

Controle Preditivo do Conversor do Estágio Receptor de um Sistema de Transferência Indutiva de Potência

Israel F. Lopes * Rodolfo L. Valle ** Pedro G. Barbosa *

* Departamento de Energia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, Brasil (e-mails: israel.lopes@ufjf.edu.br e pedro.gomes@ufjf.edu.br)

** Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, Leopoldina, Brasil (e-mail: rodolfo.lacerda@cefetmg.br)

Abstract: This work presents a study with a predictive controller for current control of a boost power factor correction converter applied to or receiver side (or secondary side) converters of inductive power transfer systems. For this purpose, the equations of the controller, digital simulations and experimental results describe the operation of the system in study.

Resumo: Neste trabalho é apresentado um estudo com o uso de um controlador preditivo para controle de corrente de um conversor elevador pré-regulador de fator de potência para aplicação no lado receptor (ou secundário) de sistemas de transferência indutiva potência. Para isso, são apresentadas as equações do controlador, simulações digitais e resultados experimentais que descrevem o funcionamento do sistema em enfoque.

Keywords: Predictive Control; Inductive Power Transfer; Power Factor Correction; Receiver System; Autonomous Underwater Vehicles.

Palavras-chaves: Controle Preditivo; Transferência Indutiva de Potência; Pré-Regulador de Fator de Potência; Sistema Receptor; Veículos Autônomos Subaquáticos.

1. INTRODUÇÃO

A Transferência Indutiva de Potência (*Inductive Power Transfer - IPT*) é uma forma de transferência de energia “sem contato” (*Wireless Power Transfer - WPT*) muito pesquisada atualmente. Essa tecnologia tem sido considerada estratégica para o carregamento de baterias de veículos elétricos e equipamentos eletrônicos de uma forma geral (Griffin and Detweiler, 2012; Fernandes, 2015; Godoy et al., 2016; Li et al., 2017; Orekan et al., 2018). Em ambientes inflamáveis ou com presença de água, a alimentação de equipamentos por contato elétrico pode ser insegura (Bingyi et al., 2005). Desta maneira o IPT tem sido investigado como uma alternativa.

Um sistema IPT é composto, resumidamente, por uma fonte de alimentação CC (ou uma fonte CA de entrada com um retificador), um conversor CC/CA, um transformador de núcleo separado (TNS) ou bobinas acopladas magneticamente, um conversor CA/CC de saída, e a bateria ou carga. Na Figura 1 é ilustrado um exemplo de um sistema IPT proposto para o carregamento de baterias de um veículo subaquático autônomo (*Autonomous Underwater Vehicle - AUV*) (Lopes et al., 2014; Orekan et al., 2018). As partes desse sistema são agrupadas de forma que o lado transmissor abrigue desde a fonte de alimentação até a bobina primária do transformador, enquanto o lado receptor, localizado no interior do AUV, abrigue desde a bobina secundária até a carga. Adicionalmente podem haver, tanto no lado transmissor quanto no receptor, capacitâncias de

compensação conectadas em série e/ou paralelo com as bobinas do TNS. Na Figura 2 é mostrada uma representação dos: estágios de conversão, carga (bateria do AUV), bem como fonte primária (bateria do bote) e TNS utilizados para a transferência de energia sem contato elétrico. Na estação de docagem (lado primário) tem-se: um conversor CC/CA (estágio *ii*) alimentado por um conversor CA/CC não controlado (estágio *i*) com filtro capacitivo; um filtro passivo (estágio *iii*) para mitigar os harmônicos de comutação da tensão do conversor; e capacitâncias de compensação (estágio *iv*) em série com o enrolamento primário. Do outro lado, no interior do AUV (lado secundário) tem-se: o enrolamento secundário do TNS; capacitâncias de compensação (estágio *v*) em série e paralelo; um conversor CA/CC (estágio *vi*); um conversor CC/CC elevador com estágio Pré-Regulador de Fator de Potência (*Power Factor Correction - PFC*) (*vii*); um barramento CC conectado a um conversor CC/CC abaixador (estágio *viii*) e um controlador de carga da bateria do veículo.

Este trabalho tem como objeto de estudo o controle do conversor elevador-PFC do lado secundário (estágio *vii*). O controle deste conversor foi dividido em duas etapas: uma malha interna de corrente, onde é empregada uma estratégia de controle preditiva, e uma malha externa de tensão, baseada num controlador PI, usada para regular a tensão do barramento CC. Como o enfoque aqui é o estágio elevador-PFC conectado ao enrolamento secundário do TNS, os estágios após o barramento CC (após a capacitância C_b) serão modelados uma resistência equi-

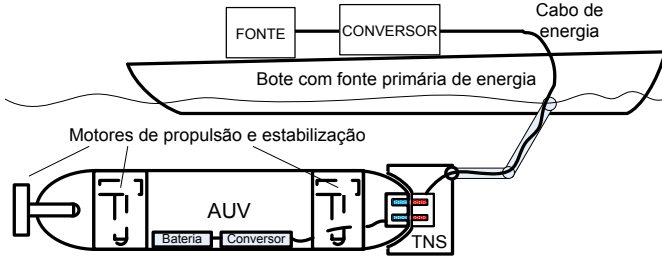


Figura 1. Ilustração do sistema de docagem para carga da bateria do AUV.

