

Guilherme Cirilo Leandro

**Conexão de Gerador de Indução com Rotor
Bobinado à Micro-Rede CC com Conversor
Multinível Modular com Submódulos em Ponte
Completa**

João Pessoa - Paraíba

Novembro de 2017

Guilherme Cirilo Leandro

Conexão de Gerador de Indução com Rotor Bobinado à Micro-Rede CC com Conversor Multinível Modular com Submódulos em Ponte Completa

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) de graduação apresentado à Universidade Federal da Paraíba, como requisito para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Universidade Federal da Paraíba
Centro de Energias Alternativas e Renováveis
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Nady Rocha

João Pessoa - Paraíba
Novembro de 2017

S237c Leandro, Guilherme Cirilo

Conexão de Gerador de Indução com Rotor Bobinado à Micro-Rede CC com Conversor Multinível Modular com Submódulos em Ponte Completa./ Guilherme Cirilo Leandro. – João Pessoa, 2017.

73f. il.:

Orientador: Prof. Dr. Nady Rocha.

Monografia (Curso de Graduação em Engenharia Elétrica) Campus I - UFPB / Universidade Federal da Paraíba.

1. Conversor multinível modular 2. Geração eólica 3. Gerador de indução de rotor bobinado 4. Micro-rede CC 5. Topologia MMC-DSBC 6. Turbina eólica I. Título.

BS/CT/UFPB

CDU: 2.ed. 621.548(043)

Guilherme Cirilo Leandro

Conexão de Gerador de Indução com Rotor Bobinado à Micro-Rede CC com Conversor Multinível Modular com Submódulos em Ponte Completa

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) de graduação apresentado à Universidade Federal da Paraíba, como requisito para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Trabalho aprovado:

Prof. Dr. Nady Rocha
UFPB
Orientador

Prof.^a Dr.^a Camila Seibel Gehrke
UFPB
Avaliadora

Prof. Dr. Isaac Soares de Freitas
UFPB
Avaliador

João Pessoa - Paraíba
Novembro de 2017

Agradecimentos

Agradeço à todos que contribuíram para minha formação e para a elaboração deste trabalho. Agradeço à meu orientador, o professor Nady Rocha, pelo grande apoio durante a elaboração deste trabalho e durante grande parte de meu curso de graduação, além do grande incentivo à pesquisa. Agradeço à todos os professores do Departamento de Engenharia Elétrica pelo conhecimento passado e motivação. Agradeço à meus colegas de curso, pelos momentos passados durante o curso e pelo conhecimento compartilhado. Agradeço também à Professora Camila e ao Professor Isaac por aceitarem o convite para participar da banca de avaliação deste trabalho de conclusão de curso.

Resumo

Neste trabalho de conclusão de curso um sistema de geração eólica baseado no gerador de indução com rotor bobinado conectado à uma micro-rede CC com o uso de um conversor multinível modular foi proposto. O sistema proposto foi composto por: conversor do lado do estator, conversor do lado do rotor, gerador de indução de rotor bobinado e turbina eólica. Para o conversor do lado do estator a topologia com submódulos em ponte completa do conversor multinível modular foi adotada, realizando a conexão do estator do gerador à micro-rede CC. Como a micro-rede CC considerada foi de baixa tensão, geradores eólicos podem apresentar tensão de terminal com valor maior do que o da micro-rede CC, sendo necessária a operação do conversor multinível modular como um retificador abaixador de tensão. Para a operação do gerador à velocidade variável um conversor fonte de tensão trifásico com três braços foi utilizado como conversor do lado do rotor, conectado à micro-rede CC, realizando o controle vetorial do gerador. Para maior fidelidade do sistema de geração uma turbina eólica descrita pelo modelo de duas massas foi considerado. Foi proposto também um sistema de controle para realizar o balanceamento das tensões dos capacitores do conversor multinível modular, garantir tensões trifásicas simétricas e com formato próximo de uma senoide nos terminais do estator do gerador e obter o conjugado aplicado no eixo do gerador pela turbina eólica a partir da velocidade do vento. As estratégias de modulação para cada submódulo e para cada perna do conversor multinível modular também foram discutidas. Com o intuito de comprovar o funcionamento do sistema de controle resultados de simulação foram obtidos e analisados.

Palavras-chave: Conversor Multinível Modular, Geração Eólica, Gerador de Indução de Rotor Bobinado, Micro-rede CC, Topologia MMC-DSBC, Turbina Eólica.

Abstract

In this undergraduate thesis a wind power generation system based on a doubly-fed induction generator connected to a DC microgrid using a modular multilevel converter was proposed. The proposed system was composed by: a stator-side converter, a rotor-side converter, a doubly-fed induction generator and a wind turbine. The topology of modular multilevel converter with full-bridge submodules was adopted as the stator-side converter, connecting the generator's stator to the DC microgrid. Since a low voltage DC microgrid was considered, the connected wind power generators can have a line voltage higher than the microgrid, which makes necessary the voltage step-down rectifier operation of the modular multilevel converter. For the variable speed operation of the generator, a three-phase voltage source converter with three arms was used as the rotor-side converter, connected to the DC microgrid, performing the vector control of the generator. In order to increase the accuracy of the generation system, a wind turbine described by the two mass model was considered. A control system was proposed to balance the voltage of the capacitors of the modular multilevel converter, to ensure three-phase symmetrical voltages with a waveform close to a sinusoidal wave in the generator's stator terminals, and to obtain the value of the torque applied on the generator's shaft for a wind velocity by the wind turbine. The modulation strategies for each submodule and for each leg of the modular multilevel converter were also discussed. To prove the operation of the control system, simulation results were acquired and analyzed.

Keywords: Doubly-fed Induction Generator, MMC-DSBC Topology, Modular Multilevel Converter, Wind Power Conversion System, Wind Power Generation, Wind Turbine.

Lista de ilustrações

| | |
|---|----|
| Figura 1.1 – Topologias MMC-DSCC e MMC-DSBC. | 22 |
| Figura 2.1 – Sistema de geração eólica estudado, de maneira simplificada. | 31 |
| Figura 2.2 – Sistema de geração eólica estudado. a) Conexão do DFIG à micro-rede CC, b) submódulo da topologia DSCC e c) submódulo da topologia DSBC. | 32 |
| Figura 2.3 – Representação <i>odq</i> da máquina trifásica. | 37 |
| Figura 2.4 – Modelo de duas massas da turbina eólica. | 39 |
| Figura 2.5 – Sistema de controle da turbina eólica. | 40 |
| Figura 2.6 – Modelo de duas massas da turbina eólica. | 41 |
| Figura 3.1 – Estados das chaves para a topologia MMC-DSCC. | 42 |
| Figura 3.2 – Equivalente do MMC-DSBC para a fase <i>r</i> | 43 |
| Figura 3.3 – Estados das chaves para a topologia MMC-DSBC. | 46 |
| Figura 4.1 – Sistema de controle do MMC. | 49 |
| Figura 4.2 – Formas de onda das tensões de saída para a fase <i>r</i> do MMC. | 52 |
| Figura 4.3 – Submódulo em ponte completa. | 53 |
| Figura 4.4 – Resultados de simulação para portadora PWM única: a) taxa de distorção harmônica total e b) número de níveis de tensão de fase na saída. | 55 |
| Figura 4.5 – Forma de onda da tensão de saída para cada situação de modulação, com uma portadora PWM: a) PWM 1, b) PWM 2, c) PWM 3, d) PWM 4 e e) PWM 5 | 56 |
| Figura 4.6 – Resultados de simulação para várias portadoras PWM: a) taxa de distorção harmônica total e b) número de níveis de tensão na saída. | 57 |
| Figura 4.7 – Sistema de controle do rotor do DFIG. | 59 |
| Figura 4.8 – Conversor do lado do rotor. | 60 |
| Figura 5.1 – Resultados de simulação relativos à turbina eólica: a) velocidade do vento, b) velocidade do eixo do DFIG, c) relação de velocidades λ e sua referência e d) conjugado aplicado ao eixo do DFIG. | 63 |
| Figura 5.2 – Resultados de simulação relativos às potências da máquina: a) potência reativa nos terminais do estator, b) potência ativa nos terminais do estator e c) potência ativa nos terminais do rotor. | 64 |
| Figura 5.3 – Resultados de simulação relativos ao MMC: a) tensão de fase <i>r</i> nos terminais do estator do DFIG com filtragem, b) tensão de fase <i>r</i> nos terminais do estator do DFIG sem filtragem, c) tensões trifásicas nos terminais do estator do DFIG sem filtragem e d) tensões de linha do estator do DFIG sem filtragem. | 65 |

Figura 5.4 – Resultados de simulação relativos ao MMC: a) tensões dos braços positivo e negativo de uma perna do MMC, filtradas, b) tensões sobre os capacitores de uma perna do MMC, c) correntes de braço positivo e negativo de uma perna do MMC e d) correntes trifásicas no estator do DFIG. 66

Figura 5.5 – Resultados de simulação relativos ao conversor do lado do rotor: a) componente d da corrente de rotor e sua referência, b) componente q da corrente de rotor e sua referência, c) potência reativa nos terminais do estator do DFIG e d) potência ativa nos terminais do estator do DFIG. 67

Lista de tabelas

| | |
|---|----|
| Tabela 3.1 – Detalhes dos modos de operação dos submódulos da topologia MMC-DSCC. | 43 |
| Tabela 3.2 – Detalhes dos modos de operação dos submódulos da topologia MMC-DSBC. | 46 |
| Tabela 4.1 – Descrição das situações analisadas para a modulação com portadora PWM única. | 55 |
| Tabela 5.1 – Parâmetros da turbina eólica simulada. | 61 |
| Tabela 5.2 – Parâmetros utilizados na simulação. | 62 |

Lista de abreviaturas e siglas

| | |
|-------------|--|
| CA | corrente alternada |
| CC | corrente contínua |
| <i>PWM</i> | <i>Pulse Width Modulation</i> - modulação por largura de pulso |
| <i>DFIG</i> | <i>Doubly-Fed Induction Generator</i> - gerador de indução de rotor bobinado |
| <i>SCIG</i> | <i>Squirrel Cage Induction Generator</i> - gerador de indução gaiola de esquilo |
| <i>PMSG</i> | <i>Permanent Magnet Synchronous Generator Gerador</i> - gerador síncrono à imã permanente |
| <i>MMC</i> | <i>Modular Multilevel Converter</i> - conversor multinível modular |
| <i>NPC</i> | <i>Neutral Point Clamped</i> - conversor de ponto neutro grampeado |
| <i>HVDC</i> | <i>High Voltage Direct Current</i> - transmissão em corrente contínua a alta tensão |
| <i>BESS</i> | <i>Battery Energy Storage System</i> - sistema de armazenamento de energia com baterias |
| <i>DSCC</i> | <i>Double-Star Chopper Cell</i> - topologia do conversor multinível modular com submódulos em meia ponte ligadas em estrela dupla |
| <i>DSBC</i> | <i>Double-Star Bridge Cell</i> - topologia do conversor multinível modular com submódulos em ponte completa ligadas em estrela dupla |
| <i>SM</i> | submódulo do conversor multinível modular |
| <i>IGBT</i> | <i>Isolated Gate Bipolar Transistor</i> - transistor bipolar de porta isolada |
| <i>PI</i> | controlador do tipo proporcional integral |
| <i>PLL</i> | <i>Phase Locked Loop</i> - malha de captura de fase |
| <i>THD</i> | <i>Total Harmonic Distortion</i> - taxa de distorção harmônica total de uma determinada forma de onda |

Lista de símbolos

| | |
|----------------|---|
| N | número de submódulos em cada braço do MMC |
| i_{s123} | vetor das correntes de estator na representação 123 |
| i_{r123} | vetor das correntes de rotor na representação 123 |
| L_b | indutores de acoplamento com o lado CA do MMC |
| v_{p1}^r | tensão de saída do submódulo 1 do braço positivo da perna r do MMC |
| v_{pN}^r | tensão de saída do submódulo N do braço positivo da perna r do MMC |
| v_{n1}^r | tensão de saída do submódulo 1 do braço negativo da perna r do MMC |
| v_{nN}^r | tensão de saída do submódulo N do braço negativo da perna r do MMC |
| v_{cp1}^x | tensão sobre o capacitor do submódulo 1 do braço positivo da perna x do MMC, onde $x = r, s, t$ |
| v_{cn1}^x | tensão sobre o capacitor do submódulo 1 do braço negativo da perna x do MMC, onde $x = r, s, t$ |
| E | tensão na micro-rede CC |
| S_{rx} | estado da chave do braço x do conversor do rotor, onde $x = 1, 2, 3$ |
| \bar{S}_{rx} | estado da chave complementar do braço x do conversor do rotor, onde $x = 1, 2, 3$ |
| S_x | estado da chave do braço a do submódulo, onde $x = a, b$ |
| \bar{S}_x | estado da chave complementar do braço a de um submódulo, onde $x = a, b$ |
| v_{mp} | tensão de saída de um submódulo em meia ponte |
| v_{pc} | tensão de saída de um submódulo em ponte completa |
| v_c | tensão sobre o capacitor de um submódulo |
| x_{123} | vetor contendo variáveis no eixo 123 |
| x_{odq} | vetor contendo variáveis no eixo odq |
| \bar{P}_s | matriz de transformação 123- odq para o estator |

| | |
|------------------|---|
| \bar{P}_r | matriz de transformação 123- <i>odq</i> para o rotor |
| δ_g | ângulo do eixo genérico adotado |
| θ_r | ângulo do rotor |
| λ_s^g | vetor do fluxo do estator no referencial genérico |
| λ_r^g | vetor do fluxo do rotor no referencial genérico |
| λ_{sd}^g | componente de eixo direto do fluxo do estator no referencial genérico |
| λ_{sq}^g | componente de eixo de quadratura do fluxo do estator no referencial genérico |
| i_s^g | vetor das correntes de estator no referencial genérico |
| i_r^g | vetor das correntes de rotor no referencial genérico |
| l_s | indutância das bobinas do estator |
| l_r | indutância das bobinas do rotor |
| l_m | indutância mútua da máquina |
| v_s^g | vetor das tensões de estator no referencial genérico |
| v_r^g | vetor das tensões de rotor no referencial genérico |
| v_{sd}^g | componente de eixo direto da tensão de estator no referencial genérico |
| v_{sq}^g | componente de eixo de quadratura da tensão de estator no referencial genérico |
| v_{rd}^g | componente de eixo direto da tensão de rotor no referencial genérico |
| v_{rq}^g | componente de eixo de quadratura da tensão de rotor no referencial genérico |
| i_{sd}^g | componente de eixo direto da corrente de estator no referencial genérico |
| i_{sq}^g | componente de eixo de quadratura da corrente de estator no referencial genérico |
| i_{rd}^g | componente de eixo direto da corrente de rotor no referencial genérico |
| i_{rq}^g | componente de eixo de quadratura da corrente de rotor no referencial genérico |
| ω_g | velocidade angular do referencial adotado na transformação 123- <i>odq</i> |

| | |
|---------------|--|
| c_e | conjugado eletromagnético da máquina de indução |
| P_p | número de par de polos da máquina |
| δ_i | posição angular da corrente de estator |
| δ_b | posição angular do fluxo de rotor |
| E_v | energia cinética de uma massa de ar |
| m_v | massa do vento |
| v_v | velocidade do vento |
| ρ | densidade do vento |
| R | raio do rotor eólico |
| P_v | potência mecânica do vento |
| C_p | coeficiente de potência |
| P_{te} | potência mecânica da turbina eólica |
| λ | razão de velocidades da turbina eólica |
| ω_{te} | velocidade angular de uma turbina eólica |
| J_{te} | momento de inércia da turbina eólica |
| K_s | constante elástica da turbina eólica |
| T'_{av} | conjugado mecânico no eixo de alta velocidade |
| T'_{bv} | conjugado mecânico no eixo de baixa velocidade |
| r_{n1} | raio da engrenagem no eixo de baixa velocidade |
| r_{n2} | raio da engrenagem no eixo de alta velocidade |
| ω_r | velocidade angular do eixo do rotor da máquina |
| ω_{bv} | velocidade angular do eixo de baixa velocidade |
| ω_{te} | velocidade angular de uma turbina eólica |
| T_{te} | conjugado mecânico aplicado sobre a turbina eólica |
| C_t | coeficiente de conjugado |
| T_{bv} | conjugado mecânico no gerador |

| | |
|------------------|---|
| F_{te} | coeficiente de atrito da turbina eólica |
| θ_{te} | posição angular da turbina eólica |
| θ_{bv} | posição angular do eixo de baixa velocidade |
| u_x | tensão de entrada da PLL na fase x , onde $x = 1, 2, 3$ |
| u_d^u | componente do eixo direto da tensão de entrada da PLL no referencial do ângulo medido |
| u_q^u | componente do eixo de quadratura da tensão de entrada da PLL no referencial do ângulo medido |
| u_d^{u*} | referência para a componente do eixo direto da tensão de entrada da PLL no referencial do ângulo medido |
| $\Delta\omega_u$ | variação da velocidade angular medida em torno da velocidade angular da frequência fundamental |
| ω_u | velocidade angular da forma de onda de tensão medida |
| θ_u | posição angular da forma de onda de tensão medida |
| i_p^r | corrente de braço positivo para a perna r |
| i_n^r | corrente de braço negativo para a perna r |
| i_z^r | corrente de circulação para a perna r |
| v^r | tensão de fase no lado CA do conversor multinível modular para a fase r |
| v^{r*} | referência da tensão de fase no lado CA do conversor multinível modular para a fase r |
| v^s | tensão de fase no lado CA do conversor multinível modular para a fase r |
| v^t | tensão de fase no lado CA do conversor multinível modular para a fase r |
| i^x | corrente da fase x no lado CA do conversor multinível modular, onde $x = r, s, t$ |
| R_b | resistência do indutor de acoplamento com o lado CA |
| v_p^r | tensão de braço positivo para a perna r |

| | |
|-------------------|--|
| v_n^r | tensão de braço negativo para a perna r |
| v_{pk}^r | tensão de saída do submódulo k do braço positivo da fase r do MMC |
| v_{nk}^r | tensão de saída do submódulo k do braço negativo da fase r do MMC |
| E_{min} | tensão mínima que pode ser gerada no lado CC da topologia MMC-DSCC |
| V_r | amplitude da tensão de fase no lado CA do conversor |
| v_c^* | referência para as tensões dos capacitores dos submódulos |
| \bar{v}_c^r | valor médio das tensões de capacitor dos submódulos da perna r do MMC |
| i_{z0}^{r*} | referência para a componente contínua da corrente de circulação na fase r do MMC |
| \bar{v}_{cp}^r | valor médio das tensões de capacitor dos submódulos do braço positivo da perna r do MMC |
| \bar{v}_{cn}^r | valor médio das tensões de capacitor dos submódulos do braço negativo da perna r do MMC |
| i_{z1}^{r*} | referência para a componente alternada da corrente de circulação na fase r do MMC |
| i_z^{r*} | referência para a corrente de circulação na fase r do MMC |
| v_A^{r*} | valor tensão de referência para o controle do balanceamento de tensão dos capacitores da perna r do MMC |
| v_{Bpk}^{r*} | valor de tensão de referência do controle de balanceamento de tensão de capacitor entre os submódulos da perna r do MMC, para o submódulo k do braço positivo do MMC |
| v_{Bnk}^{r*} | valor de tensão de referência do controle de balanceamento de tensão de capacitor entre os submódulos da perna r do MMC, para o submódulo k do braço negativo do MMC |
| \bar{v}_{cpk}^r | valor médio da tensão de capacitor do submódulo k do braço positivo da perna r do MMC |
| \bar{v}_{cnk}^r | valor médio da tensão de capacitor do submódulo k do braço negativo da perna r do MMC |

| | |
|---------------|---|
| μ_k | valor do fator de distribuição de período de roda livre para o submódulo k do MMC |
| m_a | índice de modulação em amplitude do MMC |
| v_{out}^* | referência da tensão de saída de um submódulo |
| v_{10}^* | referência da tensão de polo 10 de um submódulo |
| v_{20}^* | referência da tensão de polo 20 de um submódulo |
| v_x^* | referência para a tensão auxiliar utilizada na estratégia PWM do MMC |
| v_{xmax}^* | referência para o valor máximo da tensão auxiliar utilizada na estratégia PWM do MMC |
| v_{xmin}^* | referência para o valor mínimo da tensão auxiliar utilizada na estratégia PWM do MMC |
| S_s | potência complexa nos terminais do estator do DFIG |
| P_s | potência ativa nos terminais do estator do DFIG |
| Q_s | potência reativa nos terminais do estator do DFIG |
| Q_s^* | referência para a potência reativa nos terminais do estator do DFIG |
| i_{rx} | corrente de rotor da fase x na representação 123, onde $x = 1, 2, 3$ |
| i_{rd}^v | componente de eixo direto da corrente de rotor no referencial síncrono |
| i_{rq}^v | componente de eixo de quadratura da corrente de rotor no referencial síncrono |
| i_{rd}^{v*} | referência da componente de eixo direto da tensão de rotor no referencial síncrono |
| i_{rq}^{v*} | referência da componente de eixo de quadratura da corrente de rotor no referencial síncrono |
| v_{rd}^{v*} | referência da componente de eixo direto da tensão de rotor no referencial síncrono |
| v_{rq}^{v*} | referência da componente de eixo de quadratura da tensão de rotor no referencial síncrono |
| δ_v | posição angular do referencial síncrono |

| | |
|---------------|---|
| v_{rx}^{r*} | referência da tensão de rotor da fase x na representação 123, onde $x = 1, 2, 3$ |
| μ_r | valor do fator de distribuição do período de roda livre para o conversor do lado do rotor |
| v_{rx}^r | tensão de rotor da fase x na representação 123, onde $x = 1, 2, 3$ |
| v_{rx0} | tensão de polo do rotor da fase x , onde $x = 1, 2, 3$ |
| v_{rx0}^* | referência para a tensão de polo do rotor da fase x , onde $x = 1, 2, 3$ |
| v_{n0} | tensão de ponto central da ligação em estrela do rotor |
| v_{n0}^* | referência para a tensão de ponto central da ligação em estrela do rotor |
| $v_{n0máx}^*$ | referência do valor máximo para a tensão de ponto central da ligação em estrela do rotor |
| v_{n0min}^* | referência do valor mínimo para a tensão de ponto central da ligação em estrela do rotor |
| t | tempo de simulação |
| v^{rs} | tensão de linha no lado CA do conversor multinível modular entre as fases r e s |
| v^{st} | tensão de linha no lado CA do conversor multinível modular entre as fases s e t |
| v^{tr} | tensão de linha no lado CA do conversor multinível modular entre as fases t e r |

