

MITIGAÇÃO DO CONTEÚDO HARMÔNICO EM AEROGERADORES USANDO UM PFP ELEVADOR DE CHAVE ÚNICA

*Reinaldo T., *Luiz, L., Jorge A., Fabiano A., Raphael S., **Syed I., **Kelvin T. e Fernando R.

Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul – PUCRS – Brazil

*Concordia University – Department of Electrical and Computer Engineering – Canada

**Curtin University of Technology – Department of Electrical and Computer Engineering – Australia

e-mail: f.dosreis@gmail.com

Resumo – Na distante Ásia foram relatadas várias avarias sem causa aparente em máquinas síncronas de ímã permanente (MSIP) empregadas em aerogeradores de pequeno porte instalados em comunidades isoladas. A causa principal deste problema foi atribuída às perdas adicionais causadas no cobre devido aos componentes harmônicos das correntes estatóricas aos quais a MSIP estava submetida pela ação do retificador trifásico convencional com filtro capacitivo conectado aos seus terminais. Este trabalho apresenta uma proposta que visa a minimizar este problema empregando um pré-regulador de fator de potência (PFP) do tipo elevador operando no modo de condução descontínua (MCD). Os resultados confirmam a efetividade do método que emprega um PFP para a mitigação do conteúdo harmônico e redução das perdas internas da MSIP.

Palavras-Chave — Mitigação de Harmônicas, PFP, Máquinas Síncronas de Ímã Permanente, Energias Renováveis, Geradores Eólicos, Turbina Eólica.

HARMONIC MITIGATION IN WIND TURBINE ENERGY CONVERSION SYSTEMS USING A 3-PHASE SINGLE-SWITCH BOOST RECTIFIER

Abstract - From the faraway Asia, there had been reported a significant number of breakdowns in low power permanent magnet synchronous generators (PMSG) used in wind energy conversion systems (WECS) installed in isolated communities. The main cause of this problem was attributed to the extra copper losses generated by the high harmonic content of the PMSG stator currents, which are due to a conventional three-phase full bridge rectifier (FBR) with a bulky capacitor connected on it. This work proposes a way to minimize this problem by applying a well-known three phase power factor corrector (PFC) using the boost single switch converter. The results confirm the effectiveness of PFC application to reduce the extra losses inside the PMSG.

Keywords – Harmonic Mitigation, PFC, PMSG, Renewable Energy, WECS, Wind Turbine.

Artigo submetido em 20/09/2006. Revisões em 09/03/2007 e 21/10/2007. Aceito por recomendação dos editores da seção especial D. C. Martins e F. L. M. Antunes.

I. INTRODUÇÃO

Geradores eólicos que empregam MSIP operando em velocidade variável estão sendo usados mais frequentemente em aplicações envolvendo turbinas eólicas de baixa potência [1] (sem controle do ângulo de incidência de vento na pá), conectadas ou não à rede elétrica. Sistemas de velocidade e, portanto, de frequência variável apresentam diversas vantagens, tais como a redução do estresse mecânico e a possibilidade de otimização do processo de captura de energia através da maximização da eficiência aerodinâmica.

O método normalmente utilizado para permitir a conexão entre a rede elétrica e estes sistemas consiste no emprego de dois estágios: o primeiro constituído por um retificador e o segundo por um inversor. Para a concepção do primeiro estágio, o modelo clássico de retificador trifásico em ponte associado a um capacitor de elevado valor é usado genericamente. O segundo estágio pode ser implementado através de dois tipos de conversores: um inversor não-autônomo empregando tiristores ou um inversor de tensão controlado por corrente, conforme ilustra a Figura 1.

Este trabalho apresenta seu foco principal no primeiro estágio de conversão de energia (o retificador), o qual é responsável pela injeção de elevado conteúdo harmônico de tensão e corrente na MSIP. Desta forma, a injeção destes componentes harmônicos na máquina elétrica conduz a perdas adicionais. Este trabalho emprega uma topologia bem conhecida visando à mitigação deste conteúdo harmônico em geradores eólicos [2, 3, 4], a saber: um PFP trifásico com um conversor elevador de chave única operando no MCD.

O modelo de turbina eólica proposto em [1] e desenvolvido para utilização na plataforma MATLAB/Simulink[®] foi adaptado e validado pelos autores para o Software PSIM[®]. Os resultados de simulação demonstraram a possibilidade de obter simultaneamente a máxima transferência de potência, a regulação da tensão de saída bem como a mitigação do conteúdo harmônico.

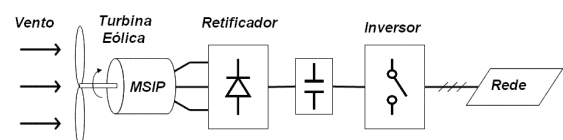


Fig. 1. Sistema de Conversão de Energia Eólica.

II. MODELO DO AEROGERADOR

Os geradores eólicos considerados neste trabalho consistem em uma MSIP acionada por uma turbina eólica sem controle do ângulo de incidência de vento na pá, um estágio retificador e um estágio inversor. O diagrama de blocos do sistema completo é mostrado na Figura 1.

A. Potência da Turbina Eólica

A potência mecânica (P_m) de saída de uma turbina eólica é dada usualmente através de uma lei de variação cúbica, conforme representado em (1).

Esta relação é usualmente provida pelo fabricante da turbina através de um conjunto de curvas adimensionais. A curva C_p para a turbina eólica considerada neste estudo é mostrada na Figura 2, onde $C_{p\text{máx}}$ é o máximo coeficiente de potência desenvolvido pela turbina para o valor ótimo da razão de velocidade de ponta (*Tip Speed Ratio* - λ). A determinação de λ é dada através de (2).

$$P_m = \frac{1}{2} \rho C_p A U_w^3 \quad (1) \quad \lambda = \frac{r \omega_m}{U_w} \quad (2)$$

Onde:

- ρ - Densidade do Ar (kg/m^3).
- C_p - Coeficiente de potência.
- A - Área varrida pelo rotor da turbina eólica (m^2).
- U_w - Velocidade do vento (m/s).
- λ - Razão de velocidade de ponta.
- r - Raio do rotor (m).
- ω_m - Velocidade angular mecânica do gerador (rad/s).