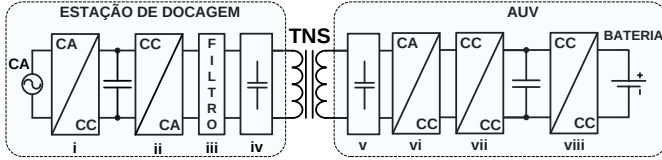


Figura 2. Sistema de carga de bateria sem contato com transformador de núcleo separado.

valente R_L . Detalhes sobre o projeto do controlador de carga da bateria e informações sobre o projeto do TNS, bem como do controle dos conversores do lado primário, são encontrados em (Lopes, 2019; Lopes et al., 2020).

2. MODELAGEM DO ESTÁGIO RECEPTOR DO SISTEMA IPT

A Figura 3 ilustra em detalhes o sistema receptor, referente ao secundário do TNS. A etapa destacada em vermelho representa o circuito do conversor elevador-PFC que, por sua vez, está conectado nos terminais do enrolamento receptor do sistema IPT. O objetivo desse conversor elevador-PFC é fazer com que o sistema visto pelos terminais de saída do TNS se comporte como uma carga equivalente resistiva, a despeito de variações no entreferro do TNS e na frequência de excitação do mesmo (Lopes et al., 2020).

Nos sistemas IPT projetados com conversores ressonantes, o funcionamento dos conversores secundários, bem como a eficiência do processo de transferência de energia, são sensíveis as variações do entreferro, como é o caso de veículos aéreos, aquáticos, e no carregamento dinâmico de veículos terrestres (Orekan et al., 2018). Além disso, os transformadores podem ser projetados para trabalhar com máximo rendimento quando a carga em sua saída se comporta de maneira equivalentemente resistiva (Lopes et al., 2014, 2020). Isso torna atrativo o uso de um pré-regulador de fator de potência no lado secundário do sistema IPT.

Na literatura encontram-se variadas aplicações de conversores do tipo elevador-PFC utilizando projetos de controle com alocação de polos, controladores PI, entre outros (Bunetel and Machmoum, 1999). Por outro lado, o controle preditivo também se mostra como uma alternativa eficaz para o controle de corrente em conversores do tipo elevador-PFC (Roggia et al., 2009; Jingquan Chen et al., 2003), pelo fato de ter rápida convergência e baixo esforço computacional. No entanto, não se encontra na literatura aplicações desse tipo de controlador nos conversores do lado receptor de sistemas IPT.

2.1 Controle preditivo de corrente

O controle de corrente do conversor elevador é feito definindo-se uma referência de corrente para o controlador com o mesmo formato da tensão de entrada (senoidal retificada). Assim, o interruptor S_1 do conversor irá comutar de forma a sintetizar a corrente de referência através do indutor L_b . O formato senoidal retificado da corrente de referência, copiando o formato da tensão, é quem garante o funcionamento como pré-regulador de fator de potência, sendo obtido com o auxílio de um sensor de tensão na saída do retificador.

A amplitude da corrente de referência é definida pela malha de controle de tensão do barramento. O controlador preditivo foi escolhido em virtude da sua rápida convergência e eficácia para sintetizar correntes com referência senoidal de alta frequência, permitindo também eliminar o erro de estado estacionário se corretamente modelado (Chan and Kwak, 2017). Outra vantagem desse controlador é a facilidade de implementação em sistemas microprocessados, além de frequência de comutação fixa, devido à portadora triangular utilizada na modulação (Barbosa et al., 2017).

O princípio do controlador preditivo aplicado ao conversor elevador-PFC pode ser facilmente explicado pelas formas de onda mostradas na Figura 4 (Barbosa et al., 2017). O sinal de controle (v_c), calculado pelo controlador preditivo, é comparado com a portadora triangular (v_{tri}), gerando os pulsos de disparo do interruptor S_1 , conforme Figuras 4(a) e (b). O diodo D_1 conduz de maneira complementar a S_1 . Nos instantes em que S_1 está em condução, a tensão sobre o indutor L_b é igual à tensão na saída do retificador (v_{retif}). Para os instantes em que D_1 está conduzindo, a tensão sobre o indutor é a diferença entre a tensão de saída do retificador e a tensão do barramento CC ($v_{retif} - v_{barrCC}$). Nos instantes em que a tensão sobre o indutor é positiva, a derivada da corrente é positiva, ao passo que quando a tensão sobre o indutor é negativa, a derivada da corrente é negativa. Para que a corrente de referência seja rastreada, o algoritmo preditivo deve calcular o valor de v_c adequadamente. As tensões v_{retif} e v_{barrCC} e a corrente i_{Lb} são amostradas sempre no pico da portadora triangular, com uma frequência de amostragem de $f_s = 1/T_s$ correspondente a 50 kHz. Esta amostragem sincronizada com o pico (ou vale) da portadora triangular permite obter o valor médio da corrente sem a necessidade do uso de filtro *anti-aliasing*.

