

ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR COM TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO PARA CARREGADORES DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Filipe T. Carneiro, Ivo Barbi

Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis – SC, Brasil

e-mail: filipe.tavares@posgrad.ufsc.br, ivobarbi@gmail.com

Resumo – Com a crescente demanda por veículos elétricos, o desenvolvimento tecnológico dos carregadores de baterias se tornou uma necessidade. A transferência de energia sem fio por acoplamento indutivo se mostra uma técnica promissora por tornar os carregadores de bateria mais convenientes e seguros aos usuários. Dos diversos conversores propostos para a transferência de energia indutiva, a topologia Série-série (SS) foi selecionada devido às suas características desejáveis para essa aplicação. Apesar de ser uma topologia muito reportada na bibliografia, a modelagem dinâmica desse conversor considerando todos os seus componentes ainda não foi apresentada. Neste trabalho o método da transformada de Laplace com variável modulada foi utilizado para realizar a modelagem dinâmica orientada ao controle do conversor considerando todos os seus estágios. Também são apresentadas a análise e a metodologia de projeto da topologia SS para a construção de um protótipo. O conversor projetado foi implementado e testado em laboratório com carga resistiva, onde alcançou-se uma eficiência máxima de 89,3% e foi observada uma boa robustez do controle projetado a partir do modelo obtido.

Palavras-chave – Acoplamento Indutivo, Carregadores de Baterias, Transferência de Energia sem Fio, Veículos Elétricos.

ANALYSIS, DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A WIRELESS POWER TRANSFER CONVERTER FOR ELECTRIC VEHICLES BATTERY CHARGERS

Abstract – With the growing demand for electric vehicles, the technological development of battery chargers has become a necessity. Wireless power transfer by inductive coupling is a promising technique for making battery chargers more convenient and safer for users. From the various converters proposed for the inductive power transfer, the Series-Series (SS) topology was selected due to its desirable characteristics for this application. In spite of being a topology widely reported in the bibliography, the dynamic modeling of this converter considering all its components has not yet been presented.

Manuscript received 01/25/2021; first revision 05/15/2021; accepted for publication 07/25/2021, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr. "http://dx.doi.org/10.18618/REP.2021.3.0003

In this paper, the modulated variable Laplace transform method was used to perform the dynamic modeling oriented to the converter control considering all its stages. Also presented are the analysis and design methodology of the SS topology for the construction of a prototype. The designed converter was implemented and tested in a laboratory with resistive load, where a maximum efficiency of 89.3% was achieved and a good robustness of the control designed from the model obtained was observed.

Keywords – Battery Chargers, Electric Vehicles, Inductive Coupling, Wireless Power Transfer.

I. INTRODUÇÃO

Devido às estratégias ambientais e energéticas adotadas por diversos países, como a redução da frota de veículos emissores de CO_2 , os veículos elétricos estão em um processo de popularização em várias partes do mundo [1],[2]. Dentre as tecnologias em desenvolvimento para os veículos elétricos, os carregadores de bateria sem fios têm sido de grande interesse para muitos fabricantes multinacionais [3] devido às vantagens apresentadas a seguir.

Considerando as aplicações estáticas e o desenvolvimento de carregadores de baterias dinâmicos, a transferência de energia por acoplamento indutivo é a tecnologia mais promissora para carregadores de bateria sem fio [4]. No acoplamento indutivo a energia é transferida através do campo magnético de uma bobina transmissora, instalada no solo, para uma bobina receptora instalada no veículo. Esses carregadores não oferecem riscos de choque elétrico, dispensam a necessidade do usuário realizar conexões elétricas, evitam acidentes com pedestres por não deixarem fios sobre as calçadas, podem ser colocados em embalagens herméticas para proteção contra poeira e umidade e são menos susceptíveis a atos de vandalismo do que as estações de carga com fios [5],[6].

Conforme será demonstrado na seção III.A, devido à distância entre os indutores, um circuito puramente indutivo possui um desempenho insatisfatório. Para resolver esse problema são utilizadas redes de compensação de reativos. Essas redes são formadas por componentes passivos conectados em série e/ou paralelo com os indutores magneticamente acoplados. As principais redes de compensação são as do tipo série (S), formada por um capacitor em série com o indutor, do tipo paralelo (P), com um capacitor em paralelo ao indutor, e a do tipo LCL,

constituída por um capacitor em paralelo com o indutor acoplado e por mais um indutor em série com este circuito tanque. Diferentes redes de compensação podem ser usadas no primário e no secundário, dando origem às topologias SS, SP, S-LCL, PS, PP, P-LCL, LCL-S, LCL-P e LCL-LCL [7]. Dentre essas, a topologia SS se mostra vantajosa por necessitar menor número de componentes do que as redes LCL, possuir frequência de ressonância independente da carga, fator de acoplamento e alinhamento (diferentemente das topologias PS e PP), operar com alta eficiência em uma faixa de carga mais larga que a topologia SP e por possuir baixa sensibilidade ao desalinhamento lateral, rotacional e angular [8]–[11].

Apesar de a topologia SS ser extensamente abordada na literatura [8]–[14], uma metodologia para realizar a modelagem dinâmica desse circuito considerando todos os seus elementos passivos e o filtro do estágio de saída ainda não foi apresentada. Em [15] o conceito de função de descrição estendida é utilizado para modelar a topologia SS, mas desconsidera o estágio de saída. O método da transformada de Laplace com variável modulada (MVLТ) é proposto em [16], onde é utilizado, e comparado com a técnica do valor médio no espaço de estados generalizada (GSSA) e a transformada fasorial de Laplace (LPT), para modelar dinamicamente apenas o secundário da topologia SS.

