

TÓPICOS SELECIONADOS SOBRE O ESTADO-DA-ARTE EM TRANSFERÊNCIA INDUTIVA DE POTÊNCIA

Rodolfo Castanho Fernandes, Azauri Albano de Oliveira Jr.

Escola de Engenharia de São Carlos, USP – Universidade de São Paulo, Depto. de Engenharia Elétrica e de Computação.

São Carlos - SP

e-mail: rodolfofc@ieec.org

Resumo – O objetivo deste trabalho é apontar as atuais fronteiras do conhecimento em Transferência Indutiva de Potência. Para isso, é feita a divisão por tópicos, que abordam de forma compreensível os diversos assuntos relacionados à transferência de potência elétrica sem contatos sólidos entre fonte e carga, a partir de extensa revisão da literatura da última década. São apresentados e comentados os resultados de pesquisas relevantes quanto à formulação matemática dos princípios desta tecnologia e os procedimentos de projeto de conversores especiais. Evidenciam-se ainda os estágios de processamento de energia, para todas as faixas de frequência e potência para as quais atualmente existem resultados experimentais, e respectivas técnicas de controle. Patentes referentes a aplicações comerciais são mencionadas ao longo do trabalho. Uma discussão sobre limites de exposição aos campos eletromagnéticos e certificação das soluções completa o trabalho.

Palavras-Chave – Conversores Ressonantes, Sistemas Fracamente Acoplados, Transferência Indutiva de Potência.

SELECTED TOPICS ON THE STATE-OF-THE-ART OF INDUCTIVE POWER TRANSFER

Abstract – The objective of this paper is to point the current frontiers of knowledge in Inductive Power Transfer. This is done by dividing the theme in threads to deal comprehensively with the various issues related to the transfer of electrical power without solid contacts between source and load, based on an extensive literature review of the last decade. Results of relevant research on the mathematical formulation of the principles of this technology and design procedures for special converters are presented. Moreover, considering experimental results, this work discusses power stages for different frequencies and power levels and their control techniques. Patents related to novel techniques in commercial appliances are cited along the work. A discussion on limits for electromagnetic fields exposure and certification of solutions completes this work.¹

Keywords – Inductive Power Transfer, Loosely-coupled systems, Resonant Converters.

¹Artigo submetido em 12/10/2013. Primeira revisão em 17/01/2013. Aceito para publicação em 10/02/2014, por recomendação do Editor Henrique A. C. Braga.

I. INTRODUÇÃO

A Transferência Indutiva de Potência (TIP) é apenas uma dentre as diversas formas de Transferência de Potência Sem Fios (*wireless power transfer*). Existe ainda a transferência capacitiva de potência, por microondas, por lasers de diversos comprimentos de onda e outras para as quais também não há contato sólido entre carga e fonte. TIP, portanto, é um ramo da Transferência de Potência Sem Fios. Certamente o ramo que possui atualmente maior maturidade. Este trabalho considera apenas a transferência em sua forma indutiva.

TIP é um tema que tem recebido crescente atenção acadêmica na última década em virtude do incentivo industrial e comercial para o aprimoramento de soluções que permitam a alimentação de equipamentos elétricos sem contato mecânico e, ao mesmo tempo, possam ser produzidas em escala industrial com reduzida complexidade. A Figura 1 mostra de maneira simplificada a organização de um sistema de TIP com um único receptor.

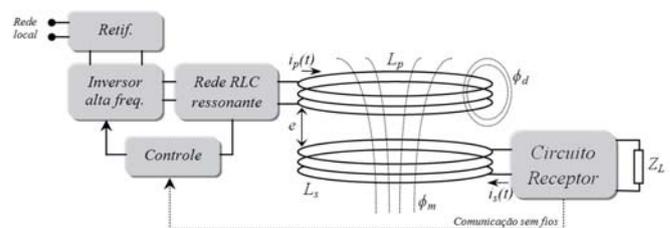


Fig. 1. Organização de um sistema de Transferência Indutiva de Potência com receptor único.

Ao se utilizar o próprio ar como meio para o estabelecimento do fluxo magnético, elimina-se a conexão sólida e limitante que impõem os núcleos magnéticos sólidos de aço silício, ferrite e semelhantes. Como primeiro efeito, isto permite maior mobilidade entre fonte e carga e esta última passa a ser provida de maior liberdade de posicionamento espacial [1].

Mais além, a inexistência de contatos elétricos (fios, cabos, escovas e anéis de escorregamento) por onde se estabeleceria o fluxo de potência, implica na impossibilidade de produção de faíscas elétricas e, como os circuitos emissor e receptor podem ser encapsulados, o nível de isolamento do dispositivo torna-se bastante elevado e o risco de choque elétrico aos usuários é minimizado severamente.

Com exceção de componentes metálicos ou ferromagnéticos, não há restrições para o meio de separação entre emissor e receptor, podendo tal ser composto por ar, líquidos, gases inflamáveis ou tóxicos. Até mesmo corpos sólidos, como paredes de concreto, podem estar posicionados

entre fonte e carga, como analisa [2] do ponto de vista de eficiência.

A seguir, o equacionamento básico de TIP a partir da teoria de circuitos elétricos é apresentado, como revisão e para melhor introdução do assunto.

A. Equacionamento Simplificado de TIP: Comparação com Transformador Não-Ideal

Assim como em um transformador não-ideal, onde é respeitada a Equação de Faraday-Lenz $v_{sa}(t) = -N_s(d\phi_m(t)/dt)$, da variação temporal do fluxo magnético mútuo ϕ_m resulta a tensão induzida no circuito receptor (ou secundário) em aberto, $v_{sa}(t)$. Se o fator de acoplamento entre emissor e receptor, k , é dado por $k = \phi_m / (\phi_m + \phi_d)$, então tem-se $k \rightarrow 1$ em um transformador real pois o fluxo de dispersão ϕ_d é pequeno em comparação com ϕ_m . Em aplicações de TIP, naturalmente ocorre que $\phi_d > \phi_m$ tal que $k < 0.5$. Daí o fato de os indutores do conversor de TIP serem ditos *fracamente acoplados*. Já o termo *transferência indutiva* vem da semelhança entre o conversor de TIP e o transformador convencional.

A partir do transformador não-ideal mostrado na Figura 2, obtém-se o circuito equivalente tal que o acoplamento entre ambos os lados do circuito sejam representados por $j\omega MI_p$ e $-j\omega MI_s$, onde ω é a frequência angular da fonte $v_{ca}(t)$, M é a indutância mútua e I_p e I_s os fasores corrente no emissor e no receptor. As auto-impedâncias dos circuitos emissor e receptor são dadas por $Z_{pp} = R_p + j\omega L_p$ e $Z_{ss} = R_s + j\omega L_s + Z_L$, nesta ordem e assim, tem-se (1) e (2). O terceiro membro de (2) torna claro que a redução de M reduz a corrente no circuito receptor, afetando a potência elétrica entregue à Z_L . Cabe observar que, embora I_p se eleve quando M é reduzido, tipicamente tem-se $I_p \gg I_s$ em TIP, de forma que os efeitos sobre o emissor são muito menos significativos que no receptor.

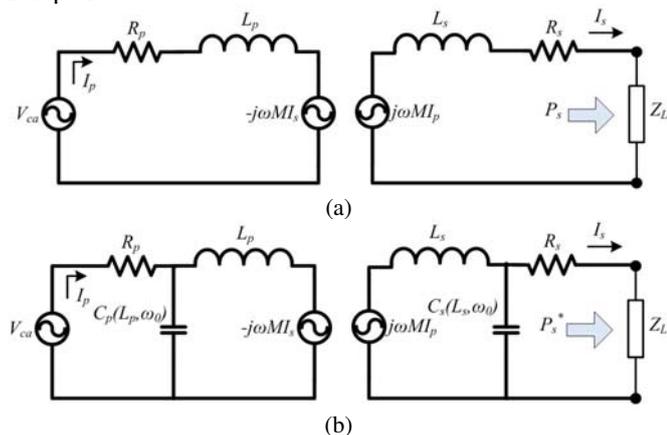


Fig. 2. Representação com fasores para o transformador não-ideal. (a) sem compensação, (b) com compensação.

$$I_p = \frac{Z_{ss}}{Z_{pp}Z_{ss} + \omega^2 M^2} V_{ca} \quad (1)$$

$$I_s = \frac{j\omega M}{Z_{pp}Z_{ss} + \omega^2 M^2} V_{ca} = \frac{j\omega M}{Z_{ss}} I_p \quad (2)$$

$$M = k\sqrt{L_p L_s} \quad (3)$$

Para a simplificação de que $Z_L = R_L$, a compensação das reatâncias indutivas ωL_p e ωL_s através da introdução de elementos capacitivos na condição $\omega = \omega_0$ resulta em $Z_{pp}^* = R_p$ e $Z_{ss}^* = R_s + R_L$, indicando através de (1) e (2) que há possibilidade de elevar as correntes em ambos os circuitos pela simples redução da impedância vista pelos terminais da fonte V_{ca} .

Em termos de potência ativa, o máximo entregue à carga Z_L é dado por (4), em função da corrente de curto-circuito I_{sc} e da tensão de circuito aberto V_{sa} , no receptor.

P_s corresponde à metade da potência aparente máxima teórica no receptor. Por outro lado, se o circuito possuir malha ressonante LC série, por exemplo, a potência ativa máxima P_s^* pode ser escrita em termos do fator de qualidade do indutor receptor, Q_s , e da potência aparente S_s conforme (5).

$$P_s = \frac{1}{2} V_{sa} I_{sc} = \frac{1}{2} S_s \quad (4)$$

$$P_s^* = Q_s S_s(\omega_0) = Q_s V_{sa} I_{sc} = \frac{Q_s \omega_0 M^2}{L_s} I_p^2 \quad (5)$$

$$\frac{P_s^*}{P_s} = Q_s S_s / \left(\frac{1}{2} S_s \right) = 2Q_s \quad (6)$$

A relação P_s^*/P_s calculada por (6) indica que o circuito compensado eleva a potência ativa em Z_L por um fator de $2Q_s$. Daí a relevância dos conversores ressonantes na aplicação de TIP.

