

CONVERSOR WIRELESS COM RETIFICADOR ZCS

Nilton F. O. da Silva¹, Marcelo Lobo Heldwein², Arnaldo José Perin³

¹Instituto Federal de Santa Catarina, São José – SC, Brasil

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

e-mail: niltons@ifsc.edu.br, marcelo.heldwein@ufsc.br, arnaldo.perin@ufsc.br

Resumo – Este trabalho apresenta o estudo e o desenvolvimento de um conversor *wireless* para carregar supercapacitores, que utiliza redes de imitância para sintonizar o primário e o secundário de um transformador com baixo coeficiente de acoplamento. A frequência de operação do conversor é a frequência de ressonância das redes de imitância e, nesta condição, a rede opera como um conversor V/I (a fonte de tensão na entrada é convertida em fonte de corrente na saída). A rede de imitância do primário alimenta o transformador com corrente de amplitude constante. A rede de imitância no secundário assegura a comutação suave do retificador e corrente constante com baixa ondulação na saída do conversor para toda faixa de operação da tensão na carga. Conversores com esta característica são adequados para alimentar cargas como supercapacitores e baterias.

Palavras-chave – Acoplamento Eletromagnético, Rede de Imitância, Retificador com Comutação Suave, Transferência de Energia Indutiva.

WIRELESS CONVERTER WITH ZCS RECTIFIER

Abstract – This work presents the study and development of a wireless power converter to charge supercapacitors based on an inductive link. Such converter uses immittance networks to improve tuning of the primary- and secondary-side circuits. The converter operating frequency is the resonant frequency of the immittance networks and in this condition it operates as a V/I converter. Thus, the voltage source at the input of the network is converted to a current source at its output. The primary-side immittance network feeds the transformer ideally with a constant current level. The immittance network at the secondary-side ensures zero current switching (ZCS) in the rectifier and low ripple constant current at the converter output for the complete load voltage range. Converters with this feature are suitable for powering loads such as supercapacitors and batteries.

Keywords – Electromagnetic Coupling, Immittance Network, Inductive Power Transfer, Soft-Commutation Rectifier.

Artigo submetido em 05/12/2016. Primeira revisão em 19/03/2017. Aceito para a publicação em 02/06/2017 por recomendação do editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

I. INTRODUÇÃO

O tempo de recarga das baterias utilizadas nos veículos elétricos (EV) é considerado elevado quando comparado ao tempo de abastecimento de um veículo à combustão [1], [2]. Com o objetivo de superar esta limitação, foram feitos investimentos para aumentar a capacidade de armazenamento das baterias e, conseqüentemente, reduzir a necessidade de recarga. Como resultado deste esforço foram desenvolvidas novas baterias como a de Íon de Lítio. Uma alternativa de abastecimento de veículos elétricos (EV) é o suprimento *on line* de energia para o veículo, dispensando o uso de dispositivos de armazenamento de energia. Coreia do Sul [3] e Nova Zelândia [4] são alguns dos países que já trabalham com este objetivo. Outra alternativa para o abastecimento de veículos elétricos é o uso de supercapacitores como único dispositivo de armazenamento de energia, solução utilizada por duas empresas na China: Shanghai Sunwin Bus Corporation fabricante de ônibus [5] e a Zhuzhou Electric Locomotive Corporation fabricante de trens para metrô [6]. Esta solução é intermediária às citadas anteriormente pois os supercapacitores tem capacidade de armazenamento de energia inferior ao das baterias. Mas o tempo de recarga é menor e, considerando os sistemas de suprimento *on line* de energia, os sistemas com supercapacitores demandam menor investimento em infraestrutura. Os sistemas com supercapacitores são adequados à aplicação em transporte coletivo pois as paradas para a movimentação de passageiros podem ser utilizadas para a recarga. Para carregar supercapacitores são utilizados conversores similares aos utilizados para carregar baterias, porém a intensidade da corrente de carga permitida é muito superior a intensidade da corrente que pode ser usada nas baterias e a tensão em seus terminais varia desde zero ao valor nominal [6].

Em [7] foi apresentado um conversor *wireless* para carga de supercapacitores o qual opera com frequência fixa e sem malha de controle. Ele utiliza compensação S-S, que consiste em colocar um capacitor em série com enrolamento primário e outro em série com o secundário. Os capacitores de compensação foram dimensionados para que junto com o transformador configurem uma rede de imitância. Deste modo o supercapacitor, na saída do conversor, é alimentado com corrente de amplitude constante através da rede de imitância e de um circuito dobrador de corrente. A topologia da rede de imitância utilizada no conversor mostrado em [7] foi apresentada em [8] como T-LCLCL. A topologia é utilizada para carregar um capacitor com corrente de amplitude constante através de um transformador convencional (alto coeficiente de acoplamento). A desvantagem do conversor são as distorções, principalmente na tensão, produzidas nos terminais de entrada do transformador pelo inversor e nos

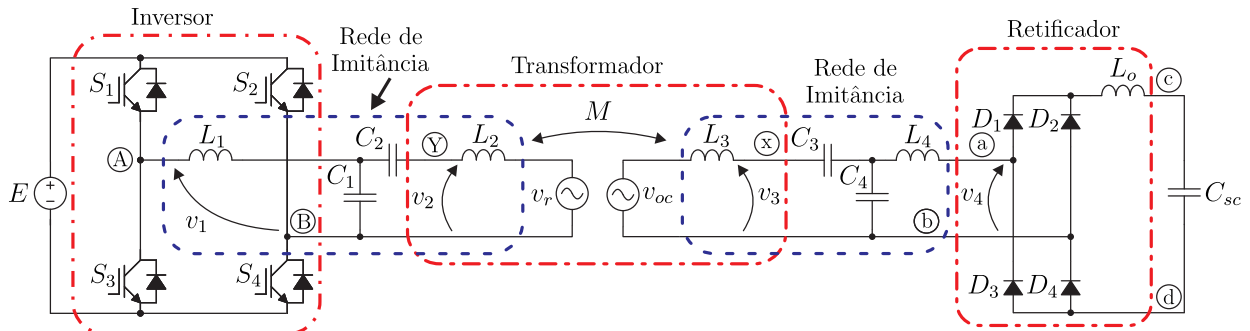


Fig. 1. Conversor *wireless* proposto.

terminais de saída pelo retificador, que causam perdas e reduzem o rendimento do transformador.

O conversor proposto neste trabalho é mostrado na Figura 1. O objetivo do conversor é melhorar o rendimento do transformador (garantir tensão e corrente sem harmônicos nos terminais de entrada e de saída), reduzir as perdas no retificador de saída (comutação suave), proteger o enrolamento primário do transformador de sobrecarga, carregar um supercapacitor com corrente de amplitude constante e operar com frequência fixa e sem malha de controle. Para atender esses objetivos são utilizadas as propriedades das redes de imitância ressonante. A rede de imitância T-LCL foi escolhida para ser utilizada no conversor proposto devido as suas propriedades de filtragem harmônica, de alto rendimento em carga leve, de fator de deslocamento unitário e de conversão V/I [9]. Os inversores ressonantes, utilizados em conversores *wireless*, alimentam cargas em corrente contínua (CC) através de retificadores classe D ou classe E [10]. O uso do retificador classe E (ZVS [11]–[15] e ZCS [16]–[18]) tem o benefício de incluir os componentes parasitas no projeto e de aumentar o rendimento em alta frequência (menor perda de comutação). No conversor *wireless* proposto é utilizado um retificador em ponte ZCS com baixa ondulação na corrente de saída (necessita menos filtragem), proposta semelhante a apresentada em [10].

Inicialmente, descreve-se o princípio de operação do conversor utilizando um retificador em ponte ZCS. A partir do circuito elétrico equivalente proposto são obtidas equações simplificadas para otimização do projeto do conversor. Na sequência, é apresentado o transformador e, utilizando o método de elementos finitos (MEF), são obtidos gráficos com as curvas das indutâncias próprias (L_1 e L_2), da indutância mútua (M) e da potência transferida do primário para o secundário (P) em função do *gap* e do desalinhamento. Também são apresentados os resultados da co-simulação, simulação digital numérica do conversor integrada com a simulação pelo MEF do transformador e, finalmente, os resultados da simulação são comparados com os resultados experimentais obtidos no protótipo construído.

II. CONVERSOR PROPOSTO

O conversor, mostrado na Figura 1, é composto por um circuito inversor, um transformador, dois circuitos de imitância, um localizado no primário e outro no secundário, e um retificador com comutação suave. A regulação de corrente

na saída do conversor é garantida pelas redes de imitância pois o conversor opera com frequência fixa sem malhas de controle e sem modulação.

A. Princípio de Operação do Conversor

1) *Inversor*: Inicialmente o circuito inversor (S_1 , S_2 , S_3 e S_4) gera uma tensão alternada retangular mostrada na Figura 2.