É possível verificar que, se a velocidade do aerogerador é mantida constante, variações na velocidade do vento levarão a variações no valor de λ e, conseqüentemente, a mudanças no valor de C_p bem como na potência de saída gerada pela turbina eólica. Contudo, se a velocidade do rotor é ajustada de acordo com as variações na velocidade do vento, o valor de λ pode ser mantido no ponto ótimo de forma a garantir a máxima potência de saída para o sistema.

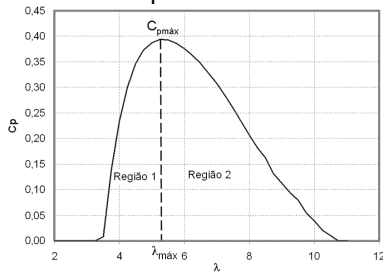


Fig. 2. Coeficiente de potência X razão de velocidade de ponta.

A aceleração angular da MSIP é inversamente proporcional ao momento de inércia (J) e diretamente proporcional à diferença entre o torque mecânico (T_m) produzido pela turbina eólica e o torque elétrico (T_e) proveniente do gerador, conforme é apresentado em (3).

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (T_m - T_e) \quad (3)$$

O torque mecânico disponível no eixo da turbina eólica é influenciado pelo valor de C_p . Visando a maximizar a eficiência aerodinâmica, o torque elétrico T_e da MSIP é controlado considerando o torque mecânico T_m da turbina eólica de forma a maximizar o valor de $C_{p\text{máx}}$. O uso de um conversor de potência entre o retificador e a carga permite o ajuste dinâmico do T_e e, conseqüentemente, da velocidade do rotor, tornando possível a obtenção da máxima potência disponível para quaisquer valores de velocidade do vento.

A partir das curvas de potência da turbina eólica, verifica-se a possibilidade de estabelecer o ponto de operação da

mesma em duas velocidades distintas que resultem na mesma potência de saída, conforme está representado na Figura 2. Na prática, a operação na região 1 é instável, pois qualquer decréscimo de λ nessa região causará um decréscimo de C_p até a conseqüente parada total da turbina.

III. ANÁLISE HARMÔNICA

O primeiro passo desta análise consiste na compreensão da importância deste estudo e, desta forma, algumas considerações sobre o problema serão desenvolvidas. Para tanto, será apresentado um estudo de caso ilustrando as correntes de saída da MSIP operando à plena carga (carga resistiva de 400 W) a partir do modelo de retificador em ponte completa ilustrado na Figura 3, o qual é normalmente empregado em geradores eólicos com MSIP. Este estudo, cujos resultados serão apresentados na próxima seção, permitirá a caracterização e análise do conteúdo harmônico destas formas de onda de corrente.

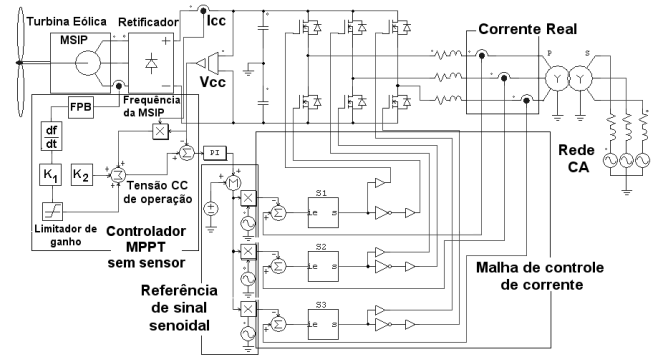


Fig. 3. Turbina eólica implementada com inversor de tensão controlado por corrente.

Sob condições de potência nominal, os enrolamentos da MSIP atingirão as temperaturas mais elevadas tendo em vista o fato de que as perdas na MSIP aumentam nestas condições. Nas próximas seções, uma análise do impacto da etapa retificadora no conteúdo harmônico das correntes e tensões estáticas da MSIP será apresentada considerando o gerador eólico de baixa potência disponível no laboratório (400 W como potência máxima de saída gerada para uma velocidade do vento de 12 m/s). Duas estruturas retificadoras são analisadas: a) um circuito retificador trifásico em ponte de Graetz empregando um filtro capacitivo e b) um PFP.

A Figura 4 apresenta as correntes de saída e as tensões de linha da MSIP operando à potência nominal a uma velocidade do vento de 12 m/s.

IV. REDUÇÃO DO CONTEÚDO HARMÔNICO

As topologias clássicas dos filtros passivos estão sempre associadas à idéia de redução do conteúdo harmônico e, entretanto, eles não representam uma solução adequada para esta aplicação uma vez que a frequência do gerador varia com as condições do vento e da carga. Neste contexto, soluções ativas empregando PFPs desempenham uma papel preponderante.

Para permitir uma análise quantitativa das formas de onda de tensão e corrente, um estudo objetivo foi levado a efeito através da análise de Fourier. A partir desta análise, o

conteúdo harmônico e a distorção harmônica total (DHT) de tensão e corrente verificados na saída da MSIP foram obtidos. Os resultados deste estudo estão sumarizados na Figura 5 onde os componentes fundamentais foram suprimidos com o objetivo de destacar os demais componentes. A partir desta figura, é possível observar que as harmônicas de 5^a, 7^a, 11^a, 13^a, 17^a e 19^a ordens têm uma amplitude significativa.

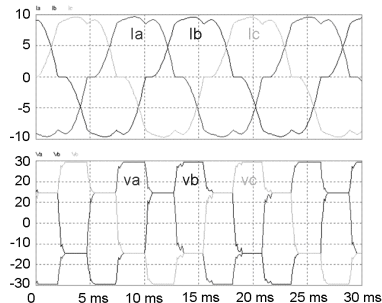


Fig. 4. Correntes de saída e tensões de linha na MSIP.

