

CONEXÃO DE AEROGERADORES DE PEQUENO PORTE EM MICRORREDES DE CORRENTE CONTÍNUA UTILIZANDO UM RETIFICADOR TRIFÁSICO MODULAR SEPIC

Paulo J. S. Costa¹, Telles B. Lazzarin², Flábio A. B. Batista³, Carlos H. Illa Font¹

¹Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa – PR, Brasil

²Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis – SC, Brasil

³Instituto Federal de Santa Catarina, Florianópolis – SC, Brasil

e-mail: junior.paulocosta@gmail.com, telles@inep.ufsc.br, flabio@ifsc.edu.br, illafont@utfpr.edu.br

Resumo – Este artigo apresenta a aplicação de um retificador trifásico modular SEPIC na conexão de aerogeradores de pequeno porte em microrredes de corrente contínua. Pela característica modular, o retificador deve ser alimentado por um sistema trifásico a seis fios, obtido do gerador síncrono de ímãs permanentes com enrolamentos em aberto. Nesta aplicação, este retificador apresenta as vantagens de utilizar as indutâncias do gerador como indutâncias de filtro de entrada do retificador, de apresentar correntes de entrada com o mesmo formato das tensões e em fase sem a utilização de um sistema de controle de corrente, de simplicidade de controle e de modulação PWM e, devido à característica modular, de operar com falta de fase sem a utilização de técnicas adicionais de controle. Como desvantagens, pela operação no modo de condução descontinuo, pode não apresentar elevado rendimento para potências elevadas e/ou baixas tensões de entrada. O artigo apresenta a análise teórica, a modelagem para controle e os resultados experimentais de um protótipo operando com potência nominal de 1,5 kW, com 110 V de tensão de entrada, 200 V de tensão de saída e 50 kHz de frequência de comutação.

Palavras-Chave – Aerogerador, Microrrede CC, Modo de Condução Descontínua, Retificador Modular, Retificador Trifásico, SEPIC.

CONNECTION OF SMALL-SCALE WIND TURBINES IN DC MICROGRIDS USING A THREE-PHASE PHASE-MODULAR SEPIC RECTIFIER

Abstract – This paper presents the results of the application of a three-phase phase-modular SEPIC rectifier in the connection of small-scale wind turbines in DC microgrids. It requires a six-wire three-phase connection at the input, which is performed by the permanent magnet synchronous generator with open-winding configuration. In this application, the rectifier presents the advantages of using the inductances of the generator as input filter inductors of the rectifier, providing input currents with the same shape as the

voltages and in phase without the use of current control system, simplicity of control and PWM modulation and, due the phase-modular characteristic, operating with phase fault without the use of additional control techniques. As disadvantages, due to the operation in discontinuous conduction mode, low efficiency in high power and/or low input voltages specifications. The paper discusses the theoretical analysis, the modeling and the experimental results of a prototype operating with rated power of 1.5 kW, 110 V input voltage, 200 V output voltage and 50 kHz switching frequency.

Keywords – DC Microgrid, Discontinuous Conduction Mode, Phase-Modular Rectifier, SEPIC, Small-Scale Wind Generator, Three-Phase Rectifier.

I. INTRODUÇÃO

O uso de energias renováveis em pequena, média e grande escala é uma solução sustentável para o aumento da geração de energia elétrica no mundo. No caso específico da geração em pequena escala, ela permite que usuários (consumidores) de energia possam usar suas casas, fazendas e comércios para produzir energia elétrica e, assim, reduzir suas tarifas, cooperar com o sistema de geração de energia e contribuir com o meio ambiente [1], [2].

Uma opção emergente na geração de baixa escala é o uso de aerogeradores de pequeno porte (APP) da ordem de 1 a 15 kW (denominados na literatura de *small wind turbines* (SWT)). O mercado mundial de pequenos aerogeradores cresce a uma taxa de 20% ao ano, tendo a perspectiva de 2,8 GW de capacidade instalada no mundo em 2020 deste tipo de fonte, sendo que somente a China terá em torno de 500.000 unidades [3]-[5]. Os aerogeradores de pequeno porte operam com velocidade variável e a sua conexão com a rede elétrica é realizada através de conversores estáticos com sistemas de controles de máxima potência gerada, de correntes drenadas do gerador e de corrente injetada na rede [5]. Além disto, as soluções empregadas devem ser simples, robustas e de baixo custo. Assim, pesquisas estão sendo desenvolvidas em termos de integração de conversores e de estratégias de controle [6]-[9], de novas topologias e de novas estruturas do sistema completo [10], [11], de estudos específicos para os estágios

Artigo submetido em 14/01/2016. Primeira revisão em 27/03/2016. Aceito para publicação em 04/07/2016 por recomendação do Editor Convidado Leandro Michels.

CA-CC [12]-[18] e CC-CA [8], com intuito de atender esta nova demanda dos aerogeradores de pequeno porte.

Em conjunto com as novas formas de geração de energia elétrica, o moderno sistema de distribuição discutido na literatura defende a geração distribuída, tanto em pequena quanto em grande escala, principalmente as provenientes de fontes renováveis, e torna o sistema de distribuição em redes inteligentes. Estes modernos sistemas serão divididos em microrredes, sendo a tendência natural a distribuição de energia em corrente alternada, pois serão evoluções do sistema atual. Entretanto, devido ao grande número de microgeração e de cargas em corrente contínua, a implementação de microrredes em corrente contínua (MRCC) é uma opção atraente do ponto de vista de conversão de energia e se apresenta como uma alternativa para o futuro das redes microrredes [1], [19], [20]. As microrredes CC utilizam valores de tensão na faixa de 200 V a 400 V, e podem ser unipolares ou bipolares.

A conexão de aerogeradores de pequeno porte nas microrredes em corrente contínua é realizada através de uma conversão CA-CC. O emprego de retificadores controlados permite impor correntes senoidais na máquina e regular a potência fornecida, sendo que a tensão CC é imposta pela microrrede. Uma solução clássica nesta conversão é o emprego de topologias retificadoras do tipo Boost, nas quais a tensão da microrrede (saída do conversor) deve ser sempre maior que a tensão do aerogerador (entrada do conversor) [21], [22]. A tensão dos aerogeradores depende do seu projeto e da velocidade do vento. Atualmente, não existe um padrão para as tensões de projeto dos aerogeradores de pequeno porte e, além disto, a tensão de saída apresenta uma grande faixa de variação em função da velocidade do vento. Adicionalmente, também não se tem padrões para as tensões das microrredes CC. Assim, soluções com retificadores do tipo Boost exigem aerogeradores com baixos valores de tensão de saída.

Uma alternativa atraente para os retificadores ativos do APP são as topologias derivadas do conversor SEPIC, pois elas operam como abaixadoras/elevadoras de tensão e não necessitam de circuitos de partida complexos para limitar a corrente de entrada durante este transitório. No modo de condução descontínuo (MCD), estes retificadores impõem correntes com o mesmo formato e fase das tensões alternadas de entrada do aerogerador (sem a necessidade de controle). O retificador SEPIC possui a versão clássica monofásica em MCD [23], [24], versão monofásica no modo de condução contínuo (MCC) [25], versões monofásicas modificadas que melhoram suas características (alguns exemplos em [26], [27]), versões trifásicas [28] e versões trifásicas isoladas [29].

Neste contexto, este trabalho propõe o emprego do retificador SEPIC modular, operando no MCD, para a conexão de um aerogeradores de pequeno porte (1,5 kW) a uma microrrede de corrente contínua. A estrutura do conversor, análise teórica, modelo dinâmico, estratégia de controle e verificação experimental serão abordados a seguir.

II. ANÁLISE DO RETIFICADOR TRIFÁSICO MODULAR SEPIC

O retificador trifásico modular SEPIC é apresentado na Figura 1. O retificador é unidirecional em corrente e possui

três interruptores controlados. Na sua entrada, é alimentado por um sistema trifásico a seis fios, obtido do gerador síncrono de ímãs permanentes com enrolamentos em aberto [14]. As indutâncias de entrada do retificador SEPIC (L_{ia} , L_{ib} e L_{ic}) podem, nesta aplicação, serem eliminadas e as próprias indutâncias do gerador podem ser utilizadas como indutâncias de entrada do retificador SEPIC [11], [15], [18].

Quando opera no MCD, este retificador tem as correntes de entrada seguindo naturalmente as respectivas tensões de entrada, de forma que não existe a necessidade de utilização de sensores de corrente e de um sistema de controle de corrente para se obter elevado fator de potência [23], [24], [29].

Pela característica modular, o retificador trifásico pode ser analisado e projetado como três módulos independentes (monofásicos), sendo que cada módulo processa um terço da potência total de saída [21].

