

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE
Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica - CPDEE
Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG

Estratégia de Controle e Supervisão de um Gerador de Indução Duplamente Excitado para Turbinas Eólicas

João Lucas da Silva

Dissertação submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador : Prof. Selênio Rocha Silva

Belo Horizonte, 7 de Abril de 2009.

Agradecimentos

Inicialmente, gostaria de agradecer ao Balduino que foi o principal motivador deste trabalho. Além de ótimo orientador, ele é um grande amigo que está sempre presente. À Patrícia, Daniel e Bruno, gostaria de agradecer pela acolhida e amizade. Eu me sentia em casa na Alemanha e vocês foram os principais responsáveis por isso.

Ao grande Selênio, segue o meu muito obrigado. As nossas breves reuniões ou conversas sempre motivam o meu trabalho e isto é fruto do seu grande conhecimento, objetividade e bom humor.

Aos companheiros de laboratório, não há como deixar de agradecer pelos ensinamentos compartilhados e incontáveis momentos de descontração. No período da Alemanha, o Beno, Gaiba, Robertito foram presenças marcantes. Já Brasil, muito obrigado Clodu (sinônimo da palavra disponibilidade), Thomás, Victor, Fred e Tameirão. Era com muito prazer que eu ia trabalhar nos laboratórios e encontrar com todos vocês!

Finalmente, à minha maravilhosa família dedico este texto. Em especial à Isabela que com um simples sorriso, dá sentido às nossas vidas.

Sumário

Resumo	vi
Abstract	vi
Lista de Figuras	x
1 Introdução	3
1.1 Fontes Renováveis de Energia	3
1.2 Geração de Energia pelo Vento	4
1.2.1 O estado da arte	5
1.3 Objetivos do Trabalho	8
1.4 Organização do Texto	9
2 O Sistema DFIG	13
2.1 Introdução	13
2.2 O Gerador de Indução Duplamente Excitado	13
2.3 Modelo Dinâmico do Sistema	18
2.3.1 Modelo do filtro CA	20
2.3.2 Modelo do barramento CC	21
2.4 Bancadas de Testes	22
2.4.1 Universidade Técnica de Chemnitz	22

2.4.2	Universidade Federal de Minas Gerais	23
3	Controle do Sistema DFIG	27
3.1	Introdução	27
3.2	Modulação por Largura de Pulso	27
3.3	Orientação dos Eixos Coordenados	34
3.4	Estratégia de Controle	37
3.5	Malha de Corrente do Filtro	41
3.6	Malha de Controle de Tensão no Barramento CC	43
3.7	Controle de Corrente do Rotor	48
3.8	Malha de Controle de Velocidade	49
3.9	Algoritmo de Controle <i>Sensorless</i> do DFIG	50
4	Procedimento de Inicialização do Sistema	55
4.1	Introdução	55
4.2	Resultados de Simulação	57
4.3	Etapas da Inicialização e Resultados Experimentais	61
4.3.1	Aceleração da turbina pelo controle do ângulo de passo	61
4.3.2	Pré-carga dos capacitores do barramento CC	62
4.3.3	Inicialização do controle das correntes do filtro	63
4.3.4	Sincronização do filtro	63
4.3.5	Ajuste da tensão no barramento	64
4.3.6	Inicialização do controle das correntes do rotor	64
4.3.7	Sincronização do estator	66
5	Conclusões	69
	Referências Bibliográficas	70
A	Parâmetros dos geradores	77

Lista de Figuras

1.1	Capacidade instalada de geradores eólicos no mundo desde 1997 e previsões para os próximos anos.	4
1.2	Tipos principais de geradores eólicos.	7
1.3	Tendências dos conceitos adotados na geração eólica em termos de crescimento anual e capacidade instalada acumulada.	9
2.1	Topologia do sistema DFIG e fluxos de potência mecânica (P_m), do rotor (P_r), estator (P_s), inversor do lado da rede (P_n) e potência total entregue à rede (P_N).	14
2.2	Resultado experimental do fluxo de potência ativa do DFIG	15
2.3	Resultado experimental das correntes do rotor na transição de velocidade sub para super-síncrona.	16
2.4	Resultado experimental do aumento da magnetização via rotor (i_{rq}) e consequente redução da corrente reativa (i_{sq}) do estator em uma máquina de 4 kW	18
2.5	Circuito do filtro de saída do conversor do lado da rede (GSC).	20
2.6	Circuito equivalente do barramento CC.	21
2.7	Detalhes da bancada da TUC.	22
2.8	Foto da bancada da UFMG.	24

2.9	Imagem de algumas das telas do sistema de supervisão da bancada de testes do sistema DFIG (UFMG).	25
3.1	Esquemático de um conversor trifásico ideal.	28
3.2	Espaço de vetores de tensão de saída de um conversor trifásico.	30
3.3	Tensões de referência e de seqüência zero do SPWM e DPWM2.	30
3.4	Tensões de referência e na carga do SVPWM.	31
3.5	Tensões de referência e na saída do conversor em relação ao ponto médio (ou neutro) do barramento CC.	32
3.6	Tensões médias de saída do conversor com a modulação descontínua (DPWM2).	32
3.7	Tensões médias de saída do conversor com a modulação por vetores espaciais (SVPWM).	33
3.8	Ganhos do modulador para diferentes índices de modulação. .	34
3.9	Topologia da PLL utilizada para determinação do ângulo de rede.	36
3.10	Resultado experimental mostrando a dinâmica da PLL quando a leitura das tensões é iniciada.	37
3.11	Curvas de potência mecânica no eixo da máquina para diferentes velocidades de vento (V) e velocidade ótima da máquina (curva em vermelho).	38
3.12	Estratégia de controle do sistema DFIG	39
3.13	Controlador PI com algoritmo <i>anti windup</i>	40
3.14	Lugar das raízes para três diferentes posições do zero. A) $K_i = 100K_p$; B) $K_p = 400K_p$; A) $K_i = 1000K_p$	42
3.15	Resultado experimental da resposta ao degrau do controle de tensão no barramento CC.	44

3.16	Resultado experimental que mostra o efeito no controle do barramento CC do acoplamento entre as correntes de filtro do eixo d e q	46
3.19	Resultado experimental acoplamento em i_{rq} (A) pela resposta ao degrau da malha de controle i_{rd} (B).	49
3.20	A) Degrau da referência da malha i_{rq} e impacto na corrente i_{rd} (B) com a compensação <i>feed-forward</i> implementada.	50
3.21	Resultado experimental da resposta da máquina e da tensão no barramento CC a uma variação em degrau da referência da velocidade (utilizando <i>encoder</i>).	51
3.22	Resultado de simulação do algoritmo sensorless. Instante I) Algoritmo iniciado. Instante II) Valores estimados sendo realimentados no controle.	53
4.1	Esquemático do sistema DFIG com as chaves de conexão com a rede elétrica.	57
4.2	Tensão no estator e na rede antes e depois da conexão.	58
4.3	Impacto da conexão com a rede na velocidade (A), correntes de rotor (B) e estator (C).	58
4.4	Tensão e correntes durante a sincronização com diferentes valores de amplitude da tensão induzida no estator.	59
4.5	Tensões e correntes durante a sincronização com diferentes valores de defasamento da tensão induzida no estator.	60
4.6	Pico de corrente transitória no estator para erros de tensão induzida no estator V_S em relação à tensão de rede V_N	61
4.7	Tensão e correntes durante a sincronização com diferentes valores de defasamento da tensão nos terminais dos capacitores do filtro.	61
4.8	Tensão nos capacitores do barramento CC durante a pré-carga. I) Fechamento de S1. II) Fechamento de S2.	62

4.9	Sincronização do filtro e impacto na tensão do barramento (Figura A), correntes de eixo direto (Figura B) e de quadratura (Figura C). Os momentos I e II referem-se à conexão com a rede e ligamento do controle do barramento CC, respectivamente.	64
4.10	Ajuste da tensão no barramento CC.	65
4.11	Resultado experimental do impacto da conexão com a rede na velocidade, correntes de estator e rotor.	67

"Life is what happens to you while you're busy making other plans."

John Lennon

Introdução

1.1 Fontes Renováveis de Energia

As atuais discussões relacionadas ao desenvolvimento sustentável da sociedade tornam-se cada vez mais fortes tendo em vista os indícios de um possível aquecimento global gerado pela intervenção humana no meio ambiente. Além disso, várias manifestações naturais podem ser atribuídas à grande emissão de gases do efeito estufa, como consequência da queima de combustíveis fósseis, responsáveis por mais de 80% do consumo energético mundial. Estas fontes de energia representam 99,7% da emissão de CO_2 [1].

Em 1992, um esforço inicial das Nações Unidas no sentido da estabilização da emissão de gases de efeito estufa foi feito através da ECO 92 sediada no Rio de Janeiro. Mais tarde, em 1997, o protocolo de Kyoto reforçou tais idéias através da definição de metas obrigatórias de redução das emissões. O protocolo foi assinado por quase todos os países do mundo.

As fontes renováveis constituem-se como alternativas aos combustíveis fósseis na adequação com os novos conceitos de sustentabilidade. Grandes investimentos privados e subsídios governamentais desencadeiam um forte crescimento deste tipo de geração.

1.2 Geração de Energia pelo Vento

A geração de energia eólica se destaca dentre as demais fontes de energia renovável. Sua atual capacidade instalada no mundo é de 121 GW e atinge taxas anuais de crescimento de cerca de 30%, como pode ser observado na figura 1.1. Uma prova do alto índice de crescimento é o fato de que no ano de 2008, a geração de energia eólica superou qualquer outra forma de geração em termos de acréscimo anual de capacidade instalada na União Européia [28].

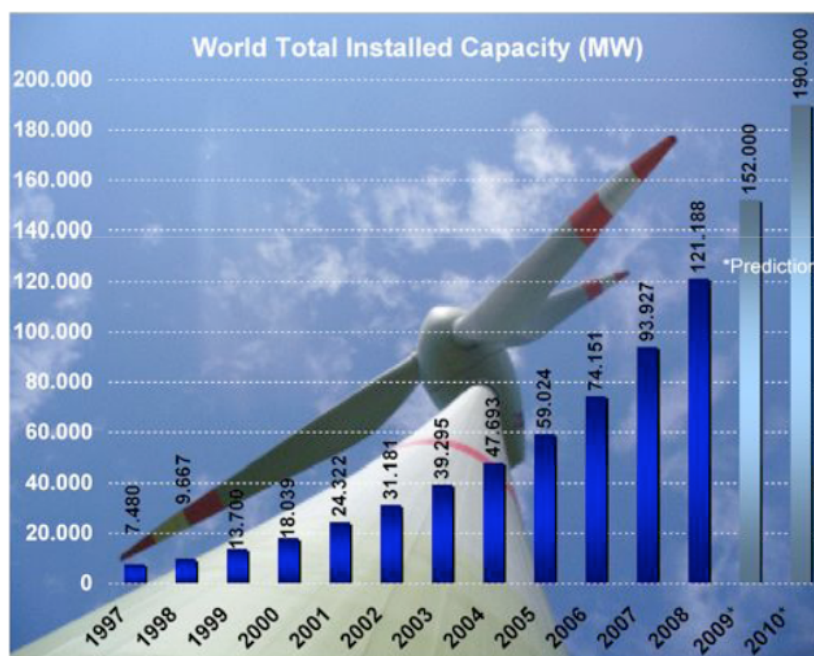


Figura 1.1: Capacidade instalada de geradores eólicos no mundo desde 1997 e previsões para os próximos anos.

O crescimento da geração eólica consolida e reflete as diversas vantagens deste tipo de geração. A primeira destas, é por se tratar de uma geração totalmente limpa, pois a operação das turbinas não requer nenhum tipo de combustível fóssil e não há, portanto, nenhuma emissão ao ambiente. Durante a construção, porém, ferro, concreto e alumínio são necessários e sua fabricação e transporte são dependentes de combustíveis fósseis. Todavia, algumas turbinas modernas oferecem um retorno ao gasto de tal energia em

até nove meses. Considerando uma vida útil de 25 anos, pode-se obter uma geração de cerca de 35 vezes a energia gasta em sua construção [4].

Além da questão ambiental, outras características destacam a geração eólica, a começar pelo combustível que é gratuito e pode ser abundante em diversos países. Atualmente, o custo da energia gerada pelo vento possui uma tendência de queda e pode ser comparada a outras maneiras mais convencionais como a geração a nuclear, a gás ou a carvão [28]. Uma outra vantagem é o fato de se tratar de uma tecnologia modular e de relativa fácil instalação, além de permitir atividades industriais ou agrárias em suas proximidades [8].

Alguns impactos ambientais negativos podem ser atribuídos à geração eólica. Um deles é a poluição visual, uma vez que as turbinas atuais atingem várias dezenas de metros de altura. A poluição sonora também pode chegar a ser um problema, pois parques eólicos podem ser instalados próximos a centros urbanos ou rurais. Um terceiro problema é a morte de pássaros e alteração de rotas migratórias. Os dois últimos aspectos, porém, são extremamente inexpressivos se comparados a outras intervenções humanas [6], [7].

Uma das limitações da geração eólica é a sua baixa previsibilidade, já que o regime de vento apresenta uma natureza estocástica e sua velocidade média apresenta uma variância relativamente alta para para curtos (segundos) quanto para longos (anos) períodos de tempo. Pelo mesmo motivo há um grau máximo admissível de penetração de tal tipo de geração em um sistema elétrico (embora não haja consenso acerca de valor) [28].

1.2.1 O estado da arte

Atualmente, há dois conceitos na geração eólica no mercado [17]: geração a velocidade fixa e a velocidade variável.

A geração a velocidade fixa dominou completamente o mercado até meados dos anos 90 [17], [23]. Este conceito utiliza máquinas de indução em gaiola que operam em velocidade constante limitada pela frequência da rede, reduzindo o aproveitamento em condições de vento variável.

O conceito de velocidade variável a partir do controle da potência elétrica,

agregado ao controle do ângulo das pás, foi desenvolvido na década de 90. Nele, os geradores operam em diferentes velocidades, dependendo da intensidade do vento. Em altas velocidades, o ângulo de ataque das pás é imposto de maneira a reduzir a energia absorvida, limitando a potência gerada em fortes ventos [15]. Em condições normais, as turbinas operam no ângulo de passo ótimo para a geração [10]. As vantagens da geração a velocidade variável são bem conhecidas [15], [38]:

- redução de estresses mecânicos;
- aumento da produção de energia já que a turbina passa operar no ponto de máxima eficiência em grande parte do tempo;
- redução da pulsação de torque uma vez que variações bruscas de vento são absorvidas pelo sistema através do momento de inércia das turbinas;
- redução de ruídos sonoros.

O aumento da geração e a redução de estresses mecânicos se destacam dentre as demais vantagens. De acordo com Carlin et. al. [34], a produção de energia pode ser 6% maior em geradores a velocidade variável. Já no estudo do Zinger et. al. [33], a vantagem é ainda mais expressiva: o autor mostra um aumento de 39% em relação aos geradores a velocidade fixa. Finalmente, Mutschler et. al. [25] mostram um melhor desempenho que pode variar de 3 a 28%. Os resultados podem variar bastante de acordo com a metodologia, premissas e regime de ventos considerados nos estudos. Porém, em toda a literatura estudada, o aumento de geração é um consenso. Por este motivo, a tendência é que os geradores a velocidade variável aumentem cada vez mais a sua penetração no mercado. Além dos geradores a velocidade fixa (Tipo A), há três tipos básicos de geradores a velocidade variável conforme mostrado na Figura 1.2 [22].

Uma topologia bastante utilizada em turbinas eólicas é o gerador de indução com rotor bobinado conectado a uma resistência variável (WRIG, do inglês *wounded rotor induction generator*). A resistência variável permite que a potência da máquina seja controlada nas diferentes condições de vento. Um *soft starter* é responsável pela inicialização do sistema mantendo as correntes de partida a níveis admissíveis. Um banco de capacitores é utilizado para

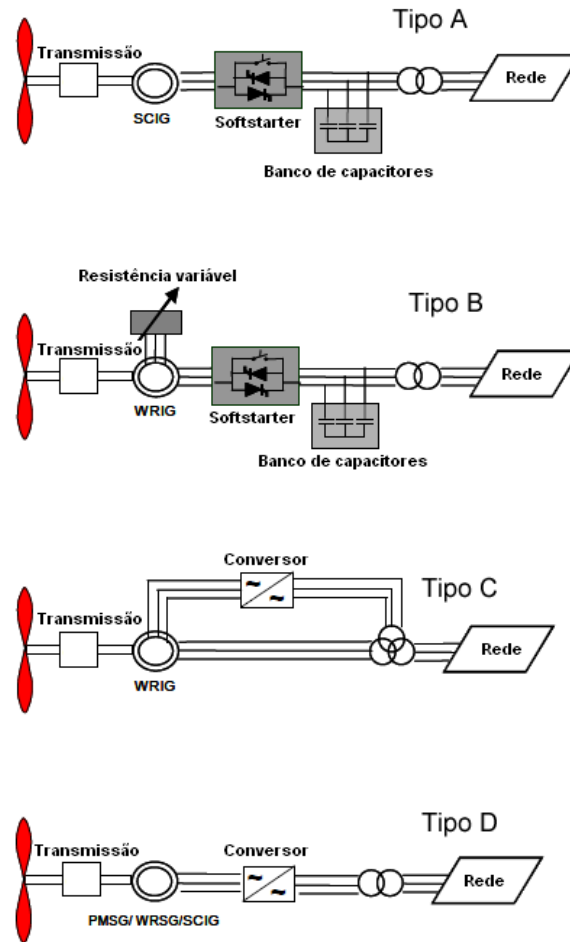


Figura 1.2: Tipos principais de geradores eólicos.

garantir a correção do fator de potência suprindo a corrente de magnetização da máquina. Este conceito é mostrado na Figura 1.2 (tipo B) e permite variações de cerca de 10% de velocidade acima da síncrona. Este modelo é comercializado pelos fabricantes Suzon e Vestas.

Uma terceira alternativa é a geração com uma máquina de indução com rotor bobinado conectado a um conversor reversível de frequência e estator diretamente ligado à rede (Tipo C). O gerador de indução duplamente excitado (do inglês, *doubly-fed induction generator*) utiliza um conversor cuja potência é uma fração da nominal e é responsável pelo fluxo de energia entre rotor (frequência variável) e rede (frequência fixa). Usualmente, o DFIG é

utilizado com variações de velocidade de até 30% em relação à síncrona. Os fabricantes Gamesa, GE, Vestas etc comercializam os geradores do tipo C.