Sumário

| | | |
|------------|---|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 20 |
| 1.1 | Revisão bibliográfica | 23 |
| 1.1.1 | Conversor multinível modular | 23 |
| 1.1.2 | Máquina de indução de rotor bobinado | 25 |
| 1.1.3 | Micro-rede CC | 26 |
| 1.1.4 | Acionamento da máquina de indução de rotor bobinado utilizando o conversor multinível modular | 27 |
| 1.2 | Objetivos gerais e específicos | 28 |
| 1.3 | Organização | 28 |
| 2 | MODELO DO SISTEMA DE GERAÇÃO EÓLICA | 31 |
| 2.1 | Conexão do gerador à micro-rede CC | 31 |
| 2.2 | Micro-rede CC | 32 |
| 2.3 | Máquina de indução de rotor bobinado | 34 |
| 2.3.1 | Modelo vetorial | 35 |
| 2.4 | Turbina eólica | 37 |
| 2.4.1 | Modelo de duas massas | 39 |
| 2.5 | Malha de captura de fase | 40 |
| 3 | CONVERSOR MULTINÍVEL MODULAR | 42 |
| 3.1 | Topologia MMC-DSCC | 42 |
| 3.2 | Topologia MMC-DSBC | 43 |
| 3.3 | Operação como retificador abaixador de tensão | 46 |
| 4 | SISTEMA DE CONTROLE | 48 |
| 4.1 | Controle do conversor multinível modular | 48 |
| 4.1.1 | Controle da tensão média de capacitor por perna | 48 |
| 4.1.2 | Balanceamento da tensão média de capacitor por braço | 48 |
| 4.1.3 | Controle de corrente de circulação | 50 |
| 4.1.4 | Balanceamento individual dos submódulos do conversor | 50 |
| 4.1.5 | Controle da tensão no lado CA | 51 |
| 4.1.6 | Escolha da tensão de referência dos capacitores | 51 |
| 4.2 | Estratégia PWM do conversor multinível modular | 52 |
| 4.2.1 | Estratégia PWM individual dos submódulos | 53 |
| 4.2.2 | Estratégia PWM para cada perna do conversor | 54 |
| 4.3 | Controle vetorial da máquina de indução de rotor bobinado | 58 |

| | | |
|------------|---|-----------|
| 4.4 | Estratégia PWM do conversor do lado do rotor | 59 |
| 5 | RESULTADOS DE SIMULAÇÃO | 61 |
| 6 | CONCLUSÕES | 68 |
| | REFERÊNCIAS | 70 |

1 Introdução

Para a distribuição de energia elétrica, sistemas de distribuição baseados em corrente contínua CC vem sendo estudados como alternativa aos tradicionais sistemas de distribuição em corrente alternada CA. Com uma distribuição em corrente contínua o número de conversores utilizados pode ser reduzido, já que boa parte das cargas utilizadas em ambientes residenciais e comerciais utilizam alimentação CC, e em ambientes industriais o acionamento de motores a velocidade variável é realizado por meio de conversores CA/CC e CC/CA. Com a adoção de um sistema de distribuição CC, conversores CA/CC não precisam ser utilizados para o acionamento desses motores (KUMAR; ZARE; GHOSH, 2017). Além disto, não é necessário sincronizar a saída de sistemas de geração conectados à rede elétrica, nem realizar controle de potência reativa, e não há o efeito pelicular, possibilitando condutores de menor seção transversal, diminuindo o peso, os custos e as perdas do sistema de distribuição (KUMAR; ZARE; GHOSH, 2017; ZADEH et al., 2013). O uso de distribuição em corrente contínua possibilita também uma maior simplicidade na implementação de sistemas de armazenamento de energia a baterias, reduzindo oscilações de potência provocadas pela alta variação de fontes de energia eólica e solar (NAIDU; SINGH, 2017; JIANFANG et al., 2013).

Uma micro-rede CC pode ser usada para a implementação de uma distribuição CC que permita a integração de fontes de energias renováveis, como a energia eólica ou solar destinadas à geração distribuída, à rede elétrica para o fornecimento de energia a regiões rurais e remotas (NAKANISHI; ORIKAWA; ITOH, 2014). Uma das formas de geração que podem ser conectadas à uma micro-rede CC é a geração eólica. A energia eólica tem apresentado cada vez mais crescimento em relação a outras fontes de energia renovável, principalmente por suas vantagens como a abundância dos ventos e o pouco nível de poluição à atmosfera (ABU-HAJAR; AL-DURRA; MUYEEN, 2015; NAIDU; SINGH, 2017; BAHRAMIPANAH; FARIVAR; AFSHARNIA, 2012; SEIF et al., 2015; HAN et al., 2013; HUSSEIN; ALI, 2016).

Os sistemas de geração eólica podem ser divididos em: sistemas com turbinas à velocidade fixa e sistemas com turbinas à velocidade variável. Os sistemas de geração eólica com turbinas à velocidade fixa possuem como vantagens um sistema de controle mais simplificado e o fato de serem mais resistentes. Por outro lado, como o vento é uma grandeza aleatória e para cada velocidade do vento há um ponto de operação de velocidade da turbina onde há uma potência de saída máxima, os sistemas com velocidade variável possuem maior eficiência (NAIDU; SINGH, 2017; BAHRAMIPANAH; FARIVAR; AFSHARNIA, 2012; SEIF et al., 2015; HUSSEIN; ALI, 2016).

Para sistemas de geração eólica com turbinas de velocidade variável podem-se usar geradores de indução gaiola de esquilo SCIG (*Squirrel Cage Induction Generator*), geradores de indução de rotor bobinado DFIG (*Doubly-Fed Induction Generator*) ou geradores síncrono à imã permanente PMSG (*Permanent Magnet Synchronous Generator*), cada um com suas vantagens e desvantagens (NAIDU; SINGH, 2017; BAHRAMIPANAH; FARIVAR; AFSHARNIA, 2012). Formas de implementação do gerador de indução com rotor bobinado para a geração eólica vêm sendo pesquisadas devido à suas vantagens como: menor potência processada pelos conversores estáticos, já que para este tipo de gerador o conversor é geralmente utilizado apenas para os terminais do rotor, que processa menos que um terço da potência total do gerador, possibilidade de controle de fator de potência e possibilidade de controle de potências ativa e reativa do rotor (ABU-HAJAR; AL-DURRA; MUYEEN, 2015; OLIVEIRA et al., 2015; HAN; HA, 2014; SEIF et al., 2015).

Para conectar um gerador com turbina a velocidade variável à rede elétrica o uso de um conversor estático é necessário (BAHRAMIPANAH; FARIVAR; AFSHARNIA, 2012). Conversores estáticos podem ser classificados de acordo com a forma da tensão de saída, que pode apresentar dois ou três níveis, nos conversores tradicionais, ou apresentar vários níveis, nos conversores multinível. Como vantagens dos conversores multinível podem-se citar o menor conteúdo harmônico, os menores custos para a filtragem e a redução de emissão eletromagnética (OKAZAKI; HAGIWARA; AKAGI, 2014; PEREZ et al., 2015; EKERN, 2015). As principais topologias de conversores multinível são: o conversor baseado em diodos ligados ao ponto central NPC (*Neutral Point Clamped*), o conversor baseado em capacitores flutuantes e o conversor multinível modular MMC (*Modular Multilevel Converter*) (MALINOWSKI et al., 2010; DU et al., 2017; LI et al., 2016). Conversores multinível modulares são baseados na conexão em série de vários circuitos semelhantes, formando um único conversor. Estes circuitos semelhantes são chamados de submódulos, ou células, e são formados por elementos chaveadores e capacitores.

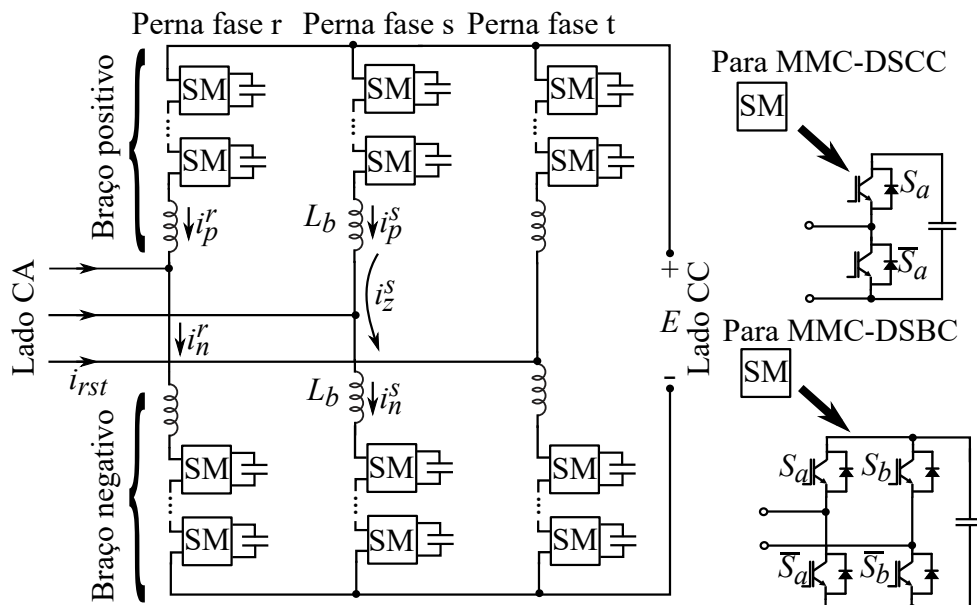
Conversores modulares multinível possuem como vantagens: a facilidade no aumento do número de níveis sem tornar o sistema de controle muito complexo, a possibilidade de utilizar elementos chaveadores de baixa tensão nominal em aplicações de média ou alta tensão, a possibilidade do sistema operar mesmo após a falha de um submódulo e a possibilidade de se conectar uma máquina à rede elétrica sem o uso de um transformador (MALINOWSKI et al., 2010; DU et al., 2017; PEREZ et al., 2015; LI et al., 2016).

Devido a suas vantagens, os conversores multinível modulares são utilizados principalmente em aplicações de média ou alta tensão, tais como: transmissão em corrente contínua em alta tensão HVDC (*High Voltage Direct Current*) (PAUCAR, 2014), compensadores estáticos de potência reativa (PIROUZ, 2010), acionamento de motores elétricos de média tensão a velocidade variável (TAI et al., 2017; KAWAMURA et al., 2015; OKAZAKI et al., 2017), sistemas de armazenamento de energia com baterias BESS (*Battery*

Energy Storage System) (OTA; SATO; AKAGI, 2016) e conexão de sistemas de geração eólica à rede elétrica (NAKANISHI; ORIKAWA; ITOH, 2014; POPOVA et al., 2014; THITICHAIWORAKORN; HAGIWARA; AKAGI, 2016).

Diversas topologias para o MMC são apresentadas na literatura (AKAGI, 2011; MALINOWSKI et al., 2010; DU et al., 2017; PEREZ et al., 2015), sendo que estas topologias são diferenciadas principalmente pelo circuito que compõe os submódulos do conversor e a forma de conexão destes submódulos. Dentre as topologias mais estudadas podem-se citar as topologias baseadas em ligação em estrela dupla DSCC (*Double-Star Chopper Cell*) e DSBC (*Double-Star Bridge Cell*). Estas topologias são constituídas por dois braços para cada perna do conversor: os braços positivo e negativo. Para cada fase do lado CA há uma perna, conectada ao lado CA por meio de indutores, utilizados para limitar a corrente de circulação. A configuração do circuito destas topologias está mostrada na Figura 1.1, onde a sigla SM significa submódulo. A diferença entre estas duas topologias está no circuito utilizado para cada submódulo: na topologia DSCC é utilizado uma configuração em meia ponte, enquanto que na topologia DSBC é utilizado uma configuração em ponte completa (AKAGI, 2011; MALINOWSKI et al., 2010; OKAZAKI et al., 2017).

Figura 1.1 – Topologias MMC-DSCC e MMC-DSBC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A operação à velocidade variável do gerador de indução de rotor bobinado pode ser realizada variando a frequência das tensões do rotor e mantendo as tensões de estator com frequência e amplitudes constantes, possibilitando a conexão de cargas trifásicas nos terminais do estator do gerador (PENA et al., 1996), que não podem ser facilmente conectadas diretamente à micro-rede CC. A conexão de um gerador de indução de rotor

bobinado à micro-rede CC por meio de um MMC possibilita então a implementação de um sistema de geração eólica com elevada eficiência e com a possibilidade de conexão de cargas trifásicas, levando em consideração as vantagens da micro-rede CC e do MMC. Este trabalho investiga a conexão do gerador de indução de rotor bobinado à micro-rede CC por meio da topologia MMC-DSBC, onde os submódulos são formados por circuitos em ponte completa, formados por dois pares de chaves IGBT (*Isolated Gate Bipolar Transistor*) e um capacitor. Esta topologia foi escolhida devido à possibilidade de operação em modo abaixador de tensão, onde a tensão de entrada CA apresenta valor maior que a tensão no lado CC, o que não é possível de se obter com a configuração de meia ponte da topologia DSCC (AKAGI, 2011; NAKANISHI; ORIKAWA; ITOH, 2014). A operação em modo abaixador de tensão é importante pelo fato de que a tensão da micro-rede CC pode apresentar valor menor do que a tensão gerada nos terminais do estator do gerador de indução de rotor bobinado.

1.1 Revisão bibliográfica

Para se obter uma maior compreensão sobre o tema deste trabalho, assim como entender as pesquisas que já foram e estão sendo realizadas e a contribuição deste trabalho, uma revisão na literatura foi realizada sobre o conversor multinível modular, a máquina de indução de rotor bobinado, a micro-rede CC e a conexão da máquina de indução de rotor bobinado à rede elétrica utilizando o conversor multinível modular.

1.1.1 Conversor multinível modular

Como forma de compreender o funcionamento e a estrutura do conversor multinível modular, suas vantagens, desvantagens e técnicas de controle para a conexão de máquinas elétricas na rede elétrica, uma revisão na literatura recente sobre o tema foi realizada. Em (AKAGI, 2011) quatro topologias de conversores multinível modulares foram apresentadas, comparadas e nomes para designar cada topologia foram escolhidos, com os nomes de MMC-DSCC e MMC-DSBC, para as topologias de MMC com ligação em estrela dupla e submódulos em meia ponte e ponte completa, respectivamente. Foram apresentadas também as topologias de MMC conectados em estrela simples, que também apresentam duas variações de submódulo: os circuitos em meia ponte e em ponte completa. Essas topologias foram comparadas em relação ao número de chaves necessárias para a implementação do conversor, seus principais objetivos e aplicações, a existência de corrente de circulação e os graus de liberdade desta corrente, a existência e o número de indutores de ligação para a conexão do conversor com o lado CA e a possibilidade de aplicação para o acionamento de motores.

Em (OKAZAKI; HAGIWARA; AKAGI, 2014) um conversor multinível modular

com a topologia DSCC foi utilizado para a partida de um motor, com um sistema de controle que combina o controle da tensão dos capacitores com o controle de velocidade do motor de modo a reduzir as oscilações nas tensões dos capacitores dos submódulos, além de permitir um controle de velocidade do eixo do motor sem o uso de um sensor de velocidade.

Em (PEREZ et al., 2015) diversas topologias de conversores multinível modulares foram apresentadas, como as topologias com conexão em estrela dupla com submódulos em ponte completa, em meia ponte ou como configurações multiníveis como o NPC de três níveis, além de topologias mais complexas de conversores multinível modulares, como o MMC híbrido, o MMC hexagonal e o MMC em matriz, que possibilita uma conversão direta CA/CA. As vantagens de cada topologia bem como as vantagens gerais comuns a todas as topologias do conversor multinível modular foram discutidas, assim como estratégias de controle para as tensões nos capacitores com o controle das correntes nos braços dos conversor, o controle de balanceamento das tensões de capacitor e técnicas de modulação. Duas estratégias principais de modulação foram apresentadas: a estratégia por defasamento de ângulo das portadoras e a estratégia de defasamento de nível das portadoras. As principais dificuldades de implementação e desvantagens dos conversores multinível modulares também foram discutidas, como a oscilação na tensão dos capacitores dos submódulos, que cria um limite para a região de operação do conversor, e soluções para alguns problemas foram apresentadas, como métodos de pré-carregamento dos capacitores. Por fim os principais exemplos de aplicações para os conversores multinível modulares e tendências futuras foram apresentadas.

Em (XU; GAO; YANG, 2016) técnicas de modulação para a topologia DSCC foram apresentadas e classificadas em: técnicas de modulação baseadas em portadora, baseadas em modulação escada e baseadas em PWM vetorial. As técnicas de modulação baseadas em portadora citadas neste artigo foram as técnicas PWM por defasagem de fase e por defasagem de nível, enquanto que as técnicas baseadas em modulação escada citadas foram as técnicas de nível próximo e de eliminação seletiva de harmônicas. A técnica por defasagem de ângulo foi explicada e foi analisada com base nas componentes harmônicas e número de níveis na tensão no lado CA do MMC, com a apresentação de resultados de simulação. Em (LI et al., 2016) uma forma de controle para a corrente de circulação foi apresentada com o objetivo de reduzir as oscilações na tensão dos capacitores dos submódulos, com a redução no valor da corrente de circulação proporcionando menores perdas e a possibilidade de uso de chaves com corrente nominal de menor valor. Foram apresentadas também técnicas para o dimensionamento dos capacitores dos submódulos, além da análise da topologia MMC-DSCC para o acionamento de motores à velocidade variável.

Em (TAI et al., 2017) uma forma de controle de tensão de capacitor da topologia

MMC-DSCC foi apresentada para o acionamento de motores à velocidade variável, na qual os braços positivo e negativo foram controlados de maneira assimétrica e os valores de referência PWM manipulados para se obter uma maior faixa de operação dos motores conectados ao MMC e menores perdas de chaveamento.

1.1.2 Máquina de indução de rotor bobinado

Também foi realizada uma revisão na literatura sobre o uso do gerador de indução de rotor bobinado (DFIG) para geração eólica. Em (ROCHA, 2008) uma turbina eólica foi modelada pelo modelo de duas massas, onde o valor de conjugado a ser aplicado no rotor do DFIG é obtido pela simulação de uma turbina eólica, conectada ao eixo do DFIG por meio de uma caixa multiplicadora de velocidade. Em (SEIF et al., 2015) foi realizada uma comparação entre duas configurações do DFIG: a configuração convencional de DFIG conectado à rede elétrica, que consiste na ligação direta dos terminais do estator do DFIG na rede elétrica trifásica e um conversor CA/CC/CA alimentado pela rede elétrica trifásica, fornecendo tensões de frequência variável aos terminais do rotor do DFIG, e a configuração onde apenas uma alimentação externa é utilizada, para o estator, com o conversor do rotor alimentado por uma fonte de tensão interna CC, eliminando o estágio de conversão CA/CC no lado do rotor. O conversor do rotor é utilizado para o controle vetorial do DFIG, com o controle de velocidade e potência reativa nos terminais do estator por meio do controle das correntes de rotor. Para a configuração com apenas uma alimentação externa o controle de barramento CC foi realizado por meio do controle do fluxo de potência no rotor. Resultados de simulação foram apresentados confirmando o funcionamento das duas configurações para condições normais e condição de falta na rede elétrica. Em condições normais de operação, a tensão de barramento CC necessária para a topologia de DFIG com apenas uma alimentação externa foi menor do que a necessária para a configuração original, sendo possível obter uma maior eficiência do sistema de conversão.

Em (ABU-HAJAR; AL-DURRA; MUYEEN, 2015) um filtro passa-baixas para a eliminação de ruído nos sinais de controle dos controladores do DFIG baseado em um modelo de representação em espaço de estados foi discutido para a configuração convencional de conexão do DFIG à rede elétrica trifásica para geração eólica. O modelo de representação em espaço de estados apresentado utilizou as seguintes variáveis como variáveis de estado: a potência ativa nos terminais do estator, a potência reativa nos terminais do estator, a componente d do fluxo de estator, a componente q do fluxo de estator e a frequência do rotor. Por meio deste modelo os polos do sistema foram analisados e os filtros passa-baixas para o sistema de controle foram projetados, com resultados de simulação comprovando a atenuação do ruído nos sinais de controle. Em (OLIVEIRA et al., 2015) a configuração convencional de DFIG conectado à uma rede elétrica trifásica desequilibrada foi analisada, com o controle do conversor do lado do

rotor realizado no referencial estacionário sem decomposição em componentes positiva e negativa, com o objetivo de garantir correntes trifásicas senoidais e equilibradas nos terminais do rotor e estator do DFIG. Uma forma de controle que possibilitou obter correntes trifásicas equilibradas e simétricas nos terminais do estator do gerador foi discutida. Em (NIAN; CHENG; ZHU, 2016) o controle de potência do DFIG conectado à rede elétrica desequilibrada foi apresentado, com o uso apenas de ângulos de fase virtuais, dispensando a necessidade de uma malha de captura de fase (PLL). Assim como em (OLIVEIRA et al., 2015) três formas de controle foram analisadas, entretanto em (NIAN; CHENG; ZHU, 2016) o sistema de controle foi baseado na decomposição em componentes positiva e negativa. Resultados experimentais foram apresentados como forma de confirmar o funcionamento do sistema de controle proposto.