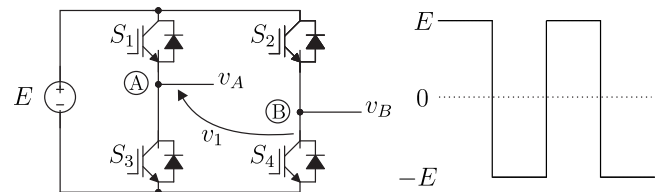


Fig. 2. Circuito do inversor do conversor *wireless*.

2) *Redes de imitância*: A tensão alternada retangular produzida no inversor é aplicada ao primário do transformador através de uma rede de imitância (L_1 , C_1 , C_2 e L_2), apresentada na Figura 3, na qual L_2 é a indutância própria do enrolamento primário do transformador.

A função desta rede é impor a corrente no primário do transformador, evitando que uma sobrecarga ou outro valor elevado de corrente produzido de forma acidental, cause danos ao enrolamento.

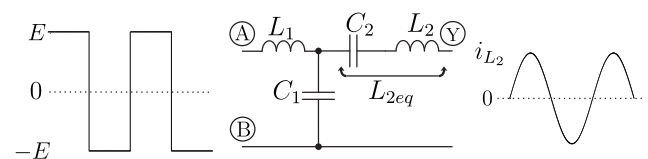


Fig. 3. Rede de imitância do circuito primário do conversor *wireless*.

Na rede de imitância do primário a amplitude da corrente em L_2 (I_{L_2}) é aproximadamente igual à amplitude da harmônica fundamental da tensão de entrada da rede (V_{1-1}) dividida pelo módulo da impedância de ressonância da rede de imitância do primário ($|Z_{o1}|=X_1$), definida em (8). Se os valores dos componentes da rede de imitância (L_1 , C_1 , C_2 e L_2), da indutância mútua M e a amplitude da tensão na entrada V_{1-1} não variarem, a corrente I_{L_2} terá amplitude constante e, conseqüentemente, a corrente I_{L_2} produzirá no secundário do transformador uma tensão V_{oc} com amplitude constante, conforme indica (1).

A tensão no secundário (V_{oc}) alimenta a carga através de

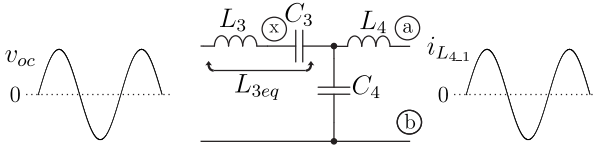


Fig. 4. Rede de imitância do circuito secundário do conversor wireless.

uma rede de imitância composta por L_3, C_3, C_4 e L_4 , sendo que L_3 é a indutância própria do enrolamento secundário do transformador, conforme mostra a Figura 4. O valor da corrente I_{L_4} , harmônica fundamental da corrente em L_4 (i_{L_4}), na saída da rede de imitância do secundário é aproximadamente igual ao valor da amplitude da tensão de entrada (V_{oc}) dividida pelo módulo da impedância de ressonância da rede de imitância do secundário ($|Z_{o2}|=X_2$), definida em (6). Se os componentes da rede de imitância e a amplitude da tensão de entrada V_{oc} possuem valores fixos, a amplitude da corrente I_{L_4} é constante.

3) *Retificador*: A Figura 5 mostra a ponte retificadora ZCS e as formas de onda da harmônica fundamental da corrente na entrada do circuito retificador $i_{L_4,1}$, da tensão v_{ret} sobre os diodos, da tensão na saída v_o e da corrente contínua de amplitude constante e baixa ondulação i_o , utilizada para carregar o supercapacitor C_{sc} .

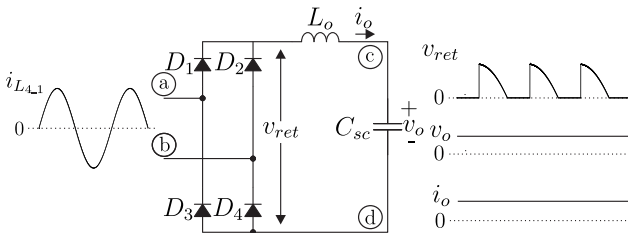


Fig. 5. Retificador onda completa com comutação ZCS.

B. Retificador ZCS em Ponte

O diagrama esquemático do retificador é mostrado na Figura 6.

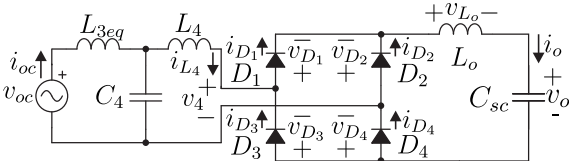


Fig. 6. Diagrama esquemático do retificador ZCS em ponte.

O circuito equivalente para as etapas de operação do conversor é apresentado na Figura 7.

Primeira etapa (I) [$t_1 - t_2$]: Inicia com os diodos D_1, D_3 e D_4 conduzindo e o diodo D_2 bloqueado, a corrente $i_{D_1}=i_o$, $i_{D_3}=i_o-i_{L_4}$ e $i_{D_4}=i_{L_4}$ (Figura 7.a). A tensão sobre o indutor L_o é $v_{L_o}=-v_o$ e i_o diminui linearmente com uma taxa $-v_o/L_o$, $v_4=v_{D_1}=v_{D_2}=v_{D_3}=v_{D_4}=0V$.

Segunda etapa (II) [$t_2 - t_3$]: Começa quando i_{L_4} passa do semiciclo positivo para o negativo fazendo D_2 entrar em condução e D_4 bloquear, a corrente no diodo $i_{D_1}=i_o-i_{L_4}$, $i_{D_2}=i_{L_4}$ e $i_{D_3}=i_o$ (Figura 7.b). A tensão sobre o indutor

L_o permanece $v_{L_o}=-v_o$ e i_o continua diminuindo linearmente com uma taxa $-v_o/L_o$, $v_4=v_{D_1}=v_{D_2}=v_{D_3}=v_{D_4}=0V$.

Terceira etapa (III) [$t_3 - t_4$]: Tem início quando $i_{L_4}=i_o$. Neste momento o diodo D_1 bloqueia e os diodos D_2 e D_3 permanecem conduzindo e $i_{D_2}=i_{D_3}=i_{L_4}=i_o$ (Figura 7.c). A tensão sobre o indutor L_o é $v_{L_o}=v_4-v_o$ e i_o cresce com uma taxa $(v_4 - V_o)/L_o$, $v_{D_2}=v_{D_3}=0V$ e $v_{D_1}=v_{D_4}=-v_4$.

Quarta etapa (IV) [$t_4 - t_5$]: Começa quando $i_{L_4}<i_o$ com os diodos D_1, D_2 e D_3 conduzindo e D_4 bloqueado, a corrente $i_{D_1}=i_o-i_{L_4}$, $i_{D_2}=i_{L_4}$ e $i_{D_3}=i_o$ (Figura 7.d). A tensão sobre o indutor L_o é $v_{L_o}=-v_o$ e i_o diminui linearmente com uma taxa $-v_o/L_o$, $v_4=v_{D_1}=v_{D_2}=v_{D_3}=v_{D_4}=0V$.

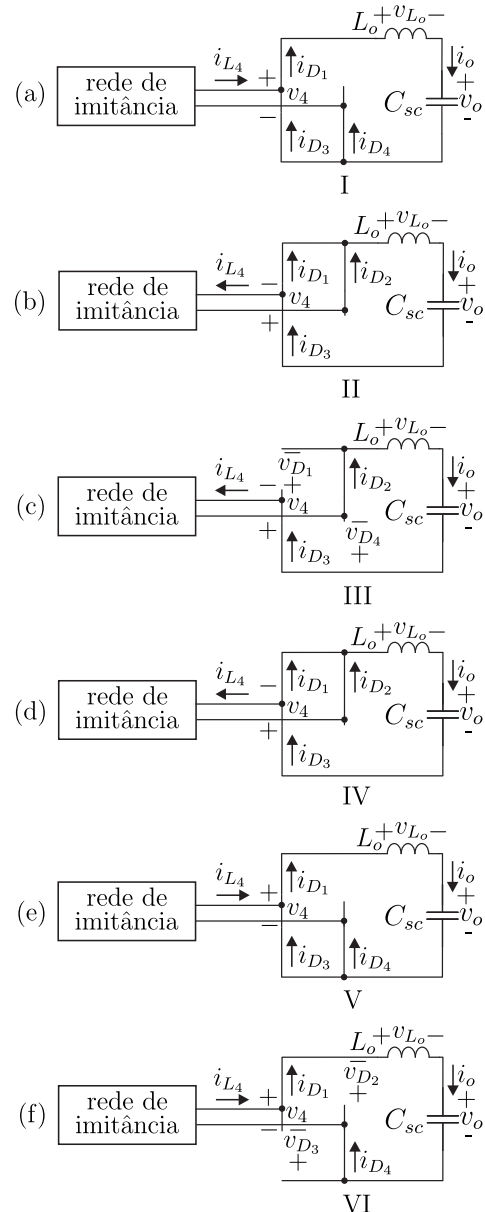


Fig. 7. Circuito equivalente do retificador ZCS em ponte nas etapas de operação.

