

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Sistema de Geração de Energia Eólica com Conexão à Rede Monofásico Utilizando Gerador de Indução de Rotor Bobinado

Ely Cavalcanti de Menezes

João Pessoa - PB
2016

Sistema de Geração de Energia Eólica com Conexão à Rede Monofásico Utilizando Gerador de Indução de Rotor Bobinado

Ely Cavalcanti de Menezes

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Coordenação do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba - Campus I, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Nady Rocha, Dr.
Orientador

Sistema de Geração de Energia Eólica com Conexão à Rede Monofásico Utilizando Gerador de Indução de Rotor Bobinado

Nady Rocha, Dr.
Universidade Federal da Paraíba
Orientador

Fabiano Salvadori, Dr.
Universidade Federal da Paraíba
Componente da Banca

Isaac Soares de Freitas, Dr.
Universidade Federal da Paraíba
Componente da Banca

João Pessoa, Paraíba, Brasil
Junho de 2016

Resumo

Este trabalho de conclusão de curso trata de um sistema de geração de energia eólica baseado no gerador de indução de rotor bobinado (DFIG) aplicado a uma rede elétrica monofásica. A configuração proposta é formada por um conversor estático CA-CC-CA monofásico-trifásico que faz a conexão do gerador à rede elétrica monofásica e garante tensões trifásicas equilibradas nos terminais do estator do gerador e um conversor trifásico conectado aos terminais do rotor que garante a operação do gerador com velocidade variável. O modelo do gerador, a modelagem do sistema e as estratégias de controle e modulação por largura de pulso (PWM) são apresentados. Por fim, os resultados da simulação do sistema estudado são apresentados.

Palavras-chaves: Gerador de Indução de Rotor Bobinado (DFIG), Geração de Energia Eólica, Rede Elétrica Monofásica, Controle Orientado Pelo Campo (FOC).

Sumário

Sumário	ii
Lista de Tabelas	v
1 Introdução Geral	1
1.1 Localização do Tema	1
1.2 Revisão Bibliográfica	4
1.3 Descrição da proposta	7
1.4 Organização	8
2 Modelo Vetorial do DFIG e Controle Orientado pelo Campo (FOC)	9
2.1 Introdução	9
2.2 Modelo <i>odq</i> do Gerador de indução de rotor bobinado (DFIG)	9
2.3 Controle Orientado pelo Campo (FOC)	11
2.4 Conclusões	13
3 Modelagem do sistema proposto	14
3.1 Introdução	14
3.2 Modelo do Sistema	14
3.2.1 Modelo do Conversor G	15
3.2.2 Modelo do Conversor S	15
3.2.3 Modelo do Conversor R	16
3.3 Estratégia <i>PWM</i>	16
3.3.1 Estratégia <i>PWM</i> do Conversor G	17
3.3.2 Estratégia <i>PWM</i> dos Conversores R e S	19
3.4 Estratégia de Controle	20
3.4.1 Controle do Conversor G	20
3.4.2 Controle dos Conversores S	22
3.4.3 Controle do Conversor R	22
3.5 Conclusões	24

4	Resultados de Simulação Digital	25
4.1	Introdução	25
4.2	Resultados	25
4.3	Conclusões	29
5	Conclusões Gerais	31
	Referências Bibliográficas	32

Lista de Figuras

1.1	Evolução da energia eólica no Brasil. (Fonte: [7]).	2
1.2	Estrutura de uma turbina eólica. (Fonte: [5]).	3
1.3	Topologia resumida do trabalho.	4
1.4	(a) Topologia proposta em [15]. (b) Topologia proposta em [16].	5
1.5	(a) Topologia convencional proposta em [10]. (b) Topologia proposta em [10].	6
1.6	(a) Topologia proposta em [18].	6
1.7	(a) Topologia proposta em [19] e [20]	7
1.8	Sistema de geração de energia eólica proposto.	8
2.1	Diagrama vetorial do DFIG com o eixo d.	10
3.1	Sistema de geração de energia eólica proposto.	14
3.2	Bloco de controle da configuração estudada.	21
3.3	PLL 1 (Phase Locked Loop)	22
4.1	(a) Tensão da rede (e_{g1}) e corrente da rede (i_{g1}). (b) Potência da rede P_g . (c) Tensão do DFIG (v_{s1} , v_{s2} e v_{s1}) e suas referências.	27
4.2	(a) Velocidade do DFIG (ω_r). (b) Conjugado mecânico (c_m) e Conjugado eletromagnético (c_e). (c) Tensão do barramento CC (v_c) e sua referência.	28
4.3	(a) Corrente do rotor do DFIG na referencial estático (i_{rd}^a e i_{rq}^a) e suas referências. (b) Potências ativa (P_s) e reativa (Q_s) do estator do DFIG.	28
4.4	Diagrama simplificado do sistema simulado.	29
4.5	(a) Tensões da carga 1. (b) Tensões da carga 2. (c) Potências ativas do sistema (P_z , P_g , P_r , P_s)	30
4.6	(a) Tensão da rede (e_g) e corrente da rede (i_g).	30

Lista de Tabelas

4.1	Parâmetros da Simulação.	26
4.2	Parâmetros do DFIG.	26

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Localização do Tema

O Brasil é um país com uma grande extensão territorial, apresentando regiões com predominância de sistema de distribuição de energia monofásico, principalmente em áreas rurais, onde encontramos lugares isolados e de difícil acessibilidade a rede elétrica. Fornecer um sistema trifásico nessas regiões remotas e com baixa densidade demográfica é difícil e se faz necessário um alto investimento [1]. Com o avanço da tecnologia e visando melhores condições de trabalho, produtividade e qualidade, vários equipamentos usados no meio rural exigem uma tensão trifásica equilibrada e senoidal [2], como por exemplo, computadores, equipamentos de comunicação, conversores eletrônicos de potência e principalmente máquinas elétricas (geradores e motores) em decorrência da eficiência e da economia quando comparada com máquinas monofásicas [3]. Assim, para melhorar o panorama nessas áreas, seria necessário ampliar a capacidade de geração de energia elétrica, o que implicaria em um maior aproveitamento das fontes convencionais (ex.: energia hídrica), como também desenvolver tecnologia para a utilização de novas fontes de energia [4]. Dentre as novas fontes de energias renováveis, a energia eólica vem ganhando grande destaque, onde recentes desenvolvimentos tecnológicos (sistemas avançados de transmissão, melhor aerodinâmica, estratégias de controle e operação das turbinas, entre outros) têm reduzido custo e melhorado o desempenho e confiabilidade dos equipamentos [5].

Segundo os dados do balanço energético nacional de 2015, a produção de eletricidade a partir da fonte eólica alcançou 12.210 GWh em 2014, equivalente a um aumento de 85,6% em relação ao ano anterior, quando se atingiu 6.578 GWh [6]. A Fig. 1.1 mostra a evolução da produção eólica no Brasil entre os anos de 2007 e 2014 [7]. Em 2014, a potência instalada para geração eólica no país expandiu 122%, onde o parque eólico nacional cresceu 2,68 GW, alcançando 4,88 GW ao final do ano [6]. Segundo dados da Associação Brasileira de Energia Eólica (ABEEólica), em 2016 já são 369 usinas instaladas no Brasil, totalizando um capacidade instalada de 9,25 GW [8].

Devido ao grande crescimento do setor eólico na matriz energética brasileira, a energia eólica

vem se mostrando muito atrativa, principalmente na geração de grande porte. Entretanto os sistemas eólicos de pequeno porte, também se desenvolveram muitos nos últimos anos e atualmente são capazes de gerar energia elétrica a um custo acessível, principalmente depois dos desenvolvimentos em aerodinâmicas e das máquinas elétricas de baixa potência. Assim, uma boa alternativa para se utilizar esses pequenos aerogeradores seria em um sistema de microgeração distribuída, conectado a rede de distribuição, permitindo uma compensação na conta de energia caso a energia gerada seja maior que a consumida. Portanto, utilizar geradores trifásicos, tendo como fonte primária uma turbina eólica, torna-se uma opção desejável em lugares onde a rede elétrica convencional (trifásica) é de difícil acesso, como em áreas rurais.

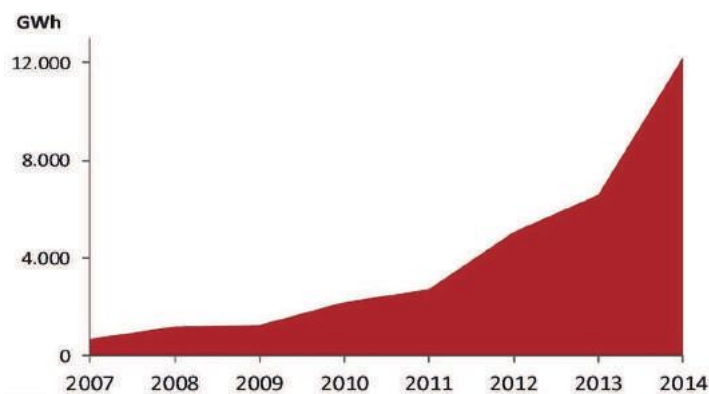


Figura 1.1: Evolução da energia eólica no Brasil. (Fonte: [7]).

Em um sistema de geração eólico, uma das partes mais importante que compõe um turbina eólica é a nacela, pois é onde estão todos os componentes essenciais para a produção de energia elétrica, como a caixa multiplicadora de velocidade, sistema de transmissão e principalmente o gerador, mostrados na Fig. 1.2. Atualmente, os geradores trifásicos mais aplicados na geração de energia elétrica são: 1) gerador de indução de rotor gaiola de esquilo - SCIG (Squirrel Cage Induction Generator), ii) gerador síncrono à ímã permanente - PMSG (Permanent Magnet Synchronous Generator) e iii) gerador de indução de rotor bobinado DFIG (Double-Fed Induction Generator).

O sistema de geração com o SCIG pode ser de velocidade fixa, no qual o gerador de indução está ligado diretamente à rede elétrica, ou variável, que necessita de um conversor CA-CC-CA para conectar o gerador à rede [9, 10, 11].

Já no sistema de geração com o PMSG, o gerador é ligado diretamente à turbina, ou seja, sem a necessidade de utilizar uma transmissão mecânica, aumentando, a confiabilidade e a eficiência do sistema de geração, reduzindo a intensidade de ruídos mecânicos, além de não necessitar de um circuito adicional de alimentação para o rotor, por este ser composto por ímãs. Todavia, no sistema com o PMSG, utiliza-se normalmente um conversor CA-CC-CA entre o gerador e a rede elétrica. Além disso, o PMSG tem peso e volume elevados devido ao grande número de polos [12, 13].

Uma interessante alternativa é a aplicação de um gerador de indução de rotor bobinado (DFIG), que apesar do custo mais elevado, quando comparado com o gerador de indução de rotor em gaiola de esquilo, garante uma tensão com amplitude e frequência constante nos terminais do

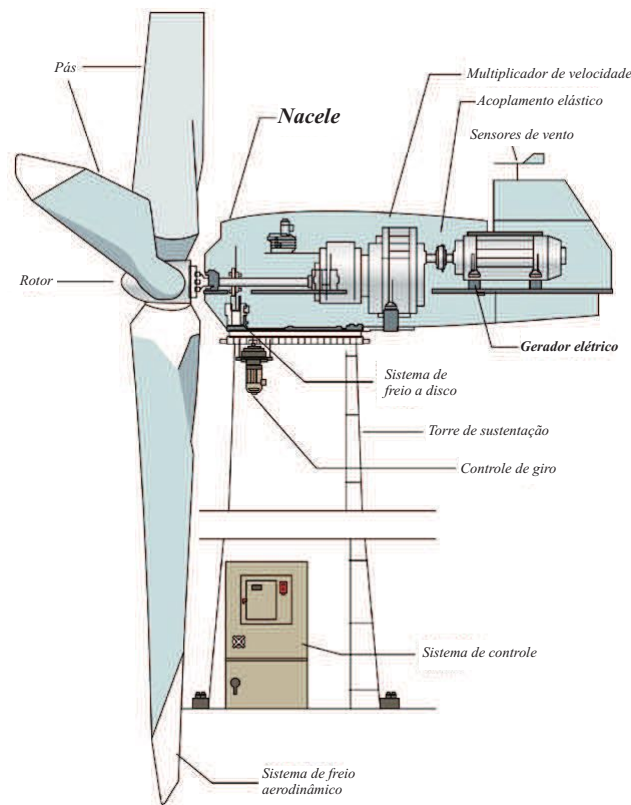


Figura 1.2: Estrutura de uma turbina eólica. (Fonte: [5]).

estator, mesmo operando com velocidade variável, tornando o DFIG bastante atrativo em sistema de geração de energia eólica.