Em (NAIDU; SINGH, 2017) foi analisado um DFIG conectado à rede elétrica trifásica com um sistema de armazenamento de energia com baterias (BESS) conectado em paralelo ao barramento CC do conversor do lado do rotor, com a finalidade de diminuir as oscilações provocadas pela natureza incerta dos ventos. O dimensionamento do BESS foi apresentado, assim como um algoritmo de previsão da posição do rotor por meio de transformações de *Clarke* das correntes de estator e rotor e as tensões de estator, que dispensou o uso de um sensor de velocidade angular. Resultados experimentais foram apresentados para diferentes valores de velocidade de vento, comprovando o funcionamento do sistema de controle proposto.

1.1.3 Micro-rede CC

Uma revisão sobre as micro-redes CC também foi realizada, com o intuito de ter uma visão geral sobre o funcionamento dessa forma de distribuição. Em (ZADEH et al., 2013) problemas relacionados à instabilidade em micro-redes CC foram apontados, já que numa micro-rede CC a conexão em paralelo de vários conversores estáticos, que se comportam como cargas de potência constante, pode levar o sistema à instabilidade. Um método para a estabilização de uma micro-rede CC foi analisado, por meio da linearização de uma representação em espaço de estados utilizando como base um modelo de pequenos sinais, manipulando os polos do sistema para garantir a estabilidade das tensões na micro-rede CC.

Em (JIANFANG et al., 2013) foi proposto um sistema de controle para uma micro-rede CC com o objetivo de estabilizar a tensão de barramento de modo a prevenir danos aos equipamentos conectados à micro-rede provocados por tensões baixas ou tensões elevadas, minimizar o fluxo de potência com a rede principal por meio de um maior aproveitamento dos geradores conectados na micro-rede e garantir o funcionamento de sistemas de armazenamento a baterias de modo a evitar variações de tensão de barramento. Como forma de garantir um maior aproveitamento das fontes de energia renováveis

conectadas ao barramento da micro-rede CC, dois modos de operação foram discutidos para essas fontes: o modo onde são usadas técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência dos geradores e o modo onde há o monitoramento da tensão de barramento da micro-rede. Como forma de reduzir variações de tensão de barramento, o uso de sistemas de armazenamento de energia com baterias foi discutido, com os modos de operação em: monitoramento de barramento, potência constante e potência nula. Esses modos de operação foram utilizados para o conversor bidirecional CA/CC responsável pela conexão da rede elétrica principal trifásica à micro-rede CC, que pode funcionar como um retificador, fornecendo potência da rede principal trifásica à micro-rede CC ou como um inversor, fornecendo potência da micro-rede CC para a rede principal. Foram analisadas seis regiões de operação baseadas no nível de tensão do barramento da micro-rede CC. De acordo com cada região os modos de operação das fontes de energia renovável, dos sistemas de armazenamento de energia, do conversor bidirecional CA/CC e de uma fonte de energia reserva foram escolhidos. Resultados experimentais foram realizados em uma micro-rede CC em laboratório comprovando o funcionamento do sistema de controle proposto, com resultados obtidos para uma situação onde a rede principal trifásica é desconectada da micro-rede CC, simulando uma situação de falta na rede principal, e onde a carga CC conectada à micro-rede varia, sendo possível obter uma tensão de barramento CC com pequena variação para todo o tempo de operação, garantindo uma micro-rede CC robusta.

Em (ZUBIETA, 2017) um exemplo de micro-rede CC instalada em uma indústria no Canadá é demonstrado. Essa micro-rede CC é composta por baterias para o controle de fluxo de potência, painéis solares, gerador CC à gás natural, lâmpadas do tipo LED, um conversor para a conexão da micro-rede CC à rede principal CA, conversores CC/CA para a conexão de cargas CA à micro-rede CC, rede de distribuição, unidades de ar condicionado e unidades de refrigeradores. O sistema de gerenciamento de potência utilizado na micro-rede CC é discutido, com o objetivo a otimização no uso de energia na micro-rede.

Em (KUMAR; ZARE; GHOSH, 2017) os autores mostram uma visão geral das micro-rede CC com suas vantagens e desvantagens em relação à distribuição em rede CA, a interface de conexão com a rede principal CA, aspectos de padronização e as medidas que estão sendo tomadas recentemente com relação à padronização das micro-redes CC, aspectos relacionados à segurança dos usuários, principais aplicações, principais configurações de micro-redes, aspectos relacionados à qualidade da energia e o sistema de comunicação entre os vários componentes da micro-rede.

1.1.4 Acionamento da máquina de indução de rotor bobinado utilizando o conversor multinível modular

Na literatura há poucas pesquisas sobre o uso do MMC para conexão do gerador de indução de rotor bobinado à rede elétrica. Em (THITICHAIWORAKORN; HAGIWARA;

AKAGI, 2012) um sistema de geração eólica utilizando o gerador síncrono de ímã permanente foi estudado, com o uso de um MMC com a topologia DSBC para conexão com a rede elétrica trifásica, com o MMC operando como retificador. Em (LV et al., 2014) um método para a eliminação de oscilação subsíncrona de um sistema de geração eólica com o DFIG utilizando a topologia DSCC do MMC para transmissão CC em alta tensão foi apresentado.

Em (POPOVA et al., 2014) a conexão de um gerador eólico à rede elétrica trifásica por meio de um conversor multinível modular utilizando a configuração DSCC foi estudada em relação às perdas elétricas e ao esforço térmico das chaves, e o conversor multinível modular foi comparado com os conversores NPC de dois e três níveis. Em (NAKANISHI; ORIKAWA; ITOH, 2014) a operação como retificador abaixador da topologia DSBC do MMC foi estudada para a conexão de um gerador eólico na micro-rede CC, com resultados experimentais confirmando a possibilidade neste modo de operação.

1.2 Objetivos gerais e específicos

Este trabalho tem como objetivo geral proporcionar uma conexão de alta eficiência entre um gerador de indução de rotor bobinado e uma micro-rede CC para geração eólica de média ou alta potência.

Os objetivos específicos deste trabalho são: discutir a topologia de conversor multinível modular DSBC, com submódulos em ponte completa, para a conexão de um gerador de indução de rotor bobinado (DFIG) à uma micro-rede CC; realizar o controle das tensões dos capacitores do conversor multinível modular; simular uma turbina eólica conectada ao eixo do DFIG, de modo a se obter maior fidelidade do sistema de geração simulado; fornecer tensões trifásicas simétricas e com baixa distorção harmônica, com frequência constante, aos terminais do estator do DFIG, permitindo a conexão de cargas trifásicas aos terminais do gerador; realizar o controle vetorial do DFIG, controlando as potências ativa e reativa nos terminais do estator; possibilitar que o conversor multinível modular atue como um retificador abaixador, onde a tensão de saída, na micro-rede CC, é menor que a tensão eficaz de linha de entrada, nos terminais do estator do DFIG, e analisar o sistema em regime permanente por meio de simulações em ambiente computacional.

1.3 Organização

Este trabalho é dividido em seis capítulos. Neste primeiro capítulo foi realizada uma introdução, com a abordagem do tema a ser tratado e a motivação da realização deste trabalho. Foi então feita uma revisão bibliográfica sobre a micro-rede CC, a geração eólica, a máquina de indução de rotor bobinado e os conversores multinível modulares, de modo

a entender o que está sendo pesquisado atualmente nesta área, quais as contribuições dos trabalhos já realizados, exemplos práticos de implementação de micro-redes CC e quais as vantagens e dificuldades desses sistemas, de modo a ter uma base teórica para a elaboração deste trabalho. Os objetivos gerais e específicos que se desejam alcançar foram então apresentados.

No segundo capítulo o modelo do sistema de geração eólica estudado é apresentado, onde cada parte deste sistema é explicada e então descrita por diagramas e equações matemáticas, como forma de permitir a elaboração de equações a serem utilizadas no sistema de controle. O sistema de geração eólica estudado é dividido em: conversor do lado do estator, conversor do lado do rotor, gerador de indução de rotor bobinado, turbina eólica e micro-rede CC. Nesse capítulo são apresentados: uma visão geral do sistema de modo simplificado, com a conexão do gerador à micro-rede CC; uma apresentação sobre as micro-redes CC e uma descrição da micro-rede CC utilizada neste trabalho; uma descrição das máquinas assíncronas, com o modelo vetorial da máquina de indução com rotor bobinado; uma descrição do funcionamento de uma turbina eólica, com a modelagem de uma turbina eólica com ângulo de passo fixo, utilizando o modelo de duas massas e uma descrição sobre uma malha de captura de fase (PLL), que será utilizada no sistema de controle.

No terceiro capítulo é feita uma explicação sobre o conversor multinível modular, ou MMC, onde duas topologias são discutidas com relação à seus modos de operação e funcionamento: a topologia que usa submódulos em meia ponte, chamada de topologia MMC-DSCC, e a topologia que usa submódulos em ponte completa, chamada de topologia MMC-DSBC.

No quarto capítulo o sistema de controle adotado para o conversor multinível modular e o gerador de indução de rotor bobinado é explicado. Inicialmente é realizada a descrição do sistema de controle adotado para o conversor multinível modular, com a divisão desse sistema de controle em: controle da tensão média de capacitor por perna, balanceamento da tensão média de capacitor por braço, controle de corrente de circulação, balanceamento individual dos submódulos do conversor, valores de referência de tensão para cada submódulo e escolha da tensão de referência dos capacitores. A estratégia PWM para esse conversor é então discutida, com a divisão da estratégia PWM adotada em: estratégia PWM para os submódulos, de maneira individual, e estratégia PWM para cada perna do conversor, de maneira geral, onde são discutidas formas de se obter um maior número de níveis de tensão e um menor valor de distorção harmônica total. Nas próximas seções o controle vetorial da máquina de indução de rotor bobinado e a estratégia PWM do conversor do lado do rotor, que é responsável pelo controle vetorial, são explicadas, de modo a permitir o controle de velocidade e potência reativa nos terminais do gerador.

No quinto capítulo resultados de simulação para o sistema de geração discutido

neste trabalho são apresentados e discutidos, como forma de comprovar o funcionamento do sistema de controle, que foi proposto no quarto capítulo e modelado conforme o que foi apresentado no segundo e terceiro capítulos. Inicialmente são apresentados os parâmetros utilizados para as simulações, e então os resultados de simulação são divididos em: resultados de simulação relativos à turbina eólica, resultados de simulação relativos ao conversor multinível modular e resultados de simulação relativos ao conversor do lado do rotor.

No sexto capítulo é feita uma conclusão sobre o que foi realizado durante a elaboração deste trabalho, os objetivos que foram alcançados e as contribuições deste trabalho.

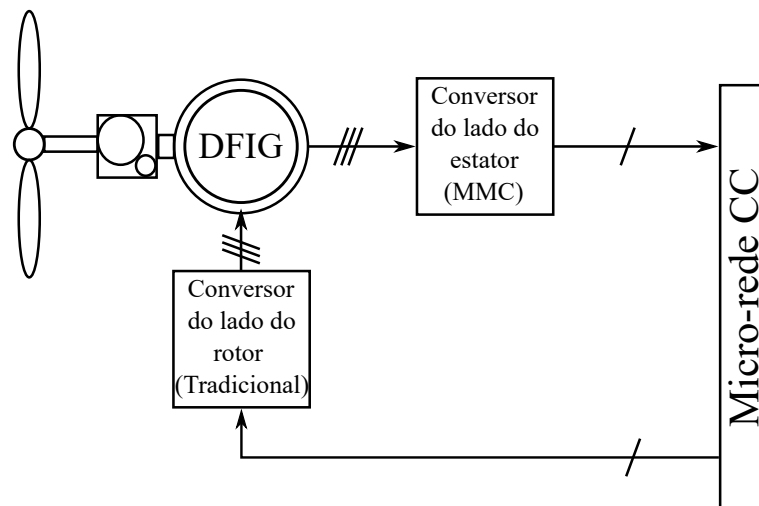
2 Modelo do sistema de geração eólica

Neste capítulo os modelos que regem o funcionamento do sistema de geração eólica a ser estudado são apresentados.

2.1 Conexão do gerador à micro-rede CC

O sistema de geração eólica a ser estudado neste trabalho é composto pelo DFIG, os conversores estáticos do lado do estator e do lado do rotor e a micro-rede CC, conforme mostrado simplificada na Figura 2.1.

Figura 2.1 – Sistema de geração eólica estudado, de maneira simplificada.

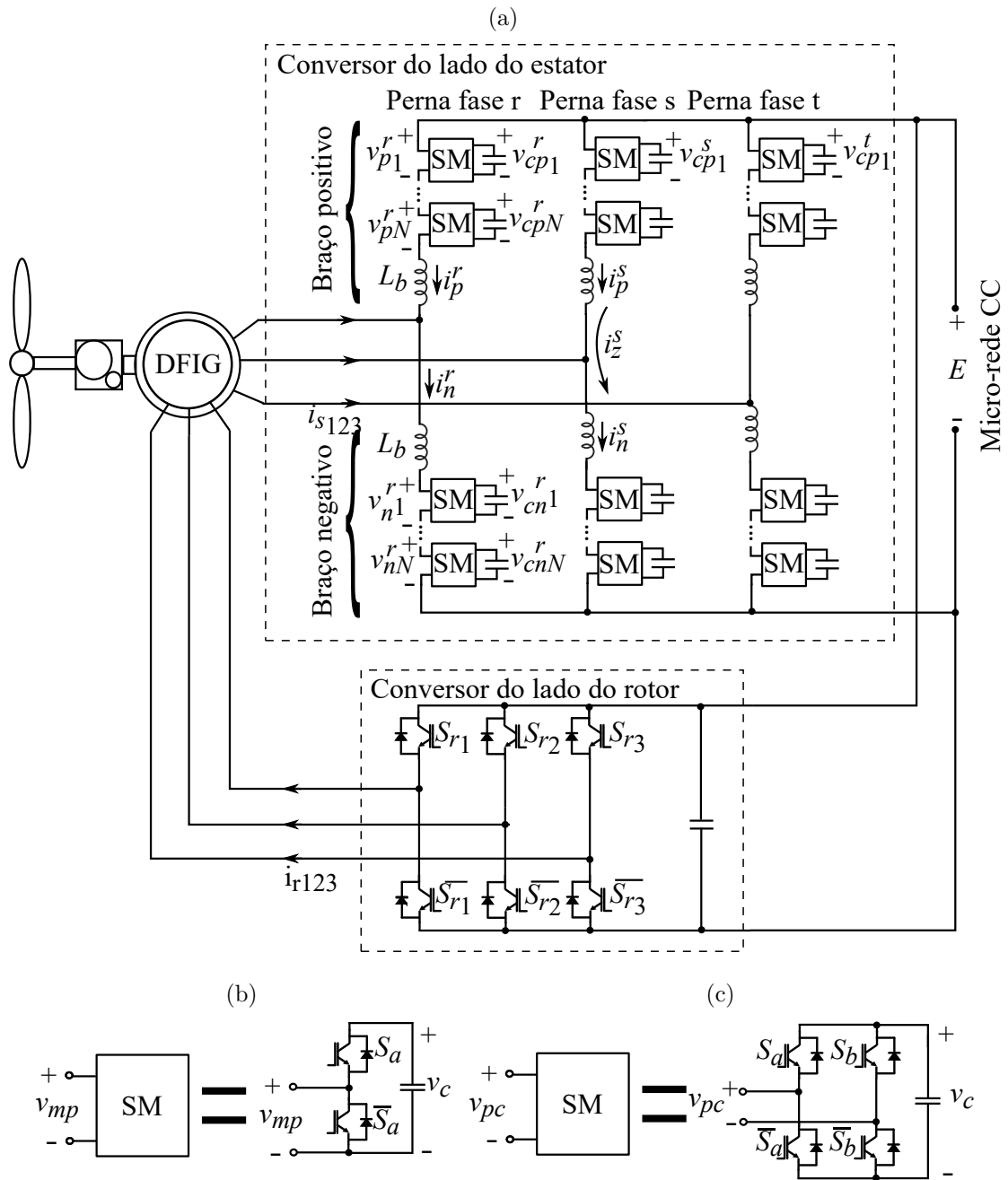


Fonte: Elaborada pelo autor.

O conversor do lado do estator é um conversor multinível modular (MMC), enquanto que para o conversor do lado do rotor foi adotada a topologia convencional de conversor bidirecional trifásico de três níveis, conforme mostrado na Figura 2.2. A tensão eficaz nos terminais do estator do gerador são maiores que a tensão da micro-rede CC, logo o conversor do lado do estator deverá operar como um retificador abaixador de tensão. Além disso, o gerador de indução de rotor bobinado necessita de um conjugado inicial durante sua partida, e portanto durante a partida o conversor do lado do estator deverá operar como inversor, sendo necessário que o conversor seja bidirecional, o que é verdade para o MMC.

Na Figura 2.2 está mostrado o sistema completo, onde o conversor multinível modular utiliza o circuito mostrado na Figura 2.2(c) como submódulo, que na Figura 2.2(a) são representados pelos blocos com a sigla SM, onde v_{mp} representa a tensão de

Figura 2.2 – Sistema de geração eólica estudado. a) Conexão do DFIG à micro-rede CC, b) submódulo da topologia DSCC e c) submódulo da topologia DSBC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

saída do circuito em meia ponte e v_{pc} representa a tensão de saída do circuito em ponte completa.

2.2 Micro-rede CC

Com o aumento na popularidade da geração distribuída, avanços nas tecnologias da eletrônica de potência e dos conversores estáticos, problemas ambientais causados

pelos fontes de energia tradicionais e avanços na tecnologia de carros elétricos, o uso de distribuição de energia elétrica em micro-rede CC vem sendo cada vez mais pesquisado como alternativa à convencional distribuição em corrente alternada.

Uma das características das fontes de energias renováveis para geração distribuída é a grande incerteza associada à geração, como o caso da geração eólica, onde a natureza dos ventos é bastante variável, com mudanças bruscas em direção e intensidade não sendo tão raras, e o caso da geração solar, onde a potência gerada depende de fatores climáticos e do horário. Devido à essa natureza incerta, essas fontes de energia não podem ser conectadas diretamente à rede elétrica, necessitando de um sistema de conversão. Além disso, como forma de amenizar os efeitos da natureza incerta das fontes de geração distribuída, sistemas de armazenamento de energia com baterias (BESS) podem ser conectados na micro-rede CC, de forma a carregar baterias durante os períodos onde é gerada mais energia do que a demanda e descarregá-las em períodos onde a demanda é maior do que a energia gerada, sendo possível manter níveis de tensão de barramento sem grandes variações.

Para a conexão de fontes renováveis de geração distribuída à micro-rede CC, geralmente são utilizados inversores, para o caso da energia solar, ou conversores CA/CA para o caso da energia eólica. Dentre os conversores CA/CA utilizados para a geração eólica, podem-se citar dois tipos: os conversores que realizam a conversão CA/CA de forma direta, sem um estágio intermediário em corrente contínua, e os conversores CA/CC/CA, que retificam a tensão de saída dos geradores para alimentar um barramento CC, geralmente formado por capacitores, que por sua vez alimenta um inversor conectado à rede elétrica. Cargas CC em residências e instalações comerciais e industriais também estão se tornando cada vez mais comuns, como sistemas de telecomunicações e armazenamento de dados, lâmpadas do tipo LED, eletrodomésticos, carros elétricos, *smart-phones* e computadores, e a conexão destas cargas à rede elétrica CA requer o uso de conversores, diminuindo a eficiência geral do sistema de distribuição. Caso seja adotada uma rede em corrente contínua o número de conversores adotados pode ser reduzido, ou conversores de maior eficiência e simplicidade podem ser adotados, diminuindo as perdas associadas à conversão e consequentemente aumentando a eficiência do sistema de distribuição.

A micro-rede CC pode ser conectada à uma rede principal CA por meio de um conversor bidirecional, de modo que seja possível garantir que a tensão de barramento CC permaneça constante mesmo em situações críticas, e em situações menos preocupantes energia pode ser fornecida à rede principal pela micro-rede CC. Em situações de falta ou queda de energia na rede principal CA, se adotado um modelo de controle adequado a micro-rede CC pode continuar operando com barramento à tensão constante em modo isolado, aumentando assim a robustez do sistema de distribuição.

Para o fornecimento de energia em locais remotos e distantes dos principais centros de distribuição a micro-rede CC também se mostra vantajosa, já que pode haver a

possibilidade de implementação de fontes renováveis nesses locais, diminuindo custos com a transmissão de energia elétrica à longas distâncias. Os principais desafios associados à implementação de micro-redes CC são: a falta de uma padronização nos níveis de tensão, que podem variar de maneira significativa dependendo da aplicação, e problemas relacionados à segurança dos usuários, já que os padrões difundidos de segurança atualmente são voltados principalmente para a distribuição em rede CA, além de problemas relacionados à proteção da micro-rede CC (KUMAR; ZARE; GHOSH, 2017).