Dessa forma, o objetivo deste trabalho é apresentar o projeto da topologia SS com análise estática e dinâmica considerando todos os seus componentes e com resultados experimentais. As especificações do projeto são: tensão de entrada $V_{DC} = 400\text{ V}$, valor comumente empregado devido às principais topologias em estágios de *front-end* monofásicos serem elevadoras de tensão [17], tensão da bateria $V_B = 58\text{ V}$ e corrente de carga $I_B = 10\text{ A}$, compatíveis com veículos como o Renault Twizy [18], potência de saída $P_o = 580\text{ W}$, frequência de operação $f = 85\text{ kHz}$, atendendo aos critérios da Sociedade dos Engenheiros Automotivos [19], e, devido às restrições de espaço, o diâmetro dos indutores é de $0,38\text{ m}$ e a distância entre eles é de 15 cm .

II. CARREGADOR DE BATERIAS COM ACOPLAMENTO INDUTIVO

O sistema abordado é representado na Figura 1. O estágio de potência é composto por um inversor de alta frequência, o qual converte a tensão contínua em alternada para alimentar o circuito ressonante formado pelos capacitores C_1 e C_2 , e pelo par de indutores magneticamente acoplados L_1 e L_2 . A corrente alternada (CA) de saída do circuito ressonante é retificada pela ponte de diodos. O capacitor C_o filtra as componentes alternadas para que a bateria seja carregada por uma corrente contínua (CC) I_B .

No circuito da Figura 1, o coeficiente de acoplamento magnético entre os indutores é definido matematicamente por [20]:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad (1)$$

onde M é a indutância mútua entre os indutores, a qual é uma função da distância entre eles. Os indutores para carregadores de bateria estacionários geralmente operam com baixos valores de k , tipicamente da ordem de $0,2$ a $0,3$ [8], [21].

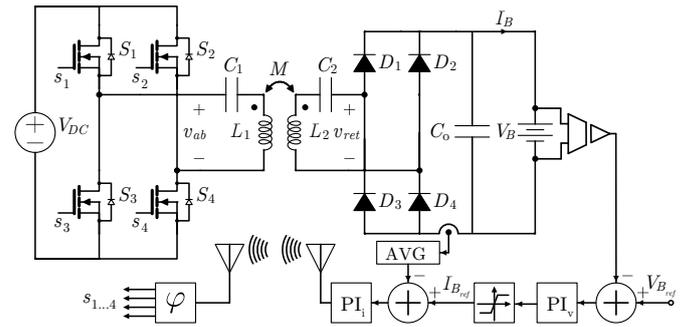


Fig. 1. Topologia SS com sistema de controle.

A. Inversor de Alta Frequência

O inversor de alta frequência é controlado através da modulação *phase-shift*, na qual os interruptores S_1 e S_3 são comandados de forma complementar com razão cíclica igual a $0,5$, bem como os interruptores S_2 e S_4 . A defasagem φ entre os sinais de comando dos interruptores S_1 e S_2 ajusta a largura de pulso da tensão alternada de saída do inversor, consequentemente ajustando a amplitude de v_1 , a componente de primeiro harmônico da tensão v_{ab} [22]. As formas de onda relativas à modulação são mostradas na Figura 2. O intervalo de tempo morto entre o acionamento dos interruptores de um mesmo braço é representado por θ_{dt} .

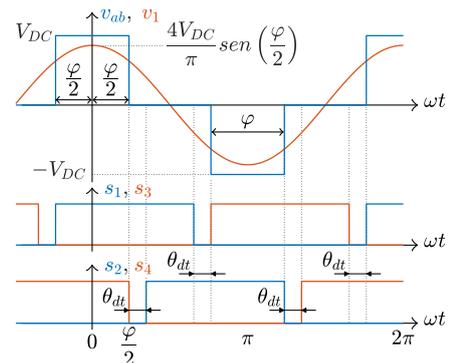


Fig. 2. Formas de onda da modulação *phase-shift*.

B. Estratégia de Controle

A estratégia de controle é formada por uma malha externa que utiliza um compensador proporcional-integral (PI_v) para regular a tensão de saída. O sinal de saída do compensador PI_v é limitado ao valor máximo de 10 A para servir como referência para a malha interna de controle da corrente de saída. Portanto, no início do processo de carga, quando a tensão na bateria é baixa, a carga é feita com corrente constante de 10 A até atingir o valor de 58 V . Nesse ponto o PI_v irá manter a tensão de saída constante, diminuindo o valor da referência da corrente de saída. Para o funcionamento da malha interna é obtido o valor médio da corrente de saída do retificador pelo filtro passa-baixas *average* (AVG). Esse valor é comparado com a referência, e o erro é compensado pelo compensador de corrente PI_i . O sinal de saída do PI_i é transmitido ao modulador *phase-shift* para geração dos sinais de comando dos interruptores. Por se tratar do projeto de um protótipo para o estudo da transmissão de energia sem fio e validação das análises realizadas, os sinais de realimentação foram medidos por sensores isolados e

transmitidos ao controlador por fios.

III. ANÁLISE ESTÁTICA

A. Necessidade da Compensação de Reativos

Um circuito intuitivo para implementação do acoplamento indutivo é mostrado na Figura 3 em sua representação fasorial.

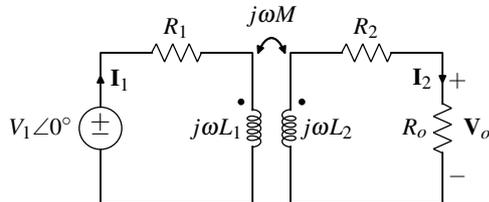


Fig. 3. Circuito básico para acoplamento magnético.

Nesse circuito a fonte de entrada é definida no domínio do tempo por $v_1 = \sqrt{2}V_1 \sin(\omega t)$ e representa o primeiro harmônico da tensão de saída do inversor de alta frequência, os resistores R_1 e R_2 representam as resistências série equivalentes dos indutores L_1 e L_2 , respectivamente, e R_o é a carga.

Através da análise de malhas do circuito obtém-se as correntes fasoriais:

$$\mathbf{I}_1 = \frac{V_1 Z_2}{\omega^2 M^2 + Z_1 Z_2} \quad \text{e} \quad \mathbf{I}_2 = \frac{j\omega M V_1}{\omega^2 M^2 + Z_1 Z_2}, \quad (2)$$

onde $Z_1 = R_1 + j\omega L_1$ e $Z_2 = (R_2 + R_o) + j\omega L_2$.