Quinta etapa (V) [$t_5 - t_6$]: Inicia quando i_{L_4} passa do semiciclo negativo para o positivo fazendo D_4 conduzir e D_2 bloquear, a corrente $i_{D_1}=i_o$, $i_{D_3}=i_o-i_{L_4}$ e $i_{D_4}=i_{L_4}$ (Figura 7.e). A tensão sobre o indutor L_o é $v_{L_o}=-v_o$ e i_o continua diminuindo

linearmente com uma taxa $-v_o/L_o$, $v_4=v_{D1}=v_{D2}=v_{D3}=v_{D4}=0V$.

Sexta etapa (VI) [t₆ - t₇]: Começa quando $i_{L4}=i_o$. Neste momento o diodo D_3 bloqueia e os diodos D_1 e D_4 permanecem conduzindo e $i_{D1}=i_{D4}=i_o=i_{L4}$ (Figura 7.f). A tensão sobre o indutor L_o é $v_{L_o}=v_4-v_o$ e i_o cresce com uma taxa $(v_4 - V_o)/L_o$, $v_{D1}=v_{D4} = 0V$ e $v_{D2}=v_{D3} = -v_4$.

As formas de onda do circuito retificador são mostradas pela Figura 8.

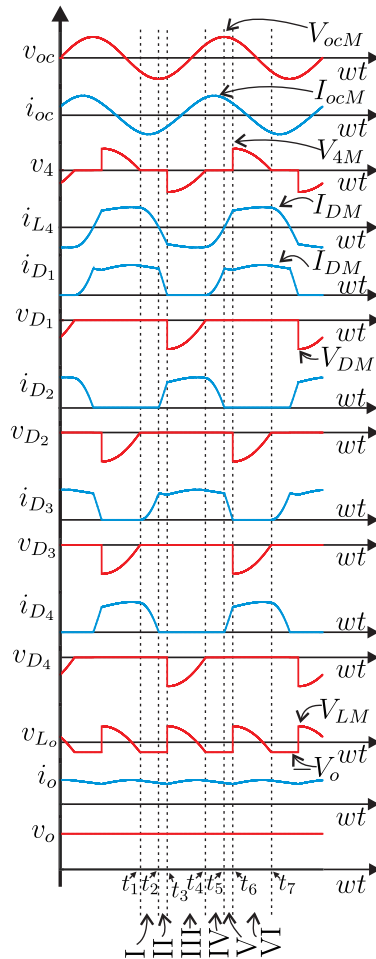


Fig. 8. Formas de onda no circuito equivalente e as etapas de operação do retificador ZCS em ponte.

Pode-se observar que a comutação ZCS dos diodos D_1 e D_2 ocorre entre os instantes t_2 e t_3 e entre os instantes t_4 e t_5 . A comutação ZCS dos diodos D_3 e D_4 ocorre entre os instantes t_1 e t_2 e entre os instantes t_5 e t_6 .

III. ANÁLISE DO CONVERTOR

A. Circuito Inversor Linearizado

O circuito inversor é substituído por seu circuito equivalente considerando a harmônica fundamental como mostra a Figura 9 [19].

B. Circuito Elétrico Equivalente

O circuito elétrico equivalente proposto para o conversor *wireless* é apresentado na Figura 10 [20], [21].

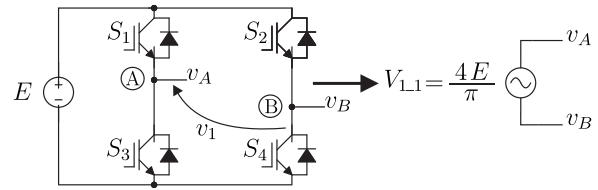


Fig. 9. Circuito equivalente do inversor.

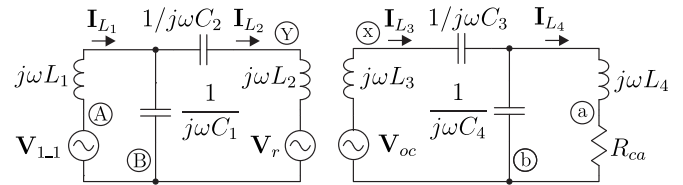


Fig. 10. Circuito elétrico equivalente do conversor *wireless*.

C. Modelo Equivalente do Transformador

O modelo utilizado para o transformador é o de indutância mútua, mostrado na Figura 11, por ser o mais adequado às aplicações em que o enrolamento primário é alimentado com corrente de amplitude constante (modo corrente), pois permite que o circuito primário e o circuito secundário sejam analisados independentemente.

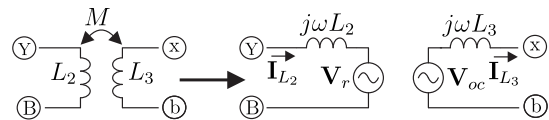


Fig. 11. Circuito equivalente do transformador com baixo coeficiente de acoplamento

A amplitude da tensão de circuito aberto no secundário V_{oc} e da tensão no secundário referida ao primário V_r podem ser calculadas, respectivamente, por:

$$V_{oc} = j \omega M I_{L2} \quad (1)$$

$$V_r = -j \omega M I_{L3}. \quad (2)$$

D. Resistência CA Equivalente

O circuito do retificador em ponte na saída do conversor *wireless* é mostrado na Figura 12.

O valor médio da corrente na carga (I_o) pode ser calculado por:

$$I_o = \sqrt{2} I_{L4,rms} - \frac{I_{ond}}{2}. \quad (3)$$

A ondulação da corrente é dada pela equação $I_{ond} \approx V_o/(2f_{carga}L_o)$, na qual f_{carga} é a frequência na carga (frequência da tensão v_{ret}) e L_o o indutor na saída do retificador.

A resistência equivalente na saída, do ponto de vista da corrente i_{L4} , pode ser calculada por:

$$R_{ac} = R_{cc} \left(\frac{\sqrt{2} I_{L4,rms} - \frac{I_{ond}}{2}}{I_{L4,rms}} \right)^2 \quad (4)$$

sendo $I_{L4,rms}$ o valor eficaz da corrente I_{L4} , V_o o valor médio da

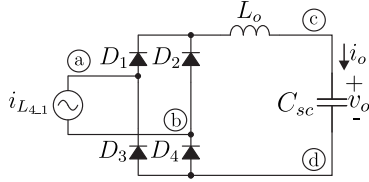


Fig. 12. Retificador em ponte.

tensão v_o e $R_{cc} = V_o/I_o$.

Para valores reduzidos de I_{ond} , $R_{ac} \approx 2R_{cc}$.

E. Fator de Qualidade

O fator de qualidade total no secundário do conversor *wireless* (Q_2), mostrado na Figura 13, pode ser obtido através de:

$$Q_2 = Q_{2v} Q_{2i}. \quad (5)$$

Ele é resultado do produto do fator de qualidade da tensão Q_{2v} pelo fator de qualidade da corrente Q_{2i} no secundário, sendo $Q_{2v} = R_{ca}/\omega L_4$ e $Q_{2i} = L_3/L_4$ [22].

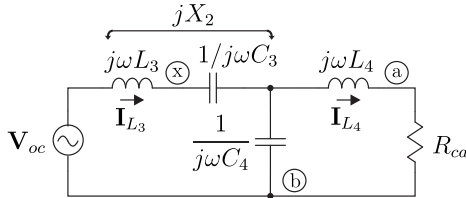


Fig. 13. Circuito equivalente do secundário do conversor.

As condições para que o circuito possua as propriedades de uma rede de imitância são dadas por:

$$X_2 = \left(\omega L_3 - \frac{1}{\omega C_3} \right) = \omega L_4 = \frac{1}{\omega C_4} = \sqrt{\frac{L_4}{C_4}} \quad (6)$$

sendo ω a frequência angular de ressonância [22], [23].

F. Potência no Secundário

A potência P , transferida do primário para o secundário do transformador, é obtida através de:

$$P = Q_2 \omega \frac{M^2}{L_3} I_{L_2}^2. \quad (7)$$

G. Análise do Circuito Equivalente do Primário

O circuito elétrico equivalente do primário do conversor *wireless* é mostrado na Figura 14, e as condições para esse circuito transformar-se em uma rede de imitância [22], [23] são dadas por:

$$X_1 = \left(\omega L_{2comp} - \frac{1}{\omega C_2} \right) = \omega L_1 = \frac{1}{\omega C_1} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (8)$$

sendo ω é frequência angular de ressonância e de operação.

