

Controle da Tensão de Saída de um Sistema IPT por Estimação de Estado Utilizando o Filtro de Kalman

Macklyster Lânucy S. S. de Lacerda* Francis A. dos Santos**
Tiara R. S. de Freitas*** Domingos S. L. Simonetti****
Walbermark M. dos Santos†

Universidade Federal do Espírito Santo - UFES,
Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico -
LEPAC

* e-mail: macklyster.lacerda@edu.ufes.br.

** e-mail: faraujos@gmail.com.

*** e-mail: tiarafreitas27@gmail.com.

**** e-mail: d.simonetti@ele.ufes.br.

† e-mail: walbermark.santos@ufes.br.

Abstract: Nowadays, inductive power transfer systems (IPT) have located numerous application, highlighting for example the charging of cell phone batteries, and electric vehicles. In the present article, the IPT is applied in such a way that the load voltage is kept constant, and it is implemented a Kalman filter that utilizes a signal synchronized with the inverter output voltage and the voltage measured at the rectifier switch as input variables. As output signal, the filter provides the voltage across the secondary compensation capacitor. The output of the Kalman filter is used as one of the switching signals of the rectifier that supplies the load. Computer simulations are performed in the Matlab environment for different values of load resistance and coupling factors of the IPT, where the maintenance of the load voltage is perceived.

Resumo: Sistemas de transmissão indutiva de energia (do inglês: inductive power transfer - IPT) têm encontrado inúmeras aplicações na atualidade, destacando-se por exemplo os carregamentos de baterias de celulares e de veículos elétricos. No presente artigo, a aplicação da IPT é tal que a tensão na carga é mantida constante e é implementado um filtro de Kalman que utiliza como variáveis de entrada um sinal sincronizado com a tensão de saída do inversor, e a tensão medida no interruptor do retificador. O filtro fornece como sinal de saída a tensão no capacitor de compensação do secundário. A saída do filtro de Kalman é utilizada como um dos sinais de acionamento do interruptor do retificador que alimenta a carga. Simulações computacionais são realizadas no ambiente *Matlab* para diferentes valores de resistência de carga e fatores de acoplamento do IPT, onde percebe-se a manutenção da tensão na carga.

Keywords: Inductive power transfer; Kalman filter; voltage control; PWM modulator; matlab.

Palavras-chaves: Transmissão indutiva de energia; filtro de Kalman; controle de tensão; modulador PWM; matlab.

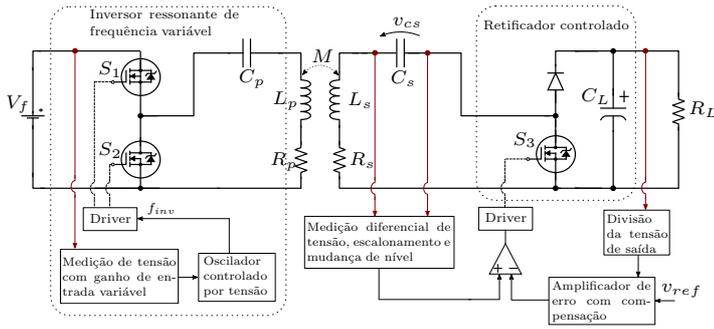
1. INTRODUÇÃO

A tecnologia de Transmissão Indutiva de Energia (do inglês: inductive power transfer - IPT) explora o fenômeno da ressonância como forma de elevar a potência e eficiência de transmissão. Assim, faz-se uso de elementos compensadores de reativo para sintonizar uma determinada frequência de operação. Existem diversas topologias de compensação de reativo, sendo as mais comuns compostas por capacitores dispostos em série e em paralelo com os indutores de transmissão e recepção. Essas topologias de compensação apresentam distintas características, utilizadas de acordo com a aplicação requerida (Chwei-Sen et al.,

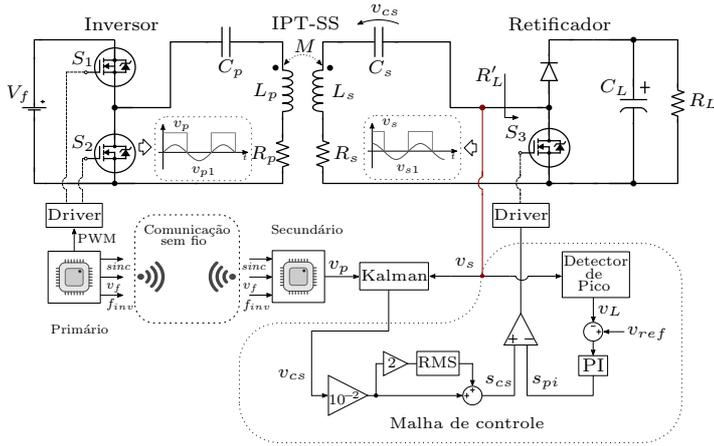
2004; Li and Wang, 2018). Por exemplo, Li et al. (2016) compara as topologias SS (série-série) e LCC (indutor-capacitor-capacitor) e conclui que, devido a inexistência do efeito denominado Bifurcação, a topologia LCC apresenta vantagens no carregamento de veículos elétricos. A Bifurcação consiste na variação da frequência de ressonância de acordo com limites críticos estabelecidos pelos valores da resistência de carga e fator de acoplamento (Niu et al., 2013). A topologia SS, apesar de apresentar o fenômeno da Bifurcação, possui menos componentes passivos, logo, oferece maior simplicidade construtiva. Por esta razão, a topologia SS, atualmente, é uma das mais difundidas na literatura.

Um sistema IPT de topologia SS pode ser controlado através da manipulação do fator de acoplamento, frequência

* A realização deste trabalho foi possível graças ao suporte financeiro provido pela Fundação de Amparo À Pesquisa e Inovação do Espírito Santo (FAPES).