Para realizar a análise teórica, considera-se a operação do retificador em 30° do período da tensão alternada de entrada, como indicado na Figura 2. Assumindo que a análise será efetuada no setor onde $60^\circ < \omega.t < 90^\circ$, as tensões alternadas de entrada têm o seguinte comportamento:

$$|V_a| > |V_b| > |V_c|. \quad (1)$$

A. Etapas de Operação

No modo de condução descontínuo, o retificador trifásico SEPIC possui cinco etapas de operação, as quais são apresentadas na Figura 3.

Considera-se que o retificador opera em regime permanente e que todos os semicondutores são ideais. Assim, admite-se que os valores médios das tensões nos indutores são nulos e que as tensões nos capacitores C_{i1a} , C_{i1b} , C_{i1c} , C_{i2a} , C_{i2b} , C_{i2c} e C_o são, respectivamente, $V_a/2$, $V_b/2$, $V_c/2$, $V_a/2$, $V_b/2$, $V_c/2$ e V_o (desconsiderando-se as ondulações de tensão nos capacitores em alta frequência).

Durante a primeira etapa de operação os interruptores encontram-se conduzindo, e os diodos de saída, bloqueados. Os indutores de entrada e de saída estão sendo carregados e as correntes nos indutores de entrada e de saída crescem segundo as relações V_a/L_{ia} , V_b/L_{ib} , V_c/L_{ic} , V_a/L_{oa} , V_b/L_{ob} e V_c/L_{oc} , respectivamente. A carga R_o é alimentada pelo capacitor C_o .

A segunda etapa inicia-se no instante em que os interruptores são comandados a bloquear. Neste momento os diodos de saída entram em condução, fazendo com que a energia armazenada nos indutores de entrada e de saída seja transferida para os capacitores de entrada C_{i1a} , C_{i1b} , C_{i1c} , C_{i2a} , C_{i2b} e C_{i2c} , o capacitor C_o e a carga R_o . As correntes nos indutores de entrada e de saída decrescem segundo as relações $-V_o/L_{ia}$, $-V_o/L_{ib}$, $-V_o/L_{ic}$, $-V_o/L_{oa}$, $-V_o/L_{ob}$ e $-V_o/L_{oc}$, respectivamente.

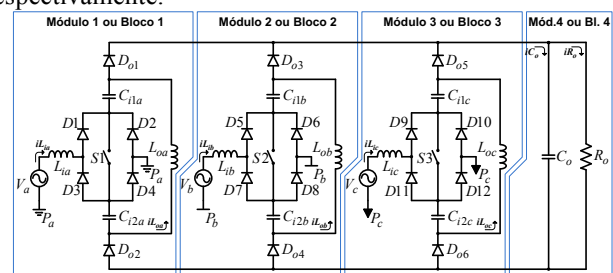


Fig. 1. Retificador trifásico modular SEPIC.

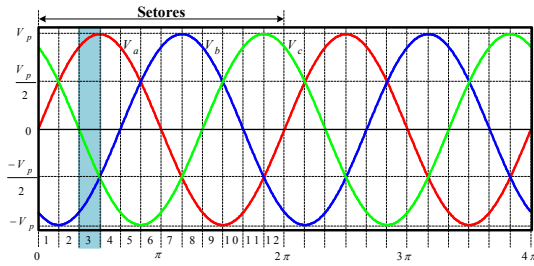


Fig. 2. Definição do setor utilizado na análise teórica.

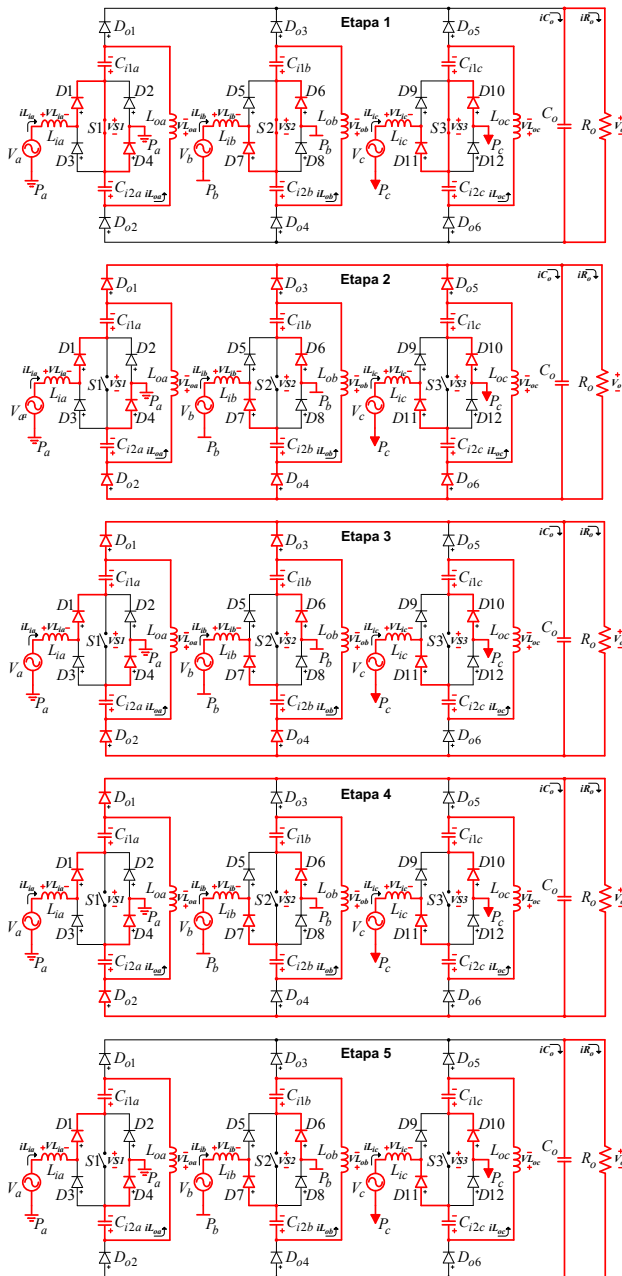


Fig. 3. Etapas de operação em regime permanente.

Como os valores das tensões alternadas de entrada são distintos entre si, a energia armazenada nos elementos passivos de cada um dos três módulos também é diferente. Logo, o fim do processo de transferência desta energia em cada um dos módulos ocorre em intervalos diferentes, ou seja,

um módulo deixará de transferir energia antes do outro, até que os diodos de saídas estejam todos bloqueados.

Deste modo, o bloco três, que é alimentado pela tensão V_c , será o primeiro módulo que deixará de transferir energia para a carga R_o e para o capacitor C_o . Desta forma, os diodos D_{o5} e D_{o6} serão os primeiros a bloquearem, caracterizando, desta maneira, o início da terceira etapa de operação.

A quarta etapa de operação inicia-se no momento em que as correntes dos diodos D_{o3} e D_{o4} chegam a zero, ou seja, os diodos bloqueiam e com isto, o módulo dois deixa de transferir energia para a carga R_o e para o capacitor C_o .

A quinta e última etapa inicia-se no instante em que o módulo três deixa de transferir energia para o bloco quatro, assim, as correntes dos diodos D_{o1} e D_{o2} chegam a zero, bloqueando estes diodos. A carga R_o é alimentada pelo capacitor C_o . Esta etapa é a etapa descontínua pois todos os semicondutores estão bloqueados.

B. Principais Formas de Onda Ideais

As principais formas de onda ideais são apresentadas na Figura 4, considerando um período de comutação. A Figura 4 apresenta as formas de onda das correntes nos interruptores controlados S1, S2 e S3; das correntes nos diodos de saída D_{o1} , D_{o2} , D_{o3} , D_{o4} , D_{o5} e D_{o6} ; das tensões nos interruptores controlados S1, S2 e S3; das tensões nos diodos de saída D_{o1} , D_{o2} , D_{o3} , D_{o4} , D_{o5} e D_{o6} e dos pulsos de comando dos interruptores controlados S1, S2 e S3.

C. Conexão com o Aerogerador de Pequeno Porte

Na conexão de um aerogerador de pequeno porte em uma microrrede de corrente contínua, o fluxo de potência será unidirecional, do APP para a MRCC. Assim, o retificador utilizado para esta conexão deve ser unidirecional.

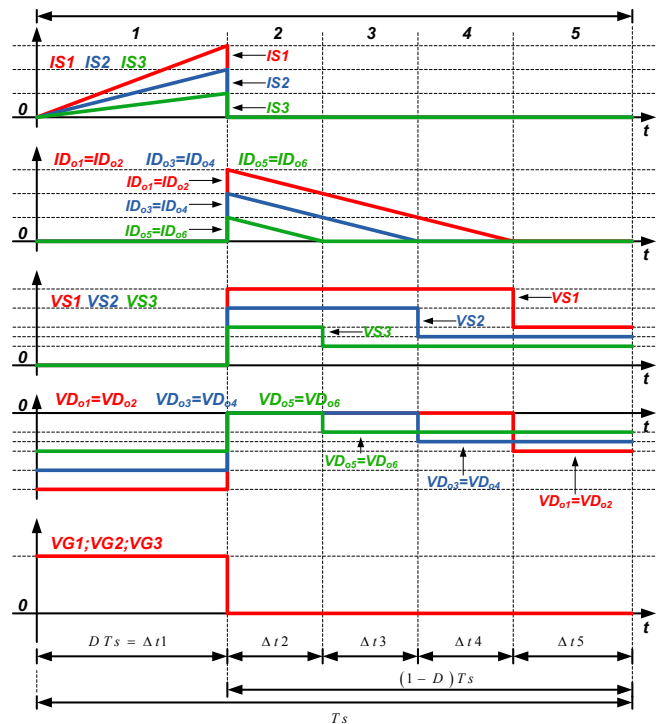


Fig. 4. Principais formas de onda ideais.