A parcela da reatância $j\omega L_2$ que foi utilizada na rede de imitância $\left(j\omega L_{2comp} - \frac{1}{j\omega C_2} \right)$ é $j\omega L_{2comp}$, enquanto que $j\omega \Delta L$ é a soma da parcela de $j\omega L_2$ que não foi utilizada ($j\omega \Delta L_2 = j\omega L_2 - j\omega L_{2comp}$) com $\text{Im}(\mathbf{Z}_r)$ (parte reativa da

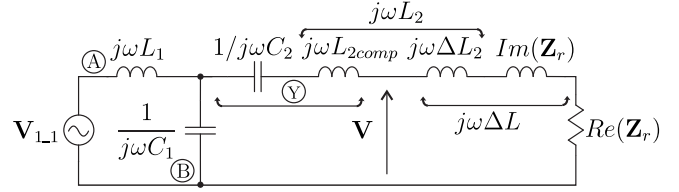


Fig. 14. Circuito equivalente do primário.

impedância do secundário referida no primário), tal que $j\omega \Delta L = j\omega \Delta L_2 + \text{Im}(\mathbf{Z}_r)$ [20].

H. Impedância do Secundário Referida ao Primário

A impedância do secundário referida ao primário em um transformador é obtida através de:

$$\mathbf{Z}_r = \frac{\omega^2 M^2}{\mathbf{Z}_2}. \quad (9)$$

Se a parte imaginária da impedância do secundário \mathbf{Z}_2 for nula $\text{Re}(\mathbf{Z}_2) = Z_2$ [24], o valor da impedância (\mathbf{Z}_r) pode ser obtido por:

$$Z_r = \text{Re}(\mathbf{Z}_r) = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} = \frac{\omega^2 M^2}{\frac{X_2^2}{R_{ac}}}. \quad (10)$$

Substituindo (5) e (6) em (10) obtém-se:

$$Z_r = \frac{\omega M^2 Q_{2v}}{L_3} = \frac{\omega M^2 Q_{2v} Q_{2i}}{L_3} = \frac{\omega M^2 Q_2}{L_3 Q_{2i}}. \quad (11)$$

I. Impedância de Entrada do Conversor Wireless

A impedância de entrada do conversor *wireless* (\mathbf{Z}_1), pode ser obtida através de:

$$\mathbf{Z}_1 = \frac{\mathbf{V}_{1-1}}{\mathbf{I}_{L_1}} = \frac{\mathbf{V}_{1-1}}{-\frac{\mathbf{V}}{jX_1}} = \frac{\mathbf{V}_{1-1}}{-\frac{\mathbf{V}_{1-1}}{jX_1} [\text{Re}(\mathbf{Z}_r) + j\omega \Delta L]} = \frac{\mathbf{V}_{1-1}}{jX_1} \quad (12)$$

$$\mathbf{Z}_1 = \frac{X_1^2}{[\text{Re}(\mathbf{Z}_r) + j\omega \Delta L]} = \frac{[X_1^2 \text{Re}(\mathbf{Z}_r)] - j[X_1^2 \omega \Delta L]}{[\text{Re}(\mathbf{Z}_r)]^2 + [\omega \Delta L]^2}. \quad (13)$$

J. Fator de Deslocamento

O fator de deslocamento λ_d da corrente $i_{L_{1-1}}$ em relação a tensão v_{1-1} é obtido através de:

$$\lambda_d = \frac{\text{Re}(\mathbf{Z}_r)}{\sqrt{[\text{Re}(\mathbf{Z}_r)]^2 + [\omega \Delta L]^2}}. \quad (14)$$

K. Corrente de Entrada

A amplitude corrente de entrada I_{L_1} é obtida através de:

$$I_{L_1} = \frac{P}{\lambda_d V_{1-1}}. \quad (15)$$

L. Otimização

As redes de imitância do tipo T-LCL mostradas na Figura 3 e na Figura 4, estão representadas de modo simplificado na

Figura 15.

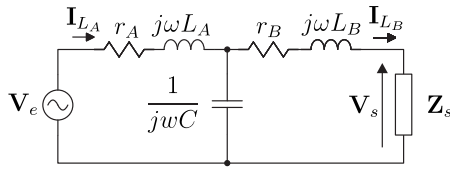


Fig. 15. Rede de imitância T-LCL.

O módulo da impedância característica da rede de imitância (Z_o), o fator de qualidade do indutor de entrada (Q_{L_A}) e do indutor de saída (Q_{L_B}) estão definidos por [22], [23]:

$$L_A = L_B = L \quad (16)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega L = \frac{1}{\omega C} \quad (17)$$

$$Q_{L_A} = (\omega L_A)/r_A \quad (18)$$

$$Q_{L_B} = (\omega L_B)/r_B. \quad (19)$$

O rendimento da rede é calculado por [25], [26]:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{Z_s}{Q_{L_A} Z_o} + \frac{Z_o}{Q_{L_B} Z_s}}. \quad (20)$$

O módulo da impedância de saída Z_s que maximiza a função η ($Z_{s_{otimo}}$) é obtido fazendo $\frac{\partial}{\partial Z_s}(\eta) = 0$.

$$Z_{s_{otimo}} = \sqrt{\frac{Q_{L_A}}{Q_{L_B}} Z_o} \quad (21)$$

$$\eta_{max} \cong 1 - \frac{2}{\sqrt{Q_{L_A} Q_{L_B}}} \quad (22)$$

M. Tensão Reversa nos Diodos

Na condição $|Z_o| \approx |R_{ac}|$, a tensão reversa nos diodos (V_{Dr}) dos retificadores de onda completa ZCS em ponte, mostrados na Figura 6, pode ser estimada por:

$$V_{Dr} \approx 2R_{ac}I_{L_{A1}}. \quad (23)$$

IV. TRANSFORMADOR

O transformador com baixo coeficiente de acoplamento do tipo circular é mostrado na Figura 16. Esta geometria tem a vantagem de apresentar o maior valor de indutância para um mesmo comprimento de fio, quando comparado com outras geometrias. Outra vantagem é que os parâmetros do transformador (L_1 , L_2 , M , K e P_o) dependem apenas do *gap* e do desalinhamento (Figura 16), independente da direção. Para aumentar a capacidade de transferência de potência do transformador é necessário o uso de material magnético (ferrite) próximo aos enrolamentos para elevar o fator de acoplamento K . As peças de ferrite utilizadas para cobrir parcialmente as bobinas do transformador, mostradas na Figura 16, melhoram a relação entre a potência, o custo e o peso [27]–[30].

Um software comercial que usa MEF é utilizado para

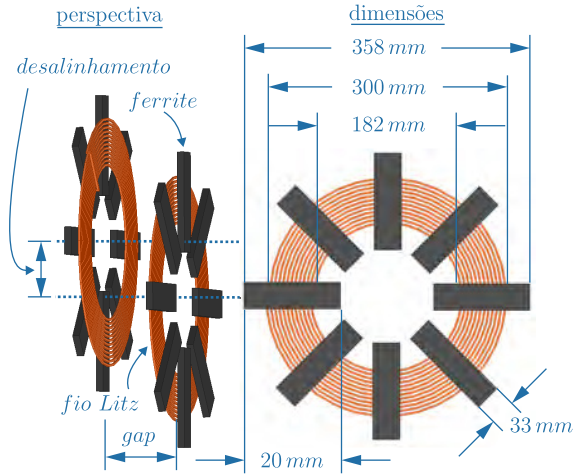


Fig. 16. Detalhes do transformador.

determinar o valor das indutâncias, do fator de acoplamento e da potência transferida no transformador para um *gap* de 50 mm e 100 mm com o desalinhamento variando de 0 mm à 100 mm com passo de 10 mm.

O transformador tem a seguinte especificação:

- Frequência de operação é de 20 kHz.
- Corrente eficaz no primário ($I_{L_{2,rms}}$) é 14 A.
- Material dos ferrites - IP12R da Thornton.
- Fio Litz com densidade de corrente de 4 A/mm².
- Diâmetro do centro da bobina igual a 57% do diâmetro do *pad* (termo utilizado para designar a estrutura do primário e do secundário do transformador devido ao formato plano).
- Centro da bobina cobre 40% do comprimento dos ferrites.
- Capacidade de transmissão de potência de 1.200 W para um *gap* = 50 mm e fator de qualidade $Q_2 = 2$.
- Indução magnética máxima no ponto crítico dos ferrites na pior condição de operação de 0,35 Tesla para temperatura máxima de 100°C.

A otimização e a caracterização do transformador desenvolvido para este trabalho foram apresentadas em [31].