Atualmente, muitos sistemas de geração utilizando o DFIG vêm sendo instalado por apresentarem as seguintes vantagens: i) o gerador opera com velocidade variável, enquanto os terminais do estator possui uma frequência constante, possibilitando a conexão e a alimentação de cargas trifásicas em locais no qual só a rede monofásica é disponível, ii) a rede trifásica pode ser conectada diretamente ao estator, enquanto o rotor é alimentado por um conversor CA-CC-CA que processa entre 25% a 30% da potência total gerada, o que reduz o custo do conversor, iii) a faixa de velocidade que o DFIG pode operar é de $\pm 30\%$ da velocidade síncrona, ou seja, o gerador é capaz de operar nas velocidades: sub-síncrona $\omega_r < \omega_s$, síncrona e super-síncrona $\omega_r > \omega_s$, onde ω_r é a velocidade do DFIG e ω_s é a velocidade síncrona, iv) o controle do fator de potência pode ser facilmente realizado [14].

Neste projeto será abordado uma topologia que consiste em um sistema de geração eólico de pequeno porte, utilizando o gerador de indução de rotor bobinado (DFIG), conectado a um sistema monofásico através de conversores de potência, como pode ser visto na Fig. 1.3. O grande destaque dessa abordagem é a utilização do DFIG como a máquina elétrica, permitindo a instalação de cargas trifásica nos terminais do estator sem a necessidade de utilizar conversores entre a máquina e a carga. Além disso, o sistema permite um fluxo de potência bidirecional.

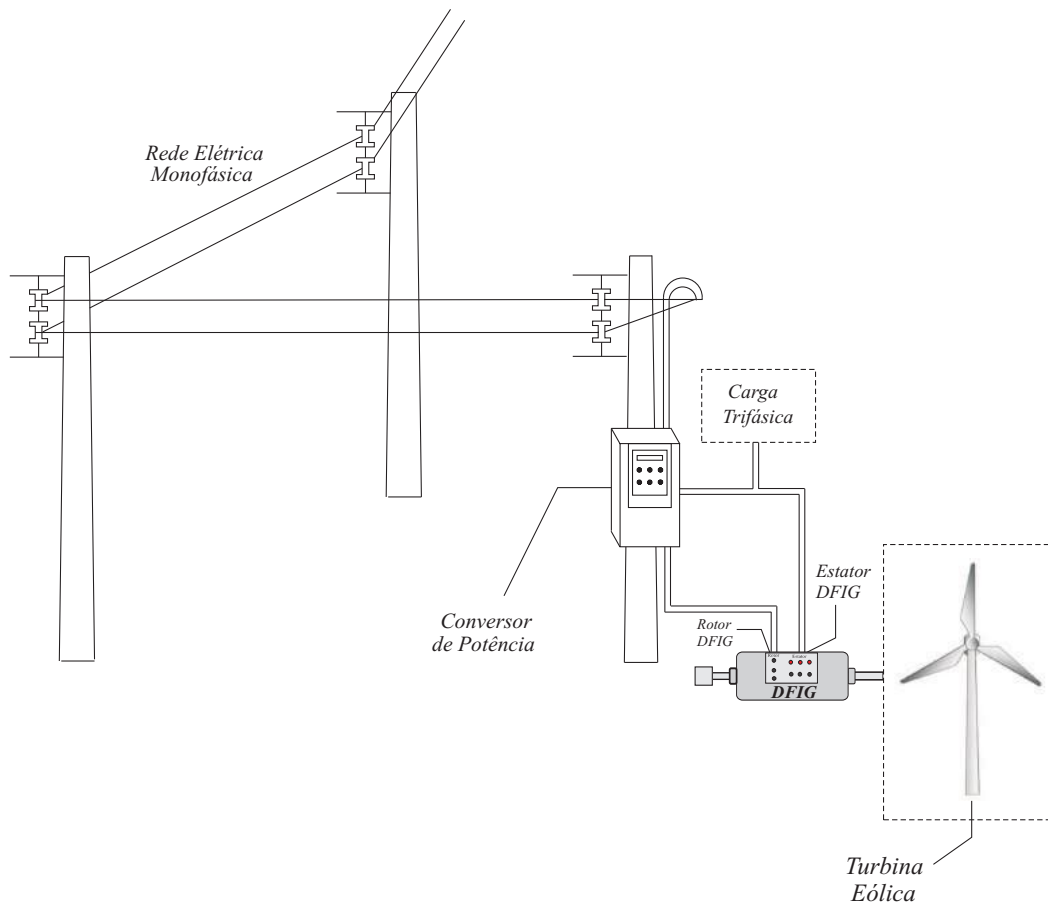


Figura 1.3: Topologia resumida do trabalho.

1.2 Revisão Bibliográfica

Diversos trabalhos têm investigado diferentes tipos de configurações de geração de energia elétrica a partir de geradores trifásicos conectados em sistemas monofásicos [1, 15, 11, 16, 17, 18, 19, 20]. Em [1] é apresentada uma análise geral de balanceamento de fase para um gerador de indução operando em sistema monofásico. Vários esquemas são propostos utilizando associações de elementos passivos em conjunto com a máquina de indução, entretanto esse método é limitado a pequena variação na velocidade da turbina. Partindo do mesmo contexto exposto em [1], em [21] é realizado uma análise de um sistema de geração monofásico-trifásico utilizando o esquema Steinmetz usando o método de elementos finitos.

Quando se deseja fornecer uma potência de qualidade à carga, as configurações baseadas no esquema Steinmetz não são uma boa opção, pois, apresentam baixo desempenho em termos de estabilidades da tensão e frequência, tornando o mesmo inapropriado para essa situação. Assim, algumas alternativas apresentadas na literatura utilizam conversores de potência associado com o gerador de indução rotor gaiola de esquilo, com o objetivo de melhorar a qualidade da tensão e frequência nos terminais da carga [15, 11, 16]. Em [15], onde sua estrutura é mostrada na Fig. 1.4(a), o conversor garante tensões simétrica e com frequência constante nos terminais do gerador, além de controlar o fluxo de potência entre a rede/carga/gerador. Já em Dias [16] é proposto uma

nova estrutura de geração baseada na configuração Steinmetz. Nessa configuração um conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico com três braços é utilizado entre a rede monofásica e o gerador, conforme mostrada na Fig. 1.4(b). Entretanto, uma característica comum entre essas configurações é que todas elas operam com velocidade fixa, reduzindo a eficiência do sistema de geração.

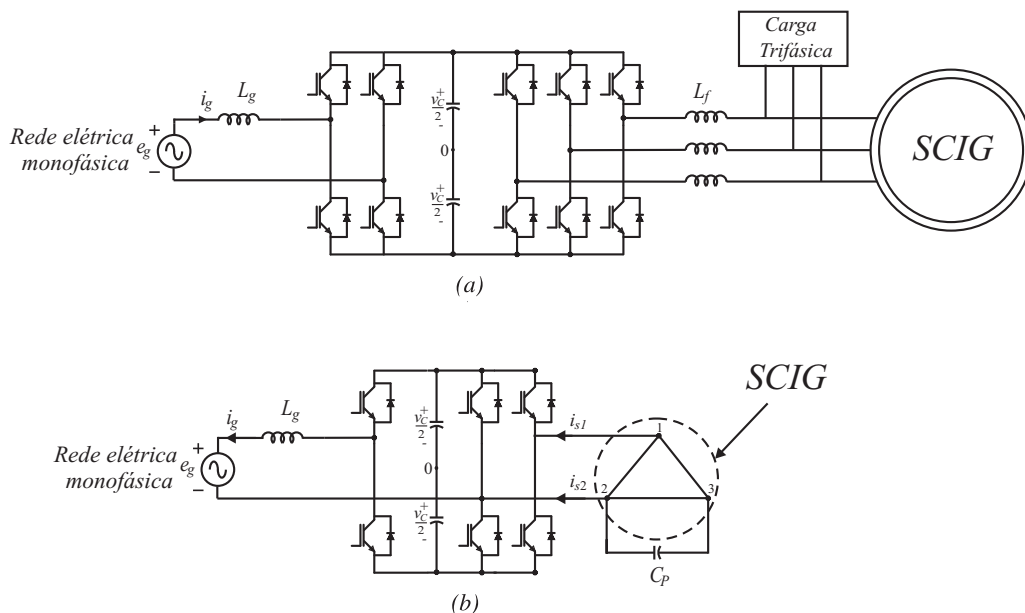


Figura 1.4: (a) Topologia proposta em [15]. (b) Topologia proposta em [16].

Em [10, 2] são propostos um sistema de geração de energia eólica baseado em um gerador de indução, conectado a rede elétrica monofásica através de um conversor CA-CC-CA. Em [10] é proposto uma topologia que utiliza dois inversores monofásicos meia-ponte em paralelo. Apesar de utilizar a mesma quantidade de braço da topologia mostrada na Fig. 1.5(a), a topologia proposta, mostrada na Fig. 1.5(b), garante uma redução tanto nas perdas por comutação do conversor monofásico, como também na distorção harmônica da rede monofásica. No entanto, como utiliza o ponto central do barramento CC é necessário aumentar a tensão do barramento CC. Partindo do mesmo contexto apresentado em [10], em Rocha [2] apresenta várias topologias, comparando configurações, afim de buscar a melhor opção, no que diz respeito a distorção harmônica na rede monofásica, perdas por comutação na corrente do retificador e uma melhor distribuição de potência nas chaves dos conversores.

Devido ao custo mais reduzido, as configurações de geração monofásica, utilizam normalmente geradores de indução de rotor em gaiola de esquilo. Entretanto, nos últimos anos algumas configurações utilizando geradores síncronos com excitatriz à ímã permanente [18, 22, 23] ou com os geradores de indução de rotor bobinado [19, 20, 24] também têm sido propostas na literatura. Em Oliveira Jr. [18] um sistema monofásico trifásico baseado no PMSG usando um retificador trifásico semi-controlado foi proposto. Nessa configuração a corrente do gerador é senoidal apenas durante metade do período da fundamental. Essa configuração pode ser observada na Fig. 1.6(a). Em [22] é proposto um sistema de geração de energia baseado em um gerador de ímã permanente (PMSG), conectado uma rede monofásica através de um conversor multinível CA-CC-CA utili-

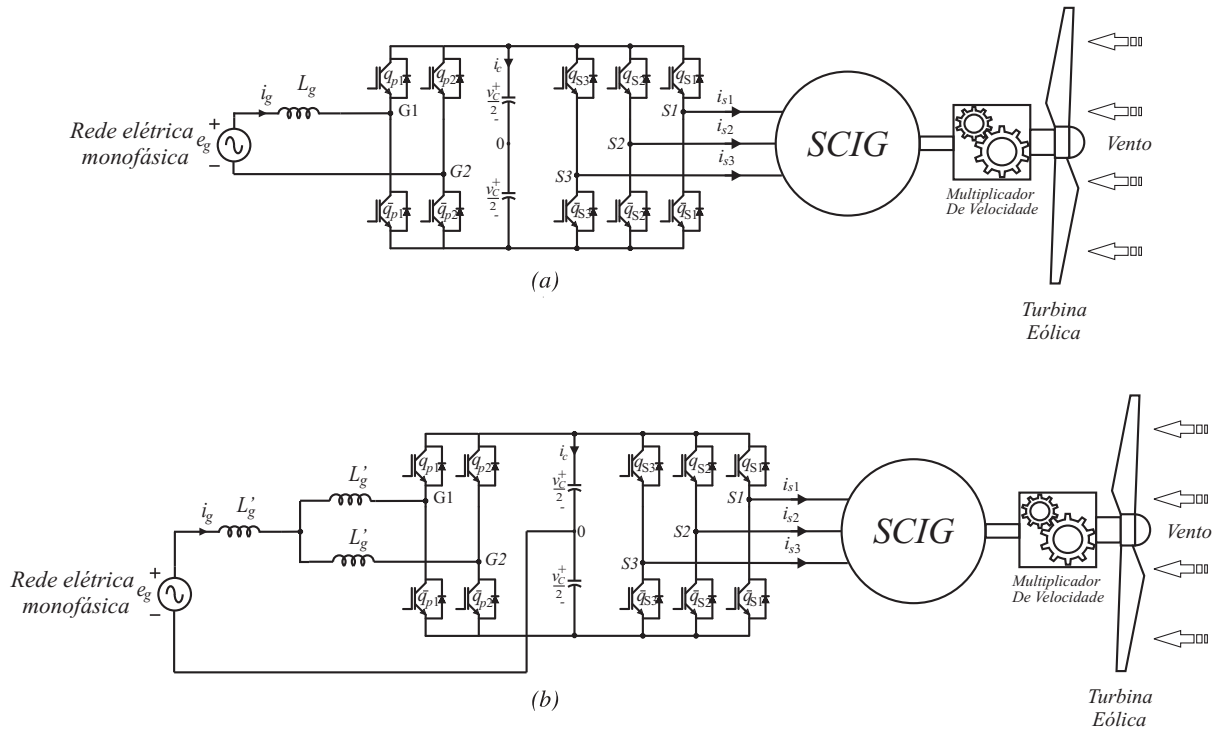


Figura 1.5: (a) Topologia convencional proposta em [10]. (b) Topologia proposta em [10].

zando uma conexão NPC (*Neutral Point Clamped*), e tem como objetivo garantir o adequado funcionamento do gerador sob uma tensão da rede não ideal. Já em [23] uma nova estratégia de controle é proposto para melhorar o desempenho de um sistema geração de energia eólica composta por um PMSG trifásico conectado à rede monofásica através de um conversor CA-CC-CA e tem como principal proposta minimizar o ondulação do torque do gerador sem o uso de uma grande capacitância no barramento CC, melhorando o desempenho, confiabilidade, diminuição de custo e tamanho.