Finalmente, há uma quarta opção na geração eólica (Tipo D) que consiste na utilização da máquina conectada a um conversor na escala plena do gerador. Nesta alternativa, pode-se optar por três diferentes tipos de máquina: geradores síncronos a ímãs permanentes ou de excitação de campo (PMSG ou WRSG) e também geradores de indução com rotor em gaiola (SCIG). O conversor é responsável pelo controle da potência dos geradores permitindo a variação da velocidade. Esta topologia permite a variação de 0 a 100% da velocidade nominal e são comercializados pelos fabricantes Enercon, Vensys etc.

O DFIG apresenta algumas vantagens em relação aos demais tipos de geradores conforme será abordado com mais detalhes posteriormente. Tal fato se reflete no constante aumento no grau de penetração desta tecnologia no mercado. O estudo de Hansen et. al. [22] (Figura 1.3) mostra que o DFIG é o conceito que mais cresce e que possui maior capacidade instalada, o caracterizando como o principal tipo de gerador da indústria eólica. Apesar da tecnologia já consolidada no mercado, ela também é nova e ainda há alguns aspectos no seu controle que ainda estão em aberto. Tais fatores foram as grandes motivações para o estudo desta tecnologia.

1.3 Objetivos do Trabalho

O presente trabalho tem como objetivo dar contribuições no desenvolvimento de duas diferentes bancadas de testes no Electrical Machines and Drives Laboratory da Universidade Tecnológica de Chemnitz e no Laboratório de Conversão e Controle de Energia da Universidade Federal de Minas Gerais. Além disso, objetivou-se definir e implementar a estratégia de controle de tais máquinas baseada nos resultados de simulação previamente obtidos. Finalmente, procurou-se agregar valor a questões relacionadas à operação do gerador a partir da construção de um sistema supervisor e da definição de um procedimento de inicialização do sistema visando um menor impacto à rede elétrica.

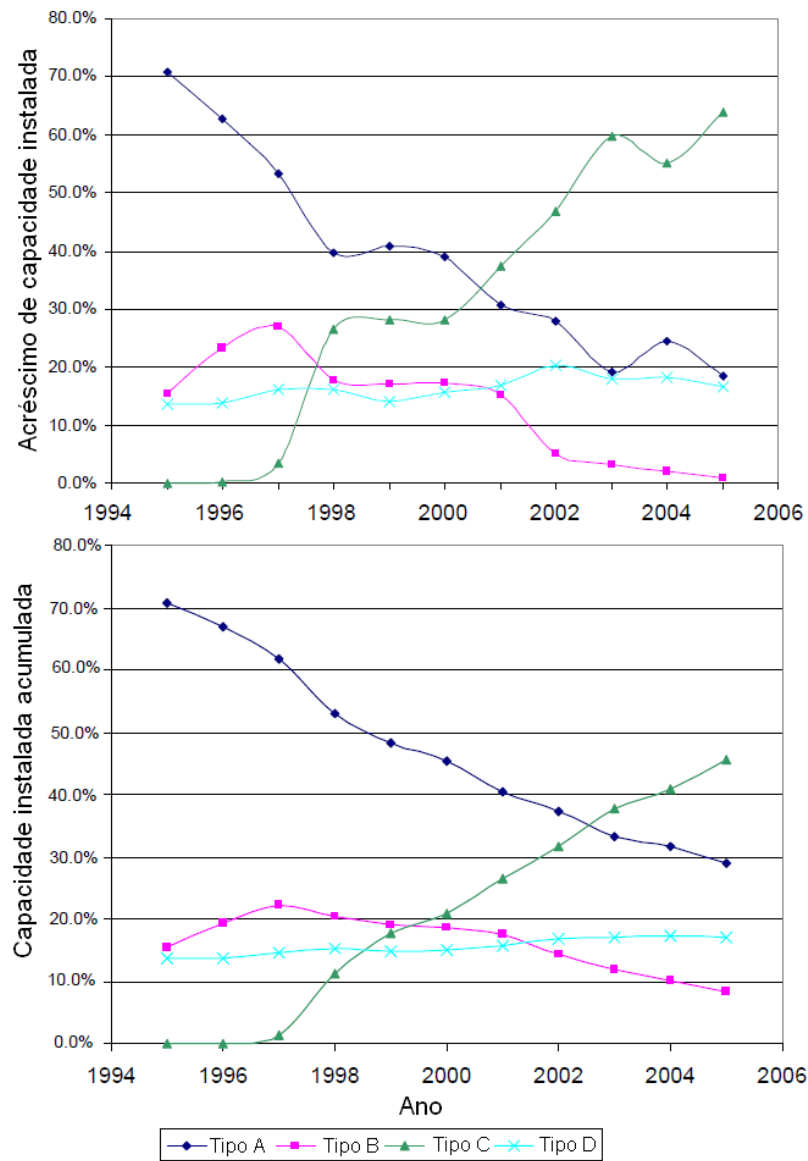


Figura 1.3: Tendências dos conceitos adotados na geração eólica em termos de crescimento anual e capacidade instalada acumulada.

1.4 Organização do Texto

O texto está organizado em cinco capítulos iniciados pela introdução onde são abordadas questões referentes à geração de energia pelo vento con-

textualizando as motivações e os objetivos do trabalho. No segundo capítulo, uma explicação sobre o gerador de indução duplamente excitado é feita com o auxílio de dados experimentais, modelagem do sistema e detalhes sobre as bancadas de testes. No terceiro capítulo, o controle da máquina é abordado e a modulação, orientação e estratégia de controle são discutidas. Posteriormente, o método de sintonia e resultados experimentais relativos às malhas de controle são explicitados. Para finalizar o capítulo, é sugerido um método de controle com a estimação da velocidade e são apresentados resultados de simulação. O quarto capítulo descreve um procedimento de inicialização do gerador para garantir um mínimo impacto para a rede e para o gerador no momento da conexão. Finalmente, são feitas as conclusões e considerações finais.

*"Good ideas are common - what's uncommon are people
who'll work hard enough to bring them about"*

Ashleigh Brilliant

O Sistema DFIG

2.1 Introdução

A parte elétrica do sistema de geração de energia utilizando uma máquina de indução duplamente excitada (DFIG, do inglês, Doubly-Fed Induction Generator) consiste de três elementos básicos: o gerador, o conversor reversível e o filtro. O presente capítulo apresenta a lógica de funcionamento do sistema acompanhada de resultados experimentais que ilustram a operação da máquina. Posteriormente, as equações dinâmicas que modelam o sistema são apresentadas e então é feita a descrição das duas bancadas nas quais foram obtidos os resultados experimentais presentes no texto.

2.2 O Gerador de Indução Duplamente Excitado

Dentre as várias máquinas utilizadas como geradores para turbinas eólicas, o gerador de indução duplamente excitado tem se tornado o mais popular nos últimos anos [26], [22], [23]. Sua topologia consiste de um gerador de indução com rotor bobinado cujos enrolamentos são conectados a um conversor CA de quatro quadrantes. O conversor torna-se necessário para a conexão entre o sistema trifásico a frequência variável do rotor para o sistema a tensão e frequência fixa da rede elétrica. O estator da máquina é diretamente

conectado à rede (figura 2.1). Um transformador pode ser utilizado para que se permita trabalhar com tensões mais baixas no barramento CC. Isto porque as tensões sintetizadas no rotor devem ser relativamente baixas em relação à da rede pela relação de transformação entre o estator e o rotor e também pelo fato da máquina trabalhar em baixos escorregamentos.

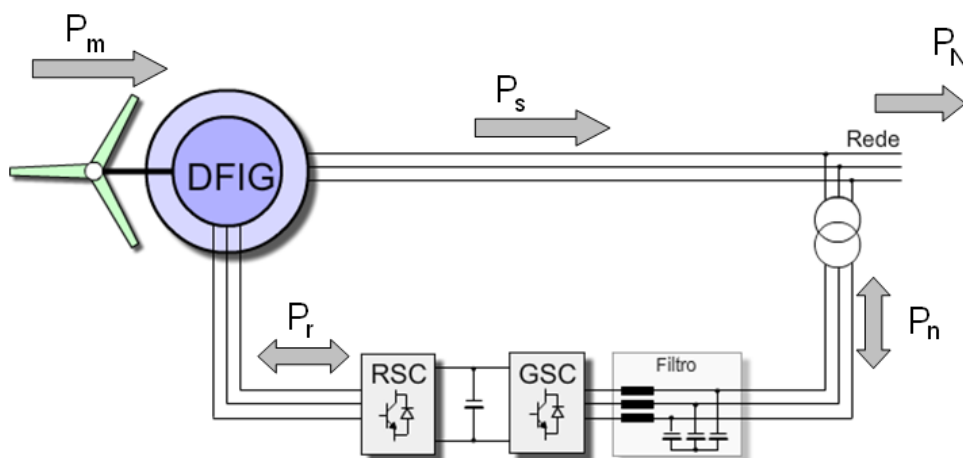


Figura 2.1: Topologia do sistema DFIG e fluxos de potência mecânica (P_m), do rotor (P_r), estator (P_s), inversor do lado da rede (P_n) e potência total entregue à rede (P_N).

O DFIG possui dois modos de operação: sub e super-síncrono. No modo sub-síncrono, ou seja, girando a velocidades inferiores à velocidade síncrona, o rotor consome potência ativa da rede. Em velocidades acima da síncrona, o fluxo de potência ativa do circuito de rotor se inverte e a máquina passa a gerar também pelo rotor. Em outras palavras, em modo sub-síncrono a máquina gera energia pelo estator e consome pelo rotor. Já no modo super-síncrono, a máquina gera tanto pelo estator quanto pelo rotor. A Figura 2.2 mostra tal característica em um DFIG de 4 kW a 50 Hz. Após a velocidade síncrona (1500 rpm em uma máquina de 4 pólos), o rotor passa a gerar potência ativa para a rede. No exemplo mostrado, a reversão de potência está um pouco deslocada para a direita, ou seja, a velocidades ligeiramente acima da velocidade síncrona. Isto pode ser explicado pelas perdas elétricas do circuito de rotor. Estas perdas são subtraídas do valor da potência gerada pelo rotor reduzindo-a.

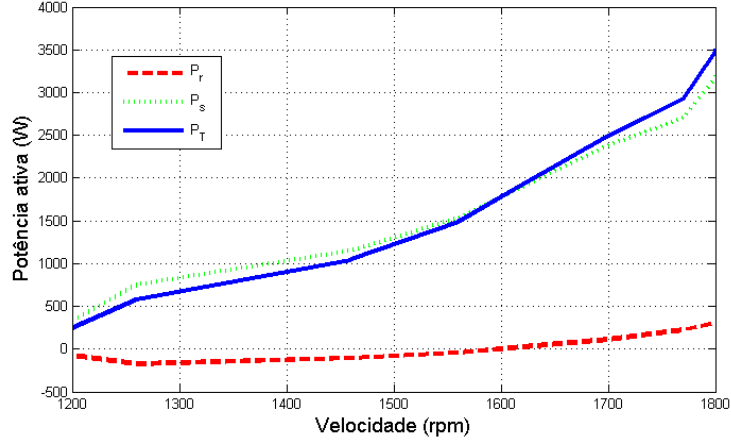


Figura 2.2: Resultado experimental do fluxo de potência ativa do DFIG

O escorregamento da máquina (s), uma relação entre as velocidades síncrona (ω_s) e rotacional (ω_r),

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}, \quad (2.1)$$

é responsável pela mudança no fluxo de potência. Em uma máquina de indução, as correntes do rotor têm a frequência do escorregamento. Se a máquina está parada, por exemplo, as correntes de rotor têm a mesma frequência das correntes do estator (que é a frequência da rede no caso do DFIG). Quando o escorregamento é zero (velocidade síncrona), as correntes no rotor são contínuas. Seguindo tal raciocínio, quando há uma transição de velocidade de sub para super-síncrona, as correntes invertem a seqüência de fase a partir de uma transição pela frequência zero como pode ser observada na figura 2.3. Isso faz com que o conversor conectado ao rotor deva ser reversível. Ou seja, dois conversores conectados através de seus barramentos CC; topologia conhecida como *back-to-back*. Há, portanto o conversor do lado do rotor (RSC, do inglês, *rotor side converter*) e o conversor do lado da rede (GSC, *grid side converter*), com topologias completamente similares.

Uma das características do DFIG é o fato da eletrônica de potência necessária lidar apenas com uma fração da potência nominal da máquina.

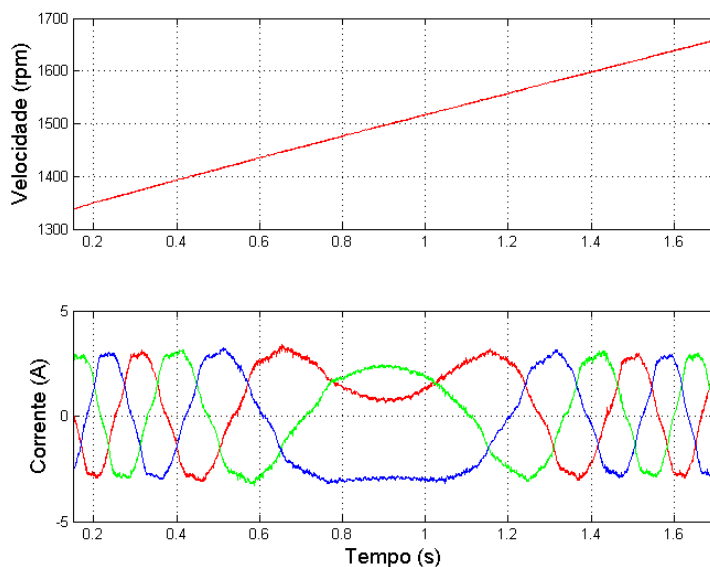


Figura 2.3: Resultado experimental das correntes do rotor na transição de velocidade sub para super-síncrona.

Pensando-se em aplicações que demandem baixos escorregamentos (como é o caso de uma turbina eólica), o conversor utilizado deve ser de uma potência bem mais baixa do que a nominal do gerador. O DFIG trabalha comumente com uma variação de velocidade de 20 a 30% em relação à síncrona [26],[37],[17]. Isto significa que apenas esta fração da potência do estator do gerador flui pelo circuito do rotor, conversor reversível e filtro. A grande parte da potência flui pelo estator que, por sua vez, está diretamente conectado à rede. Tal característica pode ser observada a partir da equação que relaciona a potência do estator (P_s) e do rotor (P_r),

$$P_r = -s.P_s. \quad (2.2)$$

O fato de grande parte da potência gerada no DFIG fluir pelo estator é uma vantagem em relação a outros geradores eólicos a velocidade variável por alguns motivos. O primeiro é a redução relevante do custo da eletrônica de potência e filtro (tais elementos devem ter potência de cerca de 30

Finalmente, o DFIG apresenta a vantagem de se poder utilizar a potência fornecida pelo rotor em condições de vento mais forte. Nestes casos, a velocidade do eixo da turbina aumenta de maneira a extrair maior potência do vento e fazendo com que o gerador trabalhe em velocidade super-síncrona. Ou seja, gerando energia tanto pelo estator quanto pelo rotor. No caso dos geradores de indução com rotor bobinado e resistência variável, esta potência seria dissipada.

No que diz respeito à potência reativa, o DFIG também possui algumas características interessantes. Numa operação normal, a magnetização da máquina é fornecida pela rede através da conexão com o estator. Uma vez que o estator está diretamente conectado à rede (tensão constante), a magnetização da máquina pode ser considerada constante [5]. Na verdade, ela sofre uma pequena variação em função do ponto operacional. Ou seja, quanto maior é a produção de potência ativa, maior também é queda de tensão na resistência e indutância de dispersão do estator da máquina e, conseqüentemente, a magnetização é reduzida. Mas esta queda de tensão é pequena e pode se tornar desprezível em máquinas de grande porte.

Apesar de constante, a magnetização da máquina pode ser distribuída entre o rotor e o estator. Isto é possível, pois as correntes do rotor são controladas. Pode-se aumentar, portanto, a corrente reativa do rotor fazendo com que a magnetização da máquina seja também fornecida pelo rotor. Neste caso, a corrente reativa do estator diminui já que agora há uma participação do rotor na magnetização do gerador. A figura 2.4 ilustra tal comportamento. No exemplo mostrado, a magnetização pelo rotor é aumentada fazendo com que a corrente reativa do estator seja diminuída. As correntes ativas (i_{rd} e i_{sd}) são mantidas constantes. Esta importante característica do DFIG permite que se possa trabalhar próximo ao fator de potência unitário ou até mesmo capacitivo. Também neste sentido, a corrente do conversor do lado da rede pode ser controlada aumentando ainda mais a potência reativa fornecida à rede. Neste caso, o conversor do lado da rede trabalharia como um compensador estático de reativo, dando suporte de tensão à rede elétrica.

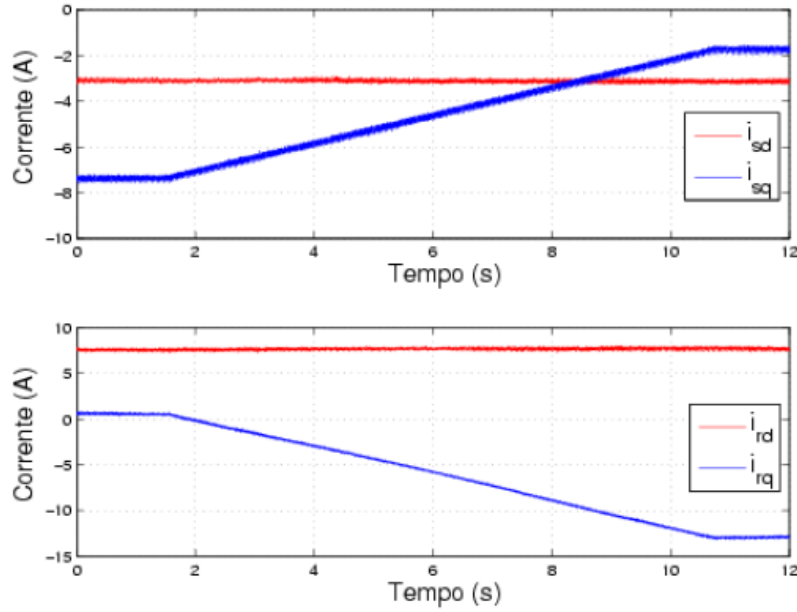


Figura 2.4: Resultado experimental do aumento da magnetização via rotor (i_{rq}) e consequente redução da corrente reativa (i_{sq}) do estator em uma máquina de 4 kW

2.3 Modelo Dinâmico do Sistema

O modelo do gerador de indução pode ser obtido a partir das equações clássicas de máquina de indução [43]. As equações de tensão podem ser expressas em vetores espaciais em coordenadas girantes orientadas com a frequência síncrona,

$$\underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\underline{\psi}_s}{dt} + j\omega_s \underline{\psi}_s, \quad (2.3)$$

$$\underline{v}_r = R_r \underline{i}_r + \frac{d\underline{\psi}_r}{dt} + j(\omega_s - \omega_r) \underline{\psi}_r, \quad (2.4)$$

onde \underline{v}_s é o vetor de tensão no estator; \underline{v}_r é o vetor de tensão no rotor ou a tensão de saída do conversor do lado do rotor; R representa a resistência; $\underline{\psi}$, o enlace fluxo magnético; \underline{i} , a corrente e ω a frequência elétrica. Os subscritos

s ou r representam grandezas estatóricas ou rotóricas, respectivamente.

