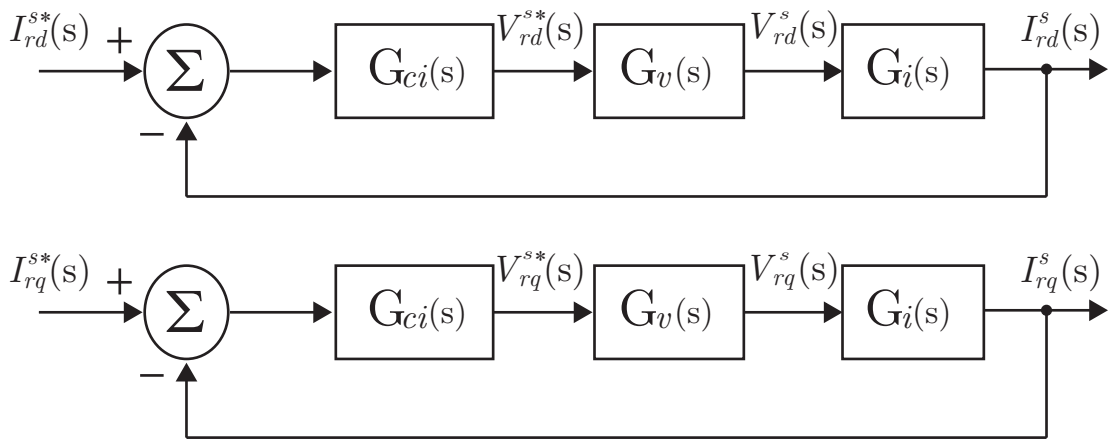


Figura 19 – Diagrama de Blocos Controle de Corrente

2.3.2.2 Projeto de Controle Malha de Potência

O diagrama de blocos do controle de potência é apresentado na Figura (20), no qual $G_{cp}(s)$ e $G_{cq}(s)$ são as funções de transferência dos controladores PI de potência ativa e reativa, respectivamente; $G_c(s)$ e $G_s(s)$ são as funções de transferência obtidas de (2.37) e (2.38) e $G_{fI}(s)$ é a malha de controle de corrente, que foi aproximado para uma função de primeira ordem.

$$G_p(s) = G_q(s) = \frac{P_s(s)}{I_{rq}^s(s)} = \frac{Q_s(s)}{I_{rd}^s(s)} = \frac{l_m V_s}{l_s} \quad (2.49)$$

$$G_{cp} = G_{cq} = \frac{K_{ipq}}{s} \left(\frac{K_{ppq}}{K_{ipq}} s + 1 \right) \quad (2.50)$$

$$G_{fI} = \frac{1}{(2T_v s + 1)^2} \approx \frac{1}{4T_v s + 1} \quad (2.51)$$

De (2.49)-(2.51) a função de transferência em malha fechada pode ser definida como se segue:

$$G_{fp}(s) = G_{fq}(s) = \frac{\frac{l_m V_s K_{ppq} s + l_m V_s K_{ipq}}{4l_s T_v}}{s^2 + \frac{l_m V_s K_{ppq} + l_s}{4l_s T_v} s + \frac{l_m V_s K_{ipq}}{4l_s T_v}} \quad (2.52)$$

Observa-se a semelhança entre os denominadores da equação (2.52) e do polinômio característico $(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)$, onde ω_n é a frequência natural e ξ é o fator de amortecimento. Então realizando a equivalência dos denominadores, os ganhos dos controladores podem ser definidos como se segue:

$$K_{ipq}(s) = \frac{4l_s T_v \omega_n^2}{l_m V_s} \quad (2.53)$$

$$K_{ppq}(s) = \frac{1}{l_m V_s} (8l_s T_v \xi \omega_n - l_s) \quad (2.54)$$

Os valores das variáveis utilizadas para o projeto dos controladores foram: fator de amortecimento $\xi = 0.8$, frequência natural $\omega_n = 9.5 \text{ rad/s}$ e constante de tempo da fonte $T_v = 0.01 \text{ s}$.

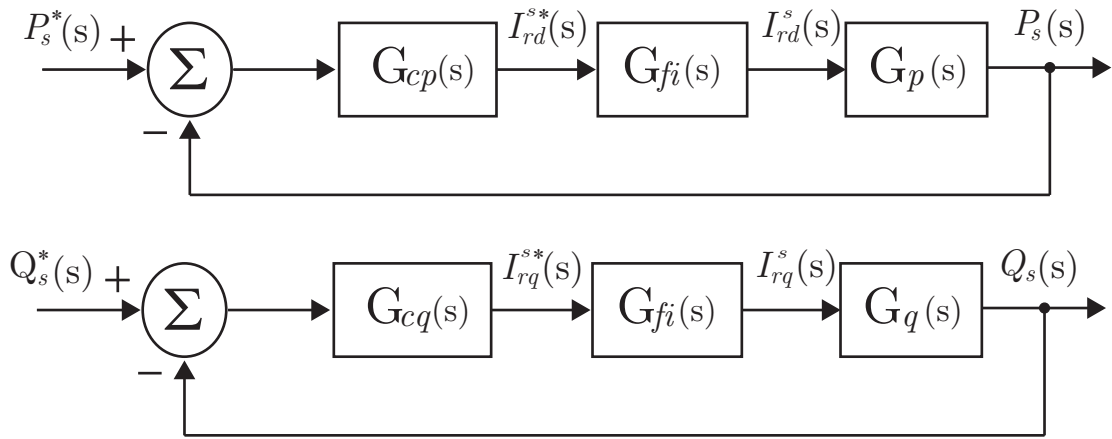


Figura 20 – Diagrama de Blocos Controle de Potência

2.4 DETECÇÃO DE POSIÇÃO DO ROTOR SEM USO DE SENSOR

Os sistemas de velocidade variável dependem muito da precisão da determinação do rotor. Normalmente, esta informação é derivada de um *encoder* fixo no eixo do rotor. O uso de sensores de velocidade reduz a confiabilidade e aumenta os custos e as necessidades de manutenção. Outra desvantagem é que os sistemas baseados em sensores de velocidade se tornam mais vulneráveis a interferências, já que o gerador e a parte elétrica (por exemplo, conversores e controle de energia) são separados por uma grande distância física (DATTA; RANGANATHAN, 2001a). Vários métodos de estimação de posição do rotor existem na literatura. Em (DATTA; RANGANATHAN, 2001b), a posição do rotor é determinada estimando a corrente de magnetização do fluxo do estator em esquemas de malha aberta, que é mais vulnerável a erros. Em (MARQUES et al., 2011), é apresentado um método sem sensor baseado na comparação de fases das correntes de rotor medidas e estimadas. Em (JACOMINI; BIM, 2015), um sistema adaptativo de modelo de referência para estimativa de posição do rotor é mostrado para quedas de tensão balanceadas e não balanceadas. Em todos os casos, a operação em uma ampla faixa de velocidade, incluindo a velocidade

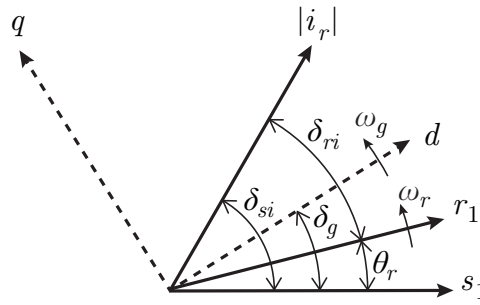
síncrona, é desejável. Este é um grande desafio, pois as frequências de corrente do rotor são muito baixas nessa condição. A operação sem a informação inicial da posição do rotor também é desejável.

No trabalho foi empregado um estimador de fluxo do estator que é utilizado para a detecção da posição do rotor, sem usar qualquer sensor de velocidade nem informações iniciais de posição. Além disso, foi desenvolvido uma estimador de velocidade do rotor em malha fechada a partir da posição do rotor.

2.4.1 Detecção de Posição do Rotor

A posição do rotor θ_r pode ser determinada a partir do ângulo entre o vetor de corrente do rotor e o eixo do estator δ_{si} e entre o eixo do rotor δ_{ri} . A Figura 21 apresenta o diagrama vetorial da máquina.

Figura 21 – Diagrama Vetorial da Máquina.



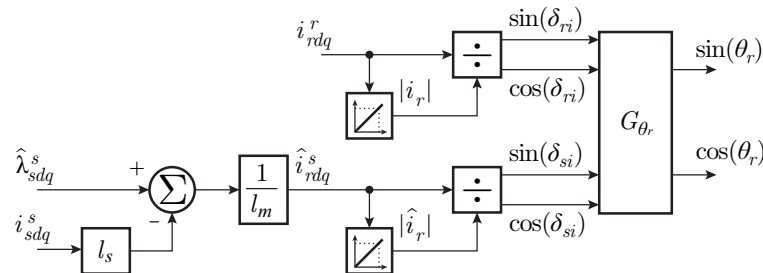
Fonte: Próprio autor.

A partir da Figura 21, a posição do rotor pode ser calculada da seguinte forma:

$$\delta_r = \delta_{si} - \delta_{ri} \quad (2.55)$$

O diagrama de blocos do estimador de posição do rotor empregado neste trabalho é apresentado na Figura 22.

Figura 22 – Diagrama de bloco estimador de posição



Fonte: Próprio autor.

O vetor de corrente do rotor $|i_r|$ é obtido a partir das correntes rotóricas medidas i_{r1} , i_{r2} e i_{r3} . Primeiro, as correntes medidas são transformadas em dq no referencial do

rotor (i_{rd}^r e i_{rq}^r) utilizando a matriz de (2.16), com o eixo dq no referencial estacionário ($\delta_g = 0$, $\omega_g = 0$). O vetor complexo da corrente do rotor $|i_r|$ é definido por:

$$|i_r| = \sqrt{(i_{rd}^r)^2 + (i_{rq}^r)^2} \quad (2.56)$$

Então, $\cos(\delta_{ri})$ e $\sin(\delta_{ri})$ no referencial do rotor são calculados por:

$$\cos(\delta_{ri}) = \frac{i_{rd}^r}{|i_r|} \quad (2.57)$$

$$\sin(\delta_{ri}) = \frac{i_{rq}^r}{|i_r|} \quad (2.58)$$

Os componentes das correntes do rotor no referencial do estator podem ser obtidas a partir das correntes e fluxos do estator. O fluxo do estator é estimado com os valores das correntes e tensões medidas nos enrolamentos do estator. A estimativa de fluxo é baseada no observador de fluxo do estator proposto em (LASCU et al., 2013), discutido na próxima seção. As correntes do rotor no referencial do estator são definidas por:

$$\mathbf{i}_{rd}^s = \frac{1}{l_m} (\boldsymbol{\lambda}_{sd}^s - i_{sd}^s l_s) \quad (2.59)$$

$$\mathbf{i}_{rq}^s = \frac{1}{l_m} (\boldsymbol{\lambda}_{sq}^s - i_{sq}^s l_s) \quad (2.60)$$

De (2.59) e (2.60), o vetor complexo da corrente do rotor é:

$$|\mathbf{i}_r| = \sqrt{(\mathbf{i}_{rd}^s)^2 + (\mathbf{i}_{rq}^s)^2} \quad (2.61)$$

O $\cos(\delta_{si})$ e $\sin(\delta_{si})$ no referencial do estator são calculadas por:

$$\cos(\delta_{si}) = \frac{\mathbf{i}_{rd}^s}{|\mathbf{i}_r|} \quad (2.62)$$

$$\sin(\delta_{si}) = \frac{\mathbf{i}_{rq}^s}{|\mathbf{i}_r|} \quad (2.63)$$

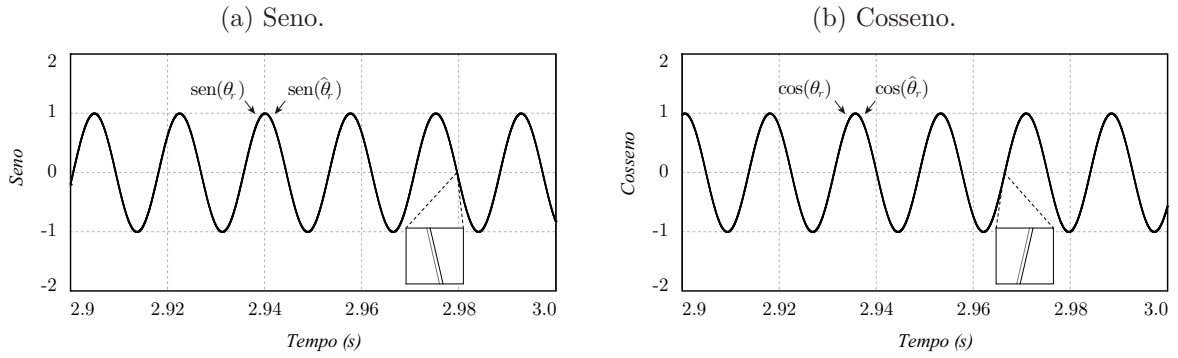
A partir da propriedade das somas de argumentos dos senos e cossenos, tem-se que a posição do rotor pode ser calculada da seguinte maneira:

$$\cos(\theta_r) = \cos(\delta_{si} - \delta_{ri}) = \cos(\delta_{si})\cos(\delta_{ri}) + \sin(\delta_{si})\sin(\delta_{ri}) \quad (2.64)$$

$$\sin(\theta_r) = \sin(\delta_{si} - \delta_{ri}) = \sin(\delta_{si})\cos(\delta_{ri}) - \sin(\delta_{ri})\cos(\delta_{si}) \quad (2.65)$$

A Figura 23 apresenta os resultados de simulação comparando as posições do rotor derivadas de um sensor de velocidade e os valores estimados. Enquanto a Figura 23(a) mostra a forma senoidal da posição do rotor, já a Figura 23(b) mostra forma de onda cossenoidal da posição do rotor. Os valores estimados e medidos estão próximos, como mostrado em detalhes na ampliação da imagem, apresentando um atraso de tempo entre $3\mu s$ e $4\mu s$.

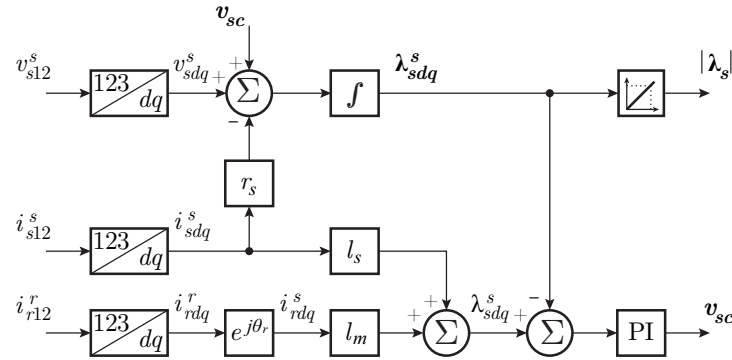
Figura 23 – Resultado de Simulação valores medido e estimado da posição do rotor



2.4.2 Estimador de Fluxo

O detector de posição do rotor sensorless apresentado em (DATTA; RANGANATHAN, 2001b) estima a corrente de magnetização do fluxo do estator em esquemas de malha aberta, que é mais vulnerável a erros. Para melhorar o desempenho deste método, o fluxo do estator é estimado a partir de um observador de fluxo. Em (LASCU et al., 2013), um estimador de fluxo do estator e rotor para controle DFIG é discutido. Este trabalho usa a estimativa do fluxo do estator com base em uma configuração de observador paralelo, como mostrado na Figura 24.

Figura 24 – Diagrama de blocos fluxo do estator (LASCU et al., 2013).



Fonte: Próprio autor.

Usando a matriz de transformação de (2.16), as componentes dq das tensões e correntes do estator e das correntes do rotor são calculados. Para obter as correntes do rotor no referencial do estator, é necessária a informação da posição do vetor tensão do estator. Em primeiro lugar, o vetor tensão do estator é definido por:

$$|\mathbf{v}_s| = \sqrt{(\mathbf{v}_{sd}^s)^2 + (\mathbf{v}_{sq}^s)^2} \quad (2.66)$$

O $\cos(\theta_s)$ e $\sin(\theta_s)$ são calculados pelas tensões do estator $\mathbf{v}_{sd}^s$ e $\mathbf{v}_{sq}^s$ no referencial

estacionário, assim:

$$\cos(\theta_s) = \frac{v_{sd}^s}{|v_s|} \quad (2.67)$$

$$\sin(\theta_s) = \frac{v_{sq}^s}{|v_s|} \quad (2.68)$$

O fluxo do estator pode ser calculado pelas correntes no rotor e estator de acordo com a equação (2.22). A partir de (2.20), no referencial do estator ($\omega_g = 0$, $\delta_g = 0$), um integrador é empregado para determinar o fluxo estimado do estator e para evitar o nível CC no fluxo do estator, a tensão v_{sc} é adicionada no modelo. Essa tensão, é a saída do controlador PI.

$$\lambda_{sd}^s = \int (v_{sd}^s - r_s i_{sd} + v_{scd}) dt \quad (2.69)$$

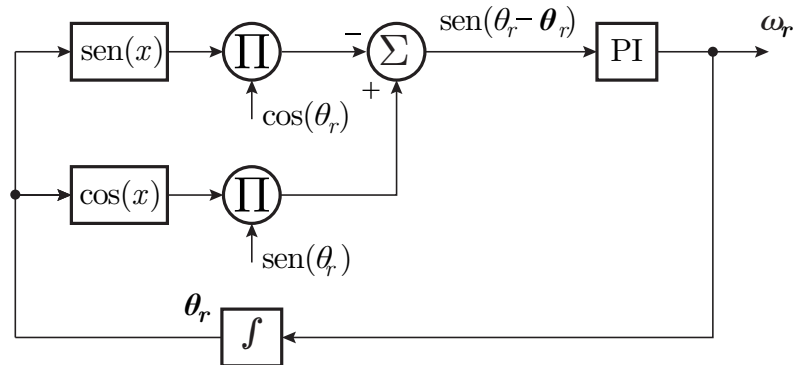
$$\lambda_{sq}^s = \int (v_{sq}^s - r_s i_{sq} + v_{scq}) dt \quad (2.70)$$

2.4.3 Estimador de velocidade do rotor

O estimador de velocidade do rotor proposto neste trabalho é obtido por meio de um *Phase Locked Loop* (PLL) como mostrado na Figura 25. O sistema adaptativo de referência proposto usa o cosseno e seno da posição do rotor definida por (2.64) e (2.65) como modelo de referência, enquanto o cosseno e seno calculado por θ_r (saída do observador PLL) é o modelo adaptativo.

$$\sin(\theta_r - \theta_r) = \sin(\theta_r) \cos(\theta_r) - \cos(\theta_r) \sin(\theta_r) \quad (2.71)$$

Figura 25 – Diagrama de bloco estimador de velocidade.