Tendo em mente as formas de onda mostradas na Figura 4, a amostra de corrente $i_{Lb}[k+1]$ pode ser calculada por:

$$i_{Lb}[k+1] = i_{Lb}[k] + r_1 d[k] T_s + r_2 (1 - d[k]) T_s \quad (1)$$

em que r_1 e r_2 são as derivadas crescente e decrescente da corrente no indutor, respectivamente, dadas por:

$$r_1 = \frac{v_{retif}}{L_b} \quad (2)$$

$$r_2 = \frac{v_{retif} - v_{barrCC}}{L_b} \quad (3)$$

Substituindo (2) e (3) em (1) e isolando $d[k]$ chega-se em (4), assim a ação de controle é calculada de maneira que após um período de amostragem a corrente atinja o valor de referência, sendo $i_{LB}^* = i_{Lb}[k]$.

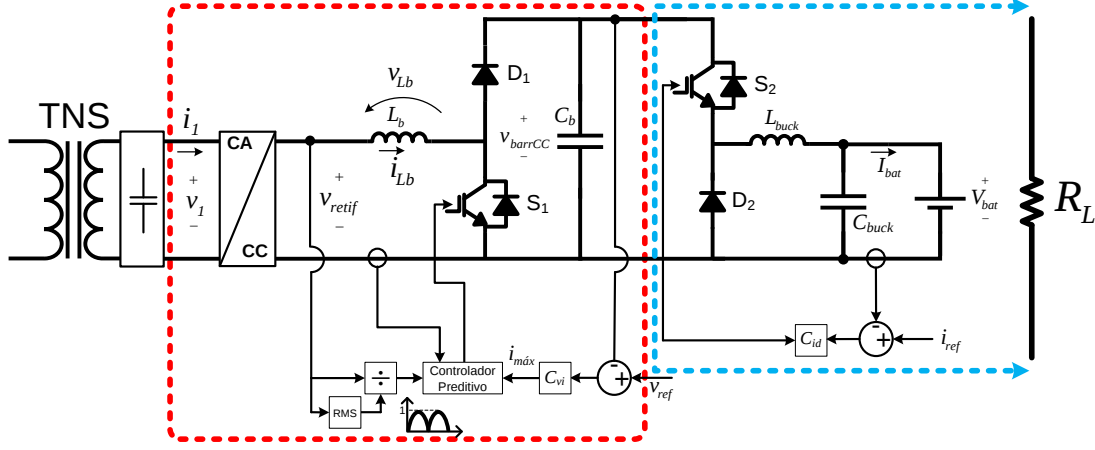


Figura 3. Diagrama esquemático do circuito secundário com as malhas de controle.

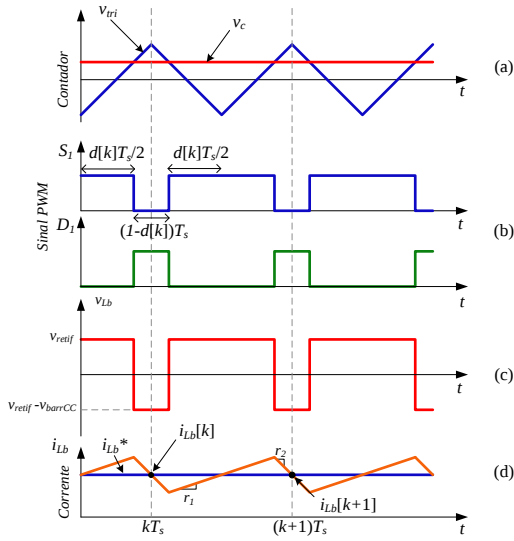


Figura 4. Formas de onda no controle preditivo: (a) portadora triangular (v_{tri}) e sinal de controle (v_c), (b) sinal de disparo do interruptor S_1 e condução do diodo D_1 , (c) tensão sobre o indutor (v_{Lb}) e (d) corrente no indutor (i_{Lb}) e corrente de referência (i_{Lb}^*) (adaptado de (Barbosa et al., 2017)).

$$d[k] = \frac{L_b f_s}{v_{barrCC}} (i_{Lb}^* - i_{Lb}[k]) + 1 - \frac{v_{retif}}{v_{barrCC}} \quad (4)$$

Na Figura 5 é apresentado um resultado de simulação do comportamento da corrente no indutor do conversor elevador para uma variação em degrau na referência (amplitude da corrente) em 0,3 s. Observa-se que, após a mudança na amplitude de referência, o controlador permite que a corrente no indutor seja rastreada com um atraso de uma amostra (Barbosa et al., 2017). Nesta simulação, foi utilizada uma frequência de comutação de 50 kHz.

Em algumas situações, entretanto, devido a limitações práticas de atrasos para amostrar o sinal, executar o algoritmo e atuar no controle, pode-se aplicar (1) para dois ciclos de amostragem (Valle et al., 2017):

$$i_{Lb}[k+2] = i_{Lb}[k+1] + r_1 d[k+1]T_s + r_2 (1-d[k+1])T_s \quad (5)$$

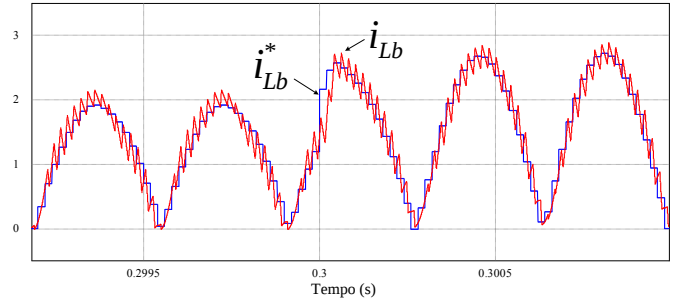


Figura 5. Comportamento da corrente no conversor elevador para uma variação em degrau no valor pico da referência.

em que $i_{Lb}^* = i_{Lb}[k+2]$ é a nova corrente de referência que deve ser sintetizada pelo conversor, considerando o atraso.