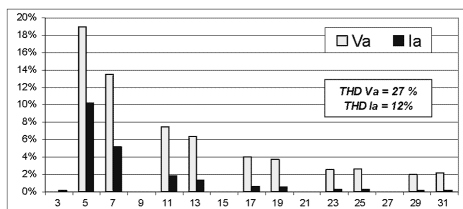


Fig. 5. Conteúdo harmônico de tensão e corrente na saída da MSIP.

Verifica-se ainda a existência de elevados valores de DHT de tensão e corrente (27% e 12%). O conteúdo harmônico da corrente de saída à plena carga é minimizado pela ação da indutância equivalente do estator, a qual age como filtro de corrente. Contudo, este efeito não é tão notável quando a velocidade do vento diminui, gerando o decréscimo da potência de saída e o aumento do valor da DHT. Conforme pode ser observado a partir dos dados da Figura 5, a amplitude da 5^a harmônica da corrente estatórica corresponde a 10,23% da amplitude da fundamental, o que representa um percentual significativo. Com o objetivo de minimizar este conteúdo harmônico, foi empregado um circuito PFP. Os resultados obtidos são discutidos nas seções a seguir.

A. Retificador Elevador Trifásico de Chave Única

O retificador de entrada pode ser implementado através do retificador elevador trifásico (PFP) operando no MCD proposto por Prasad e Ziogas [3], conforme representado na Figura 3. Este conversor está representado em detalhes na Figura 6 e apresenta muitas vantagens, tais como: reduzida DHT da corrente de entrada, estrutura simples que emprega apenas um dispositivo controlado, e a possibilidade de ser controlado através de uma estratégia simples e facilmente implementável por meio de um CI dedicado de uso geral para geração de sinais PWM. O transistor pode operar a uma frequência constante de chaveamento. O controle da potência CC de saída é realizado facilmente por meio do controle da razão cíclica e, para tanto, é necessário apenas um único dispositivo ativo simples, tal como um MOSFET ou um IGBT. As principais desvantagens desta implementação são o aumento nas perdas verificadas nos dispositivos em comparação com o retificador convencional, bem como a

necessidade de um filtro de entrada adicional para a remoção dos componentes harmônicos de alta frequência da corrente de entrada [3, 4].

Portanto, a implementação do retificador de entrada através de um PFP resultará na redução do conteúdo harmônico nas correntes estatóricas da MSIP. O diagrama esquemático completo do PFP elevador trifásico operando no MCD é mostrado na Figura 6.

Os indutores L têm um pequeno valor de indutância, devido à operação no MCD. Quando o transistor Q deixa de conduzir, o diodo D_1 torna-se diretamente polarizado e os indutores descarregam suas energias armazenadas na saída CC. Uma vez que os picos de corrente são proporcionais às tensões de fase, o valor médio de cada uma das correntes de entrada (considerando o período de alta frequência) é aproximadamente proporcional a estes.

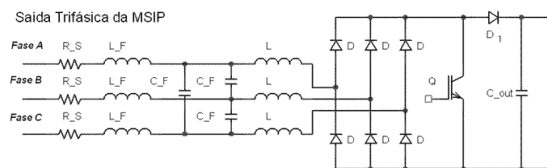


Fig. 6. Retificador elevador trifásico de chave única.

O retificador elevador trifásico operando no MCD gera uma pequena quantidade de componentes harmônicos de baixa frequência na corrente de entrada. Contudo, aumentando a tensão CC de saída, é possível reduzir a DHT [4]. Aplicando a metodologia de projeto proposta por Prasad e Ziogas [3], foi possível determinar os valores dos componentes passivos, representados na Figura 6. Desta forma, com o objetivo de evitar a ocorrência de ruído audível e considerando que os valores dos componentes do filtro de entrada dependem da frequência de chaveamento do conversor [3], selecionou-se $F_s = 21$ kHz, o que resultou em $C_{_F} = 30$ μ F, $L_{_F} = 45$ μ H e $L = 24$ μ H. Contudo, os indutores $L_{_F}$ foram implementados pela indutância própria do estator da MSIP, a qual normalmente tem um valor muito superior ao valor determinado para $L_{_F}$, o que resulta em um filtro com um desempenho superior ao projetado. O estator da MSIP tem uma indutância $L_{_S} = 2,4$ mH, a qual é 53 vezes maior do que $L_{_F}$.

A partir das correntes de entrada do retificador ilustradas na Figura 7, é possível observar a operação no MCD. É possível observar ainda os elevados picos de corrente que implicam em um elevado valor eficaz e, como resultado, aumentam as perdas nos indutores de entrada L , capacitores $C_{_F}$, diodos e transistor.

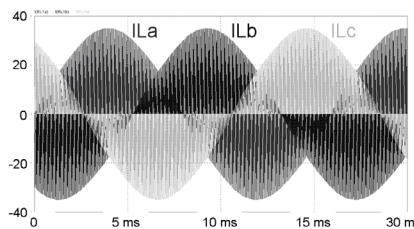


Fig. 7. Corrente de entrada do retificador em ponte trifásico.

A Figura 8 representa as tensões de fase bem como as correntes de saída da MSIP. Conforme pode ser observado, as formas de onda de tensão e corrente apresentam uma

evidente melhora em comparação às formas de onda do retificador convencional mostradas na Figura 4. Por fim, a Figura 9 apresenta o conteúdo harmônico das formas de onda de tensão e corrente na saída da MSIP.