Fonte: Próprio autor.

O parâmetro $\sin(\theta_r - \theta_r)$ é a entrada do regulador PI e sua saída a velocidade estimada do rotor. A função de transferência de malha aberta com o controlador é:

$$H_{ol} = \frac{k_i \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1 \right) \frac{1}{s}}{s} \quad (2.72)$$

Onde k_p e k_i são ganhos proporcionais e integrais, respectivamente. A função de transferência do sistema de malha fechada é:

$$H_{cl} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (2.73)$$

Do polinômio característico com dois pólos, os ganhos são calculados como:

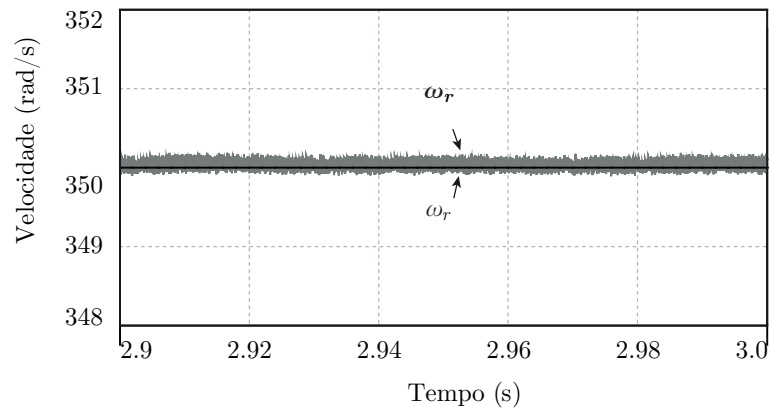
$$k_p = 2\xi\omega_o \quad (2.74)$$

$$k_i = \omega_o^2 \quad (2.75)$$

Onde ω_o é a frequência natural e ϵ é a razão de amortecimento do esquema PLL. A largura de banda do PLL da velocidade do rotor foi de 9,5Hz com razão de amortecimento igual a 0,9.

A Figura 26 apresenta o resultado da simulação para a velocidade do eixo do rotor medida e estimada, para um DFIG operando a 350 rad/s. A velocidade estimada do rotor (ω_r) foi de 350,02 rad/s, com um erro praticamente nulo.

Figura 26 – Resultados simulação de velocidade medida e estimada.

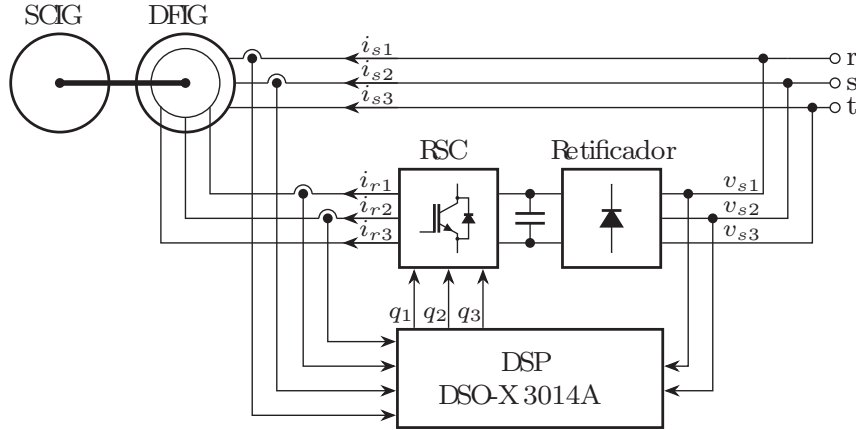


2.4.4 Resultados Experimentais

Para validar os estimadores de posição e velocidade do rotor propostos, o sistema ilustrado na Figura 27 foi implementado em laboratório. Neste esquema, o estator da máquina é conectado diretamente a uma rede elétrica trifásica de 220 V de linha e as tensões do rotor estão sendo alimentadas pelo RSC. A tensão do barramento CC foi ajustada para 311 V e foi alimentada por um retificador de ponte completa conectado à rede trifásica, em vez de usar um GSC, para simplificar o experimento. Enquanto o DFIG opera em modos síncrono ou subsíncrono, como o circuito do rotor não fornece energia ao sistema, o retificador unidirecional é suficiente para realizar os testes.

A configuração experimental é mostrada na Figura 27. É baseado em um processador de sinal digital (DSP), modelo TMS320F28335, com um microcomputador equipado

Figura 27 – Esquema de montagem.



Fonte: Próprio autor.

com placas apropriadas e sensores. Os conversores usam chaves de potência do modelo SKM50GB123D. Como o sistema é balanceado trifásico, os valores de i_{s3} , i_{r3} e v_{s3} foram estimados a partir dos valores medidos i_{s1} , i_{s2} , i_{r1} , i_{r2} , v_{s1} e v_{s2} . Os resultados foram obtidos por um osciloscópio da Agilent, modelo DSO-X 3014A. A frequência de chaveamento foi de 10 kHz.

O torque mecânico foi controlado por meio de uma Máquina de Indução de Gaiola de Esquilo de 0,55 kW (SCIM), que é acoplada diretamente a um DFIG de 0,56 kW (220 V, 60 Hz).

A Figura 28 ilustra os resultados experimentais para o DFIG, com potência reativa nula ($Q_s = 0$ Var) e um degrau de potência ativa de 0 W para 500 W. Foi implementada a estratégia de controle apresentada na Figura 18.

A Figura 28(a) exibe a velocidade estimada do gerador. Para verificar a estimativa, foi utilizado um tacômetro para medir a velocidade do eixo do rotor. Os valores medidos foram 374,05 rad/s e 356,57 rad/s, antes e depois da aplicação do degrau de potência ativa, respectivamente. Estes valores estão próximos dos estimados obtidos que foram de 372,87 rad/s e 355,62 rad/s.

A Figura 28(b) demonstra que a máquina opera com torque eletromagnético constante, antes da aplicação do degrau ele opera com valor nulo pois o mesmo não está gerando energia ($P_s = 0$ W), após aplicação do degrau, ele assume valor de 1 Nm devido ao início de geração de energia ($P_s = -500$ W). Figura 28(c) apresenta os resultados de controle de potência ativa e reativa. É possível observar que o sistema de controle foi bem-sucedido, devido a potência reativa permanecer no valor constante durante todo tempo ($Q_s = 0$ Var) e a potência ativa no primeiro instante apresentar um valor de $P_s = 0$ W e no segundo instante um valor de $P_s = -500$ W, seguindo as referências pré-estabelecidas no controle.

A Figura 28(d) apresenta as posições estimadas dos vetores de corrente do rotor e de tensão do estator. Observa-se que as posições apresentam formato senoidal e estão defasadas entre si por um ângulo de $\frac{\pi}{2}$ rad. A Fig. 28(e) apresenta fluxos estimados e medidos de eixo direto e quadratura do estator, a medição foi realizada por meio do DSP com as equações (2.28) e (2.29). Nota-se que os fluxos estimados estão em quadratura e não possuem nível CC. As tensões e correntes do estator da máquina são exibidas na Figura 28(f).

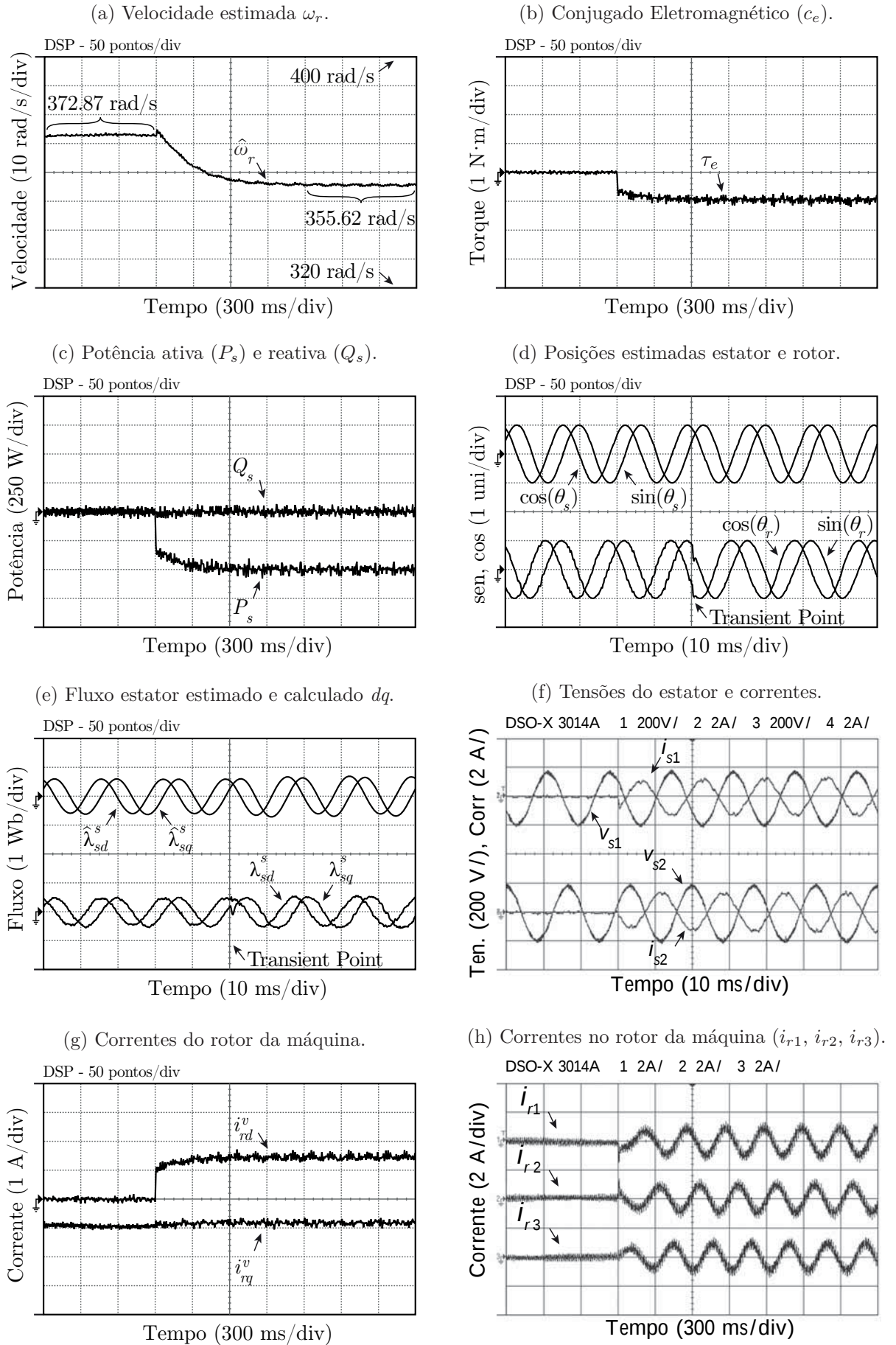
As correntes do estator têm valor nulo no primeiro momento por não haver energia sendo gerada. Quando a referência de potência ativa é alterada para $P_s = -500$ W, as correntes apresentam formato senoidal e aumentam seus valores de amplitude, permanecendo defasados em π rad das tensões do estator, indicando fator de potência da unitário.

A Figura 28(g) apresenta as correntes do rotor no referencial de tensão. No primeiro momento a corrente i_{rd} apresentam valor nulo, devido potência ativa ser nula $P_s = 0$ W. Nota-se que, com o degrau de potência ativa apenas a corrente i_{rd}^v sofre modificação e i_{qd}^v permanece nula, isso decorre do desacoplamento de potência no sistema de controle.

A Figura 28(h) exibe as correntes do rotor i_{r1} , i_{r2} e i_{r3} . Antes do ponto de aplicação do degrau, nota-se que os valores de frequências e amplitude das correntes do rotor são muito baixos, indicando que o sistema está operando próximo da velocidade síncrona, mostrando que o estimador de velocidade opera nessa faixa de velocidade.

2.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentada o modelo primitivo de uma máquina trifásica genérica, sendo posteriormente analisado seu modelo *odq* a partir da transformada de *Park*. A partir do modelo encontrado, foram desenvolvidas as equações que definem a dinâmica do gerador (DFIG), a fim de implementar a estratégia de controle VOC. O modelo de controle foi apresentado. Além do mais, foi apresentada uma técnica para estimar a posição do rotor sem o uso de sensores de velocidade. Por meio dos resultados experimentais o modelo de controle desenvolvido foi testado, mostrando que o controle de potência ativa e reativa fornecida pelo estator da máquina é feito de forma desacoplada. Os resultados também mostram que o estimador de posição consegue operar mesmo em velocidades próximas a velocidade síncrona.

Figura 28 – Resultados experimentais *sensorless*.

Fonte: resultados Experimental.

3 PROPOSTA DE CONVERSOR PARA LIGAÇÃO DO DFIG À REDE MONOFÁSICA

3.1 INTRODUÇÃO

Os sistema de geração de energia elétrica são geralmente trifásicos, mas em muitas situações a rede trifásica não está disponível, somente a rede monofásica. É comum encontrar tais tipos de rede em áreas rurais, em indústrias de pequeno porte e residências. Para a geração de energia eólica, em áreas que apresentam essa restrição de rede, uma das soluções é a utilização de conversores CA-CC-CA monofásico-trifásico.

Os estudos dos conversores monofásico-trifásico nos últimos anos vem focando na melhoria dos seguintes aspectos dos conversores (MACHADO; BUSO; POMILIO, 2004): redução dos custos, minimização dos números de componentes, melhoramento do fator de potência e qualidade da energia entregue à carga. Contudo, a sua principal desvantagem é que todo o fluxo de potência processada pela carga passa pelo conversor. Tal característica pode ser observada em sistemas eólicos que utilizam máquina a ímã permanente (YARAMASU et al., 2015). Para os sistemas com DFIG o fluxo de potência processada pelos conversores chega a ser 30% menor em comparação aos sistemas a ímã (YARAMASU et al., 2015), diminuindo assim a robustez dos componentes e assim o custo sistema.

Este capítulo tem como objetivo o estudo de uma nova topologia de conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico com seis braços (doze chaves de potência) e um barramento CC, chamado de topologia 6B, aplicado a um sistema de geração eólica com a utilização do DFIG. É abordada estratégia de modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation-PWM*), bem como seu sistema de controle: tanto do conversor do lado da rede (*Grid Side Converter-GSC*) como o do lado do estator (*Stator Side Converter-SSC*). Por fim, será feita uma análise em regime permanente dos conversores GSC e SSC verificando como ocorre a distribuição do fluxo de potência nos mesmos.

3.2 TOPOLOGIA 6B

A configuração do conversor 6B(monofásico-trifásico com seis braços e um barramento CC), mostrada na Figura 29, é composta por um conversor do lado do estator (do inglês *Stator Side Converter - SSC*) e um conversor do lado da rede (do inglês *Grid Side Converter GSC*). Esses dois conversores compartilham um braço (*s*) formando uma estrutura de três braços, um conversor trifásico convencional associado ao terminal do Rotor RSC denominado conversor do lado do rotor (do inglês *Rotor Side Converter - RSC*); um filtro trifásico LC que tem intuito de filtrar as tensões chaveadas do conversor; um gerador de indução duplamente alimentado (DFIG) e um barramento CC. O conversor

SSC é formado pelas chaves q_{s1} , $\bar{q}_{s1}$, q_s e $\bar{q}_s$, o conversor GSC, pelas chaves q_{g1} , $\bar{q}_{g1}$ e compartilha as mesmas chaves do braço s com o conversor SSC. O conversor do lado do rotor é formado por seis chaves (três braços) q_{rj} e $\bar{q}_{rj}$ com $j = 1, 2, 3$.

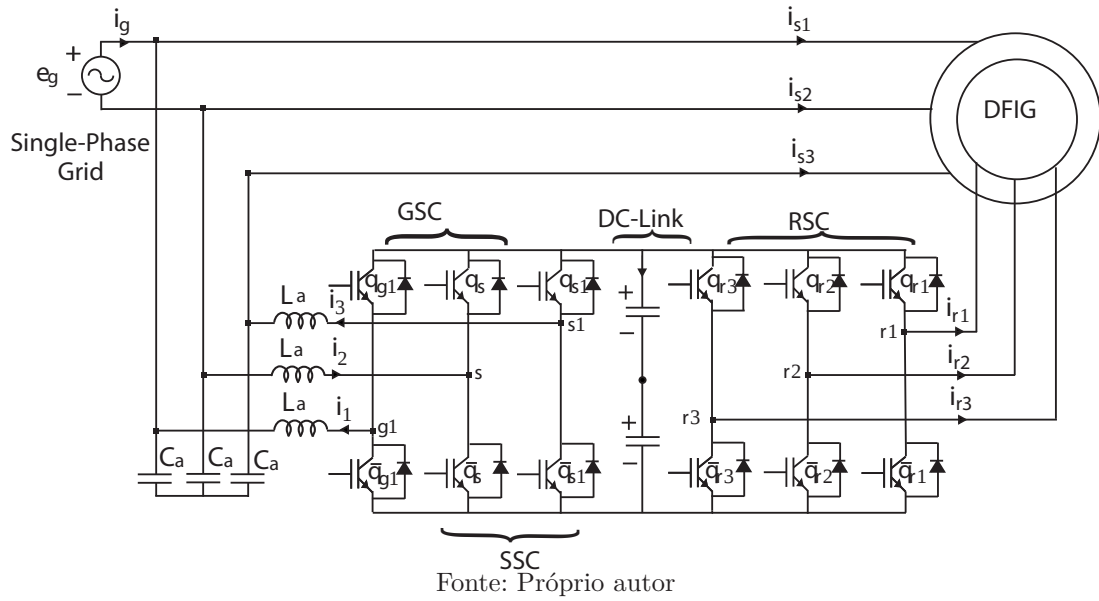
3.2.1 Modelagem do sistema

O modelo da topologia 6B, mostrado na Figura 29, é apresentado a seguir. A partir da Figura 29, é possível obter as seguintes equações:

$$e_g = r_a i_1 + l_a \frac{di_1}{dt} + v_{g10} - v_{s0} + r_a i_2 + l_a \frac{di_2}{dt} \quad (3.1)$$

$$v_{s32} = r_a i_3 + l_a \frac{di_3}{dt} + v_{s10} - v_{s0} + r_a i_2 + l_a \frac{di_2}{dt} \quad (3.2)$$

Figura 29 – Configuração 6B.