Substituindo (1), (2) e (3) em (5), pode-se resolver para $d[k+1]$:

$$d[k+1] = \frac{L_b f_s}{v_{barrCC}} (i_{Lb}^* - i_{Lb}[k]) - d[k] - \frac{2v_{retif}}{v_{barrCC}} + 2 \quad (6)$$

2.2 Controle de tensão

O controle de tensão na saída do conversor elevador (no barramento CC) é feito através da corrente no indutor que, por sua vez, é ditado pelo funcionamento do interruptor S_1 da Figura 3. O modelo deste conversor também já é amplamente conhecido na literatura e a função de transferência da tensão de saída pela razão cíclica de trabalho, desprezando as resistências no indutor e no capacitor, pode ser escrita na forma (Jin et al., 2009):

$$\frac{v_{barrCC}(s)}{d(s)} = \left(\frac{v_{barrCC}}{1-D} \right) \frac{-sL_b + R_L(1-D)^2}{s^2 R_L L_b C_b + sL_b + R_L(1-D)^2} \quad (7)$$

em que R_L é a resistência equivalente vista pelos terminais de saída do conversor elevador (que correspondem aos terminais de entrada do conversor abaixador que, por sua vez, é o controlador de carga da bateria).

Por outro lado, a função de transferência da corrente no indutor do conversor pela razão cíclica de trabalho é dada por (Jin et al., 2009):

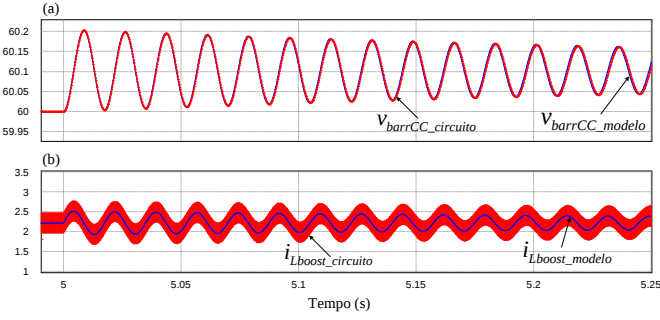


Figura 6. Comportamento da tensão de saída (a) e corrente no indutor do conversor elevador (b) para uma perturbação na razão cíclica de trabalho.

$$\frac{i_{L_b}(s)}{d(s)} = \frac{v_{barrCC}(sR_L C_b + 2)}{s^2 R_L L_b C_b + sL_b + R_L(1-D)^2} \quad (8)$$

A fim de verificar o modelo matemático, são apresentados na Figura 6 os comportamentos da tensão e corrente de saída para uma perturbação na razão cíclica de trabalho em 5 s.

A partir de (7) e (8), pode-se escrever a função de transferência da tensão de saída (barramento CC) pela corrente no indutor na forma:

$$\frac{v_{barrCC}(s)}{i_{L_b}(s)} = \left(\frac{1}{1-D} \right) \frac{-sL_b + R_L(1-D)^2}{sR_L C_b + 2} \quad (9)$$

Observa-se em (9) a existência de um zero no semiplano direito, característica de um sistema de fase não mínima (uma característica do conversor elevador). O zero no semiplano direito pode influenciar a dinâmica do sistema quando a indutância do conversor tem valor elevado ou a resistência de carga é muito baixa (Barbi, 2015). A resistência de carga é um resultado de projeto que envolve a potência de saída e tensão de saída do conversor. Neste trabalho, a resistência de carga tem valor aproximado de 46,15 W. Já o valor da indutância foi projetado em 560 μ H, estabelecendo-se um valor máximo de 20% do valor de pico da corrente nominal de saída do TNS (Lopes, 2019) para a ondulação de corrente no indutor (LARICO, 2007). O valor de indutância que satisfaz a máxima ondulação de corrente pode ser calculado por (LARICO, 2007):

$$L_{min} = \frac{V_{barrCC}}{4\Delta I_{Lmax} f_s} \quad (10)$$

em que ΔI_{Lmax} , f_s e L_{min} são a ondulação de corrente máxima, a frequência de comutação do conversor e a indutância mínima para garantir a ondulação de corrente especificada, respectivamente. Para o sistema em estudo, a frequência de comutação de 50 kHz reduz a indutância do conversor, que foi projetada em 560 μ H (Lopes, 2019). Neste caso, a relação R_L/L_b tem valor aproximado de $82,41 \times 10^3$. A título de comparação, a Figura 7 apresenta o comportamento da tensão de saída do conversor elevador em malha aberta para uma perturbação positiva em degrau no valor de pico da corrente através do indutor. Neste cenário, são comparadas as respostas em degrau para três valores de indutância superiores ao valor de projeto: $10 \times L_b$, $100 \times L_b$ e $1000 \times L_b$. Isso resulta, respectivamente, nas relações R_L/L_b : $82,41 \times 10^2$, $82,41 \times 10$ e 82,41. A variação