As curvas das indutâncias próprias dos enrolamentos L_2 e L_3 , da indutância mútua M e da capacidade de transferir a potência (P) em função das variações do *gap* e do desalinhamento, obtida por simulação, são mostradas na Figura 17, na Figura 18 e na Figura 19.

A curva “medida” mostrada na Figura 19 foi construída com os valores experimentais. A curva “teórica” foi obtida com os resultados da substituição dos valores medidos das indutâncias L_3 e M em (7) e a curva “simulada” foi construída

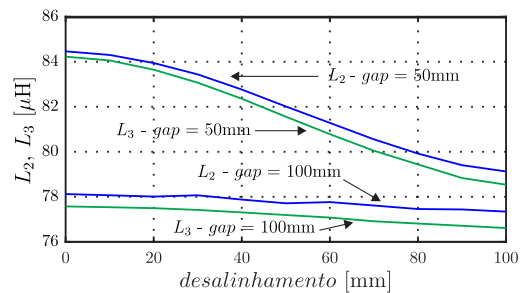


Fig. 17. Indutância L_2 e L_3 em função do *gap* e do desalinhamento.

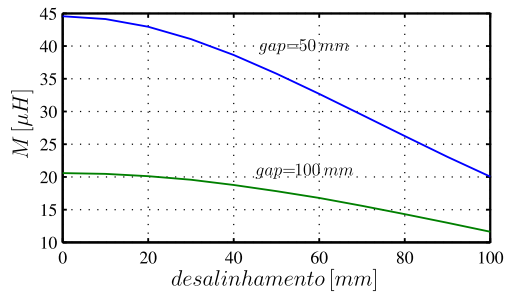


Fig. 18. Indutância M em função do gap e do desalinhamento.

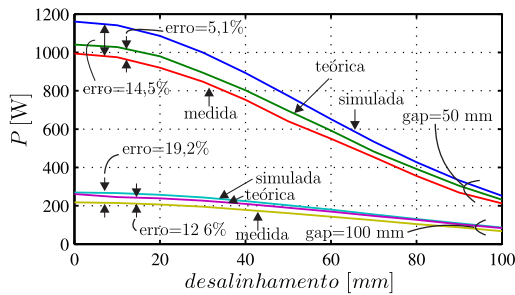


Fig. 19. Curvas teórica, simulada e medida da potência transferida pelo transformador (P), com gap de 50 mm e 100 mm, desalinhamento de 0 a 100 mm, $f = 20$ kHz, $Q_2 = 2$ e $I_{L_{2rms}} = 14$ A.

com os resultados da substituição dos valores das indutâncias L_3 e M , calculados utilizando MEF, em (7).

V. SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste item o objetivo é comparar os valores medidos no protótipo do conversor *wireless* com os resultados da co-simulação, que consiste na simulação MEF do transformador pelo software ANSYS Maxwell 3D em conjunto com a simulação do conversor pelo software ANSYS Simplorer.

As especificações do conversor *wireless* são apresentadas na Tabela I.

TABELA I
Especificações

Parâmetro	Especificação
Tensão de entrada E	100 V
Potência de saída	960 W
Frequência de operação	20 kHz
Tensão de saída V_o	0 V a 48 V
Corrente de saída I_o	20 A (fonte de corrente)

TABELA II
Valor dos Componentes

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
L_1	51 μ H	C_1	1,24 μ F
L_2	84 μ H	C_2	1,92 μ F
L_3	84 μ H	C_3	1,51 μ F
L_4	42 μ H	C_4	1,51 μ F
L_o	300 μ H	C_{sc}	165 F
M	45 μ H		

Na Tabela II são apresentados os valores dos componentes utilizados na simulação e na construção do protótipo

para verificação experimental obtidos com base na análise do circuito equivalente proposto, nas características do transformador obtidas em [31] e nas especificações (Tabela I). Os valores das indutâncias utilizadas L_2 , L_3 e M , correspondem a um gap de 50 mm e um desalinhamento de 0 mm. Na parte experimental o supercapacitor de 165 F foi substituído por um sistema de carga eletrônica.

Na Figura 20, na Figura 21 e na Figura 22 são apresentadas as formas de onda do conversor *wireless* obtidas por simulação. As formas de onda obtidas experimentalmente são mostradas na Figura 23, na Figura 24 e na Figura 25.

O comportamento do valor eficaz da corrente no primário do transformador ($I_{L_{2rms}}$) em função do gap , do desalinhamento e da tensão de saída do conversor (V_o) é mostrado na Figura 26.

As curvas teórica, simulada e medida da corrente de saída (I_o), em função da tensão de saída V_o , são mostradas na Figura 27 e o comportamento da corrente de saída (I_o) em função do gap , do desalinhamento e da tensão de saída do conversor (V_o) é mostrado na Figura 28.

A Figura 29 mostra a potência de saída (P_o), o rendimento do retificador (η_1), o rendimento do transformador *wireless* (η_2), o rendimento do inversor (η_3) e o rendimento total do conversor (η_4) em função da tensão de saída do conversor (V_o). A Figura 30 mostra a montagem experimental realizada (1-inversor, 2-rede de imitância do primário, 3-transformador e 4-rede de imitância do secundário e retificador ZCS).

VI. CONCLUSÃO

A eficácia das redes de imitância ressonantes do tipo T-LCL para reduzir harmônicos é comprovada pelas formas de onda

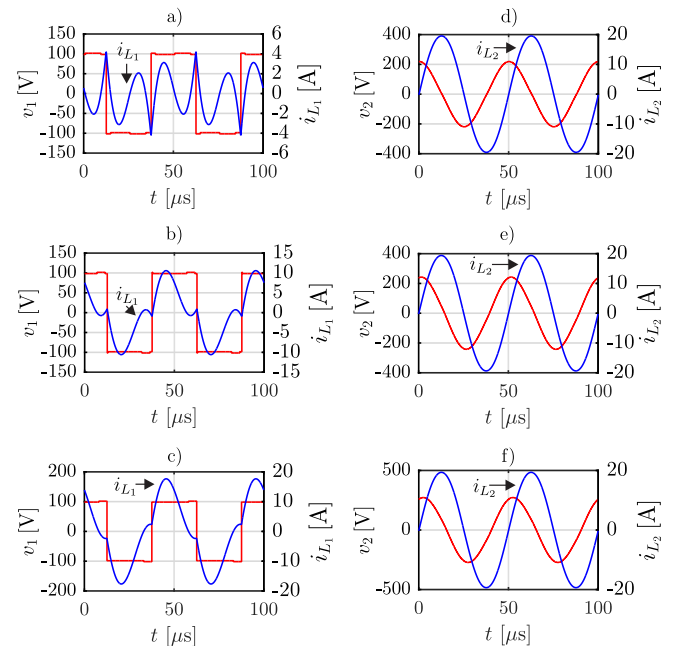


Fig. 20. Formas de onda da tensão e da corrente na saída do inversor obtidas por simulação (v_1 e i_{L_1}), para uma tensão na carga (V_o) de a) 0 V, b) 24 V e c) 48 V; e as formas de onda da tensão e da corrente na entrada do transformador (v_2 e i_{L_2}), para uma tensão inicial na carga (V_o) de d) 0 V, e) 24 V e f) 48 V.

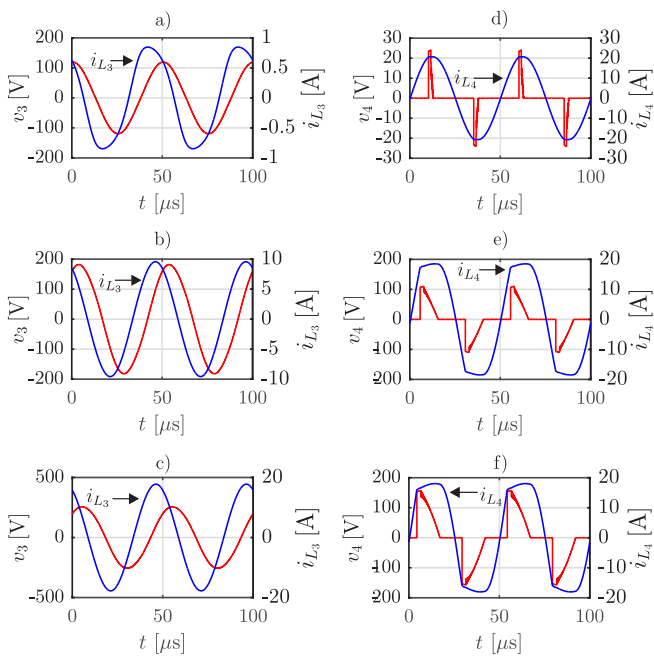


Fig. 21. Formas de onda da tensão e da corrente na saída do transformador obtidas por simulação (v_3 e i_{L_3}), para uma tensão na carga (V_o) de a) 0 V, b) 24 V e c) 48 V; e as formas de onda da tensão e da corrente na entrada do retificador (v_4 e i_{L_4}), para uma tensão inicial na carga (V_o) de d) 0 V, e) 24 V e f) 48 V.