Fazendo-se $Z_L = R_L = 0$ tem-se que a corrente no receptor é a própria corrente de curto-circuito, ou seja, $I_s = I_{sc}$ e é também dada por (2). Através de (4) e (5), se observa que a maximização da potência ativa transferida ao receptor está fortemente associada à maximização de I_{sc} .

Ainda em (5), conclui-se que P_s^* é diretamente proporcional à $\omega_0 = 2\pi f_0$ que é a frequência angular da corrente que percorre L_p . Tal corrente pode ser obtida por meio de um inversor com modulação PWM quadrada e resultará senoidal por consequência da presença da malha ressonante. O conceito é semelhante ao que se tem em conversores para aquecimento indutivo.

Retomando (3), os autores deste trabalho propõem que (2) seja derivada com respeito a k , de maneira a encontrar o ponto de máximo de I_s . Fazendo-se $dI_s/dk = 0$, chega-se a (7) onde com as auto-impedâncias sem compensação, Z_{pp} e Z_{ss} , obtém-se k para o qual I_s é máxima, de acordo com (8). Naturalmente, I_s neste caso é máxima quando $k = 1$, pois esta é a situação típica dos transformadores ideais.

$$k = \pm \sqrt{\frac{|Z_{pp}| |Z_{ss}|}{\omega^2 L_p L_s}} \quad (7)$$

$$k = \sqrt{1 + \frac{\omega^2 (R_s^2 L_s^2 + (R_s + R_L)^2 L_p^2) + R_p^2 (R_s + R_L)^2}{\omega^4 (L_p L_s)^2}} \quad (8)$$

$$k = \sqrt{\frac{R_p R_s + R_p R_L}{\omega_0^2 L_p L_s}} \quad (9)$$

Se em (7) Z_{pp}^* e Z_{ss}^* são usados, o resultado será (9), que define o fator de acoplamento k para o qual I_s é máximo quando há total compensação das reatâncias indutivas. Neste

caso, observa-se que o ponto de máximo da corrente no secundário ocorre para $k \ll 1$, o que é um indicativo da possibilidade de elevar a corrente no secundário ainda que este esteja fisicamente separado do circuito primário.

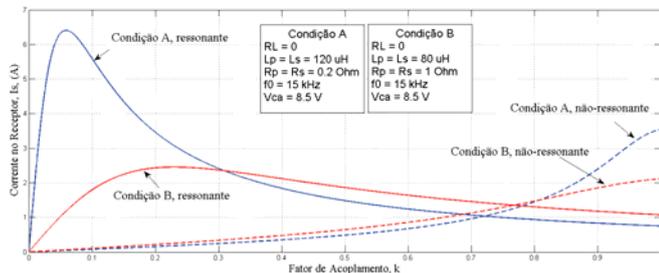


Fig. 3. Comparativo I_s vs. k para condição ressonante e não ressonante.

A Figura 3 mostra, para circuitos de parâmetros arbitrários, que I_s :

- Possui um ponto de máximo com $k \rightarrow 1$, este ponto é obtido em um circuito sem compensação de reatâncias e é determinado por (8);
- Possui um ponto de máximo com $k \rightarrow 0$, este ponto é obtido quando há compensação de reatâncias indutivas e pode ser determinado analiticamente por (9).

Estas são, portanto, informações suficientes para a compreensão da transferência indutiva de potência entre dois circuitos elétricos ainda que estes estejam sujeitos a baixíssimos fatores de acoplamento magnético.

A seção seguinte discute o estado-da-arte da transferência indutiva de potência com base em dez tópicos selecionados, em grande parte baseados na literatura dos últimos cinco anos. Os tópicos relacionados contribuem para o objetivo deste trabalho, que é de apontar as atuais fronteiras de pesquisa e desenvolvimento em TIP.

II. ESTADO-DA-ARTE DA TRANSFERÊNCIA INDUTIVA DE POTÊNCIA

Entre as aplicações que se beneficiam amplamente de TIP estão veículos elétricos [3],[4] (incluindo alimentação *on-line* [5]), dispositivos portáteis [6]-[8] (aparelhos celulares e eletrodomésticos, por exemplo), implantes e sensores biomédicos (como marca-passos [9], implantes retinianos [10] e implantes auditivos [11]) e também dispositivos *RFID* (*Radio-Frequency Identification*) [12].

A. Comparativo de Potência, Frequência e Distância Emissor-Receptor para Diferentes Aplicações de TIP

A Figura 4 traz o resultado de um levantamento comparativo de literaturas recentes (sobretudo de 2007 em diante) em termos de distância entre emissor-receptor, denotada por e , e potência ativa na carga, P_s^* .

Existem três grupos que claramente se diferenciam na Figura 4:

- O grupo dos Veículos Elétricos, cuja carga Z_L tal qual representada na Figura 1 é tipicamente um banco de baterias, ocupa a região de potências de até dezenas de *kW*, para distâncias da ordem de dezenas de milímetros entre emissor e receptor. A abordagem analítica contemplando

particularidades de veículos elétricos é detalhada em [16] e [20]. Em [18] e [22] tem-se eficiência global de $\eta = 90\%$ enquanto [23] e [24] reportam $\eta = 85\%$ sendo que em todos os casos se emprega o estágio *full-bridge* no emissor: estes resultados desfazem o conceito de que transferência indutiva é sinônimo de baixas eficiências. Uma malha ressonante LC paralelo no emissor e série no receptor é usada por [18] enquanto [22] e [23] empregam LCL-paralelo e em [24] a malha é LC série-série. A respeito das vantagens, modelamento matemático, a resposta dinâmica de cada uma destas malhas aplicadas particularmente aos veículos elétricos e respectivos limites de comutação não-dissipativa, recomenda-se o estudo dos capítulos 3, 4 e 5 de [32], o amplo estudo de [33] e a comparação proposta por [34];

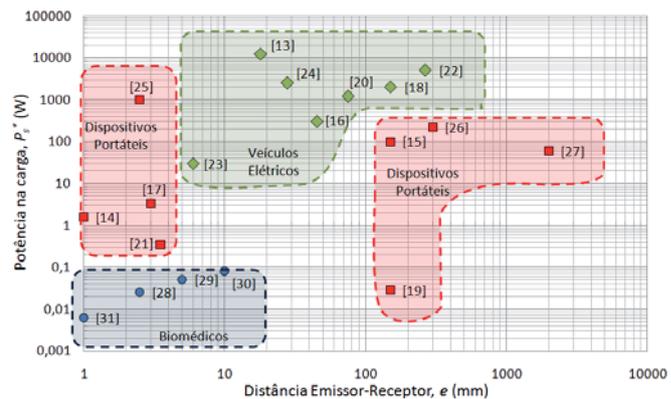


Fig. 4. Comparação quanto à P_s^* e e para aplicações em dispositivos portáteis, veículos elétricos e implantes biomédicos.

- O grupo dos Dispositivos Portáteis, que se divide em dois sub-grupos. No primeiro sub-grupo, à esquerda na Figura 4, estão os aparelhos celulares e semelhantes, para os quais a distância entre emissor e receptor pode ser pequena pois o dispositivo somente é alimentado quando colocado diretamente sobre uma base contendo o emissor (*powerpad*), ilustrada em detalhes por [6]. Usualmente existem severas restrições dimensionais, devido ao baixo perfil dos aparelhos portáteis [17]. Observa-se ainda que, existem pesquisas no sentido de elevar a eficiência de transmissão [25], ainda que tipicamente se trabalhe com conversores de baixa potência neste grupo. No segundo subgrupo estão os dispositivos que operam com distâncias de separação de até 2 m com cargas de dezenas de *Watts*. Exemplos de dispositivos neste subgrupo são sistemas de iluminação e alguns eletrodomésticos. Os resultados experimentais de [26] para os quais $\eta = 95\%$ são particularmente interessantes por empregar $f_0 = 2 \text{ MHz}$, $e = 300 \text{ mm}$ e $P_s^* = 220 \text{ W}$;

- O grupo dos Dispositivos Biomédicos, do qual fazem parte aplicações críticas e vitais, como marca-passos [31] e para o qual as potências na carga não superam décimos de *Watts*. Para este grupo, a tecnologia de TIP é inovadora, pois permite alimentar implantes quando a recarga das baterias internas torna-se impossível devido ao fim da vida útil das mesmas. Isto elimina ou posterga a necessidade de intervenções cirúrgicas. Ao mesmo tempo, a transferência indutiva torna desnecessária qualquer conexão mecânica entre o ambiente externo e o interior do corpo humano, reduzindo o desconforto do indivíduo portador do implante e minimizando a chance de processos infecciosos

[28]. Quando associados a algoritmos e circuitos de comunicação sem fio, os implantes (receptores) e seus respectivos emissores podem formar um sistema completo de telemetria. Para o caso dos marca-passos, pode ser feita a transferência de dados acerca do ritmo cardíaco e demais parâmetros médicos ao mesmo tempo em que é feita a alimentação do dispositivo, monitoramento do estado de carga da bateria e todo o controle do próprio ritmo cardíaco [9]. Em [28], [29] e [31] o circuito emissor é constituído de um gerador RF e circuito amplificador. Muitas outras aplicações biomédicas tornar-se-ão plausíveis com o avanço da tecnologia de TIP, conforme discute amplamente [35].

Quando as mesmas referências bibliográficas são dispostas em termos de distância entre emissor e receptor e da frequência de operação do conversor ressonante, f_0 , tem-se como resultado a Figura 5.