Onde r_a representa a resistência do filtro indutor, l_a representa a indutância do filtro, v_{g10} e v_{s10} são as tensões do pólo do GSC e do SSC, respectivamente, v_{s0} é a tensão do pólo do braço compartilhado entre o GSC e o SSC, i_g é a corrente da rede, i_1 , i_2 e i_3 são as correntes do GSC, e do SSC e i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} são as correntes do gerador. A partir das equações (3.1) e (3.2) determina-se as tensões geradas dos conversores SSC e GSC:

$$v_g = v_{g10} - v_{s0} \quad (3.3)$$

$$v_{32} = v_{s10} - v_{s0} \quad (3.4)$$

A parti de (3.3) a tensão do conversor do lado da rede pode ser usada para regular a corrente da rede e a parti de (3.4) a tensão do conversor do estator pode ser usada para controlar a tensão de linha da máquina v_{s23} desde que a tensão de linha v_{s12} já é

definida pela tensão da rede. O modelo do conversor do lado do rotor é semelhante ao do sistema trifásico convencional baseado em (PENA; CLARE; ASHER, 1996). As correntes do modelo podem ser obtidas pelas seguintes equações:

$$i_1 = +i_{s1} - i_g \quad (3.5)$$

$$i_2 = -i_{s2} - i_g \quad (3.6)$$

$$i_3 = i_{s3} \quad (3.7)$$

As equações (3.1)-(3.7) modelam o sistema da conexão da rede com o retificador e o estator da máquina.

3.2.2 Estratégia PWM conversores GSC e SSC

As tensões de polo v_{g0} , v_{s10} e v_{s0} da configuração 6B, dependem dos estados de condução das chaves, ou seja:

$$v_{g0} = (2q_{g1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.8)$$

$$v_{s10} = (2q_{s1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.9)$$

$$v_{s0} = (2q_s - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.10)$$

Onde v_c é tensão do barramento CC, e q_{g1} , q_{s1} e q_s são os estados de condução das chaves, que são definidos por variáveis binárias, assim, quando, por exemplo $q_{g1} = 1$, a chave se encontra fechada e, se $q_{g1} = 0$, a chave se encontra aberta. As chaves $\bar{q}_{g1}$, $\bar{q}_{s1}$ e $\bar{q}_s$ são complementares, ou seja, quando q_{g1} conduzindo, $\bar{q}_{g1}$ estará bloqueada e vice-versa. Considerando que as tensões de referência v_g^* e v_{32}^* , são fornecidas pelos controladores, tem-se:

$$v_g^* = v_{g10}^* - v_{s0}^* \quad (3.11)$$

$$v_{32}^* = v_{s10}^* - v_{s0}^* \quad (3.12)$$

Os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos comparando-se as tensões de polo de referência (v_{g10}^* , v_{s10}^* , v_{s0}^*) com uma portadora triangular de alta frequência. Nesse caso, são necessárias três equações para o cálculo das tensões de polo de referência. Logo, as equações (3.11) e (3.12) não são suficientes para determinar os sinais de gatilho das chaves, sendo necessário a introdução de uma variável auxiliar v_x^* , assim têm-se as seguintes equações:

$$v_{g10}^* = v_g^* + v_x^* \quad (3.13)$$

$$v_{s10}^* = v_{32}^* + v_x^* \quad (3.14)$$

$$v_{s0}^* = v_x^* \quad (3.15)$$

Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem das tensões v_g^* , v_{32}^* definidas pelos controladores, como também, das tensão auxiliar v_x^* . As tensões auxiliares podem ser escolhidas de forma independente, desde que, os máximos e mínimos das tensões de polo sejam respeitadas, ou seja:

$$v_{x\min}^* \leq v_x^* \leq v_{x\max}^* \quad (3.16)$$

$$v_{x\min}^* = -\frac{v_c^*}{2} - \min(v_g^*, v_{32}^*, 0) \quad (3.17)$$

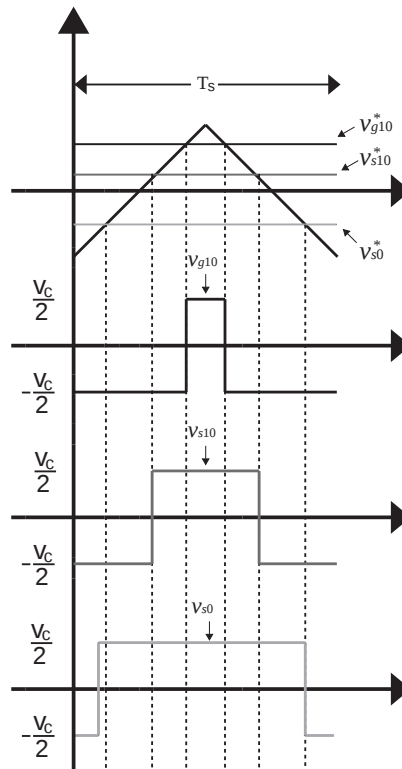
$$v_{x\max}^* = \frac{v_c^*}{2} - \max(v_g^*, v_{32}^*, 0) \quad (3.18)$$

Em que v_c^* é a tensão de referência do barramento CC. A tensão auxiliar v_x^* , pode ser escritas em função do fator de distribuição de roda livre, μ , definido em (BLASKO, 1997; HOLTZ, 1994):

$$v_x^* = \mu v_{x\max}^* + (1 - \mu) v_{x\min}^* \quad (3.19)$$

Onde $0 \leq \mu \leq 1$. Nota-se que, quando μ assume os valores $\mu = 0$ ou $\mu = 1$, obtém-se os valor mínimo ($v_x^* = v_{x\min}^*$) ou máximo ($v_x^* = v_{x\max}^*$). Nesse dois casos, um dos braços do conversor opera com a frequência de chaveamento nula. Quando se escolhe o valor de $\mu = 0,5$, é selecionado o valor médio de v_x^* , nesse caso, devido aos pulsos centrados, tem-se em geral uma redução na Taxa de Distorção Harmônica (*Total harmonic distortion* - THD). Dado v_x^* , as tensões de polo v_{g10}^* e v_{s10}^* são determinadas por (3.13) e (3.14).

Figura 30 – Exemplo de comparação triangular com portadora.



Fonte: Próprio autor.

Os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos pela comparação da tensão de polo de referencia, dado pela equações (3.13)-(3.15) com sinal da onda triangular de alta frequência, denominado portadora PWM.

Neste trabalho, os sinais de gatilho das chaves serão obtidos comparando as tensões de polo com uma única portadora triangular de alta frequência. A Figura 30 ilustra o processo.

3.2.3 Estratégia PWM conversor RSC

De maneira análoga à seção anterior, as tensões de polo do conversor RSC podem ser escritas da seguinte maneira:

$$v_{r10} = (2q_{r1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.20)$$

$$v_{r20} = (2q_{r2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.21)$$

$$v_{r30} = (2q_{r3} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.22)$$

Em que q_{r1} , q_{r2} e q_{r3} são os estados das chaves do conversor do lado do rotor. Escolhendo as tensões de referência que se deseja aplicar no rotor, têm-se:

$$v_{r10}^* = v_{r1}^* + v_{r0}^* \quad (3.23)$$

$$v_{r20}^* = v_{r2}^* + v_{r0}^* \quad (3.24)$$

$$v_{r30}^* = v_{r3}^* + v_{r0}^* \quad (3.25)$$

Onde v_{r10}^* , v_{r20}^* e v_{r30}^* são as tensões de polo de referencia e v_{r0}^* é a tensão entre o neutro nos terminais do rotor do DFIG e o ponto central do barramento CC. A tensão v_{r0}^* pode ser escrita em função do fator de distribuição de roda livre μ , desde que respeite os valores máximos e mínimos pré-estabelecidos:

$$v_{rmin}^* \leq v_{r0}^* \leq v_{rmax}^* \quad (3.26)$$

$$v_{rmin}^* = -\frac{v_c^*}{2} - \min(v_{r1}^*, v_{r2}^*, v_{r3}^*) \quad (3.27)$$

$$v_{rmax}^* = \frac{v_c^*}{2} - \max(v_{r1}^*, v_{r2}^*, v_{r3}^*) \quad (3.28)$$

$$(3.29)$$

Assim como na seção anterior:

$$v_{r0}^* = \mu_r v_{rmax}^* + (1 - \mu_r) v_{rmin}^* \quad (3.30)$$

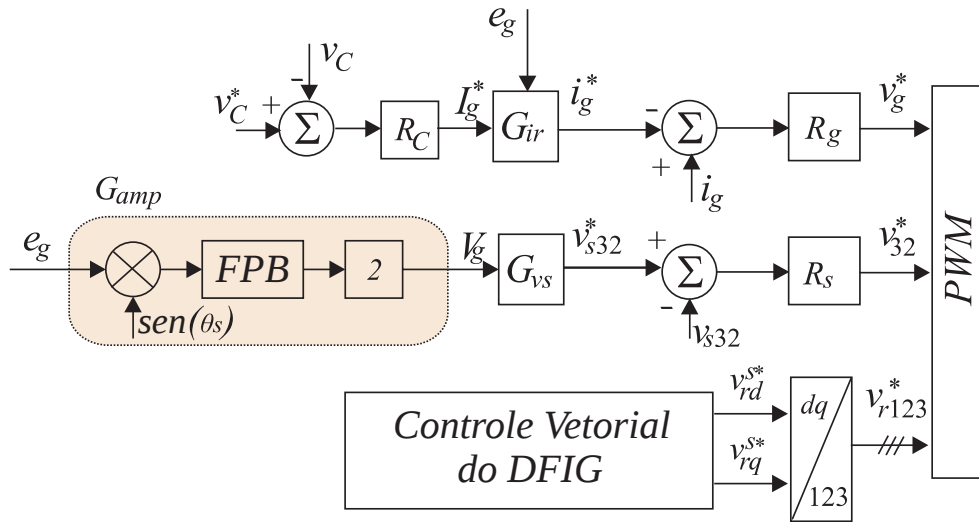
Assim, substituindo o resultado da equação (3.30) nas equações (3.23), (3.24) e (3.25), determina-se as tensões de polo de referência. O sinais dos gatilhos das chaves são determinados de maneira idêntica àquela ilustrada na Figura 30.

3.3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

3.3.1 Controle GSC e SSC

A Figura 31 ilustra o diagrama de blocos do controle do sistema proposto. O bloco de controle é dividido pelo controle de tensão do barramento CC e fator de potência (realizado por meio do GSC), o controle de tensão de linha (realizado por meio do SSC) e o controle de velocidade e potência reativa (realizado por meio do RSC). O controle do conversor do lado da rede consiste em duas malhas de controle em cascata. Na malha mais externa, a tensão CC do capacitor (v_c) é ajustada para seu valor de referência v_c^* utilizando um controlador do tipo PI, representado pelo bloco R_c . A saída do controle de tensão do barramento CC é a amplitude da corrente de referência da rede (I_g^*). A corrente de referência instantânea (i_g) é sincronizada pela tensão da rede a partir de um esquema de *Phase Locked Loop* (PLL) padrão (SHAHRUZ, 2002), que é discutido na próxima seção, representado na Figura 31 pelo bloco G_{ir} . Na malha de corrente interna, o controle de corrente da rede é implementado usando um controlador ressonante descrito em (JACOBINA et al., 2001). Este controlador é representado pelo bloco R_g . A saída do controle de corrente define a tensão de referência v_g^* .

Figura 31 – Diagrama de bloco de controle



Fonte: Próprio autor.

No conversor do lado do estator, o controle da tensão de linha é realizado também usando um bloco ressonante R_s . Como a tensão v_{s12} já é definida pela tensão da rede, porque a mesma é conectada diretamente aos terminais do estator, a amplitude da tensão da rede é estimada pelo bloco G_{amp} para garantir as tensões trifásicas simétricas. Tal como apresentado na Figura 31, o bloco G_{amp} extrai a amplitude de e_g (isto é, V_g) multiplicando a tensão da rede por um sinal senoidal unitário e passando por um filtro passa baixa. Então, a tensão de linha de referência v_{s32}^* é determinada pelo bloco G_{vs} que sincroniza a tensão para ser trifásica, e é comparada com a tensão de linha medida v_{s32} . Em seguida, o

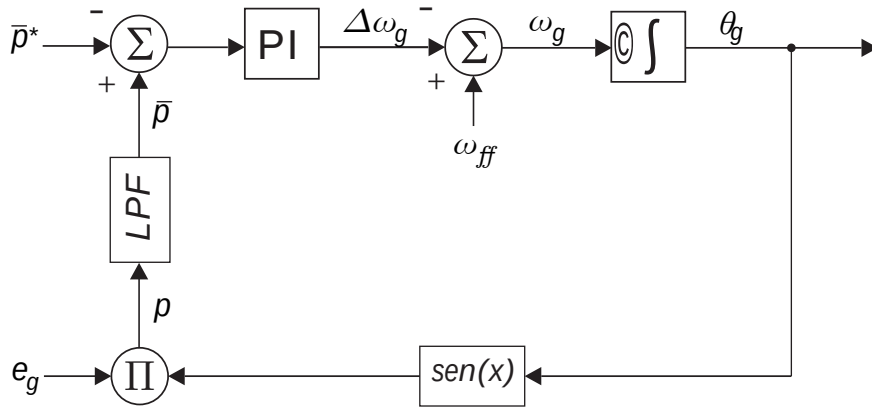
controlador ressonante (R_s) determina a tensão de referência v_{32}^* . O controle do conversor do lado do rotor pode ser visto no capítulo anterior.

3.3.2 Phase Locked Loop (PLL)

O funcionamento do conversor GSC e SSC depende do ângulo de fase da rede. No caso do GSC, para garantir o fator de potência unitário a corrente deve estar em fase com a tensão da rede. Já o SSC, deve garantir tensões trifásicas nos terminais do estator, assim é necessário extrair o ângulo de fase da rede elétrica de forma precisa. Esta informação tem como finalidade sincronizar a tensão e corrente da rede, realizar o controle de potência ativa e reativa que está sendo injetada na rede e realizar a transformada de Park para um referencial que dependa do ângulo da rede elétrica. Normalmente a extração desse ângulo é realizado por uma PLL.

A Figura 32 apresenta o diagrama de blocos da PLL, que é utilizada neste trabalho (FILHO et al., 2008b). Neste método uma potência monofásica p é definida, que tem como característica ser pulsada com valor médio $\bar{p}$ nulo, caso a corrente i_s esteja em quadratura em relação a tensão e_g .

Figura 32 – Diagrama de bloco PLL



Fonte: Próprio autor.

Inicialmente, a tensão da rede (e_g) é multiplicada por uma variável em quadratura i_s , como resultado produzindo uma potência fictícia p . Após essa multiplicação, o resultado passa por um Filtro Passa-Baixas (FPB), objetivando extrair seu valor médio ($\bar{p}$). Em seguida, $\bar{p}$ é regulado por meio de um controlador PI para um valor de referência nula ($\bar{p}^* = 0$). Na saída do PI tem-se a variação da frequência angular estimada ($\Delta\omega_g$), que é somada à frequência angular da rede elétrica (ω_{ff}) fornecendo a frequência angular estimada da rede (ω_g). Integrando a velocidade angular estimada é possível obter a fase da tensão da rede (θ_g). O ângulo estimado da rede elétrica é usado no argumento da função seno, fechando a malha de controle.

3.4 ANÁLISE REGIME PERMANENTE GSC E SSC

3.4.1 Análise de corrente

As correntes do GSC e do SSC são definidas como i_1 , i_2 e i_3 . Essas correntes são definidas pelas equações (3.5), (3.6) e (3.7). Foi realizada uma análise dos níveis de corrente nos braços dos conversores GSC e SSC.

A Figura 33 ilustra as correntes normalizadas pela corrente nominal do gerador (i_{sn}). As formas de onda mostradas na Figura 33 foram obtidas considerando quatro torques mecânicos diferentes [100%, 75%, 50% e 25% do torque mecânico nominal (c_m)] e a velocidade do rotor foi analisada tanto no modo de operação supersíncrono como no subsíncrono, varrendo a velocidade 30% abaixo e acima da nominal.

As Figuras 33(a) e 33(b) mostram que as correntes do GSC (pernas $g1$ e s , respectivamente) dependem da velocidade do rotor do DFIG. Em operação subsíncrona, o RSC absorve energia do sistema. Por isso, as correntes i_1 e i_2 apresentam valores inferiores aos observados no caso de operação supersíncrona. Além disso, na operação supersíncrona, essas correntes são maiores que a corrente do estator da perna $s1$, mostrada na Figura 33(c). Como pode ser visto, as correntes i_1 e i_2 podem ser até 30% maiores que as correntes do gerador. A partir desta análise, nota-se que o maior esforço na chave ocorre em operação supersíncrona com velocidade de rotor de 1,3pu, na qual o dispositivo deve suportar 1,3 da corrente nominal do DFIG.

3.4.2 Análise de Potência

As potências aparentes do GSC e do SSC são definidas como S_{gsc} e S_{ssc} , respectivamente, enquanto S_s é a potência aparente do gerador. Nesta análise, a potência reativa do estator é nula, então a potência ativa do estator é igual à potência aparente ($S_s = P_s$). A potência ativa nominal da máquina é definida como S_{sn} . A Figura 34 mostra as curvas de potência aparente normalizadas $|S_{gsc}/S_{sn}|$, $|S_{ssc}/S_{sn}|$ e $|S_s/S_{sn}|$. A potência aparente S_{gsc} , S_{ssc} e S_s são definidas por (3.31), (3.32) e (3.33), respectivamente.