Neste trabalho a micro-rede adotada foi considerada como uma micro-rede com nível de tensão de 340 V, conforme considerado em (NAKANISHI; ORIKAWA; ITOH, 2014). Como essa micro-rede é de baixa tensão geradores eólicos conectados nessa micro-rede podem apresentar valor de tensão de saída maior do que a tensão na micro-rede, sendo necessário um retificador que opere em modo abaixador de tensão, abaixando o nível de tensão gerada para a micro-rede CC. Como forma de simplificação a micro-rede CC neste trabalho será considerada como uma fonte de tensão CC contínua. Tal aproximação assume que a micro-rede CC possui um sistema de controle de modo a garantir uma tensão de barramento CC com poucas variações, como o sistema de controle apresentado em (JIANFANG et al., 2013), onde além das fontes renováveis de energia sistemas de armazenamento de energia à baterias estão conectados à micro-rede.

2.3 Máquina de indução de rotor bobinado

As máquinas elétricas são dispositivos capazes de realizar a conversão de energia elétrica em energia mecânica, quando são chamadas de motores, ou de energia mecânica em energia elétrica, quando são chamadas de geradores. As máquinas elétricas podem ser classificadas em: máquinas de corrente contínua, máquinas de corrente alternada síncrona e máquinas de corrente alternada assíncrona. Tensões trifásicas defasadas fisicamente em $\pm 120^\circ$ geram um campo magnético rotacional, que gira com velocidade proporcional à frequência das tensões trifásicas, a uma velocidade chamada de velocidade síncrona. Dependendo da velocidade de rotação das máquinas elétricas, essas podem ser classificadas em máquinas síncronas ou assíncronas (JACOBINA, 2005).

As máquinas de corrente alternada assíncronas, ou máquina de indução, são máquinas alimentadas com tensões alternadas com funcionam baseadas no princípio da indução magnética, onde a corrente do circuito do campo, que é o circuito responsável pelo fornecimento do campo magnético principal da máquina, é fornecida por indução pelas correntes do circuito de armadura. Por funcionar baseado no princípio da indução, as máquinas de indução não podem rotacionar à velocidade síncrona já que nesta situação ambos os circuitos de campo e armadura estariam operando à mesma frequência, não havendo variação do fluxo magnético e conseqüentemente não havendo a indução necessária

para a rotação dessas máquinas, e por isso são chamadas de máquinas assíncronas, (CHAPMAN, 2013).

As máquinas de indução por sua vez podem ser classificadas em vários tipos, como: máquina de indução de gaiola de esquilo, onde os terminais do rotor são curto circuitados, ou máquina de indução com rotor bobinado, onde os terminais do rotor são alimentados externamente. Neste capítulo as máquinas de indução serão modeladas matematicamente, de modo a facilitar o controle dessas máquinas para a geração eólica. Para a simplificação da análise matemática, os seguintes itens foram considerados (JACOBINA, 2005): tensões trifásicas simétricas e equilibradas, ângulos elétricos de defasagem entre as bobinas do estator e entre as bobinas do rotor de $\pm 120^\circ$, fluxo magnético aproximada para senoidal, máquina com polos lisos, onde o entreferro não varia com a posição do rotor, e máquina não saturada.

A máquina de indução de rotor bobinado pode ser representada pelo modelo 123, onde as variáveis de corrente, tensão e fluxo magnético são representadas por três componentes, uma para cada fase, pelo modelo odq , onde as variáveis trifásicas são representadas por uma componente direta, uma componente em quadratura e uma componente homopolar, e pelo modelo vetorial, onde a componente homopolar é desprezada, levando em consideração que o sistema trifásico é equilibrado, e as variáveis trifásicas são representadas por duas componentes ortogonais.

2.3.1 Modelo vetorial

Como forma de simplificar o modelo 123 da máquina, que exige um grande esforço computacional, pode-se realizar uma transformação para um eixo de variáveis odq (JACOBINA, 2005), conforme mostrado na equação (2.1).

$$x_{123} = \bar{P}x_{odq}, \quad (2.1)$$

onde x_{123} são as variáveis da máquina no modelo 123, x_{odq} são as variáveis da máquina no modelo odq , após a transformação de variáveis, e \bar{P} corresponde à matriz de transformação adotada.

As variáveis da máquina podem ser classificadas em variáveis do estator e variáveis do rotor. Logo, usando matrizes de transformação diferentes para o estator e para o rotor:

$$x_{s123}^s = \bar{P}_s x_{sodq}^g \quad (2.2)$$

$$x_{r123}^s = \bar{P}_r x_{rodq}^g \quad (2.3)$$

onde:

$$x_{sodq}^g = \begin{bmatrix} x_{so}^g \\ x_{sd}^g \\ x_{sq}^g \end{bmatrix} \quad x_{rodq}^g = \begin{bmatrix} x_{ro}^g \\ x_{rd}^g \\ x_{rq}^g \end{bmatrix},$$

\bar{P}_s é a matriz de transformação do estator, mostrada na equação (2.4), e \bar{P}_r é a matriz de transformação do rotor, mostrada na equação (2.5), onde o índice g que aparece nas variáveis indica um referencial genérico. Esse referencial indica o alinhamento do eixo d após a transformada, que poderá ser v caso seja assumido o referencial do campo girante da tensão, onde o eixo d está alinhado com o campo girante, s se assumido o referencial estacionário do estator, onde o eixo d está alinhado com o estator e não rotaciona, ou r se assumido o referencial rotacional, onde o eixo d está alinhado com o rotor.

No referencial do campo girante a velocidade do eixo dq será igual à velocidade do campo girante, logo as variáveis dq da máquina em regime permanente são constantes. No referencial do estator a velocidade do eixo dq é nula, e portanto as variáveis dq em regime permanente serão senoidais com frequência igual à frequência de alimentação do estator. No referencial do rotor, em regime permanente as variáveis dq terão frequência igual à frequência das correntes do rotor, que é a frequência de escorregamento.

$$\bar{P}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g) & -\sin(\delta_g) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\bar{P}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \theta_r) & -\sin(\delta_g - \theta_r) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

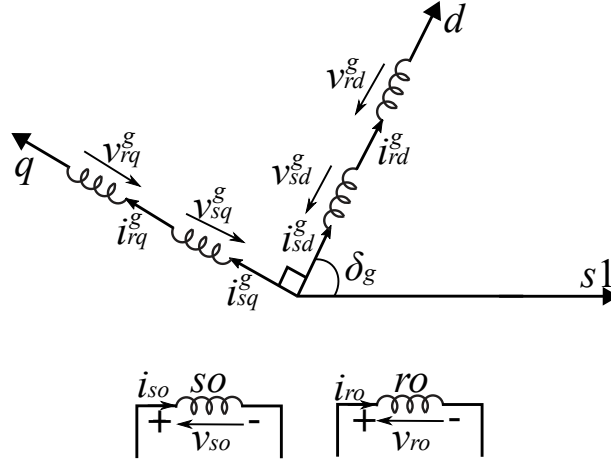
onde δ_g é o ângulo do eixo genérico adotado e θ_r é o ângulo do rotor. Essas matrizes são ortogonais e foram escolhidas de forma que a potência permaneça invariante à transformação de variáveis.

Pelas matrizes de transformação mostradas nas equações (2.4) e (2.5), percebe-se que a variável o corresponde à uma soma das três variáveis trifásicas multiplicadas por uma constante. Considerando um sistema trifásico simétrico e equilibrado, a soma de três variáveis trifásicas é nula, de modo que as variáveis o , chamadas de variáveis homopolares, não são consideradas para os cálculos de tensões, fluxos e conjugado eletromagnético da máquina. O modelo da máquina na representação odq está ilustrado na Figura 2.3. A máquina pode ser representada por um sistema bifásico, com os eixos d e q defasados em 90° , e por duas bobinas homopolares isoladas.

Ignorando a componente homopolar o é possível expressar as variáveis da máquina em função das componentes d e q . Como essas variáveis são ortogonais é possível criar um vetor para representar as variáveis da máquina no modelo dq , como:

$$x^g = \frac{1}{\sqrt{2}}(x_d^g + jx_q^g), \quad (2.6)$$

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

Figura 2.3 – Representação odq da máquina trifásica.


Fonte: adaptada de (JACOBINA, 2005).

Os fluxos da máquina podem ser escritos como:

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

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

onde $\lambda_s^g = \lambda_{sd}^g + j\lambda_{sq}^g$, $\lambda_r^g = \lambda_{rd}^g + j\lambda_{rq}^g$, $i_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$ e $i_r^g = i_{rd}^g + ji_{rq}^g$, l_s é a indutância das bobinas do estator, l_r é a indutância das bobinas do rotor, l_m é a indutância mútua da máquina, i_s^g é o vetor de correntes do estator no referencial genérico e i_r^g é o vetor de correntes do rotor no referencial genérico.

As tensões de estator da máquina podem ser escritas como:

$$v_s^g = r_s i_s^g + \frac{d\lambda_s^g}{dt} + j\omega_g \lambda_s^g \quad (2.9)$$

$$v_r^g = r_r i_r^g + \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \lambda_r^g, \quad (2.10)$$

onde: $v_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$, $v_r^g = v_{rd}^g + jv_{rq}^g$ e ω_g é a velocidade angular do referencial adotado na transformação.

O conjugado eletromagnético da máquina pode ser expresso por:

$$c_e = 2l_m \text{Im}(i_s^g i_r^{g*}) = P_p i_s \lambda_s^g \sin(\delta_i - \delta_b) = P_p i_s \frac{l_m}{l_r} \lambda_r^g \sin(\delta_i - \delta_b), \quad (2.11)$$

onde δ_i é a posição angular da corrente de estator, δ_b é a posição angular do fluxo de rotor e P_p é o número de pares de polos da máquina.

2.4 Turbina eólica

Para se obter uma maior fidelidade do sistema de geração eólica analisado uma turbina eólica foi simulada. Uma turbina eólica é um dispositivo mecânico que, quando

conectado à um gerador eólico, possibilita a conversão da energia eólica extraída dos ventos em energia elétrica.

A energia cinética de uma massa de ar pode ser calculada como (ROCHA, 2008):

$$E_v = \frac{1}{2}m_v v_v^2, \quad (2.12)$$

onde m_v é a massa do vento e v_v é a velocidade do vento. A densidade do vento que passa pela turbina eólica, considerando um trajeto em forma de cilindro com comprimento x , pode ser calculada como:

$$\rho = \frac{m_v}{x\pi R^2}. \quad (2.13)$$

A potência mecânica do vento pode ser então calculada como:

$$P_v = \frac{dE_v}{dt} \quad (2.14)$$

$$P_v = \frac{1}{2}\rho\pi R^2 v_v^3, \quad (2.15)$$

onde ρ é a densidade do vento e R é o raio do rotor eólico (ROCHA, 2008).

A potência mecânica da turbina eólica, extraída do vento, pode ser calculada por meio de um coeficiente de potência C_p , onde:

$$C_p = \frac{P_{te}}{P_v}, \quad (2.16)$$

onde P_{te} é a potência mecânica da turbina eólica. Substituindo a equação (2.16) na equação (2.15),

$$P_{te} = \frac{1}{2}\rho\pi R^2 v_v^3 C_p. \quad (2.17)$$

O coeficiente de potência é uma característica da turbina eólica e é uma função da razão de velocidades λ e do ângulo de passo β . A razão de velocidades λ pode ser definida por:

$$\lambda = \frac{\omega_{te} R}{v_v}, \quad (2.18)$$

onde ω_{te} é a velocidade do eixo do rotor eólico.

Para uma turbina eólica com ângulo de passo β constante, como a simulada neste trabalho, o coeficiente de potência pode ser obtido como razão de λ , cuja curva característica pode ser simplificada como:

$$C_p(\lambda) = a_0\lambda + a_1\lambda^2 + a_2\lambda^3, \quad (2.19)$$

onde a_0 , a_1 e a_2 são constantes. O valor de razão de velocidades $\lambda_{m\acute{a}x}$ que proporciona o coeficiente de potência máximo pode ser calculado como:

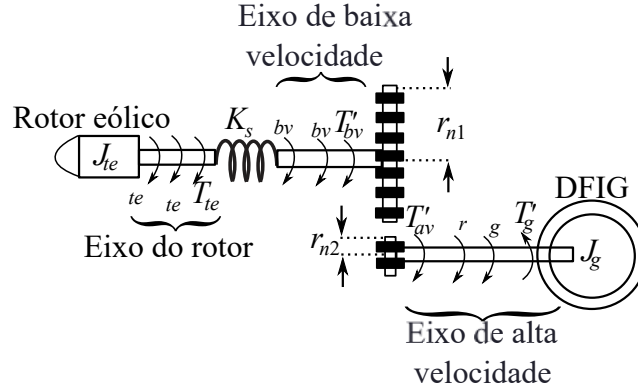
$$\frac{dC_p(\lambda)}{d\lambda} = 0 \quad (2.20)$$

$$\lambda_{m\acute{a}x} = -\frac{a_1}{3a_2} + \frac{1}{2}\sqrt{\frac{4}{9}\left(\frac{a_1}{a_2}\right)^2 - \frac{4a_0}{3a_2}} \quad (2.21)$$

2.4.1 Modelo de duas massas

Neste trabalho uma turbina eólica conectada ao gerador foi simulada utilizando o modelo de duas massas. Neste modelo há a consideração da elasticidade entre os eixos do gerador e do rotor eólico (ROCHA, 2008), conforme ilustrado na Figura 2.4

Figura 2.4 – Modelo de duas massas da turbina eólica.



Fonte: adaptada de (ROCHA, 2008).

A turbina eólica possui um momento de inércia J_{te} e uma constante elástica K_s , com uma caixa multiplicadora de velocidades separando os eixos de alta velocidade, do gerador eólico, do eixo de baixa velocidade, da turbina eólica. A caixa multiplicadora de velocidades tem funcionamento ilustrado pelas equações (2.22) e (2.23), conservando a potência mecânica entre seus dois lados, onde ω_r é a velocidade angular do eixo do rotor do gerador, ω_{bv} é a velocidade angular do eixo da turbina eólica, T'_{bv} é o conjugado mecânico no eixo de baixa velocidade, T'_{av} é o conjugado mecânico no eixo de alta velocidade, r_{n1} e r_{n2} são os raios das engrenagens nos eixos de alta e baixa velocidade, respectivamente.

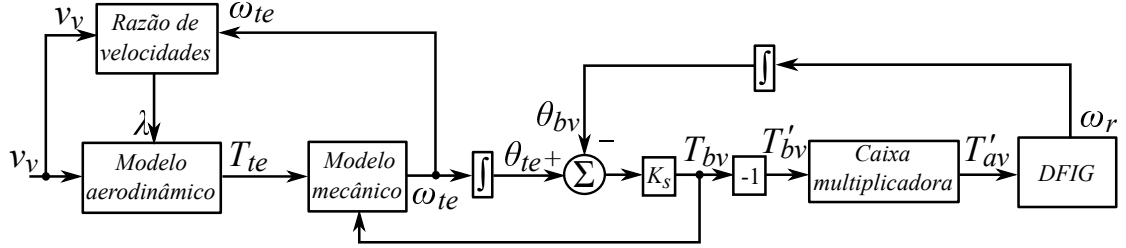
$$\frac{\omega_r}{\omega_{bv}} = \frac{r_{n1}}{r_{n2}} \quad (2.22)$$

$$\frac{T'_{bv}}{T'_{av}} = \frac{r_{n1}}{r_{n2}}. \quad (2.23)$$

O sistema de controle utilizado para a turbina eólica está mostrado na Figura 2.5. Esse sistema de controle tem como entrada a velocidade instantânea do vento e tem como saída o conjugado mecânico a ser aplicado no eixo do DFIG.

Uma massa de ar, com uma velocidade v_v exerce um conjugado mecânico T_{te} sobre a turbina eólica. Esse conjugado mecânico exercido pode ser calculado por meio da equação (2.24), e está representado pelo bloco *modelo aerodinâmico* na Figura 2.5, que contém como outra entrada a razão de velocidades λ , calculada por meio da equação (2.18) e indicada como o bloco *razão de velocidades*.

Figura 2.5 – Sistema de controle da turbina eólica.



Fonte: adaptada de (ROCHA, 2008).

As equações utilizadas para o cálculo do conjugado exercido na turbina eólica são:

$$T_{te} = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 v_v^2 C_t(\lambda) \quad (2.24)$$

$$C_t(\lambda) = a_0 + a_1 \lambda + a_2 \lambda^2 \quad (2.25)$$

$$\lambda = \frac{\omega_{te} R}{v_v}, \quad (2.26)$$

onde C_t é o coeficiente de conjugado, que depende da razão de velocidades, e cuja curva foi aproximada pela equação (2.26), e a_0 , a_1 e a_2 são valores constantes e iguais às constantes utilizadas na equação do coeficiente de potência, na equação (2.19).

A partir do conjugado aplicado sobre a turbina eólica pode-se calcular a velocidade da turbina utilizando o bloco *modelo mecânico*, que corresponde à equação (2.27), que pode ser obtida pelo modelo de duas massas ilustrado na Figura 2.4.

$$J_{te} \frac{d\omega_{te}}{dt} = T_{te} - T_{bv} - F_{te} \omega_{te}, \quad (2.27)$$

onde J_{te} é o momento de inércia do rotor eólico, T_{bv} é o conjugado no eixo de baixa velocidade e F_{te} é o coeficiente de atrito da turbina eólica. Após o cálculo da velocidade da turbina eólica, o conjugado mecânico no eixo de baixa velocidade pode ser obtido como:

$$T_{bv} = K_s (\theta_{te} - \theta_{bv}) \quad (2.28)$$

$$T'_{bv} = -T_{bv}, \quad (2.29)$$

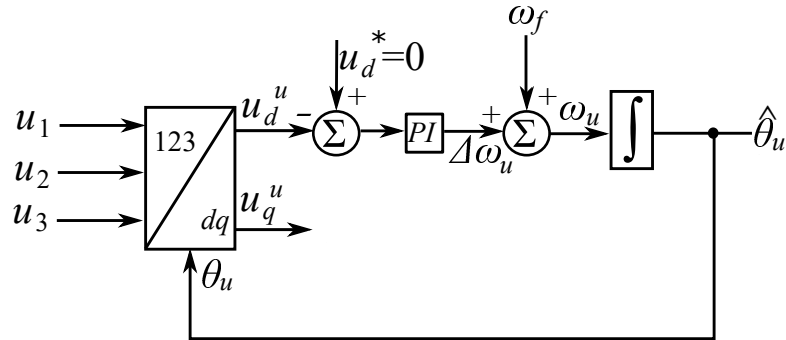
onde K_s é a constante elástica do eixo principal da turbina, θ_{te} é o ângulo da turbina e θ_{bv} é o ângulo do eixo de baixa velocidade. O conjugado a ser aplicado no DFIG pode ser então calculado usando a equação (2.23), que representa o comportamento da caixa multiplicadora de velocidades.

2.5 Malha de captura de fase

Uma malha de captura de fase, ou PLL (do inglês *Phase-locked loop*), é uma malha capaz de fornecer informações sobre a fase de tensões em determinados pontos do

circuito, o que é essencial para o funcionamento de determinados dispositivos ou sistemas de controle. A PLL utilizada neste trabalho foi uma PLL trifásica (KAURA; BLASKO, 1997), mostrada na Figura 2.6.

Figura 2.6 – Modelo de duas massas da turbina eólica.



Elaborada pelo autor.

Inicialmente há a transformação das tensões trifásicas que se deseja saber a fase para o eixo dq . O ângulo utilizado para a transformação é uma realimentação do ângulo medido, que é fornecido pela PLL. Sabe-se que quando o ângulo da transformada for igual ao ângulo da fase u_1 , a componente d terá valor nulo (KAURA; BLASKO, 1997). Como forma de obter o valor de ângulo da fase, a componente d após a transformada é controlada por meio de um controlador PI (proporcional integral) para uma referência nula. O controlador PI então gera um valor de variação de frequência, que quando somada com a frequência fundamental do sistema trifásico fornece o valor da velocidade angular da tensão de entrada. Por meio de um integrador é possível obter a informação do ângulo de fase da tensão de entrada, que é realimentado para a transformação dq .

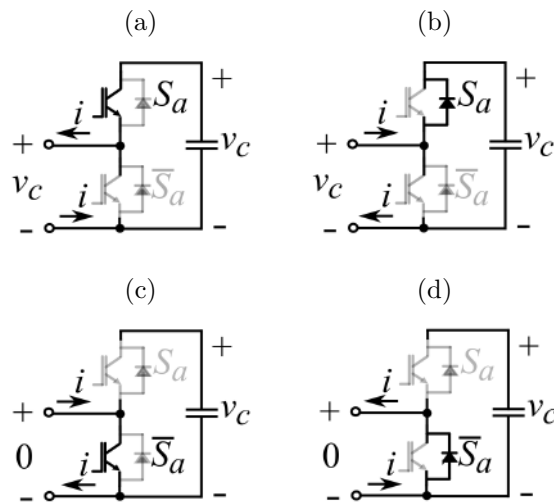
3 Conversor multinível modular

Duas topologias possíveis para o conversor multinível modular com submódulos conectados em estrela dupla são: a topologia DSCC, onde os submódulos são circuitos inversores em meia ponte, e a topologia DSBC, onde os submódulos são circuitos inversores em ponte completa. Neste capítulo o princípio de funcionamento dessas topologias será explicado.