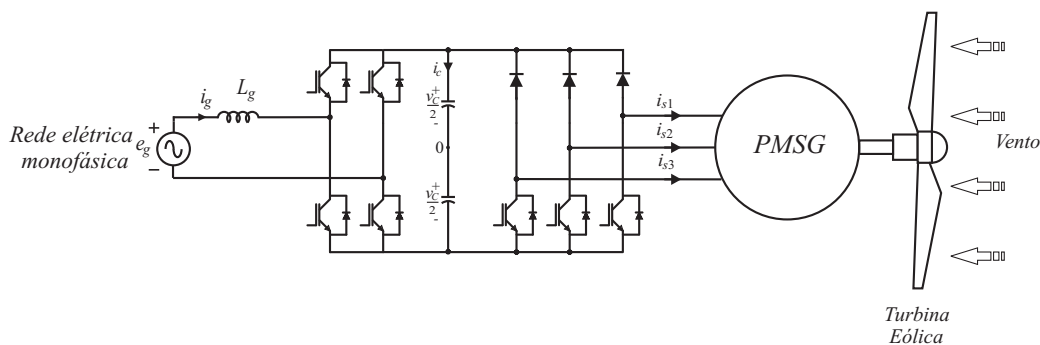


Figura 1.6: (a) Topologia proposta em [18].

O PMSG apresenta elevada eficiência e uma estrutura de controle simplificada, entretanto o preço do gerador vem oscilando bastante nos últimos anos. Devido a isto, o DFIG tem sido sugerido como uma interessante solução [24]. Em [19, 20, 24] apresentam um novo sistema de geração monofásica baseada em gerador de indução de rotor bobinado e um único inversor de frequência para alimentar os enrolamentos do rotor sem conexão com a rede. Essa configuração aplicando

um inversor de frequência isolado da rede é denominado *Single External Feeding* [25]. Nas configurações propostas em [19, 20], conforme mostrada na Fig. 1.7, os enrolamentos do estator são conectados à rede monofásica, o condutor fase é conectado na bobina "a" e o condutor neutro é conectado nas bobinas "b" e "c". Contudo, o controle do sistema proposto necessita compensar as oscilações do fluxo, devido a alimentação desequilibrada do estator.

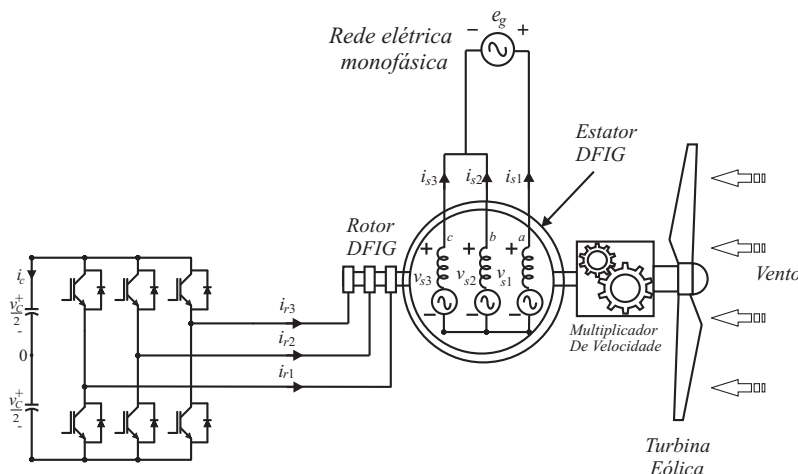


Figura 1.7: (a) Topologia proposta em [19] e [20]

Em [24] propõe novo gerador de indução de rotor bobinado composto por um enrolamento monofásico no estator e um rotor composto por um enrolamento trifásico. Comparado com o gerador de rotor gaiola de esquilo o desempenho é similar. Entretanto, grande parte das pesquisas, com o gerador de indução de rotor bobinado, são para configurações conectadas à rede trifásica [26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33].

1.3 Descrição da proposta

Este trabalho de conclusão de curso propõe o desenvolvimento, estudo e a análise de um sistema de geração de energia eólica baseado no gerador de indução de rotor bobinado (DFIG). A Fig. 1.8 ilustra o diagrama do sistema de geração proposto. Essa configuração é formada por um conversor estático CA-CC-CA monofásico-trifásico (conversores G e S) que faz a conexão do gerador à rede elétrica monofásica, e um conversor trifásico (conversor R) conectado aos terminais do rotor. O conversor G tem a função de regular o barramento CC e garantir corrente da rede monofásica senoidal e com elevado fator de potência, enquanto o conversor S tem o objetivo de garantir tensões trifásicas simétricas e com frequência constante nos terminais do gerador/carga. Já o conversor R é destinado a realizar o controle do gerador de indução de rotor bobinado, regulando a velocidade ou potência ativa e a potência reativa do gerador, garantindo assim a operação do gerador com velocidade variável. Para o sistema ilustrado na Fig. 1.8 será desenvolvido e implementado as estratégias de controle e PWM (*Pulse Width Modulation*), garantindo assim: i) tensões trifásicas simétricas e com frequência constante nos terminais da carga, ii) corrente na

rede senoidal e com elevado fator de potência e iii) uma regulação das potências ativa e reativa nos terminais do DFIG.

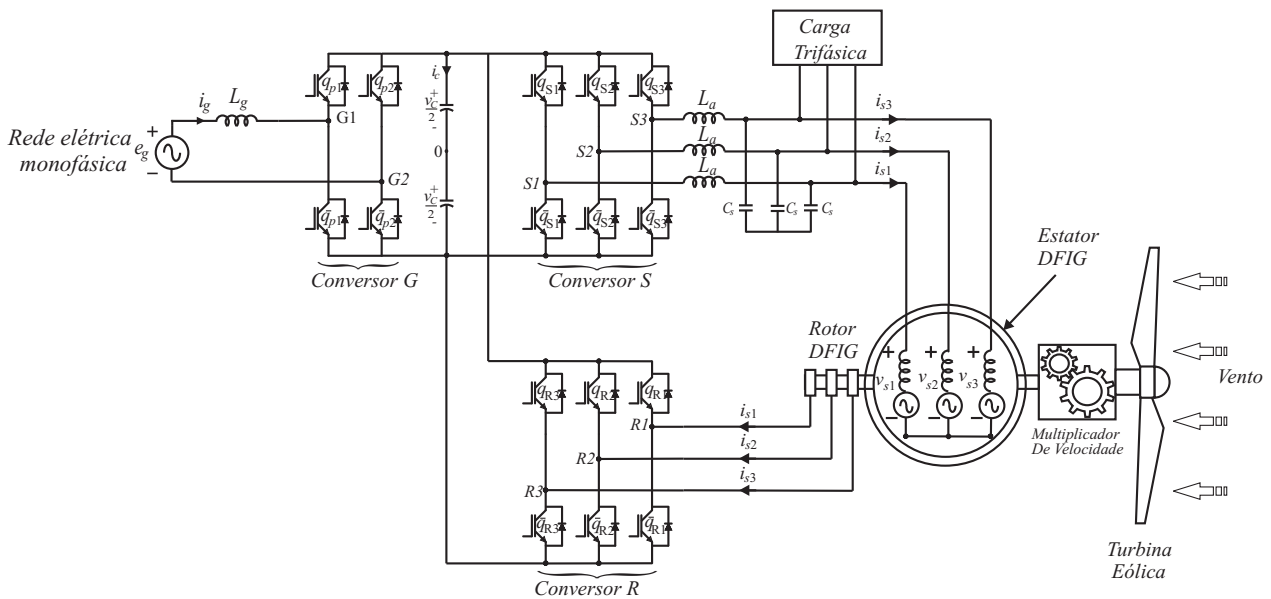


Figura 1.8: Sistema de geração de energia eólica proposto.

1.4 Organização

O trabalho apresentado está organizado nos seguintes capítulos:

Capítulo 2: Modelo vetorial do DFIG e controle orientado pelo campo FOC (*Field Oriented Control*).

Capítulo 3: Modelagem do sistema proposto - Este capítulo aborda os principais aspectos do sistema proposto, a estratégia de controle e a estratégia PWM.

Capítulo 4: Resultados de Simulação Digital - Este capítulo tratará dos resultados obtidos por simulação computacional de forma a validar os estudos realizados.

Capítulo 2

Modelo Vetorial do DFIG e Controle Orientado pelo Campo (FOC)

2.1 Introdução

Nessa seção serão desenvolvidos o modelo matemático odq do gerador de indução de rotor bobinado (DFIG) e o modelo para o controle orientado pelo campo (FOC) do estator que realiza o controle a partir da potência reativa e do conjugado eletromagnético da máquina elétrica.

2.2 Modelo odq do Gerador de indução de rotor bobinado (DFIG)

O modelo do DFIG pode ser representado por um modelo mais simples que o trifásico convencional, utilizando uma matriz de transformação conhecida como transformada de Park [34], [35]. Nessa transformação, as variáveis da máquina (fluxo, corrente ou tensão) são definidas pelas seguintes operações:

$$x_{s123} = P_s^g x_{sodq}^g \quad (2.1)$$

$$x_{r123} = P_r^g x_{rodq}^g \quad (2.2)$$

onde:

x_{s123} e x_{r123} são as variáveis antigas a ser transformada.

x_{sodq} e x_{rodq} representam as grandezas o , d e q do estator e rotor do DFIG.

P_s^g e P_r^g são as matrizes de transformação do estator e do rotor, respectivamente e ambas são matrizes ortogonais.

O expoente g é utilizado para indicar o referencial genérico dos eixos dq da máquina.

As matrizes de transformação das grandezas do estator e do rotor são definidas da seguinte forma [35]:

$$\mathbf{P}_s^g = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g) & -\sin(-\delta_g) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(-\delta_g - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(-\delta_g - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\mathbf{P}_r^g = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \theta_r) & -\sin(-\delta_g - \theta_r) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(-\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(-\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

onde:

θ_r é o ângulo entre o eixo do rotor (fase r_1) e o eixo do estator (fase s_1), conforme mostrado na Fig. 2.1

δ_g é o ângulo genérico do eixo d em relação ao eixo s_1 .

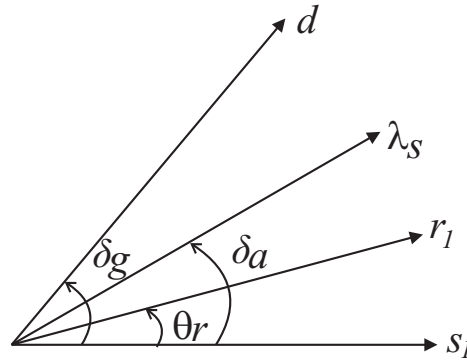


Figura 2.1: Diagrama vetorial do DFIG com o eixo d .

No modelo odq da máquina, as componentes d e q representam a parte ativa da máquina. A parte do modelo envolvendo o eixo o , denominado de homopolar, é totalmente desacoplado das variáveis dq , que por sua vez são nulas, se o gerador estiver operando de forma equilibrada.

As variáveis dq podem ser representadas como um modelo vetorial, no qual as partes real e imaginária correspondem a suas coordenadas cartesianas. Obtendo, então, as seguintes expressões para uma máquina de dois polos [35]:

$$v_s^g = r_s i_s^g + \frac{d\lambda_s^g}{dt} + j\omega_g \lambda_s^g \quad (2.5)$$

$$v_r^g = r_r i_r^g + \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \lambda_r^g \quad (2.6)$$

$$\lambda_s^g = l_s i_s^g + l_m i_r^g \quad (2.7)$$

$$\lambda_r^g = l_r i_r^g + l_m i_s^g \quad (2.8)$$

$$c_e = 2l_m \text{Im}(i_s^g i_r^{g*}) = -2l_m \text{Im}(i_s^{g*} i_r^g) \quad (2.9)$$

$$P(c_e - c_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F\omega_r \quad (2.10)$$

As variáveis e parâmetros relacionados as equações (2.5) - (2.10) são definidas como se segue:

$$j = \sqrt{-1}.$$

$x_s^g = \frac{1}{\sqrt{2}}(x_{sd}^g + jx_{sq}^g)$ é o vetor da variável x num referencial genérico "g", onde x representa as variáveis da tensão (v), corrente (i) e fluxo do estator (λ). Para as grandezas do rotor substituir o índice s por r .

ω_g é a frequência de rotação do referencial genérico "g".

ω_r é a frequência angular do rotor "r".

c_e é o conjugado eletromagnético.

c_m é o conjugado mecânico.

l_s é a indutância cíclica estatórica.

l_r é a indutância cíclica rotórica.

l_m é a indutância cíclica mútua.

r_s é a resistência ôhmica estatórica.

r_r é a resistência ôhmica rotórica.