A potência aparente de entrada S fornecida pela fonte de alimentação é calculada por:

$$S = V_1 |\mathbf{I}_1| = \frac{V_1^2 |Z_2|}{|\omega^2 M^2 + Z_1 Z_2|}. \quad (3)$$

1) *Exemplo numérico:* O comportamento do circuito em função do coeficiente de acoplamento pode ser analisado através de um exemplo numérico. Considera-se nesse exemplo que o valor da tensão de entrada é ajustado em função de k de forma a manter a potência de saída P_o constante em 580 W sobre uma resistência de carga de 4,7 Ω.

Os parâmetros utilizados são $P_o = 580 \text{ W}$, $R_o = 4,7 \text{ } \Omega$, $R_1 = R_2 = 0,1 \text{ } \Omega$, $L_1 = L_2 = 120 \text{ } \mu\text{H}$, $\omega = 2\pi \cdot 85 \text{ kHz}$. Esses parâmetros são baseados no projeto realizado na seção V.

A Figura 4 apresenta a potência aparente que deve ser fornecida pela fonte de alimentação V_1 em função do coeficiente de acoplamento. Nota-se que para baixos valores de k a fonte deve ser capaz de fornecer um elevado valor de potência aparente. Para $k = 0,2$ a potência aparente deve ser da ordem de 200 kVA para transferir 580 W para a carga, tornando clara a necessidade de circuitos para a compensação da energia reativa.

B. Topologia Série-série

A análise estática da topologia SS é feita com o auxílio da representação fasorial mostrada na Figura 5. Nesse circuito a fonte V_o representa o primeiro harmônico da tensão de entrada do retificador, calculada por $V_o = 4V_B/\pi\sqrt{2}$.

Fazendo os capacitores ressonantes iguais a

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1} \quad \text{e} \quad C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2}, \quad (4)$$

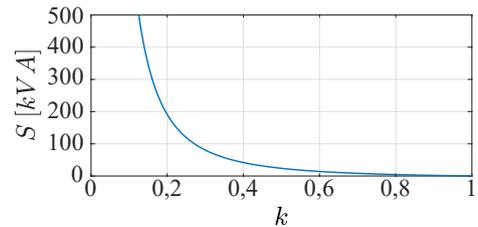


Fig. 4. Potência aparente fornecida por V_1 em função de k .

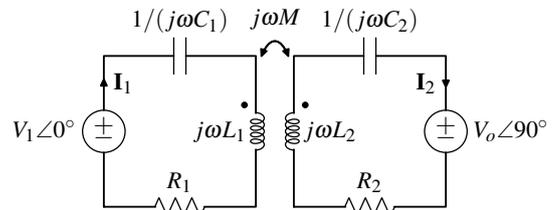


Fig. 5. Representação fasorial da topologia SS com carga do tipo fonte de tensão.

as correntes fasoriais do circuito são obtidas como:

$$\mathbf{I}_1 = \frac{V_1 R_2 + \omega M V_o}{\omega^2 M^2 + R_1 R_2} \quad \text{e} \quad \mathbf{I}_2 = \frac{j(-V_o R_1 + \omega M V_1)}{\omega^2 M^2 + R_1 R_2}. \quad (5)$$

A equação (5) mostra que a corrente \mathbf{I}_1 é puramente real, portanto o fator de potência do circuito é sempre unitário e a potência aparente fornecida pela fonte de alimentação V_1 é igual à sua potência ativa. O rendimento do circuito pode ser obtido por

$$\eta = \frac{V_o I_2}{V_1 I_1} = \frac{V_o (-V_o R_1 + \omega M V_1)}{V_1 (V_1 R_2 + \omega M V_1)}. \quad (6)$$

1) *Exemplo numérico:* Para este exemplo são usados os mesmos parâmetros do exemplo anterior. Os capacitores são escolhidos de forma a ressonar com os indutores na frequência ω , ou seja, $C_1 = C_2 = 29,2 \text{ nF}$.

Na Figura 6 é apresentada a característica externa da topologia SS, onde nota-se um comportamento de fonte de corrente controlada. Ajustando o valor da fonte de alimentação V_1 é possível controlar a corrente de saída, a qual é pouco afetada pela tensão da carga.

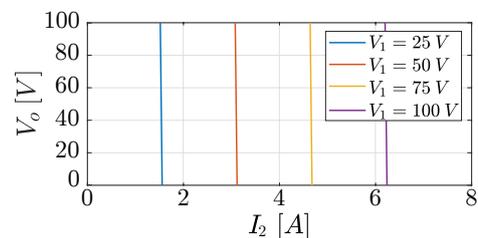


Fig. 6. Característica externa para $k = 0,25$.

O rendimento da topologia SS se mostra bastante elevado na faixa de carga analisada, sendo pouco afetado pelo valor de k , como mostra a Figura 7.

C. Esforços nos Componentes do Estágio de Potência

Os valores eficazes das correntes obtidas na equação (5) podem ser expressas em termos da potência de saída por:

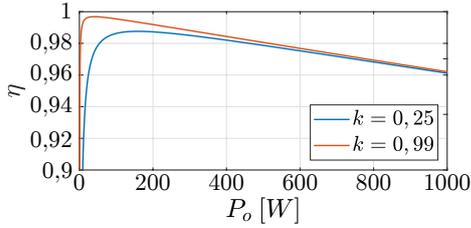


Fig. 7. Rendimento em função da potência de saída.

$$I_1 = \frac{P_o R_2 + V_o^2}{\omega M V_o} \quad \text{e} \quad I_2 = \frac{P_o}{V_o}. \quad (7)$$