Observa-se que a tecnologia de semicondutores é fator limitante para o caso de veículos elétricos, de forma que, dada a necessidade de processar potências da ordem de kW , as frequências de operação ficam limitadas a algumas dezenas de kHz e, conseqüentemente, se impõe menor distanciamento emissor-receptor.

Os dispositivos portáteis encontram-se em faixa intermediária de frequência e potência, embora haja tendência de elevação da distância que separa emissor e receptor por questões de maior mobilidade.

As Figuras 4 e 5, portanto sugerem que a Eletrônica de Potência pode contribuir para o desenvolvimento de conversores de TIP em variadas faixas de potência, frequência e aplicação. Isto se tornará ainda mais evidente através das seções seguintes.

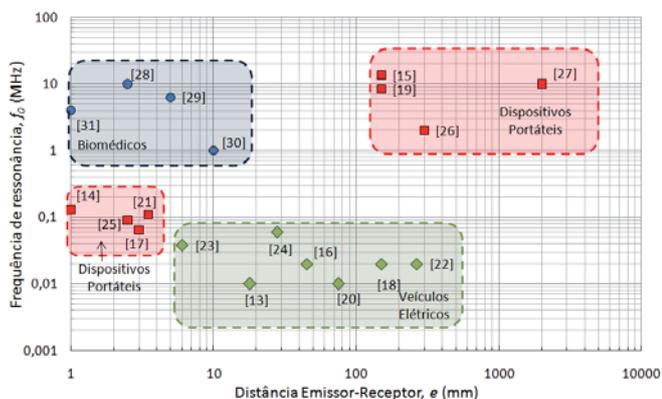


Fig. 5. Comparação quanto à f_0 e e para aplicações em dispositivos portáteis, veículos elétricos e implantes biomédicos.

B. Conversores Auto-Ressonantes

Em oposição à Figura 2.b, onde a reatância capacitiva da malha ressonante é determinada por um elemento discreto (um capacitor intencionalmente introduzido no circuito), nos conversores auto-ressonantes a capacitância (parasita) intrínseca é o elemento de compensação. Esta capacitância resulta da geometria e dos materiais dos enrolamentos e está, portanto, fortemente relacionada com parâmetros construtivos. Como sua ordem é geralmente de poucos nF , f_0 para auto-ressonância será da ordem de até algumas dezenas de MHz .

A Figura 6.a mostra a organização dos elementos indutivos de acordo com [27]. A corrente no emissor é

fornecida por um estágio de potência denominado oscilador *Colpitts*, Figura 6.b, para o qual $f_0 = 10$ MHz. Este estágio é alimentado a partir da rede elétrica, é isolado em baixa frequência e possui um circuito de potência e outro de sinal, totalmente analógico e que contém um multiplicador de tensão para acionamento da chave ativa. O circuito de sinal é realimentado pela saída em corrente através do indutor L_D . Como há necessidade de elevadas correntes no emissor, a chave ativa é um triodo (válvula).

Os indutores emissor e receptor (L_p e L_s) são helicoidais e possuem diâmetro de 600 mm pois assim pode-se ajustar as capacitâncias intrínsecas C_p e C_s manipulando, por exemplo, o espaçamento entre espiras. Para maior facilidade neste ajuste, L_p e L_s são desconectados mecanicamente de fonte e carga, respectivamente. A potência é transferida do oscilador para L_p pelo acoplamento magnético k_D , depois de L_p para L_s através de k e finalmente entre L_s para L_L e para a carga por meio de k_L . Enquanto k é muito baixo, k_D e k_L são elevados. Os demais fatores de acoplamento são desprezíveis,

Os autores reportam fatores de qualidade experimentais da ordem de 13000. Com sucesso demonstra-se a transferência de 60 W para $e = 2$ m e $\eta = 40\%$. Cabe observar que os fatores de qualidade somente podem ser tão elevados devido à baixíssima resistência série resultante dos condutores de elevada seção transversal, que nem sempre podem ser utilizados devido às limitações dimensionais.

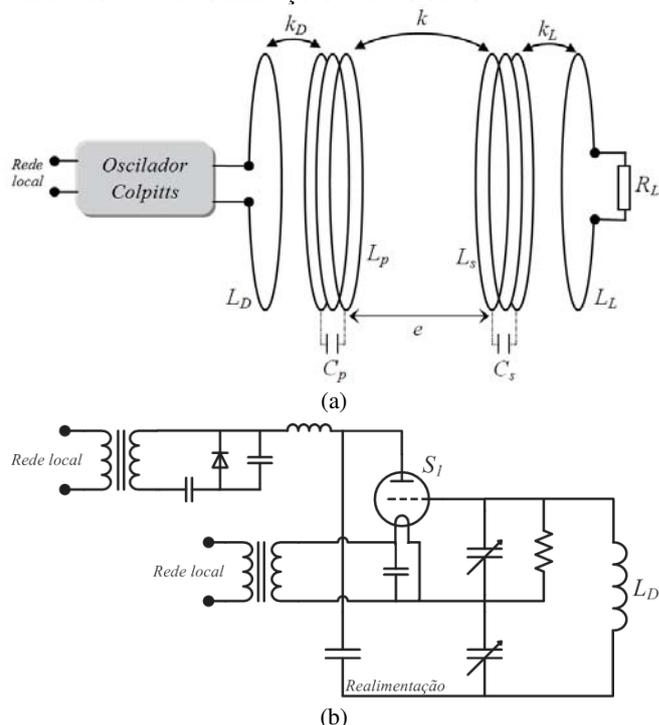


Fig. 6. Conversor auto-ressonante conforme proposto por [27], (a) circuito esquemático e (b) detalhe do oscilador *Colpitts*.

Para f_0 nesta ordem de grandeza, a auto-ressonância é afetada pela proximidade de alguns objetos. Por meio de simulações, [36] indica que f_0 sofre redução de 5% quando da aproximação do corpo humano.

Este sem dúvida é um problema desafiador para a Eletrônica de Potência: visto que a frequência de auto-ressonância depende da geometria dos indutores e dos objetos próximos, é necessário desenvolver uma malha de

controle que mantenha f_0 dentro de limites aceitáveis, garantindo comutação não-dissipativa, enquanto o ponto de ressonância é dinamicamente reajustado.

Além deste desafio, que atualmente limita o emprego de conversores auto-ressonantes em aplicações industriais, têm-se problemas advindos da baixa eficiência e da inexistência de opções de estágios de potência e de semicondutores para tais níveis de potência e frequência.

C. TIP vs. Transferência por Ressonadores Fortemente Acoplados (RFA)

Em [27] e [37] a transferência de potência sem fios é explicada não pela abordagem de circuitos elétricos feita na Introdução do atual trabalho, mas sim pela Teoria dos Modos Acoplados. Esta é uma abordagem válida para quaisquer elementos que se encontrem em ressonância, seja ela acústica, magnética, nuclear, etc. e permite a análise da troca de energia no domínio do tempo entre objetos (no caso presente, entre fonte e carga) excitados a uma mesma frequência. Após a publicação de [27], a Teoria dos Modos Acoplados tem sido tomada como base para o equacionamento de circuitos cuja excitação é da ordem de MHz, como por exemplo, nos capítulos 2 e 8 de [38].

Mais do que isso, em [37] é sugerida a distinção entre Transferência Indutiva de Potência e a Transferência por Ressonadores Fortemente Acoplados (traduzido a partir da designação original *transfer through strongly coupled resonance*). Esta distinção viria do fato de que em frequências da ordem de MHz, a transferência de potência seria mais bem explicada assumindo-se algumas hipóteses aplicáveis à transmissão de sinais elétricos, como em antenas, por exemplo. Com base nisto, [37] trata a transferência de potência com os conceitos de campos próximos, comprimento de onda e taxa de absorção de energia por parte de objetos próximos ao conversor ou à carga. A partir destas taxas de absorção (que são não-idealidades para a transferência) pode-se inclusive escrever uma expressão para o fator de acoplamento entre emissor e receptor, vide [27].

Contudo, mais recentemente, [39] demonstrou que as equações apresentadas por [37] e as equações clássicas de um transformador não-ideal em regime permanente (em termos de correntes no primário e secundário e também quanto à eficiência) são equivalentes. Por meio de um desenvolvimento bastante lógico, foi demonstrado analiticamente que aqueles parâmetros que influenciam negativamente a transferência de potência em [27] e [37] possuem equivalentes na teoria de circuitos elétricos como, por exemplo, as resistências série dos indutores de emissor e/ou receptor, que costumemente são observadas através de seus fatores de qualidade.

Em [40], por meio de um procedimento experimental comprova-se a equivalência de ambas as formulações: para diferentes distâncias entre emissor e receptor, a eficiência de transmissão obtida pela formulação proposta na Introdução deste trabalho apresenta erro inferior a 4% em relação ao que se obtém pela formulação de [37]. Desta forma, os conceitos usuais de circuitos elétricos são suficientes para qualquer análise em transferência indutiva de potência, não obstante a distância entre emissor e receptor ou a frequência f_0 . Apenas

há que se observar que alguns efeitos tornam-se mais expressivos para elevadas frequências.

O experimento realizado por [40] é mostrado na Figura 7. Ambos os circuitos emissor e receptor são conectados a um analisador vetorial de redes (AVR), que fornece os parâmetros-s [2] do sistema de indutores, sem a necessidade de estágios de potência. Os indutores emissor e receptor são sempre os mesmos, mas a forma de compensação de reatâncias pode ser feita discretamente (através da malha ajustável de compensação) ou utilizando parâmetros intrínsecos aos enrolamentos. No primeiro caso tem-se a transferência indutiva, no segundo tem-se um conversor organizado conforme a Figura 6.a.