3.1 Topologia MMC-DSCC

Na topologia DSCC os submódulos são circuitos em meia ponte. O submódulo em meia ponte possui quatro modos de operação, ilustrados na Figura 3.1, sendo possível obter uma tensão de saída nos terminais do submódulo de 0 ou v_c , com o fluxo de potência bidirecional. Na Tabela 3.1 são mostrados os detalhes de cada modo de operação, onde i saindo significa a corrente saindo do submódulo, conforme mostrado nas Figuras 3.1(a) e 3.1(d), e i entrando significa a corrente entrando no submódulo, conforme as Figuras 3.1(b) e 3.1(c) e v_{out} é a tensão que aparece nos terminais de saída do submódulo.

Figura 3.1 – Estados das chaves para a topologia MMC-DSCC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O capacitor do submódulo pode assumir três estados: o estado onde é ignorado, não havendo variações em sua carga, o estado onde está carregando, provocando um aumento na tensão de capacitor, e um estado onde está descarregando, provocando uma diminuição na tensão de capacitor.

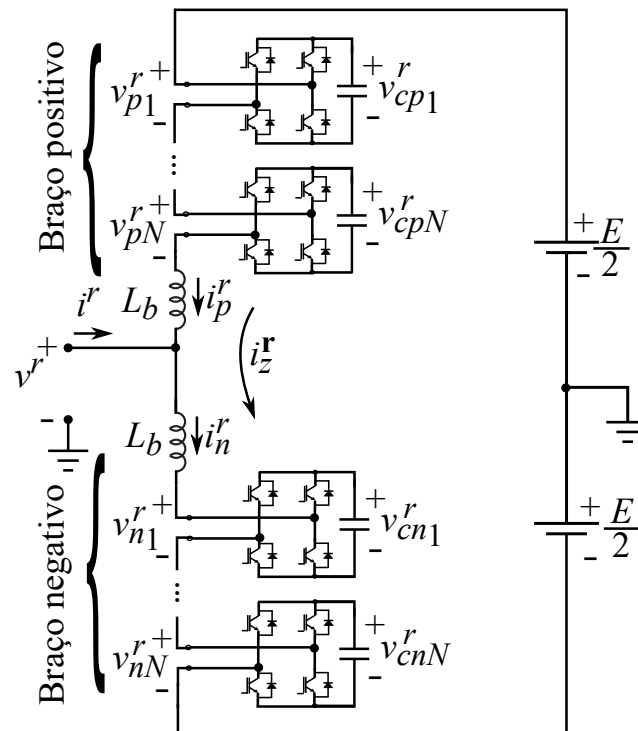
Tabela 3.1 – Detalhes dos modos de operação dos submódulos da topologia MMC-DSCC.

| S_a | i | v_{out} | capacitor |
|-------|----------|-----------|------------------|
| 0 | saindo | 0 | ignorado |
| 0 | entrando | 0 | ignorado |
| 1 | saindo | v_c | descarregando |
| 1 | entrando | v_c | carregando |

Fonte: Elaborada pelo autor

3.2 Topologia MMC-DSBC

Para garantir tensões trifásicas senoidais e simétricas nos terminais do DFIG a partir de uma micro-rede CC um conversor multinível modular (MMC) com a topologia DSBC foi considerado para a implementação do conversor no lado do estator. O circuito do MMC para a fase r com a topologia DSBC está mostrado na Figura 3.2. Para fins de simplificação apenas o modelo matemático da fase r do MMC será apresentado, já que para o MMC trifásico o modelo das demais fases é similar, havendo apenas uma defasagem nos sinais de corrente, tensão e comando em $\pm 120^\circ$.

Figura 3.2 – Equivalente do MMC-DSBC para a fase r .

Fonte: Elaborada pelo autor.

Uma perna do conversor, para cada fase, é dividida em dois braços, um braço positivo e um braço negativo, onde cada braço contém um número N de submódulos, cada um com dois pares de chaves do tipo IGBT.

Conforme mostrado na Figura 3.2, cada braço do conversor é formado por N submódulos conectados em cascata. Cada submódulo possui um capacitor flutuante. Para o submódulo k , a tensão sobre o capacitor flutuante é v_{cpk}^r , para os submódulos do braço positivo, ou v_{cnk}^r , para os submódulos do braço negativo, onde $k = 1, 2, \dots, N$, na fase r .

Cada submódulo, formado por um conversor em ponte completa na topologia DSBC, gera uma tensão de saída CA, com formato chaveado, a partir da tensão CC dos capacitores de cada submódulo. Essa tensão de saída é a tensão que aparece nos terminais correspondentes aos pontos médios dos dois braços de chaves de cada submódulo, e foi chamada de v_{pk}^r para os submódulos do braço positivo e v_{nk}^r para os submódulos do braço negativo.

A conexão dos submódulos ao lado CC do conversor é direta, porém a conexão dos submódulos ao lado CA do conversor é realizada por meio dos indutores L_b . Esses indutores são utilizados para limitar a corrente em caso de falta na micro-rede CC ou no DFIG e limitar a corrente de circulação em uma fase (SIDDIQUE et al., 2016; CUNICO et al., 2013), já que sem esses indutores quando a tensão de saída de todos os submódulos fosse zero haveria uma corrente de circulação muito alta, já que haveria um curto circuito entre os terminais do lado CC do conversor. Foram utilizados um indutor para cada braço.

Para o caso do MMC monofásico a tensão de saída é obtida entre os terminais do ponto médio dos indutores L_b e o ponto médio da tensão no lado CC do conversor, o que torna necessário uma fonte CC que permita acesso à seu ponto médio conectada ao lado CC do MMC. Neste caso, considerando que a tensão no lado CC do conversor é fornecida pela micro-rede CC, seria necessária uma micro-rede bipolar, com três fios, possibilitando acesso ao ponto central. Entretanto, para o MCC trifásico, assumindo que as bobinas do estator do DFIG estejam conectadas em estrela, a tensão de saída é obtida entre o ponto médio dos indutores e o ponto médio da conexão em estrela no estator da máquina elétrica, dispensando a necessidade de acesso ao ponto médio da micro-rede CC. Para a obtenção de resultados de simulação o MMC trifásico foi considerado, e portanto não foi necessário a consideração de uma micro-rede CC bipolar, sendo considerada uma micro-rede CC unipolar.

A partir da Figura 3.2,

$$\frac{E}{2} = v^r + \sum_{k=1}^N v_{pk}^r + R_b i_p^r + L_b \frac{di_p^r}{dt} \quad (3.1)$$

$$\frac{E}{2} = v^r + v_p^r \quad (3.2)$$

$$v_p^r = \sum_{k=1}^N v_{pk}^r + R_b i_p^r + L_b \frac{di_p^r}{dt} \quad (3.3)$$

$$v_p^r = \frac{E}{2} - v^r, \quad (3.4)$$

onde E é a tensão da micro-rede CC, v^r é a tensão de fase no lado CA para a fase r , v_{pk}^r é

a tensão de saída do submódulo k do braço positivo da fase r do MMC, R_b é a resistência do indutor L_b e v_p^r é a tensão de braço positivo da fase r do MMC.

A equação (3.4) mostra a relação entre a tensão no lado trifásico CA, v^r , e a tensão no lado CC E . O subscrito p refere-se ao braço positivo. Para o braço negativo,

$$\frac{E}{2} = v^r - \sum_{k=1}^N v_{nk}^r - R_b i_n^r - L_b \frac{di_n^r}{dt} \quad (3.5)$$

$$\frac{E}{2} = v^r - v_n^r \quad (3.6)$$

$$v_n^r = \sum_{k=1}^N v_{nk}^r + R_b i_n^r - L_b \frac{di_n^r}{dt} \quad (3.7)$$

$$v_n^r = \frac{E}{2} + v^r, \quad (3.8)$$

onde v_{nk}^r é a tensão de saída do submódulo k do braço negativo da fase r do MMC e v_n^r é a tensão do braço negativo da fase r do MMC.

Com base na Figura 3.2, a corrente de circulação pode ser definida como:

$$i_p^r = \frac{i^r}{2} + i_z^r \quad (3.9)$$

$$i_n^r = -\frac{i^r}{2} + i_z^r \quad (3.10)$$

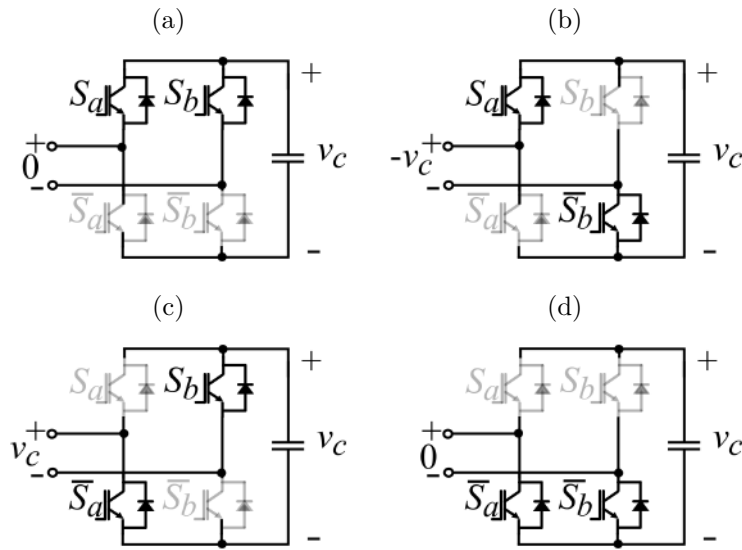
$$i_z^r = \frac{1}{2} (i_p^r + i_n^r), \quad (3.11)$$

onde i^r é a corrente de fase que flui para os terminais do estator do DFIG, no lado CA do MMC. Essa corrente de circulação é a corrente responsável pela carga e descarga dos capacitores de cada submódulo, e por meio de um controle para essa corrente de circulação é possível garantir um balanceamento entre as tensões médias dos capacitores de cada braço.

Na topologia DSBC os submódulos do MMC são circuitos em ponte completa, e os submódulos possuem oito modos de operação. Na Figura 3.3 são ilustrados de maneira simplificada quatro modos de operação possíveis para a topologia DSBC, sem considerar a direção do fluxo de potência. Como a topologia DSBC também pode apresentar fluxo de potência bidirecional, para cada modo mostrado na Figura 3.3 há dois modos: um onde a corrente flui para o capacitor, carregando-o, e outro onde a corrente flui para os terminais de saída, onde o capacitor é descarregado, resultando em oito modos. Para a topologia DSBC a tensão de saída de cada submódulo pode assumir os valores 0 , $+v_c$ e $-v_c$, o que faz com que seja possível gerar tensões CA com valores negativos, o que não é possível para a topologia DSCC.

Na Tabela 3.2 são mostrados os detalhes dos oito modos de operação dos submódulos da topologia DSBC. Nessa topologia é possível ter valores negativos na tensão de saída dos submódulos, o que torna essa topologia adequada para a implementação de um retificador abaixador de tensão.

Figura 3.3 – Estados das chaves para a topologia MMC-DSBC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 3.2 – Detalhes dos modos de operação dos submódulos da topologia MMC-DSBC.

| S_a | S_b | i | v_{out} | capacitor |
|-------|-------|----------|-----------|---------------|
| 0 | 0 | saindo | 0 | ignorado |
| 0 | 0 | entrando | 0 | ignorado |
| 0 | 1 | saindo | $+v_c$ | descarregando |
| 0 | 1 | entrando | $+v_c$ | carregando |
| 1 | 0 | saindo | $-v_c$ | descarregando |
| 1 | 0 | entrando | $-v_c$ | carregando |
| 1 | 1 | saindo | 0 | ignorado |
| 1 | 1 | entrando | 0 | ignorado |

Fonte: Elaborada pelo autor

3.3 Operação como retificador abaixador de tensão

Para as topologias de conversor multinível modular com submódulos conectados em estrela dupla, a partir da equação (3.4) é possível notar que, caso a tensão de barramento CC $\frac{E}{2}$ seja menor do que o valor máximo de v^r a tensão do braço positivo v_p^r assumirá valores negativos. Esta situação ocorre quando o MMC está operando como um retificador abaixador, onde a tensão do lado CA é maior que a tensão no lado CC, que é o caso considerado neste trabalho, onde há um gerador eólico conectado à uma micro-rede CC de baixa tensão. Portanto, a topologia DSCC não conseguirá realizar a operação como retificador abaixador, sendo necessário o uso da topologia DSBC, já que conforme a Tabela 3.1, a tensão de saída dos submódulos da topologia DSCC não pode assumir valores negativos, não sendo possível a obtenção de um valor médio de saída negativo.

O valor mínimo da tensão CC que pode ser obtida por um retificador utilizando a topologia DSCC pode ser calculado assumindo que a tensão de braço positivo seja nula,

conforme mostrado na equação (3.12).

$$\frac{E_{min}}{2} - V^r = 0 \quad (3.12)$$

$$E_{min} = 2V^r, \quad (3.13)$$

onde V^r é a amplitude da tensão de fase no lado CA do conversor.

Na equação (3.13) é possível perceber que a tensão mínima no lado CC é o dobro da amplitude da tensão de fase no lado CA, não sendo possível a operação do conversor como retificador abaixador de tensão. Sendo assim, para realizar a conexão do DFIG à uma micro-rede CC com um nível de tensão abaixo do dobro da amplitude da tensão de fase do gerador utilizando a topologia MMC-DSCC é necessário o uso de um conversor CC/CC, de modo a elevar a tensão no lado CC do conversor do lado do estator, o que aumenta perdas elétricas, reduzindo a eficiência do sistema de conversão.

4 Sistema de controle

Neste capítulo o sistema de controle utilizado para o sistema de geração eólica é apresentado, para os conversores do lado do estator e do rotor.

4.1 Controle do conversor multinível modular

O sistema de controle adotado para o conversor multinível modular, que é o conversor do lado do estator, está mostrado na Figura 4.1 e pode ser dividido em cinco partes: controle da tensão média de capacitor em cada perna do conversor, representado pelo bloco I na Figura 4.1, balanceamento da tensão média de capacitor em cada braço do conversor, representado pelo bloco II, controle de corrente de circulação, representado pelo bloco III, balanceamento individual dos submódulos do conversor, representado pelo bloco IV, e controle das tensões no lado CA, representado pelo bloco V. Uma das variáveis de entrada do sistema de controle é a referência para o valor de tensão de barramento CC dos submódulos, representada por v_c^* e escolhida pelo projetista do sistema. Formas de como escolher o valor adequado para essa referência com base nas variáveis do sistema serão explicadas nessa seção.

4.1.1 Controle da tensão média de capacitor por perna

O controle da tensão média de capacitor garante que o MMC consiga manter uma tensão de valor constante no lado CC, quando estiver operando como retificador. Para realizar este controle, a tensão média dos capacitores de cada perna do conversor é calculada como:

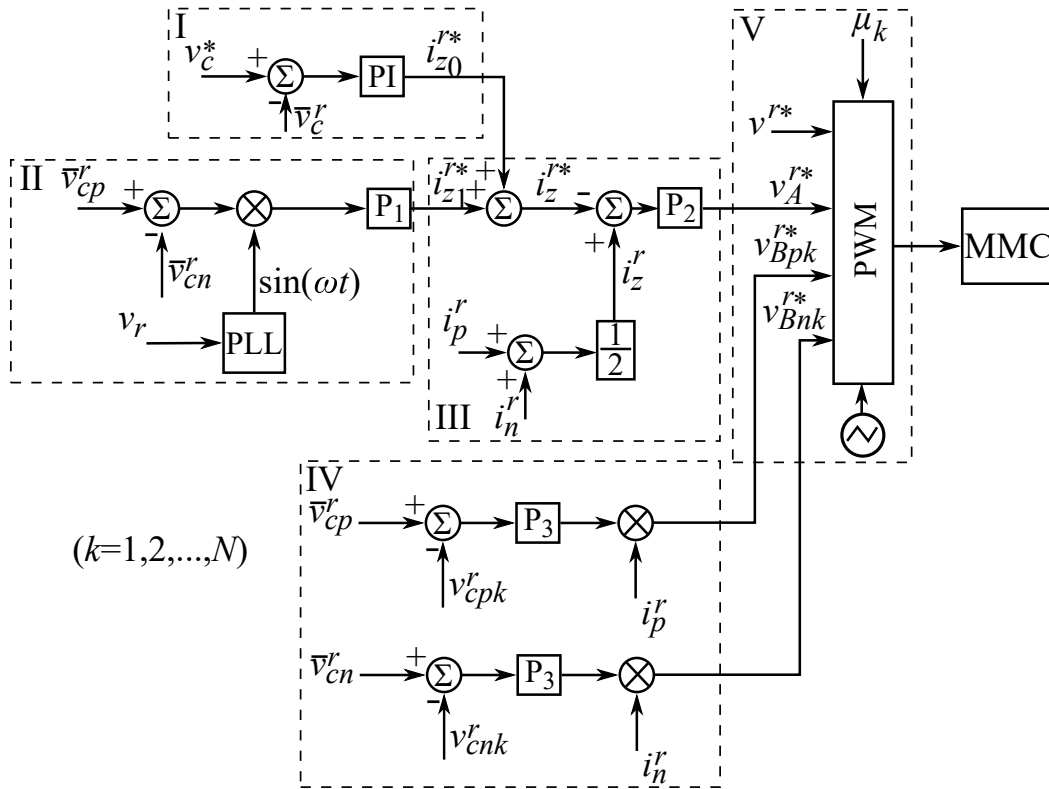
$$\bar{v}_c^r = \frac{1}{2N} \left(\sum_{k=1}^N v_{cpk} + \sum_{k=1}^N v_{cnk} \right). \quad (4.1)$$

A tensão média dos capacitores de cada perna do conversor é controlada por meio de um controlador do tipo PI (proporcional integral), gerando o sinal de referência para a componente CC da corrente de circulação.

4.1.2 Balanceamento da tensão média de capacitor por braço

Para que a tensão média de capacitor em cada perna do conversor seja distribuída uniformemente entre os capacitores dos braços positivo e negativo, a tensão média dos capacitores de cada braço pode ser controlada por meio da componente alternada da corrente de circulação.

Figura 4.1 – Sistema de controle do MMC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Sabendo que a componente alternada da corrente de circulação é responsável pelo fluxo de potência entre o lado CA e os capacitores dos barramentos dos submódulos do conversor, se a corrente de circulação possuir componente alternada em fase com a tensão no lado CA, a corrente de circulação irá provocar um fluxo de potência ativa entre os braços do conversor de modo que potência ativa seja transferida do braço positivo para o braço negativo, já que os capacitores do braço positivo irão descarregar e os capacitores do braço negativo irão carregar, aumentando a tensão média dos capacitores do braço negativo e diminuindo a tensão média dos capacitores do braço positivo. De modo contrário, se a componente alternada da corrente de circulação estiver em contra-fase com relação à tensão no lado CA do conversor, os capacitores do braço negativo irão descarregar e os capacitores do braço positivo irão carregar, fazendo com que o fluxo de potência ativa provocado pela componente alternada seja do braço negativo para o braço positivo, provocando um aumento na tensão média dos capacitores do braço positivo e uma queda na tensão média dos capacitores do braço negativo.

As tensões média dos capacitores dos braços positivo e negativo são calculadas

como:

$$\bar{v}_{cp}^r = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N v_{cpk} \quad (4.2)$$

$$\bar{v}_{cn}^r = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N v_{cnk} \quad (4.3)$$

O controle é realizado por meio da subtração entre os valores médios v_{cp}^r e v_{cn}^r , que irá gerar o valor de amplitude da componente alternada da corrente de circulação. Este valor é então multiplicado por uma onda senoidal de amplitude unitária em fase com a tensão no lado CA do conversor, com valor de fase obtido por meio de uma malha de captura de fase PLL. Caso a tensão média de braço positivo seja maior que a tensão média de braço negativo, a componente alternada da corrente de circulação estará em fase com a tensão no lado CA, caso contrário estará em contra-fase com a tensão na lado CA, sendo possível controlar as tensões médias de capacitores de modo que a tensão média dos capacitores do braço positivo seja igual à tensão média dos capacitores do braço negativo. Após a multiplicação por uma senoide de amplitude unitária há uma multiplicação por um valor de ganho constante, gerando então a referência para a componente alternada da corrente de circulação.

4.1.3 Controle de corrente de circulação

Os controles das tensões médias dos capacitores de cada perna e de cada braço irão gerar respectivamente as referências para a componente contínua e alternada da corrente de circulação. O controle da corrente de circulação para sua referência é realizado por meio de um controlador do tipo P (proporcional). A referência da corrente de circulação é obtida por:

$$i_z^{r*} = i_{z0}^{r*} + i_{z1}^{r*}. \quad (4.4)$$

O controlador da corrente de circulação irá gerar uma tensão de referência v_A^{r*} , a ser utilizado no controle individual das tensões de saída dos submódulos.

4.1.4 Balanceamento individual dos submódulos do conversor

De modo a equilibrar as tensões de capacitor de cada submódulo do conversor, tensões de referência v_{Bpk}^{r*} e v_{Bnk}^{r*} , onde $k = 1, 2, \dots, N$, podem ser utilizadas para a determinação da tensão de saída dos submódulos. Estas tensões de referência são geradas por meio de uma interação entre a tensão de saída dos submódulos e a corrente do braço correspondente, de modo que se a tensão média de capacitor de um submódulo for maior que a tensão média de capacitor de outro submódulo do mesmo braço, a tensão de saída do submódulo com maior tensão média de capacitor irá diminuir e a tensão média de

capacitor do outro submódulo irá aumentar, já que o valor médio da tensão do braço está controlado em um valor constante. Isto faz com que haja um fluxo de potência ativa entre os submódulos, de modo que haja um balanceamento de tensão.