Além das equações de tensão, os enlaces de fluxos ($\underline{\psi}_s$ e $\underline{\psi}_r$) podem ser expressos em função das indutâncias de estator (L_s), de rotor (L_r) e de magnetização (L_m) e das correntes como mostrado abaixo.

$$\underline{\psi}_s = L_s \dot{i}_s + L_m \dot{i}_r \quad (2.5)$$

$$\underline{\psi}_r = L_r \dot{i}_r + L_m \dot{i}_s \quad (2.6)$$

As equações mostradas representam as grandezas eletromagnéticas da máquina. No que diz respeito às grandezas mecânicas, pode-se expressar o conjugado (T_e) como,

$$T_e = \frac{3}{2} P_P \frac{L_m}{L_s} \Im \left\{ \underline{\psi}_s \dot{i}_r^* \right\}, \quad (2.7)$$

onde P_P é o número de par de pólos da máquina e \Im representa a parte imaginária. Finalmente, a equação abaixo relaciona o conjugado eletromagnético, o torque de carga (T_L) e a frequência do rotor (ω_r).

$$T_e - T_L = J \frac{1}{P_P} \frac{d\omega_r}{dt} + B \frac{1}{P_P} \omega_r, \quad (2.8)$$

onde J é o momento de inércia e B o coeficiente de atrito do eixo. Estas equações representam a base para a manipulação matemática e obtenção do comportamento dos estados da máquina de indução em regime transitório e permanente.

2.3.1 Modelo do filtro CA

O conversor do lado da rede é conectado à rede através de um filtro responsável por filtrar os harmônicos de alta ordem produzidos pelo chaveamento do conversor. Os parâmetros dos elementos deste filtro podem ser calculados de várias maneiras. Uma opção é utilizar um filtro LC com frequência de corte calculada baseada na frequência de chaveamento do conversor e capacitância definida para suprir a potência reativa consumida pelo gerador. Esta estratégia foi utilizada na bancada de testes da Universidade Técnica de Chemnitz. O circuito equivalente de tal filtro juntamente com a rede é mostrado na figura 2.5.

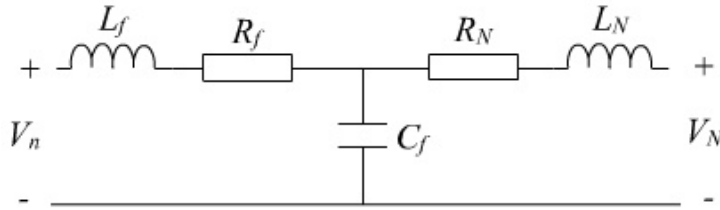


Figura 2.5: Circuito do filtro de saída do conversor do lado da rede (GSC).

A equação por fase do circuito é obtida através da lei de Kirchoff como mostrado abaixo,

$$v_c = \frac{1}{C_f} \int (i_N - i_n) dt \quad (2.9)$$

$$v_c - v_n = R_f i_n + L_f \frac{di_n}{dt} \quad (2.10)$$

$$v_N - v_c = R_N i_N + L_N \frac{di_N}{dt}, \quad (2.11)$$

onde v_n é a tensão por fase de saída do RSC; v_N é a tensão por fase de rede; v_c é a tensão por fase no capacitor; R_f, L_f, C_f são a resistência do filtro, indutância e capacitância, respectivamente; R_N e L_N são a resistência e indutância da rede.

2.3.2 Modelo do barramento CC

O conversor do lado de rotor (RSC) e o conversor do lado da rede (GSC) estão conectados através de um barramento CC de tensão como mostrado na figura 2.6. Esta topologia caracteriza um conversor CA-CA reversível, i.e. fluxo de potência ativa pode fluir em ambos os sentidos. A variação de potência no barramento acarreta em um aumento ou diminuição da tensão e pode ser calculada a partir da diferença entre as potências ativa do RSC e o GSC. Em outras palavras, os capacitores se carregam ou descarregam caso as potências de saída dos dois conversores não sejam iguais, ou seja, o balanço de potência não seja nulo.

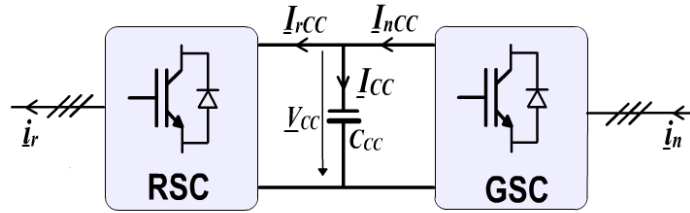


Figura 2.6: Circuito equivalente do barramento CC.

Para calcular a corrente no capacitor do barramento CC, faz-se um balanço de potência e obtém-se a corrente de rotor (i_{rCC}) e a corrente do filtro (i_{nCC}) que passam pelo barramento.

Em primeiro lugar, a potência ativa de ambos os conversores é calculada. A partir daí, estes valores são divididos pela tensão no barramento (V_{CC}) e as contribuições da corrente CC do barramento são obtidas. Finalmente, a tensão no barramento se comporta de acordo a seguinte expressão,

$$V_{CC} = \frac{1}{C_{CC}} \int (i_{nCC} - i_{rCC}) dt, \quad (2.12)$$

onde C_{CC} é a capacitância do barramento.

2.4 Bancadas de Testes

O presente trabalho contempla contribuições na construção de uma bancada de testes no Electrical Mechanics and Drives Laboratory da Universidade Técnica de Chemnitz, Alemanha. Além disso, foram executadas tarefas de adaptação em uma bancada de testes na Universidade Federal de Minas Gerais para seu melhor funcionamento. Os detalhes construtivos de cada bancada serão mostrados nos dois itens subsequentes.

2.4.1 Universidade Técnica de Chemnitz

A bancada de testes da Universidade Técnica Chemnitz (TUC) é composta de um DFIG de 4 kW. A turbina e o eixo mecânico são emulados por uma máquina CC de 4.1 kW acionada por um conversor a tiristores do fabricante Control Techniques. A máquina CC é controlada a partir de um valor de referência de conjugado eletromagnético (figura 2.7).

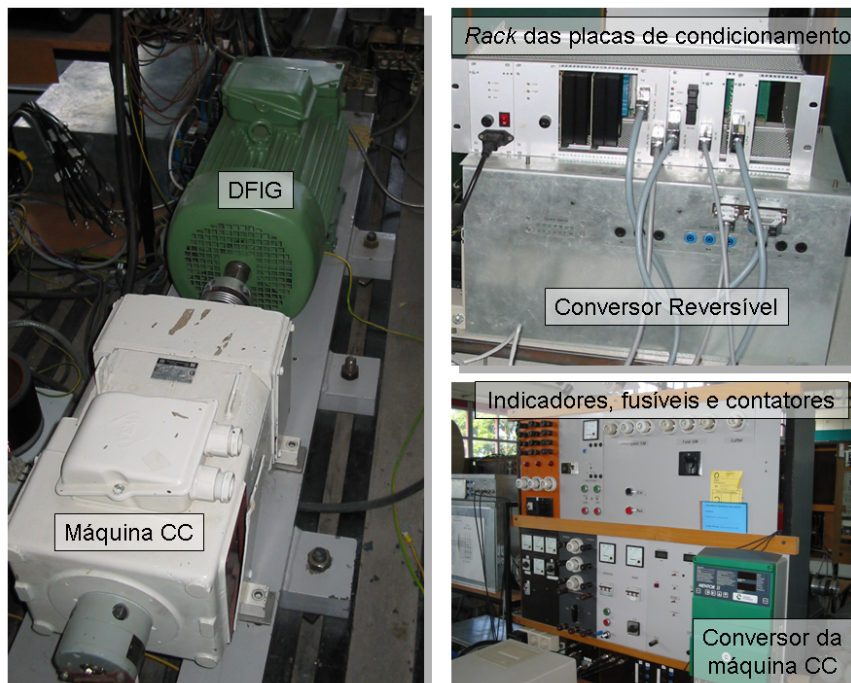


Figura 2.7: Detalhes da bancada da TUC.

Para o controle do gerador, foi utilizado um conversor reversível da Semikron e o controle é implementado na plataforma DS1103 do fabricante dSpace. Basicamente, a plataforma é composta por um processador principal (PowerPC 604e) e um escravo (TMS320F240 DSP). A plataforma possui uma interface de fácil utilização para aplicações em controle, uma vez que é possível carregar algoritmos Simulink compilados em C diretamente nos processadores. Há também uma interface gráfica na qual é possível desenvolver telas de supervisão que facilitam a operação e aquisição de dados. Por estas características, a implementação e operação de novas estratégias de controle demandam baixos esforços de programação. Tal plataforma é responsável por toda a estratégia de controle e supervisão do DFIG, além do envio do sinal de referência para o conversor do simulador de turbinas via comunicação serial.

Foram desenvolvidas oito placas de circuito impresso para a interface entre os circuitos de potência e processamento. Tais placas foram condicionadas em um *rack* com um barramento que permite a comunicação entre elas. As placas são responsáveis pelo condicionamento dos sinais de medição. Além disso, os pulsos enviados para os conversores também são tratados: é adicionado o tempo morto na transição positiva dos pulsos também em *hardware* e foi implementado um intertravamento. Ou seja, caso algum dos *drivers* aponte um sinal de erro, todos os pulsos do referido conversor são bloqueados. Estes também podem ser bloqueados manualmente por *hardware* em casos de emergência.

2.4.2 Universidade Federal de Minas Gerais

A bancada do Laboratório de Conversão e Controle de Energia da Universidade Federal de Minas Gerais (figura 2.8) é muito semelhante à descrita anteriormente. Nesta segunda montagem, o simulador da turbina é constituído por um acionamento com um motor de indução em gaiola de 3.7 kW. Ele é acionado por um conversor da ABB modelo ACS550 e possui seu eixo conectado a um DFIG de 2.2 kW. Analogamente à bancada de Chemnitz, o motor é programado para trabalhar com o controle de conjugado. Para o controle, são utilizados dois diferentes DSP (*digital signal processors*) da National Instruments. O DFIG é controlado pelo *toolkit eZdsp TMS320f2812* da Texas Instruments. O simulador de turbina e os contadores responsáveis

pelo acionamento da bancada são controlados pela placa UPCC 2812 do fabricante HPE.

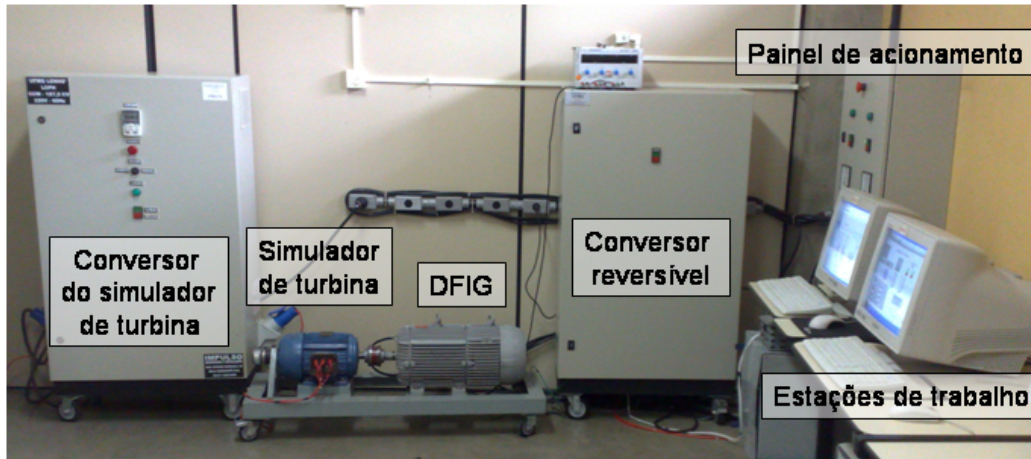


Figura 2.8: Foto da bancada da UFMG.

Para a supervisão e aquisição dos dados dos DSP, foi desenvolvido um algoritmo no programa LabView. O programa lê e escreve nos registradores dos processadores responsáveis pelo controle da bancada. A Figura 2.9 mostra algumas das telas do programa.

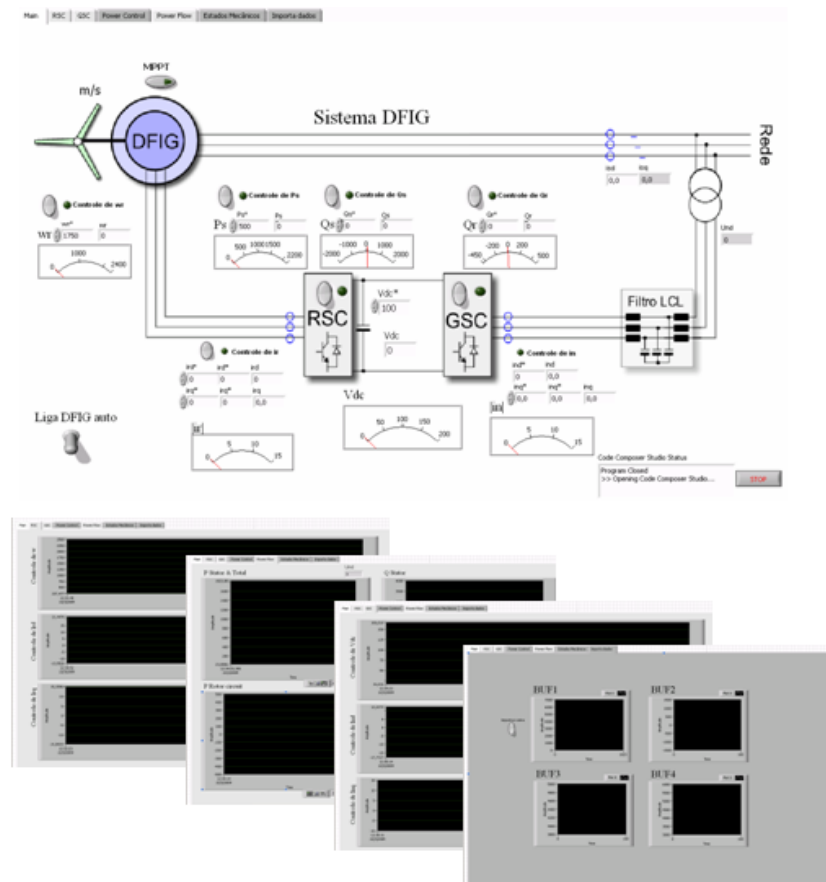


Figura 2.9: Imagem de algumas das telas do sistema de supervisão da bancada de testes do sistema DFIG (UFMG).

"When I die, I want to go peacefully like my Grandfather did, in his sleep – not screaming, like the passengers in this car"

O motorista

"It is thus reasonable to claim that control not only makes our lives more comfortable, it is also essential for our existence."

Karl Johan Åström

Controle do Sistema DFIG

3.1 Introdução

Este capítulo contempla a estratégia de controle do DFIG. São mostrados os detalhes que vão desde a escolha da modulação dos pulsos, a orientação do sistema, as malhas e a sintonia dos controladores. Tais malhas de controle são necessárias para o funcionamento do algoritmo de ponto de máxima potência (*maximum power point tracking*).

3.2 Modulação por Largura de Pulso

A modulação por largura de pulso (PWM, *pulse width modulation*) vem sendo extensivamente estudada e utilizada em acionamentos de motores nas últimas décadas. Vários métodos foram desenvolvidos no objetivo de obter os seguintes objetivos [21]:

- uma ampla faixa linear de modulação;
- redução de perdas de chaveamento;
- redução da distorção total harmônica (THD);
- simples implementação;

- diminuição do tempo de computação.

Por um longo período, PWM senoidais eram utilizados na grande maioria das aplicações [9], [21]. A injeção de uma componente de seqüência zero iniciou a utilização de sinais não-senoidais com o objetivo de se obter um melhor desempenho no que contempla os quesitos anteriormente citados. Os principais métodos de PWM são o senoidal (SPWM), a modulação por vetores espaciais (SVPWM) e, finalmente, a modulação descontínua (DPWM).

Um conversor trifásico de três braços básico é mostrado na Figura 3.1. Trata-se de um sistema composto de um barramento contínuo e três braços com duas chaves em série e diodos em antiparalelo em cada. As chaves de um mesmo braço têm estados (aberto ou fechado) complementares evitando que haja um curto-circuito no barramento. Dessa maneira há oito diferentes combinações de tensão instantânea de saída nas cargas que são comandadas pelos pulsos enviados para cada chave. Os diodos em antiparalelo são responsáveis pela condução de corrente quando esta estiver em sentido contrário à tensão de saída.

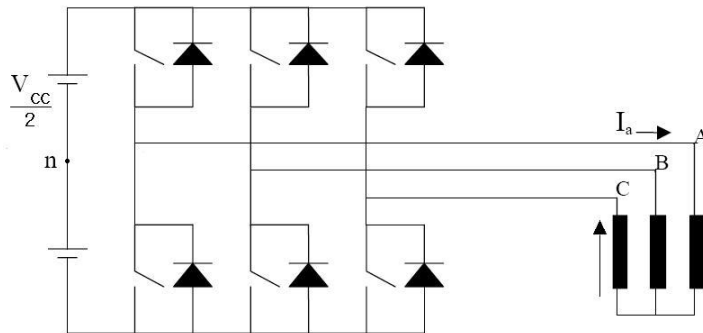


Figura 3.1: Esquemático de um conversor trifásico ideal.