positiva na referência provoca um aumento da tensão de saída. Porém, o zero do semiplano direito provoca, primeiro, uma redução da tensão de saída, antes de iniciar seu crescimento (Barbi, 2015). Observa-se pela Figura 7 que à medida que a indutância aumenta, o efeito do zero do semiplano direito é mais significativo. Observa-se também que essa influência torna-se mais crítica para valores de indutância superiores a $100 \times L_b$. Portanto, no protótipo deste trabalho, o efeito do zero no semiplano direito da planta não afetou significativamente o comportamento do controlador de tensão para a indutância de projeto de 560 μ H.

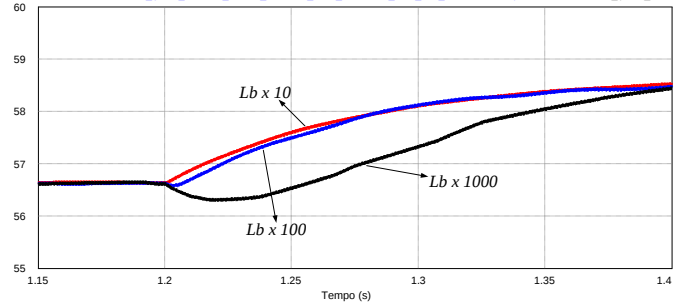


Figura 7. Resposta em malha aberta da tensão de saída do conversor elevador para perturbação na referência.

O controlador de tensão deve permitir que a malha de tensão seja mais lenta que a malha de corrente (SOUZA, 1998; Bunetel and Machmoum, 1999; Katiraei et al., 2008; Nair and Lakshminarasamma, 2017), podendo ser realizado por meio de um controlador do tipo Proporcional-Integral (PI) (Bunetel and Machmoum, 1999; Nair and Lakshminarasamma, 2017). Este controlador pode proporcionar erro de estado estacionário nulo para a tensão e a frequência de cruzamento de ganho deve estar situada a uma década abaixo da frequência da corrente no indutor (Nair and Lakshminarasamma, 2017), evitando a distorção da forma de onda da corrente de entrada (SOUZA, 1998).

A frequência de projeto do TNS corresponde a 1370 Hz (Lopes et al., 2020), o que implica em uma frequência de 2740 Hz na entrada do conversor elevador. Neste sentido, um controlador PI foi utilizado na compensação da malha de tensão e foi dimensionado para impor uma frequência de cruzamento de ganho de 100 Hz, bem como uma margem de fase de 90° (Ridley, 1989). Dessa forma, a frequência de cruzamento de ganho fica situada abaixo de uma década da frequência da corrente no indutor (Nair and Lakshminarasamma, 2017), o que é significativamente menor que 2740 Hz (Erickson et al., 1990). A função de transferência do controlador no domínio contínuo é descrita por (11) e os diagramas de Bode do sistema em malha aberta compensado e não compensado são apresentados na Figura 8. Com o compensador, o sistema possui uma margem de ganho de 39,2 dB.

$$C_{vi}(s) = \frac{2,506s + 13,924}{s} \quad (11)$$

A Figura 9 ilustra o resultado de uma simulação digital onde pode-se observar o comportamento da tensão de saída do conversor para uma variação em degrau no sinal de referência do controlador de tensão. Esse controlador foi projetado para manter a tensão do barramento CC em

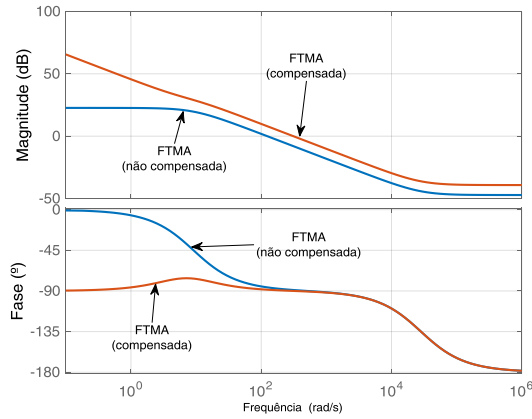


Figura 8. Resposta em frequência da malha de tensão do conversor elevador.

60 V e, na Figura 9, é exibido o resultado da simulação para um degrau positivo de um Volt no valor de referência, de 60 V para 61 V.

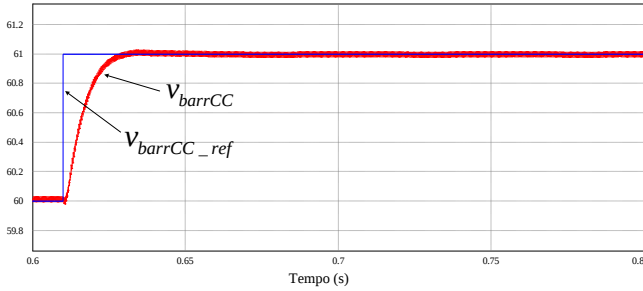


Figura 9. Comportamento da tensão de saída do conversor elevador para uma mudança em degrau no valor de referência.