(a) Sistema IPT e estratégia de controle original (Jang and Jovanović, 2003).



(b) Sistema IPT e estratégia de controle via Kalman.

Figura 1. Comparação entre o sistema original e a proposta via Kalman. Os pontos de medição de tensão estão destacados em vermelho.

do inversor ou resistência de carga (Jeong et al., 2019; Kim et al., 2018). Todavia, dado que o sistema esteja funcionando na frequência de ressonância do conjunto indutor/capacitor, sendo a frequência de máxima transferência de energia, o controle através da resistência de carga apresenta vantagens em relação ao controle por fator de acoplamento. O principal benefício consiste na utilização de conversores CC-CC ao invés da alteração da disposição espacial entre as bobinas. À vista disso, Kalra et al. (2020) e Zhao et al. (2020) propõem a utilização de arquiteturas *Boost* e *Push-Pull*, respectivamente. Ambas para o controle da potência transferida. Entretanto, essas propostas empregam inúmeras chaves e elementos passivos para o gerenciamento da energia, aumentando as perdas e complexidade construtiva.

Para construir um circuito IPT-SS de simples implementação e controle, empregável no carregamento sem fio de celulares, Jang and Jovanović (2003) propõe a minimização de componentes, recorrendo a um controle de frequência aplicado na estrutura mostrada na Figura 1a. Todavia, utiliza três sensores de tensão, o primeiro na fonte, o segundo no capacitor de compensação do secundário e o terceiro na carga. Com o intuito de diminuir a quantidade de sensores utilizados na Figura 1a, este trabalho propõe o uso de estimativas através do filtro de Kalman ao invés da medição da tensão no capacitor do secundário e considera a tensão da fonte um parâmetro conhecido de projeto, permanecendo somente um sensor de tensão aplicado so-

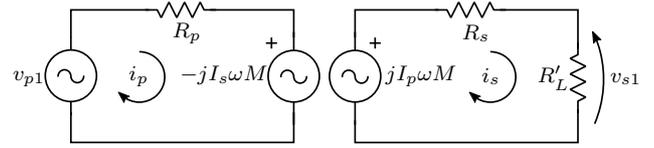


Figura 2. Circuito equivalente do sistema IPT para o primeiro harmônico.

bre a chave de controle do secundário, como exibido na Figura 1b. Uma comunicação sem fio de alta frequência foi utilizada para transferência de informações de fase, amplitude e frequência da tensão de saída do inversor. Esta comunicação poderia ser implementada, por exemplo, utilizando *Bluetooth*, *ZigBee* ou *Wi-fi*, que trabalha em frequências muito superiores à frequência do sistema IPT (Tan and Chen, 2018). Para melhor apresentação da ideia proposta, o trabalho está dividido da seguinte maneira: Na Seção 2 é elaborada a análise teórica da proposta, na Seção 3 são apresentados os resultados de simulação computacional e uma conclusão é desenvolvida na Seção 4.

2. ANÁLISE TEÓRICA

Nas subseções seguintes são desenvolvidas o equacionamento do sistema IPT e as descrições do filtro de Kalman, da estratégia de controle e do modelo linear do sistema.

2.1 Sistema IPT de Compensação Série-Série

O circuito do sistema IPT apresentado na Figura 1b pode ser equacionado com o auxílio das Leis de Kirchhoff das tensões e correntes, obtendo-se (1) e (2):

$$v_p - Z_p i_p + j\omega M i_s = 0 \quad (1)$$

$$j\omega M i_p - Z_s i_s = 0 \quad (2)$$

Onde $Z_p = R_p + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p}$, $Z_s = R'_L + R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s}$, ω é a frequência angular do inversor, L_p e L_s são as indutâncias de primário e secundário, R_p e R_s são as resistências dos indutores de primário e secundário, $M = k\sqrt{L_p L_s}$ (indutância mútua), R'_L é a resistência de entrada do retificador e k é o fator de acoplamento.

Equações (1) e (2) denotam a existência de uma frequência de trabalho onde as reatâncias indutivas e capacitivas se anulam, resultando em $Z_p = R_p$ e $Z_s = R_s + R'_L$ (Tang et al., 2018). Tal frequência é denominada frequência de ressonância e definida como: $f_r = \frac{1}{2\pi C_p L_p} = \frac{1}{2\pi C_s L_s}$. Assim, quando a frequência da tensão de saída do inversor se iguala à frequência de ressonância, ou seja, quando $f_{inv} = f_r$, o sistema IPT pode ser simplificado e representado por (3) e (4).

$$v_{p1} - R_p i_p + j\omega M i_s = 0 \quad (3)$$

$$j\omega M i_p - (R_s + R'_L) i_s = 0 \quad (4)$$

Na Figura 2 é exposto um circuito equivalente simplificado adquirido através de (3) e (4). Devido ao fenômeno da

ressonância, a transmissão de energia somente ocorre na frequência do primeiro harmônico da tensão do inversor, por isso o termo v_p presente em (1) foi substituído por v_{p1} em (3). Os demais componentes harmônicos da tensão do inversor não induzem corrente por causa da elevada reatância indutiva imposta pela maior frequência e, por consequência, não contribuem na transferência de energia. Tais harmônicos alteram a tensão do indutor, todavia, não impactam significativamente no funcionamento do sistema IPT, tornando possível a utilização direta de inversores de onda quadrada. Deste modo, na ressonância, as correntes de primário i_p e secundário i_s possuem forma senoidal e permanecem em fase com as tensões de primeiro harmônico do primário v_{p1} e secundário v_{s1} , respectivamente.