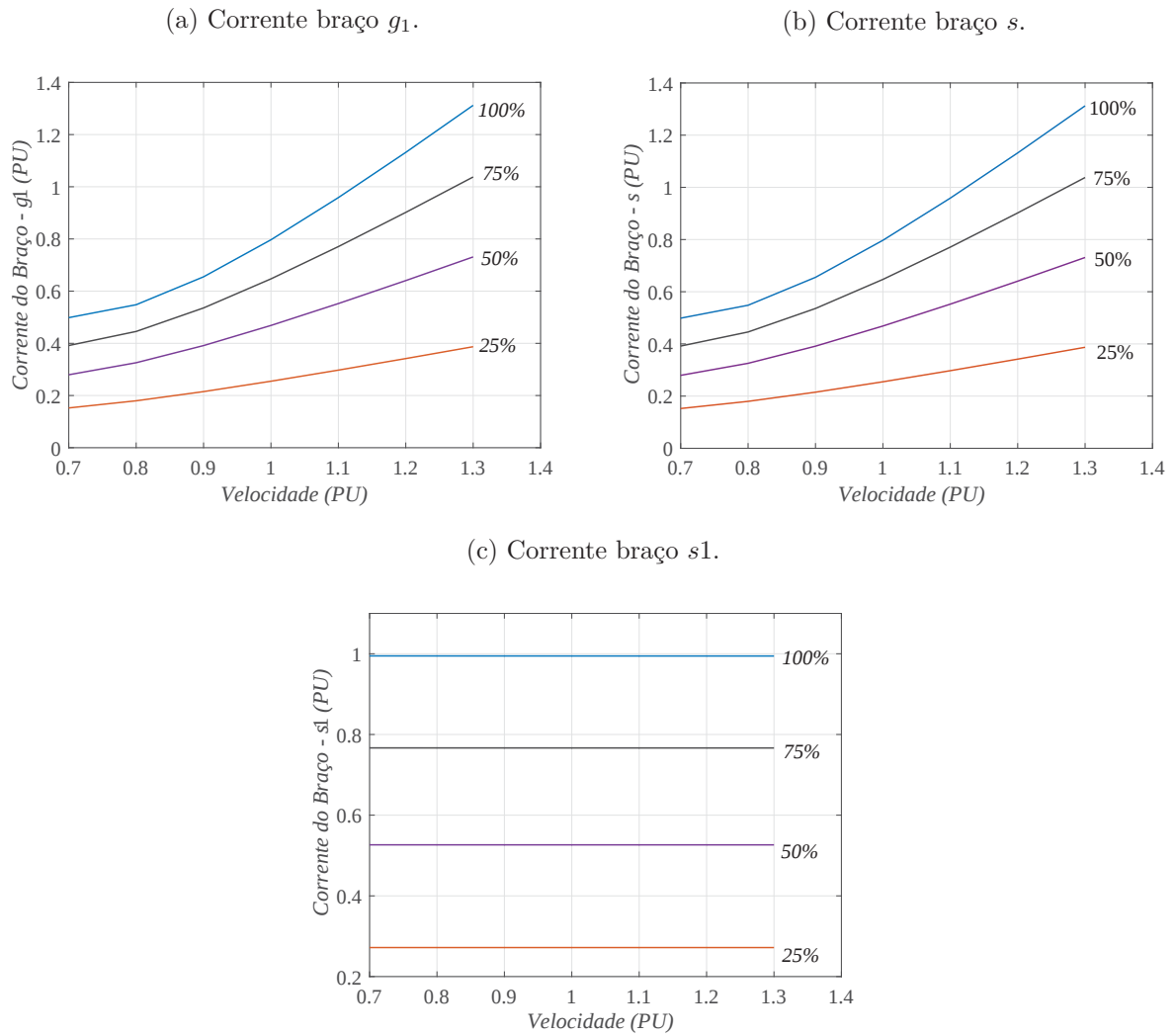
$$S_{gsc} = \bar{v}_g \bar{i}_1^* \quad (3.31)$$

$$S_{ssc} = \bar{v}_{32} \bar{i}_3^* \quad (3.32)$$

$$S_s = \bar{v}_s \bar{i}_s^* \quad (3.33)$$

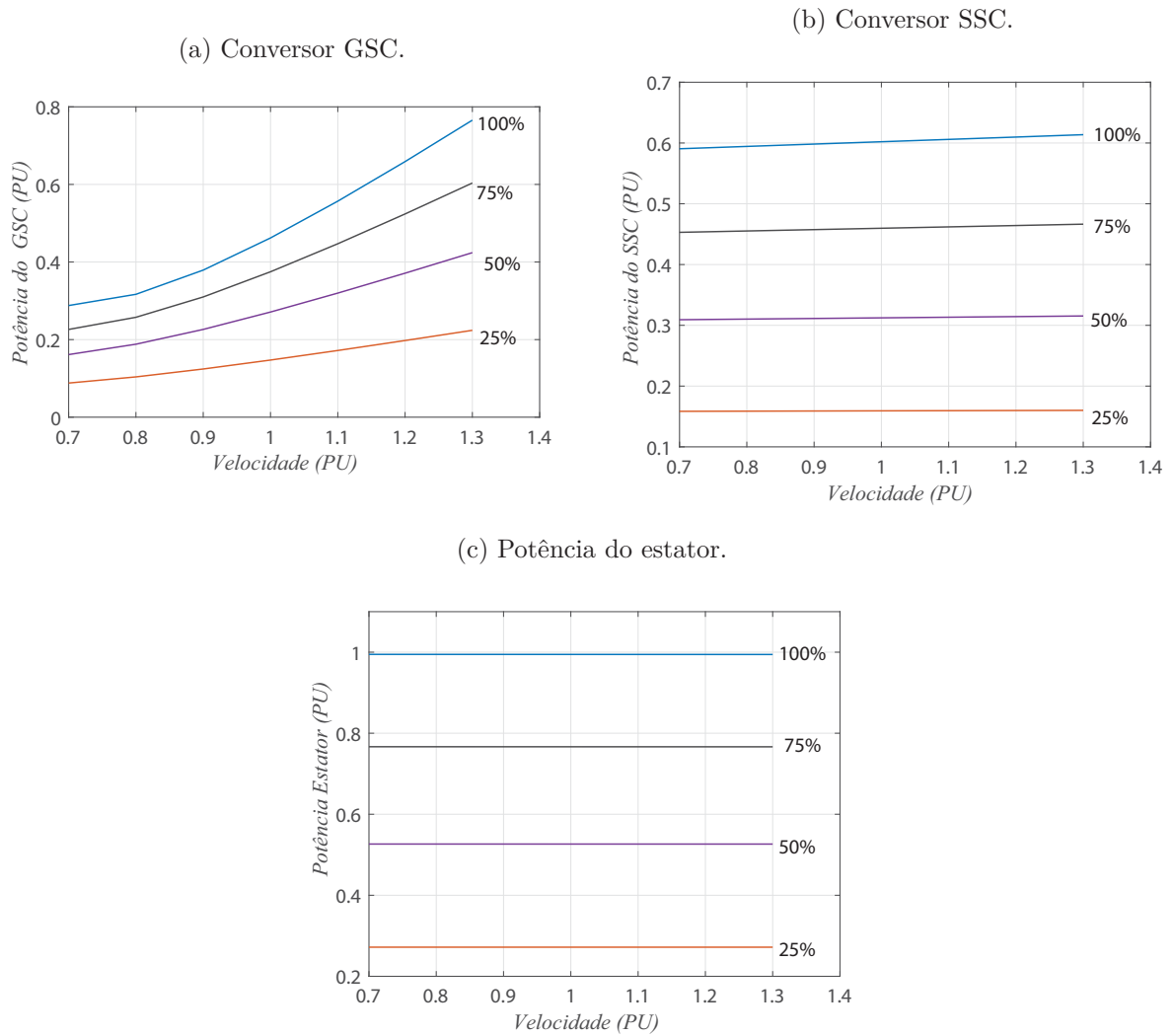
Onde $\bar{i}_1^*$, $\bar{i}_3^*$ e $\bar{i}_s^*$ são o conjugado complexo das correntes vetoriais i_1 , i_3 e i_s , respectivamente. Estes resultados foram obtidos considerando quatro torques mecânicos diferentes [100%, 75%, 50% e 25% do torque mecânico nominal (c_m)]. Em todos os casos, a velocidade do rotor está levando em conta a faixa de 0,7 a 1,3 da velocidade síncrona. Observe que quando o torque mecânico é reduzido, a potência do estator fornecida pelo gerador também é reduzida. A potência aparente normalizada processada pelo SSC

Figura 33 – Correntes normalizadas.



representa uma fração da potência aparente do gerador. Na Figura 34(a) observa-se que no pior dos casos, a energia processada pelo SSC é igual a 60% da potência do DFIG. A potência do GSC é dependente da velocidade do rotor, isto é, depende do fluxo de potência do rotor. A Figura 34(b) mostra que na operação subsíncrona o rotor absorve a potência do SSC e o GSC fornece uma fração da potência do estator para a rede monofásica. Por outro lado, na operação supersíncrona, a potência aparente processada pelo GSC aumenta, porque tanto o RSC quanto o SSC fornecem energia ao GSC. No pior dos casos, a energia gerada pelo GSC é igual a 80% da potência do DFIG. A Figura 34(c) apresenta a potência normalizada do estator para todos os casos analisados.

Figura 34 – Potências normalizadas.



3.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado a topologia proposta para ligação do DFIG à rede monofásica. Foi feita a análise de cada um dos conversores que compõem os sistemas de conversão: o GSC, o SSC e o RSC. Foram apresentados os modelos dos conversores, bem como as estratégias PWM e de controle. Foram feitas análises em regime permanente para averiguar como ocorre a distribuição de potência dos conversores e os níveis de correntes nos modos de operação da máquina subsíncrono e supersíncrono para diferentes conjugados mecânicos. Após a análise, foi verificado que os níveis correntes do braço $g1$ e s variam com a velocidade do gerador e com conjugado mecânico. De maneira análoga, a potência processadas por GSC e SSC também variam a velocidade e a carga no eixo do DFIG.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO

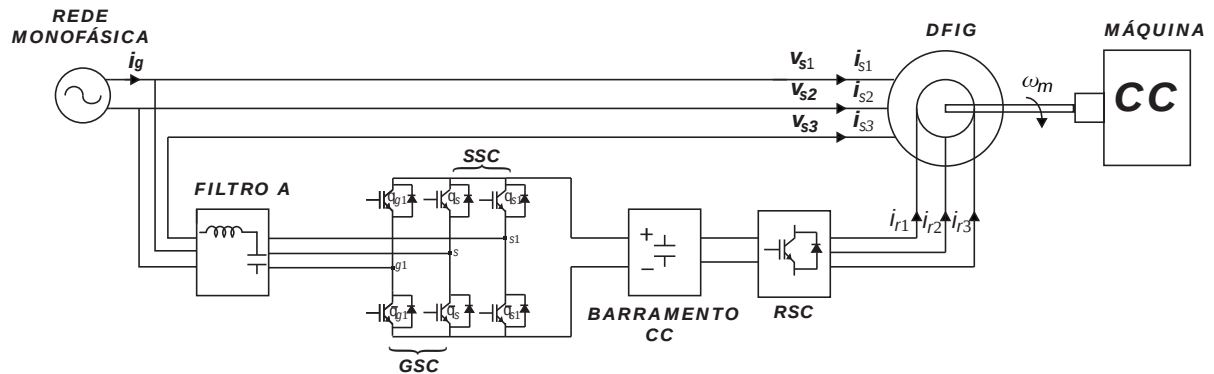
4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentada a simulação do sistema de geração proposto utilizando o Gerador de Indução Duplamente Alimentado (DFIG) conectado à rede monofásica. Inicialmente são apresentados as simulações realizadas com os modelos e parâmetros dos equipamentos utilizados. Além dos resultados em regime permanente, são apresentados resultados transitórios, bem como, os resultados experimentais. Ao final, é realizado um estudo de perdas, visando comparar com a topologia 4L encontrada na literatura (LEANDRO; SOARES; ROCHA, 2017).

4.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para verificar o funcionamento da topologia, foram realizadas simulações no *software* PSIM conforme o diagrama descrito na Figura 35. De modo a tornar o sistema mais próximo do que foi desenvolvido experimentalmente, a turbina eólica foi substituída por um motor CC, sendo responsável por impor torque mecânico na entrada do sistema. O sistema de controle discutido nos capítulos 2 e 3 foi implementado nas simulações utilizando a estratégia de detecção da posição do rotor sem uso de sensor de velocidade (discutido na seção 2.4).

Figura 35 – Diagrama de simulação



Fonte: Próprio autor.

O controle de potência ativa do DFIG foi realizado para uma referência de $P_s = -500W$ e reativa $Q_s = 0Var$. Os resultados foram obtidos com um passo de cálculo de $1\mu s$ com um tempo de simulação de 4s. Outros parâmetros de entrada para a simulação são descritos pela Tabela 2.

O DFIG utilizado na simulação apresenta potência de $0,5kW$ tensão de $220V$ e frequência de $60Hz$, com o estator ligado em estrela. Os parâmetros do gerador encontram-se na Tabela 3.

Tabela 2 – Parâmetros de entrada para a simulação.

	Parâmetro	Valor
e_g	Tensão RMS da rede monofásica	220 V
v_{s1}^*	Tensão RMS de linha no estator	220 V
P_s^*	Potência ativa de referência	−500 W
Q_s^*	Potência reativa de referência	0 Var
E^*	Tensão do barramento CC	400 V
C	Capacitância do barramento CC	2200 μ F
f_g	Frequência da rede monofásica	60 Hz
f_s^*	Frequência imposta no estator	60 Hz
f_c	Frequência de chaveamento	10 kHz
μ	Fator de distribuição de roda livre	0,5

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 3 – Parâmetros do DFIG.

	Parâmetro	Valor
r_s	Resistência estatórica	15,1 Ω
l_s	Indutância estatórica	39,9 mH
r_r	Resistência rotórica	6,22 Ω
l_r	Indutância rotórica	19,9 mH
l_r	Indutância mutua	523,8 mH
J_m	Momento de inércia	0,01 kg m^2
p	número de polos	2

Fonte: elaborado pelo autor.

Os parâmetros do Filtro A são apresentados na Tabela 4:

Tabela 4 – Parâmetros do Filtro A.

	Parâmetro	Valor
r_a	Resistência do Filtro A	3 Ω
l_a	Indutância do Filtro A	12 mH
C_a	Capacitor do Filtro A	5 μ F

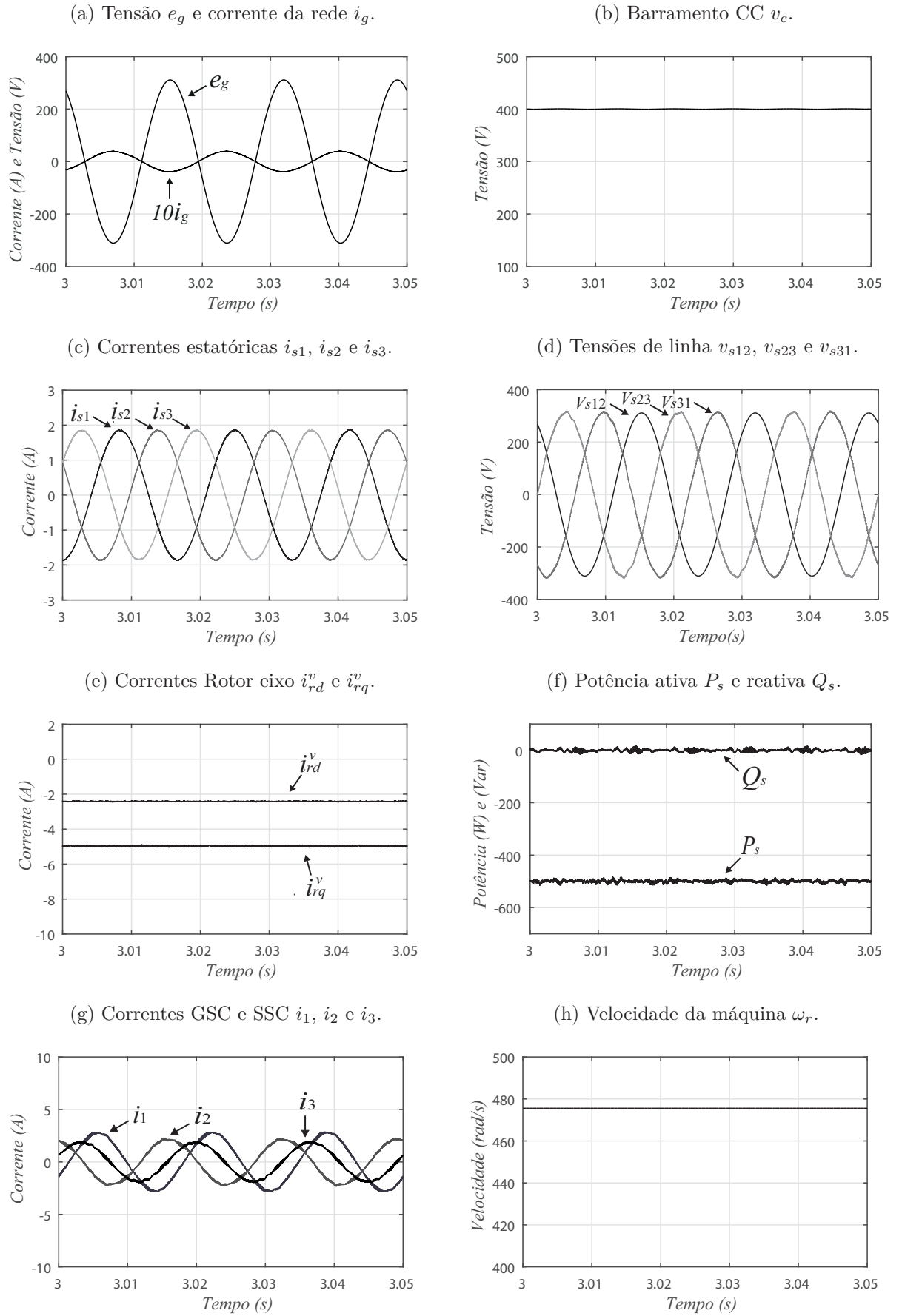
Fonte: elaborado pelo autor.

4.2.1 Análise regime permanente

Para demonstrar a validade da topologia proposta neste trabalho, foram realizadas simulações digitais. Os resultados foram obtidos com os parâmetros descritos nas Tabelas 2, 3 e 4.

Na Figura 36 são apresentados os resultados de simulação para a topologia 6B proposta neste trabalho, na condição de regime permanente, com o DFIG operando com conjugado constante. Foi realizado o controle da corrente inserida na rede e da tensão de barramento CC, das potências ativa e reativa do DFIG, e das tensões nos terminais do estator do gerador, conforme apresentado na Figura 31. O tempo de simulação observado foi de 50 mil segundos.

Figura 36 – Resultados simulação regime permanente.



Na Figura 36(a) é apresentado as formas de onda da corrente e tensão da rede. O gráfico mostra que as duas formas de onda estão defasadas em 180 graus, indicando fator de potência unitário e que o gerador está injetando potência na rede. A corrente i_g apresenta valor RMS de 2,71A, com uma THD de 5,48% em torno da frequência fundamental de 60 Hz. Na Figura 36(b) é mostrado o gráfico da tensão de barramento CC. A tensão v_C apresentou valor médio de 399,99V, valor muito próximo do estabelecido na referência ($v_C^* = 400,00V$). A ondulação máxima da tensão de barramento CC fica em torno de 0,8%. Estes resultados demonstram que o controle de corrente e barramento CC apresentaram resultado satisfatório validando a malha de controle do GSC.

A Figura 36(c) apresenta as correntes nos terminais do estator do DFIG. As correntes i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} apresentam THD de 0,78%, 0,72% e 0,73%, já o valor RMS foi de 1,30A para todas as três. Isto implica em correntes senoidais com baixa distorção. Na Figura 36(e) são mostradas as componentes dq das correntes do rotor no referencial da tensão. As correntes i_{rd}^v e i_{rq}^v apresentam valor médio de -2,51A e -4,91A, respectivamente.