4.1.5 Controle da tensão no lado CA

Os valores de tensão no lado CA do conversor multinível modular são controlados por meio do controle das tensões de saída de cada submódulo. Considerando as oscilações nas tensões de barramento CC de cada submódulo, os valores de referência das tensões de saída de cada submódulo v_{xk}^r , onde $x = p, n$ e $k = 1, 2, \dots, N$, podem ser obtidos a partir das equações (3.1)-(3.8), com a adição de novos termos, um para o controle da tensão média de cada braço v_A^r , e outro para o balanceamento entre as tensões de saída de cada submódulo em cada braço v_{Bk}^r , de modo que a tensão de cada braço seja dividida igualmente (THITICHAIWORAKORN; HAGIWARA; AKAGI, 2012). Após a adição destes termos, as referências das tensões de saída dos submódulos podem ser obtidas como:

$$v_{pk}^{r*} = v_A^{r*} + v_{Bpk}^{r*} - \frac{v^{r*}}{N} + \frac{E^*}{2N} \quad (4.5)$$

$$v_{nk}^{r*} = v_A^{r*} + v_{Bnk}^{r*} + \frac{v^{r*}}{N} + \frac{E^*}{2N}, \quad (4.6)$$

onde $k = 1, 2, \dots, N$.

As equações (4.5) e (4.6) possibilitam o controle da tensão no lado CA do conversor por meio do valor de referência v^{r*} . Foi assumido um controle de tensão de estator em malha aberta, onde o valor de referência v^{r*} é escolhido pelo projetista do sistema. Na Figura 4.2 são mostradas as formas de onda nas saídas dos submódulos e a forma de onda no lado CA do MMC, para a fase r .

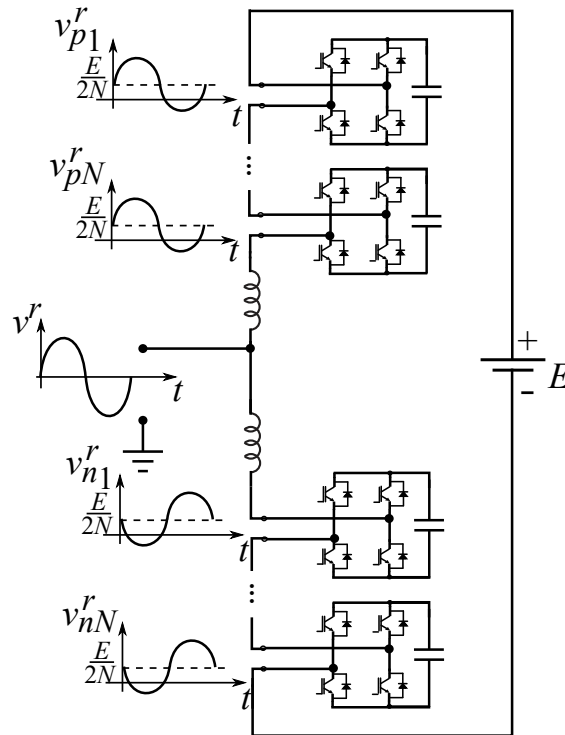
4.1.6 Escolha da tensão de referência dos capacitores

Em regime permanente os valores de oscilação dos capacitores dos submódulos terão valores muito baixos em relação às tensões no lado CA do conversor e na micro-rede CC, portanto as tensões de referência v_A^r e v_{Bk}^r podem ser desprezadas nas equação (4.5) e (4.6) para o cálculo da referência adequada das tensões dos capacitores, de modo que:

$$v_{pk}^{r*} = -\frac{v^{r*}}{N} + \frac{E^*}{2N} \quad (4.7)$$

$$v_{nk}^{r*} = +\frac{v^{r*}}{N} + \frac{E^*}{2N}. \quad (4.8)$$

Com base nas equação (4.7) e (4.8), o índice de modulação em amplitude, que é a relação entre o valor máximo da referência para a tensão de saída de cada submódulo e a

Figura 4.2 – Formas de onda das tensões de saída para a fase r do MMC.


Fonte: Elaborada pelo autor.

tensão de barramento CC dos submódulos, pode ser definido como:

$$m_a = \frac{\max(v_{pk}^{r*})}{v_c^*} \quad (4.9)$$

$$m_a = \frac{\max(v_{nk}^{r*})}{v_c^*} \quad (4.10)$$

$$m_a = \frac{1}{Nv_c^*} \left(V^{r*} + \frac{E^*}{2} \right), \quad (4.11)$$

onde V^r é a amplitude da tensão de fase no lado CA do MMC.

Logo, de modo a evitar sobremodulação dos submódulos, o valor da tensão de referência das tensões dos capacitores dos submódulos é:

$$v_c^* \geq \frac{1}{N} \left(V^{r*} + \frac{E^*}{2} \right), \quad (4.12)$$

ou, para um determinado valor de índice de modulação em amplitude m_a , o valor de referência para a tensão de barramento CC dos submódulos deverá ser:

$$v_c^* \geq \frac{1}{Nm_a} \left(V^{r*} + \frac{E^*}{2} \right). \quad (4.13)$$

4.2 Estratégia PWM do conversor multinível modular

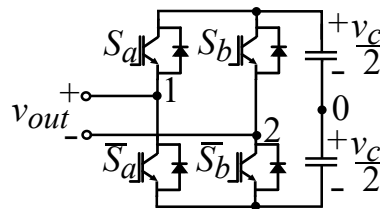
A modulação utilizada para o conversor multinível modular foi a modulação por largura de pulso, ou PWM. Essa forma de modulação consiste na alteração do valor de

largura de pulso, de modo a gerar um valor médio na tensão de saída igual à referência obtida do sistema de controle. A estratégia PWM do conversor multinível modular pode ser dividida em: estratégia PWM individual para cada submódulo e estratégia PWM para cada perna.

4.2.1 Estratégia PWM individual dos submódulos

Os diversos submódulos do MMC foram controlados de forma individual, onde a partir da referência da tensão de saída de cada submódulo, obtida por meio das equações (4.5) e (4.6), foi possível gerar os sinais de chaveamento para os dois pares de chaves de cada submódulo.

Figura 4.3 – Submódulo em ponte completa.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 4.3 é mostrado um submódulo da topologia DSBC do MMC, onde v_{out} é a tensão de saída do submódulo obtidas do sistema de controle pelas equações (4.5) e (4.6). A tensão de saída pode ser escrita como:

$$v_{out}^* = v_{10}^* - v_{20}^*, \quad (4.14)$$

onde as tensões v_{10}^* e v_{20}^* são as referências das tensões de polo do submódulo, sendo as tensões entre o ponto 1 e o ponto 0 e entre o ponto 2 e o ponto 0, respectivamente.

Com o objetivo de determinar as referências para as tensões de polo v_{10}^* e v_{20}^* a partir da equação 4.14, uma tensão auxiliar pode ser definida como:

$$v_x^* = \frac{v_{10}^* + v_{20}^*}{2}. \quad (4.15)$$

As equações (4.14) e (4.15) formam um sistema linear com duas variáveis. Resolvendo esse sistema, as referências para as tensões de polo de cada submódulo pode ser calculada como:

$$v_{10}^* = v_x^* + \frac{v_{out}^*}{2} \quad (4.16)$$

$$v_{20}^* = v_x^* - \frac{v_{out}^*}{2}. \quad (4.17)$$

A referência para a tensão auxiliar v_x^* , por sua vez, pode ser calculada utilizando o fator de distribuição μ , discutido em (JACOBINA; SANTOS; CORREA, 2005), que

corresponde à distribuição do período de operação em roda-livre entre o início e o término do período de chaveamento, com $0 \leq \mu \leq 1$. Utilizando o fator μ , e considerando os valores máximo e mínimo que podem ser assumidos pelas tensões de polo, cujos limites são impostos pela tensão no lado CC,

$$v_{xmáx}^* = \frac{E}{2} - \text{máx} \left(\frac{v_{out}^*}{2}, -\frac{v_{out}^*}{2} \right) \quad (4.18)$$

$$v_{xmin}^* = -\frac{E}{2} - \text{min} \left(\frac{v_{out}^*}{2}, -\frac{v_{out}^*}{2} \right) \quad (4.19)$$

$$v_x^* = \mu v_{xmáx}^* + (1 - \mu) v_{xmin}^*, \quad (4.20)$$

$$(4.21)$$

onde $\text{máx} \left(\frac{v_{out}^*}{2}, -\frac{v_{out}^*}{2} \right)$ é o valor máximo entre os valores instantâneos de $\frac{v_{out}^*}{2}$ e $-\frac{v_{out}^*}{2}$, e $\text{min} \left(\frac{v_{out}^*}{2}, -\frac{v_{out}^*}{2} \right)$ é o valor instantâneo mínimo entre essas duas tensões.

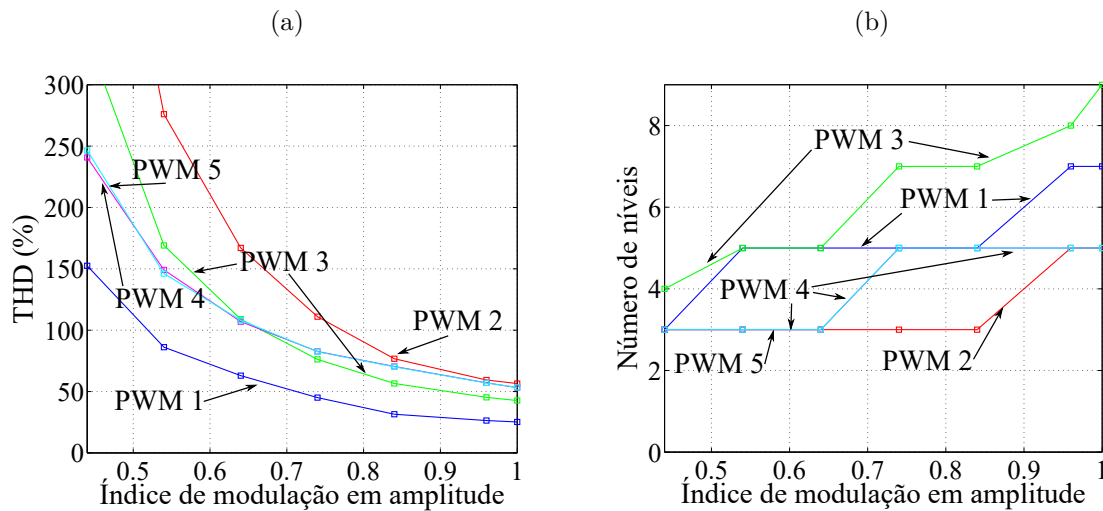
A partir dos valores de referência para as tensões de polo do submódulo, calculadas a partir das equações (4.16) e (4.17), é possível gerar os valores de chaveamento comparando esses valores com uma portadora triangular de alta frequência. Para a geração dos estados de chaveamento do braço formado pelas chaves S_a e \overline{S}_a , o valor v_{10}^* é comparado com uma portadora triangular simétrica, com valor médio nulo, amplitude de $\frac{v_c}{2}$ e frequência igual à frequência de chaveamento, enquanto que para a geração dos estados de chaveamento das chaves S_b e \overline{S}_b é utilizado o valor v_{20}^* para a comparação.

4.2.2 Estratégia PWM para cada perna do conversor

Para a modulação do conversor multinível modular pode-se utilizar valores de μ individuais para cada submódulo, além de se poder utilizar portadoras individuais, o que faz com que haja uma série de possíveis combinações destes valores, influenciando a forma de onda de tensão de saída. O valor do fator μ e a defasagem entre as portadoras PWM utilizadas para cada submódulo de uma perna do MMC foram analisados de forma a se obter um maior número de níveis de tensão na saída e uma forma de onda de tensão com baixa distorção harmônica total.

Foram analisadas duas situações gerais, considerando o caso particular para um MMC com um número total de 2 submódulos por braço e 4 submódulos por perna ($N = 2$): a situação onde as portadoras PWM de todos os submódulo têm a mesma fase, o que significa o uso de apenas uma portadora para todo o MMC, onde os valores de μ para cada submódulo foram variados, e a situação onde as portadoras PWM de cada submódulo foram defasadas entre si e os valores de μ foram mantidos constantes. Para cada situação foram analisados o número de níveis de tensão da saída e a taxa de distorção harmônica total (THD) da tensão de saída em função do índice de modulação em amplitude, que pode ser calculado por meio da equação (4.11), onde $N = 2$. Para todos os casos foi considerada uma frequência de chaveamento de 5 kHz.

Figura 4.4 – Resultados de simulação para portadora PWM única: a) taxa de distorção harmônica total e b) número de níveis de tensão de fase na saída.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Resultados de simulação para a situação onde foi utilizada apenas uma portadora PWM para todo o conversor estão mostrados na Figura 4.4. Foram consideradas cinco combinações para os fatores μ , descritos na Tabela 4.1, onde μ_1 e μ_2 correspondem aos fatores μ dos submódulos do braço positivo e μ_3 e μ_4 correspondem aos fatores μ dos submódulos do braço negativo.

Tabela 4.1 – Descrição das situações analisadas para a modulação com portadora PWM única.

| Situação | μ_1 | μ_2 | μ_3 | μ_4 |
|----------|---------|---------|---------|---------|
| PWM 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| PWM 2 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| PWM 3 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| PWM 4 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| PWM 5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 |

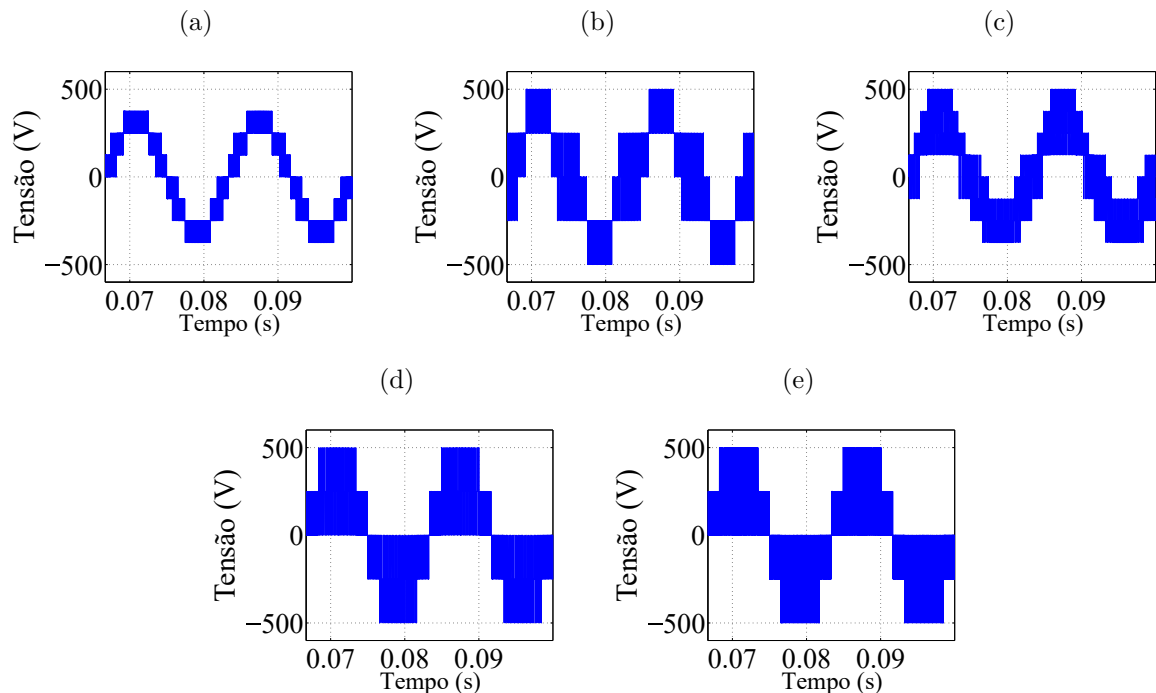
Fonte: Elaborada pelo autor

Pode-se perceber, na Figura 4.4(a) que a THD da tensão de saída fica menor quando o índice de modulação em amplitude se aproxima da unidade, para todas as situações analisadas, assumindo valores bastante elevados para índices de modulação abaixo de 0,5. A situação que ocasionou o menor valor de THD foi a situação do PWM 1, com um valor de THD de 26,36% para um índice de modulação de 0,96, enquanto que a situação com o pior valor de THD foi a situação do PWM 2. Outras combinações onde em cada braço um fator μ foi 0 e o outro foi 1, tais como $\mu_1 = 1$, $\mu_2 = 0$, $\mu_3 = 1$ e $\mu_4 = 0$ ou $\mu_1 = 1$, $\mu_2 = 0$, $\mu_3 = 0$ e $\mu_4 = 1$, apresentaram o mesmo comportamento da situação PWM 1.

Na Figura 4.4(b) é ilustrada a análise no número de níveis na tensão de fase de saída. Pode-se perceber que, embora apresente maior THD do que o PWM 1, o PWM 3

apresentou maior número de níveis para um elevado índice de modulação em amplitude, o que pode ser justificado pelo fato dos níveis não serem bem definidos. Para o PWM 1 foi possível obter sete níveis de tensão de fase com um índice de modulação de 0,96.

Figura 4.5 – Forma de onda da tensão de saída para cada situação de modulação, com uma portadora PWM: a) PWM 1, b) PWM 2, c) PWM 3, d) PWM 4 e e) PWM 5



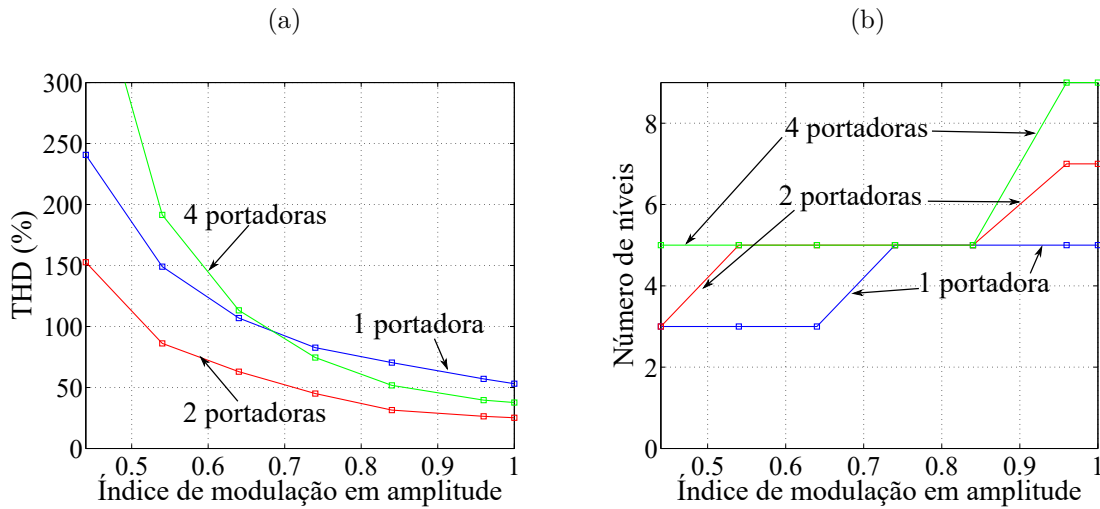
Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 4.5 é mostrada a forma de onda da tensão de fase gerada para cada situação analisada, com um índice de modulação de 0,96. Percebe-se que a forma de onda com formato mais próximo de uma onda senoidal foi a situação PWM 1, embora essa apresente um nível a menos quando comparada com a situação PWM 3.

Na Figura 4.6 são mostrados os resultados de simulação para várias portadoras. Foram analisadas três situações: i) a situação usando uma única portadora PWM, ii) a situação usando duas portadoras PWM e iii) a situação usando quatro portadoras PWM. Para a situação i) apenas uma portadora foi utilizada para todo o conversor. Para a situação ii), as portadoras dos submódulos do braço positivo foram iguais às do braço negativo, sendo uma portadora para cada submódulo, defasadas em 180° entre si. Na situação iii) foram utilizadas quatro portadoras para uma perna do conversor, com as portadoras defasadas entre si em 90° . Para esses resultados de simulação os valores de μ para cada submódulo foi escolhido como $\mu = 0$, semelhante à situação PWM 4, mostrada na Tabela 4.1.

Na Figura 4.6(a) pode-se perceber que a situação onde foi possível obter menor valor de THD foi a situação com 2 portadoras, e que a situação com 4 portadoras apresentou

Figura 4.6 – Resultados de simulação para várias portadoras PWM: a) taxa de distorção harmônica total e b) número de níveis na saída.



Fonte: Elaborada pelo autor.

THD menor que a situação com 1 portadora para elevados valores de índice de modulação. Percebe-se ainda que a curva da situação com 2 portadoras é idêntica à situação PWM 1, da Figura 4.4(a).

Na Figura 4.6(b) pode-se perceber que a situação onde foi possível obter maior número de níveis foi a situação com 4 portadoras, embora essa não tenha apresentado o menor valor de THD, já que os níveis não são tão bem definidos como a situação para 2 portadoras. Pode-se concluir que para o caso onde os valores de μ forem todos iguais a zero o uso de 2 portadoras apresenta um menor valor de THD, independente do índice de modulação, e apresenta um número de níveis igual à sete para uma situação onde o índice de modulação é elevado.

Com 4 portadoras o número de níveis de tensão de saída foi nove níveis para valores de índice de modulação elevados para as situações PWM 1, PWM 2, PWM 3 e PWM 4, embora o valor de THD seja sempre menor do que a situação PWM 1 com uma portadora. Para a situação PWM 5 o uso de 4 portadoras proporcionou uma tensão de saída semelhante à forma de onda para a situação PWM 1 com uma portadora, mostrada na Figura 4.5(a). Para todas as outras situações PWM analisadas foi possível obter uma forma de onda semelhante à mostrada na Figura 4.5(a) com o uso de um determinado número de portadoras, que é diferente para cada situação. Pode-se então concluir que a situação PWM 1 pode ser adotada como forma de simplificação do sistema de controle, já que esta é a situação onde foi possível obter uma forma de onda com valor de THD menor do que as outras situações analisadas, com o uso de uma única portadora.