1) *Esforços nos componentes passivos:* A corrente eficaz em L_1 e C_1 é a própria corrente I_1 , portanto:

$$I_{L1_{ef}} = I_{C1_{ef}} = \frac{P_o R_2 + V_o^2}{\omega M V_o}. \quad (8)$$

A tensão eficaz sobre o capacitor é obtida através do produto da corrente eficaz pela reatância:

$$V_{C1_{ef}} = I_{C1_{ef}} X_{C1} = \frac{I_{C1_{ef}}}{\omega C_1} = \frac{P_o R_2 + V_o^2}{\omega^2 C_1 M V_o}. \quad (9)$$

A corrente eficaz em L_2 e C_2 é igual a I_2 :

$$I_{L2_{ef}} = I_{C2_{ef}} = \frac{P_o}{V_o}. \quad (10)$$

A tensão eficaz sobre C_2 é calculada por:

$$V_{C2_{ef}} = I_{C2_{ef}} X_{C2} = \frac{I_{C2_{ef}}}{\omega C_2} = \frac{P_o}{\omega C_2 V_o}. \quad (11)$$

Supondo que o capacitor do filtro de saída C_o seja grande o suficiente para que toda componente alternada da corrente de saída do retificador circule através dele, a corrente em C_o pode ser expressa por:

$$i_{C_o} = \frac{\sqrt{2} P_o}{V_o} |\text{sen}(\omega t)| - \frac{2\sqrt{2} P_o}{\pi V_o}. \quad (12)$$

Dessa forma, a tensão produzida nos terminais do capacitor é definida pela equação:

$$v_{C_o} = \frac{2\sqrt{2} P_o}{\omega C_o V_o} \left[\text{sen}^2\left(\frac{\omega t}{2}\right) - \frac{\omega t}{\pi} \right]. \quad (13)$$

A equação (13), restringida ao intervalo $[0, \pi]$, define a componente alternada da tensão v_{C_o} . Calculando a diferença entre os pontos de máximo e mínimo (Δv_{C_o}) dessa equação e isolando C_o , obtém-se a seguinte equação para o dimensionamento do capacitor do filtro de saída em função da ondulação de tensão Δv_{C_o} especificada:

$$C_o = \frac{0,5954 P_o}{\omega \Delta v_{C_o} V_o}. \quad (14)$$

Calculando o valor eficaz da equação (12) obtém-se:

$$I_{C_o_{ef}} = \frac{P_o \sqrt{\pi^2 - 8}}{\pi V_o}. \quad (15)$$

2) *Esforços no Inversor de Alta Frequência:* Devido à modulação *phase-shift*, todos os interruptores do inversor possuem os mesmos esforços de corrente. Considerando que a corrente de saída do inversor possui forma de onda sinusoidal com o valor eficaz definido na equação (7), sabendo que cada interruptor conduz por meio período de chaveamento, a corrente eficaz nos interruptores pode ser calculada por:

$$I_{S_{ef}} = \frac{P_o R_2 + V_o^2}{\omega M V_o \sqrt{2}}. \quad (16)$$

3) *Esforços no Retificador:* Como a corrente na entrada do retificador tem forma de onda sinusoidal e cada diodo conduz por metade do período de comutação, as correntes média e eficaz nos diodos do retificador podem ser calculadas por:

$$I_{D_{méd}} = \frac{\sqrt{2} P_o}{\pi V_o} \quad \text{e} \quad I_{D_{ef}} = \frac{P_o}{\sqrt{2} V_o}. \quad (17)$$

IV. ANÁLISE DINÂMICA

A. Modelo da Planta de Corrente

Como o circuito opera com formas de onda sinusoidais de alta frequência, para analisar o comportamento dinâmico de baixa frequência foi utilizado o método MVLVT [16]. Por esse método, se um circuito linear possui uma função de transferência $F(s)$, a função de transferência para a dinâmica de baixa frequência desse circuito operando com excitação sinusoidal de alta frequência é obtida por $F(s + j\omega)$ [16].

Um modelo linear do circuito é mostrado na Figura 8, onde a ponte retificadora foi substituída por um par de fontes controladas que relacionam as grandezas do lado CA às grandezas do lado CC.

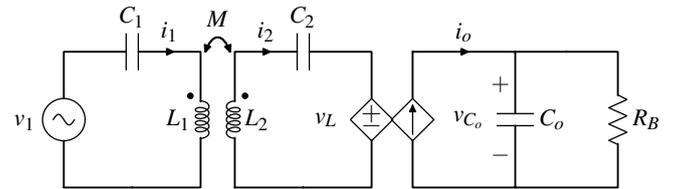


Fig. 8. Circuito para determinação da planta de corrente.

Nesse circuito a resistência R_B representa a bateria em um ponto de operação, e as relações de transformação entre as fontes controladas são:

$$i_o = \frac{2}{\pi} i_2 \quad \text{e} \quad v_L = \frac{4}{\pi} v_{C_o}. \quad (18)$$

Pela análise de malhas pode-se escrever o seguinte par de equações dinâmicas:

$$\begin{cases} v_1 = i_1 \left(\frac{1}{sC_1} + sL_1 \right) - sMi_2, \\ sMi_1 = i_2 \left(\frac{1}{sC_2} + sL_2 + \frac{8R_B}{\pi^2 (sC_o R_B) + 1} \right). \end{cases} \quad (19)$$

Manipulando o sistema de equações (19) algebricamente obtém-se a seguinte função de transferência:

$$G(s) = \frac{i_o(s)}{v_1(s)} = \frac{2}{\pi} \frac{B_4 s^4 + B_3 s^3}{A_5 s^5 + A_4 s^4 + A_3 s^3 + A_2 s^2 + A_1 s + 1}, \quad (20)$$

onde:

$$\begin{aligned} A_5 &= C_1 C_2 C_o R_B (L_1 L_2 - M^2), & B_4 &= C_1 C_2 C_o M R_B, \\ A_4 &= C_1 C_2 (L_1 L_2 - M^2), & B_3 &= C_1 C_2 M, \\ A_3 &= C_o R_B (C_1 L_1 + C_2 L_2) + C_1 C_2 L_1 R_B (8/\pi^2), \\ A_2 &= C_1 L_1 + C_2 L_2, \\ A_1 &= R_B (C_o + C_2 (8/\pi^2)). \end{aligned}$$