Este retificador deve ser responsável por realizar a conversão CA-CC com elevado fator de potência e controlar o fluxo de potência do APP para a MRCC. Portanto, é usual ele possuir uma estrutura com dois sistemas de controle: um de corrente e outro de potência, que pode englobar um controle da máxima potência extraída do APP (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*).

Nos retificadores trifásicos do tipo Boost operando no modo de condução contínua (MCC), tem-se correntes com o mesmo formato e em fase com as tensões do APP por imposição de um sistema de controle de corrente que monitora duas ou três correntes, o que exige dois ou de três sensores de corrente. Nos retificadores trifásicos do tipo Boost operando em condução descontínua não existe a necessidade de um sistema de controle de corrente e, portanto, reduz-se o número de sensores e a complexidade de controle. Entretanto, as correntes drenadas do APP possuem componentes em alta frequência, que devem ser atenuadas pela utilização de um filtro LC passa-baixa. Além disto, as correntes drenadas do APP são distorcidas, por possuírem intrinsecamente uma componente de terceira harmônica.

Com a utilização de um retificador trifásico do tipo SEPIC operando em condução descontínua, como o aqui proposto, pode-se obter correntes de entrada com a mesma qualidade das correntes de um retificador Boost no MCC e com a simplicidade do sistema de controle de um conversor Boost no MCD. O retificador trifásico SEPIC no MCD não necessita de filtros adicionais de entrada, pois a corrente de entrada é contínua mesmo na operação em MCD. Entretanto, o retificador já possui um indutor e um capacitor adicionais por fase quando comparado com o retificador Boost.

A operação no MCD tem como vantagem a simplicidade no sistema de controle de corrente. Porém, a faixa de aplicação é restrita às baixas potências, uma vez que o rendimento pode ser degradado em altas potências pelo elevado valor das correntes de pico do MCD. Entretanto, nas aplicações de baixa potência, não utilizar sensores e simplificar os circuitos de controle e de modulação PWM reduzem o custo do conversor de potência e proporcionam competitividade.

A utilização de topologias com entrada em corrente, como o Boost e o SEPIC, no retificador que conecta um APP à uma MRCC permite eliminar os indutores de entrada destes conversores, pois as próprias indutâncias do gerador podem ser utilizadas como indutâncias de entrada do conversor. Neste caso, o retificador Boost não apresentaria indutores e o retificador SEPIC apresentaria três indutores.

Para o sistema de controle de potência e MPPT, usualmente deve-se medir ou velocidade do vento ou velocidade de rotação do APP e potência elétrica, geralmente obtida pela medição de tensão e de corrente.

Nos casos em que a potência extraída do vento for superior à potência processada pelo conversor, sistemas de proteção devem ser acionados. Um método clássico é frear o APP com o chaveamento de resistências de carga nos terminais de tensão alternada do APP; tal método é conhecido como *dump load*. Métodos de proteção mecânicos também podem ser utilizados, tais como: (i) projetar aerodinamicamente as pás, para que elas apresentem baixos coeficientes de potência em velocidades de vento elevadas; (ii) utilização de um sistema

de molas que desconecte a turbina eólica com velocidades de vento elevadas.

Nos casos em que a potência extraída do vento for inferior à potência processada pelo conversor, o sistema de controle de potência deve injetar a potência gerada na MRCC. Para maximizar a injeção de potência, métodos de rastreamento da máxima potência (MPPT) são empregados. Basicamente, estes métodos variam a velocidade de rotação do APP para garantir que este possa operar nos pontos de máxima potência para cada velocidade de vento.

D. Conexão com a Microrrede de Corrente Contínua

O retificador trifásico deve também ser responsável por compatibilizar os níveis de tensão do APP e da MRCC. Em geral, os níveis de tensão do APP são menores que da MRCC, o que indica que o retificador trifásico deve ter uma característica elevadora de tensão.

O nível de tensão na MRCC é imposto pelo retificador bidirecional que conecta a MRCC no sistema elétrico de corrente alternada, no caso da operação com rede elétrica, ou pelo conversor CC-CC bidirecional que conecta a MRCC ao sistema de armazenamento de energia, no caso da operação sem rede elétrica. Portanto, a tensão na saída do retificador que conecta o APP na MRCC é imposta.

Quando se utiliza um retificador trifásico do tipo Boost, a tensão de saída do retificador deve ser maior que a tensão de pico de linha. Em geral, o retificador trifásico bidirecional que conecta a MRCC no sistema elétrico de corrente alternada também é do tipo Boost e, portanto, impõe que a tensão na MRCC seja maior que a tensão de pico de linha do sistema elétrico de corrente alternada, para o caso trifásico, e maior que a tensão de pico de fase para o caso monofásico.

Considerando-se, como exemplo, que a MRCC esteja conectada em um sistema elétrico de corrente alternada monofásico de 127 V, cujo valor de pico é de aproximadamente 180 V, a tensão na MRCC deve ficar em torno de 250 V, para a correta operação do retificador bidirecional do tipo Boost.

No lado do APP, uma opção é também usar os retificadores do tipo Boost [6], [9], [14], [17], o que garante correntes adequadas drenadas do gerador e implica que as tensões de pico de linha do APP não ultrapassem 180 V. Isto impõe que as tensões eficazes de linha sejam no máximo de 127 V, ou ainda, que as tensões eficazes de fase sejam no máximo de 74 V. Outra alternativa é o emprego de retificadores abaixadores/elevadores (como por exemplo o SEPIC) no estágio de retificação do APP [11], [15], [16], o que libera a restrição dos níveis de tensão e também garante elevado fator de potência no gerador. O desafio desta opção é integrar os métodos de MPPT do APP com as estratégias de controle do conversor.

III. PRINCIPAIS EQUAÇÕES DE PROJETO

As principais equações para o projeto do circuito de potência são apresentadas a seguir.

A. Dimensionamento dos Indutores

Os valores das indutâncias dos indutores L_{ia} , L_{ib} , L_{ic} , L_{oa} , L_{ob} e L_{oc} podem ser calculados, respectivamente, por:

$$L_{ia} = L_{ib} = L_{ic} = \frac{V_p D}{\Delta i_{Lia} f_s} \quad (2)$$

$$L_{oa} = L_{ob} = L_{oc} = \frac{L_{ia} R_o V_p^2 D^2}{4L_{ia} V_o^2 f_s^2 - R_o V_p^2 D^2} \quad (3)$$

onde:

- V_p - valor de pico de fase da tensão alternada de entrada;
- D - razão cíclica nominal;
- Δi_{Lia} - ondulação de corrente nos indutores de entrada;
- f_s - frequência de comutação;
- R_o - valor da resistência equivalente de carga;
- V_o - valor médio da tensão de saída.

Os indutores de entrada são calculados a partir de uma especificação de ondulação de corrente enquanto que os indutores de saída são calculados a partir dos valores dos indutores de entrada, garantindo a operação no modo de condução descontínua.

Os valores médio e eficaz das correntes nos indutores de entrada e de saída são dados por:

$$I_{Liaef} = I_{Libef} = I_{Licef} = \frac{\sqrt{6}}{24} \sqrt{\frac{D^3 V_p^2 \left(V_o^2 L_{ia} D (12L_{ia} + 24L_{oa}) + L_{oa}^2 (16V_{oa}^2 - 9V_p^2 D^2) \right)}{V_o^2 L_{ia}^2 L_{oa}^2 f_s^2}} \quad (4)$$

$$I_{Loamed} = I_{Lobmed} = I_{Locmed} = \frac{D^2 V_p^2 (L_{ia} + L_{oa})}{4V_o L_{ia} L_{oa} f_s} \quad (5)$$

$$I_{Loaef} = I_{Lobef} = I_{Locef} = \frac{1}{24} \sqrt{\frac{2D^3 V_p^2 \left(V_p V_o L_{ia}^2 (128 - 192D) + V_p^2 L_{oa} D \pi (-27L_{oa} + 54L_{ia}) + V_o^2 L_{ia}^2 \pi (48 - 36D) \right)}{V_o^2 L_{ia}^2 L_{oa}^2 f_s^2 \pi}} \quad (6)$$

B. Dimensionamento dos Capacitores

Os valores das capacitâncias dos capacitores C_{i1a} , C_{i1b} , C_{i1c} , C_{i2a} , C_{i2b} , C_{i2c} e C_o podem ser calculados, respectivamente, por:

$$C_{ia} = C_{i2a} = C_{ib} = C_{i2b} = C_{ic} = C_{i2c} = \frac{D^2 V_p \left[D(V_p L_{oa} - V_o L_{ia}) + 2V_o L_{ia} \right]^2}{8V_o^2 L_{ia}^2 L_{oa}^2 \Delta v_{Cia} f_s^2} \quad (7)$$

$$C_o = \frac{2P_o t_{hut}}{V_o^2 - (0,9V_o)^2} \quad (8)$$

onde:

- Δv_{Cia} - ondulação de tensão nos capacitores de entrada;
- P_o - potência de saída;
- t_{hut} - *hold-up-time*.