Na Figura 36(d) são mostradas as tensões no estator da máquina. As tensões de linha v_{s12} , v_{s23} e v_{s31} que apresentaram valor RMS de 220,0V, 220,22V e 221,02V, respectivamente. A THD das tensões foram de 0% (v_{s12}), 1,43% (v_{s23}) e 1,41% (v_{s31}). Observa-se que as tensões estão defasadas de 120 graus entre si e valor de pico próximos, indicando sistema trifásico equilibrado. Assim, é possível concluir que o sistema de controle do conversor SSC obteve êxito.

Na Figura 36(f) são apresentadas as potências ativa e reativa no estator do DFIG. O valor médio de P_s é -499,9W, enquanto Q_s é -0,05Var, indicando que a malha de controle do DFIG controlou as variáveis nas referências estabelecidas ($P_s^* = -500W$, $Q_s^* = 0Var$).

Na Figura 36(h) é apresentada a velocidade da máquina. Nota-se que o gerador opera acima da velocidade síncrona, ou seja, trabalha no modo supersíncrono. A velocidade calculada foi de 475,50 rad/s, cerca de 20% maior que a velocidade síncrona. Por fim, a Figura 36(g) ilustra as correntes dos braços dos conversores i_1 , i_2 e i_3 . Os valores RMS das correntes foram de 1,99A, 1,50A e 1,30A, e a taxa de distorção harmônica foram de 8,24%, 10,90% e 5,577%, respectivamente. Nota-se que a corrente i_1 apresenta maior valor devido o conversor GSC processar também a potência do rotor, resultado de acordo com a análise em regime feita no capítulo anterior.

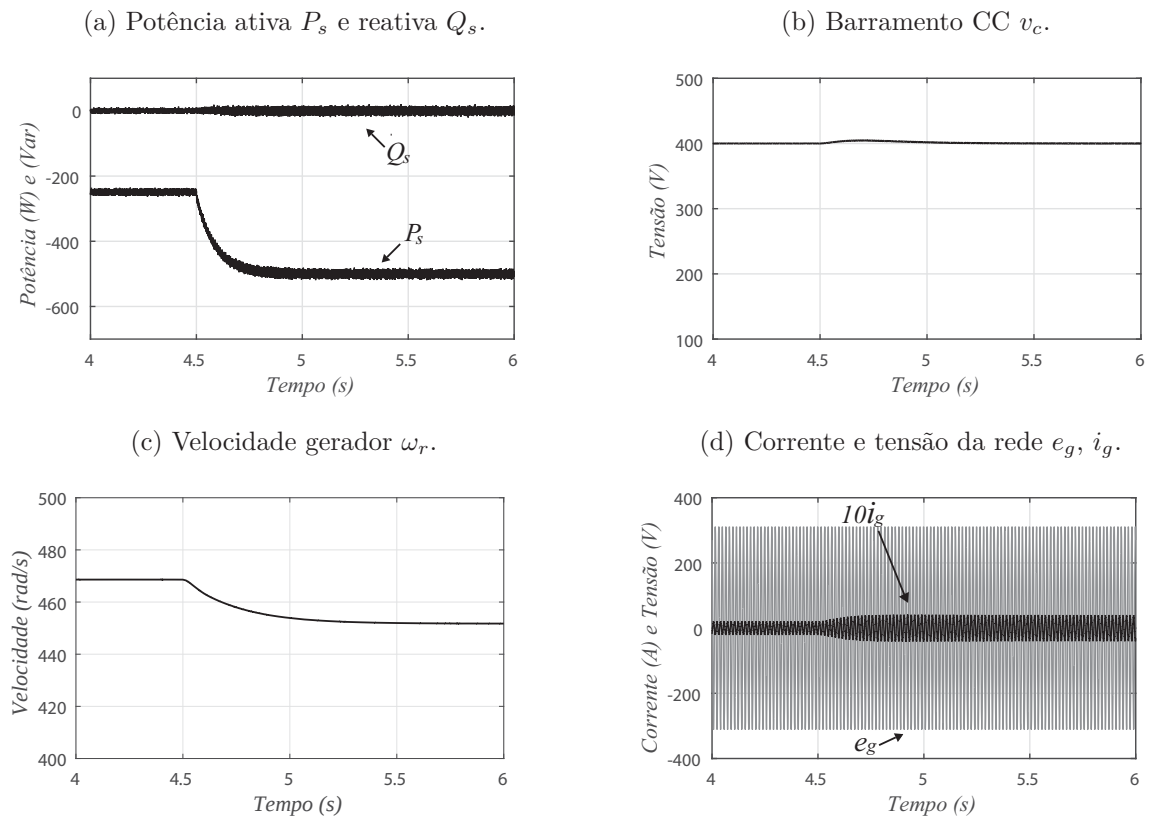
4.2.2 Análise transitório

Neste cenário, o sistema é analisado no momento em que ocorre uma mudança do valor de referência da potência ativa fornecida pelo $P_s^* = -250W$ para $P_s^* = -500W$, no tempo de 4,5 segundos. A Figura 37 mostra a resposta das grandezas do sistema proposto para o degrau de potência aplicado.

A Figura 37(a) ilustra as potências ativas e reativas do gerador. Antes da aplicação do degrau, os valores médios da potência ativa e reativa foram de $-250,25\text{W}$ e $-0,64\text{Var}$ e após aplicação do degrau, assumiram valores de $-500,06\text{W}$ e $-1,0\text{Var}$, respectivamente. O sistema de controle mostrou-se eficaz, controlando as variáveis nos seus respectivos valores de referência, antes e depois da aplicação degrau. A tempo de resposta do controle foi de $0,5$ segundo com uma transição suave sem oscilação. A tensão de barramento é mostrada na Figura 37(b). Nota-se que o barramento permanece quase inalterado com a mudança da potência ativa, assumindo um valor máximo de 410V , e depois retornando ao valor de referência de 400V .

No instante antes da aplicação do degrau, i_g possui valor de $1,37\text{ RMS}$, uma THD de $7,04\%$, defasada de 180 graus em relação a tensão. Após aplicação do degrau, i_g assume valor de $2,71\text{A RMS}$, uma THD de $5,48\%$, e permanece defasada de 180 graus da tensão, indicando que após aplicação do degrau, há um aumento de amplitude da corrente, caracterizado pelo aumento da potência injetada na rede. Isso é ilustrado na Figura 37(d).

Figura 37 – Resultados simulação transitório.

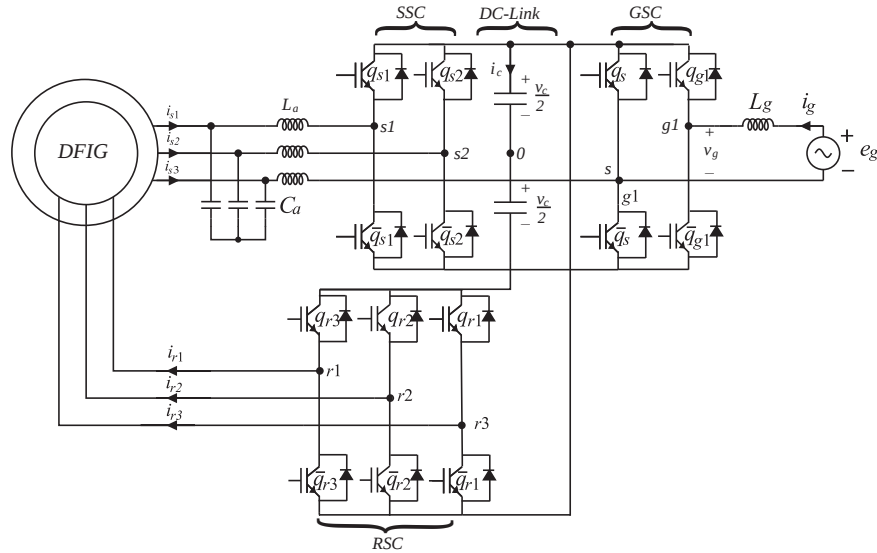


4.2.3 Estudo de perdas

Esta seção tem intuito de apresentar um estudo de perdas nos elementos semicondutores dos conversores, realizando um comparativo da topologia proposta neste trabalho (Figura 29) com a convencional de quatro braços apresentada por Leandro, Soares e

Rocha (2017) (Figura 38). O cálculo de perdas foi realizado utilizando o software PSIM, o modelo da chave utilizado foi IGBT 200GB125DN. Os resultados foram obtidos em quatro situações, nas seguintes condições: conjugado mecânico de 5Nm e 3Nm com velocidade da máquina 300rad/s e 400rad/s.

Figura 38 – Topologia proposta por LEANDRO et al. (2017)



Fonte: Adaptada de Leandro, Soares e Rocha (2017).

A Tabela 5 apresenta as perdas por condução e chaveamento por braço, na condição de conjugado mecânico 5Nm e velocidade 300rad/s (modo subsíncrono). A topologia proposta apresentou menores perdas de chaveamento e condução em todas os braços, exceto no braço s1, onde as perdas de chaveamento foram próximas. Analisando as perdas totais, a topologia proposta foi mais eficiente que a convencional com uma diferença 37,92W cerca de 17,20%.

Tabela 5 – Perdas conversores modo subsíncrono.

Braço	Proposta		Convencional	
	Condução(W)	Chaveamento(W)	Condução(W)	Chaveamento(W)
g1	1,726	25,980	4,462	29,550
s	1,223	24,890	1,716	25,581
s1	2,461	28,049	2,539	27,927
s2	-	-	2,411	28,112
r1	3,572	29,070	3,633	29,117
r2	3,635	29,150	3,632	29,119
r3	3,623	29,146	3,592	29,055
Perdas Totais	16,240	166,285	21,984	198,470
	182,525		220,454	

A Tabela 5 apresenta as perdas por condução e chaveamento por braço, na condição de conjugado mecânico 5Nm e velocidade 400rad/s (modo supersíncrono). A topologia proposta apresentou menores perdas de chaveamento e condução em todas os braços.

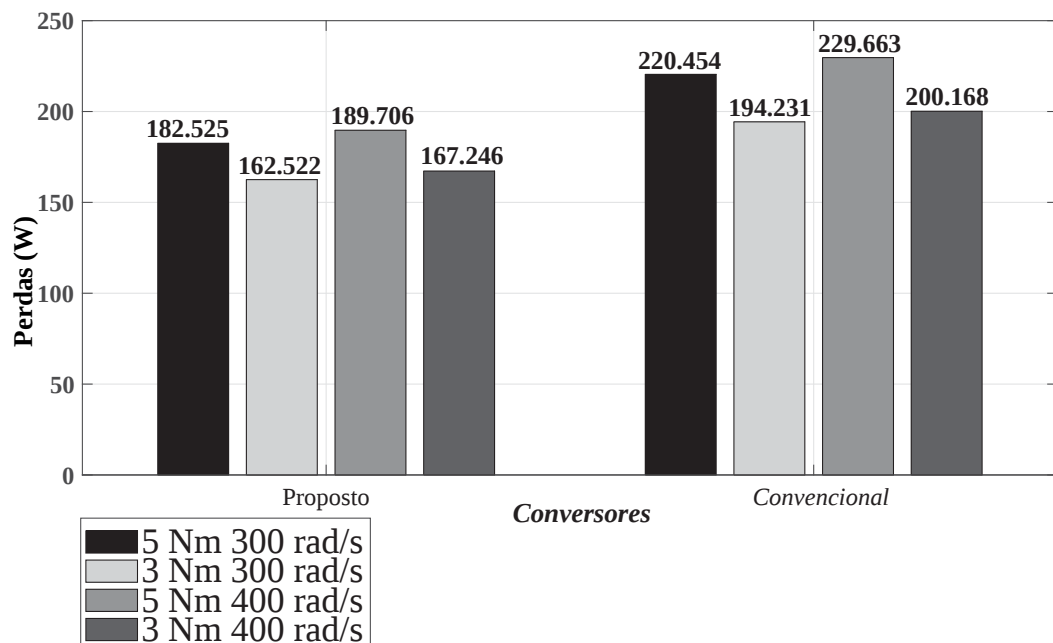
Analisando as perdas totais, a topologia proposta foi mais eficiente que a convencional com uma diferença de 39,97W que representa 17,40%.

Tabela 6 – Perdas conversores modo supersíncrono.

Braço	Proposta		Convencional	
	Condução(W)	Chaveamento(W)	Condução(W)	Chaveamento(W)
g1	3,443	28,00	7,385	32,75
s	2,950	27,322	3,393	27,701
s1	2,466	27,89	2,551	27,931
s2	-	-	2,387	28,044
r1	3,479	29,31	3,376	29,136
r2	3,36	29,12	3,415	29,371
r3	3,309	29,044	3,395	29,17
Perdas Totais	19,007	170,699	25,902	204,103
	189,693		229,663	

Para uma comparação geral entre as topologias, a Figura 39 mostra as perdas totais nos semicondutores obtidos para diferentes pontos de operação da máquina. A topologia proposta mostrou-se mais eficiente que convencional em todos os casos analisados. Mesmo no melhor cenário da topologia convencional ($c_m = 3\text{Nm}$, $\omega_r = 300\text{rad/s}$), a topologia proposta apresenta menores perdas no seu pior caso ($c_m = 5\text{Nm}$, $\omega_r = 400\text{rad/s}$).

Figura 39 – Comparação de Perdas dos conversores.



As tabelas com as perdas dos semicondutores em todos os pontos de operação da máquina para as duas topologias podem ser encontradas no Apêndice.

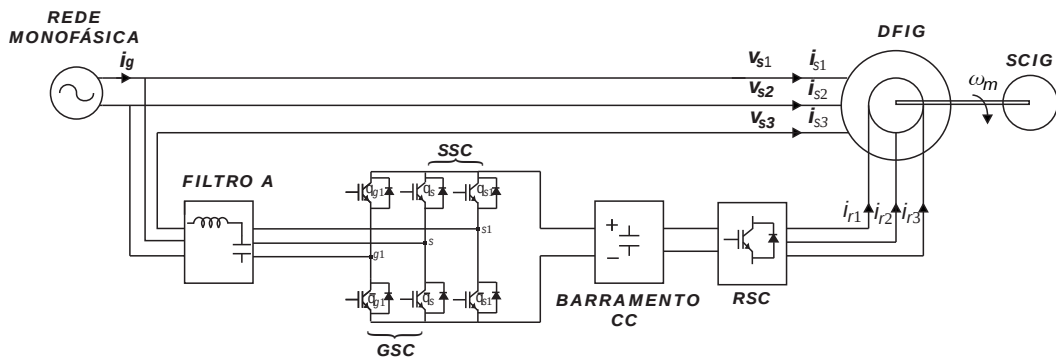
4.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção serão apresentados os resultados experimentais para a topologia 6B, com intuito de validar experimentalmente o funcionamento do sistema. Inicialmente, serão descritos os equipamentos e a infraestrutura utilizados no laboratório. Os resultados foram organizados de acordo com a seção de resultados de simulação: análise regime permanente e análise de transitório.

4.3.1 Descrição equipamentos da bancada

A Figura 40 apresenta o diagrama experimental montado no laboratório. A configuração experimental é baseada em um Processador de Sinal Digital (DSP) TMS320F28335 com um microcomputador equipado com placas *plug-in* e sensores apropriados. Um autotransformador é conectado a rede elétrica com objetivo de ajustar a tensão de entrada para um valor de 220V RMS com frequência de 60Hz. A saída do autotransformador é conectado diretamente ao gerador duplamente alimentado. Um filtro LC faz interface entre os conversores SSC e GSC e as fases do DFIG. O RSC é conectado diretamente aos terminais do rotor.

Figura 40 – Diagrama montagem experimental



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 41 são apresentados os equipamentos utilizados na montagem experimental do sistema. Foi utilizada uma bancada que é formada por dois conjuntos de potência, cada conjunto compostos por três braços, totalizando um total de seis braços de potência. A bancada apresenta dois retificadores trifásicos a diodos e dois barramentos CC. As chaves são do fabricante Semikron modelo SKM50GB123D. Cada módulo conta com capacitores de barramento com capacitância de $4400 \mu F$ que associados suportam no máximo 900V. A tensão de barramento CC utilizada foi de 400V. Os resultados foram obtidos pelo osciloscópio Agilent DSO-X 3014A 100MHZ. A Tabela 7 apresenta os parâmetros gerais do sistema.

O DFIG tem potência de 0,56 kW e 220V ligado em delta, os seus parâmetros são apresentados na Tabela 8. O motor de indução gaiola de esquilo (SCIM - squirrel-cage

induction machine), responsável por fornecer o conjugado mecânico tem potência de 0,55kW e tensão 220V ligado em delta, conforme parâmetros da Tabela 8. O filtro LC empregado apresenta indutância 12mH e capacitância de 5 μ F.

Tabela 7 – Parâmetros utilizados no experimento.

	Parâmetro	Valor
e_g	Tensão <i>RMS</i> da rede monofásica	220 V
v_{s12}^*	Tensão <i>RMS</i> de linha no estator	220 V
P_s^*	Potência ativa de referência	−500 W
Q_s^*	Potência reativa de referência	0 Var
E^*	Tensão do barramento CC	400 V/800 V
C	Capacitância do barramento CC	4400 μ F
f_g	Frequência da rede monofásica	60 Hz
f_s^*	Frequência imposta no estator	60 Hz
f_c	Frequência de chaveamento	10 kHz
μ	Fator de distribuição de roda livre	0,5

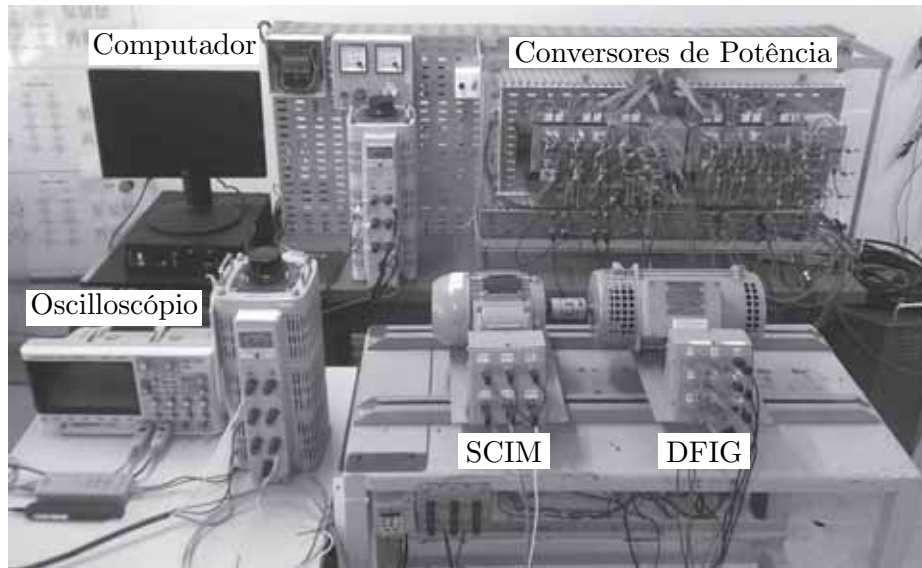
Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 8 – Parâmetros do DFIG e SCIM.