A tensão máxima na carga da IPT, representada por $V_{R_{Lmax}}$, ocorre quando a chave S_3 , presente na Figura 1b, permanece desligada. Esta tensão representa o maior valor de referência v_{ref} rastreável pelo controle. Para alcançar uma equação que relacione $V_{R_{Lmax}}$ com os parâmetros do circuito IPT da Figura 2, utilizando a Série de Fourier, primeiramente foram encontradas relações entre as resistências de entrada do retificador R'_L e de carga R_L e entre as tensões da fonte V_f e de pico do primeiro harmônico do primário V_{p1} , onde: $R'_L = \frac{2}{\pi^2} R_L$ e $V_{p1} = \frac{2}{\pi} V_f$. Do mesmo modo, admitindo S_3 desligada, pode-se relacionar os picos da tensão quadrada do secundário V_s e de sua componente fundamental V_{s1} , através de: $V_{s1} = \frac{2}{\pi} V_s$. Tais relações foram aplicadas em (3) e (4) e as equações resultantes foram rearranjadas para obter a máxima tensão na carga $V_{R_{Lmax}}$ exposta em (5):

$$V_{R_{Lmax}} = \frac{2\omega M R_L}{\pi^2((\omega M)^2 + R_p R_s) + 2R_L R_p} V_f \quad (5)$$

2.2 Filtro de Kalman Discreto

O Filtro de Kalman pode ser utilizado na estimação dos estados $x \in \mathbb{R}^n$ de um processo linear estocástico governado por (6) (Welch and Bishop, 2006).

$$x_k = Ax_{k-1} + Bu_{k-1} + w_{k-1} \quad (6)$$

Os estados deste processo são relacionados com as medições $z \in \mathbb{R}^m$ através de (7).

$$z_k = Hx_k + v_k \quad (7)$$

Onde as variáveis aleatórias w_k e v_k representam, respectivamente, o ruído do processo e de medição. São assumidas independentes, brancas e com distribuição normal de probabilidade, possuem médias zero e covariâncias Q e R , respectivamente. Os valores de covariância são definidos por matrizes constantes, onde Q possui dimensão $n \times n$ e R dimensão $m \times m$.

A estimação dos estados do processo é realizada em duas etapas, primeiro o filtro estima os estados em um determinado tempo e, a seguir, faz medições de estados e ajusta as estimativas. Por este motivo, as equações do filtro de Kalman são divididas em dois grupos, denominados: equações de atualização de tempo e equações de atualização de medições. Esses grupos de equações também

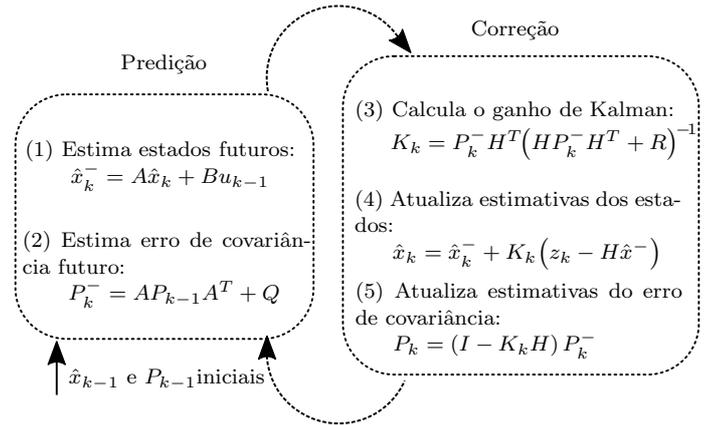


Figura 3. Fluxograma de funcionamento do filtro de Kalman.

podem ser chamados de equações de previsão e correção, respectivamente (Welch and Bishop, 2006).

Equações de Previsão As equações de previsão utilizam os valores atuais dos estados e do erro de covariância para obter estimativas do próximo instante de tempo, denominadas estimativas *a priori*. As estimativas a priori dos estados e as estimativas a priori das covariâncias são calculadas por (8) e (9), respectivamente.

$$\hat{x}_k^- = A\hat{x}_k + Bu_{k-1} \quad (8)$$

$$P_k^- = AP_{k-1}A^T + Q \quad (9)$$

Equações de Correção As equações de correção utilizam medições dos estados para realizar melhorias nos valores estimados. Os valores resultantes desta etapa são chamados de estimativas *a posteriori*. Esta correção dos valores estimados utiliza uma variável K denominada ganho de Kalman. Este ganho, que possui dimensão $n \times m$, é calculado por (10), de modo a minimizar o erro de covariância *a posteriori*.

$$K_k = P_k^- H^T (HP_k^- H^T + R)^{-1} \quad (10)$$

O ganho de Kalman calculado por (10) é aplicado em (11) e (12), que por sua vez, fazem o cálculo das estimativas a posteriori dos estados \hat{x}_k e do erro de covariância P_k , respectivamente.

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (z_k - H\hat{x}_k^-) \quad (11)$$

$$P_k = (I - K_k H) P_k^- \quad (12)$$

A matriz P_k , que possui dimensão $n \times n$, é minimizada no decorrer do tempo e, por consequência, este processo leva a uma aproximação entre os estados reais e suas estimativas, uma vez que $P_k = E[(x_k - \hat{x}_k)(x_k - \hat{x}_k)^T]$. Na Figura 3 está exposto um resumo das etapas de funcionamento do filtro de Kalman.