Os capacitores C_{i1a} , C_{i1b} , C_{i1c} , C_{i2a} , C_{i2b} e C_{i2c} são projetados a partir de uma especificação de ondulação de tensão enquanto que o capacitor C_o é projetado a partir de uma especificação de *hold-up-time*.

C. Dimensionamento dos Semicondutores

A máxima tensão sobre os interruptores controlados S1, S2 e S3 é dada por:

$$V_{S1max} = V_{S2max} = V_{S3max} = V_p + V_o \quad (9)$$

Os valores máximo, médio e eficaz de corrente nos interruptores controlados S1, S2 e S3 podem ser calculados, respectivamente, por:

$$I_{S1max} = I_{S2max} = I_{S3max} = \frac{DV_p (L_{ia} + L_{oa})}{L_{ia} L_{oa} f_s} \quad (10)$$

$$I_{S1med} = I_{S2med} = I_{S3med} = \frac{D^2 V_p (L_{ia} + L_{oa})}{\pi L_{ia} L_{oa} f_s} \quad (11)$$

$$I_{S1ef} = I_{S2ef} = I_{S3ef} = \frac{DV_p (L_{ia} + L_{oa})}{L_{ia} L_{oa} f_s} \sqrt{\frac{D}{6}} \quad (12)$$

A máxima tensão sobre os diodos D_{o1} , D_{o2} , D_{o3} , D_{o4} , D_{o5} e D_{o6} é dada por:

$$V_{Do1max} = \dots = V_{Do6max} = \frac{V_p + V_o}{2} \quad (13)$$

Os valores máximo, médio e eficaz de corrente nos diodos D_{o1} , D_{o2} , D_{o3} , D_{o4} , D_{o5} e D_{o6} podem ser calculados, respectivamente, por:

$$I_{Do1max} = \dots = I_{Do6max} = \frac{DV_p (L_{ia} + L_{oa})}{L_{ia} L_{oa} f_s} \quad (14)$$

$$I_{Do1med} = \dots = I_{Do6med} = \frac{D^2 V_p^2 (L_{ia} + L_{oa})}{4V_o L_{ia} L_{oa} f_s} \quad (15)$$

$$I_{Do1ef} = \dots = I_{Do6ef} = \frac{2DV_p (L_{ia} + L_{oa})}{3L_{ia} L_{oa} f_s} \sqrt{\frac{DV_p}{\pi V_o}} \quad (16)$$

D. Restrições de Projeto

A Figura 5 apresenta uma curva típica de potência extraída do vento por um aerogerador em função da velocidade de rotação e da velocidade do vento. Esta curva é obtida de:

$$P_v(\lambda, v) = \frac{1}{2} \rho_{ar} A_r v^3 C_p(\lambda) \quad (17)$$

$$\omega(\lambda, v) = \frac{\lambda v}{r} \quad (18)$$

onde:

- P_v - potência extraída do vento;
- ρ_{ar} - densidade do ar;
- A_r - área de seção transversal varrida pelo rotor;
- v - velocidade do vento;
- C_p - coeficiente de potência;

- ω - velocidade angular;
- λ - razão de velocidade na ponta das pás;
- r - raio das pás.

A partir da expressão do valor médio da corrente de saída do retificador SEPIC em condução descontínua, pode-se encontrar a expressão que relaciona o valor da razão cíclica com a potência extraída do vento, dada por:

$$d(\lambda, v) = \sqrt{\frac{4P_v(\lambda, v)L_{ia}L_{oa}f_s}{3V_p^2(L_{ia} + L_{oa})}} \quad (19)$$

Nesta relação, desprezam-se as perdas no gerador elétrico e as perdas no retificador SEPIC, de modo que a potência extraída do vento é a própria potência de saída do retificador SEPIC.

Com (19), gerou-se os gráficos das Figura 6 e Figura 7. Na Figura 6 têm-se as curvas da razão cíclica em função da velocidade de rotação e da velocidade de vento. Estas curvas demonstram que é possível controlar a velocidade de rotação e, conseqüentemente, a potência injetada na MRCC através da razão cíclica do retificador SEPIC.

A Figura 7 apresenta o comportamento da razão cíclica em função da potência. Se a razão cíclica nominal for maior que a razão cíclica máxima, então o retificador SEPIC deixará de operar no modo de condução descontínuo. Como exemplo, observando-se a Figura 7, se o retificador SEPIC for projetado para ter uma razão cíclica máxima igual a D_{1max} , este poderá processar uma potência máxima de 1500 W sem deixar de operar no MCD. Por outro lado, se for projetado para operar com uma razão cíclica máxima igual a D_{2max} , este poderá processar a potência de 3000 W indicada pela Figura 7, sem deixar de operar no MCD.

A razão cíclica máxima é definida por (20) e, para uma dada potência nominal e frequência de comutação, depende fortemente da indutância de saída L_{oa} , uma vez que em geral, a indutância de entrada L_{ia} é muito maior que a indutância de saída L_{oa} ($L_{ia} \gg L_{oa}$). Observa-se em (2) e (3), que são as expressões de projeto dos indutores, que o indutor de entrada L_{ia} é projeto a partir de uma especificação de ondulação de corrente e que o indutor de saída L_{oa} é projetado a partir do valor dos indutores de entrada, o que garante a operação no MCD.

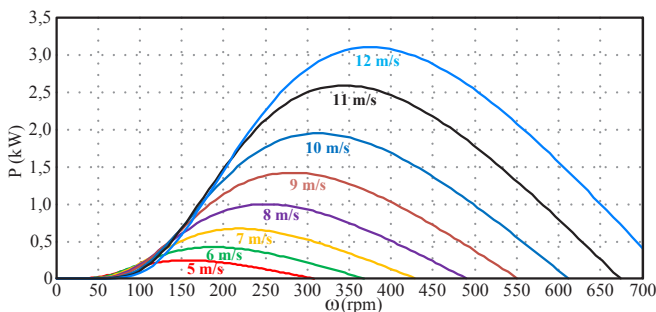


Fig. 5. Curvas da potência extraída do vento por uma turbina eólica em função da velocidade angular e da velocidade do vento.

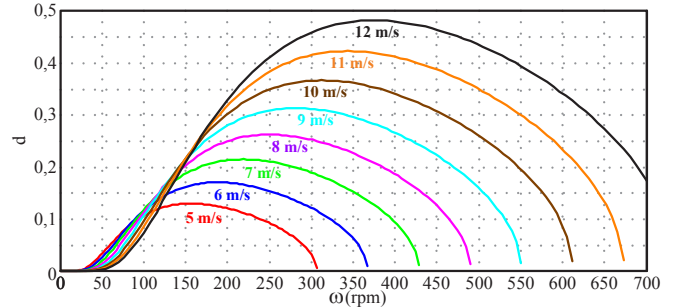


Fig. 6. Curvas da razão cíclica em função da velocidade angular e da velocidade do vento.

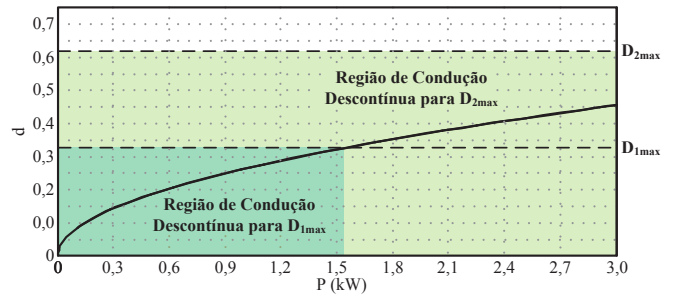


Fig. 7. Curva da razão cíclica em função da potência de saída do retificador SEPIC (potência injetada na MRCC).

$$D_{max} = 1 - 2I_o \sqrt{\frac{L_{ia}L_{oa}f_s}{3P_o(L_{ia} + L_{oa})}} \quad (20)$$

Assim, se o valor da indutância de estator do gerador elétrico for maior ou igual que o valor da indutância de entrada projetada, o retificador SEPIC não deixará de operar no MCD. Este caso ocorre em muitas aplicações, uma vez que a indutância de estator tem valor elevado, o que permite não utilizar as indutâncias de entrada do retificador SEPIC. A Figura 8 mostra o comportamento da razão cíclica em função da velocidade de rotação e de valores de indutância de entrada do retificador SEPIC. Observa-se que o valores máximos da razão cíclica não são alterados por diferentes valores de indutância de estator, considerando que estes valores são maiores que o valor da indutância de entrada projetada.