J é momento de inércia.

F é coeficiente de atrito.

$Im(x)$ é a parte imaginária da variável x .

2.3 Controle Orientado pelo Campo (FOC)

Para definir as equações que representam a malha de controle do gerador, as correntes do rotor podem ser escritas em função da potência reativa e do conjugado eletromagnético. Considerando inicialmente que a potência complexa do gerador no referencial do fluxo do estator é definida por:

$$S_s = v_s^a (i_g^a)^* \quad (2.11)$$

com:

$$v_s^a = \frac{1}{\sqrt{2}}(v_{sd}^a + jv_{sq}^a) \quad (2.12)$$

$$i_s^a = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{sd}^a + ji_{sq}^a) \quad (2.13)$$

onde:

"*" é o sobrescrito que representta o conjugado complexo da corrente.

"a" é o sobrescrito que indica que as variáveis da máquina estão no referencial do fluxo do estator.

Desta forma substituindo as equações (2.12) e (2.13) em (2.11) e sabendo que $S_s = P_s + jQ_s$, encontra-se a seguinte expressão:

$$P_s = v_{sd}^a i_{sd}^a + v_{sq}^a i_{sq}^a \quad (2.14)$$

$$Q_s = v_{sq}^a i_{sd}^a - v_{sd}^a i_{sq}^a \quad (2.15)$$

onde:

P_s é a potência ativa do estator do DFIG.

Q_s é a potência reativa do estator do DFIG.

Escrevendo as equações (2.5) e (2.7) no referencial do fluxo, fazendo-se $\lambda_{sd}^a = \lambda_s$ (fluxo total), $\lambda_{sq}^a = 0$ e $\omega_g = \omega_a$, e correlacionando a tensão e corrente do estator em função do fluxo do estator e da corrente do rotor, obtém-se as seguintes equações:

$$v_{sd}^a = -\frac{l_m}{\tau_s} i_{rd}^a + \frac{1}{\tau_s} \lambda_s + \frac{d\lambda_s}{dt} \quad (2.16)$$

$$v_{sq}^a = -\frac{l_m}{\tau_s} i_{rq}^a + \omega_a \lambda_s \quad (2.17)$$

$$i_{sd}^a = \frac{1}{l_s} \lambda_s - \frac{l_m}{l_s} i_{rd}^a \quad (2.18)$$

$$i_{sq}^a = -\frac{l_m}{l_s} i_{rq}^a \quad (2.19)$$

onde:

$\tau_s = l_s / r_s$ é a constante de tempo estatórica.

ω_a é a frequência de rotação do vetor do fluxo do estator.

Desta forma substituindo as equações (2.16)-(2.19) em (2.15) obtém-se em regime permanente ($\frac{d\lambda_s}{dt} = 0$) a seguinte expressão:

$$\begin{aligned} Q_s &= \left(-\frac{l_m}{\tau_s} i_{rq}^a + \omega_a \lambda_s\right) \left(\frac{1}{l_s} \lambda_s - \frac{l_m}{l_s} i_{rd}^a\right) - \left(-\frac{l_m}{\tau_s} i_{rd}^a + \frac{1}{\tau_s} \lambda_s\right) \left(-\frac{l_m}{l_s} i_{rq}^a\right) \implies \\ Q_s &= -\frac{l_m \lambda_s}{\tau_s l_s} i_{rq}^a + \frac{l_m^2}{\tau_s l_s} i_{rq}^a i_{rd}^a + \frac{\omega_a \lambda_s^2}{l_s} - \omega_a \lambda_s \frac{l_m}{l_s} i_{rd}^a - \left(\frac{l_m^2}{\tau_s l_s} i_{rq}^a i_{rd}^a - \frac{l_m \lambda_s}{\tau_s l_s} i_{rq}^a\right) \implies \\ Q_s &= \omega_a \frac{l_m}{l_s} \lambda_s \left[\frac{1}{l_m} \lambda_s - i_{rd}^a \right] \end{aligned} \quad (2.20)$$

Considerando o fluxo λ_s constante, nota-se que na equação (2.20) a potência reativa pode ser controlada através de i_{rd}^a independentemente de i_{rq}^a , o que caracteriza o desacoplamento perfeito. Assim a partir da equação (2.20) para uma potência reativa nula, imposta pelo controlador, é possível garantir um fator de potência unitário nos terminais do estator do DFIG.

Já o conjugado eletromagnético (c_e) pode ser definido em função do fluxo do estator e da cor-

rente do rotor. Assim, escrevendo a equação (2.9) no referencial do fluxo do estator e substituindo as equações (2.18) e (2.19) em (2.9), obtém-se:

$$\begin{aligned}
 c_e &= 2l_m \text{Im}[i_s^a i_r^{a*}] \implies \\
 c_e &= 2l_m \text{Im}\left[\frac{1}{\sqrt{2}}(i_{sd}^a + j i_{sq}^a) \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{rd}^a - j i_{rq}^a)\right] \implies \\
 c_e &= l_m \text{Im}[(i_{sd}^a i_{rd}^a - j i_{sd}^a i_{rq}^a + j i_{sq}^a i_{rd}^a + i_{sq}^a i_{rq}^a)] \implies \\
 c_e &= l_m (-i_{sd}^a i_{rq}^a + i_{sq}^a i_{rd}^a) \implies \\
 c_e &= l_m \left[-\left(\frac{1}{l_s} \lambda_s - \frac{l_m}{l_s} i_{rd}^a\right) i_{rq}^a + \left(-\frac{l_m}{l_s} i_{rq}^a\right) i_{rd}^a\right] \implies \\
 c_e &= -\frac{l_m}{l_s} \lambda_s i_{rq}^a
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

Assumindo o fluxo do estator constante, o conjugado pode ser controlado a partir da componente q da corrente do rotor.

2.4 Conclusões

O modelo vetorial da máquina elétrica mostra que através das suas matrizes de transformação ($\mathbf{P}_s^g, \mathbf{P}_r^g$ e suas inversas) se torna possível substituir as variáveis trifásica do gerador (fluxo, corrente ou tensão) por um par de bobinas no eixo d (estator e rotor) e um par de bobinas no eixo q (estator e rotor), facilitando a análise e controle do gerador. Por fim, a partir do modelo de controle orientado pelo campo no referencial do fluxo do estator, é possível controlar a potência reativa e o conjugado eletromagnético independentemente através das componentes de eixo direto e eixo de quadratura da corrente do rotor, respectivamente, em virtude do desacoplamento perfeito entre as grandezas envolvidas.

Capítulo 3

Modelagem do sistema proposto

3.1 Introdução

Neste capítulo será apresentada as características do modelo proposto, externando o modelo do sistema estudado, assim como as estratégias PWM e de controle dos conversores, do lado da rede (conversor G), do lado do estator (conversor S) e do lado do rotor (conversor R).

3.2 Modelo do Sistema

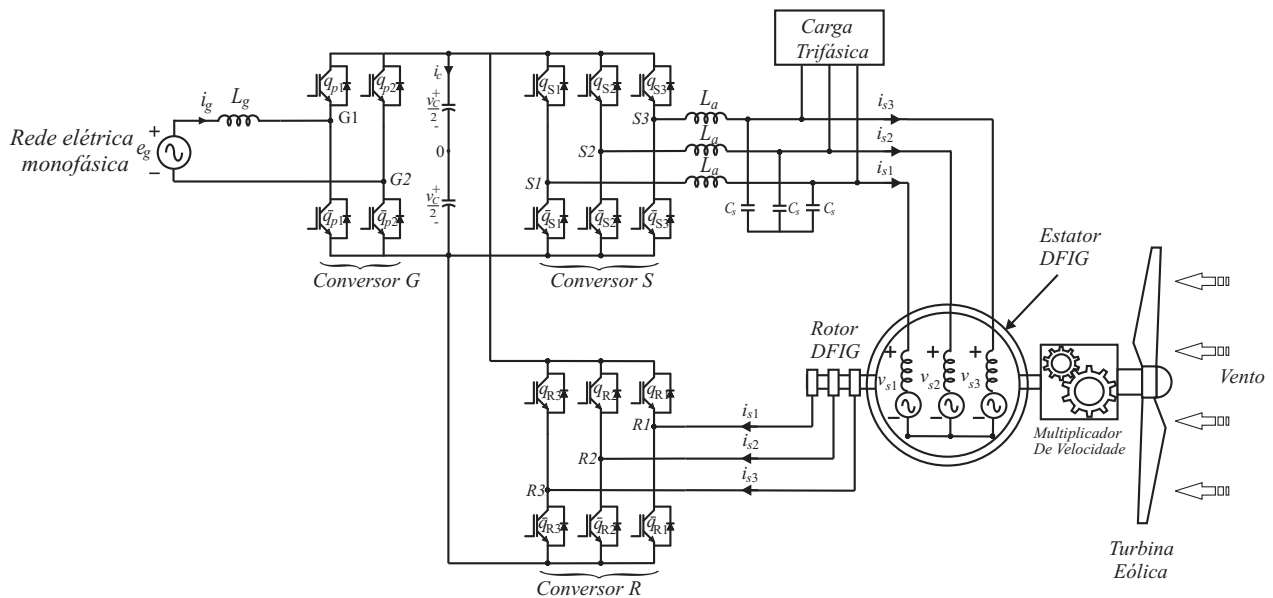


Figura 3.1: Sistema de geração de energia eólica proposto.

A configuração mostrada na Fig. 3.1 é composto por um gerador de indução de rotor bobinado, conhecido como DFIG (*Double Fed Induction Generator*), três conversores (denominados de conversores G, S e R), filtros indutivos L_g e L_a , e um banco de capacitores no barramento CC.

Neste modelo, v_{s1}, v_{s2}, v_{s3} e i_{s1}, i_{s2}, i_{s3} são as tensões e correntes estatóricas do DFIG, respectivamente, v_{r1}, v_{r2}, v_{r3} e i_{r1}, i_{r2}, i_{r3} são as tensões e correntes rotóricas do DFIG, respectivamente, i_g e e_g , representam as correntes e a tensão da rede monofásica, respectivamente. O conversor G é constituído por dois braços com um total de quatro chaves $q_{g1}, \bar{q}_{g1}, q_{g2}, \bar{q}_{g2}$, já os conversores S e R são constituídos por três braços com um total de seis chaves para cada inversor $q_{s1}, \bar{q}_{s1}, q_{s2}, \bar{q}_{s2}, q_{s3}$ e \bar{q}_{s3} (conversor S), $q_{r1}, \bar{q}_{r1}, q_{r2}, \bar{q}_{r2}, q_{r3}$ e \bar{q}_{r3} (conversor R). O estado de condução das chaves, são definidos por variáveis binárias e as chaves q e \bar{q} são complementares entre si, ou seja quando uma está aberta a outra está fechada, com a finalidade de evitar um curto circuito no barramento CC.

3.2.1 Modelo do Conversor G

O modelo do conversor G mostrado na Fig. 3.1 é descrito da seguinte forma:

$$e_g = r_g i_g + l_g \frac{di_g}{dt} + v_g \quad (3.1)$$

com:

$$v_g = v_{10} - v_{20} \quad (3.2)$$

onde:

r_g é a resistência do indutor L_g .

l_g é a indutância dos indutor L_g .

v_g é a tensão do conversor G .

v_{10}, v_{20} são as tensões de polo do conversor G .

3.2.2 Modelo do Conversor S

O modelo do conversor S mostrado na Fig. 3.1 é descrito da seguinte forma:

$$v_{S1} = r_a i_{s1} + l_a \frac{di_{s1}}{dt} + v_{s1} \quad (3.3)$$

$$v_{S2} = r_a i_{s2} + l_a \frac{di_{s2}}{dt} + v_{s2} \quad (3.4)$$

$$v_{S3} = r_a i_{s3} + l_a \frac{di_{s3}}{dt} + v_{s3} \quad (3.5)$$

com:

$$v_{S1} = v_{S10} - v_{s0} \quad (3.6)$$

$$v_{S2} = v_{S20} - v_{s0} \quad (3.7)$$

$$v_{S3} = v_{S30} - v_{s0} \quad (3.8)$$

onde:

r_a é a resistência do indutor L_a .

l_a é a indutância do indutor L_a .

v_{s1}, v_{s2} e v_{s3} são as tensões nos terminais do estator.

v_{S1}, v_{S2} e v_{S3} são as tensões do conversor S .

v_{S10}, v_{S20} e v_{S30} são as tensões de polo do conversor S .

v_{s0} é a tensão entre o neutro nos terminais do estator do DFIG (s) e o ponto central do barramento CC (0).