Aplicando o MVL, a função de transferência para a dinâmica de baixa frequência da corrente de saída é obtida por $G_i(s) = G(s + j\omega)$. Como a corrente de saída é 90° defasada em relação a v_1 , $G_i(s)$ pode ser simplificada considerando-se apenas sua parte imaginária [16]:

$$G_i(s) \simeq \text{Im} \left(\frac{2}{\pi} \frac{B_4 (s + j\omega)^4 + B_3 (s + j\omega)^3}{A_5 (s + j\omega)^5 + \dots + A_1 (s + j\omega) + 1} \right). \quad (21)$$

B. Modelo da Planta de Tensão

A função de transferência que relaciona a resposta da tensão de saída mediante às perturbações na corrente i_o pode ser obtida pela análise do circuito da Figura 9.

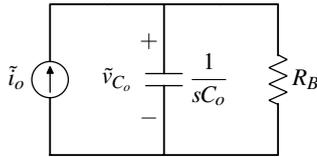


Fig. 9. Circuito para a determinação da planta de tensão.

A função de transferência que representa esse circuito é:

$$G_v(s) = \frac{\tilde{v}_{C_o}}{\tilde{i}_o} = \frac{R_B}{C_o R_B s + 1}. \quad (22)$$

V. METODOLOGIA DE PROJETO

Preliminarmente calcula-se V_o pela equação:

$$V_o = \frac{4V_B}{\pi\sqrt{2}} = \frac{4 \cdot 58V}{\pi\sqrt{2}} = 52,2V. \quad (23)$$

A frequência angular de operação é determinada por:

$$\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 85 \text{ kHz} = 534,1 \cdot 10^3 \text{ rad/s}. \quad (24)$$

Para se obter um valor adequado para as capacitâncias ressonantes, e por ser um valor compatível com as dimensões especificadas [8],[21], define-se $L_1 = L_2 = 120 \mu\text{H}$. Consequentemente, as capacitâncias são $C_1 = C_2 \simeq 29 \text{ nF}$.

A. Projeto dos Indutores

Inicia-se o projeto pelos indutores, pois seus parâmetros são necessários para o dimensionamento dos demais componentes do conversor.

Em simulações realizadas com um *software* de análise de elementos finitos foi constatado que indutores com bobinas em espiral possuem coeficiente de acoplamento 75% maior do que bobinas circulares para um mesmo diâmetro e distância

de 15 cm [21]. Essas análises também demonstram que se os enrolamentos estiverem apoiados em um núcleo de ferrite quadrado, o acoplamento aumenta em 43% para a mesma distância de 15 cm [21]. Desse modo, opta-se por indutores com enrolamentos em espiral e com um núcleo de ferrite com as mesmas dimensões dos enrolamentos. O número de espiras pode ser aproximado [23] por:

$$L = \mu_0 N^2 (R_{ext} - 0,5rN) \left[\ln \left(\frac{8(R_{ext} - 0,5rN)}{r} \right) - 2 \right], \quad (25)$$

onde R_{ext} é o raio externo do indutor e r é a distância entre as espiras. Considerando $R_{ext} = 19 \text{ cm}$ e $r = 2 \text{ mm}$, obtém-se numericamente que $N = 11$.

Na Figura 10 é mostrado um dos indutores construídos.

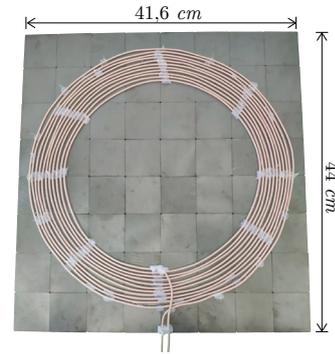


Fig. 10. Indutor construído.

Para $d = 15 \text{ cm}$, os parâmetros medidos a 85 kHz foram $M = 29,18 \mu\text{H}$, $R_1 = 0,157 \Omega$ e $R_2 = 0,14 \Omega$.

A corrente eficaz no indutor do primário, calculada pela equação (8), é igual a 3,45 A. A potência dissipada em L_1 e C_1 pode então ser calculada considerando a resistência CA dos componentes [24]:

$$P_{SS1} = I_{L_{1ef}}^2 (R_1 + R_{C1}) = (3,45 \text{ A})^2 \cdot (0,157 + 0,1) \Omega = 3,06 \text{ W}. \quad (26)$$

No secundário, de acordo com a equação (10), a corrente eficaz é de 11,1 A. A potência dissipada será:

$$P_{SS2} = I_{L_{2ef}}^2 (R_2 + R_{C2}) = (11,1 \text{ A})^2 \cdot (0,14 + 0,1) \Omega = 29,59 \text{ W}. \quad (27)$$

B. Projeto do Inversor de Alta Frequência

O inversor de alta frequência é implementado com MOSFETs de carbeto de silício (SiC) C3M0065100K.

A corrente eficaz em cada MOSFET é obtida pela equação (16), cujo resultado é 2,358 A.

As perdas por condução podem então ser calculadas pela equação:

$$P_{S_{cond}} = I_{S_{ef}}^2 R_{DS_{on}} = (2,44 \text{ A})^2 \cdot 90 \text{ m}\Omega = 0,53 \text{ W}, \quad (28)$$

onde $R_{DS_{on}}$ é a resistência de condução do componente.

A equação (29) permite aproximar [25] a potência dissipada

por comutação pela expressão:

$$P_{S_{com}} = (E_{on} + E_{off})f \cdot \frac{V_{DC}}{V_{nom}} \quad (29)$$

$$= (55,47 \mu J + 17,19 \mu J)85 \text{ kHz} \cdot \frac{400 \text{ V}}{500 \text{ V}} = 4,94 \text{ W},$$

onde E_{on} e E_{off} são as energias dissipadas na entrada em condução e no bloqueio, respectivamente, informadas na folha de dados do fabricante para uma tensão $V_{nom} = 500 \text{ V}$.