4.3 Controle vetorial da máquina de indução de rotor bobinado

O controle vetorial do DFIG é realizado por meio do controle das correntes de rotor, de modo a se controlar a potência reativa nos terminais do estator e a velocidade do gerador, sendo possível a operação à velocidade variável.

A potência complexa nos terminais do estator do DFIG pode ser calculada como:

$$S_s = 2v_s^g i_s^{g*} \quad (4.22)$$

$$S_s = 2 \frac{1}{\sqrt{2}} (v_{sd}^g + jv_{sq}^g) \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sd}^g - ji_{sq}^g) \quad (4.23)$$

$$S_s = (v_{sd}^g i_{sd}^g + v_{sq}^g i_{sq}^g) + j(v_{sq}^g i_{sd}^g - v_{sd}^g i_{sq}^g). \quad (4.24)$$

Sabendo que a parte real da potência complexa corresponde à potência ativa e a parte imaginária à potência reativa, as potências no estator podem ser calculadas como:

$$P_s = v_{sd}^g i_{sd}^g + v_{sq}^g i_{sq}^g \quad (4.25)$$

$$Q_s = v_{sq}^g i_{sd}^g - v_{sd}^g i_{sq}^g. \quad (4.26)$$

Assumindo tensões trifásicas simétricas nos terminais do estator, pode-se notar que $v_{sd}^v = 0$ no referencial síncrono do campo girante, logo as equações (4.25) e (4.26) podem ser simplificadas como:

$$P_s = v_{sq}^v i_{sq}^v \quad (4.27)$$

$$Q_s = v_{sq}^v i_{sd}^v, \quad (4.28)$$

sendo possível relacionar as potências no estator do DFIG às correntes de estator. Entretanto, as correntes de estator podem ser relacionadas às correntes de rotor por meio das expressões do fluxo magnético no estator. Sabe-se que:

$$\lambda_{sd}^v = l_s i_{sd}^v + l_m i_{rd}^v \quad (4.29)$$

$$\lambda_{sq}^v = l_s i_{sq}^v + l_m i_{rq}^v. \quad (4.30)$$

Substituindo as equações (4.29)-(4.30) nas equações (4.27) e (4.28) pode-se calcular as potências do estator do DFIG como:

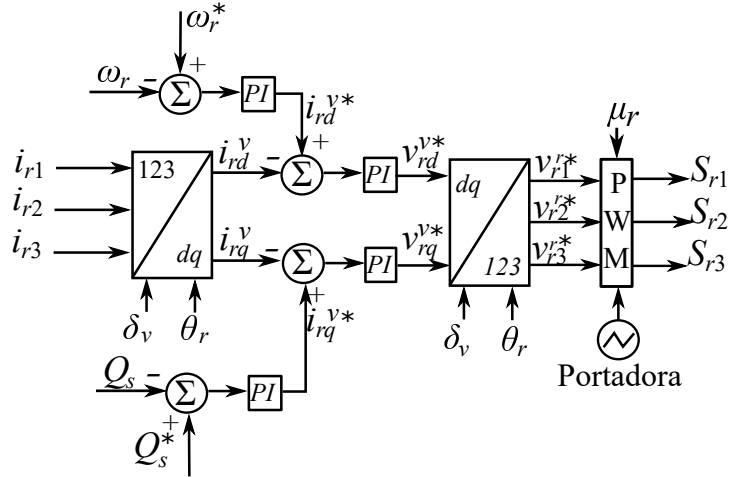
$$P_s = \frac{v_{sd}^v \lambda_{sd}^v}{l_s} - \frac{l_m v_{sd}^v}{l_s} i_{rd}^v \quad (4.31)$$

$$Q_s = -\frac{v_{sd}^v \lambda_{sq}^v}{l_s} + \frac{l_m v_{sd}^v}{l_s} i_{rq}^v. \quad (4.32)$$

Considerando que as tensões e fluxos de estator sejam constantes em regime, as equações (4.31) e (4.32) mostram que é possível realizar o controle da potência ativa no estator por meio da componente d da corrente de rotor e o controle da potência reativa

no estator por meio da componente q da corrente de rotor, de maneira desacoplada. A velocidade do rotor do DFIG é proporcional à potência ativa nos terminais de seu estator, logo essa velocidade também pode ser controlada por meio da componente d da corrente de rotor, no referênciamento síncrono.

Figura 4.7 – Sistema de controle do rotor do DFIG.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 4.7 é mostrado o diagrama de controle do rotor do DFIG. Inicialmente a velocidade do rotor e a potência reativa nos terminais do estator são controlados por controladores do tipo PI (proporcional integral), gerando as referências para as componentes d e q das correntes do rotor, respectivamente, no referencial síncrono. Como no referencial síncrono essas grandezas apresentam valores constantes em regime, o controle é simples e pode ser realizado por controladores PI convencionais. As correntes de rotor são medidas e transformadas para o eixo dq no referencial síncrono, onde são então controladas por controladores PI, gerando as componentes d e q das referências para as tensões de rotor. Esses valores de referência são então transformados para o eixo 123, e por meio da estratégia PWM são gerados os sinais de chaveamento para o rotor.

4.4 Estratégia PWM do conversor do lado do rotor

Na Figura 4.8 são mostrados detalhes do conversor do lado do rotor. As referências para as tensões de fase nos terminais do rotor podem ser escritas como:

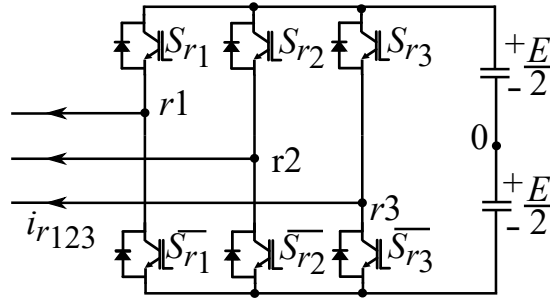
$$v_{r1}^r = v_{r10} - v_{n0} \quad (4.33)$$

$$v_{r2}^r = v_{r20} - v_{n0} \quad (4.34)$$

$$v_{r3}^r = v_{r30} - v_{n0}, \quad (4.35)$$

onde v_{n0} é a tensão no ponto central da ligação em estrela do rotor.

Figura 4.8 – Conversor do lado do rotor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Somando as equações (4.33)-(4.35), e sabendo que a soma das três tensões de fase no rotor é nula, já que se trata de um sistema trifásico simétrico, a tensão v_{n0} pode ser escrita como:

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{r10} + v_{r20} + v_{r30}). \quad (4.36)$$

As equações (4.33), (4.34) e (4.36) formam um sistema linear. Resolvendo esse sistema linear de modo a calcular o valor das referências para as tensões de polo do rotor:

$$v_{r10}^* = v_{r1}^{r*} + v_{n0}^* \quad (4.37)$$

$$v_{r20}^* = v_{r2}^{r*} + v_{n0}^* \quad (4.38)$$

$$v_{r30}^* = v_{r3}^{r*} + v_{n0}^*. \quad (4.39)$$

Os valores de referência para as tensões de fase do rotor v_{r1}^* , v_{r2}^* e v_{r3}^* são obtidos pelo sistema de controle, após os controladores PI das correntes de rotor, conforme mostrado na Figura 4.7. O valor de referência para a tensão de ponto central do rotor v_{n0}^* pode ser calculado por meio do fator μ , considerando os valores máximo e mínimo que podem ser assumidos pelas tensões de polo de maneira semelhante à estratégia PWM dos submódulos do conversor, como:

$$v_{n0máx}^* = \frac{E}{2} - \text{máx}(v_{r1}^*, v_{r2}^*, v_{r3}^*) \quad (4.40)$$

$$v_{n0min}^* = -\frac{E}{2} - \text{min}(v_{r1}^*, v_{r2}^*, v_{r3}^*) \quad (4.41)$$

$$v_{n0}^* = \mu_r v_{n0máx}^* + (1 - \mu_r) v_{n0min}^*. \quad (4.42)$$

As referências das tensões de polo são então comparadas com uma portadora triangular de alta frequência, de modo a se obter os sinais de chaveamento para cada braço de chaves.

5 Resultados de simulação

Com o objetivo de verificar o correto funcionamento do sistema de geração eólica proposto, mostrado na Figura 2.2, e do sistema de controle discutido, simulações em ambiente computacional foram realizadas. Os resultados de simulação obtidos são divididos em: i) resultados de simulação relativos à turbina eólica, que mostram o comportamento transitório do modelo da turbina eólica; ii) resultados de simulação relativos às potências da máquina, que mostram o comportamento transitório das potências no estator e rotor do gerador, iii) resultados de simulação relativos ao conversor multinível modular, que mostram o comportamento do conversor em regime permanente e iv) resultados de simulação relativos ao conversor do lado do rotor, que mostram as grandezas relacionadas ao controle vetorial realizado.

O passo de cálculo utilizado em todas as simulações foi de $3 \mu\text{s}$, com um tempo de simulação total de 2 s. Os parâmetros utilizados para a turbina eólica estão mostrados na Tabela 5.1, enquanto que os parâmetros de simulação estão mostrados na Tabela 5.2.

Tabela 5.1 – Parâmetros da turbina eólica simulada.

| Parâmetro | Valor |
|-------------------------|-----------------------|
| a_0 | 0,0520 |
| a_1 | 0,0058 |
| a_2 | -0,00075 |
| ρ | $1,17 \text{ Kg/m}^3$ |
| R | 1,4 m |
| F_{te} | 0,01 Nms/rad |
| J_{te} | $0,01 \text{ kgm}^2$ |
| K_s | 10 Nm/rad |
| $\frac{r_{n1}}{r_{n2}}$ | 7 |

Fonte: Elaborada pelo autor

O gerador utilizado foi um gerador com potência nominal de 2 kW, com um par de polos. A referência para o valor eficaz da tensão de fase na saída do MMC V^{r*} foi de 220 V, o que gera uma tensão de linha nos terminais do estator do gerador de aproximadamente 381,05 V rms, enquanto que a tensão na micro-rede CC E foi de 340 V.

O número de submódulos por perna foi escolhido como sendo quatro, ou dois por braço, isto é, $N = 2$. A referência da tensão de capacitor dos submódulos foi escolhida como sendo $v_c^* = 250 \text{ V}$, ocasionando um índice de modulação em amplitude de aproximadamente 0,96, e satisfazendo a condição imposta pela equação (4.13). Os valores do fator μ para cada submódulo foram escolhidos como $\mu_1 = 1$, $\mu_2 = 0$, $\mu_3 = 0$ e $\mu_4 = 1$, sendo essa sequência igual para as três pernas do conversor. Apenas uma portadora PWM foi utilizada por perna.

Tabela 5.2 – Parâmetros utilizados na simulação.

| Parâmetro | Valor |
|---|--------------|
| Tempo de simulação t | 2 s |
| Passo de cálculo | 3 μ s |
| Tensão da micro-rede CC E | 340 V |
| Tensão de linha do gerador | 380 V rms |
| Referência da tensão de capacitor v_c^* | 250 V |
| Número de submódulos por braço N | 2 |
| μ_1 | 1 |
| μ_2 | 0 |
| μ_3 | 0 |
| μ_4 | 1 |
| Número de portadoras PWM por perna | Uma |
| Indutores de conexão com o lado CA L_b | 4 mH |
| Capacitores dos submódulos C | 2600 μ F |
| Frequência de chaveamento | 5 kHz |

Fonte: Elaborada pelo autor

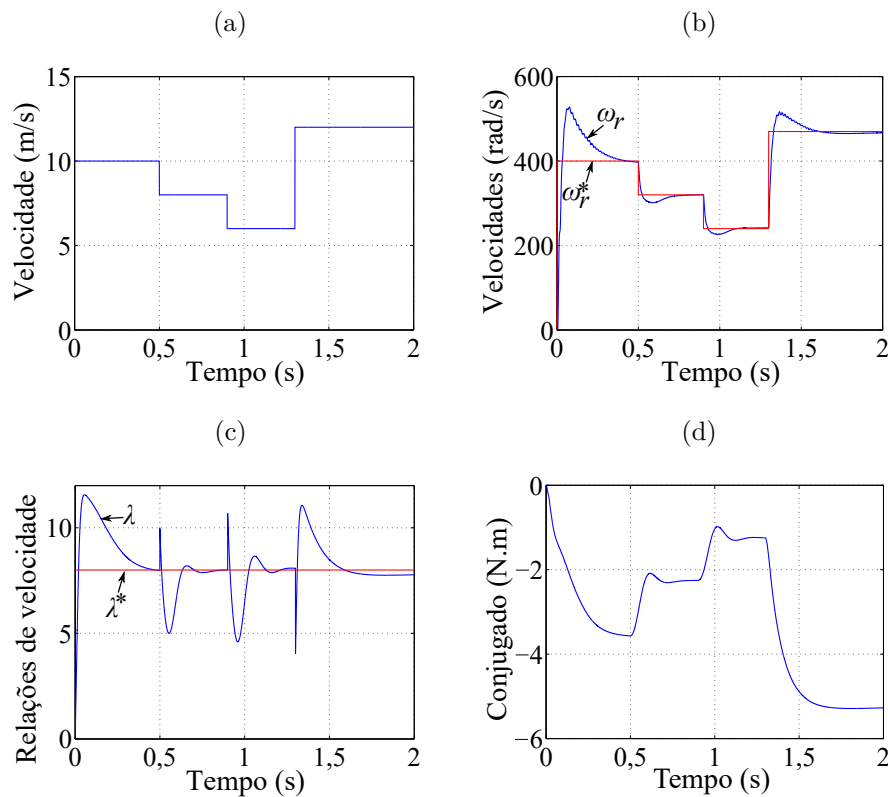
Para o conversor do lado do rotor o fator μ_r foi escolhido como sendo $\mu_r = 0,5$. A referência para a potência reativa nos terminais do estator do gerador foi escolhida como sendo nula, o que caracteriza os terminais do estator do gerador com fator de potência elevado. A referência para a velocidade foi escolhida pelo usuário de modo a manter a relação de velocidades da turbina λ igual à 8, que é o valor que proporciona o coeficiente de potência máxima, onde há uma maior taxa de conversão da energia dos ventos. O indutor de conexão com o lado CA foi escolhido como $L_b = 4$ mH, com uma resistência de $R_b = 0,1$ Ω e o valor dos capacitores dos submódulos foram escolhidos como $C = 2600$ μ F.

Na Figura 5.1 são mostrados os resultados de simulação referentes à turbina eólica. A velocidade do vento foi escolhida como sendo igual à 10 m/s durante os primeiros 0,5 s, como 8 m/s entre 0,5 s e 0,9 s, como 6 m/s entre 0,9 s e 1,3 s e como 12 m/s entre 1,3 s e 2,0 s, conforme mostrado na Figura 5.1(a).

Na Figura 5.1(b) são mostradas a velocidade do eixo do gerador e sua referência. O valor de referência da velocidade do gerador foi escolhido de acordo com a velocidade do vento, de modo a manter a razão de velocidades λ com valor próximo à 8, conforme mostrado na figura 5.1(c), que é o valor que ocasiona o maior coeficiente de potência C_p , conforme calculado pela equação (2.21). Com os cálculos os valores de referência para a velocidade do gerador foram escolhidos como: 400 rad/s para uma velocidade de vento igual à 10 m/s, 320 rad/s para uma velocidade de vento igual à 8 m/s, 240 rad/s para uma velocidade de vento igual à 6 m/s e 470 rad/s para uma velocidade de vento igual à 12 m/s. Pode-se perceber que para todos os intervalos o valor de velocidade do rotor do gerador acompanhou sua referência, sendo possível operar o DFIG à velocidade variável.

Na Figura 5.1(d) é mostrado o comportamento do conjugado aplicado ao eixo de alta velocidade, que é o eixo do rotor do DFIG. Percebe-se que o conjugado foi proporcional

Figura 5.1 – Resultados de simulação relativos à turbina eólica: a) velocidade do vento, b) velocidade do eixo do DFIG, c) relação de velocidades λ e sua referência e d) conjugado aplicado ao eixo do DFIG.



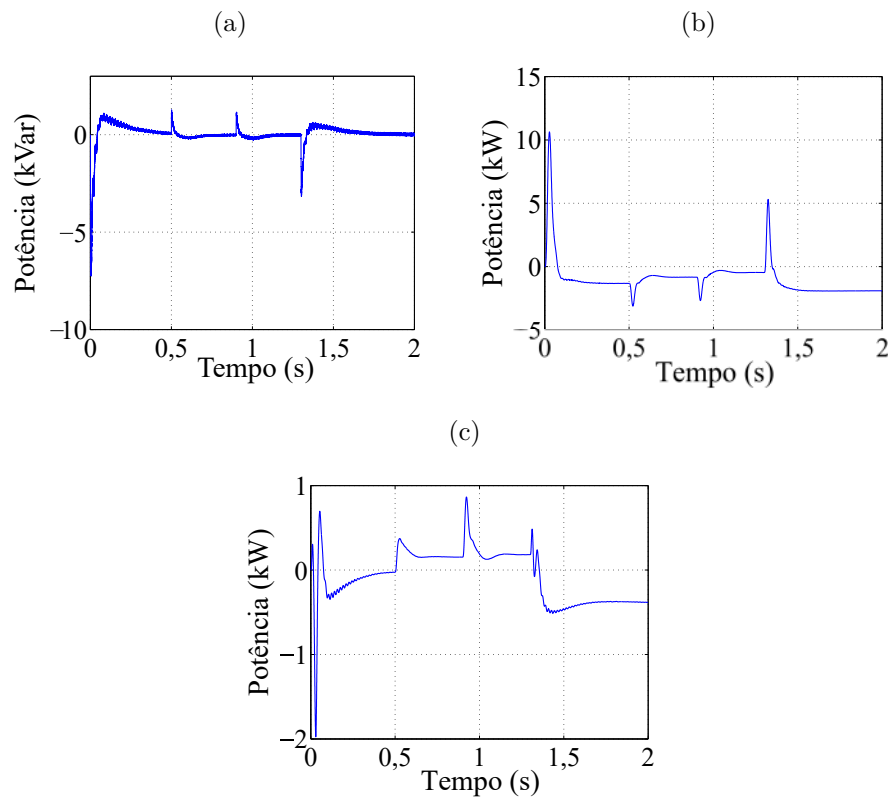
Fonte: Elaborada pelo autor.

ao valor de velocidade do vento, com um maior conjugado para uma maior velocidade do vento.

Na Figura 5.2 são mostradas as potências nos terminais do estator e rotor do gerador, durante todo tempo de simulação. As Figuras 5.2(a) e 5.2(b) mostram o comportamento da potência reativa e da potência ativa nos terminais do estator, respectivamente. A potência reativa foi controlada para sua referência que foi nula, enquanto que a potência ativa foi proporcional à velocidade do vento. Percebe-se que, exceto durante o período de partida do gerador e o período transitório da velocidade do vento em 1,3 s a potência ativa foi negativa, o que mostra que a máquina de indução de rotor bobinado conseguiu operar como um gerador eólico, fornecendo potência ativa à micro-rede CC.

A potência ativa nos terminais do rotor do gerador está mostrada na Figura 5.2(c). Pode-se perceber que quando a velocidade do gerador está acima da velocidade síncrona a potência ativa nos terminais do rotor é negativa, e quando está abaixo da velocidade síncrona a potência é positiva, o que mostra que para velocidades acima da velocidade síncrona os terminais do rotor do gerador também fornecem potência para a micro-rede CC. Além disso o comportamento bidirecional do conversor do lado do rotor adotado é

Figura 5.2 – Resultados de simulação relativos às potências da máquina: a) potência reativa nos terminais do estator, b) potência ativa nos terminais do estator e c) potência ativa nos terminais do rotor.



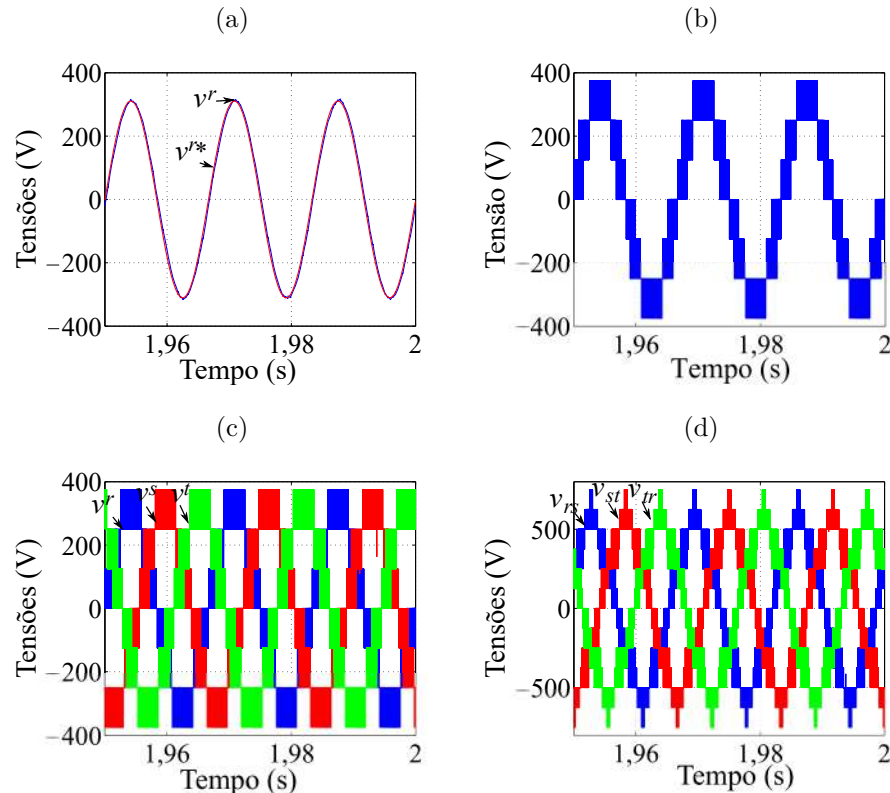
Fonte: Elaborada pelo autor.

comprovado, já que esse conversor também pode consumir potência da micro-rede CC quando a velocidade do eixo do gerador for menor que a velocidade síncrona.