Considerando as tensões nos terminais do estator equilibradas ou seja ($v_{s1} + v_{s2} + v_{s3} = 0$) então:

$$v_{s0} = \frac{1}{3}(v_{S10} + v_{S20} + v_{S30}) \quad (3.9)$$

3.2.3 Modelo do Conversor R

O modelo do conversor R apresentado na Fig. 3.1 é descrito da seguinte forma:

$$v_{r1} = v_{r10} - v_{r0} \quad (3.10)$$

$$v_{r2} = v_{r20} - v_{r0} \quad (3.11)$$

$$v_{r3} = v_{r30} - v_{r0} \quad (3.12)$$

onde:

v_{r1}, v_{r2}, v_{r3} são tensões do rotor do DFIG.

$v_{r10}, v_{r20}, v_{r30}$ são as tensões de polo do conversor R.

v_{r0} é a tensão entre o neutro nos terminais do rotor do DFIG (r) e o ponto central do barramento CC (0).

Considerando as tensões nos terminais do rotor equilibradas ou seja ($v_{r1} + v_{r2} + v_{r3} = 0$) então:

$$v_{r0} = \frac{1}{3}(v_{r10} + v_{r20} + v_{r30}) \quad (3.13)$$

3.3 Estratégia *PWM*

As chaves dos conversores G, S e R são controladas através de uma estratégia de Modulação por Largura de Pulso, mais conhecida por *Pulse Width Modulation* (PWM). Na literatura existe diferentes técnicas de geração dos sinais PWM, entretanto, normalmente essas técnicas são baseadas em dois métodos: i) a modulação escalar [36], que consiste em aplicar um sinal de referência para gerar as larguras de pulso das chaves dos conversores e ii) modulação vetorial [37], onde

todas as fases são analisadas simultaneamente. Devido a simplicidade de aplicação o método de modulação escalar foi escolhido para ser utilizada neste trabalho.

3.3.1 Estratégia *PWM* do Conversor G

As tensões de polo do conversor G v_{g10} e v_{g20} dependem do estado de condução das chaves, sendo:

$$v_{g10} = (2q_{g1} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (3.14)$$

$$v_{g20} = (2q_{g2} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (3.15)$$

onde:

q_{g1}, q_{g2} são os estados de condução das chaves do conversor G.

Considerando que a tensão de referência do conversor G, v_g^* , é determinado pelo controlador, a partir da equação (3.2), tem-se:

$$v_g^* = v_{g10}^* - v_{g20}^* \quad (3.16)$$

Os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos a partir da equação das tensões de polo de referência v_{g10}^* e v_{g20}^* , desse modo, são necessários duas equações para determinar as tensões de polo de referência. Logo, a equação fornecida pelo controlador (3.16) não é suficiente para determinar as tensões de polo de referência, sendo necessária a introdução de uma variável auxiliar v_x^* , definida por:

$$v_x^* = \frac{1}{2} (v_{g10}^* + v_{g20}^*) \quad (3.17)$$

Portanto, a partir das equações (3.17) e (3.16), as tensões de polo de referência são definidas por:

$$v_{g10}^* = \frac{v_g^*}{2} + v_x^* \quad (3.18)$$

$$v_{g20}^* = -\frac{v_g^*}{2} + v_x^* \quad (3.19)$$

Dessas equações, observa-se que as tensões de polo dependem da tensão v_g^* fornecida pelo controlador, como também da tensão auxiliar v_x^* . A tensão auxiliar pode ser escolhida de forma independente, desde que, o máximo e o mínimo das tensões de polo sejam respeitados a partir das

equações:

$$v_{x \max}^* = \frac{v_C^*}{2} - V_{\max} \quad (3.20)$$

$$v_{x \min}^* = -\frac{v_C^*}{2} - V_{\min} \quad (3.21)$$

onde:

$$V_{\max} = \max\left\{\frac{v_g^*}{2}, -\frac{v_g^*}{2}\right\}, V_{\min} = \min\left\{\frac{v_g^*}{2}, -\frac{v_g^*}{2}\right\}.$$

A tensão auxiliar v_x^* deve ser escrita em função do fator de distribuição de roda livre (μ), com $0 \leq \mu \leq 1$ [38], portanto:

$$v_x^* = \mu v_{x \max}^* + (1 - \mu) v_{x \min}^* \quad (3.22)$$

A variação de μ tem como objetivo mudar o local do vetor nulo das tensões de polo v_{g10}^* e v_{g20}^* . Quando $\mu = 0$ ou $\mu = 1$ é selecionado, a aplicação do vetor nulo é aplicado no início ou no fim do período de amostragem T , já quando $\mu = 0,5$, metade do tempo de aplicação do vetor nulo é aplicada no início e a outra metade no fim do período de amostragem [35].

Considerando as tensões de polo constantes em um período de amostragem T , as chaves q_{g1} e q_{g2} são mantidas fechadas durante um certo intervalo de tempo τ_{g1} , τ_{g2} ($0 \leq \tau_{g1}, \tau_{g2} \leq T$) e aberta o restante do período. Assim podemos encontrar a seguinte relação para as tensões de polo de referência:

$$v_{g10}^* = \frac{1}{T} \left[\frac{v_C}{2} \tau_{g1} - \frac{v_C}{2} (T - \tau_{g1}) \right] \quad (3.23)$$

$$v_{g20}^* = \frac{1}{T} \left[\frac{v_C}{2} \tau_{g2} - \frac{v_C}{2} (T - \tau_{g2}) \right] \quad (3.24)$$

Então a partir das equações (3.23) e (3.24) obtem-se as larguras de pulso em função das tensão de polo:

$$\tau_{g1} = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{g10}^*}{v_C} \right) T \quad (3.25)$$

$$\tau_{g2} = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{g20}^*}{v_C} \right) T \quad (3.26)$$

Portanto conhecendo τ_{g1} , τ_{g2} pode-se determinar os estados de condução as chaves do conversor G.

3.3.2 Estratégia PWM dos Conversores R e S

De forma similar a estratégia PWM do conversor G, as tensões de polo dos conversores R e S dependem dos estados de condução das chaves, dessa forma:

$$v_{k10} = (2q_{k1} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (3.27)$$

$$v_{k20} = (2q_{k2} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (3.28)$$

$$v_{k30} = (2q_{k3} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (3.29)$$

onde: "k" representa as variáveis dos conversores R e S, isto é $k = s$ ou $k = r$.

De acordo com [35], para se obter as tensões de polo de referência v_{k10}^* , v_{k20}^* e v_{k30}^* , é necessário que o controle forneça as tensões de referência v_{k1}^* , v_{k2}^* e v_{k3}^* simétricas e equilibradas e uma tensão auxiliar v_{yk}^* , assim obtém-se:

$$v_{k10}^* = v_{k1}^* + v_{yk}^* \quad (3.30)$$

$$v_{k20}^* = v_{k2}^* + v_{yk}^* \quad (3.31)$$

$$v_{k30}^* = v_{k3}^* + v_{yk}^* \quad (3.32)$$

com

$$v_{k3}^* = -v_{k1}^* - v_{k2}^* \quad (3.33)$$

A partir das equações (3.30), (3.31) e (3.32) pode-se observar que as tensões de polo de referência v_{k10}^* , v_{k20}^* e v_{k30}^* dependem das tensões v_{k1}^* , v_{k2}^* e v_{k3}^* e da tensão auxiliar v_{yk}^* .

Para não ocorrer a saturação do PWM, as tensões v_{yk}^* devem ser escolhidas de forma independente, desde que, os limites máximo $\left(\frac{v_C}{2}\right)$ e mínimo $\left(-\frac{v_C}{2}\right)$ das tensões de polo sejam respeitados, ou seja:

$$v_{yk \max}^* = \frac{v_C}{2} - V_{yk \max} \quad (3.34)$$

$$v_{yk \min}^* = -\frac{v_C}{2} - V_{yk \min} \quad (3.35)$$

onde:

$$v_{yk \max} = \max\{v_{k1}^*, v_{k2}^*, v_{k3}^*\} \text{ e } V_{yk \min} = \min\{v_{k1}^*, v_{k2}^*, v_{k3}^*\}.$$

A tensão auxiliar v_{yk}^* , deve ser escrita em função do fator de distribuição de roda livre (μ), com $0 \leq \mu \leq 1$, portanto:

$$v_{yk}^* = \mu v_{yk \max}^* + (1 - \mu) v_{yk \min}^* \quad (3.36)$$

Considerando as tensões de polo constantes em um período de chaveamento T , as chaves q_{k1} , q_{k2} e q_{k3} , são mantidas fechadas durante um certo intervalo de tempo τ_{k1} , τ_{k2} , τ_{k3} ($0 \leq \tau_{k1}$, τ_{k2} , $\tau_{k3} \leq T$) e aberta o restante do período. Assim podemos encontrar a seguinte relação para as tensões de polo de referência:

$$v_{k10}^* = \frac{1}{T} \left[\frac{v_C}{2} \tau_{k1} - \frac{v_C}{2} (T - \tau_{k1}) \right] \quad (3.37)$$

$$v_{k20}^* = \frac{1}{T} \left[\frac{v_C}{2} \tau_{k2} - \frac{v_C}{2} (T - \tau_{k2}) \right] \quad (3.38)$$

$$v_{k30}^* = \frac{1}{T} \left[\frac{v_C}{2} \tau_{k3} - \frac{v_C}{2} (T - \tau_{k3}) \right] \quad (3.39)$$

Então a partir das equações (3.37), (3.38) e (3.39) obtém-se as larguras de pulso em função das tensões de polo:

$$\tau_{k1} = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{k10}^*}{v_C} \right) T \quad (3.40)$$

$$\tau_{k2} = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{k20}^*}{v_C} \right) T \quad (3.41)$$

$$\tau_{k3} = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{k30}^*}{v_C} \right) T \quad (3.42)$$

Portanto conhecendo τ_{k1} , τ_{k2} e τ_{k3} pode-se determinar os estados de condução das chaves dos conversores R e S.

3.4 Estratégia de Controle

A Fig. 3.2 representa o diagrama de controle dos conversores mostrado na Fig. 3.1, no qual existem três malhas para controle dos conversores G, R e S. Todas as malhas de controle serão explicadas detalhadamente a seguir.

3.4.1 Controle do Conversor G

A estratégia de controle para conversor G tem o objetivo de regular a tensão do barramento CC v_c e garantir corrente da rede monofásica i_g senoidal e com elevado fator de potência.

A tensão do barramento CC v_C é ajustada no seu valor de referência v_c^* por meio de um controlador PI (proporcional + integral) convencional [39], representado pelo bloco G_{RC} . Esse controlador fornece a amplitude da corrente da rede, denominada de I_m^* . Em seguida esta amplitude e a posição estimada $\hat{\theta}_g$ da tensão da rede e_g , obtida a partir de uma PLL (*Phase Locked Loop*) monofásica, é lida pelo bloco G_{gi} , gerando a corrente de referência i_g^* . A corrente i_g^* é ajustada a partir de um controlador PI modificado, representado pelo bloco G_{rm} , fornecendo assim

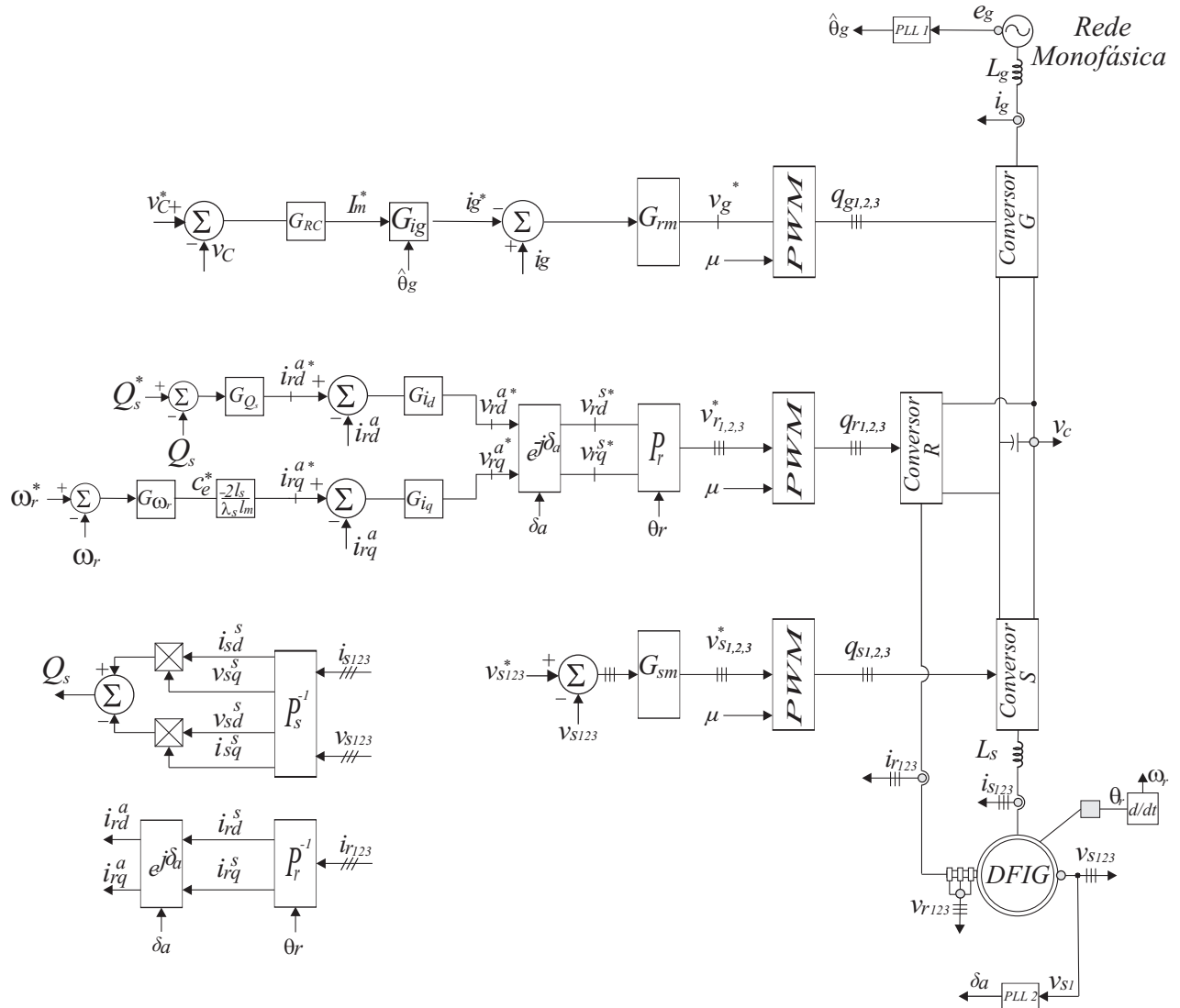


Figura 3.2: Bloco de controle da configuração estudada.

a tensão de referência v_g^* . Portanto, a tensão v_g^* juntamente com a tensão auxiliar v_x^* e o fator de distribuição de roda livre (μ) são utilizados na estratégia de controle PWM para determinar os estados de condução das chaves do conversor G.