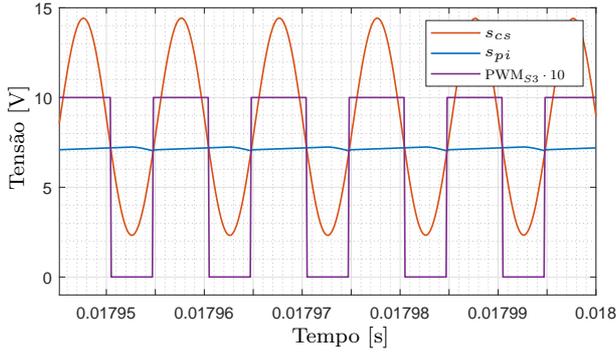


Figura 4. Sinais de controle s_{cs} , s_{pi} e sinal de saída do comparador PWM_{S3} .

2.3 Estratégia de Controle

A principal funcionalidade do filtro de Kalman, nesta proposta, consiste em eliminar o sensor de tensão no capacitor de compensação do secundário C_s , utilizando valores estimados em vez de medidos para o controle de tensão na carga. Entretanto, testes mostraram que o filtro somente fornece estimações úteis da tensão v_{cs} caso, no mínimo, as tensões v_p e v_s do circuito sejam utilizadas na correção das estimativas a priori (11). Deste modo, ao invés da adição de um sensor de tensão no primário e posterior envio ao secundário, um sinal de mesma amplitude, frequência e fase de v_p foi gerado no microcontrolador do secundário. Para isso, foi considerada que existe, na simulação, uma comunicação sem fio de alta frequência, para transmissão de informações entre os microcontroladores do primário e secundário. As informações transmitidas por este canal seriam a amplitude V_f , frequência do inversor f_{inv} e fase do pulso do inversor *sinc*.

O sinal sintetizado equivalente a v_p e a tensão medida no secundário v_s são empregados como variáveis de entrada do filtro de Kalman. No algoritmo do filtro, essas tensões são utilizadas, em (11), para realizar a correção das estimativas a priori dos estados, ou em outras palavras, o cálculo dos estados a posteriori. Como saída, o estado do modelo linear que realiza as estimativas da tensão no capacitor do secundário v_{cs} foi capturado e utilizado como parte da geração do sinal PWM. Devido à ressonância, v_{cs} possui forma senoidal e elevada amplitude em relação às tensões v_p e v_s .

Conforme exibido na Figura 1b, a tensão estimada v_{cs} é escalonada numa proporção de 1:100 e, a seguir, soma-se um nível CC equivalente ao valor RMS do sinal escalonado multiplicado por 2, de modo que a função resultante s_{cs} seja completamente positiva. Finalmente, um sinal lógico é adquirido através da comparação de s_{cs} com o valor de saída do controlador PI s_{pi} . Este sinal lógico é utilizado como PWM para o acionamento da chave de controle S_3 . Na Figura 4 são tipificadas as formas de s_{cs} , s_{pi} e PWM_{S3} . Para facilitar a visualização, PWM_{S3} é exposto multiplicado por 10.

Para obter o sinal s_{pi} , a tensão na carga v_L é subtraída de um valor de referência v_{ref} e o resultado aplicado no controlador PI. A aquisição de v_L é efetuada através de um circuito detector de pico aplicado à tensão medida v_s ,

onde foi considerado uma baixa queda de tensão no diodo do retificador.

2.4 Modelo Linear em Espaço de Estados do Sistema IPT

O primeiro passo na aquisição da representação em espaço de estados consiste em adquirir equações lineares que representem o comportamento do circuito da Figura 1b. Para este fim, foi utilizada a lei de Kirchhoff das tensões e a relação da corrente em capacitores na aquisição de (13) (Di Noia et al., 2016).

$$\begin{cases} v_p = R_p i_p + L_p \frac{di_p}{dt} + v_{cp} - M \frac{di_s}{dt} \\ M \frac{di_p}{dt} = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + v_{cs} + v_s \\ i_p = C_p \frac{dv_{cp}}{dt} \\ i_s = C_s \frac{dv_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (13)$$

As variáveis de estado x_k e as variáveis medidas z_k estão expostas em (14). Delas, vê-se que as equações de correção do filtro de Kalman utilizam v_p e v_s na minimização do erro de covariância.

$$\begin{cases} x_k = [i_p, i_s, v_{cp}, v_{cs}, v_p, v_s, x_1, x_2]^T \\ z_k = [v_p, v_s]^T \end{cases} \quad (14)$$

onde as variáveis auxiliares x_1 e x_2 são relacionadas com as tensões v_p e v_s por meio de (15). As variáveis auxiliares são utilizadas para que, em (6), a matriz A seja quadrada.

$$\begin{cases} \frac{dv_p}{dt} = \omega x_1 \\ \frac{dv_s}{dt} = -\omega x_2 \end{cases} \quad (15)$$

Através de (13), (14) e (15) foi obtida a representação em espaço de estados em tempo contínuo exposta em (16) e (17) (Di Noia et al., 2016).

$$\frac{dx}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{L_s R_p}{G} & \frac{M R_s}{G} & \frac{L_s}{G} & \frac{M}{G} & -\frac{L_s}{G} & \frac{M}{G} & 0 & 0 \\ \frac{M R_p}{G} & \frac{L_1 R_s}{G} & \frac{M}{G} & \frac{L_1}{G} & -\frac{M}{G} & \frac{L_1}{G} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_p} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 \end{bmatrix} x \quad (16)$$

$$z = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} x \quad (17)$$

onde $G = M^2 - L_p L_s$.

Por fim, para a implementação do algoritmo do filtro de Kalman, (16) e (17) foram discretizadas com tempo

de amostragem T_s , utilizando as relações: $A_d = e^{AT_s}$ e $H_d = H$. Deste modo, o modelo em espaço de estados discreto do sistema IPT aplicado no filtro de Kalman fica conforme exposto em (18).

$$\begin{aligned} x_k &= A_d x_{k-1} \\ z_k &= H_d x_k \end{aligned} \quad (18)$$

3. SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

Nas seguintes subseções são apresentados os resultados de simulação do circuito IPT proposto e exposto na Figura 1b. As simulações foram realizadas utilizando os parâmetros exibidos na Tabela 1.