IV. MODELO DINÂMICO PARA CONTROLE DA POTÊNCIA

O diagrama de blocos da estratégia de controle e de modulação do retificador trifásico é apresentado na Figura 9.

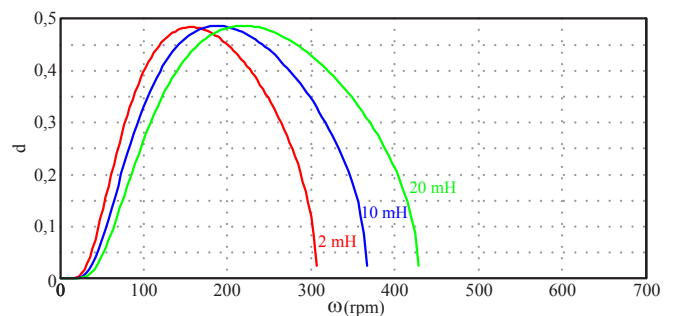


Fig. 8. Curva da razão cíclica em função da velocidade angular e da indutância de entrada (considerando a soma da indutância L_{ia} e da indutância de estator).

Como o retificador opera no MCD, ele possui a característica de emular uma resistência. Portanto, as correntes de entrada possuem o mesmo formato das respectivas tensões de entrada sem a utilização de sensores de correntes e de malhas de controle de corrente. Assim, o sistema de controle é composto simplesmente por uma malha de controle da potência de saída.

O sistema de controle de potência necessita da medição da velocidade do vento para gerar a referência de potência. Esta referência de potência é obtida considerando-se a curva do coeficiente de potência da turbina e a equação da potência extraída do vento.

A referência de potência é comparada com a potência processada pelo retificador, para impor que o retificador processe a potência disponível pelo vento. A potência processada pelo retificador é obtida pelo produto da tensão na MRCC e da corrente na saída do retificador. Como a corrente de saída do retificador SEPIC é descontínua, um filtro é utilizado para se obter o valor médio desta corrente.

O erro obtido pela comparação dos sinais de potência é compensado por uma ação de controle, sendo o erro compensado utilizado para realizar a modulação PWM.

O modulador PWM é implementado com um sinal dente-de-serra, realizando uma modulação do tipo *trailing edge*. Os três interruptores controlados são comandados com o mesmo pulso de comando, propiciando a implementação de um circuito de comando simples.

Para a obtenção do modelo de pequenos sinais para o controle da potência de saída do retificador, considera-se o circuito equivalente da Figura 10. Admite-se que a tensão de saída é constante e igual à V_o , onde V_o representa o valor médio da tensão na MRCC. Esta consideração é verdadeira independente do modo de operação da MRCC: i) no modo conectado na rede elétrica de corrente alternada, a tensão na MRCC é imposta pelo retificador bidirecional e ii) no modo desconectado da rede elétrica de corrente alternada, a tensão na MRCC é imposta pelo conversor CC-CC bidirecional do sistema de armazenamento de energia. Portanto, o sistema de controle de potência tem seu comportamento dinâmico dominado pelo comportamento dinâmico da corrente de saída.

A corrente de saída do retificador SEPIC é dada por:

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_s} = \frac{3d(t)^2 V_p^2 (L_{ia} + L_{oa})}{4V_o L_{ia} L_{oa} f_s} \quad (21)$$

Observa-se, por (21), que a corrente $i_o(t)$ tem seu valor alterado quando a razão cíclica também tem seu valor alterado.

Efetuando-se a linearização em torno do ponto de operação, tem-se:

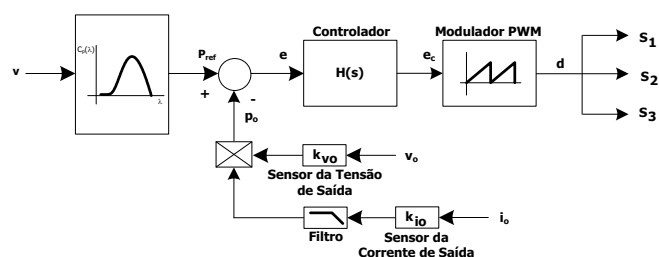


Fig. 9. Diagrama de blocos do sistema de controle.

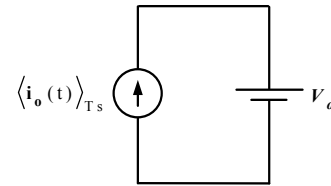


Fig. 10. Circuito equivalente da saída do retificador trifásico modular SEPIC.

$$\begin{cases} \langle i_o(t) \rangle_{T_s} = I_o + \hat{i}_o(t) \\ d(t) = D + \hat{d}(t) \end{cases} \quad (22)$$

Para o ponto de operação tem-se:

$$I_o = \frac{3D^2 V_p^2 (L_{ia} + L_{oa})}{4V_o L_{ia} L_{oa} f_s} \quad (23)$$

Substituindo (23) e (22) em (21) e considerando-se que o produto de pequenas perturbações pode ser desprezado, chega-se a:

$$\hat{i}_o(t) = \frac{3D V_p^2 (L_{ia} + L_{oa})}{2V_o L_{ia} L_{oa} f_s} \hat{d}(t) \quad (24)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (24), que manipulada de forma a se obter a variação da corrente de saída pela variação da razão cíclica, chega-se a função de transferência do modelo da planta por valores médios para pequenos sinais:

$$G(s) = \frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{3D V_p^2 (L_{ia} + L_{oa})}{2V_o L_{ia} L_{oa} f_s} \quad (25)$$

A. Validação do Modelo

Com a finalidade de validar o modelo da planta para o controle da potência de saída, foi desenvolvida uma simulação numérica, na qual se utilizou as especificações de projeto apresentadas na Tabela I, e os seguintes valores dos elementos passivos: $L_{ia} = 1,29$ mH; $L_{oa} = 26,33$ μ H e $C_{i1} = 1,92$ μ F. A tensão de saída foi mantida constante e igual a 200 V e, para a potência nominal de 1500 W, a corrente de saída tem valor médio igual a 7,5 A.

Aplicando-se um degrau positivo na razão cíclica de 0,4 para 0,45, obtém-se, como respostas do retificador e do modelo representado por (25), as formas de onda apresentadas na Figura 11. A partir dos resultados obtidos, pode-se concluir que a resposta dinâmica do retificador (i_o e $i_{o_filtrado}$) e a resposta dinâmica do modelo de pequenos sinais (i_{o_modelo}) apresentam comportamento similar. Sendo assim, torna-se possível afirmar que o modelo proposto representa de forma satisfatória o comportamento dinâmico do retificador.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para a obtenção dos resultados experimentais, um protótipo do retificador trifásico foi construído a partir das especificações apresentadas na Tabela I. Uma foto do

protótipo é apresentada na Figura 12. A lista dos principais componentes utilizados é apresentada na Tabela II.

Para teste do retificador trifásico SEPIC, utilizou-se uma bancada de testes que emula uma turbina eólica. A bancada emuladora é composta por um inversor de frequência, um motor de ímãs permanentes (MSIP), uma caixa de redução, um sensor de torque e um gerador síncrono de ímãs permanentes (GSIP). Uma foto da bancada é apresentada na Figura 13.

O inversor de frequência, o motor de ímãs permanentes, a caixa de redução e o sensor de torque foram configurados para emular uma turbina eólica com potência nominal de 3 kW, velocidade de vento nominal de 12 m/s e velocidade angular nominal de 350 rpm. O gerador síncrono de ímãs permanentes tem potência nominal de 3 kW, tensão nominal de 110 V, frequência nominal de 30 Hz, 10 polos e força eletromotriz com formato trapezoidal.

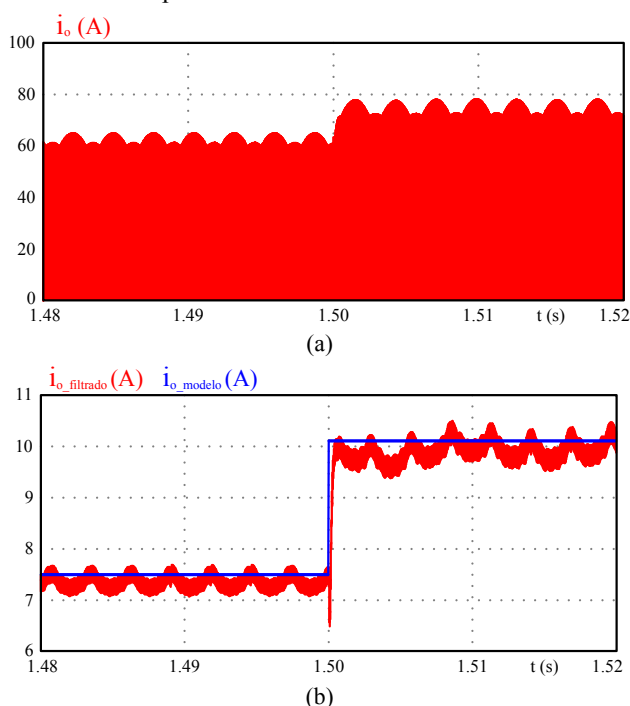


Fig. 11. Formas de onda da resposta dinâmica da corrente de saída do retificador para um degrau de razão cíclica: (a) corrente de saída do retificador não filtrada (i_o); (b) corrente de saída do retificador filtrada ($i_{o_filtrado}$) e do modelo de pequenos sinais (i_{o_modelo}).