Controlador PI Modificado

O controlador PI (proporcional + integral) convencional, garante um erro de regime permanente nulo para grandezas contínuas (constantes). Como as correntes são senoidais o controlador PI convencional não garante erro nulo, em regime permanente. Para solucionar esse problema, deve-se modificar o controlador para obter ganho infinito na frequência de operação $2\pi f$ do conversor G. Assim, a função de transferência do controlador PI modificado [40], que garante erro nulo na frequência $2\pi f$ é dada pela equação (3.43).

$$G_{RM} = \frac{k_a s^2 + k_b s + k_c}{(s^2 + \omega^2)} \quad (3.43)$$

onde :

k_a, k_b, k_c são os ganhos do controlador.

PLL (Phase Locked Loop)

A Figura 3.3 mostra o diagrama de blocos da PLL 1 adotada neste trabalho [41], cuja sua função é detectar a posição $\hat{\theta}_g$ da tensão da rede e_g e assim garantir um fator de potência unitário. A potência instantânea é determinada pelo produto da tensão da rede e_g com a corrente estimada \hat{i}_s . Essa potência é composta por um valor médio (P_o) e uma componente de 2ª harmônica (P_2). Se a corrente \hat{i}_s estiver em quadratura com a tensão, o valor médio da potência é nulo, e a potência instantânea possui somente a componente de segunda harmônica. Com esse objetivo, a potência instantânea é aplicada a um filtro passa baixa de forma a extrair o valor médio da potência que é ajustada para um valor de referência nulo através de um controlador PI, representado pelo bloco G_{RC} . Esse controlador fornece a variação da frequência angular estimada $\Delta\omega_s$, que somado com a frequência angular da rede ω_s obtém-se a frequência angular estimada $\hat{\omega}_s$, que em seguida passa por um integrador gerando a posição estimada $\hat{\theta}_g$ da tensão da rede e_g .

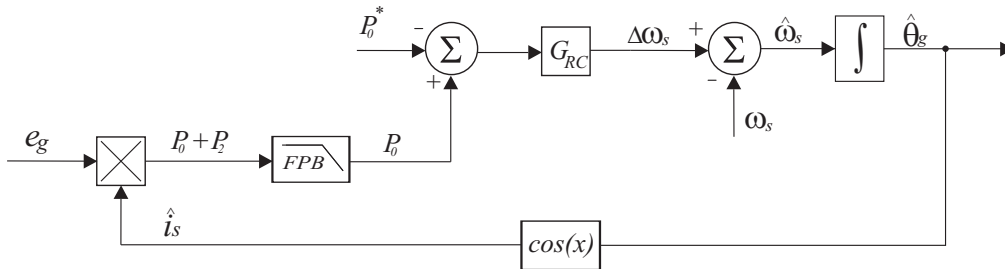


Figura 3.3: PLL 1 (Phase Locked Loop)

3.4.2 Controle dos Conversores S

A estratégia de controle para conversor S visa garantir tensões trifásicas equilibradas nos terminais do estator da máquina elétrica. Portanto, as tensões do DFIG v_{s1}, v_{s2} e v_{s3} são ajustadas a partir dos controladores PI modificado, representado pelo bloco G_{sm} , fornecendo as tensões de referência v_{s1}^*, v_{s2}^* e v_{s3}^* que juntamente com a tensão auxiliar v_{ys}^* e o fator de distribuição de roda livre (μ) formam um conjunto de variáveis necessárias para determinar os estados de condução das chaves do conversor S através da estratégia PWM.

3.4.3 Controle do Conversor R

A estratégia de controle para conversor R visa garantir uma regulação da velocidade da máquina elétrica, assim como o controle da potência reativa e ativa.

Baseado nas equações (2.20) e (2.21) obtém-se o diagrama de blocos mostrada na Fig. 3.2, na parte que se refere ao controle do conversor R. A potência reativa Q_s é ajustada no seu valor de referência Q_s^* por meio de um controlador PI convencional, representado pelo bloco G_{Q_s} fornecendo a corrente de referência i_{rd}^{a*} . Já a corrente de referência i_{rq}^{a*} é obtida através do controle de velocidade mecânica ω_r , utilizando um controlador PI convencional, representado pelo bloco G_{ω_r} , obtendo o conjugado eletromagnético de referência c_e^* , que juntamente com o ganho, baseado na equação (2.21) gera a corrente i_{rq}^{a*} . Portanto a partir das correntes de referência i_{rd}^{a*} e i_{rq}^{a*} , as correntes i_{rd}^a e i_{rq}^a (ambas geradas pelo bloco $e^{j\delta_a}$), são controladas através de dois controladores PI convencionais, representados pelos blocos G_{i_d} e G_{i_q} , respectivamente, resultando nas tensões de referência v_{rd}^{a*} e v_{rq}^{a*} . Em seguida essas tensões são lidas pelo bloco $e^{-j\delta_a}$, que juntamente com a posição do eixo do fluxo do estator δ_a , obtida através de uma PLL 2, similar a adotada para detectar a posição do angulo da tensão da rede [41], fornecerão as tensões de referência v_{rd}^{s*} e v_{rq}^{s*} no referencial estacionário, nas quais são lidas pelo bloco P_r (com $\delta_g=0$) fornecendo as tensões de referência v_{r1}^* , v_{r2}^* e v_{r3}^* . As tensões de referência do rotor, juntamente com a tensão auxiliar v_{yr}^* e o fator de distribuição de roda livre (μ) são utilizados na estratégia de controle PWM para determinar os estados de condução das chaves do conversor R.

Transformação de coordenadas

Os blocos $e^{j\delta_a}$ e $e^{-j\delta_a}$ representam matrizes de transformação de coordenadas utilizadas a posição do eixo do fluxo do estator (δ_a), onde sua função é escrever as grandezas do referencial estatórico para o referencial do fluxo estacionário (Bloco $e^{j\delta_a}$) ou vice-versa (Bloco $e^{-j\delta_a}$). Portanto os blocos são representados como se segue:

$$e^{j\delta_a} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_a) & \text{sen}(\delta_a) \\ -\text{sen}(\delta_a) & \cos(\delta_a) \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

$$e^{-j\delta_a} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_a) & -\text{sen}(\delta_a) \\ \text{sen}(\delta_a) & \cos(\delta_a) \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Assim das equações (3.44) e (3.45) obtém-se as seguintes relações de transformação:

$$i_{rdq}^a = e^{j\delta_a} i_{rdq}^s \quad (3.46)$$

$$v_{rdq}^{s*} = e^{-j\delta_a} v_{rdq}^{a*} \quad (3.47)$$

com: $i_{rdq}^s = [i_{rd}^s \quad i_{rq}^s]^T$, $i_{rdq}^a = [i_{rd}^a \quad i_{rq}^a]^T$, $v_{rdq}^{s*} = [v_{rd}^{s*} \quad v_{rq}^{s*}]^T$ e $v_{rdq}^{a*} = [v_{rd}^{a*} \quad v_{rq}^{a*}]^T$.

onde:

i_{rdq}^s é a matriz que representa a corrente no eixo dq no referencial estatórico.

i_{rdq}^a é a matriz que representa a corrente no eixo dq no referencial do fluxo estatórico.

v_{rdq}^{s*} é a matriz que representa a tensão de referência no eixo dq no referencial estatórico.

$v_{rdq}^{\alpha*}$ é a matriz que representa a tensão de referência no eixo dq no referencial do fluxo estático.

3.5 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado o modelo do sistema proposto, detalhando toda a modelagem matemática dos conversores. Além disso, este capítulo detalhou as estratégias de controle dos conversores G, S e R e a estratégia de modulação de largura de pulso (PWM).

Capítulo 4

Resultados de Simulação Digital

4.1 Introdução

Nesta seção serão apresentados os resultados da simulação digital para o sistema de geração estudado, onde dois conjuntos de resultados são apresentados. O primeiro conjunto mostra o desempenho do sistema de geração sem a carga trifásica conectada aos terminais do estator da máquina elétrica, sendo ilustrado nas Figs. 4.1-4.3. Já o segundo conjunto de resultados mostra o comportamento do sistema estudado com uma carga trifásica conectada aos terminais do estator da máquina elétrica, onde no instante de tempo 2.93 segundos ocorre um aumento de carga no sistema, sendo ilustrada na Fig. 4.5 e Fig. 4.6.

Os parâmetros da simulação e do DFIG estão apresentados nas tabelas 4.1 e 4.2, respectivamente.

4.2 Resultados

O primeiro conjunto de resultados mostram que o controle garante que a corrente da rede i_g seja devidamente ajustada pela sua respectiva referência, garantindo assim uma corrente senoidal e em fase com a tensão da rede e_g , estabelecendo um fator de potência próximo do unitário, confirmando bom funcionamento da PLL 1 monofásica, como é mostrado na Fig. 4.1(a). Também é possível observar na Fig. 4.1(a) que a corrente da rede i_g está defasada da tensão e_g em 180 graus, isso significa que a potência gerada no conversor G está sendo entregue à rede elétrica, ou seja, o fluxo de potência está no sentido gerador/fonte, como pode ser visto na Fig. 4.1(b). Na Fig. 4.1(c) é mostrada que as tensões do DFIG v_{s1} , v_{s2} e v_{s3} foram ajustadas pelas suas respectivas referências, tornando-a equilibradas e defasadas entre si de 120 graus, garantindo um fluxo constante nos terminais da máquina elétrica. Na Fig. 4.2(a) mostra que a velocidade do DFIG está devidamente controlada no seu valor de referência. Foi imposto no DFIG, pela máquina primária, um conjugado mecânico c_m de $-2N.m$, como o modelo da máquina adotado não possui perdas por atrito e

Tabela 4.1: Parâmetros da Simulação.

Parâmetro	Valor
Tempo de Simulação	3s
Tensão da Rede Elétrica e_g	$220\sqrt{2}\sin(\omega t)V$
Frequência da Rede Elétrica	60Hz
Frequência de Chaveamento	10KHz
Capacitancia do Barramento CC	2200 μF
Tensão do Barramento CC	600V
Resistência do indutor L_g	80,6m Ω
Indutância do indutor L_g	2,14mH
Resistência do indutor L_a	50m Ω
Indutancia do indutor L_a	6mH
Resistência do Filtro Passa-Baixa	3 Ω
Capacitância do Filtro Passa-Baixa	5 μF
Resistência da carga trifásica 1	193,6 Ω
Indutância carga trifásica 2	685mH
Resistência da carga trifásica 2	64,53 Ω
Indutância carga trifásica 2	228,2mH

Tabela 4.2: Parâmetros do DFIG.

Parâmetro do DFIG	Valor
Tensão imposta no estator bobina 1 v_{s1}	$220\sqrt{2}\sin(\omega t)V$
Tensão imposta no estator bobina 2 v_{s2}	$220\sqrt{2}\sin(\omega t + 120^\circ)V$
Tensão imposta no estator bobina 3 v_{s3}	$220\sqrt{2}\sin(\omega t - 120^\circ)V$
Resistência do Estator r_s	3 Ω
Indutância do Estator l_s	14,9mH
Resistência do Rotor r_r	2.9876 Ω
Indutância do Rotor l_r	14,9mH
Indutância de Magnetização l_m	599,2mH
Numeros de Polos	2
Momento de Inércia	0,001J

ventilação, o conjugado eletromagnético c_e imposto pelo controle de velocidade é igual ao conjugado mecânico c_m , como mostrado na Fig. 4.2(b). O barramento CC está devidamente controlado, entretanto é notável que existe uma oscilação de 2ª harmônica na tensão, devido a conexão com a rede monofásica, como poder ser visto na Fig. 4.2(c).