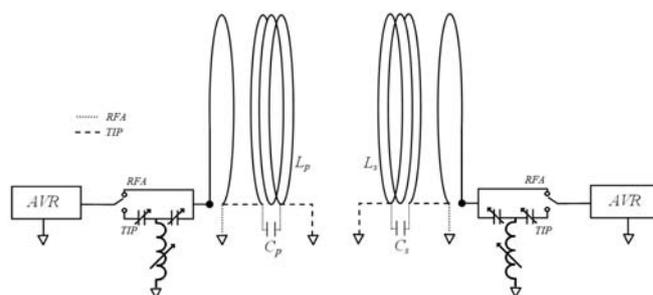


Fig. 7. Arranjo experimental para demonstração da equivalência entre TIP e Ressonadores Fortemente Acoplados.

A principal diferença entre a compensação por malha discreta e por parâmetros intrínsecos está nas perdas, que são maiores na compensação discreta, pois capacitores e indutores adicionais introduzem resistências série e elementos parasitas além daqueles observados quando o indutor é único.

Em suma, [39] e [40] confirmam que a Lei de Faraday da Indução, sendo uma das Equações de Maxwell é suficiente para compreensão de TIP.

D. Conversores Auto-Oscilantes

Conversores auto-oscilantes são basicamente inversores conectados a uma malha ressonante para os quais a forma de onda da corrente na carga é utilizada para geração dos pulsos de comando das chaves semicondutoras ativas. Tem-se assim uma operação que é auto-sustentada, resultando em circuito de controle simplificado.

Embora seja uma classe de conversores já proposta para aplicações em reatores eletrônicos (*Self-Oscillating Electronic Ballasts, SOEB*, conforme [41] com estágio *push-pull* e [42] com *half-bridge*), a demanda por conversores de baixo custo para aplicações em TIP fez ressurgir o interesse nestas soluções.

Diferentemente do que se vê em [42] que utiliza um pequeno transformador de três enrolamentos para comando dos semicondutores, o capítulo 7 de [32] apresenta um conversor *push-pull* alimentado em corrente comandado por estrutura ainda mais simples, que dispensa o transformador e reduz o número de componentes da solução. Outra melhoria está na eliminação do circuito de partida, mandatório para a entrada em operação dos circuitos de [41] e [42]. A proposta de [32] é representada na Figura 8.

No início da operação, o barramento CC impõe tensão sobre as duas chaves ativas, que entram em condução

simultaneamente, permitindo que indutor L_E armazene energia. As diferenças entre parâmetros práticos das duas chaves ativas (por exemplo, a resistência série em condução) e dos indutores L_{aux} , resultam em divisão desigual da corrente vinda do barramento CC, fazendo com que as tensões sobre $S1$ e $S2$ sejam ligeiramente diferentes. Isto aliado ao fato de que também existem variações paramétricas nos diodos zener, favorece o bloqueio das chaves. Nos primeiros instantes, portanto são os parâmetros realísticos do circuito que permitem alcançar a condição ZVS em poucos milissegundos sem a necessidade de auxílio. O alcance da frequência de ressonância de acordo com os parâmetros LC é naturalmente obtido.

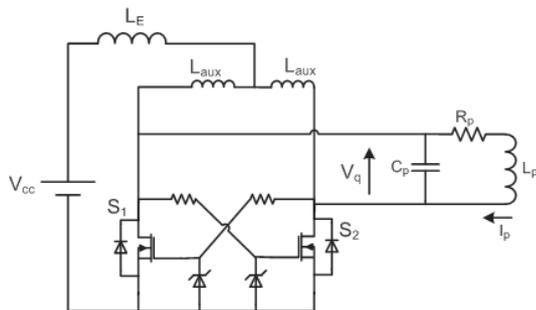


Fig. 8. Conversor *push-pull* alimentado em corrente auto-oscilante com controle simplificado.

A principal limitação desta proposta é quanto à dissipação de potência no diodo zener e respectivo resistor, para os casos em que a tensão sobre a chave é muito superior à tensão de zener. Como a tensão de *gate* dos semicondutores de potência está na faixa de uma ou duas dezenas de *Volts* e a tensão no circuito ressonante pode ser de centenas de *Volts* dependendo da tensão do barramento CC, o resistor de *gate* deve ter resistência elevada o bastante para limitar a corrente de zener. Isto, por outro lado, atrasa as bordas de subida da tensão de *gate*, afetando a entrada em condução da chave ativa. Mais além, a elevada resistência impede a descarga completa das capacitâncias de *gate*, levando a falhas no bloqueio do semiconductor. A aplicação desta proposta é sugerida em veículos elétricos, cujas frequências usuais são reduzidas, mas não há registro de implementação experimental em níveis relevantes de potência.

E. Transferência Indutiva para Múltiplos Receptores

Em [19], o sistema fracamente acoplado é organizado de acordo com a Figura 9, onde emissor e receptor são formados por pares de indutores. Esta proposta é uma evolução daquilo que se vê na estrutura apresentada pela Figura 6.a, embora particularmente a compensação de reatâncias indutivas em [19] tenha sido atingida por componentes discretos. Nesta nova proposta, o emissor possui diâmetro 23 vezes maior que o dos receptores.

É justamente nesta escala de emissor e receptor que reside a possibilidade de transferência para múltiplos receptores: se o emissor é suficientemente maior que os receptores, o campo magnético gerado por ele se distribui espacialmente de forma que diversos pequenos receptores podem se encontrar dentro da área de atuação, “imersos” no campo e se aproveitando do fluxo magnético, simultaneamente.

Se os receptores são de diâmetro reduzido, o fluxo magnético que os enlaça terá distribuição quase uniforme (tão mais uniforme quanto menor o diâmetro dos receptores em relação ao emissor). Disto podem resultar receptores menos susceptíveis às variações de posição espacial, isto é, cuja tensão eficaz induzida é aproximadamente constante para diferentes posições relativas emissor-receptor.

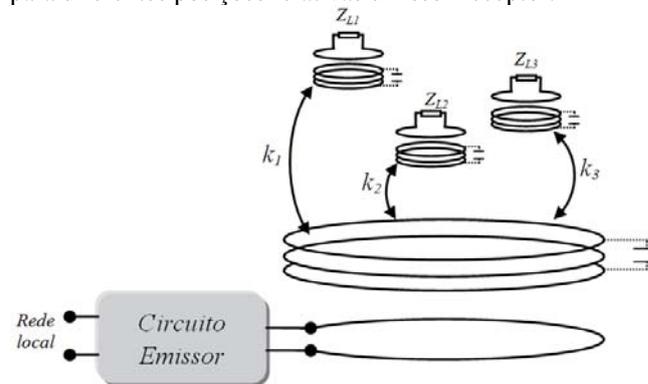


Fig. 9. Sistema de alimentação de múltiplos pequenos receptores.

Se existirem acoplamentos magnéticos entre circuitos receptores, haverá a possibilidade de a transferência de potência ser prejudicada em todos eles, dada a perda de independência operacional. Isto significa que, se as indutâncias mútuas entre receptores não podem ser desprezadas, a corrente que circula em um deles induzirá tensão nos demais. Ainda de acordo com a Lei de Faraday, esta tensão poderá ser tal que minimiza aquela tensão induzida diretamente pelo circuito emissor.

Portanto, a alimentação de múltiplos receptores de acordo com a configuração da figura anterior é possível desde que:

- Cada enrolamento receptor esteja posicionado em uma região onde o campo magnético produzido pelo circuito primário seja aproximadamente uniforme (relação de diâmetros);
- As indutâncias mútuas entre receptores tenham efeito insignificante sobre o acoplamento magnético entre primário e cada um dos secundários. Isto significa que os secundários devem respeitar limites de distância entre si, ou serem providos de alguma forma de blindagem.

Outro aspecto importante da alimentação de múltiplas cargas a partir de um único circuito emissor é que esta requer conversores robustos e com controle capaz de corrigir o ponto de operação de acordo com a conexão e desconexão de cargas, mantendo a eficiência, estabilidade e regulação dos parâmetros de saída. A característica de resposta dinâmica destes conversores também é de grande importância visto que a retirada, por exemplo, de uma carga no circuito secundário significa alterar o fluxo de potência emissor-receptor e isto não pode influenciar na operação dos demais receptores remanescentes no sistema.

O fato de que se podem alimentar simultaneamente diversos receptores, com cargas independentes, abre caminhos para a alimentação de uma única carga provida de múltiplos elementos receptores, distribuídos espacialmente. Esta concepção é mostrada na Figura 10, conforme apresentado por [43].

Dada uma posição relativa qualquer entre emissor e receptor, o fluxo mútuo ϕ_m resulta da soma dos fluxos ϕ_x , ϕ_y e

ϕ_z . A tensão induzida na carga é função das tensões induzidas em cada enrolamento receptor, os quais são perpendiculares entre si. [43] representa a primeira proposta de um receptor capaz de aproveitar o fluxo magnético em três dimensões. Usando a ponte retificadora após cada enrolamento receptor, não há necessidade de observar a polaridade dos indutores.

As considerações acerca da indutância mútua entre os enrolamentos receptores se aplicam também neste caso.

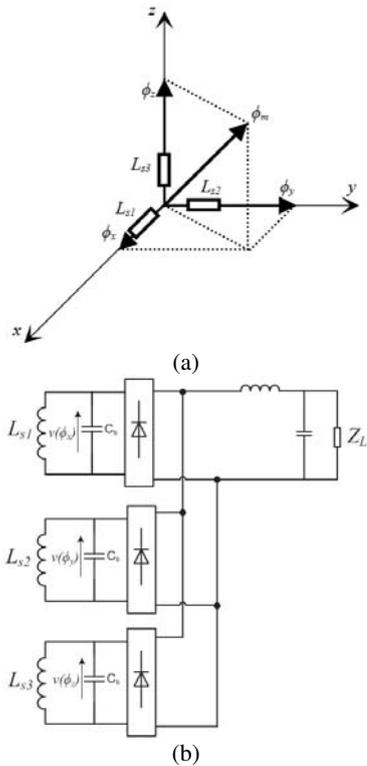


Fig. 10. Sistema tridimensional de múltiplos receptores para campos magnéticos em diferentes direções. (a) Orientação espacial dos indutores receptores L_{s1} , L_{s2} e L_{s3} (b) exemplo de conexão dos enrolamentos receptores para alimentação de uma única carga (indutores de interfase omitidos).