TABELA I
Especificações de Projeto

Especificação	Valor
Potência de saída (P_o)	1500 W
Tensão de fase de entrada nominal (V_i)	110 V
Tensão de fase de entrada mínima ($V_{i_{min}}$)	90 V
Tensão de saída (V_o)	200 V
Frequência de comutação (f_s)	50 kHz
Razão cíclica nominal (D)	0,40
Hold-up time (t_{bui})	16,667 ms
Ondulação de corrente nos indutores de entrada ($\Delta i_{L_{ia}}$)	10% de I_p
Ondulação de tensão nos capacitores de entrada ($\Delta v_{C_{ia}}$)	20% de V_p

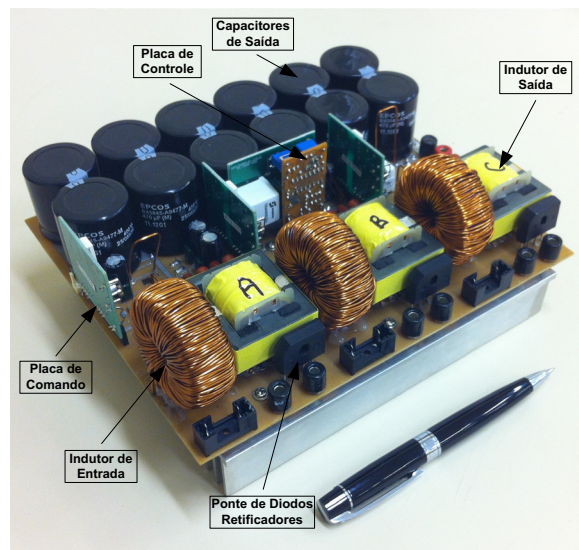


Fig. 12. Fotografia do protótipo.

TABELA II
Lista dos Principais Componentes

Nome	Componente
Transistores S1, S2 e S3	SPW47N60C3 (650 V/47 A)
Diodos D1, D2, ..., D7 e D8	TU810 (1000 V/8 A)
Diodos D_{o1} , D_{o2} , ..., D_{o5} e D_{o6}	MUR1560 (600 V/15 A)
Indutores L_{ia} , L_{ib} e L_{ic}	Indutância: 1,29 mH
	Número de espiras: 96
	Fio condutor: 16 AWG Núcleo toroidal: 0088439A7 Amoflux
Indutores L_{oa} , L_{ob} e L_{oc}	Indutância: 26,33 μ H
	Número de espiras: 14
	Fio condutor: 96 x 32 AWG Núcleo EE: EE42/20 3C97
Capacitores C_{i1a} , C_{i1b} , ..., C_{i2b} e C_{i2c}	1,2 μ F/250 V
Capacitor C_o	12 x 470 μ F/400 V
Circuito de controle	UC3525A

Os resultados experimentais foram obtidos com o retificador operando com malha fechada e com potência nominal. O circuito de controle foi implementado utilizando-se o circuito integrado UC3525A. Como o retificador opera no modo de condução descontinuo, as correntes de entrada possuem formato trapezoidal sem a necessidade de um circuito de controle para impor este formato. Assim, o amplificador operacional interno ao UC3525 foi configurado para ser o controlador da malha de corrente de saída.

A Figura 14 apresenta as formas de onda da tensão do aerogerador na fase A e das correntes drenadas do aerogerador. O valor eficaz da tensão na fase A é de aproximadamente 94 V, os valores eficazes das correntes drenadas do aerogerador são de aproximadamente 7,6 A, 7,0 A e 7,5 A e a frequência é de aproximadamente 34 Hz. Observa-se que a tensão e a corrente na fase A estão em fase.

Apresenta-se na Figura 15 as formas de onda da tensão e da corrente de saída. O valor médio da tensão é de aproximadamente 200 V enquanto que o valor médio da corrente é de 8,5 A. Assim, a potência processada é de aproximadamente 1700 W.

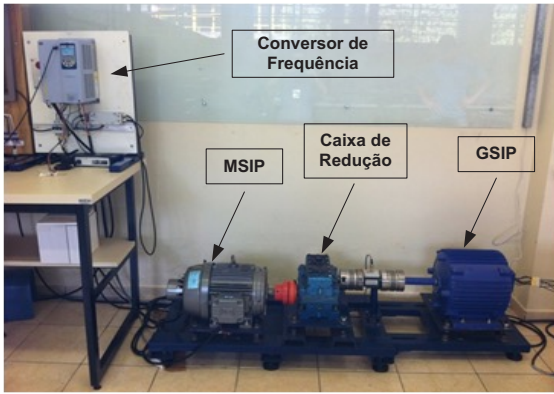


Fig. 13. Fotografia da bancada de testes.

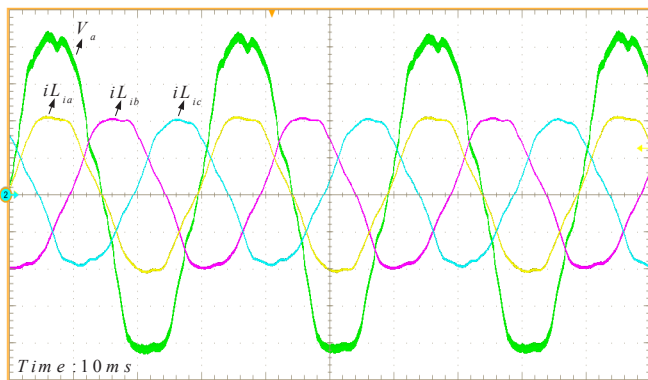


Fig. 14. Formas de onda da tensão na fase A do aerogerador (30V/div) e das correntes drenadas do aerogerador (5A/div). Escala de tempo: 10ms/div.

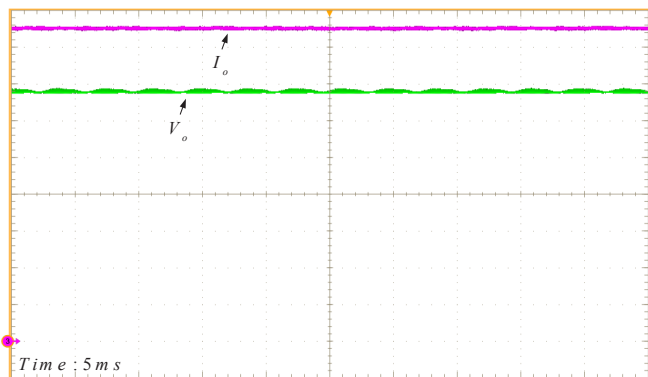


Fig. 15. Formas de onda da tensão (30V/div) e da corrente de saída (1A/div). Escala de tempo: 5ms/div.

Um transitório de partida é apresentado na Figura 16, evidenciando-se o comportamento das correntes drenadas do aerogerador e da tensão contínua de saída. Neste teste, a partida foi realizada com potência reduzida, na ordem de 500 W. Destaca-se que não se utilizou circuitos de auxiliares de partida ou de pré-carga.

A Figura 17 apresenta as formas de onda das correntes drenadas do aerogerador e da tensão contínua de saída durante um degrau de vento de 6 m/s para 8 m/s. Como a potência processada foi mantida constante, tem-se que, para um degrau positivo de vento, as tensões do aerogerador se elevam e, conseqüentemente, as correntes de entrada diminuem.

Por fim, para analisar o comportamento do retificador modular SEPIC com operação com falta de fase, apresenta-se

as Figura 18 e Figura 19. A fase A foi retirada de operação para simular uma falha em um dos componentes que compõem o módulo que está conectado nesta fase.

Na Figura 18 apresenta-se as formas de onda das correntes drenadas do aerogerador e do sinal de tensão proveniente do sensor de torque com operação sem falta de fase. Os valores eficazes das correntes de entrada são iguais a 2,46 A, 2,23 A e 2,41 A enquanto que o valor médio de tensão (3,8 V) proveniente do sensor de torque representa um torque igual a 76 N.m. Em operação sem falta de fase, observa-se que não existe ondulação de torque quando se utiliza o retificador modular SEPIC para processar a energia proveniente do aerogerador.