A DHT de corrente apresentada pelo PFP é de 4,25% e a amplitude da terceira harmônica é inferior a 1,6%, indicando a adequação desta topologia para a redução do conteúdo harmônico em geradores eólicos. Além disso, obteve-se uma efetiva melhoria na DHT de tensão. Estes resultados foram obtidos para uma razão cíclica constante de aproximadamente 50%. A presença de componentes de alta frequência devido à frequência de chaveamento do conversor pode ser observada nas formas de onda de tensão, razão pela qual a DHT de tensão é superior à DHT de corrente. A principal desvantagem desta topologia é a alta tensão de saída que, neste caso, corresponde a 10 vezes a tensão de entrada, ainda que permita uma redução das perdas por condução.

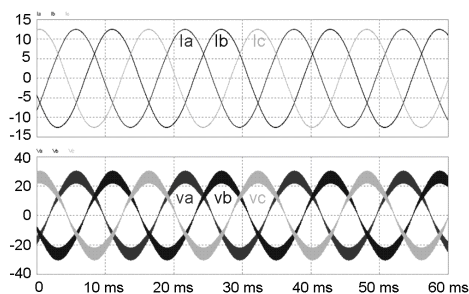


Fig. 8. Tensões de fase e correntes de saída para a MSIP empregando o PFP elevador trifásico.

V. DETERMINAÇÃO DAS PERDAS

Basicamente, as perdas geradas pela máquina podem ser divididas em dois grandes grupos: as perdas no cobre e as perdas no núcleo. As perdas no cobre (P_{cu}) são produzidas no enrolamento do estator como função do valor eficaz da corrente que passa através dele, conforme é expresso em (4).

$$P_{Cu} = 3 R_a \sum_{i=1}^{\infty} I_{a_i}^2 \quad (4)$$

Onde:

- I_{a_i} - Valor eficaz do i -ésimo componente harmônico da corrente I_a .
- R_a - Resistência equivalente do estator [5, 6].

Entretanto, a operação em altos níveis de corrente resultou em aumento de temperatura. A variação de R_a associada a este fenômeno físico não foi levada em consideração nos cálculos. O fluxo variável de alta frequência oriundo dos componentes harmônicos gera histerese e perdas no núcleo por correntes de Foucault. Estas perdas [6] estão representadas em (5).

$$P_{core} = P_e + P_h \cong (k_e f^2 B_{max}^2 + k_h f B_{max}^2) * W_{eight} \quad (5)$$

A influência do conteúdo harmônico de tensão sobre as perdas magnéticas pode ser avaliada através de (6) e (7), tal como proposto por Kaboli et al em [5].

$$\frac{P_e}{P_{e1}} = \sum_{i=1}^{\infty} \left(\frac{V_i}{V_1} \right)^2 \quad (6) \quad \frac{P_h}{P_{h1}} \approx \sum_{i=1}^{\infty} \left(\frac{V_i}{V_1} \right)^2 \frac{1}{i} \quad (7)$$

Onde:

- k_e - Constante.
- k_h - Constante.
- B_{max} - Valor de pico da densidade de fluxo.
- f - Frequência nominal.
- W_{eight} - Soma das massas do cobre e do núcleo.
- P_{h1} - Perdas por histerese.
- P_{e1} - Perdas por correntes de Foucault.
- V_1 - Tensão de linha da MSIP em condições nominais de operação com carga resistiva e na ausência de harmônicas.
- i - Ordem do componente harmônico.
- V_i - Amplitude do i -ésimo componente harmônico da tensão de linha da MSIP.

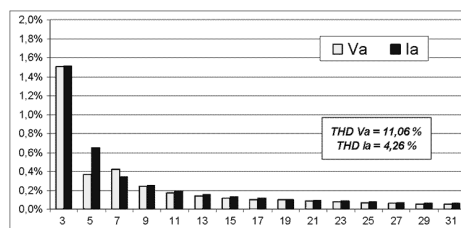


Fig. 9. Conteúdo harmônico de tensão e corrente de saída da MSIP usando o PFP elevador trifásico.

Para avaliar o impacto das diferentes estruturas no conteúdo harmônico e nas perdas em aerogeradores, um estudo comparativo é levado a efeito considerando três situações distintas: carga resistiva, retificador em ponte completa e PFP. As perdas na MSIP bem como as perdas totais no sistema foram obtidas teoricamente através de (4), (5), (6) e (7), e os resultados estão sumarizados na Tabela I.

TABELA I
Perdas na MSIP (W) e eficiência (%)

	Cobre	Ferro	Mec.	Total	η_G	PFP	η_{sis}
Resistiva	78,6	10,2	6	94,8	81,0	0	-
Retificador	101,1	10,9	6	118,0	76,4	61	64
PFP	84,1	10,3	6	100,4	79,9	72	65

Quando a topologia do retificador em ponte completa é empregada, o total de perdas da MSIP aumenta em 24% em relação a uma carga padrão resistiva diretamente conectada aos terminais da máquina. Este acréscimo significativo no montante de perdas implica em envelhecimento prematuro e, como consequência, na redução do ciclo de vida útil da MSIP. Excelentes resultados foram obtidos através do PFP uma vez que as perdas na MSIP foram reduzidas em aproximadamente 18% em relação às verificadas na presença do retificador.

Esta melhoria permite a redução da temperatura interna e, como resultado, um aumento em seu ciclo de vida. Outra vantagem que pode ser observada na Tabela I é a eficiência do sistema (η_{sis}) que permanece praticamente com o mesmo valor com o uso de PFP ou de um retificador em ponte completa. Bonnett em [9] afirma que, quando a máquina opera dentro de suas condições nominais, a temperatura média do enrolamento define a taxa de envelhecimento. Fatores adicionais de desgaste presentes durante a operação

da máquina estão associados ainda ao estresse mecânico, ao estresse dielétrico bem como ao estresse devido a fatores ambientais. Em um determinado instante, o isolante do enrolamento do estator começa a ficar vulnerável a estes fatores de desgaste, o que tende a gerar um curto-circuito entre as espiras do enrolamento e o terra quando o sistema de isolamento falha. Para máquinas em geral, Bonnett afirma que a vida útil do isolamento dobra em média para um decréscimo de 10° C na temperatura de operação.