	Parâmetro DFIG	Valor
P_n	Potência nominal	0,56 kW
r_s	Resistência estatórica	15,10 Ω
l_s	Indutância estatórica	39,9 mH
r_r	Resistência rotórica	6,22 Ω
l_r	Indutância rotórica	39,9 mH
l_m	Indutância mutua	523,8 mH
v_{sn}	Tensão nominal do estator	220 V/380 V
v_{rn}	Tensão nominal do rotor	200 V
i_{sn}	Corrente nominal do estator	1,1 A/1,9 A
i_{rn}	Corrente nominal do rotor	1,8 A
ω_{rn}	Rotações por minuto	3815 rpm
f_n	Frequência nominal	60 Hz
FP	Fator de potência	0,77
p	número de polos	2
	Parâmetro SCMI	Valor
P_n	Potência nominal	0,55 kW
c_n	Conjugado nominal	0,158 kgf
i_p/i_n	Corrente rotor bloqueado	5,6
ω_{rn}	Rotações por minuto	3400 rpm
η	Rendimento	70,0%
FP	Fator de potência	0,85
p	número de polos	2
v_{sn}	Tensão nominal	220 V/380 V
i_{sn}	Corrente nominal	2,43 A/1,41 A

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 41 – Visão geral do sistema.



Fonte: Próprio autor.

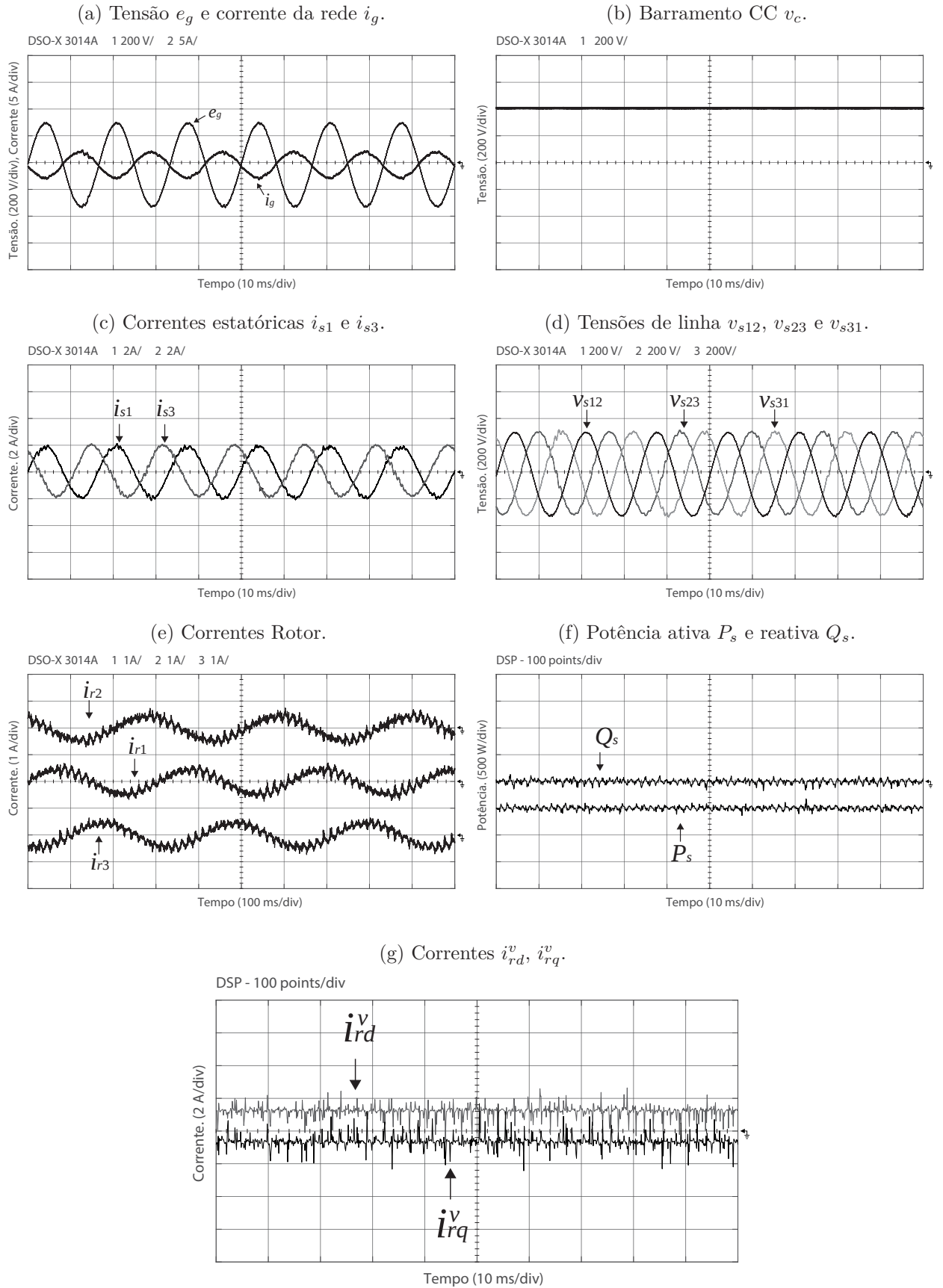
4.3.2 Análise em regime permanente

Na Figura 42 são apresentados os resultados experimentais obtidos para a topologia 6B em regime permanente, com SCIM impondo conjugado mecânico no eixo do DFIG. As referências para o controle das potências do estator foram ajustadas de modo que a máquina opere com fator de potência unitário, ou seja, sem inserção de reativos na rede. Com relação à potência ativa, sua referência foi ajustada para $P_s = -500W$. Foram observadas janelas de tempo de 100 mil segundos, entretanto, as correntes do rotor foram utilizadas o tempo de 1s devido à sua baixa frequência.

Na Figura 42(a) são mostradas as formas de onda da tensão e corrente na rede monofásica. O gráfico mostra que as duas formas de onda estão defasadas em 180 graus, indicando que o sistema está gerando potência com fator de potência unitário. A tensão e_g apresenta valor RMS de 220,00V. A corrente i_g apresenta valor RMS de 1,79A. Na Figura 42(b) é mostrada a forma de onda da tensão de barramento CC. A tensão v_c tem valor medido igual a 401,0V. Estes resultados mostram que a tensão de barramento CC e a corrente da rede estão sendo controlada para seus valores de referência, validando o sistema de controle do conversor GSC.

Na Figura 42(c) são apresentadas as correntes nos terminais do estator do DFIG. As correntes i_{s1} e i_{s3} que apresentam valor RMS de 1,35A e 1,327A, respectivamente. As tensões de linha do estator v_{s12} , v_{s23} e v_{s31} são apresentadas na Figura 42(d) com valores RMS de 220,0V, 218,5V e 218,3V, respectivamente. Nota-se que as tensões estão trifásicas e equilibradas, logo, conclui-se que o sistema de controle do SSC manteve as tensões defasadas de 120 graus com a mesma amplitude.

Figura 42 – Resultados experimentação regime permanente.



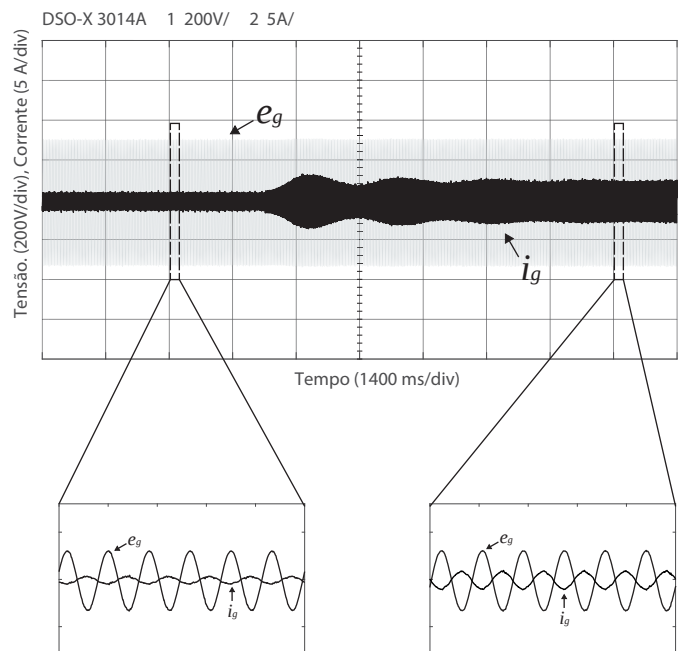
As correntes do rotor são apresentadas na Figura 42(e) em que i_{r1} , i_{r2} e i_{r3} apresentam valor RMS de 666,1mA, 6454,1mA e 666,3mA, respectivamente. É possível notar que as correntes do rotor possuem baixa frequência, em torno de 18,51Hz.

Na Figura 42(f) são mostradas as potências ativa e reativa no estator do DFIG, calculadas e armazenadas com a utilização do DSP. O valor médio de P_s foi de -498,1752W, enquanto o valor médio de Q_s foi de -2,91Var. Nota-se que as malhas de controle de potência apresentaram resultado satisfatório, evidenciando a operação com o fator de potência unitário. Na Figura 42(g) são mostradas as componentes dq das correntes do rotor no referencial da tensão. Observa-se que elas apresentaram natureza constante com valores médios de $i_{rd} = 1,20A$ e $i_{rq} = -0,63A$.

4.3.3 Análise transitório

Nesta seção, serão discutidos resultados transitórios após aplicação de um degrau na potência ativa de referência de $P_s = -250W$ para $P_s = -500W$. A Figura 43 apresenta os gráficos da corrente e tensão na rede monofásica em dois momentos distintos, antes e depois da aplicação do degrau. No primeiro momento, o sistema opera com tensão da rede 220V RMS e corrente 1,39A RMS. Após o aumento de potência injetada na rede, a corrente sobe para o nível de 1,79A RMS e a tensão se mantém em 220V. Nos dois instantes analisados, as correntes estão defasadas de 180 graus da tensão, indicando fator de potência unitário.

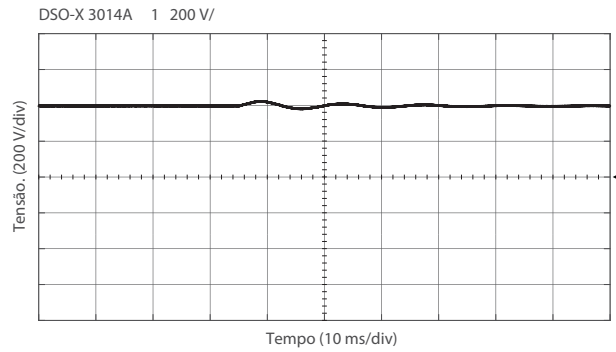
Figura 43 – Resultado experimental transitório tensão e corrente da rede.



A Figura 44 apresenta a tensão de barramento CC antes e depois da aplicação do

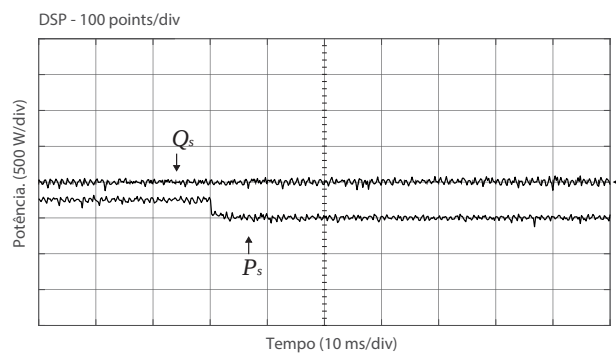
degrau. Observa-se que no instante da aplicação do degrau há uma oscilação na Tensão do barramento CC, que demora cerca de 40ms para se estabilizar, essa oscilação afeta a amplitude da corrente da rede, conforme pode ser observado na Figura 43. Conclui-se que a tensão de barramento seguiu a referência nos dois casos, indicando que o controle foi bem sucedido.

Figura 44 – Resultado experimental transitório brramento CC.



A Figura 45 apresenta o controle de potência ativa e reativa do gerador. Nota-se que o sistema de controle obteve resultado satisfatório, controlando a potência reativa nula em todo o momento e a potência ativa em $P_s = -250W$ antes da aplicação do degrau e $P_s = -500W$ depois da aplicação do degrau.

Figura 45 – Resultado experimental transitório tensão e corrente da rede.



4.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados resultados de simulação e experimentais para a topologia 6B. Foram analisados resultados em regime permanente, além de resultados transitórios. Os resultados em regime permanente tanto o de simulação como o experimental foram satisfatório, garantindo um sistema com alto fator de potência, baixa distorção na corrente da rede e tensões trifásicas equilibradas no estator. A análise transitória também apresentou resultados satisfatório, tanto na simulação como no experimental, salientando o controle de barramento no experimental que apresentou algumas oscilações antes de chegar

em regime permanente, isso ocorreu devido aos ganhos do controlador. No mesmo capítulo foi apresentado um estudo de perdas, comparando a topologia proposta por Leandro, Soares e Rocha (2017) e a 6B. A topologia 6B apresentou melhor desempenho em todos os casos analisados, garantindo maior eficiência ao sistema.

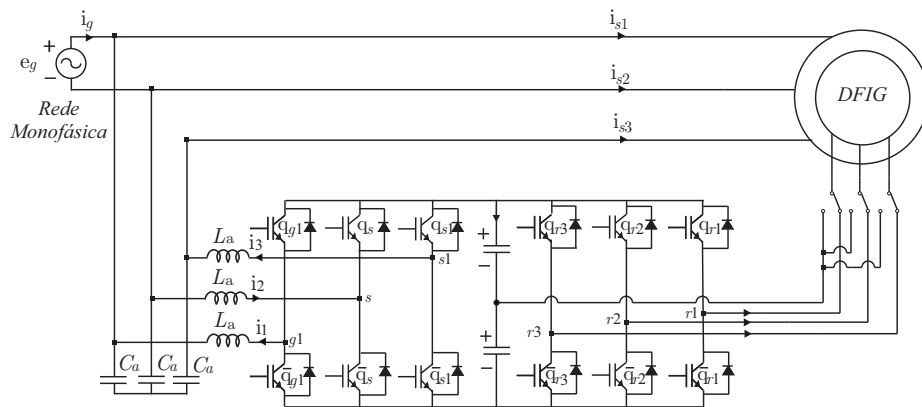
5 ANÁLISE DE FALTA NO CONVERSOR DO LADO DO ROTOR

5.1 INTRODUÇÃO

A grande maioria das turbinas eólicas que utilizam o gerador DFIG estão chegando ao fim da sua vida útil (Polinder et al., 2013), e por esse motivo as falhas são fáceis de ocorrer neste caso. De acordo com Yang et al. (2011), os dispositivos semicondutores (IGBTs) dos conversores de potência são os componentes mais frágeis, e 21% das falhas são ocasionadas pela quebra desses dispositivos (Ni et al., 2019). Uma vez que um interruptor falha, o gerador DFIG é incapaz de funcionar adequadamente, ocasionando desconexão da turbina com a rede gerando prejuízo. Portanto, é necessário aumentar a confiabilidade dos conversores eletrônicos de potência mitigando essas deficiências.

De acordo com Zhang et al. (2014) as soluções para falhas nas chaves podem ser categorizadas como se segue: estados de comutação inerentemente redundantes; instalação de chaves em paralelos ou série; e conexão do ponto médio do barramento CC. A última opção é escolhida neste trabalho devido à simplicidade da topologia pós-falha. Nesta topologia, a fase defeituosa é conectada ao ponto médio do barramento CC. Em seguida, o conversor pós-falha ainda funciona normalmente com apenas dois braços. Uma vez que o número de interruptores é reduzido, ocorre perdas menores de chaveamento e condução, em contra-partida há um aumento da distorção harmônica das correntes (THD). Além disso, um desequilíbrio da tensão do barramento CC surge à medida que a corrente na fase defeituosa flui através da derivação central dos dois capacitores de ligação CC.

Figura 46 – Sistema proposto para falha no rotor.



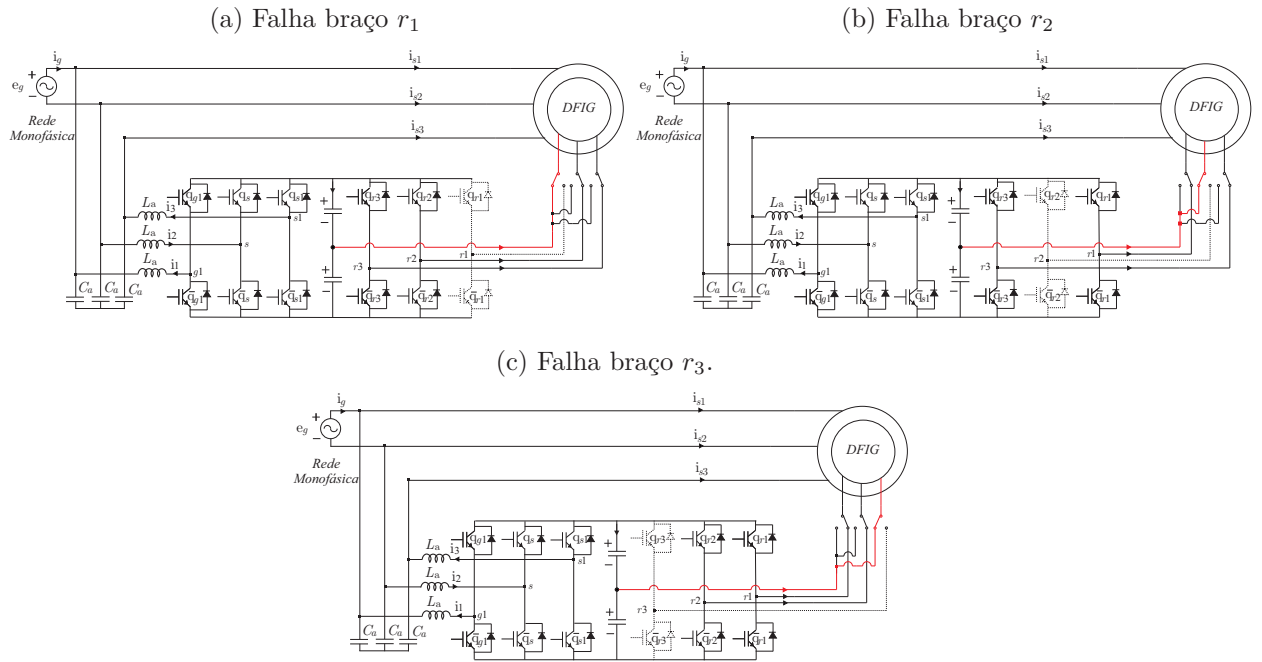
Neste capítulo, uma falha em um dos braços do conversor RSC é considerada e uma topologia de dois braços é aplicada para que o DFIG forneça energia continuamente à rede sem desconexão. A Figura 46 ilustra o sistema proposto para falha no circuito do rotor. A partir de sensores de corrente identifica-se qual braço do conversor apresentou a

falha e à partir da comutação de chaves a fase correspondente ao braço é trocada para o ponto central do barramento.