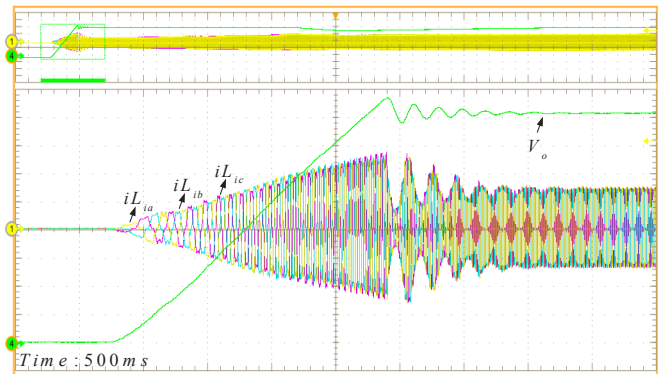


Fig. 16. Formas de onda da tensão contínua de saída (25V/div) e das correntes drenadas do aerogerador (2A/div) durante um transitório de partida. Escala de tempo: 500ms/div.

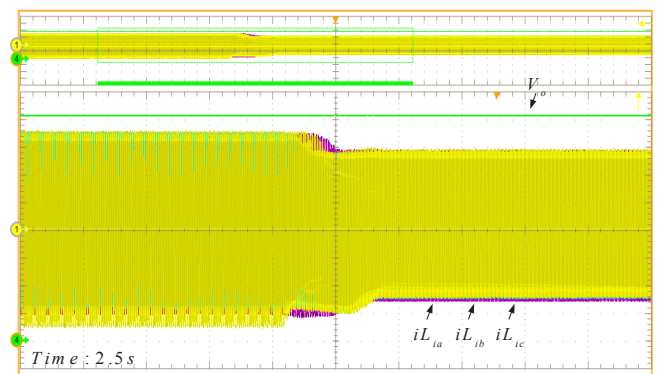


Fig. 17. Formas de onda da tensão contínua de saída (25V/div) e das correntes drenadas do aerogerador (1A/div) durante um degrau de vento. Escala de tempo: 2,5s/div.

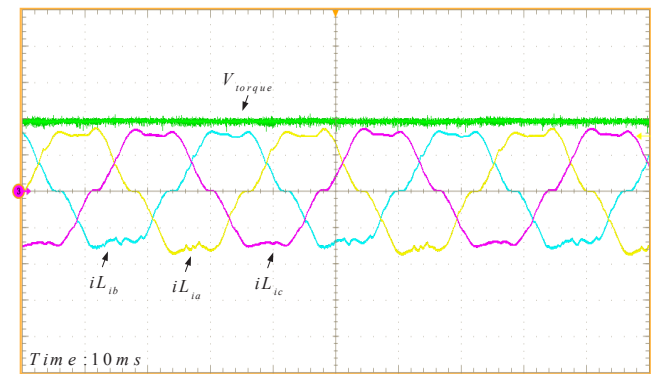


Fig. 18. Formas de onda do torque (2V/div) e das correntes drenadas do aerogerador (2A/div). Escala de tempo: 10ms/div.

VI. CONCLUSÕES

A Figura 19 apresenta as formas de onda das correntes drenadas do aerogerador e do sinal de tensão proveniente do sensor de torque com falta de fase. Os valores eficazes das correntes de entrada são iguais a 0 A, 3,50 A e 3,45 A. Observa-se que, nesta condição, existe uma ondulação de torque e que o valor médio de tensão (3,8 V) proveniente do sensor de torque representa um torque igual a 76 N.m, o que mostra que o sistema está processando a mesma potência do ensaio realizado sem a falta de fase. Consta-se que o retificador continua processando a energia proveniente do aerogerador.

A Figura 20 apresenta o gráfico do rendimento do retificador em função da potência de saída. Observa-se que para esta especificação de projeto, o rendimento fica em torno de 90% na potência nominal. Porém, para especificações com tensões de entrada maiores, pode-se obter rendimentos mais elevados: para 220 V de tensão de entrada tem-se um rendimento de aproximadamente 94,5%. Destaca-se que o rendimento obtido é para um conversor operando no modo de condução descontinuo, com comutação dissipativa e sem circuitos de ajuda à comutação.

Comparando-se o rendimento obtido com o de retificadores do tipo Boost, tem-se que em [17] o rendimento obtido é na ordem de 96% para uma tensão de entrada de 220 V, tensão de saída de 400 V e 5 kW de potência. Assim, a solução baseada no retificador SEPIC no MCD com rendimento de 90% para 110 V de tensão de entrada e 94,5% para 220 V de tensão de entrada está ligeiramente menor das soluções clássicas baseadas no retificador do tipo Boost.

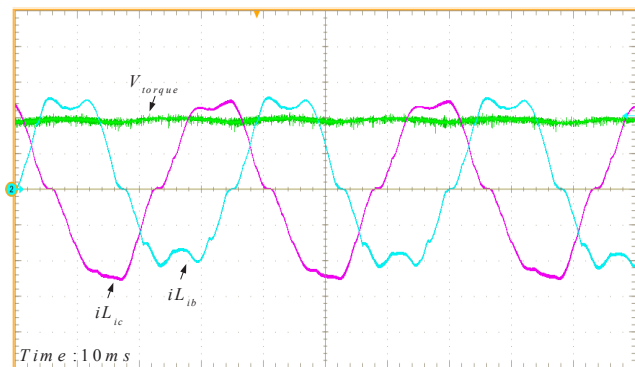


Fig. 19. Formas de onda do torque (2V/div) e das correntes drenadas do aerogerador (2A/div) com falta de uma das fases (fase A). Escala de tempo: 10ms/div.

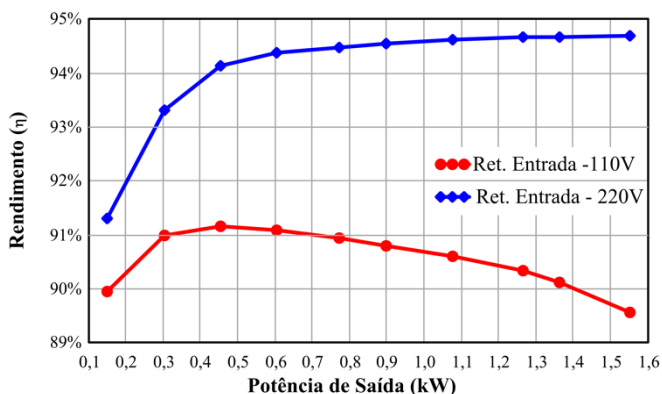


Fig. 20. Curvas experimentais do rendimento em função da potência de saída.

Este artigo apresentou a análise teórica, as principais equações de projeto dos componentes de potência, o modelo dinâmico e os resultados experimentais de um retificador modular SEPIC aplicado no processamento da energia proveniente de um aerogerador de pequeno porte para a conexão em microrredes de corrente contínua.

Nesta aplicação, este retificador apresenta as seguintes vantagens:

- aproveitamento das indutâncias do gerador como indutâncias de filtro de entrada do retificador, assim, o retificador emprega três indutores;
- elevado fator de potência, com correntes de entrada com o mesmo formato das tensões e em fase sem a utilização de um sistema de controle das correntes, ou seja, sem a utilização de sensores para as correntes drenadas do gerador;
- simplicidade de controle e de modulação PWM;
- devido a característica modular, possibilidade de operar com falta de fase sem a utilização de técnicas adicionais de controle;
- devido a característica modular, a solução proposta também pode ser aplicada em geradores multifásicos apenas com a adição de mais módulos;
- caso necessário, o retificador pode prover isolamento galvânica em alta frequência entre o gerador e a microrrede de corrente contínua substituindo-se os indutores de saída por indutores acoplados [29].

Como desvantagens, pela operação no modo de condução descontinuo, pode não apresentar elevado rendimento para potências elevadas e/ou baixas tensões de entrada.

Em trabalhos futuros pretende-se implementar um sistema de extração de máxima potência e avaliar o rendimento global do sistema, considerando o rendimento do gerador síncrono de ímãs permanentes.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a Fundação Araucária e a CAPES pelo suporte financeiro na forma da Bolsa de Mestrado concedida ao Tecnólogo Paulo Junior Silva Costa, ao CNPq pelo suporte financeiro (Processos 405246/2013-7 e 457608/2014-5) e aos professores do Grupo de Máquinas Elétricas da UTFPR-PG: Prof. Renato Carlson, Prof. Pércio Luiz Karam de Miranda, Prof. Josmar Ivanqui e Prof. Helio Voltolini, por disponibilizarem a bancada de testes utilizada nos ensaios experimentais.