3. BANCADA EXPERIMENTAL

O conversor elevador foi implementado experimentalmente utilizando um módulo IGBT SKM100GB12T4 da Semikron, contendo dois semicondutores na configuração meia ponte, conectado a um banco de capacitores no valor de 4700 μ F usado como barramento CC de saída. Foi utilizado um indutor de 560 μ H, do fabricante *Coilcraft*, modelo PCV-2-564-06L. Na Figura 10 é apresentada uma fotografia do protótipo implementado em laboratório.

O algoritmo de controle de todo o sistema IPT foi implementado no DSP da *Texas Instruments*, modelo TMS320F28335, por meio da plataforma de desenvolvimento *eZdspTMF28335* da *Spectrum Digital*.

3.1 Resultados experimentais

O objetivo desta seção é apresentar o funcionamento do conversor elevador do sistema IPT com simulações digitais e com resultados experimentais. A frequência da tensão de entrada do conversor elevador-PFC é 1370 Hz e a potência ativa de entrada neste conversor é aproximadamente 78 W, conforme o projeto do TNS em (Lopes et al., 2020). Na Figura 11 é apresentado um resultado de simulação com

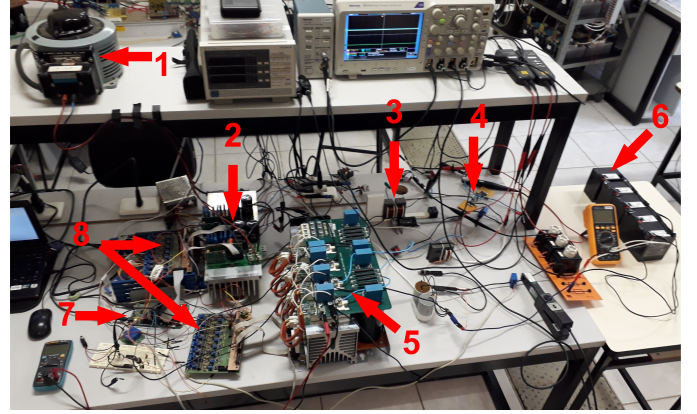


Figura 10. Fotografia da bancada com protótipo implementado em laboratório: (1) Fonte de alimentação regulável; (2) Conversores do lado primário: retificador e inversor em ponte completa; (3) TNS; (4) Retificador do lado secundário; (5) Conversores do lado secundário: conversor elevador e conversor abaixador; (6) Conjunto de baterias; (7) Plataforma *eZdspTMF28335* com DSP TMS320F28335; (8) Placas de condicionamento.

as formas de onda da tensão e corrente de saída do TNS compensado, na condição de máxima potência na bateria. Observa-se que a forma de onda de corrente assemelha-se com a da tensão, resultado do controle preditivo de corrente com PFC (fator de potência: 0,985). Adicionalmente, os valores eficazes de tensão de saída e corrente de saída simulados correspondem a 36,24 V e 2,167 A, respectivamente.

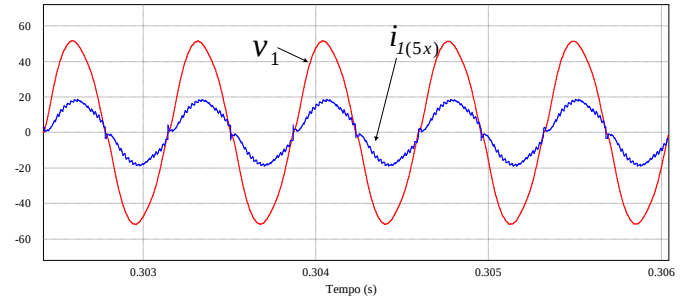


Figura 11. Resultados de simulação: formas de onda da tensão e da corrente de entrada do conversor elevador-PFC.

Na Figura 12 é apresentado um resultado experimental que exhibe as formas de onda no lado secundário do TNS alimentando a carga de projeto do protótipo, em que a frequência de comutação utilizada do conversor elevador foi 50 kHz (a mesma frequência de amostragem do controlador preditivo). No Canal 1 é mostrada a tensão no barramento CC do conversor elevador; no Canal 2 é exibida a corrente na bateria (saída do conversor abaixador por controle com corrente constante); nos Canais 3 e 4 são exibidas a corrente e a tensão de entrada do conversor elevador-PFC, respectivamente. O controlador de tensão foi projetado para manter a tensão do barramento CC em 60 V. Neste caso, os valores eficazes de tensão e corrente de saída medidos correspondem a 34,7 V e 2,31 A, respectivamente, ao passo que o fator de potência medido foi de 0,982