Um PWM pode ser dividido em quatro etapas como e detalhado a seguir.

Etapa Um

Inicialmente a referência senoidal fundamental é definida. Nesta, a frequência fundamental e a amplitude do sinal modulador são estipuladas. Por se tratar de um sistema trifásico balanceado, as três componentes de tensão são defasadas de 120° .

Etapa Dois

O valor da tensão de sequência zero é calculado. Este depende das tensões de referência senoidais calculadas. No caso do SPWM, tal componente é zero.

Etapa Três

É feito um escalonamento da tensão que se deseja sintetizar (V) em relação à tensão no barramento CC (V_{CC}) com o intuito de se normalizar as tensões de referência para o cálculo dos pulsos, na próxima etapa.

Etapa Quatro

Finalmente, na última etapa são calculados os pulsos por chave semicondutora. Tal procedimento é efetuado pela simples comparação das tensões de referência normalizadas pela tensão do barramento CC com uma onda triangular de amplitude 1 e na frequência do chaveamento.

Conforme já mencionado, há oito vetores de tensão possíveis. Tais combinações descrevem o espaço de vetores mostrado na Figura 3.2. Cada vetor de tensão pode ser expresso pela condição das chaves superiores do conversor. Uma condição de operação pode ser expressa, por exemplo, pelo vetor $[0\ 0\ 1]$. Esta condição representa o estado no qual as chaves superiores das fases a e b estão abertas e a chave c encontra-se fechada. Os vetores V_0 e V_7 são os de tensão nula e representam todas as chaves abertas ou fechadas, respectivamente ($[0\ 0\ 0]$ e $[1\ 1\ 1]$). A tensão de saída do conversor é gerada a partir de uma combinação destes vetores de maneira a sintetizar um valor desejado.

Tanto no SVPWM quanto o DPWM, uma componente de sequência zero (V_{n0}) é adicionada às tensões trifásicas de referência senoidais ($V_{nabc_{sen}^*}$) como mostrado na Figura 3.3. Como consequência, as tensões de referência (V_{nabc^*}) são não senoidais. Apesar desta característica, há um ganho na faixa linear do modulador, em outras palavras, há uma melhor utilização da tensão do barramento CC ou do conversor em si como será mostrado nas análises a seguir.

As tensões de saída são mostradas na Figura 3.4 e Figura 3.5. Na Figura 3.4, tanto a tensão de referência na carga (V_{an}^*) quanto a tensão sintetizada são mostradas. É interessante observar que a tensão na carga possui cinco níveis de tensão. Tratam-se das possíveis tensões na carga de acordo com os

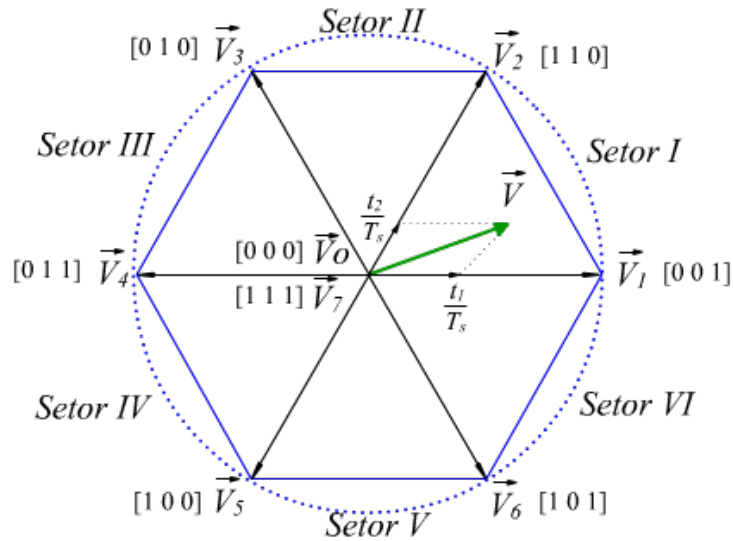


Figura 3.2: Espaço de vetores de tensão de saída de um conversor trifásico.

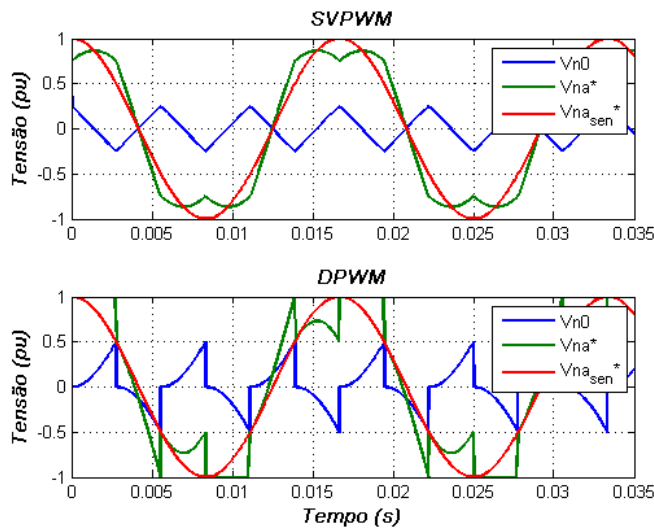


Figura 3.3: Tensões de referência e de seqüência zero do SPWM e DPWM2.

diferentes estados das chaves. Tais níveis são $[-2/3 -1/3 0 1/3 2/3]$ da tensão do barramento CC e podem ser encontrados através da resolução do circuito equivalente trifásico para todos oito estados das chaves.

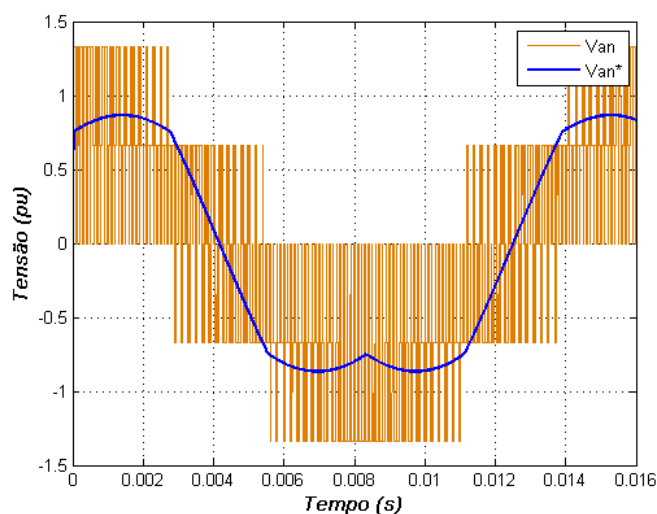


Figura 3.4: Tensões de referência e na carga do SVPWM.

A Figura 3.5 mostra que os pulsos são interrompidos durante um certo período no DPWM. Em outras palavras, as chaves mantêm um mesmo estado (aberto ou fechado) durante um período maior do que um período de PWM. Isso somente acontece no DPWM e é o seu diferencial. Tanto no SPWM quanto no SVPWM o mesmo não acontece, ou seja, há sempre um chaveamento por período de modulação. Essa característica difere o DPWM no que diz respeito à perdas por chaveamento. Os resultados mostrados são de um conversor com chaves ideais pulsado a uma frequência de 5 kHz. Para essa situação, em um período de rede 0,016 s (para 60 Hz), as chaves semicondutoras são comutadas 83 vezes no SPWM e SVPWM. Porém, quando é utilizado o DPWM2, esse número cai para 55, cerca de dois terços. Isso sugere perdas por chaveamento também da ordem de dois terços.

A Figura 3.6 e a Figura 3.7 mostra a média das tensões de saída em um período de chaveamento do conversor para os métodos de modulação DPWM2 e SVPWM. Pode-se observar que os harmônicos injetados no sistema pelo SVPWM são eliminados quando se visualiza a tensão fase-fase (V_{ab} , V_{bc} e V_{ca}). O mesmo não acontece com o DPWM2 onde algum efeito da adição da tensão de sequência zero pode ser observado.

Finalmente, foi estudado o ganho do modulador a partir do aumento do índice de modulação (m), que é uma função da tensão no barramento CC

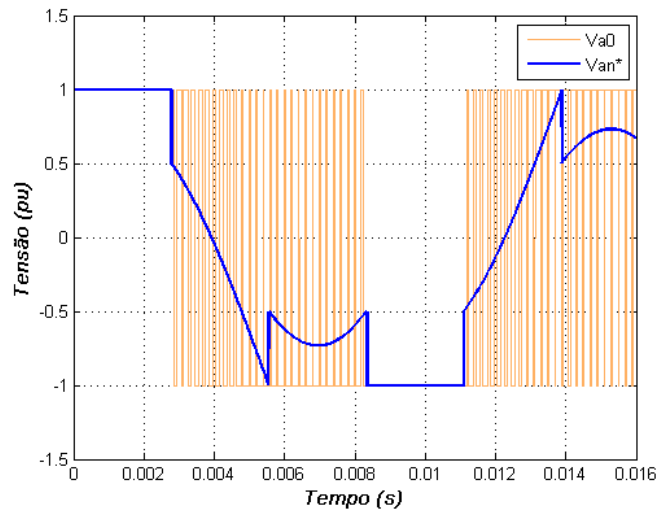


Figura 3.5: Tensões de referência e na saída do conversor em relação ao ponto médio (ou neutro) do barramento CC.

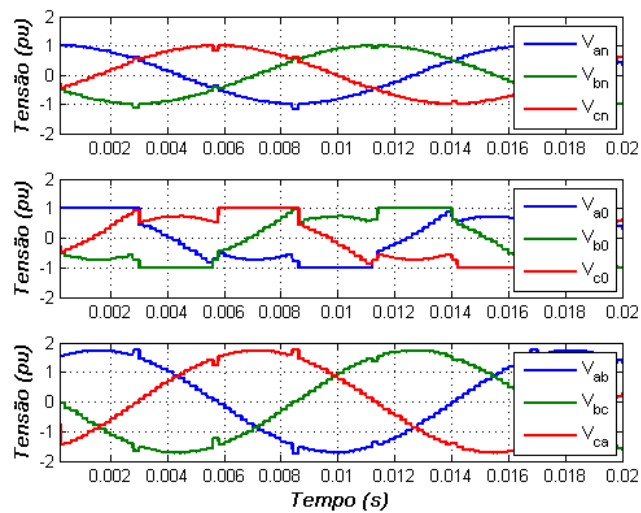


Figura 3.6: Tensões médias de saída do conversor com a modulação descontínua (DPWM2).

(V_{CC}) e da tensão de referência (V^*) como mostrado na Equação (3.1).

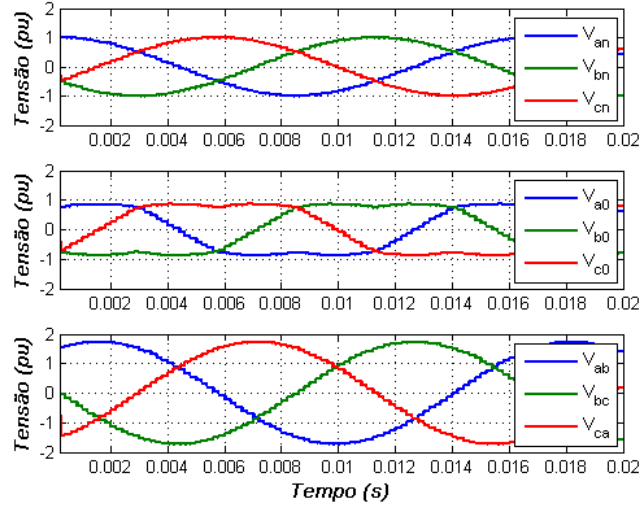


Figura 3.7: Tensões médias de saída do conversor com a modulação por vetores espaciais (SVPWM).

$$m = \frac{V^*}{0,5.V_{CC}} \quad (3.1)$$

Foram feitas diversas simulações com diferentes valores de amplitude de referência de tensão. Para cada simulação foi aplicada uma transformação de Fourier do sinal de tensão de saída do conversor no sentido de obter-se a amplitude da tensão na sua componente fundamental. O resultado de tal análise é mostrado na Figura 3.8 para índices de modulação variando de 0 a 3.

Pode-se observar que tanto o SPWM quanto o SVPWM possuem um comportamento bastante linear até um certo ponto a partir do qual acontece uma saturação na saída. O SVPWM, porém, consegue sintetizar maiores tensões na região não-linear, também conhecida como região de sobremodulação. O mesmo acontece com o DPWM2. Este método, porém, possui distorções relativamente altas em valores mais baixos de índice de modulação. Devido a tais características, a modulação por espaço de vetores (SVPWM) é a mais indicada e será adotada no controle do DFIG.

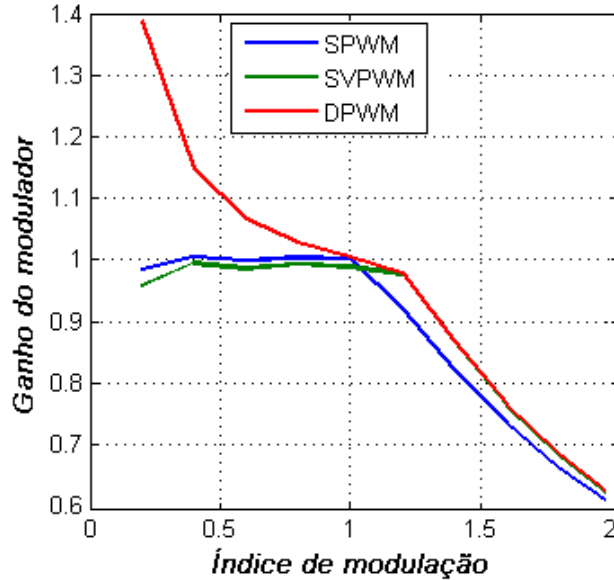


Figura 3.8: Ganhos do modulador para diferentes índices de modulação.

3.3 Orientação dos Eixos Coordenados

Em uma máquina de indução, os enrolamentos de estator são distribuídos de maneira que a densidade de fluxo torna-se senoidalmente distribuída. Para tais máquinas, a notação de vetor espacial é particularmente importante. Tal conceito foi introduzido por Kovacs [30] e permite representar as grandezas elétricas por vetores polares através das respectivas magnitudes e posições angulares.

A abordagem das grandezas elétricas a partir de vetores possibilita a representação do sistema de grandezas trifásicas em dois eixos coordenados síncronos: direto e de quadratura (eixos dq). Este sistema de coordenadas geralmente é orientado de acordo com os vetores polares de fluxo magnético de estator ([36]) ou rotor ([16]) em máquinas de indução ([35]). Do ponto de vista do controle, o sistema de coordenadas dq permite o controle independente do fluxo e conjugado eletromagnético. Com tais orientações, o controle é feito com grandezas não-senoidais, o que o torna mais eficiente quando controladores proporcional integral clássicos são utilizados.

Na orientação da máquina de indução duplamente excitada, há a opção de adotar-se a orientação também pela tensão do estator. No DFIG, portanto, dependendo da orientação adotada, o ângulo do eixo do referencial síncrono é igual ao ângulo do vetor espacial fluxo ou tensão no estator. No presente trabalho, a orientação por tensão será adotada, i.e. o eixo síncrono d é orientado na direção do vetor de tensão da rede. Desta maneira, as componentes d e q representam potência ativa e reativa, respectivamente.

A orientação pela tensão foi definida por dois motivos. Um deles é o fato de geralmente ter-se uma boa qualidade da medição da tensão de rede. Esta variável está sujeita a variações desprezíveis e permite que o ângulo que será utilizado em todo o sistema de controle possua uma característica mais estável e imune a ruídos. Na orientação por fluxo, a obtenção de tal ângulo é mais complexa uma vez que são requeridos estimadores ou observadores de fluxo. O cálculo utilizaria necessariamente correntes e parâmetros da máquina. A robustez seria, portanto, reduzida uma vez que a orientação estaria submetida a erros de variação paramétrica. Além disso, as correntes possuem maiores distorções harmônicas de alta e baixa frequências. Tais distorções seriam refletidas no ângulo de orientação das variáveis prejudicando o controle.

A orientação por tensão também possibilita uma maior controlabilidade do fator de potência da energia gerada. Peterson et. al. compararam as duas possibilidades de orientação em [44] e [38]. Na orientação pela tensão, a estabilidade do sistema é independente da corrente de rotor. Ou seja, a corrente reativa de rotor pode atingir qualquer valor dentro dos limites da máquina e conversor. Por outro lado, adotando a orientação pelo fluxo de estator, a corrente reativa de rotor (i_{rq}) possui um limite a partir do qual a instabilidade no controle é atingida. Este limite pode ser analiticamente calculado como mostrado na seguinte equação:

$$i_{rq} < 2 \frac{|V_s|}{\omega_n L_m}, \quad (3.2)$$

onde V_s é o fasor tensão do estator ω_n é a frequência e L_m é a indutância mútua.

O sincronismo ou orientação de sinais elétricos alternados pode ser realizada por um algoritmo (numa realização digital) ou dispositivo eletrônico (em uma realização analógica) denominado PLL (do inglês, *phase locked loop*). Os primeiros estudos datam a década de 1920 com Appleton et. al. [3] mas as técnicas de PLL passaram a ser amplamente utilizadas a partir da década de 1970 na área de telecomunicações e mais tarde aplicado no controle vetorial de máquinas elétricas com o advento dos componentes eletrônicos [27].

A estimação do ângulo da tensão da rede, utilizada no trabalho, é feita pela PLL mostrada na Figura 3.9. Trata-se de um controlador proporcional e integral (PI) cuja entrada é a referência de tensão de eixo q (V_{Nq}^*). Pela orientação adotada, a componente d da tensão de estator (V_{Nd}) é igual ao módulo de tensão da rede. Como consequência, a componente de eixo q deve ser zero. O objetivo do controlador é garantir que isto aconteça. A saída do controlador PI da PLL informa a frequência da rede (ω_n) que, por sua vez, é integrada para a obtenção do ângulo (θ_n). Este é realimentado e utilizado na transformada de Clarke e Park (abc para dq). Um valor específico de frequência (314,15 e 376,8 rad/s para sistemas de 50 e 60 Hz, respectivamente) é adicionado à saída do controlador para melhorar a dinâmica do controle no momento em que este é ligado. Isto porque a frequência estimada já possuirá um estado inicial muito próximo ao real, uma vez que as variações na frequência da rede são mínimas. A definição dos ganhos do controlador requer a determinação de um modelo linear equivalente e definido em [20].