Em [44] o mesmo princípio é aplicado a veículos elétricos, utilizando-se núcleos de ferrite no receptor e apenas dois indutores. Nesta aplicação, diferentemente do que é mostrado na Figura 1, o indutor emissor não é concentrado e sim compreende uma trilha, por vezes de comprimento superior a 100 m, por cima da qual trafega o veículo em um circuito fechado.

Em operação real, o veículo (receptor) apresenta desalinhamento em relação ao percurso da trilha (fixo, emissor), de forma que o fator de acoplamento se reduz, afetando negativamente a potência transferida. Múltiplos enrolamentos secundários são então preferíveis.

A Figura 11.a ilustra as geometrias propostas por [44], para melhor aproveitamento das componentes vertical e horizontal do campo magnético. A indutância mútua entre enrolamentos receptores é nula devido à disposição dos mesmos sobre o núcleo de alta permeabilidade magnética. Portanto, há independência operacional.

Estes enrolamentos, verticais (L_{sv-a} e L_{sv-b}) e horizontais (L_{sh-a} e L_{sh-b}), apesar da nomenclatura, na Figura 11.a, são idênticos construtivamente. A forma como são conectados é

que define sua funcionalidade. Por exemplo, os enrolamentos ditos horizontais são conectados em série, de forma que disponibilizam potência à carga quando o veículo encontra-se desalinhado com o condutor da trilha, Figura 11.b. Já os enrolamentos verticais, pela sua conexão, são responsáveis por alimentar o veículo elétrico quando estão cada um sobre um sentido da trilha.

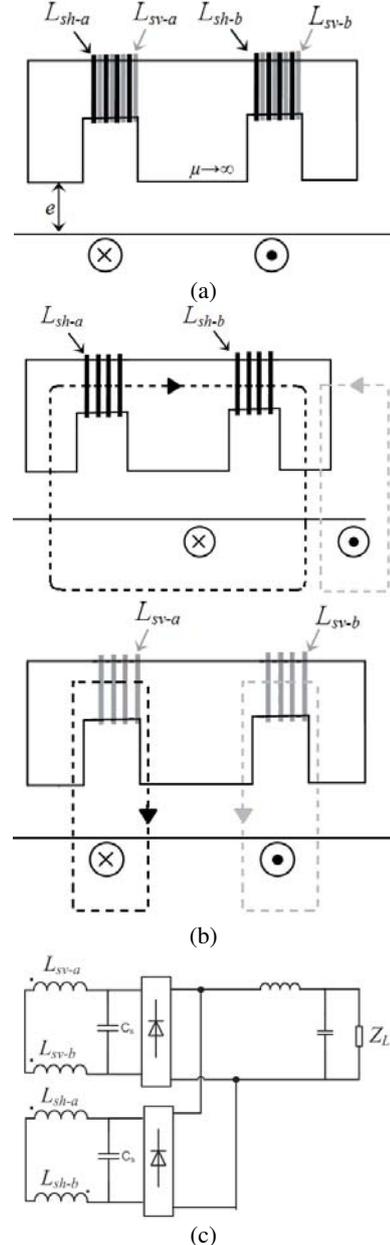


Fig. 11. Sistema de múltiplos receptores em veículos elétricos. (a) Aspecto construtivo, (b) receptores ativos de acordo com desalinhamento e (c) conexão dos enrolamentos receptores para alimentação de uma única carga.

F. Conversores Multifase e Bidirecionais

Não somente o circuito receptor pode ter múltiplos indutores, mas também o emissor. Isto é particularmente vantajoso no caso de transformadores planares, pois estes podem ser dispostos lado a lado para aumentar a área de atuação do conversor [6], [14]. A Figura 12 ilustra a distribuição espacial da densidade de fluxo magnético, B , resultante da sobreposição de transformadores planares (esta

é uma representação simplificada e, obviamente, somente possui caráter ilustrativo já que o fluxo magnético varia em função do tempo).

Os transformadores planares, embora possam ter geometrias complexas (hexagonais, no exemplo da Figura 12.a), são facilmente implementados. Além disso, placas de circuito impresso de múltiplas camadas geralmente são empregadas (algumas ressalvas se aplicam em termos dos limites de corrente elétrica) formando uma malha de circuitos posicionados com certa defasagem espacial de forma que seus fluxos gerados se sobreponham. Isto é mostrado na Figura 12.b e resulta em distribuição mais uniforme de B .

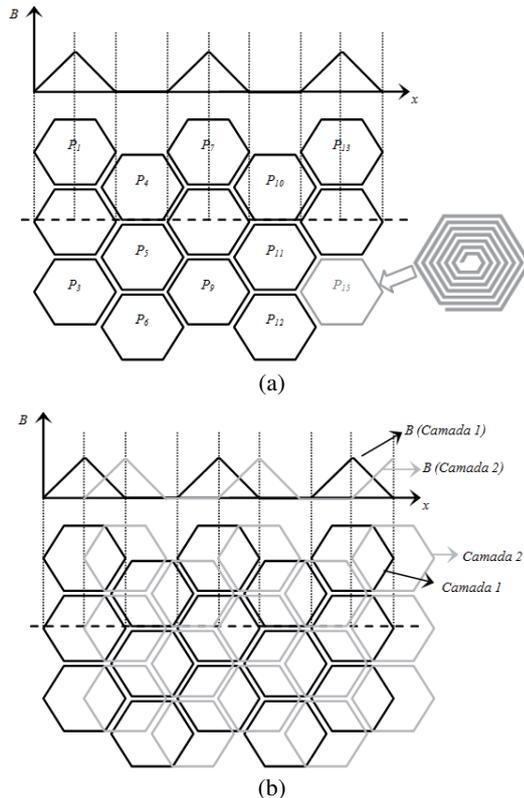


Fig. 12. Distribuição espacial do fluxo magnético utilizando múltiplos transformadores planares, (a) camada única e (b) multicamadas.

De forma geral, os conversores de múltiplos indutores primários são ditos multifásicos (em razão de serem alimentados por um inversor de três braços ativos, semelhante a um inversor trifásico) e a cada braço ativo podem ser conectados diversos transformadores planares (conectados em série). Uma classificação comum na literatura é feita a partir do número de fases, como se segue.

Com apenas um indutor no emissor e outro no receptor, tem-se o conversor monofásico, chamado de *SS* (*Single-phase/Single-phase*), representado esquematicamente na Figura 13.a. O conversor com primário trifásico e um único secundário, é chamado de *TS* (*Three-phase/Single-phase*) e o esquema geral é mostrado na Figura 13.b. Há acoplamento magnético entre todos os indutores do sistema, em maior ou menor grau. O circuito receptor também pode ser múltiplo, originando uma estrutura *TT* (*Three-phase/Three-phase*), como aquela apresentada na Figura 13.c, para carga puramente resistiva.

O trabalho de [45] traz amplo estudo acerca do procedimento para redução dos sistemas *TS* e *TT* em um modelo *SS* equivalente. Este modelo é especialmente interessante, pois permite o desenvolvimento e análise de estruturas otimizadas para a transferência indutiva de potência e também auxilia a escolha da correta técnica de controle dos semicondutores ativos.

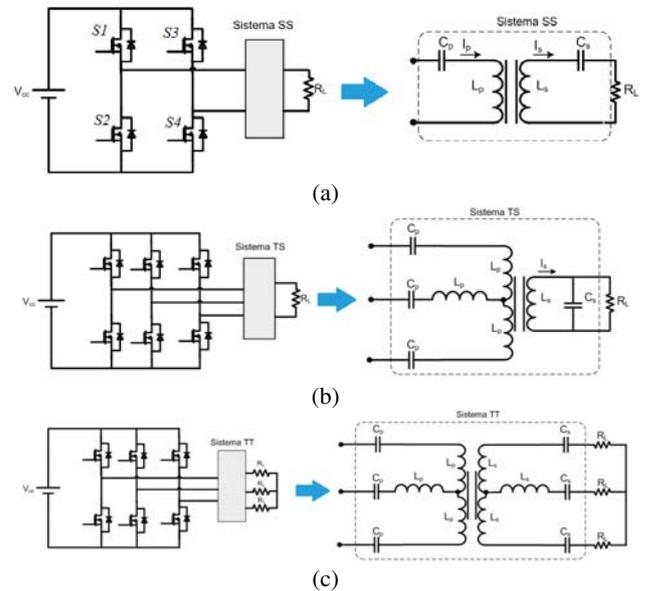


Fig. 13. Conversores polifásicos para transferência indutiva de potência. (a) sistema SS, (b) sistema TS e (c) sistema TT.

Ainda que a revisão bibliográfica dos autores do presente trabalho tenha sido bastante ampla, não foram encontrados registros de implementação dos conversores polifásicos discutidos, a não ser os próprios resultados de validação de [45]. Esta é, portanto, uma área de pesquisas bastante recente e para a qual a Eletrônica de Potência pode contribuir significativamente.

Conversores bidirecionais, conforme propostos por [4] e [46], também carecem de estudos detalhados e de protótipos. Estruturalmente, este conversor é composto por dois sistemas *SS* idênticos, onde a bidirecionalidade é introduzida pelo uso de chaves ativas bidirecionais em corrente.