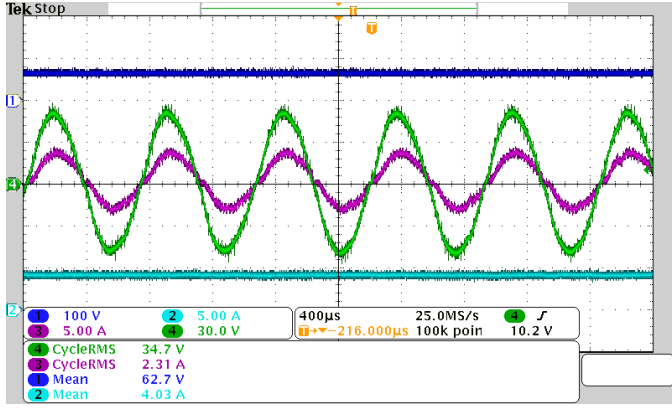


Figura 12. Formas de onda no lado secundário do sistema. Canal 1: tensão de saída do conversor elevador-PFC (v_{barrCC}); canal 2: corrente de carga na bateria (i_{bat}), Figura 3; canal 3 e 4: corrente e tensão de entrada do conversor elevador-PFC (i_1 e v_1 , nesta ordem).

(wattímetro WT230 da *Yokogawa*). É importante ressaltar que, embora a tensão do barramento seja controlada em 60 V, o Canal 1 da Figura 12 registra um valor de 62,7 V. Esta discrepância se deve a um nível CC, de aproximadamente 3 V, causado pela ponteira de tensão isolada utilizada na medição. Tal discrepância não é observada na Figura 14, pois, com apenas uma medição, não houve necessidade de se utilizar uma ponteira isolada de tensão.

Conforme pode ser visualizado na Figura 12, o perfil senoidal da corrente de saída mostra que a carga vista pelos terminais de saída do TNS tem comportamento resistivo (fator de potência de 0,982 medido no wattímetro WT230 da *Yokogawa*).

Vale salientar que, apesar desta etapa ter sido implementado para o modo de condução contínuo (CCM), também é possível realizar o controle do conversor elevador no modo DCM, podendo suprimir o sensor *Hall* para a medição de corrente no indutor. Contudo, deve-se utilizar um filtro de linha para evitar interferências com os circuitos vizinhos (Rashid, 2017).

Por fim, para verificar o desempenho do controlador da tensão do barramento CC foi aplicada uma variação em degrau na referência de tensão. Na Figura 13 é apresentado um resultado de simulação, enquanto que na Figura 14 é apresentado um resultado experimental. Observa-se que inicialmente a referência da tensão do barramento é de 60 V, sendo alterada para 61 V. Observa-se uma rápida convergência para o valor de referência e erro de regime permanente nulo, conforme detalhe dos cursores.

4. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentada uma aplicação de controle preditivo para o conversor elevador pré-regulador de fator de potência destinado a conversores do lado receptor (ou secundário) de sistemas de transferência indutiva de potência. Por meio do controlador foi possível sintetizar uma corrente senoidal na saída do TNS para fazer com que o lado receptor se comportasse como uma carga equivalente resistiva. Os resultados mostraram que o controlador permitiu rastrear a corrente de referência com um atraso

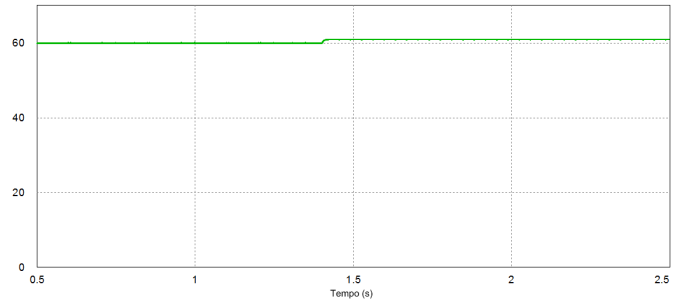


Figura 13. Simulação de variação em degrau na referência de tensão do conversor elevador.

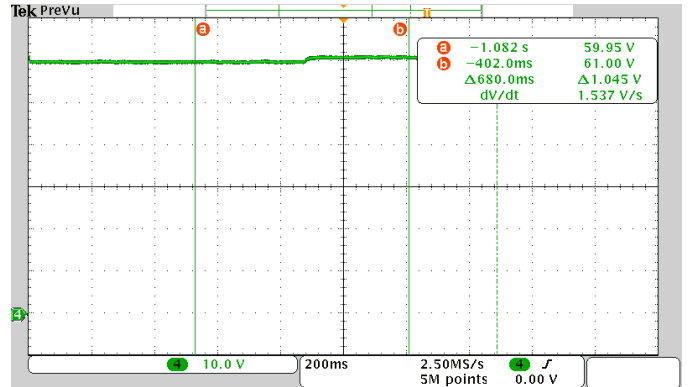


Figura 14. Resultado experimental para variação em degrau na referência de tensão do conversor elevador.

de uma amostra, o que resultou num fator de potência de, aproximadamente, 0,98. Simulações e resultados experimentais mostraram o funcionamento do sistema em estudo, possibilitando a aplicação em sistemas de transferência indutiva de potência. Vale salientar também que, apesar de (9) apresentar um zero no semiplano direito, não foram observadas alterações significativas na dinâmica do sistema em estudo durante o projeto do controlador de tensão do barramento CC.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio financeiro da Universidade Federal de Juiz de Fora através do Programa de Apoio à Qualificação (PROQUALI), CNPq, INERGE, CAPES e FAPEMIG.