Percebe-se que o controle garante as correntes do rotor do DFIG, no referencial do fluxo estático, i_{rd}^a e i_{rq}^a sejam ajustadas pelas suas respectivas referências, como é mostrado na Fig. 4.3(a). Na Fig. 4.3(b) mostra as curvas das potências ativa e reativa nos terminais do estator. Nota-se que a potência ativa é negativa devido a conversão motor adotada e que o controle garante uma potência reativa nula.

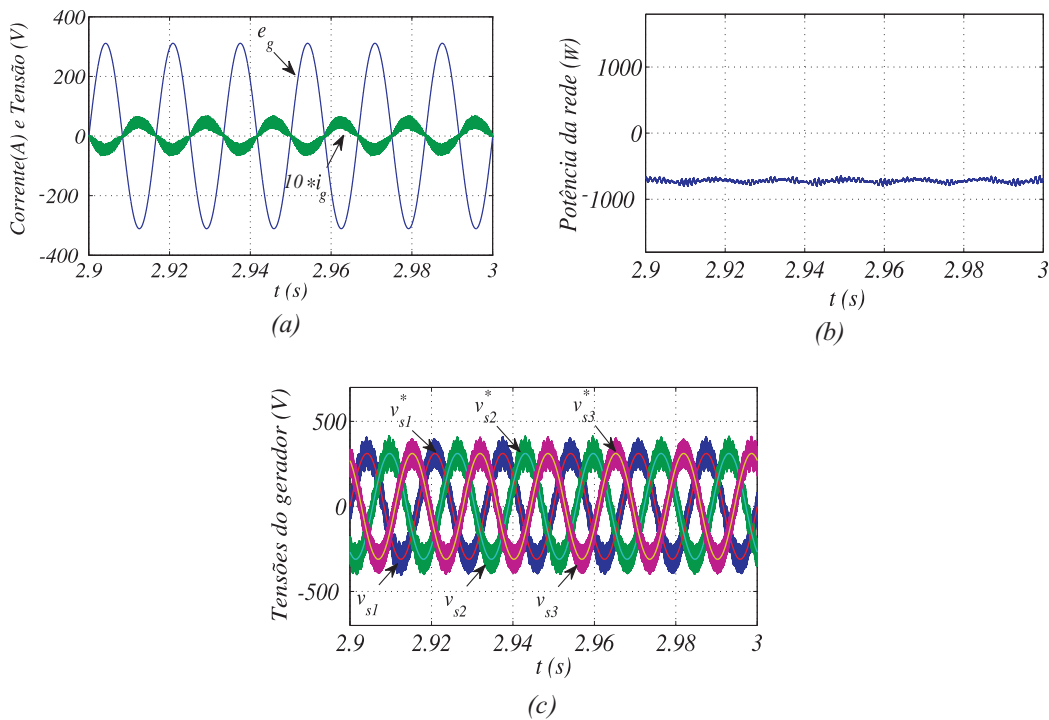


Figura 4.1: (a) Tensão da rede (e_{g1}) e corrente da rede (i_{g1}). (b) Potência da rede P_g . (c) Tensão do DFIG (v_{s1} , v_{s2} e v_{s3}) e suas referências.

O segundo conjunto de resultados são obtidos considerando uma carga trifásica de 300W (carga 1) conectada nos terminas do gerador e no instante de 2.93 segundos uma segunda carga de 700W (carga 2) é adicionada ao sistema. Na Fig. 4.4 é mostrada um diagrama simplificado do sistema simulado, destacando o sentido do fluxo de potência e as cargas 1 e 2 conectadas aos terminais da máquina, onde no início da simulação a chave F estava aberta e no instante 2.93 segundos a chave F fecha, aumentando a potência total da carga (P_z). Portanto, o novo conjunto de resultado é mostrado nas Figs. 4.5 e 4.6. É importante destacar que os resultados das grandezas do gerador não serão apresentados nesse segundo cenário, pois o gerador está operando nas mesmas condições do primeiro conjunto de resultados. Assim as Figs. 4.5(a) e 4.5(b) mostram as tensões nas cargas

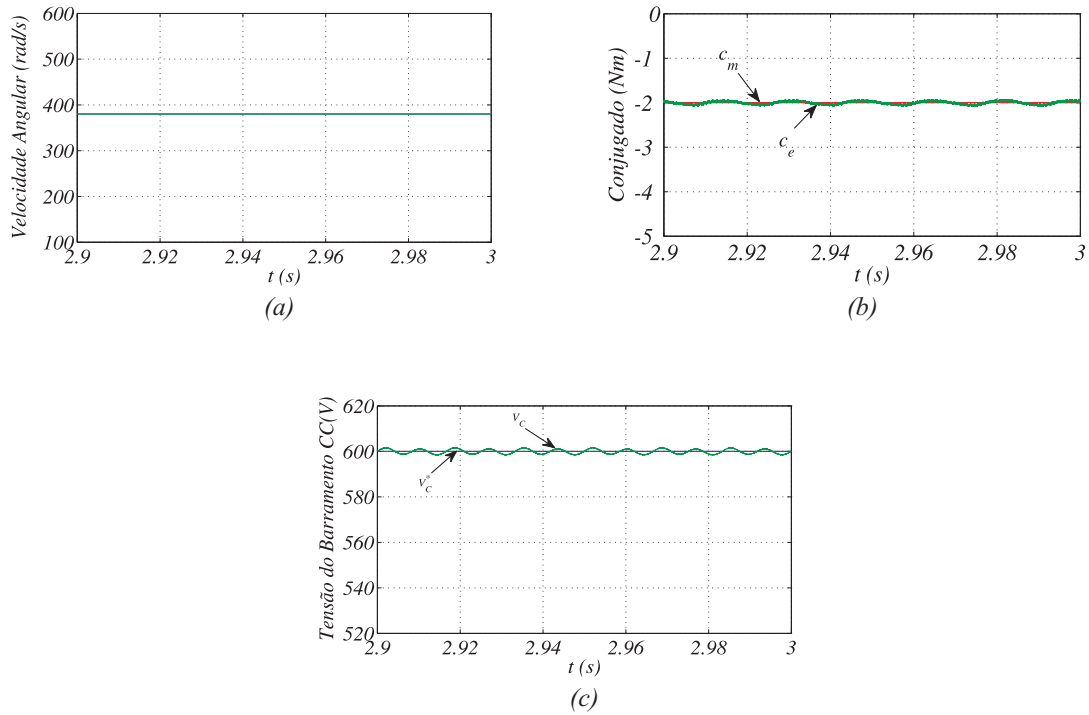


Figura 4.2: (a) Velocidade do DFIG (ω_r). (b) Conjugado mecânico (c_m) e Conjugado eletromagnético (c_e). (c) Tensão do barramento CC (v_c) e sua referência.

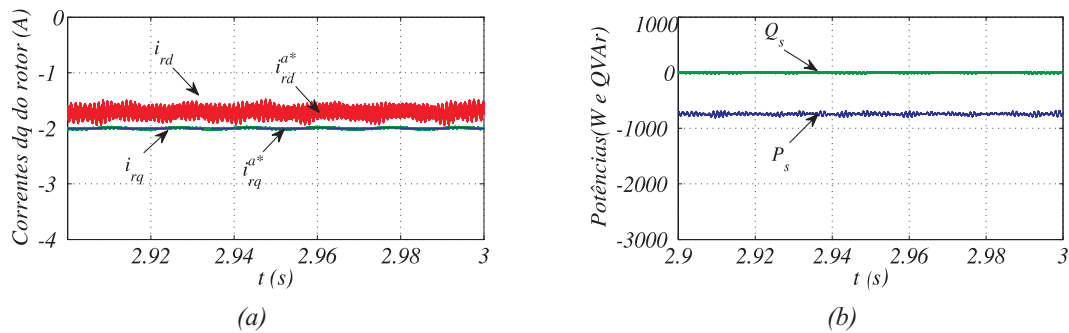


Figura 4.3: (a) Corrente do rotor do DFIG na referencial estático (i_{rd}^a e i_{rq}^a) e suas referências. (b) Potências ativa (P_s) e reativa (Q_s) do estator do DFIG.

trifásica que estão conectadas nos terminais do estator do gerador, onde é possível observar que o controle do conversor S garante tensões equilibradas e defasadas entre si de 120 graus. Na 4.5(b) mostra que inicialmente a carga está sem tensão, pois a chave F está aberta. Na Fig. 4.5(c) é mostrado as potências ativa do sistema proposto, ou seja, a potência da rede P_g , potência total da carga (P_z), a potência do estator e rotor do DFIG, P_s e P_r respectivamente. No cenário inicial (antes do aumento de carga) a rede elétrica monofásica está recebendo potência do conversor G, ou seja, nesse momento o sistema está injetando potência na rede elétrica. Entretanto no instante em que há um aumento na carga trifásica, passando de 300W para 1000W, mantendo as mesmas condições de operação do gerador, é possível observar que a rede elétrica precisa fornecer potência ao sistema, uma vez que a potência consumida pela carga é maior que a potência gerada pelo gerador.

Na Fig. 4.6(a) é mostrado a tensão e corrente de rede elétrica e_g e i_g , respectivamente. O controle garante as mesmas condições relatadas no primeiro conjunto de resultados, ou seja, uma

corrente senoidal e em fase com a tensão e_g . Entretanto, antes do aumento de carga, a corrente da rede i_g está defasada da tensão e_g em 180 graus, mas a partir do momento que ocorre o aumento de carga, o fluxo de potência muda de direção passando a ser sentido fonte/gerador, fazendo com que a tensão e a corrente da rede fiquem com defasagem zero.

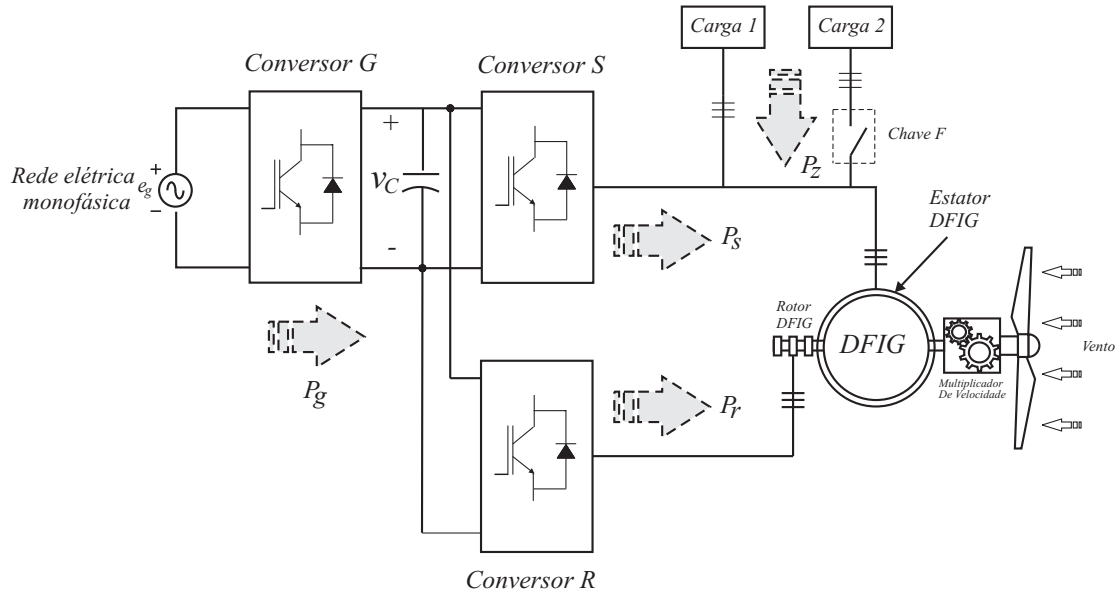


Figura 4.4: Diagrama simplificado do sistema simulado.

4.3 Conclusões

Os resultados de simulação apresentados mostraram um adequado funcionamento das estratégias de controle e PWM, proporcionando um funcionamento eficaz do DFIG, uma corrente fornecida à rede senoidal e com um elevado fator de potência, além de garantir uma tensão de barramento CC constante e uma potência reativa nula nos terminais do estator do DFIG. Outro fator importante nos resultados obtidos nesse trabalho foi observar o comportamento da potência da rede elétrica, pois dependendo da potência da carga trifásica, conectada aos terminais do estator do DFIG, a rede recebe ou fornece potência ao sistema estudado. Portanto, o sistema permite um fluxo de potência bidirecional.