Estes últimos conversores serão certamente muito úteis em aplicações de *smart-grids*, para utilização em veículos elétricos em redes *vehicle-to-grid*, pois permitirão que o fluxo de potência se estabeleça da rede elétrica para o banco de baterias do veículo ou do banco de baterias para a rede, sem contatos sólidos.

G. Métodos de Detecção de Carga

Se k é sempre valor muito pequeno, então a amplitude de $i_p(t)$, a corrente no emissor, é praticamente independente da carga no secundário. Ao contrário de um transformador real, onde a ausência de carga indica que no primário circula apenas a corrente de magnetização, os conversores de TIP mantêm elevadas correntes ainda que não haja um receptor próximo. Métodos de detecção de carga (ou de proximidade de receptor), portanto são necessários por questões de racionalização de energia elétrica: se não há carga, não há necessidade de manter o emissor em operação.

Em [47] é apresentado um método de detecção de carga em eletrodomésticos, com base na injeção de energia, para um conversor alimentado em tensão, com malhas ressoantes do tipo série.

Na etapa de injeção de energia, as chaves ativas do estágio *full-bridge* são comandadas no modo complementar, por um intervalo de tempo definido pelo controle. Isto se dá entre τ_0 e τ_1 e a energia injetada E_{inj} no circuito elétrico é determinada com base na energia inicialmente armazenada em C_p e L_p no instante inicial τ_0 da Figura 14, conforme (10), e na energia proveniente da fonte ou barramento CC no intervalo de injeção de energia, de acordo com (11). É preciso levar em conta também as perdas ôhmicas do enrolamento emissor, cuja resistência série é dada por R_p , e o efeito introduzido pela carga no receptor. Para tanto, sendo R_r a parte real da impedância do receptor refletida ao emissor, incluindo a resistência série do enrolamento receptor, tem-se (12).

Neste conjunto de equações, i_{cc} é a corrente média proveniente do barramento CC, cuja tensão média é V_{cc} , e $v_{Cp}(t)$ é a tensão instantânea sobre o capacitor C_p .

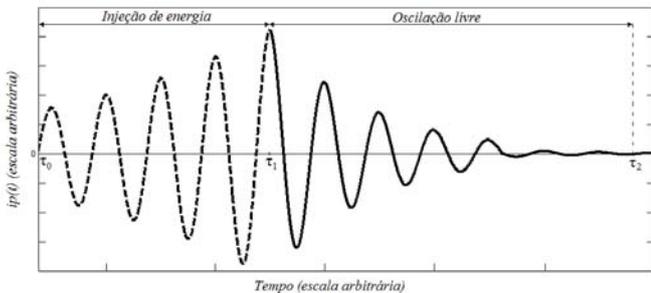


Fig. 14. Método de injeção de energia para detecção de carga em estágio *full-bridge* alimentado em tensão série-série ressonante.

Finalmente, a energia total injetada no sistema no intervalo de τ_0 a τ_1 é dada por (14). Até o instante τ_1 , a energia total no sistema apresenta um envelope crescente.

$$H(i_p, v_{Cp}) = \frac{1}{2}(L_p i_p^2(\tau_0)) + \frac{1}{2}(C_p v_{Cp}^2(\tau_0)) \quad (10)$$

$$H(i_{cc}) = \int_{\tau_0}^{\tau_1} V_{cc} i_{cc} d\tau \quad (11)$$

$$H(i_p, R_p, R_r) = \int_{\tau_0}^{\tau_1} i_p^2 (R_p + R_r) d\tau \quad (12)$$

$$E_{inj} = H(i_p, v_{Cp}) + H(i_{cc}) - H(i_p, R_p, R_r) \quad (13)$$

A partir de τ_1 , o estágio *full-bridge* (conforme circuito da Figura 13.a) é comandado para que S_2 e S_4 estejam em condução e S_1 e S_3 mantenham-se em bloqueio. Se não existissem perdas no sistema ressonante, o mesmo permaneceria em oscilação infinitamente. Contudo, (12) é responsável pela dissipação da energia armazenada, de forma que a partir de τ_1 , a energia apresenta um envelope decrescente.

A aquisição deste envelope, através de controlador programável (um *CPLD* em [47]), permite determinar o instante em que a energia injetada atinge a nulidade, em τ_2 . Com base nisto, determina-se $(R_p + R_r)$, que é a carga vista

pelo sistema ressonante, e o circuito emissor pode ser controlado de forma otimizada para alimentação específica da carga detectada. Em [48] uma técnica semelhante é aplicada em veículos elétricos, como forma de controlar o fluxo de potência.

Como limitação desta técnica, cabe observar que filtros capacitivos no receptor (em paralelo com a carga) impedem a correta detecção de carga, por armazenarem energia, prolongando a etapa de oscilação livre.

A partir de (12) se observa claramente a importância do fator de qualidade dos enrolamentos para a transferência indutiva de potência. É evidente que a parcela real da carga é a maior responsável pelo decaimento da energia no sistema, contudo, a minimização das resistências série dos indutores emissor e receptor deve ser objetivo sempre.

Outras técnicas de detecção de carga se dão através de redes de comunicação sem fios de curto alcance. Um transmissor localizado no circuito emissor envia constantemente um código específico, que é respondido apenas pelo circuito receptor apropriado, quando este se encontra nas imediações e em aproximação para iniciar a transferência de potência. Atualmente encontra-se em estudo a padronização destes protocolos de comunicação [1], [7].

Sem a necessidade de realimentação proveniente do receptor, a proposta de [49] apresenta resultados de protótipo de 150 W onde a carga é detectada somente a partir de parâmetros observáveis no circuito emissor. A Figura 15 ilustra a solução. Ao contrário de [47], [49] somente se aplica a inversores com malha ressonante com C_p em paralelo com L_p .

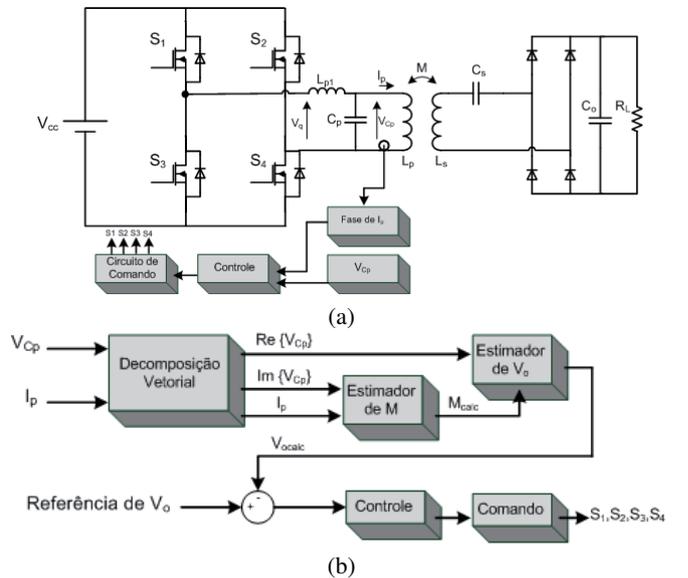


Fig. 15. Método de detecção de carga e regulação do fluxo de potência em estágio *full-bridge* alimentado em tensão paralelo-série ressonante. (a) circuito de potência e (b) estratégia de controle.

A corrente no enrolamento primário é dada por (14) e em (15) tem-se uma expressão para a tensão sobre a carga considerando a tensão V_q imposta pelo inversor. A tensão V_{Cp} , é dada em (16).

A parte real depende da tensão sobre a carga, V_o , e, em caso de variação desta tensão, os efeitos serão verificados no primeiro termo de (16). Em seguida o controlador deverá

atuar sobre V_q até que V_o seja estabelecido no valor de referência, sem a necessidade de sensores ou estimadores no secundário.

$$I_p = \frac{1}{j\omega_0 L_p} V_q \quad (14)$$

$$V_o = \frac{\pi M}{2\sqrt{2}L_s R_L} I_p \quad (15)$$

$$V_{Cp} = \frac{\pi M}{2\sqrt{2}L_2} V_o + j\left(\omega_0 L_p - \frac{\omega_0 M^2}{L_s}\right) I_p \quad (16)$$

A parcela real de V_{Cp} é função da indutância mútua, M . É preciso então considerar variações da indutância mútua para regular V_o corretamente.

Pela análise da parte imaginária de V_{Cp} , observa-se que esta depende da indutância mútua, mas não é dependente da carga. Sendo assim, qualquer variação de M será manifestada na parte imaginária de (16). A nova indutância mútua pode então ser calculada (estimada) e seu efeito introduzido na compensação de V_o . O controlador proposto é apresentado na Figura 15.b. Nesta figura M_{calc} e V_{ocalc} são os valores estimados da indutância mútua e da tensão de saída, respectivamente.

Esta proposta, portanto, fundamenta-se no equacionamento típico do conversor com malha ressonante paralelo no emissor, tal qual discute [33] e pode simultaneamente ser usada para detecção da carga e para regulação do fluxo de potência entre ambos os lados do conversor.

H. Transferência de Potência na Presença de Materiais Adversos

A transferência indutiva de potência traz como vantagem sobre a transferência por contato mecânico a maior mobilidade e também a possibilidade de alimentação de cargas elétricas quando existem corpos sólidos entre esta e a fonte.

Esta possibilidade é extremamente relevante para as aplicações biomédicas, onde o fluxo de potência se estabelece através de tecidos biológicos de diferentes propriedades. Por exemplo, em [10] os autores relatam a alimentação de um implante ocular, onde o meio é basicamente uma solução aquosa. Em [11] que se trata de um implante coclear, a composição do meio é de tecidos como cartilagem e pele. E em [9] a alimentação de um marca-passo requer a transferência de potência através de pele, músculos e ossos. Em todos os casos, é preciso que o emissor seja auto-ajustável de maneira que a potência demandada pelo receptor seja entregue independentemente das variações de propriedades destes tecidos biológicos e da extensão dos mesmos (que varia entre indivíduos e que corresponde à distância que separa emissor e receptor).