REFERÊNCIAS

- Barbi, I. (2015). *Modelagem de Conversores CC-CC Empregando Modelo Médio em Espaço de Estados*. Edição do Autor.
- Barbosa, P.H.P., Barbosa, J.P.P., Almeida, P.M., and Valle, R.L. (2017). Design and implementation of a predictive current controller applied to regulate a battery bank's power flow connected to a dc microgrid. In *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 1–5.
- Bingyi, Z., Hongbin, L., and Guihong, F. (2005). Study of the separable transformer used in contactless electrical energy transmission system. In *Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, 2005 IEEE/PES*, 1–5. IEEE.
- Bunetel, J.C.L. and Machmoum, M. (1999). Control of boost unity power factor correction systems. In *Industrial*

- Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE*, volume 1, 266–271 vol.1. doi:10.1109/IECON.1999.822208.
- Chan, R. and Kwak, S. (2017). Model-based predictive current control method with constant switching frequency for single-phase voltage source inverters. *Energies*, 10, 1927. doi:10.3390/en10111927.
- Erickson, R., Madigan, M., and Singer, S. (1990). Design of a simple high-power-factor rectifier based on the flyback converter. In *Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 792–801.
- Fernandes, R.C. (2015). *Elementos magnéticos fracamente acoplados para aplicação em transferência indutiva de potência: procedimento e critérios de projeto, análise de sensibilidade e condições de bifurcação*. Tese de doutorado, Universidade de São Paulo, Escola de engenharia de São Carlos.
- Godoy, R.B., Maddalena, E.T., Lima, G.d.F., Ferrari, L.F., Torres, V.L.V., and Pinto, J.a.O.P. (2016). Wireless charging system with a non-conventional compensation topology for electric vehicles and other applications. *Brazilian Journal of Power Electronics (Printed), Campo Grande*, 21(1), 042–051.
- Griffin, B. and Detweiler, C. (2012). Resonant wireless power transfer to ground sensors from a uav. In *Robotics and Automation (ICRA), 2012 IEEE International Conference on*, 2660–2665. IEEE.
- Jin, Y., Xu, J., Zhou, G., and Mi, C. (2009). Small-signal modeling and analysis of improved digital peak current control of boost converter. In *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 326–330. doi:10.1109/IPEMC.2009.5157407.
- Jingquan Chen, Prodic, A., Erickson, R.W., and Maksimovic, D. (2003). Predictive digital current programmed control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(1), 411–419.
- Katiraei, F., Iravani, R., Hatziargyriou, N., and Dimeas, A. (2008). Microgrids management. *IEEE Power and Energy Magazine*, 6(3), 54–65.
- LARICO, H.R.E. (2007). *Conversor boost controlado em corrente ao aplicado ao retificador monofásico*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina.
- Li, Z., Zhu, C., Jiang, J., Song, K., and Wei, G. (2017). A 3-kw wireless power transfer system for sightseeing car supercapacitor charge. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(5), 3301–3316.
- Lopes, I.F., Valle, R.L., Fogli, G.A., Ferreira, A.A., and Barbosa, P.G. (2020). Low-frequency underwater wireless powertransfer: Maximum efficiency tracking strategy. *IEEE LATIN AMERICA TRANSACTIONS*, 18, 1200–1208.
- Lopes, I.F. (2019). *Transferência Indutiva de Potência em Baixas Frequências para Alimentação de Sistemas Subaquáticos Isolados*. Tese de doutorado, Universidade Federal de Juiz de Fora.
- Lopes, I.F., Valle, L., Barbosa, P.G., Honório, L.d.M., Cruz, N.A., and Matos, A.C. (2014). Projeto e otimização da compensação de um transformador de núcleo separado usado para recarregar as baterias de um veículo subaquático autônomo. *Eletrônica de Potência (Impresso), Campo Grande*, 19(1), 097–109.
- Nair, H.S. and Lakshminarasamma, N. (2017). Challenges in achieving high performance in boost pfc converter. In *2017 IEEE International Conference on Signal Processing, Informatics, Communication and Energy Systems (SPICES)*, 1–6. doi:10.1109/SPICES.2017.8091329.
- Orekan, T., Zhang, P., and Shih, C. (2018). Analysis, design, and maximum power-efficiency tracking for under-sea wireless power transfer. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 6(2), 843–854. doi:10.1109/JESTPE.2017.2735964.
- Rashid, M.H. (2017). *Power electronics handbook*. Butterworth-Heinemann.
- Ridley, R. (1989). Average small signal analysis of the boost power factor correction circuit. *Proceedings of the Virginia Power Electronics Seminar*, 108–120.
- Roggia, L., Baggio, J.E., and Pinheiro, J.R. (2009). Predictive current controller for a power factor correction boost converter operating in mixed conduction mode. In *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, 1–10.
- SOUZA, A.F.D. (1998). *Retificadores monofásicos de alto fator de potência com reduzidas perdas de condução e comutação suave*. Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina.
- Valle, R.L., de Almeida, P.M., Ferreira, A.A., and Barbosa, P.G. (2017). Unipolar pwm predictive current-mode control of a variable-speed low inductance bldc motor drive. *IET Electric Power Applications*, 11(5), 688–696.