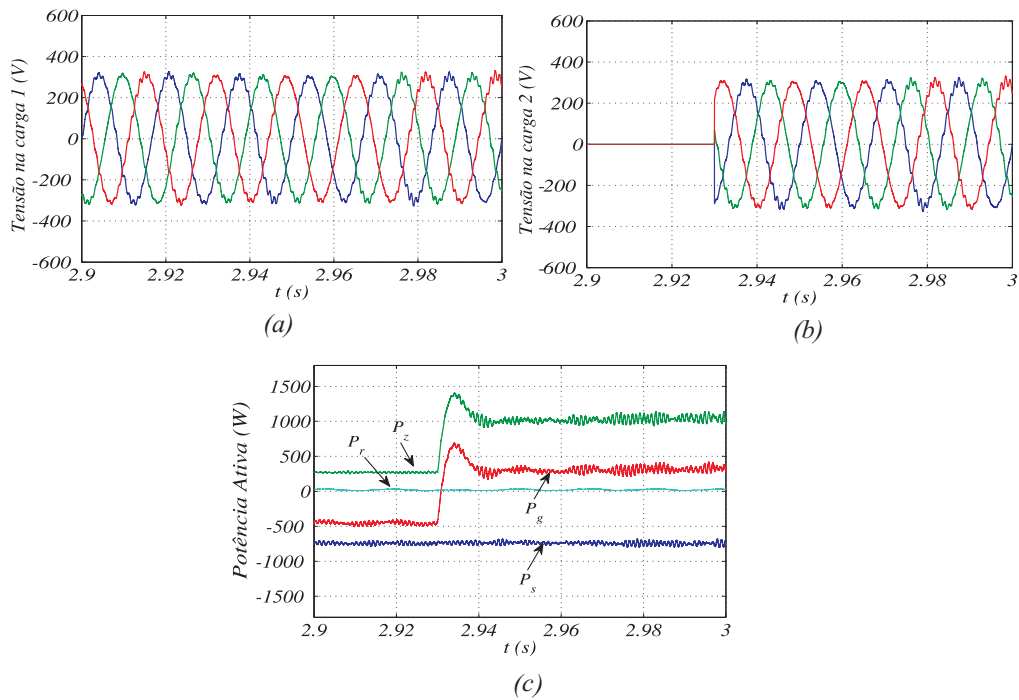


Figura 4.5: (a) Tensões da carga 1. (b) Tensões da carga 2. (c) Potências ativas do sistema (P_z , P_g , P_r , P_s)

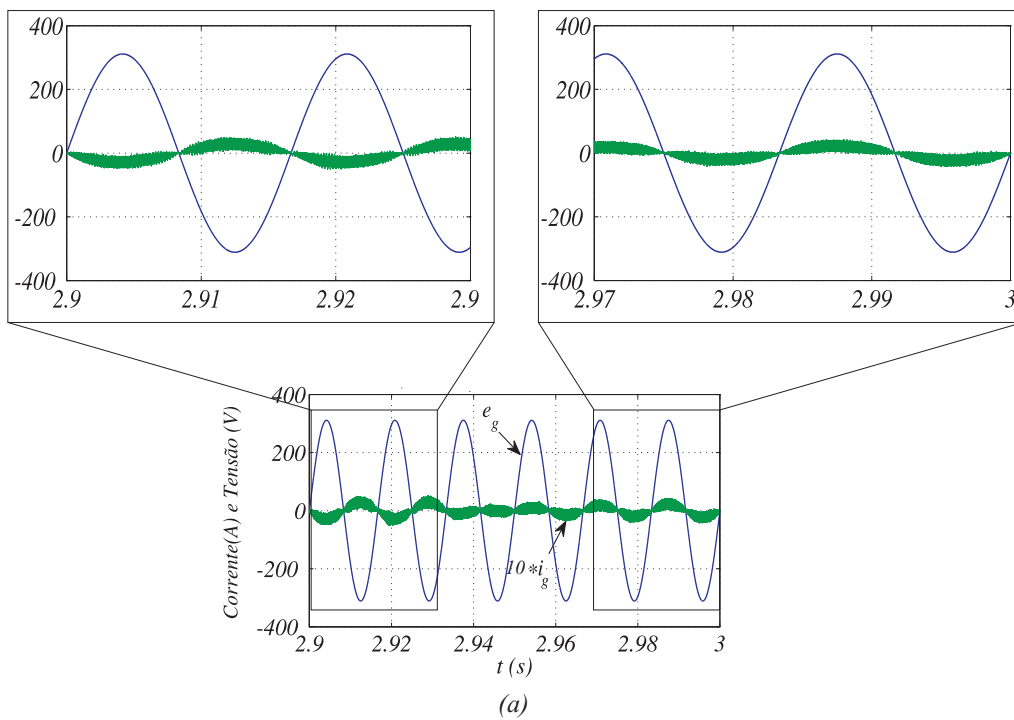


Figura 4.6: (a) Tensão da rede (e_g) e corrente da rede (i_g).

Capítulo 5

Conclusões Gerais

Um sistema de conversão de energia eólica a partir de um gerador de indução de rotor bobinado (DFIG) aplicado na rede elétrica monofásica foi apresentado neste trabalho. Nessa abordagem, destaca-se as vantagens de utilizar o gerador DFIG, em um sistema de geração de energia eólica, pois garante uma tensão com amplitude constante nos terminais do estator, mesmo operando com uma velocidade variável. A topologia proposta é uma boa alternativa quando se deseja alimentar cargas trifásicas em regiões onde a rede elétrica é do tipo monofásica, como em áreas rurais, pois é possível alimentar essas cargas sem utilizar conversores adicionais. No trabalho também foram apresentados o modelo vetorial do gerador, as estratégias de controle e PWM. Por fim, os resultados de simulação em ambiente computacional mostraram a eficácia do controle adotado e do sistema proposto.

Referências Bibliográficas

- [1] T. F. Chan and L. L. Lai. Phase balancing for an induction generator operating on a single-phase power system. In *Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE*, volume 1, pages 165–170 vol.1, 2000.
- [2] N. Rocha, Í A. C. de Oliveira, E. C. de Menezes, C. B. Jacobina, and J. A. A. Dias. Single-phase to three-phase converters with two parallel single-phase rectifiers and reduced switch count. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(5):3704–3716, May 2016.
- [3] P. N. Enjeti, A. Rahman, and R. Jakkli. Economic single-phase to three-phase converter topologies for fixed and variable frequency output. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 8(3):329–335, Jul 1993.
- [4] Fontes alternativas de energia. <http://www.eletronbras.com/elb/main.asp?View=45B85458-35B3-40FE-BDDD-A6516025D40B>, 2016. Acessado em: 27-03-2016.
- [5] Energia eólica. <http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/download.htm>, 2016. Acessado em: 27-03-2016.
- [6] EPE MME Empresa de Pesquisa Energética. *Balanço Energético Nacional ano base 2014*. EPE, 1 edition, 2015.
- [7] EPE MME Empresa de Pesquisa Energética. *Balanço Energético Nacional: Relatório Síntese ano base 2014*. EPE, 1 edition, 2015.
- [8] Associação brasileira de energia eólica. <http://www.portalabeeolica.org.br/>, 2016. Acessado em: 01-05-2016.
- [9] J. Morren and S. W. H. de Haan. Ridethrough of wind turbines with doubly-fed induction generator during a voltage dip. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 20(2):435–441, June 2005.
- [10] N. Rocha, E. C. de Menezes, Í A. C. de Oliveira, and C. B. Jacobina. Single-phase to three-phase induction generation system with two parallel single-phase half-bridge converters. In *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*, pages 678–685, Oct 2013.

- [11] E. G. Marra and J. A. Pomilio. Induction-generator-based system providing regulated voltage with constant frequency. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 47(4):908–914, Aug 2000.
- [12] C. Xia, Z. Wang, T. Shi, and Z. Song. A novel cascaded boost chopper for the wind energy conversion system based on the permanent magnet synchronous generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 28(3):512–522, Sept 2013.
- [13] Heng Nian, Rong Zeng, Jiao Liu, and Wei Zhang. Complementary half controlled converter for directly-driven pm synchronous generator in wind power generation application. In *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, pages 358–362, Sept 2009.
- [14] R. Datta and V. T. Ranganathan. Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16(3):390–399, May 2001.
- [15] R. Quadros Machado, J. Antenor Pomilio, and E. Goncalves Marra. Electronically controlled bi-directional connection of induction generator with a single-phase grid. In *Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE*, volume 3, pages 1982–1987 vol.3, 2001.
- [16] J. A. A. Dias, J. Diniz N., A. P. H. L. Almeida, E. C. dos Santos, and N. Rocha. Low cost single-phase grid-tie generator. In *Industry Applications Society Annual Meeting, 2013 IEEE*, pages 1–6, Oct 2013.
- [17] E. C. dos Santos, C. B. Jacobina, M. B. R. Correa, and N. Rocha. Distributed generation system based on single-phase grid, induction generator and solar photovoltaic panel. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, pages 1290–1295, Feb 2008.
- [18] D. S. Oliveira Jr., M. M. Reis, C. E. A. Silva, L. H. S. Colado Barreto, F. L. M. Antunes, and B. L. Soares. A three-phase high-frequency semicontrolled rectifier for pm wecs. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(3):677–685, March 2010.
- [19] Y. Han and J. I. Ha. Wound rotor machine fed by a single-phase grid and controlled by an isolated inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(9):4843–4854, Sept 2014.
- [20] Y. Han and J. I. Ha. A doubly-fed induction machine and the control in a single-phase grid connection. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*, pages 1514–1521, March 2013.

- [21] T. F. Chan, L. L. Lai, and Lie-Tong Yan. Finite element analysis of a single-phase grid-connected induction generator with the steinmetz connection. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 18(2):321–329, June 2003.
- [22] P. Mlodzikowski, A. Milczarek, S. Stynski, M. Malinowski, and S. Kouro. Control of simplified multilevel ac-dc-ac converter for small power generation systems. In *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, pages 5951–5956, Nov 2013.
- [23] A. Shamsnia, H. Hojabri, H. Mokhtari, and L. Chang. A new control method of three-phase pmsg wind turbine connected to single-phase network through a back-to-back converter. In *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2011 Asia-Pacific*, pages 1–4, March 2011.
- [24] K. Lee, Y. Han, and J. I. Ha. Dynamic model and control of wound-rotor machine in single-phase grid system. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, pages 2719–2726, March 2014.
- [25] Y. Han, S. Kim, J. I. Ha, and W. J. Lee. A doubly fed induction generator controlled in single-sided grid connection for wind turbines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 28(2):413–424, June 2013.
- [26] R. Datta and V. T. Ranganathan. Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16(3):390–399, May 2001.
- [27] A. Tapia, G. Tapia, J. X. Ostolaza, and J. R. Saenz. Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 18(2):194–204, June 2003.
- [28] L. Mihet-Popa, F. Blaabjerg, and I. Boldea. Wind turbine generator modeling and simulation where rotational speed is the controlled variable. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 40(1):3–10, Jan 2004.
- [29] S. Muller, M. Deicke, and R. W. De Doncker. Doubly fed induction generator systems for wind turbines. *IEEE Industry Applications Magazine*, 8(3):26–33, May 2002.
- [30] A. Petersson, L. Harnefors, and T. Thiringer. Evaluation of current control methods for wind turbines using doubly-fed induction machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(1):227–235, Jan 2005.
- [31] B. Singh, S. K. Aggarwal, and T. C. Kandpal. Performance of wind energy conversion system using a doubly fed induction generator for maximum power point tracking. In *Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2010 IEEE*, pages 1–7, Oct 2010.

- [32] H. Nian and Y. Song. Direct power control of doubly fed induction generator under distorted grid voltage. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(2):894–905, Feb 2014.
- [33] J. Hu, H. Xu, and Y. He. Coordinated control of dfig’s rsc and gsc under generalized unbalanced and distorted grid voltage conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(7):2808–2819, July 2013.
- [34] C.B Jacobina and A.M.N de Lima. Acionamento de máquina de alto desempenho. Apostila, UFPB, Campina Grande-PB, 2002.
- [35] C.B Jacobina. Sistemas de acionamento estático de máquina elétrica. Apostila, UFPB, Campina Grande-PB, 2005.
- [36] C. B. Jacobina, A. M. Nogueira Lima, E. R. C. da Silva, R. N. C. Alves, and P. F. Seixas. Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16(3):351–359, May 2001.
- [37] H. W. van der Broeck, H. C. Skudelny, and G. V. Stanke. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 24(1):142–150, Jan 1988.
- [38] A. Ahmed. *Power Eletronics for Technology*. Pearson Prentice Hall, 1 edition, 2000.
- [39] C. B. Jacobina. Controle de velocidade do motor cc: Proporcional integral. 3º guia de experimento do laboratório de controle analógico.
- [40] C. B. Jacobina. *Sistema de Acionamento Estático de Máquina Elétrica*. UFCG, 1 edition, 2005.
- [41] R. M. Santos Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, L. A. B. Torres, and A. F. Souza. Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 55(8):2923–2932, Aug 2008.