A potência total dissipada por cada MOSFET é a soma das duas componentes de perdas, resultando em $5,47 \text{ W}$.

C. Projeto do Retificador

Para a implementação do retificador foi escolhido o diodo Schottky STPS20M100S.

As correntes média e eficaz que circulam em cada diodo, calculadas pela equação (17), são 5 A e $7,854 \text{ A}$, respectivamente.

As perdas de condução podem então ser calculadas por:

$$P_{D_{cond}} = I_{D_{méd}} V_F + I_{D_{ef}}^2 r_{on} \quad (30)$$

$$= 5 \text{ A} \cdot 0,6 \text{ V} + (7,854 \text{ A})^2 \cdot 8,8 \text{ m}\Omega = 3,543 \text{ W},$$

onde V_F e r_{on} são, respectivamente, a queda de tensão direta e a resistência de condução do diodo.

Como os diodos são comutados com corrente nula (ZCS), as perdas por comutação podem ser desconsideradas. A potência total dissipada pelos diodos é, portanto, $3,543 \text{ W}$.

A eficiência teórica para a potência nominal é de $89,4\%$.

D. Projeto dos Controladores

Para a modelagem dinâmica foi utilizado $R_B = 5,8 \Omega$, sendo essa a resistência equivalente à bateria no ponto de operação onde a potência de carregamento é máxima. A capacitância do filtro de saída escolhida foi $C_o = 1,68 \text{ mF}$. Desenvolvendo a equação (21) obtém-se:

$$G_i(s) = \frac{b_8 s^8 + b_7 s^7 + \dots + b_2 s^2 + b_1 s^1 + b_0}{a_{10} s^{10} + a_9 s^9 + \dots + a_2 s^2 + a_1 s^1 + a_0}, \quad (31)$$

onde:

$$\begin{aligned} a_0 &= 8,37 \cdot 10^{54}, & a_7 &= 5,03 \cdot 10^{14}, & b_3 &= 5,94 \cdot 10^{34}, \\ a_1 &= 6,24 \cdot 10^{45}, & a_8 &= 2,65 \cdot 10^{12}, & b_4 &= 2,27 \cdot 10^{32}, \\ a_2 &= 4,01 \cdot 10^{45}, & a_9 &= 2,12 \cdot 10^{02}, & b_5 &= -3,89 \cdot 10^{22}, \\ a_3 &= 2,97 \cdot 10^{36}, & a_{10} &= 1,00 \cdot 10^0, & b_6 &= -3,98 \cdot 10^{20}, \\ a_4 &= 4,10 \cdot 10^{35}, & b_0 &= 3,33 \cdot 10^{53}, & b_7 &= -1,60 \cdot 10^{11}, \\ a_5 &= 2,95 \cdot 10^{26}, & b_1 &= 2,48 \cdot 10^{44}, & b_8 &= -7,55 \cdot 10^8, \\ a_6 &= 2,06 \cdot 10^{24}, & b_2 &= 8,08 \cdot 10^{43}. \end{aligned}$$

A resposta em frequência do modelo encontrado com o MVLIT é comparada com a resposta em frequência do conversor obtida através de um *software* de simulação de circuitos elétricos. Os resultados apresentados na Figura 11 demonstram que, até uma frequência de aproximadamente 3 kHz , o conversor pode ser modelado como um ganho, o que estende também para corrente alternada o resultado da análise estática, mostrado na Figura 6, de que o conversor possui uma característica de fonte de corrente controlada pela

tensão v_1 . Devido a ausência de elementos amortecedores, o modelo diverge da simulação nas frequências de ressonância. O resultado pode ser aprimorado considerando as resistências série equivalentes dos componentes da Figura 8.

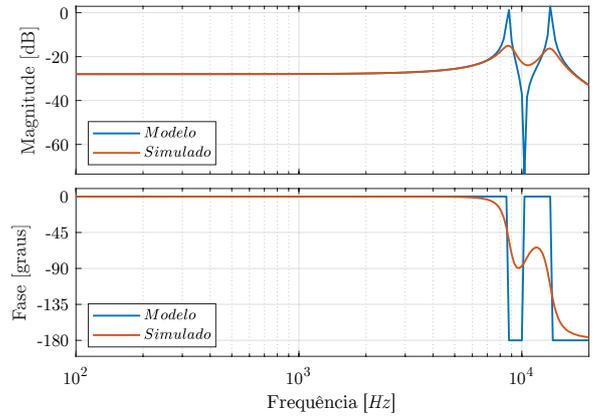


Fig. 11. Resposta em frequência da planta de corrente.

Os compensadores utilizados foram:

$$PI_i = \frac{0,13(s + 3,31 \cdot 10^3)}{s} \text{ e } PI_v = \frac{2,32(s + 512,2)}{s}, \quad (32)$$

resultando em uma frequência de cruzamento de 1 kHz e margem de fase de 60° para a malha de corrente e na frequência de cruzamento de 100 Hz e margem de fase de 60° para a malha de tensão. Os compensadores foram digitalizados usando a Transformação Bilinear e implementados no microcontrolador TMS320F28069 com frequência de amostragem de 85 kHz .

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

As placas de potência do circuito transmissor e do receptor são mostradas na Figura 12.

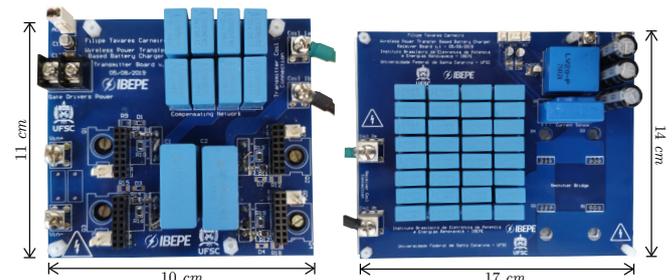


Fig. 12. Placa de potência do circuito transmissor e placa de potência do circuito receptor.