Tabela 1. Parâmetros de simulação do sistema IPT.

| Componente | Valor | Componente | Valor |
|------------|--------------|------------|------------------|
| C_p | 50,66 nF | C_s | 50,66 nF |
| L_p | 50 μ H | L_s | 50 μ H |
| R_p | 0,5 Ω | R_s | 0,5 Ω |
| f_{inv} | 100 kHz | V_f | 100 V |
| k | 0,05 ~ 0,2 | R_L | 10 ~ 60 Ω |
| T_s | 100 ns | C_L | 50 nF |

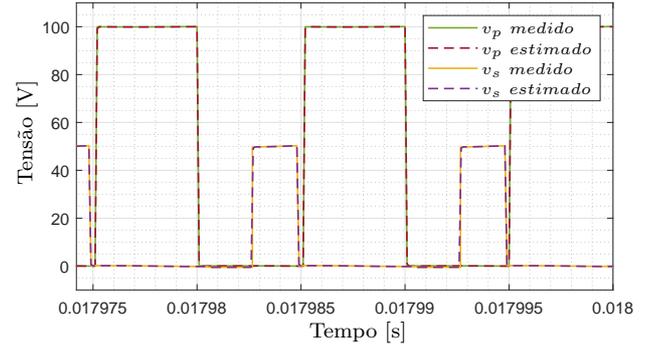
Os ganhos proporcional e integral do PI visto na Figura 1b foram $P = 0,4$ e $I = 500$, respectivamente. Apesar do link de alta frequência (100 kHz), o controle implementado possui uma largura de banda comparativamente baixa de aproximadamente 140 Hz. Isto é possível devido ao uso de um capacitor na saída do retificador chaveado, que age como um filtro passa baixa na tensão de saída.

3.1 Estimações Realizadas pelo Filtro de Kalman

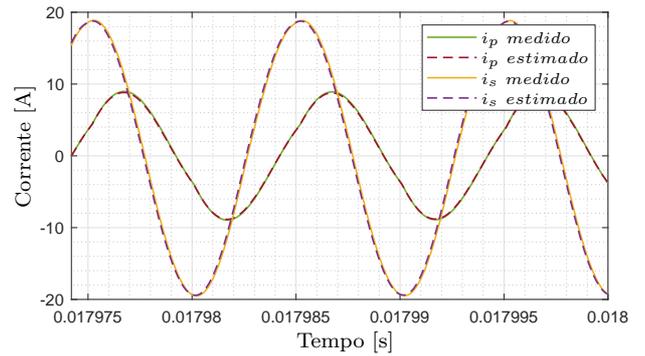
O algoritmo do filtro de Kalman foi implementado conforme descrito no fluxograma exibido na Figura 3, utilizando o modelo linear apresentado em (18). Os estados estimados \hat{x}_{k-1} foram inicializados em zero e a matriz de covariância a posteriori em $P_{k-1} = I_{8 \times 8}$, onde I representa uma matriz unitária. Ademais, inseriu-se incertezas do processo e de medição através da seleção das matrizes de covariância $Q = 100 \cdot I_{8 \times 8}$ e $R = I_{2 \times 2}$, respectivamente. Welch and Bishop (2006) enfatiza que a sintonia de Q e R pode ser realizada *offline*, através de um filtro de Kalman auxiliar. Porém, como as estimativas encontradas já adequavam-se às necessidades do controle, este processo de sintonia não foi necessário.

Na Figura 5a são expostas as formas de onda da tensão de saída do inversor e entrada do retificador, tanto do circuito simulado, quanto do filtro de Kalman. Como já mencionado anteriormente, utilizou-se v_p e v_s como variáveis de correção do filtro. Testes adicionais foram realizados tomando os primeiros harmônicos v_{p1} e v_{s1} como entradas, entretanto, as estimativas não apresentaram mudanças significativas e, por isso, aplicou-se diretamente as formas de onda quadradas, o que reduziu a complexidade do circuito.

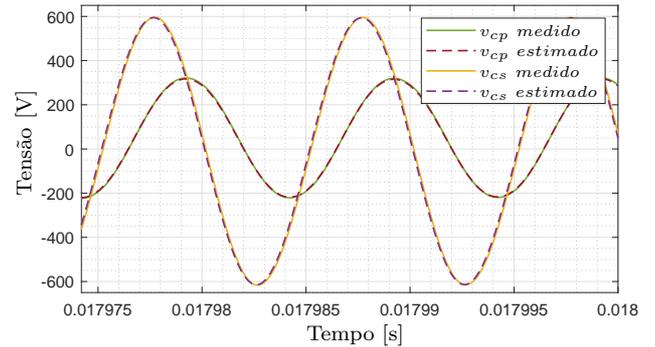
As correntes e tensões nos capacitores de primário e secundário medidas e estimadas pelo filtro de Kalman são apresentadas nas Figuras 5b e 5c, respectivamente. Pode-se observar que o pico de tensão nos capacitores para os parâmetros utilizados possui amplitude aproximadamente 6 vezes maior que a amplitude das tensões v_p e v_s exibidas



(a) Tensões de primário e secundário



(b) Correntes de primário e secundário



(c) Tensões nos capacitores de primário e secundário

Figura 5. Comparação entre estimativas do filtro de Kalman e valores medidos na simulação do circuito IPT para $R_L = 20 \Omega$ e $k = 0,1$.

na Figura 5a, o que torna a medição de v_s preferível a v_{cs} . Além disso, vê-se que as estimativas, tanto de corrente, quanto de tensão nos capacitores permanecem próximas dos valores medidos no circuito simulado, e, como esperado, as tensões nos capacitores possuem forma senoidal atrasadas de 90° das formas de corrente.