5.2 ESTRATÉGIA PWM

Existem três possibilidades de PWM, a depender de qual braço apresentar a falha. A Figura 47 ilustra as três possibilidades possíveis.

Figura 47 – Possibilidades de falha no conversor do rotor.



Na Figura 47(a) ocorre uma falha no braço r_1 , nesse instante a troca do ponto central do braço r_1 com o ponto central do barramento, com isso a estratégia PWM deve ser modificada para funcionamento adequado do sistema. As tensões de polo de referência aplicadas no PWM do RSC são apresentadas nas equações (5.1) e (5.2).

$$v_{r20}^* = v_{r2}^* - v_{r1}^* \quad (5.1)$$

$$v_{r30}^* = v_{r3}^* - v_{r1}^* \quad (5.2)$$

No caso de falha no braço r_2 Figura 47(b) tem-se as seguintes equações para as tensões de polo:

$$v_{r10}^* = v_{r1}^* - v_{r2}^* \quad (5.3)$$

$$v_{r30}^* = v_{r3}^* - v_{r2}^* \quad (5.4)$$

Para o último caso, falha no braço r_3 Figura 47(c) tem-se as seguintes tensões de polo:

$$v_{r10}^* = v_{r1}^* - v_{r3}^* \quad (5.5)$$

$$v_{r20}^* = v_{r2}^* - v_{r3}^* \quad (5.6)$$

5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para verificar o funcionamento da sistema com falha no rotor, foi realizado simulações no *software* PSIM com finalidade de validar o sistema pós-falta. Resultados de regime permanente serão apresentados para validar que o sistema opera em condições satisfatória para injeção de potência ativa na rede e também resultados no instante da falta para verificar as mudanças que ocorrem nas principais características do sistema.

5.3.1 Análise regime permanente

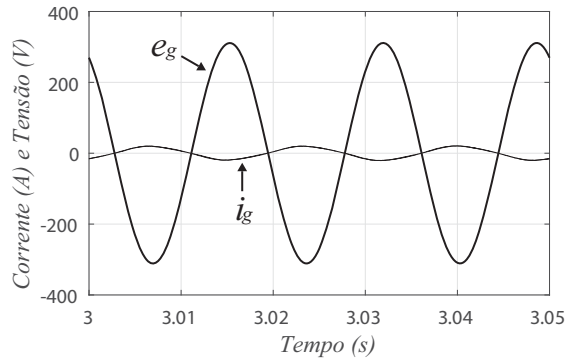
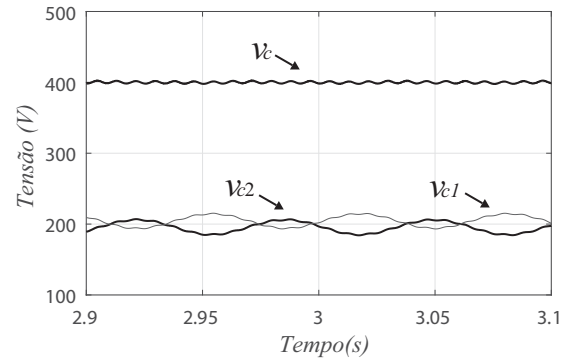
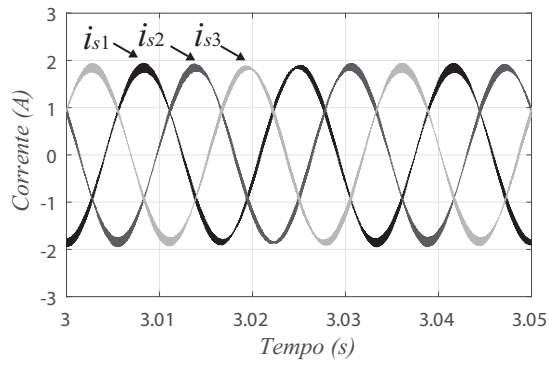
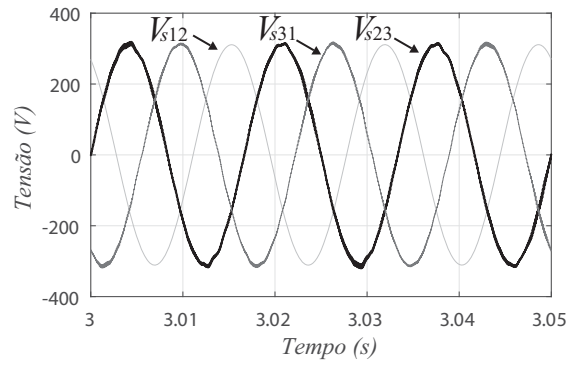
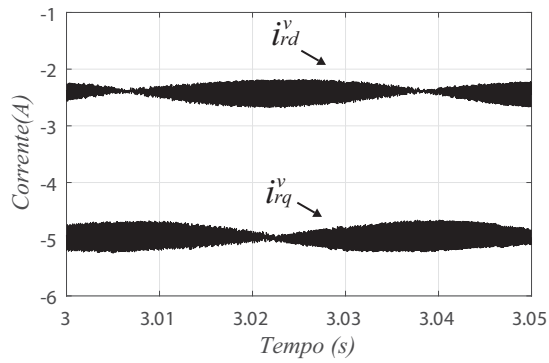
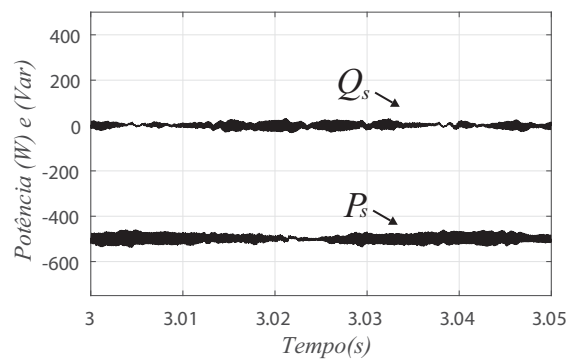
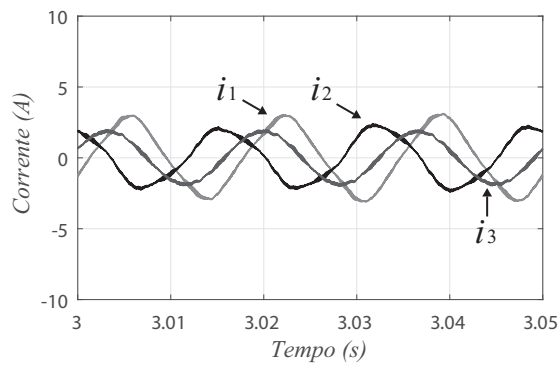
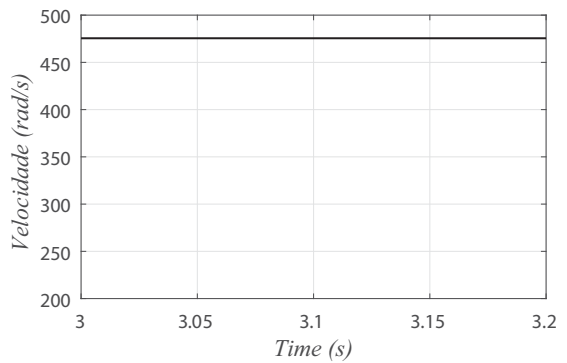
O seguinte cenário de simulação foi realizado: uma potência ativa de referência $P_s = -500W$ e reativa nula $Q_s = 0Var$. O passo de cálculo utilizado foi de $1\mu s$ com um tempo de simulação de 4s. Os parâmetros de simulação foram os mesmo apresentados nas Tabelas 2, 3 e 4.

Na Figura 48 são apresentados os resultados de simulação para a topologia 6B proposta neste trabalho, na condição de pós falha do rotor no braço b_3 em regime permanente, com o DFIG operando com conjugado constante. O sistema de controle empregado é o mesmo discutido nos capítulos anteriores.

Na Figura 48(a) é apresentado as formas de onda da corrente e tensão da rede. O gráfico mostra a injeção de potência na rede, indicado pela defasagem de tensão e corrente por um angulo de 180 graus, apresentando fator de potência unitário. A corrente i_g apresenta valor RMS de 2,72A, com uma THD de 5,94% em torno da frequência fundamental de 60 Hz. Na Figura 48(b) é mostrado o gráfico da tensão de barramento CC, observa-se um desbalanceamento nos capacitores, isso se deve a conexão do ponto central do mesmo ocasionando uma circulação de corrente diferente nos capacitores. A soma das tensões dos dois capacitores apresentou valor médio de 399,99V, valor muito próximo do estabelecido na referência ($v_c^* = 400,00V$). A ondulação máxima da tensão do barramento CC ficou em torno de 1,15%. Conclui-se que após a falha no rotor o sistema de controle do conversor GSC apresentou resultado satisfatório, mantendo fator potência unitário e tensão de barramento CC constante.

A Figura 48(c) apresenta as correntes nos terminais do estator do DFIG. As correntes i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} apresentam THD de 3,41%, 3,58% e 3,24%, já o valor RMS foi de 1,30A para todas as três. Isto demonstra que as correntes estão equilibradas. Na Figura 36(e) são mostradas as componentes dq das correntes do rotor no referencial da tensão.

Figura 48 – Resultados simulação sistema pós falta no rotor regime permanente.

(a) Tensão e_g e corrente da rede i_g .(b) Barramento CC v_c .(c) Correntes estatóricas i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} .(d) Tensões de linha v_{s12} , v_{s23} e v_{s31} .(e) Correntes Rotor eixo i_{rd}^v e i_{rq}^v .(f) Potência ativa P_s e reativa Q_s .(g) Correntes GSC e SSC i_1 , i_2 e i_3 .(h) Velocidade da máquina ω_r .

As correntes i_{rd}^v e i_{rq}^v apresentam valor médio de -2,40A e -4,96A, respectivamente. Nota-se piora nas correntes do rotor quando comparado com a topologia em condições de pré-falta, isso ocorre pelo conversor RSC não estar gerando as três tensões de fase do rotor e sim, apenas duas de linha.

Na Figura 48(d) são mostradas as tensões no estator da máquina. As tensões de linha v_{s12} , v_{s23} e v_{s31} apresentaram valor RMS de 220,0V, 220,6V e 220,82V, respectivamente. A THD das tensões foram de 0,0% (v_{s12}), 1,61% (v_{s23}) e 1,60% (v_{s31}). Observa-se que as tensões estão equilibradas, resultado esperado pelas correntes do estator também estarem equilibradas. Assim é possível concluir que o sistema de controle do conversor SSC obteve êxito, mantendo tensões trifásicas e equilibradas no terminal do estator.

Na Figura 48(f) são apresentadas as potências ativa e reativa no estator do DFIG. O valor médio de P_s foi de -498,9W, enquanto Q_s é -0,05Var, indicando que o sistema de controle foi bem sucedido. Observa-se uma ondulação da potência ativa e reativa isso ocorre pelo aumento do *ripple* das correntes i_{rd} e i_{rq} .

Na Figura 48(h) é apresentada a velocidade da máquina. Observa-se que o gerador opera acima da velocidade síncrona, ou seja, trabalha no modo supersíncrono. A velocidade calculada foi de 475,51 rad/s, cerca de 20% maior que a velocidade síncrona. Por fim, a Figura 48(g) ilustra as correntes dos braços dos conversores i_1 , i_2 e i_3 . Os valores RMS das correntes foram de 2,0A, 1,51A e 1,30A, e as taxas de distorção harmônica foram de 8,24%, 10,69% e 5,65%, respectivamente.

5.3.2 Análise Transitório

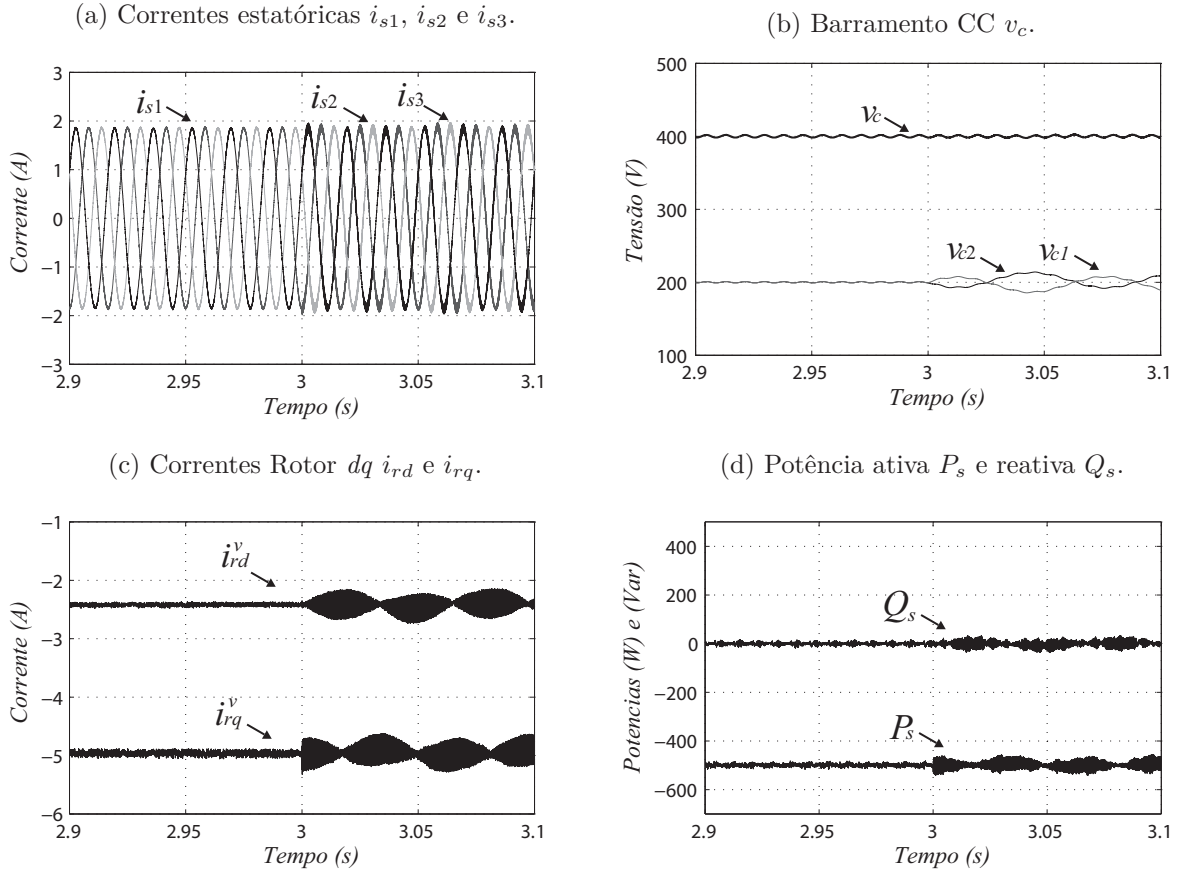
Esta seção tem como intuito apresentar o instante em que ocorre a falha em um dos braços do conversor do lado do rotor, foi considerado a falha no braço r_3 no instante de 3 segundos, após esse momento existe a comutação do ponto central do braço r_3 para o centro do barramento, junto com a troca da estratégia PWM apresentada nas equações (5.5) e (5.6). Resultados são apresentados na Figura 49 para análise das mudanças das variáveis do sistema.

Na Figura 49(a) são mostradas as correntes no estator da máquina. No momento da falha observa-se uma maior distorção harmônica nas correntes, ocasionando um aumento no valor da THD calculada. Antes da falha a THD era de 0,7% e depois foi de 3,17%. Essa distorção pode ser observada nas correntes do rotor i_{rd}^v e i_{rq}^v mostrada na Figura 49(c), o valor médio se mantém constante em -2,42A para i_{rd} e -4,95A i_{rq} antes e depois da falha. Com a oscilações das correntes do rotor ilustrada na Figura 49(c) isso se reflete para as potências ativa (P_s) e reativa (Q_s) como mostra a Figura 49(d). Apesar da oscilação nas potências seus valores médios continuam seguindo a referência 0Var e -500W.

A Figura 49(b) apresenta as tensões de barramento e em cada um dos capacitores.

Nota-se que antes da falha os capacitores apresentavam a mesma tensão, após a falha, observa-se uma oscilação nas tensões (v_{C1} e v_{C2}), apesar disto a tensão no barramento ($v_C = v_{C1} + v_{C2}$) se manteve constante no valor médio de 399,9V. Essa oscilação nos capacitores se deve as corrente injetada no ponto central do barramento, mantendo correntes diferentes circulando em cada uma dos capacitores.

Figura 49 – Resultados simulação sistema no instante da falha no rotor.



Com as análises foi possível verificar uma piora em algumas variáveis do sistema ocasionadas pela ligação do ponto central do barramento. Em contrapartida o sistema se manteve injetando a potência de -500W na rede com um alto fator de potência, mantendo o sistema em pleno funcionamento após a falha em um dos braços do conversor do lado do rotor. Os resultados para falhas nos outros braços são similares.

5.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados resultados de simulação para caso de falha em um dos braços do conversor do lado do rotor na topologia 6B. Foram analisados resultados em regime permanente, além de resultados transitório no momento de pré-falta e pós-falta. Os resultados em regime permanente foram satisfatório, o sistema como dois braços no conversor RSC garantiu alto fator de potência, baixa distorção na corrente da rede e

tensões trifásicas equilibradas no estator. Com análise do instante da falta observou-se uma oscilação nas correntes dq do rotor no referencial da tensão no momento pós-falta, que se refletiu nas potências ativa e reativa, bem como um desequilíbrio nas tensões dos capacitores do barramento CC. O sistema manteve a injeção de potência ativa na rede sem a necessidade de parada do sistema para manutenção.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou o estudo da topologia 6B para sistemas de conversão de energia eólica utilizando DFIG. A topologia proposta conta com um conversor CA-CC-CA bidirecional 6 braços com braço compartilhado. Esses conversores realizam a interface entre a rede monofásica, o estator, e a conexão com o circuito do rotor. A topologia apresentada é constituída por três conversores. O GSC é responsável pelo controle da tensão do barramento CC e da corrente que é injetada na rede monofásica, sendo responsável pela qualidade da potência entregue à rede. O SSC é responsável por fornecer tensões trifásicas balanceadas e com frequência constante nos terminais do estator do gerador. Por último, o RSC é o responsável pelo controle de potência ativa e reativa da máquina.