A tensão de saída do inversor v_{ab} e a corrente no indutor do primário são mostradas na Figura 13, onde observa-se que essas duas formas de onda estão em fase devido à compensação de energia reativa implementada.

O rendimento do estágio de potência é mostrado na Figura 14. Observa-se que o conversor opera com rendimento superior a 88% na maior parte da faixa de valores medidos, onde se obteve um valor máximo de $89,3\%$ para a potência de 364 W e um rendimento de $88,93\%$ para a potência nominal, valor próximo dos $89,4\%$ obtido na metodologia de projeto.

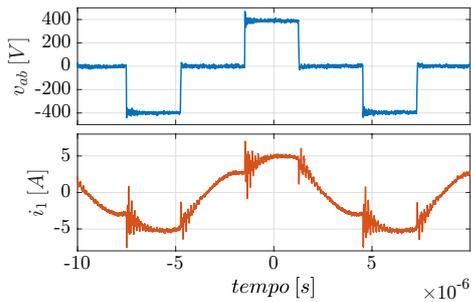


Fig. 13. Formas de onda da tensão de saída do inversor e da corrente no primário.

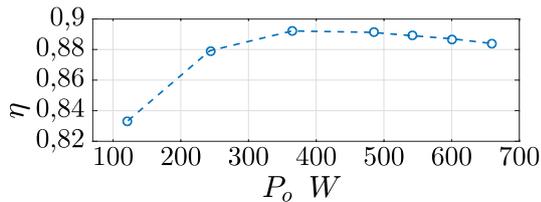


Fig. 14. Rendimento em função da potência de saída.

A característica externa observada experimentalmente é mostrada na Figura 15. Esse resultado confirma o comportamento de fonte de corrente encontrado na análise teórica, a qual é uma característica muito interessante para carregadores de bateria, pois torna simples o controle da corrente de carga, além de ser uma proteção natural contra curto-circuitos.

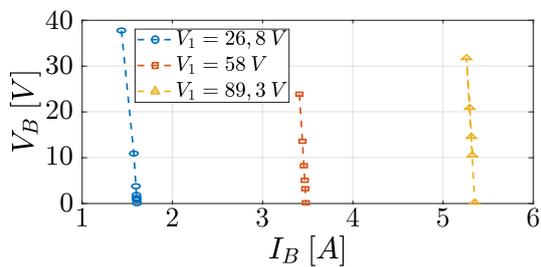
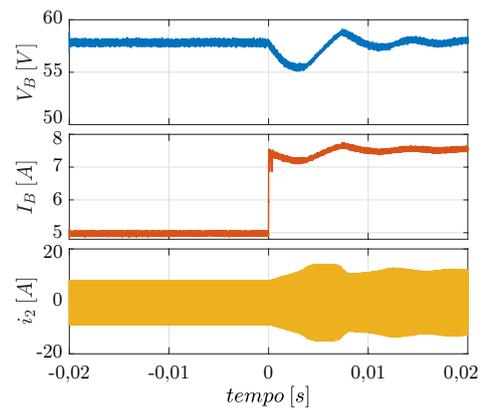


Fig. 15. Característica externa.

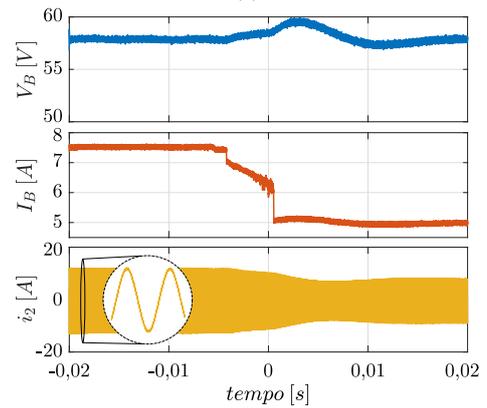
Na Figura 16 são apresentados testes do controle mediante variações de carga. Inicialmente, na Figura 16.a, o conversor se encontra alimentando uma carga de 50% do valor nominal. Quando ocorre o incremento da carga para um valor próximo de 100% da potência nominal, C_o começa a se descarregar e o controlador ajusta o valor de pico de i_2 para fornecer uma potência maior à carga, regulando a tensão de saída. Na Figura 16.b ocorre uma redução de aproximadamente 100% de carga para 50%. Os controladores atuam reduzindo o valor de i_2 para que a tensão de saída não se eleve. Os resultados demonstram a estabilidade do circuito a grandes variações de carga.

VII. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou a análise, projeto e os resultados experimentais da topologia série-série para aplicação em um carregador de baterias para veículos elétricos com transferência de energia sem fio. A análise teórica demonstrou a necessidade da compensação de energia reativa dos circuitos de acoplamento magnético fracamente acoplados. Foram analisadas as principais características da topologia de



(a)



(b)

Fig. 16. Testes com variação de carga: (a) Incremento de carga; (b) Decremento de carga.

compensação de reativos do tipo Série-série, a qual se mostra muito adequada para as especificações do projeto. Foram realizadas a análise estática do circuito, para obtenção de equações que permitam o dimensionamento dos componentes de potência. Utilizando o método da transformada de Laplace com variável modulada foi proposta uma metodologia para a modelagem dinâmica orientada ao controle da topologia SS, a qual obteve boa similaridade com o modelo obtido por simulação. A precisão do modelo próximo às frequências de ressonância pode ser aprimorada considerando as resistências parasitas dos componentes, o que aumenta os coeficientes de amortecimento. O conversor projetado foi implementado e testado em laboratório com cargas resistivas, onde foram observados o funcionamento esperado pela análise teórica. O controle projetado a partir do modelo obtido demonstrou boa robustez a variações grandes e abruptas de carga. O rendimento se manteve acima de 88% em grande parte da faixa de potência testada, obtendo um valor máximo de 89,3%.

Como trabalho futuro será implementada a transferência dos sinais de realimentação sem fio, considerando o impacto dos atrasos inerentes à comunicação na fase do sistema.