Ímãs permanentes sofrem um enfraquecimento uma vez que o laço de histerese encolhe reduzindo a densidade de fluxo, quando a temperatura aumenta. Desta forma, o seu tempo de vida é reduzido. A taxa de decréscimo do tempo de vida em função do aumento de temperatura é dada de acordo com (8).

$$L_{\Delta T} = L_o e^{-F\Delta T} \quad (8)$$

Onde:

- $L_{\Delta T}$ - Tempo de vida estimado para o ímã permanente em função do aumento da temperatura (h).
- F - Decaimento de fluxo por unidade de temperatura (Wb/°C).
- ΔT - Variação ou aumento de temperatura (°C).

Considerando um aumento de 10 °C e uma redução de fluxo de 0,011 Wb/°C, o tempo de vida do ímã permanente seria reduzido em 10%, de acordo com (8). A principal desvantagem do uso do PFP elevador de chave única é que o conversor de potência apresenta um acréscimo nas perdas em comparação com o retificador em ponte completa. Contudo, este problema não é significativo uma vez que este fator pode ser levado em consideração para o projeto do conversor.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de avaliar experimentalmente o impacto da presença de conteúdo harmônico de tensão e corrente em geradores eólicos com MSIP, procedeu-se à implementação de um PFP elevador de chave única. Este conversor pode ser dividido em dois subcircuitos para uma melhor compreensão da forma pela qual foi implementado. O primeiro consiste no circuito de controle e acionamento e o segundo no circuito de potência. O circuito de controle foi concebido com o CI LM3524, largamente empregado em fontes chaveadas. Na saída do CI, um circuito de acionamento com dois transistores conectados na configuração *totem pole* é responsável pelo comando dos MOSFETs.

O estágio de potência é constituído por: filtro EMI, retificador trifásico, indutores de entrada do conversor elevador, dispositivos de chaveamento (diodos e MOSFET) e capacitor de saída CC. Os capacitores de entrada associados às indutâncias estatóricas da MSIP formam o filtro EMI. A Figura 10 apresenta o circuito de potência implementado. É importante enfatizar que os componentes foram selecionados a partir de sua disponibilidade no laboratório.

Rashid [10] apresenta os transistores do tipo MOSFET como dispositivos adequados para implementar conversores de baixa potência de até 1 kVA. O PFP utilizado neste trabalho foi proposto por Ziogas [3] em 1989, quando foi desenvolvido um protótipo de 1 kVA empregando MOSFET.

Entretanto, Jovanovic [11] em 1998 descreve um protótipo de 6 kVA que emprega um transistor do mesmo tipo. Erickson [12] propôs uma estrutura multirressonante do PFP proposto por Ziogas, apresentando resultados de simulação para um conversor de 10 kVA empregando um transistor do tipo IGBT. A possibilidade de se implementar conversores de até 100 kVA empregando IGBTs, a qual foi preconizada por Rashid em [10], pode ser aceita no âmbito do PFP proposto, dado que estes dispositivos são capazes de manipular correntes muito mais elevadas e suportam valores de tensão superiores ao dobro do valor suportado pelos MOSFETs.

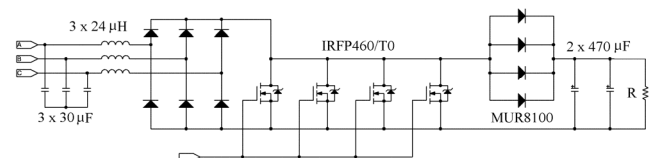


Fig. 10. Circuito de potência implementado.

Uma bancada de testes foi especialmente construída tendo como base um motor de indução conectado a um inversor e um PC, permitindo assim a emulação do comportamento da turbina eólica sob qualquer condição de vento. O gerador usado foi o *Energusud E-400*[®] associado a uma turbina eólica de 400 W. Esta bancada é apresentada na Figura 11 e, através da mesma, foram executados os três ensaios referidos anteriormente. Foram conectados ao gerador três resistores de 2,77 Ω em uma configuração estrela. Os resultados deste teste bem como dos testes com o retificador e com o PFP são apresentados na Tabela II. A temperatura da MSIP foi obtida após estabilização (10 minutos para todos os três testes) e representa a média de valores coletados para 5 diferentes pontos da superfície do gerador. A potência mecânica foi obtida a partir da conexão de um torquímetro e um tacômetro ao eixo do gerador. A eficiência do gerador foi de 79,8% para uma carga resistiva.

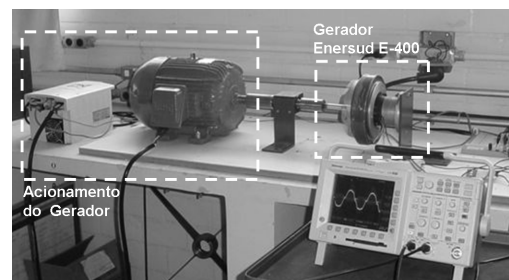


Fig. 11. Bancada de emulação da turbina eólica.

Componentes harmônicos são introduzidos nas formas de onda do gerador quando este é conectado a um retificador em ponte completa, tal como pode ser observado na Figura 12. Neste ensaio, conectou-se ao retificador um capacitor de filtro de 30.000 µF e uma carga de 4,56 Ω. Esta carga resistiva buscou emular o comportamento de um inversor de tensão controlado por corrente, através do qual pode ser provida a conexão do sistema com a rede elétrica, por exemplo. A Figura 13 ilustra o conteúdo harmônico presente nas formas de onda de tensão, enquanto a Figura 14 ilustra o conteúdo harmônico de corrente.