REFERÊNCIAS

- [1] D. Boroyevich, I. Cvetkovic, R. Burgos, D. Dong, "Intergrid: A Future Electronic Energy Network?," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 127-138, September 2013.
- [2] O. Lucia, I. Cvetkovic, H. Sarnago, D. Boroyevich, P. Mattavelli, F. C. Lee, "Design of Home Appliances for a DC-Based Nanogrid System: An Induction Range Study Case," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in*

- Power Electronics*, vol. 1, no. 4, pp. 315-326, December 2013.
- [3] S. Gsänger, J. Pitteloud, "Small Wind World Report 2014", *World Wind Energy Association*. Disponível em: <<http://small-wind.org/>>, 2014.
- [4] J. Andringa, "1st Forum of SWT," *Gaia-wind Ltd.*, Warsaw, Poland, 2011.
- [5] M. Malinowski, A. Milczarek, R. Kot, Z. Goryca, J. T. Szuster, "Optimized Energy-Conversion Systems for Small Wind Turbines: Renewable Energy Sources in Modern Distributed Power Generation Systems," *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 2, no. 3, pp. 16-30, September 2015.
- [6] I. Kortabarria, E. Ibarra, I. D. Alegria, "Power Converters Used in Grid Connected Small Wind Turbines: Analysis of Alternatives," in *Proc. of 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)*, pp. 1-6, 2010.
- [7] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, "Flexible Control of Small Wind Turbines with Grid Failure Detection Operating in Stand-Alone and Grid-Connected Mode", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1323-1332, September 2004.
- [8] Y. Xue, L. Chang, S. B. Kjaer, J. Bordonau, T. Shimizu, "Topologies of Single-Phase Inverters for Small Distributed Power Generators: An Overview," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1305-1314, September 2004.
- [9] Y. Wang, C. Nayar, J. Su, M. Ding, "Control and Interfacing of a Grid-Connected Small-Scale Wind Turbine Generator", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 2, pp. 428 – 434, June 2011.
- [10] R. H. Eckstein, T. B. Lazzarin, I. Barbi, "Proposed Power and Control System for Small Scale Wind Turbines Connected to the Grid," in *Proc. of 3rd IET Renewable Power Generation Conference (RPG 2014)*, pp. 1-6, 2014.
- [11] G. Tibola, *Sistema Eólico de Pequeno Porte para Geração de Energia Elétrica com Rastreamento De Potência Máxima*, Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009.
- [12] T. R. S. de Freitas, P. J. M. Menegaz, D. S. L. Simonetti, "Converter Topologies for Permanent Magnetic Synchronous Generator on Wind Energy Conversion System", in *Proc. of Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 936 – 942, 2011.
- [13] R. Tonkoski Jr., L. A. C. Lopes, J. A. V. Alé, F. D. Adegas, R. R. N. Souza, S. M. Islam, K. Tan, F. S. dos Reis, "Mitigação do Conteúdo Harmônico em Aerogeradores Usando um Pfp Elevador de Chave Única", *Eletrônica de Potência*, vol. 12, no. 3, pp. 269 – 276, November 2007.
- [14] C. E. A. Silva, D. S. Oliveira Jr., H. M. de Oliveira Filho, L. H. S. C. Barreto, F. L. M. Antunes, "A Three-phase Rectifier for WECS with Indirect Current Control", *Eletrônica de Potência*, vol. 16, no. 1, pp. 28 – 36, February 2011.
- [15] T. R. S de Freitas, H. M. A. Antunes, J. L. F. Vieira, R. T. Ferreira, D. S. L. Simonetti, "A DCM Three-phase SEPIC Converter for Low-power PMSG", in *Proc. of 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, pp. 1 – 5, 2012.
- [16] D. S. Oliveira, L. H. S. C. Barreto, F. L. M. Antunes, M. Silva, D. L. Queiroz, A. R. Rangel, "A DCM Three-phase High Frequency Semi-controlled Rectifier Feasible for Low Power WECS Based on a Permanent Magnet Generator", in *Proc. of Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 1193 – 1199, 2009.
- [17] D. S. Oliveira, M. M. Reis, C. E. A. Silva, L. H. S. C. Barreto, F. L. M. Antunes, B. L. Soares, "A Three-phase High-frequency Semicontrolled Rectifier for PM WECS", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 3, pp. 677 – 685, March 2010.
- [18] T. B. Lazzarin, F. A. B. Batista, P. J. S. Costa, C. H. Illa Font, "Proposal of a Modular Three-Phase SEPIC-DCM Rectifier for Small Wind Energy Conversion Systems", in *Proc. of 24th IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 439 - 445, 2015.
- [19] R. F. Coelho, L. Schmitz, L. T. Macedo, D. C. Martins, "Estratégia para Controle do Fluxo de Potência em uma Microrrede Híbrida Destinada a Alimentação de Cargas CC Críticas", *Eletrônica de Potência*, vol. 20, no. 2, pp. 205 – 214, March/May 2015.
- [20] G. M. S. Azevedo, M. C. Cavalcanti, F. A. S. Neves, L. R. Limongi, F. Bradaschia, "Microgrid Power Converter Control with Smooth Transient Response During the Change of Connection Mode", *Eletrônica de Potência*, vol. 19, no. 3, pp. 285 – 294, June/August 2014.
- [21] T. Friedli, J. W. Kolar, "The Essence of Three-phase PFC Rectifier Systems – Part I", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 176 - 198, January 2013.
- [22] D. A. F. Collier, M. L. Heldwein, "Modeling and Design of a Micro Wind Energy System with a Variable-speed Wind Turbine Connected to a Permanent Magnet Synchronous Generator and a PWM Rectifier", in *Proc. of Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2011)*, pp. 1-8, 2011.
- [23] D. S. L. Simonetti, J. Sebastian, F. S. dos Reis, J. Uceda, "Design Criteria for SEPIC and Cuk Converters as Power Factor Preregulators in Discontinuous Conduction Mode", in *Proc. of International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation and Automation*, vol. 1, pp. 283 - 288, 1992.
- [24] D. S. L. Simonetti, J. Sebastian, J. Uceda, "The Discontinuous Conduction Mode Sepic and Cuk Power Factor Preregulators: Analysis and Design", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 5, pp. 630 - 637, October 1997.
- [25] C. A. Canesin, I. Barbi, "A Unity Power Factor Multiple Isolated Outputs Switching Mode Power Supply Using a Single Switch", in *Proc. of Sixth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 91)*, pp. 430-436, 1991.
- [26] E. H. Ismail, "Bridgeless SEPIC Rectifier with Unity Power Factor and Reduced Conduction Losses", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 4, pp. 1147 - 1157, April 2009.

- [27] P. J. S. Costa, C. H. Illa Font, F. A. B. Batista, "Retificadores SEPIC com Elevado Fator de Potência com Um e Dois Interruptores Controlados Operando no Modo de Condução Descontínua", *In Proc. of 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, pp. 1 - 8, 2014.
- [28] D. C. Martins, A. H. de Oliveira, I. Barbi, "Three-phase Rectifier using a Sepic DC-DC Converter in Continuous Conduction Mode for Power Factor Correction," *in Proc. of Twentieth International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 491-497, 1998.
- [29] G. Tibola, I. Barbi, "Isolated Three-phase High Power Factor Rectifier Based on the SEPIC Converter Operating in Discontinuous Conduction Mode", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 4962 - 4969, November 2013.

DADOS BIOGRÁFICOS

Paulo Junior Silva Costa nasceu em São José do Rio Claro, Brasil, em 1988. Recebeu o grau de Tecnólogo em Automação Industrial em 2011 e o grau de Mestre em Engenharia Elétrica em 2015, ambos pela Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), Ponta Grossa, Brasil. Está atualmente cursando o doutorado em Engenharia Elétrica, no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Suas áreas de interesse incluem retificadores PWM monofásicos e trifásicos, capacitores chaveados e conversores CC-CC.

Telles Brunelli Lazzarin nascido em Criciúma, Santa Catarina, Brasil, em 1979. Recebeu os graus de Engenheiro

Eletricista, Mestre e Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, Brasil, em 2004, 2006 e 2010, respectivamente. Atualmente é professor da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). É membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e membro da IEEE Society.

Flabio Alberto Bardemaker Batista nasceu em Alegrete, Rio Grande do Sul, Brasil, em 1971. Possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (1995), mestrado e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (1996, 2006). Atualmente é professor do Instituto Federal de Educação Tecnológica de Santa Catarina, campus Florianópolis, atuando principalmente nos seguintes temas: Eletrônica de Potência, Controle Digital e Energias Renováveis.

Carlos Henrique Illa Font nasceu em Erval Grande, Rio Grande do Sul, Brasil, em 1976. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista, Mestre em Engenharia Elétrica e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, em 2001, 2003 e 2009, respectivamente.

Desde 2010 é Professor Adjunto na Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Câmpus Ponta Grossa, Brasil. Suas áreas de interesse incluem correção do fator de potência, retificadores com elevado fator de potência, fontes de alimentação chaveadas e conversores estáticos para energia eólica.

Prof. Carlos é Membro da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP), Member do IEEE Power Electronics Society e IEEE Industrial Electronics Society.