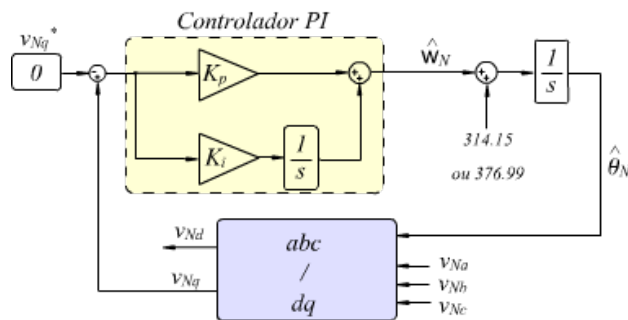


Figura 3.9: Topologia da PLL utilizada para determinação do ângulo de rede.

A estimação do ângulo com a utilização de um controlador PI é interessante uma vez que a dinâmica do mesmo pode ser definida a partir do ajuste dos ganhos do controlador. Além disso, a frequência é a saída do contro-

lador, portanto, não há a necessidade da derivação do ângulo e consequente amplificação de ruídos de medição.

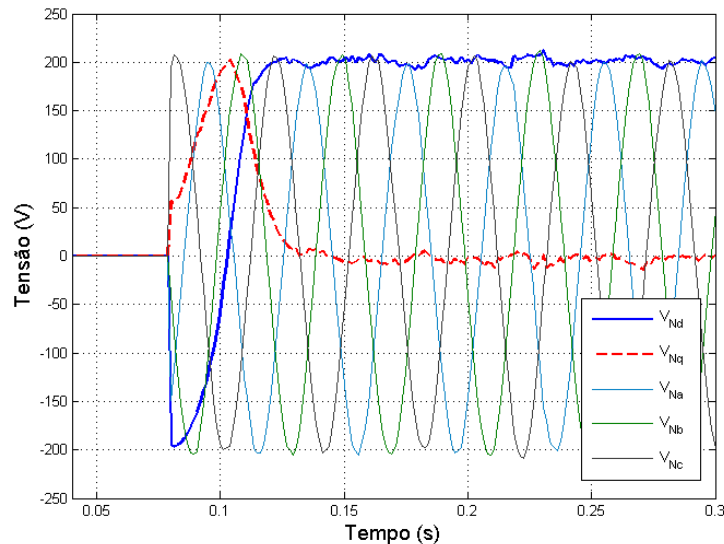


Figura 3.10: Resultado experimental mostrando a dinâmica da PLL quando a leitura das tensões é iniciada.

O funcionamento da PLL utilizada na bancada TUC é mostrado na Figura 3.10. O tempo de acomodação é próximo do período da rede (0,02s para sistemas de 50 Hz). A dinâmica do sistema em malha fechada é mais lento se comparado a outros resultados encontrados na literatura pesquisada ([20], [42]). Isto pode ser justificado pela adoção de um controle mais amortecido visando a minimização do efeito dos ruídos de medição no ângulo estimando. Tal característica foi considerada uma prioridade se comparado ao tempo de resposta da malha uma vez que as variações de frequência da rede são extremamente pequenas.

3.4 Estratégia de Controle

O DFIG deve operar de maneira a maximizar a energia gerada a partir do vento. Para isto, deve-se trabalhar no ponto ótimo de geração para cada velocidade de vento e esta estratégia é chamada de rastreamento do máximo

ponto de potência (MPPT, do inglês *maximum power point tracking*). Para cada velocidade de vento, existe uma velocidade que garante que a potência mecânica no eixo seja máxima a partir das características mecânicas da turbina (Figura 3.11). Para se calcular tal ponto, a velocidade de vento deve ser medida, pois é a partir dela que a velocidade da máquina deve ser calculada. Em outras palavras, a velocidade da máquina deve percorrer a curva quadrática em vermelho (Figura 3.11) para garantir uma maior geração.

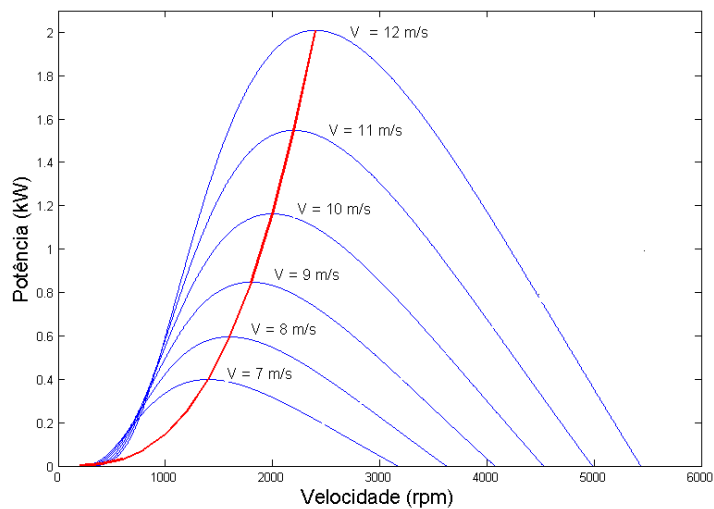


Figura 3.11: Curvas de potência mecânica no eixo da máquina para diferentes velocidades de vento (V) e velocidade ótima da máquina (curva em vermelho).

Para controlar a velocidade da máquina, é utilizada a estratégia de controle do sistema DFIG mostrada na Figura 3.12. Trata-se de uma estrutura multi-malhas com controladores PI (proporcional-integral) cujas malhas de controle mais internas são as de corrente.

No lado do conversor do lado da rede (GSC), a potência ativa que flui pelo conversor sustenta a tensão no barramento CC. Isto é feito a partir de um controle em cascata no qual o PI mais externo (o controlador da tensão) envia a referência para o controlador de corrente de eixo direto. Através da adoção da convenção motor, uma corrente positiva carrega o barramento e uma negativa o descarrega. A referência do controle da componente reativa da corrente (componente q) define a potência reativa consumida ou gerada

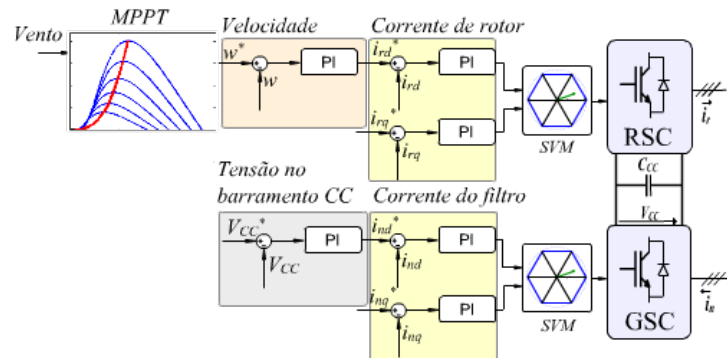


Figura 3.12: Estratégia de controle do sistema DFIG

para a rede.

Já no lado do conversor do lado do rotor (RSC), a componente de eixo direto da corrente de rotor é definida a partir de uma referência externa proveniente do controlador de velocidade da máquina. A componente ativa da corrente define o conjugado eletromagnético no eixo da máquina permitindo uma consequente aceleração ou desaceleração (devido à orientação pela tensão da rede). A componente de eixo de quadratura (componente reativa) da corrente de rotor estipula o nível de magnetização da máquina pelo rotor. Em outras palavras, quanto maior a corrente de magnetização pelo rotor, menor será a potência reativa consumida pela rede.

As turbinas eólicas exercem diferentes torques no eixo da máquina para uma determinada velocidade de vento e rotação do eixo. Para uma mesma velocidade de vento, há uma velocidade de rotor na qual a potência mecânica atinge o seu ponto máximo. Isso se deve às características mecânicas da turbina. A Figura 3.11 ilustra a relação entre a potência e a velocidade no eixo da máquina para diferentes velocidades de vento.

Controladores proporcional integral (PI) independentes clássicos são utilizados nas malhas de controle do sistema. A Equação (3.4) mostra a saída do controlador PI (co) em função do tempo,

$$e(t) = sp(t) - pv(t) \quad (3.3)$$

$$co(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_{t_0}^t e(t) dt, \quad (3.4)$$

onde e é o erro de controle; sp é a referência (*set point*); co é saída do controlador (*controller output*); pv é a variável de processo a ser controlada; K_p e K_i são os ganhos proporcional e integral, respectivamente.

A saída do controlador é submetida a uma saturação e para garantir que não haja integração quando o controlador está saturado, é adotada uma estratégia *anti-windup*. Esta consiste no cálculo da diferença da saída do controlador antes e depois da saturação. Esta diferença é realimentada e multiplicada por um ganho como mostrado na Figura 3.13 caracterizando o algoritmo *anti-windup* do controlador. O ganho utilizado é o inverso do proporcional e isto permite que a ação integral seja limitada em momentos em que o controlador está saturado. Tal estratégia garante um retorno rápido do controle quando o estado de saturação termina.

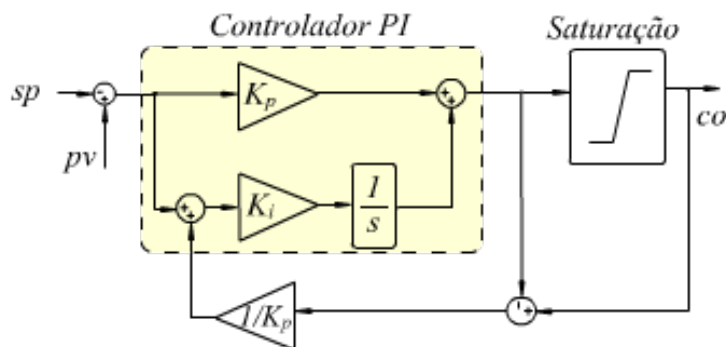


Figura 3.13: Controlador PI com algoritmo *anti windup*.

Na teoria de controle, o lugar das raízes representa as posições dos zeros e pólos de uma função de transferência para ganhos que variam num determinado intervalo. Trata-se de um diagrama que foi inicialmente proposto por

Evans em 1948 [18]. Utilizando algumas regras básicas, o método do lugar das raízes caracteriza o caminho percorrido pelos pólos de um sistema dinâmico perante às variações paramétricas. Este método gráfico permite uma simples e clara indicação do efeito de variações de ganhos (do controlador, por exemplo) para o sistema em malha fechada. A simplicidade desta técnica a transformou em uma ferramenta bastante difundida na caracterização de respostas de sistemas dinâmicos e lineares e a consagrou para sintonia de controladores [19]. Desta maneira, o método de lugar das raízes será utilizado para definição dos ganhos proporcional e integral (K_p e K_i) dos controladores PI. A escolha destes parâmetros será mais detalhada na seção seguinte.

3.5 Malha de Corrente do Filtro

O projeto dos ganhos dos controladores deve levar em consideração as dinâmicas que regem o sistema que se deseja controlar. No caso das malhas de corrente de saída do conversor do lado da rede, a dinâmica é definida pelos valores de resistência e indutância do filtro. Tais correntes são medidas por transdutores cujos sinais são filtrados antes da conversão analógico/digital. Este segundo filtro também possui uma dinâmica que interfere no controle das variáveis de interesse e será considerado no projeto dos ganhos.

O lugar das raízes da malha da corrente de filtro (i_n) é mostrado na Figura 3.14. O objetivo é encontrar parâmetros que maximizem o amortecimento e a velocidade da resposta. A malha em questão possui três pólos e um zero:

- o pólo I da dinâmica do circuito de medição;
- o pólo II do filtro LC;
- o pólo III é o integrador do controlador;
- o zero do controlador.

A relação entre os ganhos proporcional e integral define em qual posição o zero estará localizado no diagrama. Desta maneira, a primeira etapa do

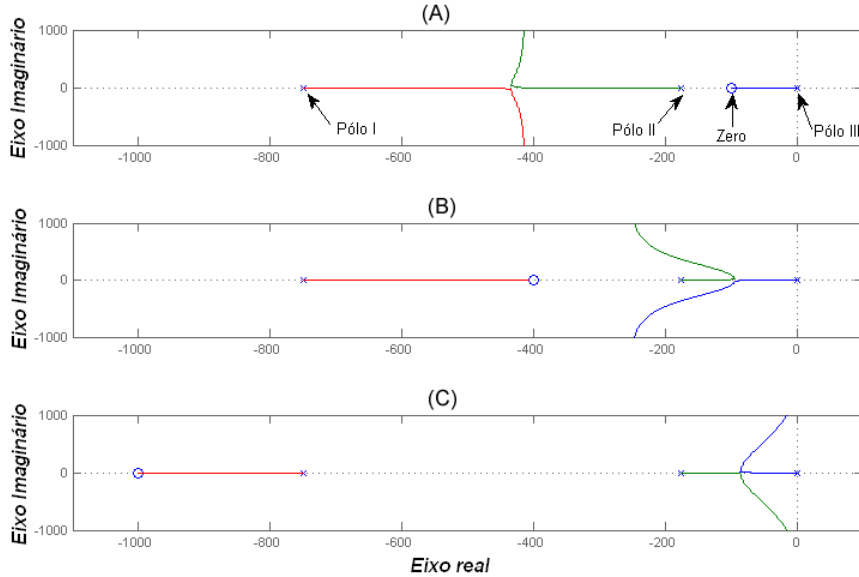


Figura 3.14: Lugar das raízes para três diferentes posições do zero. A) $K_i = 100K_p$; B) $K_i = 400K_p$; C) $K_i = 1000K_p$.

processo consiste na definição da melhor relação K_p - K_i . Há quatro possibilidades de localização do zero no digrama.

- Ele pode se localizar no lado direito do pólo III. Esta possibilidade levaria o sistema à instabilidade uma vez que sempre existia um zero no semiplano positivo.
- Localizado entre o pólo III e o II (Figura 3.14 (A)). Neste caso, o pólo III migraria para à esquerda com o aumento do K_p mas o zero impediria que este pólo atingisse valores menores limitando a velocidade da resposta do sistema em malha fechada.
- Localizado entre os pólos I e II (figure 3.14 (B)). Ambos os pólos II e III seguiriam direções opostas e deixariam o eixo real depois de se encontrarem. A partir daí, eles iriam para o infinito mas sendo atraídos pelo zero, ou seja, pela esquerda. Este deslocamento para a esquerda garante pólos com projeções no eixo real mais negativas o que caracteriza respostas mais rápidas.

- Localizado no lado esquerdo do pólo I (figure 3.14 (C)). Inicialmente os pólos II e III seguiriam o mesmo caminho descrito anteriormente, mas depois que se encontrassem, eles seriam repelidos pelo pólo I. Desta maneira o caminho seria deslocado para a direita tornando os pólos mais lentos (com projeções mais próximas de zero no eixo real) e a resposta com menor margem de ganho.

A única possibilidade de atingir pólos mais negativos e conseqüentemente respostas mais rápidas é a segunda. Desta maneira, a relação K_p/K_i foi definida para garantir tal característica. O segundo passo é escolher o ganho proporcional em termos da frequência de passagem e do sobre-sinal (*overshoot*). O lugar das raízes indica as possibilidades de dinâmica de controle no que diz respeito ao amortecimento e velocidade. De acordo, portanto, com o lugar das raízes, foram escolhidos parâmetros que apresentassem um baixo sobre-sinal na resposta ao degrau(1%) e amortecimento de 0,845. A banda de passagem definida para o controlador obtido foi de 250 Hz.

3.6 Malha de Controle de Tensão no Barramento CC

O objetivo do conversor reversível no DFIG é converter o sistema trifásico a frequência variável do circuito do rotor à frequência fixa da rede, permitindo a transferência de potência ativa. Como já mencionado, o sentido da potência ativa depende da condição operacional da máquina. Na velocidade sub-síncrona, potência é fornecida ao rotor. O contrário acontece na velocidade super-síncrona quando o fluxo de potência flui do rotor para a rede. Isto somente é possível graças ao controle de tensão no barramento CC. Em outras palavras, na operação sub-síncrona, o rotor retira potência ativa do barramento que tende reduzir a sua tensão. Neste momento, a malha de controle de tensão aumenta a corrente no filtro para garantir que a tensão não se altere. Em regime estacionário, a potência ativa na saída do RSC é a mesma do GSC (desconsiderando as perdas), permitindo desta maneira a operação adequada do DFIG.

Os parâmetros do controlador também são definidos pelo lugar das raízes, de maneira análoga ao procedimento explicitado anteriormente. Os parâme-

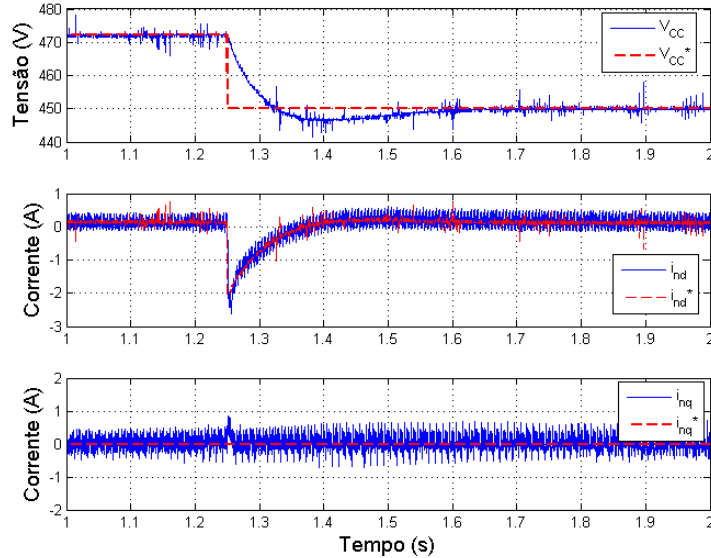


Figura 3.15: Resultado experimental da resposta ao degrau do controle de tensão no barramento CC.

tros de projeto garantiram um sobre-sinal de 4,5%, amortecimento de 0,71 e frequência de passagem de 30 Hz. A Figura 3.15 mostra o resultado experimental da resposta ao degrau do controlador de tensão no barramento. Como a referência de tensão no barramento é reduzida, deve haver um rápido fluxo de potência ativa na direção da rede. Isto pode ser observado através da variação da corrente de eixo d que é controlada em um valor negativo e depois volta ao seu valor inicial. Também é possível observar que o controle de corrente é suficientemente rápido em relação ao controle de tensão no barramento uma vez que a corrente acompanha de maneira eficiente a sua referência. Tal característica garante que as velocidades de resposta das malhas estão compatíveis, minimizando a possibilidade de oscilações por problemas de sintonia.