Foram apresentados resultados de simulação e experimentais que testaram o desempenho da topologia em regime dinâmico e transitório. O transitório foi avaliado aplicando-se um degrau de potência de 50% da potência nominal do gerador. Nos dois casos analisados, o sistema apresentou funcionamento conforme proposto. No experimental um DFIG de 0,56 kW (220V, 60 Hz) foi controlado de modo a gerar 500W nos terminais do circuito do estator com fator de potência próximo ao unitário. A potência gerada foi processada de modo a ser inserida na rede monofásica, também com fator de potência unitário. As tensões nos terminais do estator foram controladas e filtradas, resultando em tensões trifásicas equilibradas e com frequência constante. Foram analisadas as perdas de potência nos braços dos conversores para as topologias 6B e a proposta por Leandro, Soares e Rocha (2017). Vários cenários foram analisados, e em todos os casos a topologia 6B apresentou melhor desempenho, se mostrando mais eficiente.

Uma alternativa para caso de falha em um dos braços do conversor RSC foi proposta, onde se utiliza o ponto central do barramento como ligação em uma das fases do rotor da máquina. Foram analisados resultados de simulação do sistema alternativo funcionando em regime permanente e no instante da falha, observou-se que o sistema manteve o controle de potência ativa e reativa, injetando corrente com alto fator de potência na rede. Houve redução da qualidade de algumas grandezas do sistema como por exemplo: tensões desbalanceadas no capacitores do barramento, oscilação nas correntes do rotor e por conseguinte nas potências ativas e reativa, mas o sistema manteve-se injetando potência na rede, dispensando a necessidade de parada para manutenção.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

A continuidade do trabalho pode ser realizada uma análise mais detalhada do sistema tolerante a falha. Adaptação do sistema de controle dos conversores GSC e SSC com objetivo de balancear as tensões nos capacitores do barramento no instante pós-falha. Buscar outras soluções de conversores para conexão do DFIG a um sistema monofásico

analisando topologias multiníveis. Estudo do desempenho do sistema quando a tensão da rede tiver afundamento de tensão ou injeção de harmônicos.

REFERÊNCIAS

- ABEEOLICA. *Boletim Anual de Geração de Eólica*. 2017. Disponível em: <<http://http://abeeolica.org.br/dados-abeeolica/>>. Acesso em: fev. 2018.
- ADAPA, A. K.; JOHN, V. Active phase-converter for operation of three-phase induction motors on single-phase grid. In: *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6.
- ALI, M. H. *Wind Energy Systems: Solutions for Power Quality and Stabilization*. [S.l.], 2005.
- BLASKO, V. Analysis of a hybrid pwm based on modified space-vector and triangle-comparison methods. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 3, p. 756–764, May 1997. ISSN 0093-9994.
- Bueno, E. J. et al. Design of a back-to-back npc converter interface for wind turbines with squirrel-cage induction generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 23, n. 3, p. 932–945, Sep. 2008. ISSN 0885-8969.
- CAMM, E. H. et al. Characteristics of wind turbine generators for wind power plants. In: *2009 IEEE Power Energy Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5. ISSN 1932-5517.
- Cardenas, R.; Pena, R. Sensorless vector control of induction machines for variable-speed wind energy applications. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 19, n. 1, p. 196–205, March 2004. ISSN 0885-8969.
- CHAN, T. F. Effect of rotational direction on the performance of a three-phase induction generator connected to a single-phase power system. In: *1997 IEEE International Electric Machines and Drives Conference Record*. [S.l.: s.n.], 1997. p. MB1/6.1–MB1/6.3.
- CHAN, T. F.; LAI, L. L. Phase balancing for an induction generator operating on a single-phase power system. In: *2000 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37077)*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 165–170 vol.1.
- _____. Single-phase operation of a three-phase induction generator with the smith connection. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 17, n. 1, p. 47–54, March 2002. ISSN 0885-8969.
- _____. Single-phase operation of a three-phase induction generator with the smith connection. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 17, n. 1, p. 47–54, March 2002. ISSN 0885-8969.
- Chinchilla, M.; Arnaltes, S.; Burgos, J. C. Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 21, n. 1, p. 130–135, March 2006. ISSN 0885-8969.
- CORRÊA, A. da S. *Estudo e Comparação de Sistemas de Geração Eólica Utilizando DFIG e PMSG*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fev 2015.

- DATTA, R.; RANGANATHAN, V. T. Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 16, n. 3, p. 390–399, May 2001. ISSN 0885-8993.
- _____. A simple position-sensorless algorithm for rotor-side field-oriented control of wound-rotor induction machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 48, n. 4, p. 786–793, Aug 2001. ISSN 0278-0046.
- DIAS, J. A. A. et al. Low cost single-phase grid-tie generator. In: *2013 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6. ISSN 0197-2618.
- DJERIRI, Y. et al. A comparative study between field oriented control strategy and direct power control strategy for DFIG. *Journal of Electrical Engineering*, v. 14, n. 2, p. 159–167, 2014.
- Duan, Y.; Harley, R. G. Present and future trends in wind turbine generator designs. In: *2009 IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6.
- FILHO, R. M. S. et al. *Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications*. 2008. 2923-2932 p.
- _____. Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 8, p. 2923–2932, Aug 2008. ISSN 0278-0046.
- Geng, H. et al. Active damping for pmsg-based wecs with dc-link current estimation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 4, p. 1110–1119, April 2011. ISSN 0278-0046.
- GIRI, F. *AC electric motors control: Advanced design techniques and applications*. [S.l.], 2013.
- Global Wind Energy Council. *Global Wind Report*. 2017. Disponível em: <<https://gwec.net/policy-research/reports/>>. Acesso em: fev. 2018.
- HAN, Y. et al. A doubly fed induction generator controlled in single-sided grid connection for wind turbines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 28, n. 2, p. 413–424, June 2013. ISSN 0885-8969.
- HOLTZ, J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, v. 82, n. 8, p. 1194–1214, Aug 1994. ISSN 0018-9219.
- JACOBINA, C. B. *Sistemas de Acionamentos de Máquinas Elétrica*. [S.l.: s.n.], 2005.
- JACOBINA, C. B. et al. Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing PWM converters. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 37, n. 6, p. 1807–1816, Nov./Dec. 2001.
- JACOBINA, C. B.; JUNIOR, E. C. S.; CORREA, M. B. R. Control of the single-phase to three-phase four-leg converter for constant frequency output voltage. In: *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 52–58. ISSN 0275-9306.
- JACOBINA, C. B. et al. Single-phase-input reduced-switch-count ac–ac drive systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 44, n. 3, p. 789–798, May 2008. ISSN 0093-9994.

- JACOMINI, R. V.; BIM, E. Sensorless rotor position based on mras observer for doubly fed induction generator. p. 1–6, Nov 2015.
- Khadraoui, M. R.; Elleuch, M. Comparison between optislip and fixed speed wind energy conversion systems. In: *2008 5th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6.
- LASCU, C. et al. A class of flux observers for doubly-fed induction generators used in small power wind generation systems. In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2289–2295.
- LEANDRO, G. C.; SOARES, E. L.; ROCHA, N. Single-phase to three-phase reduced-switch-count converters applied to wind energy conversion systems using doubly-fed induction generator. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.
- LEE, K.; HAN, Y.; HA, J. Dynamic model and control of wound-rotor machine in single-phase grid system. In: *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 2719–2726. ISSN 1048-2334.
- Li, H.; Chen, Z. Overview of different wind generator systems and their comparisons. *IET Renewable Power Generation*, v. 2, n. 2, p. 123–138, June 2008. ISSN 1752-1416.
- LIANG, X. Emerging power quality challenges due to integration of renewable energy sources. In: *2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–9.
- LISERRE, M.; SAUTER, T.; HUNG, J. Y. Future energy systems: Integrating renewable energy sources into the smart power grid through industrial electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 4, n. 1, p. 18–37, March 2010. ISSN 1932-4529.
- MACHADO, R. Q.; BUSO, S.; POMILIO, J. A. A line-interactive single-phase to three-phase converter system. v. 1, p. 753–758 Vol.1, June 2004. ISSN 0275-9306.
- MACHADO, R. Q.; POMILIO, J. A.; MARRA, E. G. Electronically controlled bi-directional connection of induction generator with a single-phase grid. In: *IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.37243)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 3, p. 1982–1987 vol.3.
- Marco Alfredo Di Lascio. *Energia e Desenvolvimento Sustentável para a Amazônia Rural Brasileira*. 2009. Disponível em: <<http://www.mme.gov.br>>. Acesso em: Jul. 2019.
- MARQUES, G. D. et al. A dfig sensorless rotor-position detector based on a hysteresis controller. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 26, n. 1, p. 9–17, March 2011. ISSN 0885-8969.
- NAIDU, N. S.; SINGH, B. Doubly fed induction generator for wind energy conversion systems with integrated active filter capabilities. *IEEE Trans. Ind. Informatics*, v. 11, n. 4, p. 923–933, Aug 2015.
- Ni, K. et al. Fault-tolerant operation of dfig-wt with four-switch three-phase grid-side converter by using simplified svpwm technique and compensation schemes. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 55, n. 1, p. 659–669, Jan 2019. ISSN 0093-9994.

- OLIVEIRA, R. G. *Contribuição ao Controle de um Sistema de Geração de Velocidade Variável Utilizando Gerador de Indução Duplamente Excitado*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Apr 2009.
- PENA, R.; CLARE, J.; ASHER, G. Doubly fed induction generator using back-to-back pwm converters and its application to variable-speed wind-energy generation. *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, v. 143, n. 3, p. 231–241, May 1996.
- Polinder, H. et al. Trends in wind turbine generator systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 1, n. 3, p. 174–185, Sep. 2013. ISSN 2168-6777.
- SANTOS, E. C. dos et al. Distributed generation system based on single-phase grid, induction generator and solar photovoltaic panel. In: *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1290–1295. ISSN 1048-2334.
- SHAHRUZ, S. M. Novel phase-locked loops with enhanced locking capabilities. In: *American Control Conference*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 4086–4091.
- SMITH, O. J. M. Three-phase induction generator for single-phase line. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, EC-2, n. 3, p. 382–387, Sep. 1987. ISSN 0885-8969.
- Trudnowski, D. J. et al. Fixed-speed wind-generator and wind-park modeling for transient stability studies. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 19, n. 4, p. 1911–1917, Nov 2004. ISSN 0885-8950.
- XU, L.; CARTWRIGHT, P. Direct active and reactive power control of dfig for wind energy generation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 21, n. 3, p. 750–758, Sept 2006. ISSN 0885-8969.
- Yang, S. et al. An industry-based survey of reliability in power electronic converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, n. 3, p. 1441–1451, May 2011. ISSN 0093-9994.
- Yaramasu, V. et al. A new power conversion system for megawatt pmsg wind turbines using four-level converters and a simple control scheme based on two-step model predictive strategy—part i: Modeling and theoretical analysis. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 2, n. 1, p. 3–13, March 2014. ISSN 2168-6777.
- YARAMASU, V. et al. High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies. *Proceedings of the IEEE*, v. 103, n. 5, p. 740–788, May 2015. ISSN 0018-9219.
- YUKHALANG, S.; SAWETSAKULANOND, B.; KINNARES, V. Performance evaluation of a single-phase grid connected induction generator. In: *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 3148–3153.
- Zhang, W. et al. Survey on fault-tolerant techniques for power electronic converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 12, p. 6319–6331, Dec 2014. ISSN 0885-8993.
- ZHOU, D.; ZHANG, G.; BLAABJERG, F. Optimal selection of power converter in DFIG wind turbine with enhanced system-level reliability. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 54, n. 4, p. 3637–3644, July 2018. ISSN 0093-9994.

APÊNDICES

APÊNDICE A – TABELAS DE PERDAS NOS CONVERSORES DE POTÊNCIA

Tabela 9 – Perdas topologia 7 Braços $c_m = 3\text{Nm}$ e $\omega_r = 300\text{rad/s}$.

Braço	Condu. Transis. (W)	Chavea. Transi. (W)	Condu. Diodo (W)	Chavea. Diodo (W)
g1	2,364	18,510	0,268	8,711
s	0,716	16,446	0,347	7,670
s1	0,370	17,483	0,982	7,836
s2	0,280	17,520	1,028	7,841
r1	1,423	18,050	0,488	8,653
r2	1,426	18,060	0,488	8,660
r3	1,447	18,098	0,495	8,660

Tabela 10 – Perdas topologia 7 Braços $c_m = 5\text{Nm}$ e $\omega_r = 300\text{rad/s}$.

Braço	Condu. Transis. (W)	Chavea. Transi. (W)	Condu. Diodo (W)	Chavea. Diodo (W)
g1	4,005	20,484	0,457	9,066
s	1,113	17,534	0,602	8,047
s1	0,740	19,571	1,799	8,356
s2	0,489	19,652	1,921	8,470
r1	2,774	20,129	0,859	8,988
r2	2,769	20,131	0,863	8,989
r3	2,739	20,078	0,852	8,977

Tabela 11 – Perdas topologia 7 Braços $c_m = 5\text{Nm}$ e $\omega_r = 400\text{rad/s}$.

Braço	Condu. Transis. (W)	Chavea. Transi. (W)	Condu. Diodo (W)	Chavea. Diodo (W)
g1	6,607	23,134	0,778	9,436
s	2,734	19,292	0,659	8,409
s1	0,772	19,571	1,779	8,360
s2	0,448	19,628	1,939	8,416
r1	2,291	20,122	1,085	9,024
r2	2,318	20,169	1,097	9,031
r3	2,304	20,143	1,091	9,027

Tabela 12 – Perdas topologia 7 Braços $c_m = 3\text{Nm}$ e $\omega_r = 400\text{rad/s}$.

Braço	Condu. Transis. (W)	Chavea. Transi. (W)	Condu. Diodo (W)	Chavea. Diodo (W)
g1	3,700	20,145	0,424	8,984
s	1,637	17,606	0,395	8,038
s1	0,380	17,484	0,976	7,855
s2	0,267	17,551	1,034	7,896
r1	1,221	18,143	0,621	8,698
r2	1,191	18,076	0,608	8,689
r3	1,187	18,067	0,607	8,688

Tabela 13 – Perdas topologia 6 Braços $c_m = 3Nm$ e $\omega_r = 300rad/s$.

Braço	Condu. Transis. (W)	Chavea. Transi. (W)	Condu. Diodo (W)	Chavea. Diodo (W)
g1	0,716	16,588	0,350	7,884
s	0,463	15,926	0,218	7,706
s1	0,322	17,520	1,004	7,888
r1	1,440	18,087	0,494	8,657
r2	1,413	18,040	0,486	8,656
r3	1,432	18,079	0,492	8,664

Tabela 14 – Perdas topologia 6 Braços $c_m = 5Nm$ e $\omega_r = 300rad/s$.

Braço	Condu. Transis. (W)	Chavea. Transi. (W)	Condu. Diodo (W)	Chavea. Diodo (W)
g1	1,119	17,720	0,607	8,260
s	0,771	16,910	0,452	7,980
s1	0,605	19,620	1,856	8,429
r1	2,7230	20,070	0,849	9,000
r2	2,772	20,140	0,863	9,010
r3	2,762	20,136	0,861	9,010

Tabela 15 – Perdas topologia 6 Braços $c_m = 5Nm$ e $\omega_r = 400rad/s$.

Braço	Condu. Transis. (W)	Chavea. Transi. (W)	Condu. Diodo (W)	Chavea. Diodo (W)
g1	2,755	19,470	0,688	8,543
s	2,380	18,880	0,570	8,442
s1	0,604	19,560	1,862	8,330
r1	2,3600	20,260	1,119	9,050
r2	2,280	20,110	1,080	9,010
r3	2,240	20,040	1,069	9,004

Tabela 16 – Perdas topologia 6 Braços $c_m = 3Nm$ e $\omega_r = 400rad/s$.

Braço	Condu. Transis. (W)	Chavea. Transi. (W)	Condu. Diodo (W)	Chavea. Diodo (W)
g1	1,653	17,770	0,405	8,186
s	1,323	17,250	0,302	8,100
s1	0,321	17,460	1,000	7,773
r1	1,1570	17,980	0,591	8,672
r2	1,219	18,140	0,623	8,695
r3	1,211	18,110	0,618	8,687

Sistema de Geração Monofásico-Trifásico Utilizando Gerador de Indução Duplamente Alimentado

Resumo: A utilização de fontes renováveis de energia vem aumentando muito nos últimos anos, em especial, a energia eólica vem ganhando grande espaço no Brasil. Os sistemas eólicos operam a velocidade variável, devido a característica intermitente da velocidade dos ventos, assim o uso do Gerador de Indução Duplamente Alimentado (DFIG) tem se consolidado no mercado, devido o mesmo trabalhar com velocidade variável e permitir o controle de potência ativa e reativa fornecidas pelo estator de modo desacoplados. O Brasil por possuir grande extensão territorial muitas vezes apresenta somente redes monofásicas nas áreas mais isoladas. Para geração de energia eólica nessas regiões existem poucas soluções para conexão do DFIG com a rede. Mesmo as soluções presentes na literatura se limitam a operar com velocidade variável, ou garantir tensões trifásicas balanceadas e com frequência constante nos terminais do gerador. Este trabalho propõe uma nova topologia de sistema de conversão que serve de interface do DFIG para rede elétrica monofásica. O sistema proposto utiliza conversores CA-CC-CA bidirecionais com seis braços que transformam a tensão da rede elétrica monofásica em tensões trifásicas equilibradas nos terminais do estator do gerador. Além disso, foi desenvolvida uma técnica para *sensorless* de velocidade. São apresentados os modelos do DFIG e dos conversores utilizados, bem como as estratégias de controle e modulação por largura de pulso (PWM). É realizado estudos de perdas comparativos com as topologias encontradas na literatura, análise em regime permanente dos conversores e resultados de simulação e experimentais com intuito de validar o sistema proposto.

Palavras-chave: Sistemas de Conversão de Energia Eólica, Gerador de Indução Duplamente Alimentado (DFIG), Rede Elétrica Monofásica, Conversores com Número de Chaves Reduzido.

PPGEE - UFPB

Campus I, Cidade Universitária, Caixa Postal 5057

João Pessoa-PB, Brasil, 58051-970