3.2 Resposta de Tensão e Potência sob Variação da Resistência de Carga

Avaliar a resposta do controle sob variação da resistência de carga é fundamental para a análise de viabilidade da proposta em aplicações como, por exemplo, o carregamento de baterias. Diante disso, a resistência de carga foi variada e as respostas de tensão e potência na carga foram capturadas e expostas no gráfico da Figura 6. A referência de tensão v_{ref} e fator de acoplamento k foram

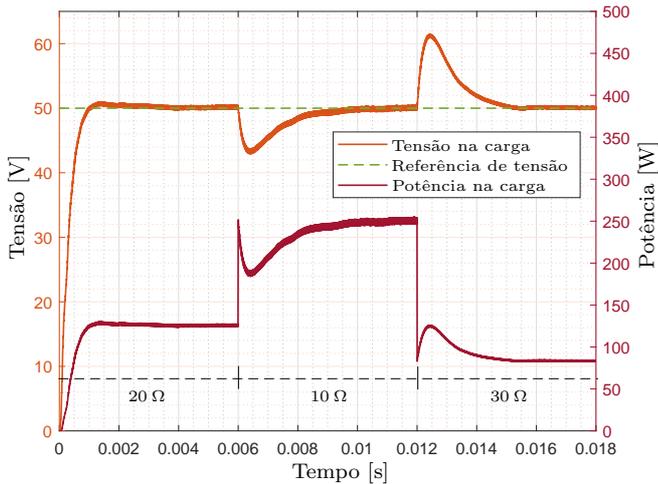


Figura 6. Resposta de tensão e potência na carga sob variações da resistência de carga R_L , para $k = 0,1$.

mantidos constantes em 50 V e 0,1, respectivamente, e a resistência de carga R_L foi alterada de 20 Ω para 10 Ω e, a seguir, para 30 Ω . Por conseguinte, foi verificado que o controle consegue rastrear v_{ref} sob mudanças de carga, porém, apresenta picos positivos e negativos momentâneos de tensão e potência que perduram por cerca de 3 ms. Por exemplo, um aumento de 100 % na carga (125 W para 250 W) suscitou numa queda percentual transitória de 14 % de v_L em relação à v_{ref} . Logo após, sob uma diminuição de 66,7 % da carga (250 W para 83,3 W), ocorreu uma sobretensão de 22 % em v_L , também em relação a v_{ref} .

3.3 Variação do Fator de Acoplamento do Modelo Linear do Filtro de Kalman

Por depender da disposição espacial das bobinas de primário e secundário, o fator de acoplamento representa uma variável de difícil aquisição, onde uma medição direta requer o uso de equipamentos capazes de aferir o fluxo magnético produzido pelas bobinas. Por isso, aproximações matemáticas como em Babic et al. (2004) e simulações são utilizadas para adquirir estimativas desta variável. Entretanto, pequenos deslocamentos entre as bobinas podem resultar em grandes variações do fator de acoplamento, causando diferenças entre valores teóricos e práticos.

Nesta proposta, a estimação da tensão v_{cs} pelo filtro de Kalman depende diretamente do valor de k utilizado no modelo linear do sistema IPT e, por consequência, uma diferença entre k do modelo linear e do circuito IPT pode resultar em variações na resposta do controle de tensão. Para avaliar este cenário, quatro diferentes valores de k foram utilizados no modelo linear, enquanto k do circuito simulado foi mantido constante em 0,1. A resistência de carga foi variada e as respostas de tensão do controle foram capturadas e exibidas na Figura 7. Nas quatro situações o controle conseguiu rastrear a tensão de referência, mantida constante em 50 V. Todavia, diferentes transitórios foram observados. No início da simulação, para $k > 0,1$ ($k = 0,15$ e $0,2$), v_L apresentou maiores sobretensões, porém, sob variações de carga essas mesmas curvas apresentaram menores picos de transitório. Esses resultados mostram que aproximações matemáticas podem ser utili-

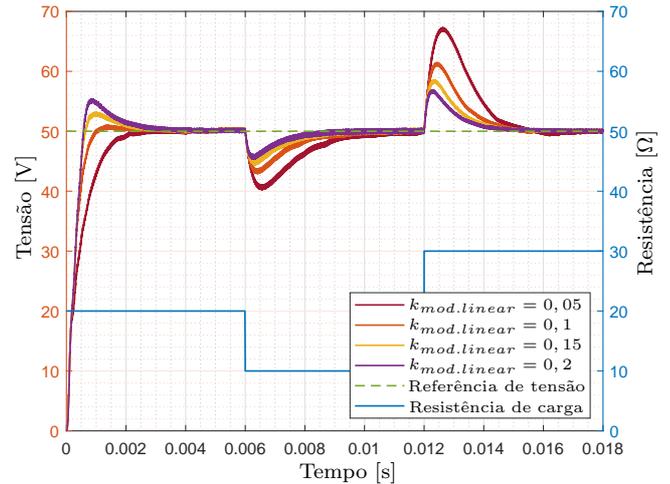


Figura 7. Resposta do controle de tensão considerando variações no fator de acoplamento do modelo linear aplicado no filtro de Kalman. O fator de acoplamento do circuito IPT simulado foi mantido em $k = 0,1$.

zadas para a aquisição de k utilizado no modelo linear. Além disso, observa-se que estimações realizadas com k maiores que o valor real (da simulação) diminuem os picos de transitório, impactando positivamente na resposta do controle.