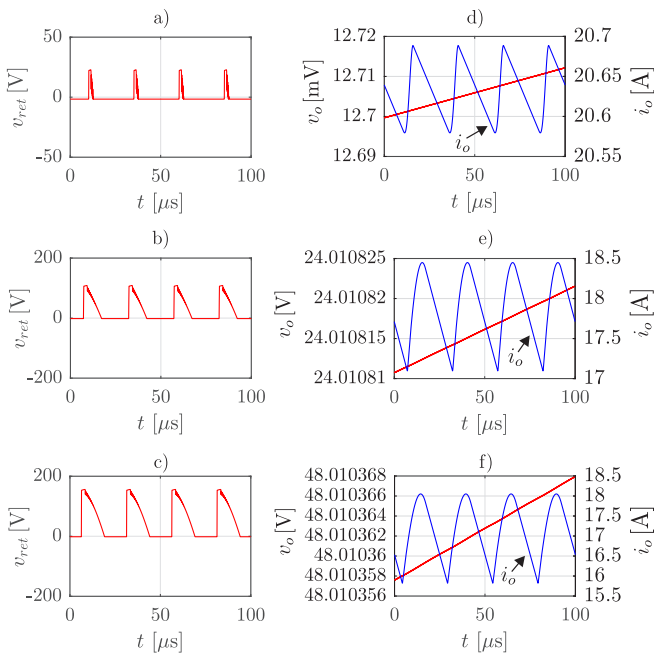


Fig. 22. Formas de onda da tensão (v_{ret}) obtidas por simulação, para uma tensão na carga (V_o) de a) 0 V, b) 24 V e c) 48 V; e as formas de onda da tensão e da corrente na carga (supercapacitor) (v_o e i_o), para uma tensão inicial na carga (V_o) de d) 0 V, e) 24 V e f) 48 V.

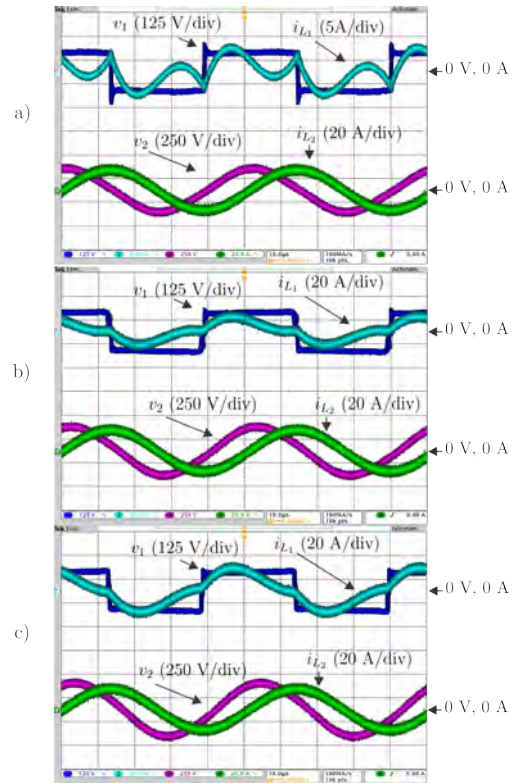


Fig. 23. Formas de onda da tensão e da corrente na saída do inversor (v_1 e i_{L_1}) e da tensão e da corrente na entrada do transformador (v_2 e i_2), para uma tensão inicial na carga (V_o) de a) 0 V, b) 24 V e c) 48 V.

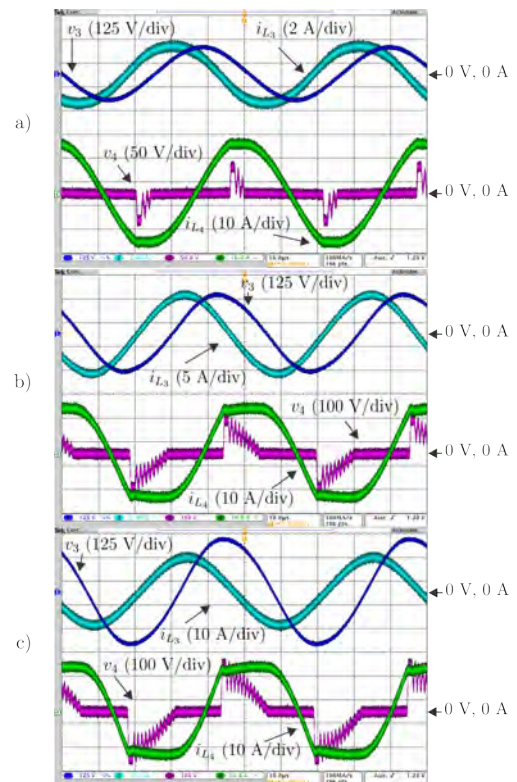


Fig. 24. Formas de onda da tensão e da corrente na saída do transformador (v_3 e i_{L_3}) e da tensão e da corrente na entrada do retificador (v_4 e i_4), para uma tensão inicial na carga (V_o) de a) 0 V, b) 24 V e c) 48 V.

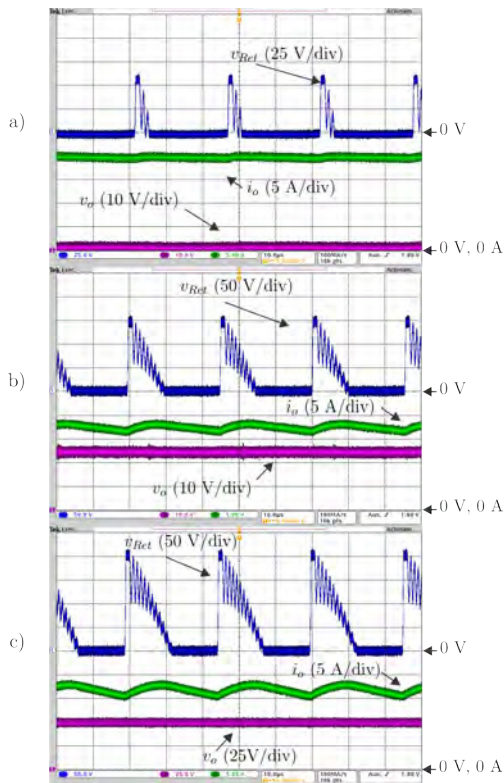


Fig. 25. Formas de onda da tensão na saída da ponte retificadora (v_{ret}) e da tensão e da corrente na carga (v_o e i_o), para uma tensão inicial na carga (V_o) de a) 0 V, b) 24 V e c) 48 V.

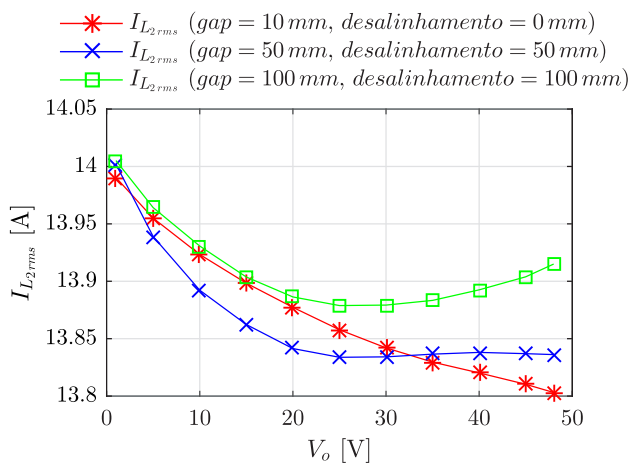


Fig. 26. Corrente eficaz no primário do transformador ($I_{L2,rms}$) em função do gap , do desalinhamento e da tensão de saída V_o (simulação utilizando MEF)

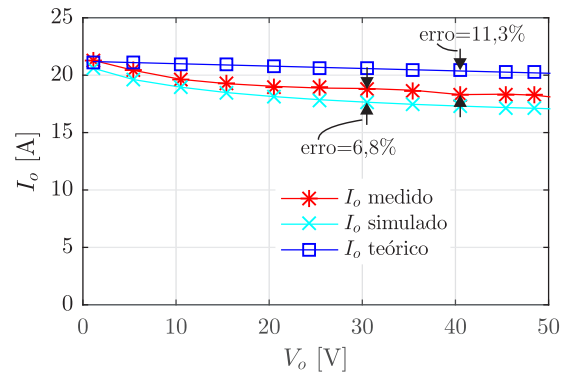


Fig. 27. Comparação entre os resultados experimentais, de simulação e teórico da corrente de saída I_o em função da tensão de saída V_o .