Ainda na Figura 3.15, observa-se apenas uma pequena perturbação na corrente de eixo q no momento do degrau de tensão. Tal efeito pode ser justificado pela estratégia de desacoplamento utilizada no controle dos dois eixos. Como se trata de um circuito fortemente indutivo, uma variação em uma das correntes (de eixo d ou q) acarreta em um relevante impacto na corrente do outro eixo. A equação diferencial a seguir mostra o termo de acoplamento

entre as duas correntes. Foi desconsiderada a impedância da rede portanto a tensão no capacitor é a tensão da rede ($v_{cq} = 0$, pela orientação pela tensão).

$$v_{nd} - v_{Cd} = R_f i_{nd} + L_f \frac{di_{nd}}{dt} - \omega_N L_f i_{nq} \quad (3.5)$$

$$v_{nq} = R_f i_{nq} + L_f \frac{di_{nq}}{dt} + \omega_N L_f i_{nd}. \quad (3.6)$$

O acoplamento expresso pelos últimos termos nas equações acima é prejudicial ao controle uma vez que as perturbações nos controladores de corrente são fortes. O impacto é observado inclusive na malha de controle do barramento. A Figura 3.16 mostra com clareza este comportamento. Na Figura é mostrada uma variação em degrau na corrente i_{nq} . Devido ao acoplamento, a corrente i_{nd} sofre uma relevante alteração que, como consequência prejudica o desempenho do controle do barramento CC.

Como os termos de acoplamento são função apenas da frequência da corrente (fixa) e do valor da indutância do filtro, o desacoplamento torna-se simples sendo necessária apenas uma compensação *feed-forward* (ou de comando direto). A Figura 3.17 mostra claramente a melhoria na resposta da malha a partir da redução do sobre-sinal e do tempo de acomodação.

A Figura 3.18 mostra a redução do impacto em i_{nd} quando o degrau mostrado na Figura 3.17 é aplicado. A simples implementação e importante melhoria na dinâmica de controle, faz com que a implementação do desacoplamento seja recomendável.

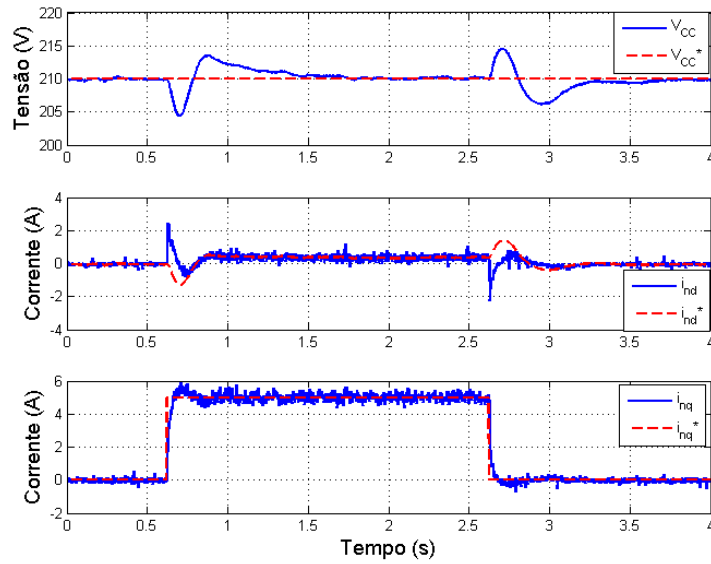


Figura 3.16: Resultado experimental que mostra o efeito no controle do barramento CC do acoplamento entre as correntes de filtro do eixo d e q .

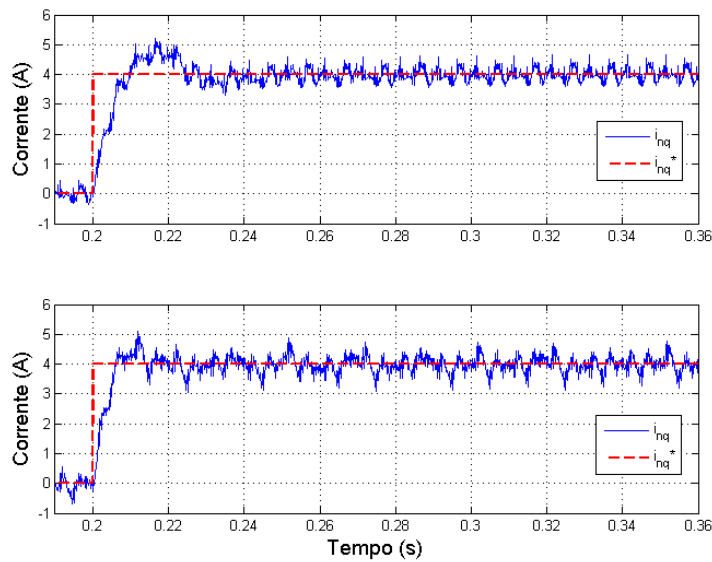


Figura 3.17: Resultado experimental da resposta ao degrau da malha de controle de i_{nq} . A) Sem compensação *feed-forward*. B) Com a compensação

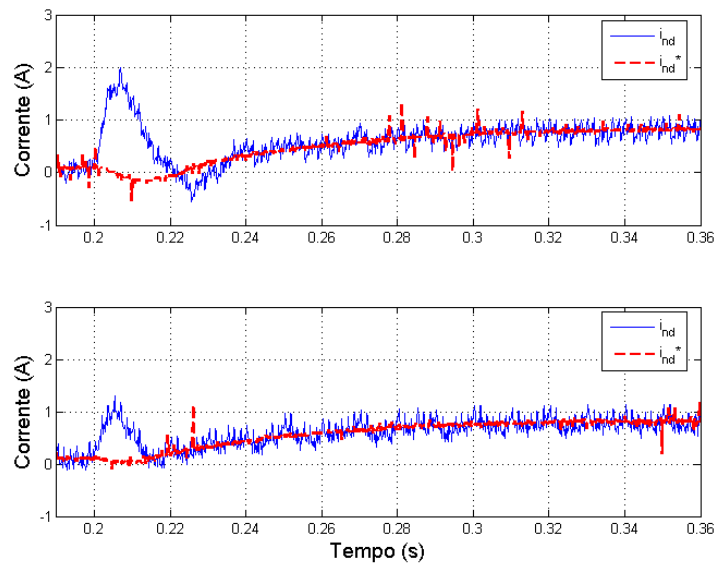


Figura 3.18: Resultado experimental do acoplamento em i_{nd} devido a degrau na malha de controle de i_{nq} . A) Sem a compensação *feed-forward*. B) Com a compensação

3.7 Controle de Corrente do Rotor

As malhas de corrente do rotor permitem que sejam controlados o conjugado eletromagnético e o fator de potência da máquina uma vez que a potência reativa consumida ou gerada pelo DFIG é influenciada pelo rotor. A grande diferença em relação ao controle das correntes do GSC é a transformação dos eixos coordenados uma vez que as correntes de rotor têm a frequência variável. As correntes possuem a frequência do escorregamento e a transformação é feita em relação ao ângulo elétrico de rotor (obtido pelo ângulo mecânico) e o ângulo da tensão da rede (dado pela PLL). A partir daí, transformam-se as correntes i_{rabc} para o referencial síncrono do rotor i_{rdq} . Como utiliza-se o ângulo da tensão no estator (e não do fluxo de estator), a corrente i_{rd} controla o conjugado eletromagnético e a i_{rq} a magnetização da máquina pelo rotor. Tal convenção garante que todas as grandezas de eixo direto representem potências ativas e de eixo de quadratura, reativas, no sistema DFIG.

O projeto dos controladores do RSC também utilizou o lugar das raízes e a malha apresentou 4,5% de sobre-sinal, fator de amortecimento de 0,72 e 100 Hz de banda-passante. A Figura 3.19 mostra o resultado experimental da resposta a resposta ao degrau da malha de corrente de i_{rq} .

Como a Figura 3.19 mostra, também há um forte acoplamento entre as duas correntes. Trabalhando as equações de corrente de rotor mostradas na seção 2.3 e mostrando-as no referencial síncrono, tal acoplamento torna-se evidente como mostrados nas Equações (3.7) e (3.8).

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + L_r \sigma \frac{di_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \left(\sigma L_r i_{rq} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{sq} \right) \quad (3.7)$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + L_r \sigma \frac{di_{rd}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \sigma L_r i_{rd} \quad (3.8)$$

A saída dos controladores deve ser acrescida dos termos de desacoplamento. No caso da corrente i_{rq} , além da interferência da corrente i_{rd} , a

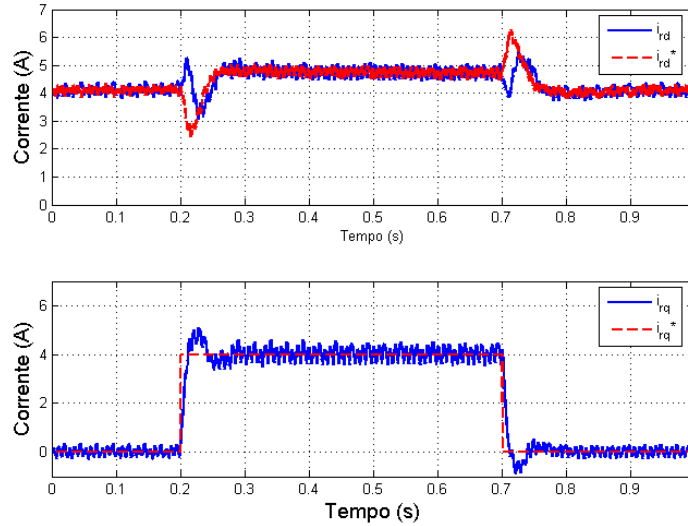


Figura 3.19: Acoplamento em i_{rq} (A) pela resposta ao degrau da malha de controle i_{rq} (B).

indução eletromagnética exercida pelo fluxo do estator deve ser compensada para reduzir o trabalho do controlador. A Figura 3.20 mostra o mesmo teste mostrado na Figura 3.19, agora com a utilização do desacoplamento.

Tanto na Figura 3.20, quanto na Figura 3.19, pode-se observar uma variação em estado estacionário da corrente de eixo direto quando há um degrau na corrente de eixo de quadratura. Isto pode ser explicado pela alteração na saída do controlador de velocidade (malha externa a i_{rd}). Quando i_{rq} é variada, há um aumento na corrente do estator e conseqüentemente, uma maior queda de tensão na resistência do estator e enfraquecimento do fluxo. Esta alteração no fluxo, reduz o conjugado eletromagnético e, desta maneira, a corrente de eixo direto deve ser aumentada para permitir uma velocidade constante do rotor.

3.8 Malha de Controle de Velocidade

A estratégia de rastreamento da máxima potência (MPPT) consiste em forçar o sistema em operar gerando a maior potência possível para cada

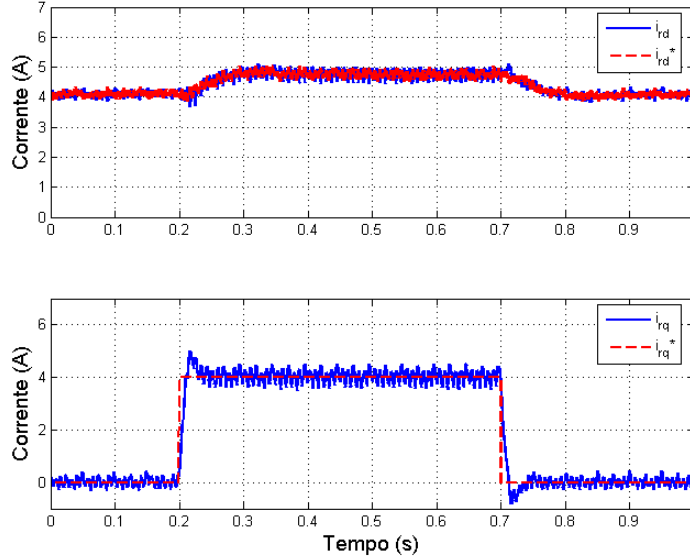


Figura 3.20: (A) Degrau da referência da malha i_{rq} e impacto na corrente i_{rd} (B) com o desacoplamento implementado.

condição de velocidade de vento. Para atingir tal objetivo, a velocidade do rotor deve variar de acordo com a intensidade do vento para atingir o ponto ótimo de operação, que é uma função das características mecânicas da turbina. Desta maneira, deve ser implementado um controlador de velocidade responsável por enviar a referência para o controlador de corrente do eixo d . Adotando-se o lugar das raízes para sintonia do controlador, foram obtidos os parâmetros de *overshoot* de 10% e uma banda-passante de 10 Hz. A resposta ao degrau da malha de controle de velocidade é mostrado na Figura 3.21. Esta Figura mostra também o impacto na tensão do barramento de uma variação na velocidade. No momento em que o degrau é aplicado, a tensão sofre uma queda que é controlada pelo controlador do barramento CC permitindo que potência seja fornecida à máquina sem prejudicar a tensão.

3.9 Algoritmo de Controle *Sensorless* do DFIG

A utilização de *encoders* no controle de acionamentos elétricos possui limitações que estão relacionadas à robustez, custo, cabeamento e manutenção

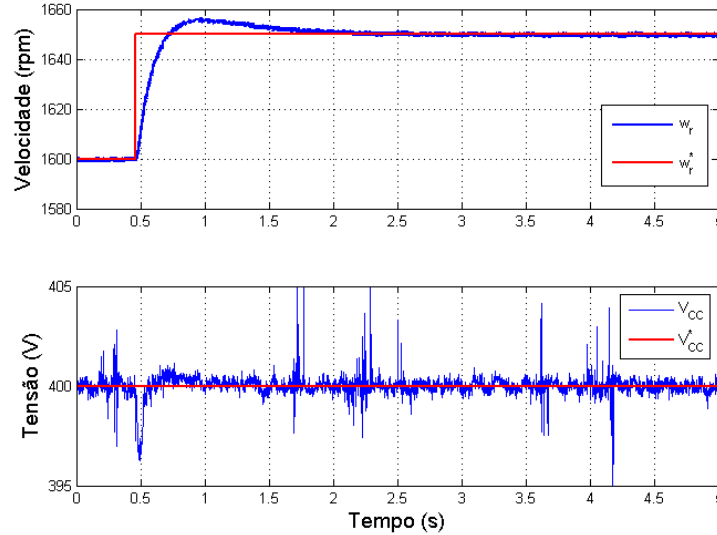


Figura 3.21: Resultado experimental da resposta da máquina e da tensão no barramento CC a uma variação em degrau da referência da velocidade (utilizando *encoder*).

do sistema. Quando os mesmos são utilizados em turbinas eólicas, tais fatores tornam-se ainda mais preocupantes uma vez que há uma grande separação física entre o gerador e os equipamentos de eletrônica de potência e controle (que se localizam no nível do solo).

Uma alternativa para a não utilização de *encoders* é o controle vetorial com algoritmos de estimação da posição do rotor. Tal estratégia foi proposta por diversos pesquisadores em um passado recente para o gerador de indução duplamente excitado [12], [11], [29]. Porém, uma das grandes limitações dos estimadores de posição é que estes devem ser estáveis na velocidade síncrona (frequência do rotor igual a zero). Além disso, espera-se que o estimador seja o mais insensível às variações paramétricas da máquina.

A presente seção ilustra uma pequena variação em relação ao método de estimação proposto por Datta et. al. [39]. Os autores propõem transformações trigonométricas para a definição da frequência e ângulo da corrente de rotor. Neste estudo, porém, optou-se por utilizar uma estrutura de PLL para a estimação da frequência das correntes de rotor ou frequência de escorregamento.

A premissa da estimação de velocidade proposta é a consideração de que o DFIG possui fluxo de estator constante, ou seja, as perdas na impedância de dispersão do estator da máquina serão desprezadas. Desta maneira, a corrente de eixo de quadratura do rotor estimada (\hat{i}_{rq}), pode ser feita a partir da corrente reativa do estator pela Equação (3.9).

$$\hat{i}_{rq} = \frac{\psi_{sq}}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} i_{sq} \quad (3.9)$$

A par do valor estimado da corrente de quadratura e da frequência das correntes de rotor, tem-se os parâmetros necessários para a estimação do ângulo de escorregamento. O diagrama mostra que a PLL informa o ângulo e a frequência do fasor corrente do rotor. Para a obtenção do ângulo do escorregamento, porém, utiliza-se o valor estimado da corrente de rotor de eixo de quadratura (\hat{i}_{rq}) através da equação,

$$\theta_{slip} = \arcsin\left(\frac{\hat{i}_{rq}}{|i_r|}\right). \quad (3.10)$$

As correntes de rotor têm amplitude variável e isto prejudica o desempenho da PLL proposta. Desta maneira, os ganhos do controlador foram normalizados pelo valor do módulo da corrente obtendo-se um controle adaptativo.

A Figura 3.22 mostra a comparação entre o valor real e estimado de ângulo de escorregamento em uma simulação do DFIG de 4.4 kW. Na figura em questão, foi utilizada a normalização do ângulo para variar em uma faixa de $-\pi$ a 2π .

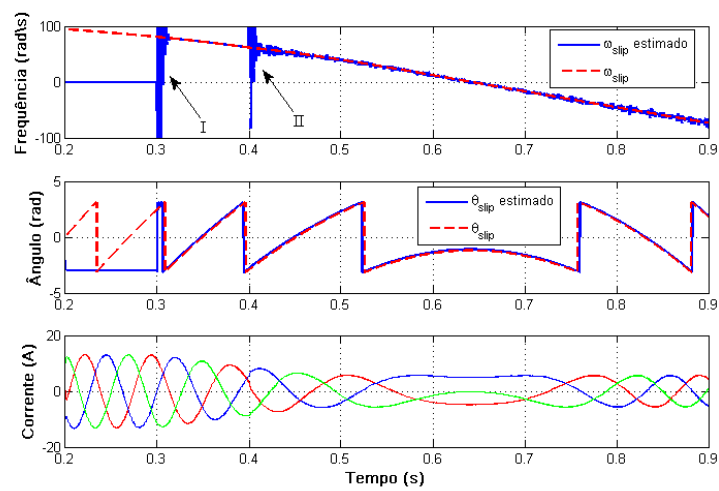


Figura 3.22: Resultado de simulação do algoritmo sensorless. Instante I) Algoritmo iniciado. Instante II) Valores estimados sendo realimentados no controle.