Em ambos os gráficos observa-se a presença significativa

das harmônicas de 5ª e 7ª ordens. Os resultados dos três ensaios são apresentados na Tabela II. O PFP foi implementado com os seguintes componentes: um indutor de 24 μH , dois capacitores de 470 μF ligados em paralelo para compor a capacitância de saída, e demais componentes que são descritos no diagrama da Figura 11. Através da comparação dos resultados obtidos tomando-se como base a carga resistiva, observa-se que a eficiência da MSIP foi afetada pela introdução de harmônicas, conforme era esperado. Observa-se ainda uma elevação de 4,8°C na temperatura da MSIP em relação à temperatura ambiente. Por fim, pode-se observar que as perdas no retificador representam 11,7% da energia mecânica disponível no eixo do gerador.

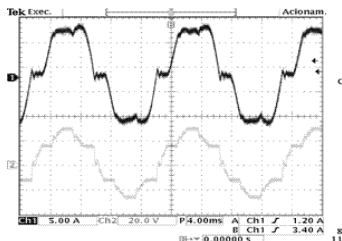


Fig. 12. Tensão e corrente na fase A do gerador.

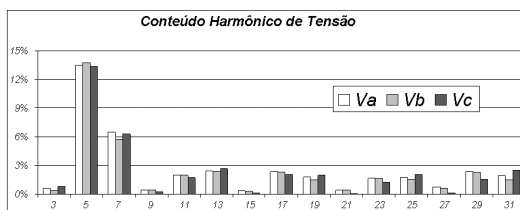


Fig. 13. Conteúdo harmônico de tensão.

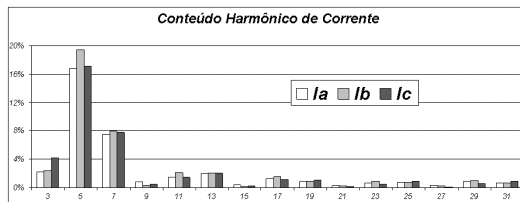


Fig. 14. Conteúdo harmônico de corrente.

TABELA II
Dados obtidos nos testes

	R	Ret.	PFP	
Temperatura na MSIP	37,00	42,00	41,00	°C
Temperatura ambiente	27,80	28,00	31,00	°C
Potência Mecânica	501,00	535,00	502,00	W
Potência Ativa	400,00	400,00	400,00	W
Potência Aparente	400,12	420,00	403,00	VA
Potência Reativa	10,00	140,00	50,00	VAR
Potência na carga	-	337	326	W
Tensão CC no barramento	-	39,2	202,4	V
Corrente CC no barramento	-	8,60	1,61	A
Fator de Potência	1,00	0,94	0,99	
Fator de Deslocamento	1,00	1,00	1,00	
Eficiência da MSIP η_G	79,8	74,8	79,7	%
Eficiência do sistema η_{SIS}	79,8	63,0	64,9	%

Na Figura 15 está ilustrada a forma de onda de corrente do indutor de entrada onde o modo de condução descontínuo pode ser observado.

A Figura 16 apresenta a corrente em uma das fases da MSIP, cuja forma de onda resulta da ação do filtro EMI. Trata-se de um filtro LC onde o indutor é composto pela indutância estatórica e os capacitores de filtragem C_F são conectados em delta, conforme se observa na Figura 6. Os ruídos nela observados originam-se dos acoplamentos entre o conversor e o próprio osciloscópio. A partir da comparação com a Figura 12, onde está ilustrada a corrente na MSIP com o retificador em ponte, torna-se evidente a redução de seu conteúdo harmônico.

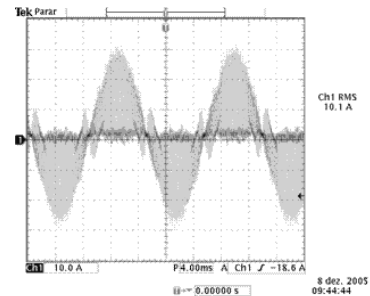


Fig. 15. Corrente no indutor do conversor elevador.

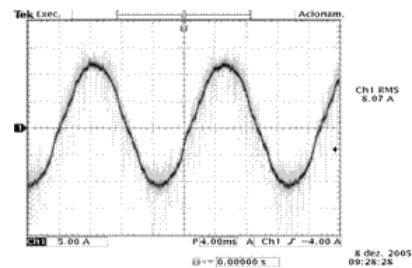


Fig. 16. Corrente na MSIP com o estágio PFP implementado.

A Figura 17 apresenta as formas de onda de tensão e corrente na fase A do gerador, as quais foram obtidas empregando um qualímetro. A partir destas formas de onda, fica evidente que o fator de deslocamento é nulo e que o filtro foi bem projetado, de forma que os elementos espúrios observados na Figura 16 não são reais.

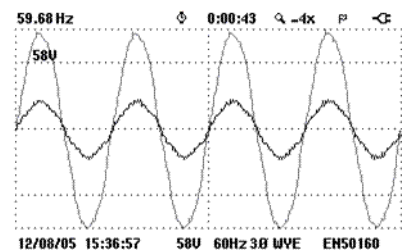


Fig. 17. Tensão e corrente na MSIP.

A partir das Figuras 18 e 19, verifica-se uma redução significativa do conteúdo harmônico de tensão e corrente em comparação ao observado com uso do retificador em ponte completa, particularmente quanto aos componentes harmônicos de 5ª e 7ª ordens. Como resultado, de acordo com os dados da Tabela II, há uma redução no aumento de temperatura bem como um aumento na eficiência da MSIP.

Com o objetivo de simplificar a análise dos resultados obtidos, os dados apresentados na Tabela II foram

transpostos para a Tabela III. Observou-se uma redução do incremento da temperatura interna da MSIP com o uso do PFP, tornando este comparável ao obtido quando a máquina é conectada a uma carga resistiva. Assim, a MSIP com PFP estava operando a uma temperatura de 4 °C abaixo da temperatura do sistema com retificador em ponte completa, o que reduz seu desgaste e envelhecimento ao longo de sua vida útil. Ainda que haja um aumento na eficiência da MSIP, a eficiência geral do sistema não apresenta um ganho significativo com o uso do PFP: apenas uma variação de 1,9 % foi alcançada devido às perdas extras no conversor.