- *— I_o ($gap = 45$ mm, desalinhamento = 0 mm)
- *— I_o ($gap = 45$ mm, desalinhamento = 15 mm)
- *— I_o ($gap = 50$ mm, desalinhamento = 0 mm)
- *— I_o ($gap = 50$ mm, desalinhamento = 15 mm)
- *— I_o ($gap = 55$ mm, desalinhamento = 0 mm)
- *— I_o ($gap = 55$ mm, desalinhamento = 15 mm)

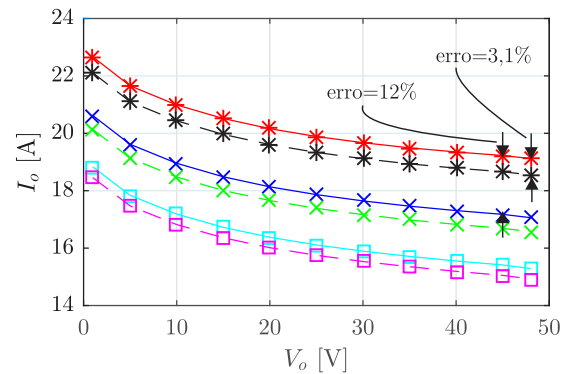


Fig. 28. Corrente de saída I_o em função do gap , do desalinhamento e da tensão de saída V_o (simulação utilizando MEF).

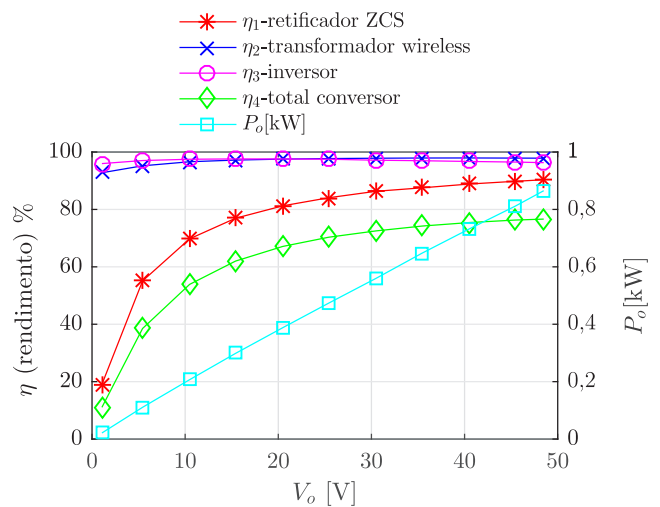


Fig. 29. η (rendimento) e potência na saída do conversor P_o em função da tensão de saída V_o .

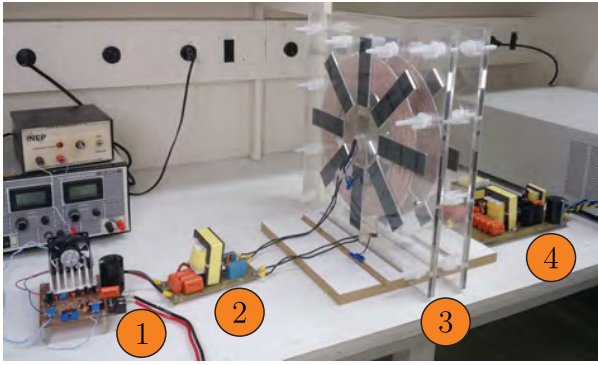


Fig. 30. Vista da montagem experimental.

de tensão e de corrente na entrada (v_2 e i_{L_2}) e na saída (v_3 e i_{L_3}) do transformador, mostradas na Figura 20 d), e) e f), na Figura 21 a), b) e c), na Figura 23 e na Figura 24. As formas de onda apresentadas na Figura 20 d), e), e f) e na Figura 23 e os resultados de simulação mostrados na Figura 26 confirmam o valor teórico de $I_{L_{2,rms}}$ (apêndice B) e mostram que a rede de imitância do primário impõe corrente com amplitude constante (i_{L_2}) na entrada do transformador. A rede de imitância do secundário, juntamente com o retificador ZCS impõe na saída uma corrente contínua com baixa ondulação conforme mostra a Figura 22 d), e) e f) e a Figura 25 a), b) e c). Conseqüentemente, quanto menor for a ondulação de corrente menor serão as perdas na resistência interna da carga (supercapacitor, bateria). As formas de onda mostradas na Figura 22 d), e) e f) e na Figura 25 e os resultados apresentados na Figura 27, mostram que a amplitude da corrente de saída I_o mantém-se constante (dentro de limites) para os diversos valores da tensão na saída V_o , comportamento análogo ao de uma fonte de corrente. Na Figura 27 observa-se que o erro entre os valores teóricos de I_o e os experimentais é de até 11,3%, enquanto que o erro entre os valores experimentais e os de simulação é de até 6,8%. O efeito da variação do *gap* e do *desalinhamento* do transformador no valor da amplitude da corrente de saída I_o , pode ser observado na Figura 28. Verifica-se que uma alteração de 5 mm (10%) no valor do *gap* causa uma variação de até 12% na amplitude da corrente de saída I_o , enquanto que uma alteração de 15 mm (10% do raio do pad) no valor do desalinhamento causa uma variação de até 3,1%. Por isso, nas aplicações práticas, a tolerância com as variações do *gap* devem ser proporcionalmente menor do que as com as variações do desalinhamento. A potência máxima transferida para a carga (P_o) foi de 939,2 W ($E = 100$ V, $V_o = 48$ V, $gap = 50$ mm, $desalinhamento = 0$ mm e $f = 20$ kHz). Nessa condição, se obteve os seguintes rendimentos: $\eta_1=90,5\%$ (retificador), $\eta_2=98,3\%$ (transformador), $\eta_3=96,2\%$ (inversor) e $\eta_4=77,5\%$ (total do conversor). O rendimento medido no transformador operando com carga máxima (98,3%) é superior ao rendimento medido no transformador utilizado em [7] (93,3%). Na Figura 29 observa-se que o rendimento do transformador (η_2) é superior a 94,5% para toda faixa de operação da tensão na carga (V_o).

VII. APÊNDICE

A. Rendimento

Os rendimentos são definidos como $\eta_1 = \frac{P_o}{P_4} \%$, $\eta_2 = \frac{P_3}{P_2} \%$, $\eta_3 = \frac{P_1}{P_E} \%$ e $\eta_4 = \frac{P_o}{P_E} \%$, nos quais P_E é a potência medida na fonte de entrada (E), P_1 a potência medida na saída do inversor, P_2 a potência medida na entrada do transformador, P_3 a potência medida na saída do transformador e P_4 a potência medida na entrada do retificador.

B. Dimensionamento da Rede de Imitância do Primário do Transformador

Dados: $E = 100$ V, $L_2 = 84 \mu\text{H}$, $I_{L_{2,rms}} = 14$ A e $f = 20$ kHz.

A rede T-LCL do primário tem característica de rede de imitância se $X_1 = X_{L_1} = X_{C_1} = (X_{L_2} - X_{C_2})$. Os valores da tensão $V_{1,rms}$ e das reatâncias X_{L_1} e X_{L_2} são calculados através de:

$$V_{1,rms} = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi} = 90 \text{ V} \quad (24)$$

$$X_{L_1} = \frac{V_{1,rms}}{I_{L_{2,rms}}} = 6,43 \Omega \quad (25)$$

$$X_{L_2} = 2\pi f L_2 = 10,56 \Omega. \quad (26)$$

Os valores da indutância L_1 e das capacitâncias C_1 e C_2 são obtidos com:

$$L_1 = \frac{X_{L_1}}{2\pi f} = 51 \mu\text{H} \quad (27)$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f X_{C_1}} = 1,24 \mu\text{F} \quad (28)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f (X_{L_2} - X_{L_1})} = 1,92 \mu\text{F}. \quad (29)$$

C. Dimensionamento das Redes de Imitância do Secundário do Transformador

Dados: $M = 45 \mu\text{H}$, $L_3 = 84 \mu\text{H}$, $I_{L_{4,rms}} = 15$ A e $f = 20$ kHz.