Nas Figuras 5.3 e 5.4 são mostrados os resultados de simulação referentes às variáveis do conversor multinível modular, entre 1,95 s e 2s, onde a velocidade do vento foi mantida constante e igual à 12 m/s, conforme mostrado na Figura 5.1(a). Na Figura 5.3(a) estão mostrados o valor filtrado da tensão de fase de saída, na fase r , e sua referência. Foi utilizado um filtro de segunda ordem com frequência de corte de 4 kHz para a obtenção da forma de onda da tensão de fase de saída. Percebe-se que foi possível controlar a tensão de fase para seu valor de referência.

Na Figura 5.3(b) é mostrada a tensão de fase de saída, no estator do DFIG. Percebe-se que essa forma de onda possui sete níveis de tensão, e seu valor de THD foi de aproximadamente 26,36%. A Figura 5.3(c) mostra as tensões trifásicas de fase não filtradas no estator do gerador e a Figura 5.3(d) mostra as tensões trifásicas de linha não filtradas no estator do gerador. Percebe-se que foi possível obter tensões trifásicas com igual defasagem e igual amplitude, sendo possível alimentar o estator do DFIG com tensões trifásicas simétricas. Além disso, o número de níveis de tensão de saída foi 7 níveis

Figura 5.3 – Resultados de simulação relativos ao MMC: a) tensão de fase r nos terminais do estator do DFIG com filtragem, b) tensão de fase r nos terminais do estator do DFIG sem filtragem, c) tensões trifásicas nos terminais do estator do DFIG sem filtragem e d) tensões de linha do estator do DFIG sem filtragem.



Fonte: Elaborada pelo autor.

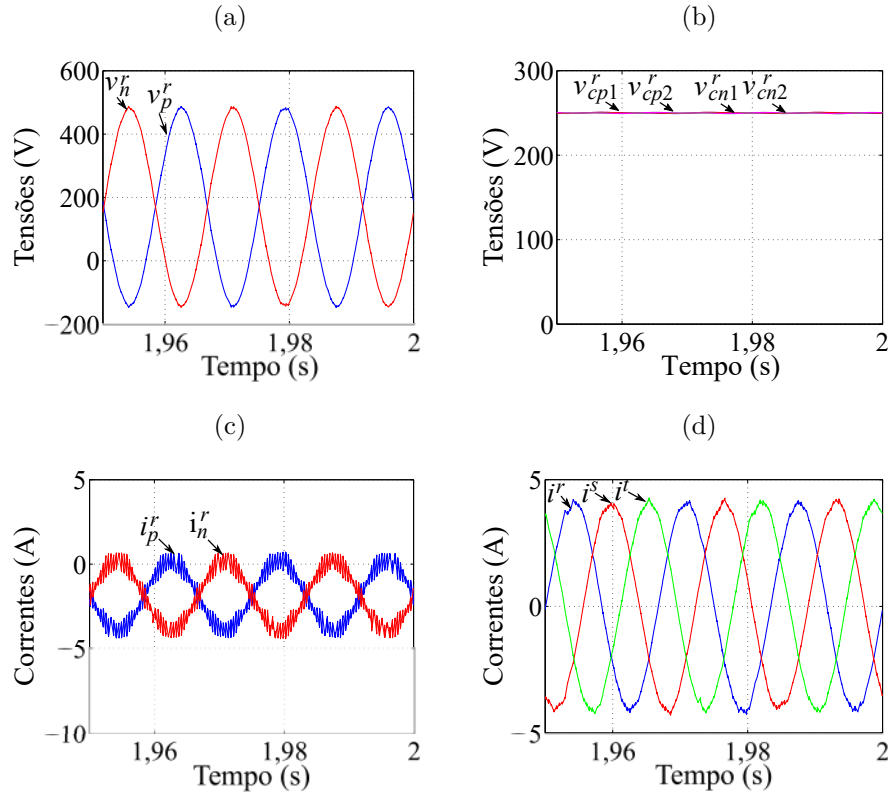
para as tensões de fase e 13 níveis para as tensões de linha, o que mostra que o MMC projetado conseguiu gerar uma tensão de saída multinível.

Na Figura 5.4(a) são mostradas as tensões nos braços positivo e negativo da fase r do conversor multinível modular. Pode-se perceber que essas tensões estão defasadas entre si em 180° e apresentam mesma frequência da tensão de saída, com valor médio de 170 V, sendo que a soma de seus valores médios corresponde à tensão no lado CC do conversor, que é a tensão na micro-rede CC. Percebe-se também que essas tensões assumem valores negativos durante um determinado intervalo de tempo, o que impossibilita o uso da topologia MMC-DSCC para o sistema simulado, sem o uso de um conversor adicional.

Na Figura 5.4(b) são mostradas as tensões nos capacitores dos submódulos da fase r . Foi possível controlar os valores de tensão para os quatro capacitores da perna para seu valor de referência de 250 V, de forma balanceada, isto é, todos apresentaram valores de tensão média próximos. A oscilação presente nessas formas de onda foi de baixo valor em regime permanente.

Na Figura 5.4(c) são mostradas as tensões nos braços positivo e negativo da fase r

Figura 5.4 – Resultados de simulação relativos ao MMC: a) tensões dos braços positivo e negativo de uma perna do MMC, filtradas, b) tensões sobre os capacitores de uma perna do MMC, c) correntes de braço positivo e negativo de uma perna do MMC e d) correntes trifásicas no estator do DFIG.



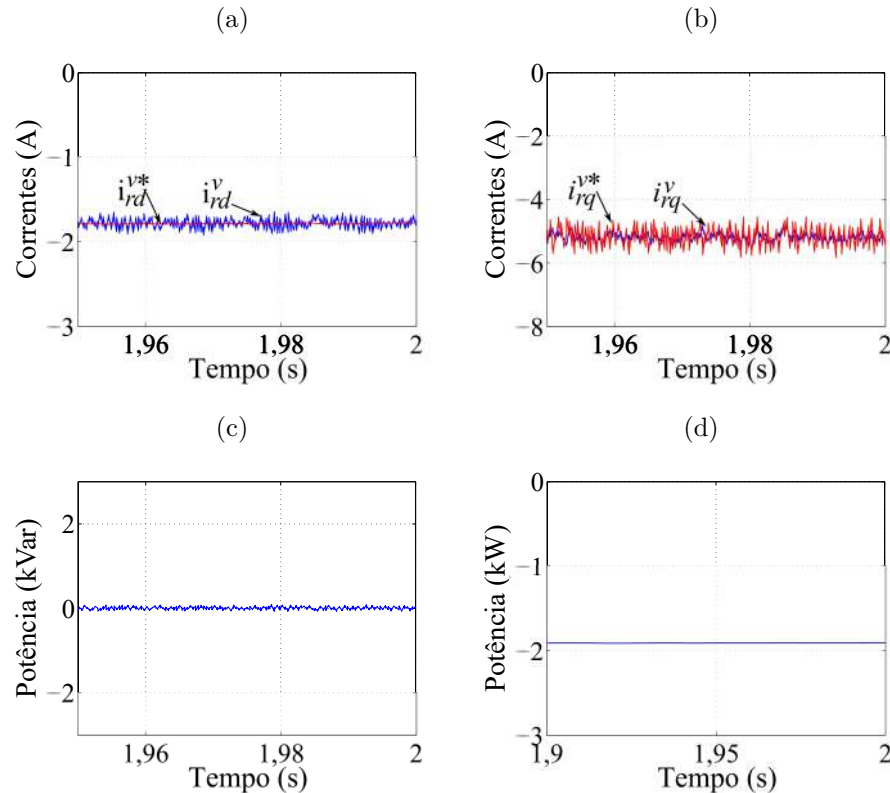
Fonte: Elaborada pelo autor.

do MMC. Percebe-se que essas correntes são defasadas entre si em 180° e que apresentam um valor médio negativo, que corresponde à componente CC da corrente de circulação. Foi possível controlar as tensões nos capacitores dos submódulos de maneira balanceada pelo controle desta corrente de circulação, já que sua componente CA é responsável pela carga e descarga dos capacitores e sua componente CC é responsável pela transferência de potência para a micro-rede CC.

As correntes do estator do DFIG são ilustradas na Figura 5.4(d). Essas correntes, assim como as tensões, são trifásicas e simétricas, com pouco conteúdo harmônico, o que mostra que o MMC garantiu correntes trifásicas nos terminais do DFIG. Essas correntes estão em fase com as tensões de fase, já que a potência reativa do estator foi controlada pelo conversor do lado do rotor para zero, o que caracteriza um fator de potência próximo da unidade.

Na Figura 5.5 são mostrados os resultados de simulação para o conversor do lado do rotor. As componentes das correntes do rotor de eixo direto (d) e de quadratura (q) no referencial síncrono e suas referências são mostradas nas Figuras 5.5(a) e 5.5(b),

Figura 5.5 – Resultados de simulação relativos ao conversor do lado do rotor: a) componente d da corrente de rotor e sua referência, b) componente q da corrente de rotor e sua referência, c) potência reativa nos terminais do estator do DFIG e d) potência ativa nos terminais do estator do DFIG.



Fonte: Elaborada pelo autor.

respectivamente. Percebe-se que as referências para essas correntes, que foram fornecidas pelos controladores PI da potência reativa de estator e da velocidade, não apresentou oscilações, o que foi esperado já que elas estão no referência síncrono. Os valores medidos foram controlados para suas referências e também apresentaram baixa oscilação.

As Figuras 5.5(c) e 5.5(d) mostram as potência ativa e reativa nos terminais do estator do DFIG. Foi possível controlar a potência reativa para zero enquanto que a potência ativa foi controlada para aproximadamente 2 kW, com sinal negativo, o que evidencia o funcionamento da máquina como um gerador, fornecendo potência ativa à micro-rede CC.

6 Conclusões

Neste trabalho um sistema de conversão eólica com alta eficiência baseado em um conversor multinível modular com a topologia DSBC foi proposto, com a conexão de um gerador eólico DFIG à uma micro-rede CC com uma tensão inferior ao valor de tensão de linha do gerador.

Para o conversor do lado do estator foi utilizada a topologia MMC-DSBC do conversor multinível modular, que foi explicada e comparada à topologia MMC-DSCC. Foi possível concluir que a topologia MMC-DSBC apresenta as vantagens de dispensar o uso de um conversor CC/CC adicional para a conexão do gerador à uma micro-rede CC com tensão menor que a tensão de terminal do gerador, diminuindo o tamanho do sistema de conversão. Foi discutido um sistema de controle para realizar o controle das tensões dos capacitores dos submódulos do conversor MMC-DSBC, de modo a garantir que essas tensões sigam seus valores de referência e de forma a evitar desbalanceamentos entre as tensões de capacitores de uma mesma perna do conversor. Este controle foi realizado por meio do controle da corrente de circulação em cada perna do conversor e por meio das referências das tensões dos braços do conversor. Por meio de simulações foi possível confirmar que o conversor garantiu tensões trifásicas simétricas e com baixa taxa de distorção harmônica total nos terminais do estator do DFIG, com tensões de fase com sete níveis para a situação simulada, com o conversor com dois submódulos por braço. Com relação à estratégia PWM do conversor do lado do estator foi possível obter uma situação com baixa taxa de distorção harmônica total e sete níveis nas tensões de fase no lado CA do conversor com a devida escolha dos fatores de distribuição μ dos submódulos do conversor, simplificando o sistema de controle.

Para o conversor do lado do rotor, foi possível realizar o controle de um conversor fonte de tensão trifásico de modo a garantir tensões com frequência variável aos terminais do rotor do DFIG a partir da micro-rede CC. Os valores de referência para as tensões foram obtidos por meio do controle vetorial do DFIG, onde a velocidade do eixo do DFIG e a potência reativa de estator foram controladas, sendo possível a geração eólica à velocidade variável com o controle do fator de potência nos terminais do estator.

Uma simulação do sistema de geração funcionando com a turbina eólica para diferentes velocidade de vento foi realizada, onde a velocidade do vento foi variada de forma discreta em determinados intervalos de tempo e a referência para a velocidade do eixo do DFIG foi escolhida de modo a proporcionar um coeficiente de potência máximo, garantindo uma maior potência extraída dos ventos e comprovando o funcionamento do sistema de controle da turbina.

Como pesquisas futuras a serem conduzidas com base neste trabalho podem-se apontar: a implementação de um sistema seguidor do ponto de máxima potência de geração, para a obtenção do valor de referência da velocidade do eixo do DFIG para uma forma de velocidade de vento aleatória, mais próxima da realidade, garantindo que o gerador opere com um alto coeficiente de potência durante variações de velocidade do vento, quando esse modo de operação for desejado; um modelo da micro-rede CC mais próximo da realidade, assim como o estudo de um sistema de controle para garantir a tensão na micro-rede CC constante durante diferentes modos de operação, como a micro-rede desconectada da rede principal e a obtenção de resultados experimentais.

Referências

- ABU-HAJAR, A.; AL-DURRA, A.; MUYEEN, S. M. Low pass conditioning filter in the dq synchronous frame for DFIG systems based on the power transfer matrix. In: *2015 IEEE 8th GCC Conference Exhibition*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado 3 vezes nas páginas 20, 21 e 25.
- AKAGI, H. Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC). *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 11, p. 3119–3130, Nov 2011. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 23.
- BAHRAMIPANAH, M.; FARIVAR, G.; AFSHARNIA, S. DFIG wind turbine three single phase grid side converters strategy control. In: *2012 3rd Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 336–341. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.
- CHAPMAN, S. *Fundamentos de Máquinas Elétricas - 5ed.* [S.l.]: AMGH Editora, 2013. ISBN 9788580552072. Citado na página 35.
- CUNICO, L. M. et al. Parameters design for modular multilevel converter (MMC). In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 264–270. ISSN 2165-0454. Citado na página 44.
- DU, S. et al. A flying-capacitor modular multilevel converter for medium-voltage motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 3, p. 2081–2089, March 2017. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.
- EKERN, B. L. *Modular Multilevel Converter for Electric Motor Drive Applications*. Dissertação (Mestrado) — Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, Norway, 6 2015. Citado na página 21.
- HAN, Y.; HA, J. I. Wound rotor machine fed by a single-phase grid and controlled by an isolated inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 9, p. 4843–4854, Sept 2014. ISSN 0885-8993. Citado na página 21.
- HAN, Y. et al. A doubly fed induction generator controlled in single-sided grid connection for wind turbines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 28, n. 2, p. 413–424, June 2013. ISSN 0885-8969. Citado na página 20.
- HUSSEIN, A. A.; ALI, M. H. Comparison among series compensators for transient stability enhancement of doubly fed induction generator based variable speed wind turbines. *IET Renewable Power Generation*, v. 10, n. 1, p. 116–126, 2016. ISSN 1752-1416. Citado na página 20.
- JACOBINA, C.; SANTOS, E. dos; CORREA, M. Control of the single-phase to three-phase four-leg converter for constant frequency output voltage. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 52–58. Citado na página 53.

- JACOBINA, C. B. *Sistemas de Acionamento Estático de Máquina Elétrica*. Campina Grande, PB, Brasil, 2005. Citado 3 vezes nas páginas 34, 35 e 37.
- JIANFANG, X. et al. Multi-level control of grid-tied DC microgrids. In: *2013 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6. ISSN 2157-4839. Citado 3 vezes nas páginas 20, 26 e 34.
- KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 1, p. 58–63, Jan 1997. ISSN 0093-9994. Citado na página 41.
- KAWAMURA, W. et al. A low-speed, high-torque motor drive using a modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge cells (MMCC-TSBC). *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 51, n. 5, p. 3965–3974, Sept 2015. ISSN 0093-9994. Citado na página 21.
- KUMAR, D.; ZARE, F.; GHOSH, A. DC microgrid technology: System architectures, AC grid interfaces, grounding schemes, power quality, communication networks, applications, and standardizations aspects. *IEEE Access*, v. 5, p. 12230–12256, 2017. Citado 3 vezes nas páginas 20, 27 e 34.
- LI, B. et al. An improved circulating current injection method for modular multilevel converters in variable-speed drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 11, p. 7215–7225, Nov 2016. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 24.
- LV, J. et al. Subsynchronous oscillation of large DFIG-based wind farms integration through MMC-based HVDC. In: *2014 International Conference on Power System Technology*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 2401–2408. Citado na página 28.
- MALINOWSKI, M. et al. A survey on cascaded multilevel inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 7, p. 2197–2206, July 2010. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.
- NAIDU, N. K. S.; SINGH, B. Grid-interfaced DFIG-based variable speed wind energy conversion system with power smoothening. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 8, n. 1, p. 51–58, Jan 2017. ISSN 1949-3029. Citado 3 vezes nas páginas 20, 21 e 26.
- NAKANISHI, T.; ORIKAWA, K.; ITOH, J. i. Modular multilevel converter for wind power generation system connected to micro-grid. In: *2014 International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 653–658. Citado 5 vezes nas páginas 20, 22, 23, 28 e 34.
- NIAN, H.; CHENG, P.; ZHU, Z. Q. Coordinated direct power control of DFIG system without phase-locked loop under unbalanced grid voltage conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 4, p. 2905–2918, April 2016. ISSN 0885-8993. Citado na página 26.
- OKAZAKI, Y.; HAGIWARA, M.; AKAGI, H. A speed-sensorless start-up method of an induction motor driven by a modular multilevel cascade inverter (MMCI-DSCC). *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 4, p. 2671–2680, July 2014. ISSN 0093-9994. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 23.

- OKAZAKI, Y. et al. Experimental comparisons between modular multilevel DSCC inverters and TSBC converters for medium-voltage motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 3, p. 1805–1817, March 2017. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.
- OLIVEIRA, A. C. de et al. A stationary stator reference frame control of DFIG under unbalanced voltage conditions. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado 3 vezes nas páginas 21, 25 e 26.
- OTA, J. I. Y.; SATO, T.; AKAGI, H. Enhancement of performance, availability, and flexibility of a battery energy storage system based on a modular multilevel cascaded converter (MMCC-SSBC). *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 4, p. 2791–2799, April 2016. ISSN 0885-8993. Citado na página 22.
- PAUCAR, B. C. *SISTEMA HVDC BASEADO EM CONVERSORES MULTINÍVEL MODULARES*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil, 3 2014. Citado na página 21.
- PENA, R. S. et al. A constant frequency constant voltage variable speed stand alone wound rotor induction generator. In: *International Conference on Opportunities and Advances in International Electric Power Generation (Conf. Publ. No. 419)*. [S.l.: s.n.], 1996. p. 111–114. ISSN 0537-9989. Citado na página 22.
- PEREZ, M. A. et al. Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 4–17, Jan 2015. ISSN 0885-8993. Citado 3 vezes nas páginas 21, 22 e 24.
- PIROUZ, H. M. Modular multilevel converter based STATCOM topology suitable for medium-voltage unbalanced systems. v. 10, 09 2010. Citado na página 21.
- POPOVA, L. et al. Device loading of modular multilevel converter MMC in wind power application. In: *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 548–554. ISSN 2150-6078. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 28.
- ROCHA, N. *Sistemas Estáticos de Geração Elétrica com Gerador de Indução a Partir de Fonte Eólica*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, Paraíba, Brasil, 3 2008. Citado 4 vezes nas páginas 25, 38, 39 e 40.
- SEIF, A. et al. Comparison of DFIG and SEF-DFIG operation in wind turbine systems. In: *2015 16th International Conference on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 168–173. Citado 3 vezes nas páginas 20, 21 e 25.
- SIDDIQUE, H. A. B. et al. Comparison of modular multilevel and neutral-point-clamped converters for medium-voltage grid-connected applications. In: *2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 297–304. Citado na página 44.
- TAI, B. et al. A novel flexible capacitor voltage control strategy for variable-speed drives with modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 1, p. 128–141, Jan 2017. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 24.

- THITICHAIWORAKORN, N.; HAGIWARA, M.; AKAGI, H. Experimental verification of a modular multilevel cascade inverter based on double-star bridge-cells (MMCI-DSBC). In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 4196–4202. ISSN 2329-3721. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 51.
- THITICHAIWORAKORN, N.; HAGIWARA, M.; AKAGI, H. A medium-voltage large wind turbine generation system using an AC/AC modular multilevel cascade converter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 4, n. 2, p. 534–546, June 2016. ISSN 2168-6777. Citado na página 22.
- XU, Z.; GAO, S.; YANG, S. Phase-shifted pulse-width-modulation scheme for modular multilevel converters. In: *2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 360–365. Citado na página 24.
- ZADEH, M. K. et al. Centralized stabilizer for marine DC microgrid. In: *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 3359–3363. ISSN 1553-572X. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 26.
- ZUBIETA, L. E. Demonstration of a microgrid based on a DC bus backbone at an industrial building. In: *2017 IEEE Second International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 235–241. Citado na página 27.