3.4 Resposta de Tensão para Diferentes Níveis de Resistência de Carga e Fatores de Acoplamento

Simulações considerando maiores resistências de carga e variados fatores de acoplamento do circuito foram realizadas, desta vez, com os fatores de acoplamento do modelo linear, aplicado ao filtro de Kalman, permanecendo iguais aos do circuito simulado. Os resultados são expostos na Figura 8. Outra vez, o controle conseguiu rastrear v_{ref} , mantida, novamente, fixa em 50 V. Maiores fatores de acoplamento resultaram em maiores picos de tensão no início das simulações, porém, apresentaram pouca ou nenhuma influência nos transitórios analisados. Ademais, a elevação da resistência de carga diminuiu consideravelmente os picos de tensão e o tempo de resposta nos transitórios de R_L . Por exemplo, um aumento de 25 % da carga (50 W para 62,5 W) adveio uma queda de cerca de 1,8 % de v_L , em relação a v_{ref} . A seguir, uma diminuição de 33,3 % da carga (62,5 W para 41,7 W) suscitou numa elevação de 3 % de v_L , em relação a v_{ref} . Esse comportamento foi propiciado pela baixa demanda de energia e menores variações percentuais da carga.

3.5 Variações da Referência de Tensão e Limites de Operação do Controle

Por fim, foram estabelecidas simulações para analisar a resposta do controle sob variações de v_{ref} , para três diferentes conjuntos de R_L e k , como exposto nos gráficos da Figura 9. Os níveis de v_{ref} foram alterados proporcionalmente à tensão máxima de carga $V_{R_{Lmax}}$, calculada por (5). Deste modo, foi possível a análise de situações onde v_{ref} ultrapassa o limite estabelecido por $V_{R_{Lmax}}$, assim como, quando v_{ref} retorna para a faixa rastreável.

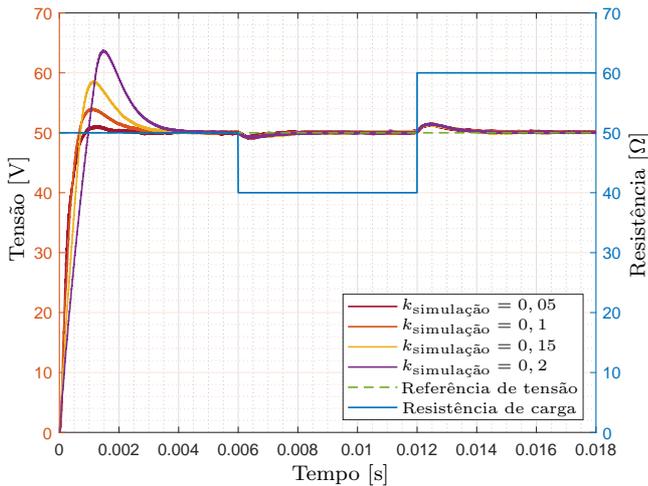
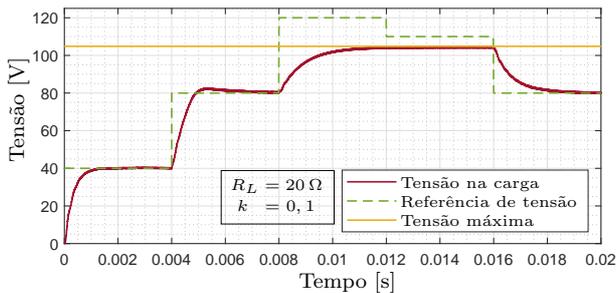
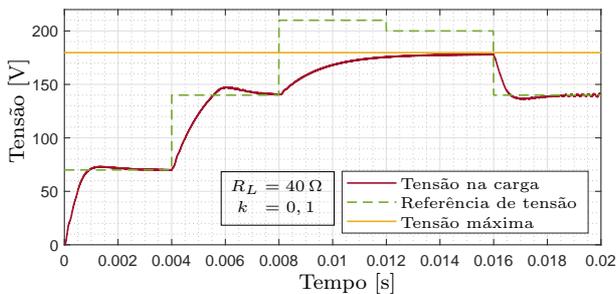


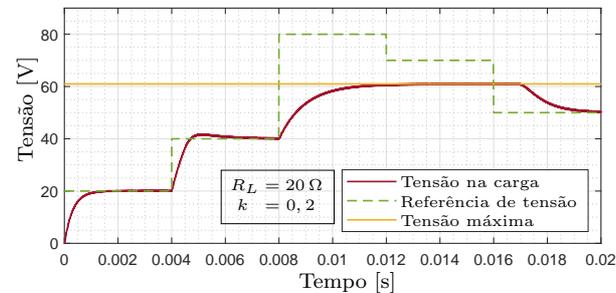
Figura 8. Resposta do controle de tensão considerando variações no fator de acoplamento do circuito IPT simulado. O fator de acoplamento do modelo linear permaneceu igual ao do circuito simulado.



(a)



(b)



(c)

Figura 9. Resposta do controle de tensão considerando variações de v_{ref} .

Nos três cenários, quando $v_{ref} < V_{RL_{max}}$, o controle conseguiu rastrear a tensão de referência, independentemente do nível de tensão. Entretanto, quando $v_{ref} > V_{RL_{max}}$, v_L permaneceu fixa em $V_{RL_{max}}$ até que a referência retornasse à faixa rastreável. Por conta da perda de controlabilidade, impelida por $v_{ref} > V_{RL_{max}}$, o acúmulo de erro integral do controlador PI foi limitado em ± 20 , utilizando a função “anti-windup clamping” presente no bloco denominado “PI Controller” no *Simulink*. Este recurso possibilitou uma diminuição do tempo de resposta do controlador, após o retorno de v_{ref} para a faixa rastreável.