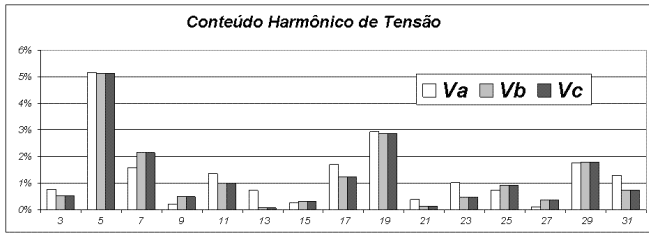


Fig. 18. Componentes harmônicos das formas de onda de tensão.

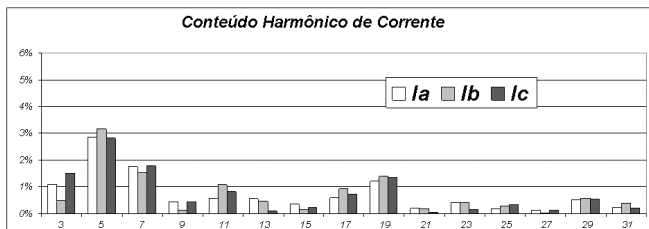


Fig. 19. Componentes harmônicos das formas de onda de corrente.

TABELA III
Resultados Obtidos

	P_{MECH}	P_{MSIP}	P_{carga}	Perdas no Retificador MSIP	Perdas no Retificador e no PFP	ΔT	η_G (%)	η_{SIS} (%)
Nominal	501	400	400	101	0	9,2	79,8	79,8
FBR	535	400	337	135	63	14,0	74,8	63,0
PFP	502	400	326	102	74	10,0	79,7	64,9

Por fim, gráficos comparativos com o conteúdo harmônico de tensão e corrente da MSIP para as três situações citadas (condições nominais carga resistiva pura, retificador em ponte completa e PFP) estão representados nas Figuras 20 e 21.

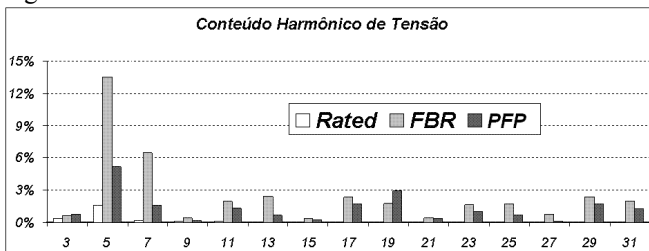


Fig. 20. Conteúdo harmônico de tensão na fase A nos três testes.

A carga resistiva apresenta conteúdo harmônico não nulo uma vez que os dados foram obtidos experimentalmente. As harmônicas de 5ª e 7ª ordens são as mais significativas. Através da topologia com PFP, um grau significativo de mitigação harmônica foi obtido, tal como suposto.

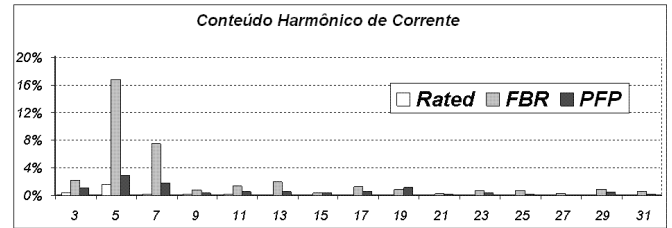


Fig. 21. Conteúdo harmônico de corrente na fase A nos três testes.

VII. CONCLUSÕES

Neste artigo, uma solução tradicional para a mitigação de conteúdo harmônico foi aplicada com sucesso em geradores eólicos com MSIP. Os estudos das perdas em nível teórico e experimental demonstraram que as mesmas são reduzidas na MSIP quando o PFP é usado. A eficiência (η_G) da MSIP aumenta em aproximadamente 3% e a eficiência do sistema como um todo permanece praticamente constante. O retificador elevador de chave única operando no MCD apresentou resultados encorajadores, tais como: baixa DHT de tensão e corrente, simplicidade nas topologias dos circuitos de controle e potência, e possibilidade de operar em quaisquer condições de vento. A redução das perdas na MSIP conduz à expectativa de um prolongamento de sua vida útil sem o comprometimento de sua capacidade, tendo em vista que estas são altamente dependentes da temperatura dos enrolamentos. As principais desvantagens desta topologia são: a) a necessidade de um filtro de entrada para remover os componentes de alta frequência da corrente de entrada pulsada de forma a reduzir o conteúdo harmônico de tensão na máquina; b) o estresse de corrente nos diodos do retificador e no transistor Q em função da operação no MCD e c) a alta tensão de saída. Estas desvantagens podem ser contornadas pela escolha apropriada dos semicondutores bem como pelo uso da indutância estatórica para compor o indutor principal do filtro.

Os resultados experimentais apontam para uma possibilidade real de aumento da vida útil do gerador, uma vez que foi verificada uma significativa redução de temperatura da MSIP com o uso do PFP. Todavia, uma vez que não foi identificado um ganho substancial de eficiência, não é possível afirmar que o emprego de PFP aumenta a potência disponível. Estes resultados encorajam o aprofundamento dos estudos de outras estratégias de controle, assim como do impacto de outras topologias de circuitos PFP em geradores eólicos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] K. Tan and S. Islam, "Optimum Control Strategies in Energy Conversion of PMSG Wind Turbine System Without Mechanical Sensors", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, pp. 392-400, June 2004.
- [2] Phipps, J.K.; "A transfer function approach to harmonic filter design", *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 3, pp. 68 – 82, March-April 1997.
- [3] A. R. Prasad, P. D. Ziogas, and S. Manias, "An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers", *IEEE Proc. of PESC*, pp. 58-65, 1989.