"I know that you believe you understand what you think I said, but I'm not sure you realize that what you heard is not what I meant."

Robert McCloskey

Procedimento de Inicialização do Sistema

4.1 Introdução

A potência dos geradores eólicos está aumentando gradativamente a valores de até 5 MW atualmente. Desta maneira, estresses mecânicos e elétricos durante a conexão com a rede elétrica não podem ser ignorados. Além disso, os requisitos dos operadores de sistemas elétricos para geração eólica limitam as correntes de inicialização dos geradores no ponto de conexão com a rede. Todavia, poucos estudos abordaram o procedimento de inicialização para sincronização do sistema DFIG.

Na literatura encontrada, o procedimento de sincronização baseia-se na indução de uma tensão no estator igual à da rede antes da conexão através do ajuste do fluxo rotórico [31], [40], [32], [2] e [24]. Idealmente, este procedimento garante uma conexão sem transiente de corrente e nenhum impacto para rede e gerador. O mesmo procedimento é adotado no presente trabalho. Porém, a inicialização de todo o sistema DFIG é proposto em sete diferentes passos numa maneira sistemática. Resultados de simulação e experimentais também são apresentados ilustrando a técnica e comprovando a sua eficácia.

O método de inicialização sugerido permite a sincronização em qualquer velocidade operacional da turbina eólica de maneira rápida e suave. Esta característica é muito importante, não somente para a inicialização a partir da

velocidade zero, mas também durante problemas que levam o sistema à desconexão. Por exemplo, afundamentos de tensão cujas durações ultrapassem a especificação dos operadores do sistema. Tal fenômeno causa a atuação de elementos de proteção, desconectando o sistema de geração eólica da rede. Uma suave re-inicialização garante a conexão assim que a falta desaparece.

O procedimento de inicialização é descrito em sete diferentes passos.

1. Aceleração livre da turbina pelo controle do ângulo de passo das pás da turbina;
2. Pré-carga dos capacitores do barramento CC;
3. Inicialização do controle de corrente do filtro;
4. Sincronização do filtro
5. Ajuste da tensão no barramento CC;
6. Inicialização do controle de corrente do rotor;
7. Sincronização do estator.

A condição básica para a sincronização, tanto do filtro quanto do estator corresponde a mínimos desvios na amplitude, frequência e fase entre as tensões de rede, terminais do estator e do filtro. O processo de desconexão da rede é o inverso. A redução da velocidade do vento vai gradualmente reduzindo a carga no eixo do gerador até que a velocidade mínima é atingida. Quando este ponto é atingido, o gerador e filtro são desconectados e os controladores desligados.

Os elementos necessários para a sincronização são mostrados na Figura 4.1. Utiliza-se um retificador não controlado que é conectado à rede através da chave S1 com a função de carregar suavemente o barramento CC. Este processo é feito a partir do resistor que é responsável por definir a corrente e o tempo de carga do barramento. Uma segunda chave (S2) retira tal resistência (R) do circuito de pré-carga. A chave S3 é responsável pela conexão do filtro e finalmente S4 conecta o estator à rede.

Uma outra possibilidade de sincronização seria a utilização de resistor trifásico em série com o filtro para a pré-carga. A vantagem desta segunda

opção é eliminação da necessidade de um retificador. Por outro lado, outros dois resistores seriam necessários. A utilização do retificador faz com que a conexão tanto do GSC quando DFIG sejam bem similares. Em ambos os casos, a sincronização requer que as tensões nos capacitores do filtro e nos terminais do estator sejam iguais à da rede. Este objetivo é atingido controlando-se a componentes de eixo- dq das correntes de rotor e no filtro como será apresentado a seguir.

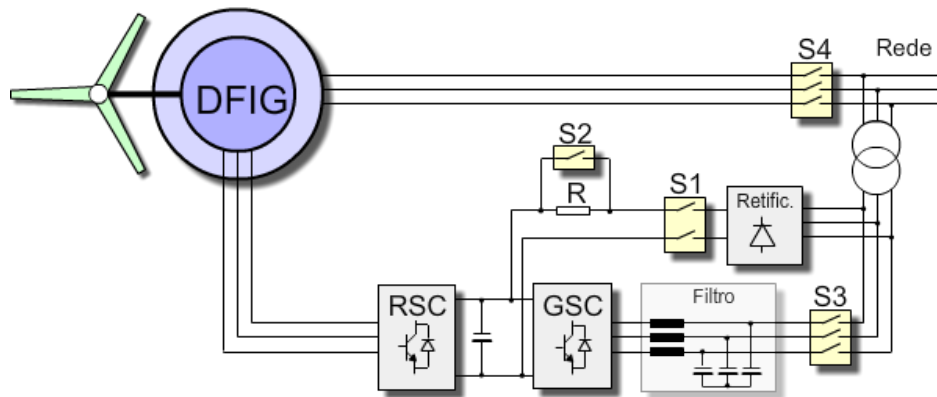


Figura 4.1: Esquemático do sistema DFIG com as chaves de conexão com a rede elétrica.

4.2 Resultados de Simulação

Uma conexão estática ideal é apresentada na Figura 4.2 e na Figura 4.3. Trata-se de uma conexão na qual a componente fundamental da tensão induzida no estator não apresenta desvios de amplitude, frequência e fase em relação à rede. Componentes de alta frequência são observadas nos terminais dos enrolamentos do estator antes da sincronização (Figura 4.2). Estas são uma consequência do *ripple* das correntes de rotor gerado pelo chaveamento do RSC.

Uma sincronização satisfatória reflete em quase nenhum impacto nos

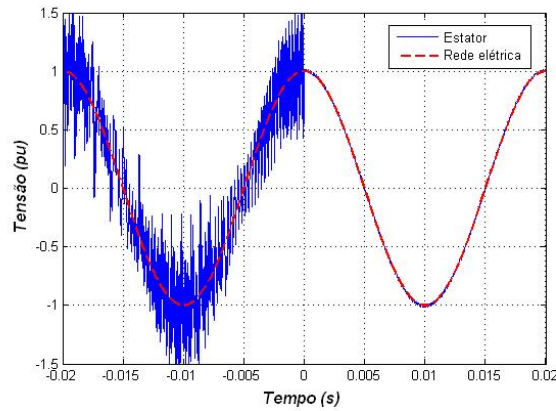


Figura 4.2: Tensão no estator e na rede antes e depois da conexão.

estados da rede e da máquina. A Figura 4.3 mostra que após a conexão com a rede ser estabelecida ($t = 0s$), a velocidade é mantida intacta o que pode ser traduzido em ausência de conjugado eletromagnético. Uma pequena oscilação é observada nas correntes de rotor e os transitórios nas correntes de estator não atingem valores maiores a 0,01 pu.

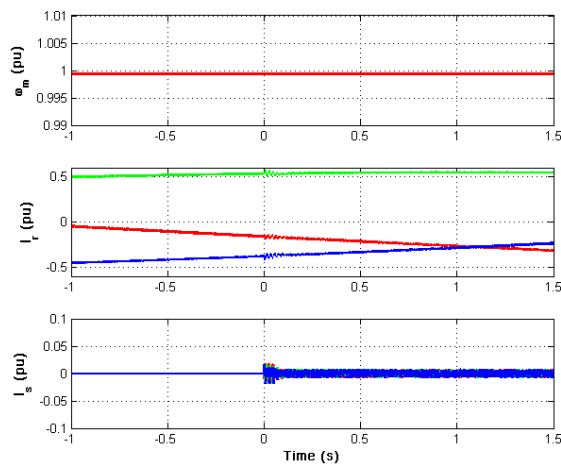


Figura 4.3: Impacto da conexão com a rede na velocidade (A), correntes de rotor (B) e estator (C).

A Figura 4.4 mostra três diferentes amplitudes de tensão induzida no estator (V_s) no momento da sincronização. A simulação foi feita na velocidade

de *cut-in* do gerador, i.e. 1050 rpm (70% da velocidade síncrona no sistema de 50 Hz). No primeiro caso, a amplitude da componente principal de V_s , a da tensão de rede (V_N), têm o mesmo valor antes da sincronização. Correntes com amplitudes desprezíveis aparecem no estator (i_s). Já no segundo teste, apenas 50% da tensão necessária é induzida ($V_s = 0,5V_N$). Neste caso, correntes cujas amplitudes são próximas do valor nominal aparecem. O pior caso acontece quando não é induzida nenhuma tensão antes da conexão ($V_s = 0$). A corrente de estator atinge amplitudes de duas vezes a corrente nominal da máquina.

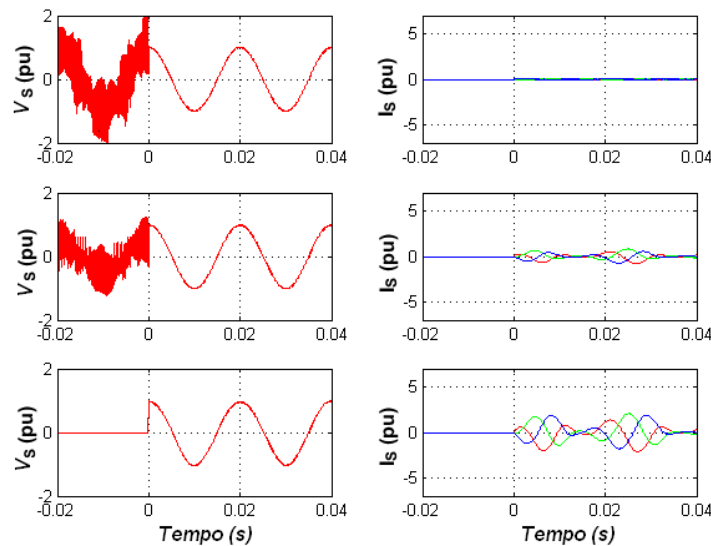


Figura 4.4: Tensão e correntes durante a sincronização com diferentes valores de amplitude da tensão induzida no estator.

Uma variação em fase é mais crítica que em amplitude como pode ser observado na Figura 4.5 uma vez que as correntes transitórias são maiores. Nela, são mostradas sincronizações do gerador em três diferentes situações: 0° , 90° e 180° de desvio em fase na tensão fundamental induzida no estator em relação à da rede.

A variação em fase causa maiores transientes de correntes se comparada à variação em amplitude. As correntes transitórias podem atingir valores de até 5 vezes a corrente nominal da máquina para uma velocidade de 1050 rpm quando uma tensão com desvio de 180° é induzida.

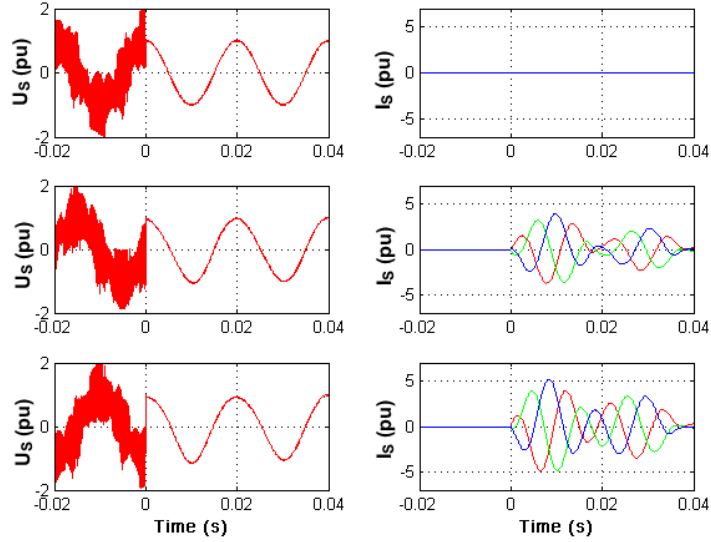


Figura 4.5: Tensões e correntes durante a sincronização com diferentes valores de defasamento da tensão induzida no estator.

Uma vez que a tensão induzida no estator com exatamente a mesma amplitude, fase e frequência da tensão na rede pode não ser atingida, as curvas dos transientes de corrente para diferentes erros podem ajudar na definição de desvios na amplitude e fase de V_S antes da conexão. Assim, uma vez definidas as máximas correntes de sincronização, a Figura 4.6 permite o cálculo do máximo desvio admissível na tensão induzida. Por exemplo, se o transiente de corrente de inicialização é definida para no máximo 0.1 pu, o desvio em fase e amplitude devem manter valores inferiores a 2%, i.e. 0,02 pu de amplitude ou $3,6^\circ$ de desvio em fase.

O mesmo gráfico pode ser obtido para a sincronização do filtro. A Figura 4.7 mostra o pico de corrente na rede (i_N) resultante da conexão com a rede para erros de tensão nos terminais do capacitor do filtro. O mesmo princípio de conexão do gerador é adotado: calcula-se o valor da corrente no capacitor para gerar uma tensão em fase e com mesma amplitude da tensão de rede antes da conexão.

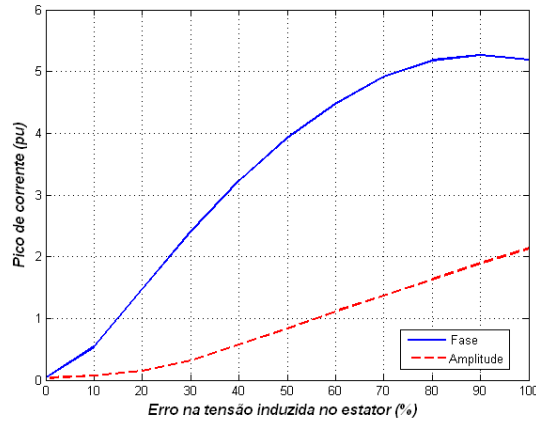


Figura 4.6: Pico de corrente transitória no estator para erros de tensão induzida no estator V_S em relação à tensão de rede V_N .

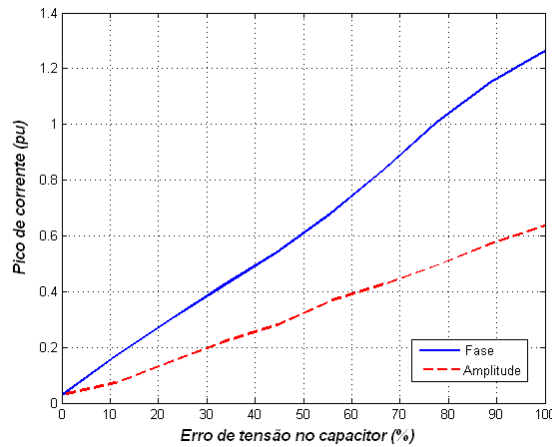


Figura 4.7: Tensão e correntes durante a sincronização com diferentes valores de defasamento da tensão nos terminais dos capacitores do filtro.

4.3 Etapas da Inicialização e Resultados Experimentais

4.3.1 Aceleração da turbina pelo controle do ângulo de passo

A primeira etapa na inicialização do sistema DFIG é a aceleração da turbina feita pelo controle do ângulo de passo. O torque aerodinâmico exer-

cido pela turbina acelera o eixo do gerador. O controle do ângulo das pás é feito de maneira a maximizar o torque produzido reduzindo o tempo do processo de aceleração. Esta etapa é a mais lenta devido à inércia das massas envolvidas e pode ser emulada com a utilização de um sistema de primeira ordem modelando a dinâmica do sistema mecânico. Durante este processo, as etapas 2 a 5 da sincronização do filtro podem acontecer. Uma vez conectado o conversor do lado da rede, a etapa 6 da sincronização pode ser executada. Finalmente, depois de atingir a velocidade operacional mínima, o gerador é sincronizado.

4.3.2 Pré-carga dos capacitores do barramento CC

A Figura 4.8 mostra o carregamento do barramento CC pelo resistor de potência. No momento I, a chave S1 (Figura 4.1) é fechada carregando os capacitores do barramento. Quando a tensão atinge o valor de regime estacionário, o resistor R é retirado do circuito através da chave S2 (momento II).

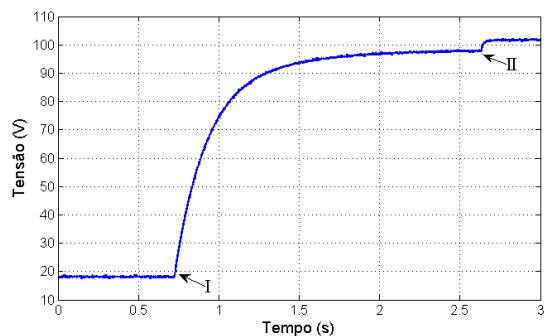


Figura 4.8: Tensão nos capacitores do barramento CC durante a pré-carga. I) Fechamento de S1. II) Fechamento de S2.

O resistor da pré-carga deve ser calculado de maneira a limitar a corrente de pré-carga a valores inferiores à corrente nominal do retificador.

4.3.3 Inicialização do controle das correntes do filtro

Após a carga do barramento CC, o controle de corrente do filtro é inicializado. O objetivo desta etapa é gerar a mesma tensão da rede nos capacitores do filtro. Para tal, as referências de corrente (i_{nd}^* e i_{nq}^*) são calculadas em tempo-real levando em consideração a impedância do filtro - $Z_f = R_f + j(X_l - X_c)$ - e a tensão de rede V'_{Nd} referida no lado do secundário do transformador como mostrado abaixo,

$$i_{nd}^* = \text{Re} \left\{ \frac{(R_f + X_l) |i_n| + V'_{Nd}}{Z_f} \right\} \quad (4.1)$$

$$i_{nq}^* = \text{Im} \left\{ \frac{(R_f + X_l) |i_n| + V'_{Nd}}{Z_f} \right\} \quad (4.2)$$

4.3.4 Sincronização do filtro

Depois de controlada a corrente no filtro, a conexão do GSC com a rede pode ser estabelecida. A Figura 4.9 mostra este momento e conseqüente impacto na tensão do barramento e nas malhas de corrente. A chave S3 é fechada no momento apontado por I.

Um pequeno transiente nas correntes do filtro (i_{nd} e i_{nq}) pode ser observado no momento da sincronização (momento I). Este transiente é seguido por um aumento na tensão do barramento (V_{CC}). Quando esta variação de tensão atinge um limiar pré-definido, os controladores externos (de tensão no barramento e de potência reativa) são automaticamente ligados. Isto pode ser observado no instante assinalado por II, a partir do qual as referências são mudadas e a tensão no barramento passa a ser controlada. O circuito de pré-carga é então desconectado (S1 é aberta) sem que seja observado um impacto nas variáveis.