Observa-se sempre a predominância de experimentos com f_o da ordem de MHz e emprego de auto-ressonância quando se objetiva transferir potência através de corpos sólidos. Assim, um conversor projetado para operar com f_o qualquer, será naturalmente afetado pela presença de corpos sólidos devido à variação de capacitância introduzida por eles. Esta variação é tão mais significativa quanto menor for a distância

entre emissor ou receptor e este corpo adicional e implica diretamente na redução da eficiência da transferência de potência, já que perde-se a compensação da reatância indutiva do circuito.

Uma redução de 30% na eficiência de transmissão (quando comparada com transmissão através do ar) é relatada no estudo experimental de [15], para potências no emissor de até 100 W, $e = 150$ mm, $f_o = 13,56$ MHz para o meio constituído de concreto.

A capacitância parasita também é alterada em maior ou menor grau pela natureza do corpo adicional. Exemplo disto é que nos experimentos de [37] folhas metálicas são posicionadas sobre emissor e receptor para se atingir a capacitância correta e assim chegar-se à ressonância. Embora em [37] estes corpos adicionais resultem em melhores transferências de potência, a presença não intencional dos mesmos é responsável pelo efeito oposto, conforme demonstrado por [50], para o qual a presença de um corpo metálico reduz a eficiência de 96% para 37%.

Transferir potência em meios altamente não-homogêneos e sujeitos à introdução de objetos adversos (como por exemplo, em um ambiente onde circulam pessoas), é um desafio e, ao mesmo tempo, uma necessidade. TIP somente atingirá plena aplicação na substituição de fios e cabos elétricos quando a tecnologia superar as adversidades mencionadas nesta seção.

De maneira geral, conversores para TIP na presença de corpos adversos requerem maior estudo e melhor modelagem, pois hoje se observa que as constatações são obtidas experimentalmente, quando o protótipo já foi desenvolvido. Estes efeitos devem ser incluídos em métodos práticos de projeto de conversores para TIP.

I. Técnicas de Projeto de Conversores para TIP

As limitações de projeto de conversores para TIP estão quase que em sua totalidade associadas ao sistema fracamente acoplado, pois os estágios de potência e controle já são de domínio da Eletrônica de Potência. Neste sentido, as técnicas de projeto aqui referidas dizem respeito somente ao sistema formado por emissores e receptores.

Os métodos clássicos de projeto de indutores, como aqueles tratados por [51] e amplamente empregados em projetos de fontes chaveadas e conversores CC-CC, aplicam-se apenas em parte ao desenvolvimento de sistemas fracamente acoplados, pois os entreferros agora possuem dimensões tipicamente superiores às dimensões dos núcleos magnéticos. Disto resulta que certas aproximações (como a de que os fluxos de espraiamento são nulos ou que o meio magnético é homogêneo) simplesmente não podem ser aplicadas. Mais além, em aplicações com veículos elétricos de alimentação *on-line*, a distância entre emissor e receptor é uma função do tempo e da posição espacial do veículo. Uma condição dinâmica, portanto.

Recentemente métodos de projeto específicos para TIP foram propostos com base na Teoria de Eletromagnetismo. Exemplos disto são o tratamento do fluxo de potência a partir da formulação do vetor Poynting em [52] e o desenvolvimento analítico de [53] para o desalinhamento espacial entre emissor e receptor, para o qual há inclusive comparação com resultados experimentais indicando

excelente conformidade. Nenhuma das técnicas, entretanto, permite levar em consideração simultaneamente as não-idealidades dos enrolamentos (capacitâncias parasitas, fator de qualidade, efeito pelicular, efeito de proximidade), propriedades magnéticas de núcleos (resposta em frequência, saturação), descontinuidades e assimetrias nos núcleos, e corpos próximos e as condições dinâmicas da distância emissor-receptor.

No caso das aplicações biomédicas, há ainda necessidade de que as técnicas de projeto permitam avaliar a elevação de temperatura resultante do estabelecimento do fluxo de potência através dos tecidos biológicos, e isto não tem sido atendido por formulações aproximadas. É neste cenário que as técnicas computacionais vêm ganhando importância.

Em especial, as simulações com tratamentos multifísicos formam a base de procedimentos de projeto em aplicações complexas de TIP. Este tipo de análise computacional utiliza geralmente o Método dos Elementos Finitos (MEF)[21], nas formulações 2D ou 3D, para a discretização e solução de sistemas fracamente acoplados com geometrias complexas do ponto de vista eletromagnético, eletromecânico e termodinâmico, no domínio do tempo ou da frequência.

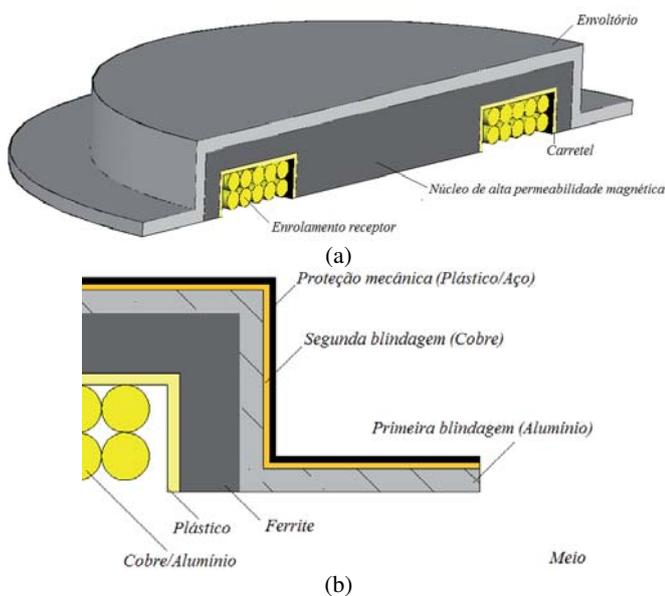


Fig. 16. Exemplo de receptor prático. (a) vistas em corte e (b) detalhe da diversidade de materiais que compõem a estrutura.

Na formulação tridimensional, o MEF é aplicado por [54] para a determinação da indutância mútua entre indutores planares e por [55] no estudo da maximização do fator de acoplamento em emissores circulares. Neste último, observa-se a clara dependência de P_s^* em relação ao diâmetro do emissor, da presença ou não de núcleos de ferrite e da disposição destes. Nos dois casos, a complexidade do problema impede a solução por técnicas analíticas, que não permitiriam visualizar a disposição espacial do fluxo magnético.

Algumas geometrias axissimétricas ou que podem ser representadas de forma planar (como aquelas usadas em veículos elétricos, conforme detalha [13]) são passíveis de serem simuladas pelo MEF em formulação bidimensional, como é o caso do receptor da Figura 16. A principal

vantagem com relação à versão tridimensional é a grande redução do esforço computacional. Isto permite que o método seja solucionado em computadores pessoais sem demandar muito tempo (este tempo é geralmente da ordem de minutos).

Na figura 16.b observa-se outra utilidade do Método De Elementos Finitos, que é a possibilidade de analisar estruturas compostas por diversos materiais de propriedades distintas simultaneamente. Isto é necessário para o projeto de conversores de TIP comerciais, onde blindagens e reforços mecânicos são necessários para a correta interação entre o conversor e as demais partes de um produto.

A proposta de [56] apresenta um procedimento iterativo capaz de representar geometricamente um sistema fracamente acoplado a partir da simulação de circuitos elétricos. Dadas as indutâncias L_p e L_s , o fator de acoplamento entre ambas e a frequência de operação do circuito, o procedimento realiza sucessivas iterações utilizando o MEF até determinar que diâmetros e número de espiras devem ter os indutores emissor e receptor para que sejam válidos os resultados do circuito elétrico. O procedimento permite ainda caracterizar qualquer sistema fracamente acoplado axissimétrico do ponto de vista de desalinhamentos laterais, axiais e/ou angulares, de forma que k é prontamente determinado e se pode estudar o efeito destes desalinhamentos sobre a potência entregue ao receptor. A força resultante entre emissor e receptor (especialmente relevante para análise de esforços no chassi de veículos elétricos), bem como os efeitos de blindagem, podem ser também avaliados. Outro ponto importante é que o aplicativo de discretização e análise pelo MEF usado em [56] é gratuito.

Há muito a precisão do MEF (quando comparada com as formulações teóricas e os resultados experimentais) é tida como altamente confiável para projeto de aplicações críticas. Isto, aliado à possibilidade de simular um conversor para TIP com relação à transferência de calor, colocam o MEF como a forma mais adequada de estudo dos conversores, em qualquer nível de frequência, potência e aplicação.

J. Exposição aos Campos Eletromagnéticos Resultantes de TIP

Os métodos computacionais são usados ainda para a avaliação dos níveis aceitáveis de campos eletromagnéticos em uma dada distância do conversor, sem que para isso haja necessidade de construir um protótipo.

O trabalho de [57] chama a atenção para o fato de que as propriedades do campo eletromagnético resultantes da tecnologia de TIP são bem descritas pelo que se chama "campos próximos". Campos próximos e campos distantes são definições relacionadas às regiões resultantes da existência de campos eletromagnéticos variantes no tempo ao redor de uma fonte. Dentro de cada região existem interações diferentes entre campo elétrico e campo magnético. Para longas distâncias a partir da fonte, tem-se a definição clássica de radiação eletromagnética, para a qual se diz que o vetor campo elétrico e o vetor campo magnético são ortogonais entre si e ortogonais à direção de propagação da onda.