A rede T-LCL do secundário tem característica de rede de imitância se $X_2 = X_{L_4} = X_{C_4} = (X_{L_3} - X_{C_3})$. Calcula-se o valor da tensão $V_{oc,rms}$ e das reatâncias X_{L_3} e X_{L_4} através de:

$$V_{oc,rms} = 2\pi f M I_{L_{2,rms}} = 79,19 \text{ V} \quad (30)$$

$$X_{L_3} = 2\pi f L_3 = 10,56 \Omega \quad (31)$$

$$X_{L_4} = X_{L_3} - X_{C_3} = \frac{V_{oc,rms}}{I_{L_{4,rms}}} = 5,28 \Omega. \quad (32)$$

O valor da indutância L_4 e das capacitâncias C_3 e C_4 é obtido com:

$$L_4 = \frac{X_{L_4}}{2\pi f} = 42 \mu\text{H} \quad (33)$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f(X_{L_3} - X_{L_4})} = 1,51 \mu F \quad (34)$$

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f X_{C_4}} = 1,51 \mu F. \quad (35)$$

D. Cálculo de I_o na Condição de Carga Máxima ($V_o = 48V$).

Dados: $L_o = 300 \mu H$, $I_{L_{4rms}} = 15 A$ e $f_{carga} = 40 kHz$.

$$I_{ond} = \frac{V_o}{2f_{carga} L_o} = 2 A \quad (36)$$

$$I_o = \sqrt{2} I_{L_{4rms}} - \frac{I_{ond}}{2} = 20 A \quad (37)$$

REFERÊNCIAS

- [1] T. Yasuda, I. Norigoe, S. Abe, Y. Kaneko, "Contactless charging systems", in *IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 1–7, 2011.
- [2] J. Villa, J. Sanz, J. Sallan, "Inductive battery charging system for electric vehicles", in *World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, pp. 1–4, 2013.
- [3] S. Lee, B. Choi, C. Rim, "Dynamics Characterization of the Inductive Power Transfer System for Online Electric Vehicles by Laplace Phasor Transform", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5902–5909, Dec 2013.
- [4] L. Chen, G. Nagendra, J. Boys, G. Covic, "Double-Coupled Systems for IPT Roadway Applications", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 37–49, March 2015.
- [5] Sunwin, "Super Capacitor City Bus", 2015. [Online]. Disponível em: www.sunwinbus.com
- [6] Z.E.L. Co, "EDLC Urban Rail System", 2015. [Online]. Disponível em: www.csrgc.com.cn
- [7] T. Kudo, T. Toi, Y. Kaneko, S. Abe, "Contactless power transfer system suitable for low voltage and large current charging for EDLCs", in *International Power Electronics Conference (IPEC - ECCE-Asia)*, pp. 1109–1114, 2014.
- [8] M. B. Borage, *Resonant Converter Topologies for Constant-Current Power Supplies and Their Applications*, Tese de Doutorado, Raja Ramanna Centre for Advanced Technology, Indore, 2011.
- [9] G. A. Covic, J. T. Boys, M. L. G. Kissin, H. G. Lu, "A Three-Phase Inductive Power Transfer System for Roadway-Powered Vehicles", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 3370–3378, Dec 2007.
- [10] A. Reatti, "Analysis and design of a current-driven two-inductor ZCS low di/dt full-wave rectifier", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 43, no. 9, pp. 745–759, Sep 1996.
- [11] W. A. Nitz, W. C. Bowman, F. T. Dickens, F. M. Magalhaes, W. Strauss, W. B. Suiter, N. G. Ziesse, "A new family of resonant rectifier circuits for high frequency DC-DC converter applications", in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 12–22, 1988.
- [12] M. K. Kazimierczuk, "Analysis of class E zero-voltage-switching rectifier", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 37, no. 6, pp. 747–755, Jun 1990.
- [13] M. Bartoli, A. Reatti, H. K. Kazimierczuk, "Class-E current-driven center-tapped low dv/dt rectifier", in *IEEE Industry Applications Conference (IAS)*, pp. 874–881, 1995.
- [14] A. Ivascu, M. K. Kazimierczuk, S. Birca-Galateanu, "Class E resonant low dv/dt rectifier", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 39, no. 8, pp. 604–613, Aug 1992.
- [15] A. Reatti, M. K. Kazimierczuk, R. Redl, "Class E full-wave low dv/dt rectifier", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 40, no. 2, pp. 73–85, Feb 1993.
- [16] M. K. Kazimierczuk, J. J. Jozwik, "Analysis and design of class E zero-current-switching rectifier", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 37, no. 8, pp. 1000–1009, Aug 1990.
- [17] M. K. Kazimierczuk, W. Szaraniec, "Analysis of class E low di/dt rectifier with a series inductor", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 29, no. 1, pp. 278–287, Jan 1993.
- [18] A. Ivascu, M. K. Kazimierczuk, S. Birca-Galateanu, "Class E resonant low di/dt rectifier", *IEE Proceedings G - Circuits, Devices and Systems*, vol. 140, no. 6, pp. 417–423, Dec 1993.
- [19] R. W. Erickson, D. Maksimonić, *Fundamentals of Power Electronics*, Springer US, New York, 2001.
- [20] C. Y. Huang, G. A. Covic, J. T. Boys, "Resonant network design considerations for variable coupling lumped coil systems", in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3841–3847, 2012.
- [21] C. Y. Huang, J. E. James, G. A. Covic, "Design Considerations for Variable Coupling Lumped Coil Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 680–689, Feb 2015.
- [22] N. A. Keeling, G. A. Covic, J. T. Boys, "A Unity-Power-Factor IPT Pickup for High-Power Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 2, pp. 744–751, Feb 2010.
- [23] H. Irie, H. Yamana, "Immittance converters suitable for power electronics", *Electrical Engineering in Japan*, vol. 124, no. 2, pp. 53–62, Jul 1998.
- [24] N. Keeling, G. A. Covic, F. Hao, L. George, J. T. Boys, "Variable tuning in LCL compensated contactless power transfer pickups", in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 1826–1832, 2009.
- [25] H. Irie, H. Kisimoto, "A T-LCLC type immittance converter", *Electrical Engineering in Japan*, vol. 142, no. 3, pp. 57–63, Dec 2003.
- [26] K. Onishi, H. Irie, A. Sakurai, H. Yamana, "Examination on Efficiency Characteristics of

- Impedance Converter”, *Journal of the Japan Institute of Power Electronics*, vol. 24, no. 1, pp. 56–62, April 1998.
- [27] M. Budhia, G. Covic, J. Boys, “Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 11, pp. 3096–3108, Nov 2011.
- [28] R. Bosshard, J. Muhlethaler, J. Kolar, I. Stevanovic, “Optimized magnetic design for inductive power transfer coils”, in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1812–1819, 2013.
- [29] M. Budhia, J. Boys, G. Covic, C.-Y. Huang, “Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 318–328, Jan 2013.
- [30] Y. Nagatsuka, N. Ehara, Y. Kaneko, S. Abe, T. Yasuda, “Compact contactless power transfer system for electric vehicles”, in *Power Electronics Conference (IPEC)*, pp. 807–813, 2010.
- [31] N. Silva, R. L. O. Pinto, M. L. Heldwein, A. J. Perin, “Magnetic link device design for an inductive power transfer system”, in *13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1–6, 2015.

DADOS BIOGRÁFICOS

Nilton Francisco Oliveira da Silva, nasceu em Pelotas, Rio Grande do Sul em 1963. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Católica de Pelotas em 1985. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina em 1988 e atualmente está concluindo o curso de doutorado em Engenharia Elétrica na mesma instituição (previsão de defesa 2017). É Professor do Departamento de Telecomunicações do Instituto Federal de Santa Catarina desde 1990. De 1990 à 2012 foi sócio e trabalhou como gerente de desenvolvimento da empresa CEBRA Ltda.

Marcelo Lobo Heldwein, possui graduação (1997) e mestrado (1999) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) e doutorado (2007) pelo Swiss Federal Institute of Technology (ETH Zurich). Atualmente é professor adjunto do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC. De 1999 a 2001 atuou como assistente de pesquisa no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), Florianópolis. De 2001 a 2003 foi engenheiro de P&D da Informat, trabalhando no projeto de fontes junto à Emerson Network Power. De 2003 a 2008 trabalhou no ETH Zurich na área de Eletrônica de Potência. Tem experiência na área de Eletrônica Industrial, atuando principalmente nos seguintes temas: fontes de alimentação, EMC, conversores PWM trifásicos, conversores multiníveis, correção do fator de potência, modelagem e controle de conversores estáticos e sistemas de conversores estáticos distribuídos. É Senior Member do Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) e membro da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).

Arnaldo José Perin, nasceu em Nova Prata, Rio Grande do Sul em 1953. Formou-se em Engenharia Eletrônica pela Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul em 1977. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina em 1980 e o título de Docteur Ingenieur (Dr. Ing.) pelo Institut National Polytechnique de Toulouse, França, em 1984. Professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina desde 1980 onde foi PROFESSOR TITULAR a partir de 1996. Atualmente é aposentado e atua como Professor Voluntário. Já atuou em projetos em conjunto com a indústria, orientou dissertações de Mestrado, teses de doutorado, publicou um livro e tem publicado trabalhos em revistas e congressos no país e no exterior. Sua área de atuação é a Eletrônica de Potência, atuando principalmente nos seguintes temas: correção do fator de potência, conversores multiníveis, inversores, modulação e sistemas de iluminação. É Member do Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) e membro fundador da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).