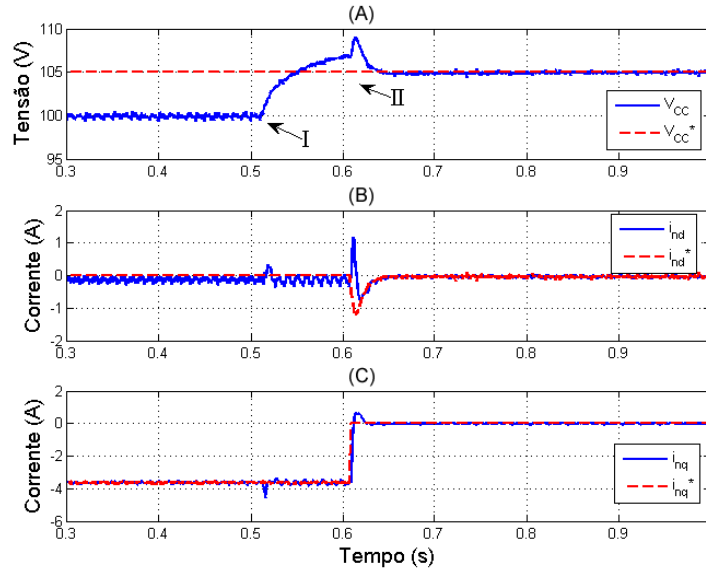


Figura 4.9: Sincronização do filtro e impacto na tensão do barramento (Figura A), correntes de eixo direto (Figura B) e de quadratura (Figura C). Os momentos I e II referem-se à conexão com a rede e ligamento do controle do barramento CC, respectivamente.

4.3.5 Ajuste da tensão no barramento

Uma vez que o filtro já se encontra conectado à rede, a tensão no barramento pode ser ajustada para o seu valor operacional. A tensão de referência é variada em rampa fazendo com que o processo seja suave como mostrado na Figura 4.10.

4.3.6 Inicialização do controle das correntes do rotor

Os controladores das correntes de rotor são inicializados para que a tensão no estator seja induzida. Analogamente ao filtro, as referências dos controladores de corrente são calculadas de acordo com a tensão induzida desejada (V_{sd}), baseadas nas equações da máquina com estator aberto. Desta maneira, os valores de referência dos controladores de corrente referenciados ao estator (i'_{rd} e i'_{rq}) são:

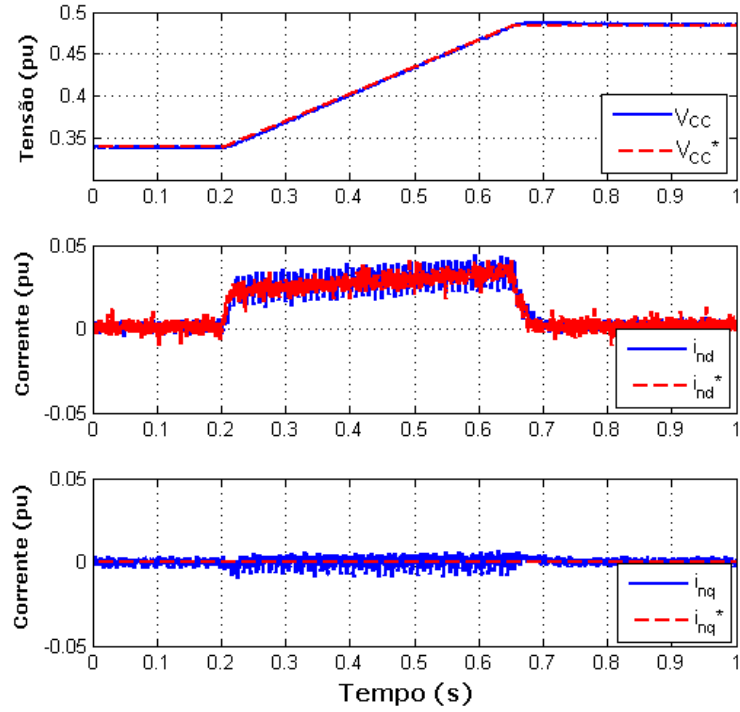


Figura 4.10: Ajuste da tensão no barramento CC.

$$i'_{rd} = 0 \quad (4.3)$$

$$i'_{rq} = -\frac{V_{sd}}{\omega_N L_m}, \quad (4.4)$$

onde $V_{sd} = |V_N|$ e $V_{sq} = 0$ (orientação pela tensão da rede), L_m é a indutância mútua e ω_N é frequência da rede.

4.3.7 Sincronização do estator

O último passo da inicialização do sistema DFIG é a conexão do estator da máquina. Ela pode ser feita em qualquer velocidade. Esta é uma importante característica, uma vez que não há conjugado eletromagnético com o estator aberto e o controle do ângulo de passo e a variação do vento são os únicos responsáveis pela variação da velocidade do eixo da máquina.

Um pequeno impacto nos estados do DFIG pode ser observado a partir do comportamento da velocidade mecânica, correntes de estator e rotor no momento da sincronização (Figura 4.11). A sincronização mostrada na Figura foi efetuada perto da velocidade síncrona. Quando a conexão é efetuada ($t = 0s$) não há variação na velocidade e nas correntes de rotor (i_r). As correntes de estator (i_s) apresentam pequenos transientes. A Figura 4.3 mostra resultados de simulação de conexão em rede na mesma condição operacional. A comparação entre os dois gráficos mostra que os resultados experimentais obtidos são bem próximos aos simulados.

Quando esta última etapa é realizada, os controladores externos (quer seja de velocidade, conjugado, potência ativa e/ou reativa) são inicializados no modo de rastreamento de máxima potência (MPPT) e o sistema é totalmente integrado à rede elétrica.

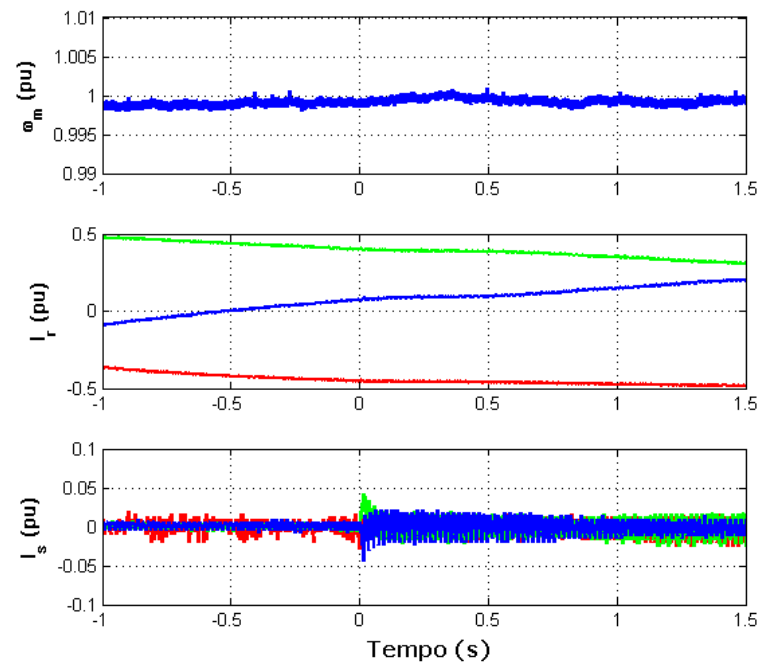


Figura 4.11: Resultado experimental do impacto da conexão com a rede na velocidade, correntes de estator e rotor.

"A conclusion is simply the place where someone got tired of thinking."

Arthur Block

Conclusões

Este trabalho apresentou os resultados relacionados à definição da estratégia de controle de um gerador de indução duplamente excitado. Cada aspecto do controle foi analisado, desde a escolha pela orientação do sistema a partir da tensão no estator até a justificativa da utilização da modulação por vetores espaciais. Ainda no controle, o método do lugar das raízes foi adotado na escolha dos parâmetros do controlador e o impacto do acoplamento entre as correntes de eixo direto e de quadratura foi mostrado. Além disso, mostrou-se a expressiva melhoria que a inserção do *feed-forward* promove no desempenho das malhas de controle de corrente.

Uma proposta de operação *sensorless* também foi abordada com o objetivo de obter-se um algoritmo simples e robusto a variações paramétricas. Apesar do estágio apenas embrionário desde desenvolvimento, procurou-se em sua rápida apresentação, indicar os caminhos que foram explorados no trabalho e que se considerou relevante para futuras investigações.

Também foi abordada a inicialização do sistema com o objetivo de se reduzir o impacto na rede da conexão do gerador. Além das etapas de inicialização do DFIG, foram levantadas as correntes resultantes por erros de fase e amplitude nas tensões induzidas no estator e filtro. Tal informação é essencial para que ocorram mínimos desvios toleráveis nas etapas de sincronização com a rede elétrica.

Dentre as contribuições deixadas, destacam-se as próprias bancadas de testes. Estas são a base para trabalhos futuros quaisquer que abordem o

tema DFIG como a validação de novas estratégias de controle. Alguns resultados já foram obtidos destas bancadas e trabalhos referentes ao controle da potência reativa da máquina já foram publicados [41], [14], além de um trabalho exclusivo sobre a inicialização do sistema (também abordado neste texto) [13].

Por se tratar de um trabalho com uma forte característica experimental, avanços maiores referentes a novas estratégias de controle não puderam ser feitos pelos diversos problemas aos quais experimentos práticos estão suscetíveis. Apesar disso, as bancadas e as lições aprendidas servem de sustentação para outras pesquisas que estão sendo desenvolvidas tanto na Universidade Federal de Minas Gerais como na Universidade Técnica de Dresden.

Como propostas de continuidade, alguns itens podem ser explicitados.

- A implementação e comparação da estratégia proposta de estimação de ângulo de rotor e velocidade com outras técnicas.
- Definição da inicialização de um DFIG em um sistema isolado com a utilização da auto-excitação para carregar o barramento CC e promover um *black-start*.
- Estratégias de controle e estimação do ângulo de orientação em tensões de rede desbalanceadas.
- Utilização do conversor como filtro ativo com o objetivo de minimizar os harmônicos da geração.
- Estudo de topologias de *hardware* e *software* para aumentar a suportabilidade do DFIG frente a afundamentos de tensão balanceados e não balanceados.

Referências Bibliográficas

- [1] International Energy Agency. Key world energy statistics. Technical report, International Energy Agency, 2008.
- [2] S. A. Gomez; J. L. Amenedo. Grid synchronization of doubly fed induction generators using direct torque control. *IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, pages 3338–3343, 2002.
- [3] E. V. Appleton. Automatic synchronization of triode oscillators. *Proc. Cambridge Phil. Soc*, 21:231, 1922.
- [4] Vestas Wind Systems A/S. An environmentally friendly investment. Technical report, Vestas Wind Systems A/S, 2009.
- [5] R. Pena; J. Clare; G. Asher. Doubly fed induction generator using back-to-back pwm converters and its application to variable-speed wind-energy generation. *IEEE Proceeding in Electric Power Applications*, pages 231–240, 1996.
- [6] American Wind Energy Association. Utility scale wind energy and sound. Technical report, American Wind Energy Association, 2009.
- [7] American Wind Energy Association. Wind energy and wildlife. Technical report, American Wind Energy Association, 2009.
- [8] European Wind Energy Association. Wind power technologies. Technical report, European Wind Energy Association, 2004.
- [9] S. R. Bowes. New sinusoidal pulsewidth modulated inverter. *Proc. Inst. Elect. Eng*, 122:1279–1285, 1975.

-
- [10] E. Muljadi; C. Butterfield. Pitch-controlled variable-speed wind turbine generation. *IEEE Industry Applications Conference*, pages 323–330, 1999.
- [11] R. Cardenas; R. Pena; G. Asher; J. Clare; J. Cartes. Mras observer for doubly fed induction machines. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, 19:467–468, June 2004.
- [12] L. Xu; W. Cheng. Torque and reactive power control of doubly fed induction machine by position sensorless scheme. *IEEE Transactions in Industrial Applications*, 31:636642, 1995.
- [13] J. L. da Silva; R. G. de Oliveira; S. R. Silva; B. Rabelo; W. Hofmann. A discussion about a start-up procedure of a doubly-fed induction generator system. *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics, Espoo. Proceedings of NORPIE 2008. Helsinki*, 1, 2008.
- [14] R. G. de Oliveira; J. L. da Silva; S. R. Silva; B. Rabelo; W. Hofmann. Desenvolvimento de uma nova estratégia de controle de potência reativa em gerador de indução de dupla alimentação para turbinas eólicas. *Eletrônica de Potência (Florianópolis)*, 13:277–284, 2008.
- [15] S. Mueller; M. Deicke. Adjustable speed generators for wind turbines based on doubly-fed induction machines and 4-quadrant igbt converters linked to the rotor. *IEEE Industry Applications Conference*, 4:2249–2254, 2000.
- [16] R.W. De Doncker. Field-oriented controller with rotor deep bar compensation circuits. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28:10621071, 1992.
- [17] S. Mueller; M. Deicke; R. Doncker. Doubly fed induction generator systems for wind turbines. Technical report, IEEE Industry Applications Magazine, 2002.
- [18] W. Evans. Graphical analysis of control systems. *Transactions AIEE*, 67:547–551, 1948.
- [19] A. Eydgahi. Complementary root locus revisited. *IEEE Transactions on Education*, pages 137–143, 2001.

-
- [20] L. Arruda; S. Silva; B. Filho. Pll structures for utility connected systems. *IEEE Industry Applications Conference*, pages 231–240, 1996.
- [21] J. A. Houldsworth; D. A. Grant. The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three-phase pwm inverter. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 20:1224–1228, 1984.
- [22] A. D. Hansen; L. H. Hansen. Wind turbine concept market penetration over 10 years (1995-2004). *Wind Energy*, 10(1):81–97, 2007.
- [23] L. Hansen. Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines. Technical report, Riso National Laboratory, Denmark, 2001.
- [24] K. P. Gokhale; D. W. Karraker; S. J. Heikkila. Controller for a wound rotor slip ring induction machine. patent number 6448735, 2001.
- [25] P. Mutschler; R. Hoffmann. Comparison of wind turbines regarding their energy. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 6–11, 2002.
- [26] B. Rabelo; W. Hofmann. Power flow optimisation and grid integration of wind turbines with the doubly-fed induction generator. *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, pages 2930–2936, 2005.
- [27] H. Guan-Chyun; J. Hung. Phase-locked loop techniques. a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 43:609–615, December 1996.
- [28] Zoé Wildiers; Gesine Knolle; Dorina Iuga. Wind energy - the facts. Technical report, European Wind Energy Association, 2009.
- [29] L. Morel; H. Godfroid; H. Mirzaian; J.M. Kaufmann. Doubly-fed induction machine: converter optimisation and field oriented control without position sensor. *IEE Proceedings in Power Electronics Applications*, 40:360368, 1998.
- [30] K. P. Kovacs. *Transient Processes in AC Machines*. Budapest Akademia Kiado, 1980.
- [31] G. Yuan; J. Chai; Y. Li. Vector control and synchronization of doubly fed induction wind generator system. *IEEE 4th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2:886–890, 2004.

-
- [32] X. Zhang; D. Xu; Y. Lang; Hongfei Ma. Study on stagewise control of connecting dfig to the grid. *IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 1:1–5, 2006.
- [33] D. Zinger; E. Muljadi. Annualized wind energy improvement using variable energy improvement using variable speeds. *IEEE Transactions on Industry Applications*, pages 1444–1447, November/December 1997.
- [34] P. W. Carlin; A. S. Laxson; E. B. Muljadi. The history and state of the art of variable-speed wind turbine technology. Technical report, National Renewable Energy Laboratory, 2001.
- [35] R.W. De Doncker; D.W. Novotny. The universal field oriented controller. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 10:92–100, 1994.
- [36] X. Xingyi; R. W. De Doncker; D. Novotny. A stator flux oriented induction machine drive. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2:870–876, 1988.
- [37] W. Hofmann; F. Okafor. Optimal power utilization with doubly-fed full controlled induction generator. *IEEE Transactions on Industry Applications*, pages 603–698, 2002.
- [38] A. Peterson. *Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines*. PhD thesis, Chalmers University of Technology, Goeteborg, Sweden, 2005.
- [39] R. Datta; V. T. Ranganathan. A simple position sensorless algorithm for rotor side field oriented control of wound rotor induction machine. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 48:786–793, 2001.
- [40] A.G. Abo-Khalil; D.-C. Lee; S.-P. Ryu. Synchronization of dfig output voltage to utility grid. *European Power and Energy Systems*, 2006.
- [41] B. Rabelo; W. Hofmann; J.L. Silva; R.G. Oliveira; S.R. Silva. Reactive power control in doubly-fed induction generators for wind turbines. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 106–112, 2008.
- [42] S. Silva. Pll structures for utility connected systems under distorted utility conditions. *32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, pages 2636–2641, 2006.

-
- [43] P. C. Krause; O. Wasynczuk; S. D. Sudhoff. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. IEEE Press Power Engineering Series, 2002.
- [44] A. Petersson; L. Harnfors; T. Thiringer. Comparison between stator-flux and grid-flux-oriented rotor current control of doubly-fed induction generators. *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1:482–486, June 2004.

Parâmetros dos geradores

Tabela A.1: Parâmetros do DFIG - TUC

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>	<i>Unidade</i>
Potência (P_n)	4000	W
Velocidade (ω_r)	1500	rpm
Tensão (V_n)	400	V
Frequência (f)	50	Hz
Resistência de estator (R_s)	1.5	Ω
Indutância dispersão estator (L_{ls})	9	mH
Resistência de rotor (R_r)	0.9	Ω
Indutância dispersão rotor (L_{lr})	2	mH
Indutância de magnetização (L_m)	139	mH
Pólos (p)	4	-

Tabela A.2: Parâmetros do DFIG - UFMG

<i>Parâmetros</i>	<i>Valor</i>	<i>Unidade</i>
Potência (P_n)	2200	W
Velocidade (ω_r)	1800	rpm
Tensão (V_n)	220	V
Frequência (f)	60	Hz
Resistência de estator (R_s)	1.3	Ω
Indutância dispersão estator (L_{ls})	6.8	mH
Resistência de rotor (R_r)	1.2	Ω
Indutância dispersão rotor (L_{lr})	1.3	mH
Indutância de magnetização (L_m)	131	mH
Pólos (p)	4	-