- [4] Robert W. Erickson, "Some Topologies of High Quality Rectifiers" Keynote paper, *First International Conference on Energy, Power, and Motion Control*, Tel Aviv, Israel, pp. 1-6, May 1997.
- [5] Kaboli, Sh.; Zolghadri, M.R.; Homaifar, A., "Effects of sampling time on the performance of direct torque controlled induction motor drive", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 2, pp. 1049 – 1052, June 2003.
- [6] Yao Tze Tat, "Analysis of Losses in a 20kW Permanent Magnet Wind Energy Conversion System", *Technical Report in the Department of Electrical and Computer Engineering. Western Australia: Curtin University of Technology*, pp. 101, October 2003.
- [7] Dos Reis, F.S.; Islam, S.; Tan, K.; Ale, J.V.; Adegas, F.D.; Tonkoski, R., Jr; "Harmonic Mitigation in Wind Turbine Energy Conversion Systems", *IEEE Proc. of PESC*, pp. 1-7, June 2006.
- [8] Dos Reis, F.S.; Tan, K.; Islam, S., "Using PFC for harmonic mitigation in wind turbine energy conversion systems", *IEEE Proc. of 30th IECON*, vol. 3, pp. 3100 – 3105, November 2004.
- [9] Bonnett, A.H., "Operating temperature considerations and performance characteristics for IEEE 841 motors". *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol. 37, pp. 1120 – 1131, July-August 2001.
- [10] Power Electronics: Circuits, Devices and Applications: International Edition, 3rd Edition, Muhammad H. Rashid, University of West Florida Publisher: *Prentice Hall*, ISBN 0-13-122815-3, 2004.
- [11] A comparative study of single-switch three-phase high-power-factor rectifiers Yungtaek Jang; Jovanovic, M.M.; *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol. 34, pp. 1327 – 1334, November - December 1998.
- [12] A low-distortion three-phase multi-resonant boost rectifier with zero current switching; Ismail, E.; Oliveira, C.; Erickson, R., *IEEE Proc. 10th APEC*, vol. 2, pp. 849 – 855, March 1995.

DADOS BIOGRÁFICOS

Reinaldo Tonkoski Jr., nascido em Porto Alegre-RS, Brasil, em 1980. Graduado em Engenharia de Controle e Automação e Mestre em Engenharia Elétrica pela Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul (PUCRS), Brasil, em 2004 e 2006, respectivamente. Está realizando doutorado na Concordia University em Montreal, Canadá. Tem especial interesse em Reatores Eletrônicos e Qualidade de Energia Elétrica. É membro do IEEE.

Luiz Antônio Correa Lopes, nascido em Belém-PA, Brasil, em 1965. Graduado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Pará (UFPA) em 1986, Mestre pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) em Florianópolis, Brasil, em 1989 e Ph.D. pela McGill University em Montreal, Canadá, em 1996. Desde 2002, atua como professor associado ao Departamento de Engenharia da Concordia University. Suas áreas de interesse incluem sistemas de potência distribuídos e fontes de energia renováveis.

Jorge Antonio Villar Alé, nascido em Talca, Chile, em 1958. Graduado em Engenharia Mecânica pela Universidad

de Talca, em 1984. Mestre e Doutor em Engenharia Mecânica pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS), Brasil, em 1986 e 1995, respectivamente. Atualmente é Professor Adjunto da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul (PUCRS). Suas áreas de interesse incluem energia eólica e energias renováveis.

Fabiano Daher Adegas, nascido em Porto Alegre-RS, Brasil, em 1980. Graduado em Engenharia de Controle e Automação e Mestre em Engenharia Elétrica pela Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul (PUCRS) em 2004 e 2006, respectivamente. Presentemente, atua como engenheiro pesquisador pela Universidade de São Paulo (USP), Brasil. Suas áreas de interesse incluem energia eólica e controle para sistemas renováveis de energia.

Raphael Ronald Noal Souza, nascido em Porto Alegre-RS, Brasil, em 1973. Graduado em Engenharia Elétrica em 2003 pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS). Presentemente, é mestrando no PPGEE da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul (PUCRS). Suas áreas de interesse incluem eletrônica de potência, qualidade de energia e controle de sistemas.

Syed Mofizul Islam, nascido em Dacca, Bangladesh, em 1957. Graduado em Engenharia de Sistemas de Potência pela Bangladesh University of Engineering and Technology em 1979. Mestre e Ph.D. pela King Fahd University of Petroleum and Minerals em Dhahran, Arábia Saudita, em 1983 e 1988, respectivamente. Presentemente, atua como professor e chefe do Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação da Curtin University of Technology em Perth, Austrália. Publicou mais de 150 artigos técnicos e suas áreas de interesse incluem conversão de energia eólica e sistemas de potência.

Kelvin Tan, nascido em Singapura, Singapura, em 1976. Graduado em Engenharia Elétrica pela Curtin University of Technology em 1997 e Ph.D. pelo Centre for Renewable Energy and Sustainable Technologies Austrália (CRESTA) em 2004. Presentemente, é professor assistente do Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação da Curtin University of Technology em Perth, Austrália.

Fernando Soares dos Reis, nascido em Pelotas-RS, Brasil, em 1963. Graduado em Engenharia Elétrica pela Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul (PUCRS) em 1987, Mestre em Engenharia pela Universidade Federal Santa Catarina (UFSC) em 1990 e Dr. Ing. em Eletrônica Industrial pela Universidad Politécnica de Madrid na Espanha em 1995. Iniciou suas atividades na PUCRS em 1990 como professor assistente e atualmente é professor titular do departamento Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia. Publicou mais de 70 artigos técnicos. Tem especial interesse em PFPs, Reatores Eletrônicos, Qualidade de Energia e na aplicação da eletrônica de potência em Sistemas de Energias Renováveis. É conselheiro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e membro do IEEE.