REFERÊNCIAS

- [1] ICCT, *Power Play: How Governments Are Spurring The Electric Vehicle Industry*, ICCT, 2018.
- [2] IEA, *Global EV Outlook 2020*, IEA, 2020.
- [3] INPI, *Veículos elétricos e híbridos panorama patentário no Brasil*, Rio de Janeiro, Brasil, 2018.

- [4] D. Niculae, M. Iordache, M. Stanculescu, M. L. Bobaru, S. Deleanu, “A Review of Electric Vehicles Charging Technologies Stationary and Dynamic”, in *11th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*, May 2019.
- [5] N. F. O. da Silva, *Conversor Wireless para carga rápida de supercapacitores*, Ph.D. thesis, Departamento de Engenharia Elétrica, UFSC, Florianópolis, Brasil, 2017.
- [6] M. Bertoluzzo, M. K. Naik, G. Buja, “Preliminary investigation on contactless energy transfer for electric vehicle battery recharging”, in *IEEE 7th International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS)*, pp. 1–6, August 2012.
- [7] Y. Zhang, *Key Technologies of Magnetically Coupled Resonant Wireless Power Transfer*, 1 ed., Springer, Singapore, 2018.
- [8] G. Buja, M. Bertoluzzo, K. N. Mude, “Design and Experimentation of WPT Charger for Electric City Car”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 12, pp. 7436–7447, December 2015.
- [9] R. Jha, S. Giacomuzzi, G. Buja, M. Bertoluzzo, M. Naik, “Efficiency and power sizing of SS vs. SP topology for wireless battery chargers”, in *IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, pp. 1014–1019, September 2016.
- [10] A. Foote, O. C. Onar, “A review of high-power wireless power transfer”, in *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, July 2017.
- [11] M. Al-Saadi, A. Ibrahim, A. Al-Omari, A. Al-Gizi, A. Craciunescu, “Analysis and Comparison of Resonance Topologies in 6.6kW Inductive Wireless Charging for Electric Vehicles Batteries”, *Procedia Manufacturing*, vol. 32, pp. 426 – 433, April 2019.
- [12] A. Delgado, N. A. Requena, R. Ramos, J. A. Oliver, P. Alou, J. A. Cobos, “Design of Inductive Power Transfer System With a Behavior of Voltage Source in Open-Loop Considering Wide Mutual Inductance Variation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, November 2020.
- [13] Y. Chen, B. Yang, Q. Li, H. Feng, X. Zhou, Z. He, R. Mai, “Reconfigurable Topology for IPT System Maintaining Stable Transmission Power Over Large Coupling Variation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, May 2020.
- [14] M. Ishihara, K. Umetani, E. Hiraki, “Strategy of Topology Selection Based on Quasi-Duality Between Series-Series and Series-Parallel Topologies of Resonant Inductive Coupling Wireless Power Transfer Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, July 2020.
- [15] K. Aditya, S. S. Williamson, “Advanced controller design for a series-series compensated inductive power transfer charging infrastructure using asymmetrical clamped mode control”, in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, May 2015.
- [16] M. Forato, M. Bertoluzzo, G. Buja, “Modeling of the dynamics of a resonant wireless power transfer circuit”, in *IEEE 26th Int. Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 472–477, August 2017.
- [17] S. Williamson, A. Rathore, F. Musavi, “Industrial Electronics for Electric Transportation: Current State-of-the-Art and Future Challenges”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, May 2015.
- [18] Renault, *Renault TWIZY - Manual do utilizador*, 2012.
- [19] SAE, *Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/ Electric Vehicles and Alignment Methodology*, SAE International TIR J2954, SAE International, 2020.
- [20] C. Alexander, M. Sadiku, *Fundamentals of Electric Circuits*, 5 ed., McGraw-Hill, New York, 2013.
- [21] K. N. Mude, M. Bertoluzzo, G. Buja, “Inductive characteristics of different coupling setups for wireless charging of an electric city-car”, in *IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)*, April 2014.
- [22] K. N. Mude, *Wireless Power Transfer for Electric Vehicle*, Ph.D. thesis, Dipartimento di Ingegneria Industriale, Padova, Italia, 2015.
- [23] K. Throngnumchai, A. Hanamura, Y. Naruse, K. Takeda, “Design and evaluation of a wireless power transfer system with road embedded transmitter coils for dynamic charging of electric vehicles”, in *World E.V. Symposium and Exhibition*, October 2013.
- [24] W. G. Hurley, W. H. Wölfle, *Transformers And Inductors For Power Electronics*, 1 ed., John Wiley & Sons Ltd, United Kingdom, 2013.
- [25] J. Biela, M. Schweizer, S. Waffler, J. W. Kolar, “SiC versus Si-Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Inverter and DC-DC Converter Systems by SiC Power Semiconductors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, July 2011.

DADOS BIOGRÁFICOS

Filipe Tavares Carneiro, nascido em Visc. do Rio Branco, MG, é engenheiro eletrônico (2018) pela Universidade Federal de Pelotas. Atualmente é mestrando na área de Eletrônica de Potência do Prog. de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina. Suas áreas de interesse incluem transferência de energia sem fio e correção do fator de potência.

Ivo Barbi, nascido em Gaspar, Santa Catarina. Graduado (1973) e mestre (1976) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina e doutorado em Engenharia Elétrica pelo Institut National Polytechnique de Toulouse (1979). Fundou a Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e o Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP) (1990), e o Instituto Brasileiro de Eletrônica de Potência e Energias Renováveis (IBEPE) (2016). É pesquisador no Centro Integrado de Pesquisa em Energia Solar e Professor emérito de engenharia elétrica na Universidade Federal de Santa Catarina. Recebeu o IEEE William E. Newell Power Electronics Award 2020. Foi Editor Associado da IEEE Transactions on Industrial Electronics e da IEEE Transactions on Power Electronics por vários anos. É membro da SOBRAEP e IEEE Life Fellow.