Uma comparação entre Figura 9a e Figura 9b mostra que um aumento de 100 % em R_L (20 Ω para 40 Ω) causou uma elevação de 71,4 % em $V_{RL_{max}}$ (104,8 V para 179,7 V), assim como, um aumento de cerca de 1 ms no tempo de resposta para transições positivas de v_{ref} . No caso de uma comparação entre Figura 9a e Figura 9c, onde ocorreu uma elevação de 100 % em k (0,1 para 0,2), $V_{RL_{max}}$ experimentou uma queda de 41,8 % (104,8 V para 61 V) e não houve mudanças no tempo de resposta sob transições positivas de v_{ref} . Todavia, no final das simulações, quando v_{ref} retorna à faixa rastreável, o comportamento do tempo de resposta se inverteu, e uma elevação de R_L causou uma diminuição no tempo de resposta. Já para o caso de uma elevação de k , ocorreu uma elevação no tempo de resposta.

4. CONCLUSÃO

O controle de tensão baseado em estimações pelo filtro de Kalman mostrou-se eficaz sob variações de resistência de carga, fator de acoplamento e tensão de referência do circuito simulado. Além disso, devido à dificuldade existente na aquisição do valor efetivo do fator de acoplamento entre as bobinas de primário e secundário para uso no modelo linear do sistema IPT, simulações foram realizadas considerando diferenças entre os fatores de acoplamento do modelo linear e do circuito simulado. Os resultados mostraram que, mesmo com tais erros no modelo linear, o controle consegue rastrear a tensão de referência e, ainda, erros positivos no fator de acoplamento diminuem os picos de tensão nos transitórios causados pela variação da resistência de carga.

Melhorias podem ser alcançadas com o uso do filtro de Kalman estendido, considerando um modelo IPT não-linear no qual o fator de acoplamento é uma variável de estado. Neste caso, deve-se reavaliar o modelo do sistema IPT e realizar experimentos a fim de determinar os sinais de entrada necessários para a estimação correta da tensão no capacitor de secundário. Tal proposta eliminaria a necessidade de realizar estimações do fator de acoplamento.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à FAPES pelo suporte financeiro e ao LEPAC pela infraestrutura e softwares utilizados para a realização deste trabalho.

REFERÊNCIAS

Babic, S., Salon, S., and Akyel, C. (2004). The mutual inductance of two thin coaxial disk coils in air. *IEEE Transactions on Magnetics*, 40(2 II), 822–825. doi:10.1109/TMAG.2004.824810.

- Chwei-Sen, W., Grant A., C., and Oskar, H. (2004). Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(1), 148–157. doi:10.1109/TIE.2003.822038.
- Di Noia, L.P., Piegari, L., and Rizzo, R. (2016). Evaluation of voltages and currents in an IPT system through Kalman Filter. *IET Conference Publications*, 2016(CP694), 1–6. doi:10.1049/cp.2016.0586.
- Jang, Y. and Jovanović, M.M. (2003). A contactless electrical energy transmission system for portable-telephone battery chargers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 50(3), 520–527. doi:10.1109/TIE.2003.812472.
- Jeong, S., Lin, T.H., and Tentzeris, M.M. (2019). A Real-Time Range-Adaptive Impedance Matching Utilizing a Machine Learning Strategy Based on Neural Networks for Wireless Power Transfer Systems. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 67(12), 5340–5347. doi:10.1109/TMTT.2019.2938753.
- Kalra, G.R., Riar, B.S., and Thrimawithana, D.J. (2020). An Integrated Boost Active Bridge Based Secondary Inductive Power Transfer Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(12), 12716–12727. doi:10.1109/TPEL.2020.2984784.
- Kim, D., Abu-Siada, A., and Sutinjo, A. (2018). State-of-the-art literature review of WPT: Current limitations and solutions on IPT. *Electric Power Systems Research*, 154, 493–502. doi:10.1016/j.epsr.2017.09.018. URL <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2017.09.018>.
- Li, J. and Wang, D. (2018). Perturb and Observe method of Impedance Matching for Magnetically Coupled Wireless power transfer System. *2018 Chinese Automation Congress (CAC)*, 2513–2517. doi:10.1109/CAC.2018.8623452.
- Li, W., Zhao, H., Deng, J., Li, S., and Mi, C.C. (2016). Comparison Study on SS and double-sided LCC compensation topologies for EV/PHEV Wireless Chargers. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 65(6), 4429–4439. doi:10.1109/TVT.2015.2479938.
- Niu, W.Q., Chu, J.X., Gu, W., and Shen, A.D. (2013). Exact analysis of frequency splitting phenomena of contactless power transfer systems. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 60(6), 1670–1677. doi:10.1109/TCSI.2012.2221172.
- Tan, T. and Chen, K. (2018). A Bidirectional Wireless Power Transfer System Control Strategy independent of Real-time Wireless Communication. *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2608–2613. doi:10.23919/ICEMS.2018.8549323.
- Tang, X., Zeng, J., Pun, K.P., Mai, S., Zhang, C., and Wang, Z. (2018). Low-Cost Maximum Efficiency Tracking Method for Wireless Power Transfer Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(6), 5317–5329. doi:10.1109/TPEL.2017.2726085.
- Welch, G. and Bishop, G. (2006). An Introduction to the Kalman Filter. URL [https://www.cs.unc.edu/~sim\\$welch/media/pdf/kalman_intro.pdf](https://www.cs.unc.edu/~sim$welch/media/pdf/kalman_intro.pdf).
- Zhao, L., Thrimawithana, D.J., Madawala, U.K., and Hu, A.P. (2020). A Push-Pull Parallel Resonant Converter-Based Bidirectional IPT System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(3), 2659–2667. doi:10.1109/TPEL.2019.2930283. URL <https://ieeexplore.ieee.org/document/8769862>.