Enquanto a região de alcance do conversor de TIP é inferior à distância que separa campos próximos de campos

distantes, pode-se afirmar que o campo eletromagnético envolvido na transferência de potência é de natureza não-radiativa. Se a região de campo próximo estende-se até a fronteira dada por $d_{cp} = c/(2\pi f_0)$ a partir do circuito emissor, onde a constante c refere-se à velocidade de propagação da onda eletromagnética no vácuo, para a frequência de 1 MHz diz-se que o campo eletromagnético é de natureza não-radiativa até aproximadamente 48 m a partir da fonte. Dentro desta região, autores como os de [57] têm afirmado que não são consideráveis os efeitos da interação do campo eletromagnético com a matéria orgânica.

Observa-se, entretanto que d_{cp} está a menos de 5 m para conversores que operam a frequências por volta de 10 MHz, como propõem [28] e [37]. Assim, é possível que existam interações imediatamente danosas a saúde humana para aqueles indivíduos posicionados a distâncias maiores que d_{cp} , se a intensidade do campo eletromagnético for suficiente para tais interações.

A análise de [58] para os resultados experimentais de [37] ressalta que a intensidade do campo elétrico, 210 V/m, está 7,5 vezes acima do limite dado pelo órgão regulador norte-americano, *ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection)*, para exposição de seres humanos. A intensidade de campo magnético, 1 A/m, é 14 vezes superior ao limite. Nota-se então, que mesmo na região de campo próximo, há que se observar a possibilidade de danos a saúde.

Existem normas a serem seguidas e princípios de certificação de produtos que limitam campos elétricos e magnéticos a valores que, sabidamente, não apresentam riscos biológicos. Os principais padrões internacionais são *IEEE C95.1 2005*, *ICNIRP 1998* (0 Hz a 300 GHz) e *ICNIRP 2010* (0 Hz a 100 kHz) e usualmente são tomados como referência.

Para os conversores operando a frequências inferiores a 100 kHz, mesmo com potências de dezenas de kW, os resultados experimentais têm demonstrado atendimento aos níveis máximos [22], [55]. Idem para frequências da ordem de MHz, porém potências inferiores a 1 W [28]-[30].

A exposição de seres humanos a campos eletromagnéticos é um tema controverso e não há conclusão definitiva acerca dos limites de segurança.

IV. CONCLUSÕES

Usando dez tópicos bastante explorados na literatura recente, este trabalho cumpre seu objetivo e apresenta o tema Transferência Indutiva de Potência como um ramo de pesquisas extremamente promissor. Pelo grande volume de publicações observado durante a revisão e classificação, os autores julgam que TIP já recebe internacionalmente tanta importância acadêmica quanto sistemas fotovoltaicos, *smart-grid*, geração distribuída e veículos elétricos. Tópicos estes que são tendências em Engenharia Elétrica. TIP deve ser compreendida como uma oportunidade para estender os conceitos de conversores CC-CC, CC-CA e técnicas de controle às novas aplicações e novas demandas de soluções por parte da Eletrônica de Potência. Exemplo disso é a necessidade urgente de conversores que operem em frequências de MHz com potências e eficiências elevadas.

As pesquisas em TIP se aceleraram nos últimos anos e vêm, continuamente, ganhando maturidade ao serem direcionadas pelos requisitos da indústria e das aplicações comerciais. Trata-se, portanto de um tema estratégico, inclusive economicamente, que abrirá novos ramos de pesquisa para a comunidade de Eletrônica de Potência.

REFERÊNCIAS

- [1] H. Wu, K. Sealy, A. Gilchrist, "Wireless Power Transfer System", Patent WO2013112614 A1, August 1, 2013.
- [2] Y.S. Seo, Z. Hughes, M. Hoang, D. Isom, "Investigation of Wireless Power Transfer in Through-wall Applications", in *Proc. of Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 403-405, 2012.
- [3] G.A. Covic, "Winding Arrangements in Wireless Power Transfer Systems", Patent WO2013141718 A1, September 26, 2013.
- [4] D.J. Thrimawithana, U.K Madawala, "A Three-Phase Bi-directional IPT System for Contactless Charging of Electric Vehicles", in *Proc. of IEEE International Symposium in Industrial Electronics*, pp. 1957-1962, 2011.
- [5] J. Huh, C. Park, C.T. Rim, S. Lee, G.H. Cho, "High Performance Inductive Power Transfer System with Narrow Rail Width for On-Line Electric Vehicles", in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 647-651, 2010.
- [6] B. Choi, J. Nho, H. Cha, T. Ahn, S. Choi, "Design and Implementation of Low-Profile Contactless Battery Charger Using Planar Printed Circuit Board Windings as Energy Transfer Device", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 1, pp. 140-147, February 2004.
- [7] E. Waffenschmidt, T. Staring, "Limitation of Inductive Power Transfer for Consumer Applications", in *Proc. of IEEE European Conference on Power Electronics and Application*, pp. 1-10, 2009.
- [8] H. Nago, "Wireless Power Transfer System, Wireless Power Transfer Apparatus, Wireless Power Transfer Method, Control Method for the Wireless Power Transfer Apparatus, and Storage Medium Storing Program", Patent WO2013153760 A1, October 17, 2013.
- [9] S.Y. Lee, M.Y. Su, M.C. Liang, Y.Y. Chen, C.H. Hsieh, C.M. Yang, H.Y. Lai, J.W. Lin, Q. Fang, "A Programmable Implantable Microstimulator SoC with Wireless Telemetry: Application in Closed-Loop Endocardial Stimulation for Cardiac Pacemaker", *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 5, no. 6, pp. 511-522, December 2011.
- [10] J.H.C. Chang, Y. Liu, D. Kang, M. Monge, Y. Zhao, C.C. Yu, A.E. Neyestanak, J. Weiland, M. Humayun, Y.C.Tai, "Packaging Study for a 512-Channel Intraocular Epiretinal Implant", in *Proc. of IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, pp. 1045-1048, 2013.
- [11] Z. Wang, S. Mai, C. Zhang, "Power Issues on Circuit Design for Cochlear Implants", in *Proc. of IEEE International Symposium on Electronic Design, Test & Applications*, pp. 163-166, 2008.

- [12] Yi Jia, N.A. Gay, Q. Fu, "Self-Powered RFID Sensing System for Structural Health Monitoring", Patent WO2010097095 A1, September 2, 2010.
- [13] S. Raabe, J.T. Boys, G.A. Covic, "A High Power Coaxial Inductive Power Transfer Pickup", in *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 4320-4325, 2008.
- [14] S.Y.R. Hui, W.W.C. Ho, "A New Generation of Universal Contactless Battery Charging Platform for Portable Consumer Electronic Equipment", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 3, pp. 620-627, May 2005.
- [15] V. Jiwariyavej, T. Imura, T. Koyanagi, Y. Moriwaki, Y. Hori, C. Nagai, K. Ando, K. Watanabe, M. Uyama, "Basic Experimental Study on Effect of Bentonite to Efficiency of Wireless Power Transfer Using Magnetic Resonance Coupling Method", in *Proc. of IEEE International Telecommunications and Energy Conference*, pp. 1-4, 2011.
- [16] C.S. Wang, G.A. Covic, O.H. Stielau, "Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 1, pp. 148-157, February 2004.
- [17] G.C. Kim, D.H. Seo, J.S. You, J.H. Park, B.H. Cho, "Design of a Contactless Battery Charger for Cellular Phone", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 6, pp. 1238-1247, December 2001.
- [18] J.L. Villa, J. Sallán, J.F.S. Osorio, A. Llombart, "High-Misalignment Tolerant Compensation Topology for ICPT Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 945-951, February 2012.
- [19] B.L. Cannon, J.F. Hoburg, D.D. Stancil, S.C. Goldstein, "Magnetic Resonant Coupling as a Potential Means for Wireless Power Transfer to Multiple Small Receivers", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 7, pp. 1819-1825, July 2009.
- [20] G.A.J. Elliott, J.T. Boys, A.W. Green, "Magnetically Coupled Systems for Power Transfer to Electric Vehicles", in *Proc. of IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 797-801, 1995.
- [21] A.E. Umenei, J. Schwannecke, S. Velpula, D. Baarman, "Novel Method for Selective Non-Linear Fluxguide Switching for Contactless Inductive Power Transfer", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 7, pp. 2192-2195, July 2012.
- [22] H.H. Wu, A. Gilchrist, K. Sealy, D. Bronson, "A 90 Percent Efficient 5kW Inductive Charger for EVs", in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 275-282, 2012.
- [23] 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, December 2007.
- [24] A.J. Moradewicz, P. Kazmierkowski, "Contactless Energy Transfer System with FPGA-Controlled Resonant Converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, New York, vol. 57, no. 9, pp. 3181-3190, September 2010.
- [25] S. Valtchev, B. Borges, K. Brandisky, J.B. Klaassens, "Resonant Contactless Energy Transfer with Improved Efficiency", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 3, pp. 685-699, March 2009.
- [26] S.H. Lee, R.D. Lorenz, "Development and Validation of Model for 95%-Efficiency 220-W Wireless Power Transfer Over a 30-cm Air Gap", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 6, pp. 2495-2504, December 2011.
- [27] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J.D. Joannopoulos, P. Fischer, M. Soljacic, "Wireless Power Transfer Via Strongly Coupled Magnetic Resonance", *Science Magazine*, vol. 317, pp. 83-85, July 2007.
- [28] Y. Zhao, M. Nandra, C.C. Yu, Y.C. Tai, "High Performance 3-Coil Wireless Power Transfer System for the 512-Electrode Epiretinal Prosthesis", in *Proc. of IEEE Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society*, pp. 6583-6586, 2012.
- [29] D.C. Ng, C.E. Williams, P.J. Allen, S. Bai, C.S. Boyd, H. Meffin, M.E. Halpern, E. Skafidas, "Wireless Power Delivery for Retinal Prostheses" in *Proc. of IEEE Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society*, pp. 8356-8360, 2011.
- [30] N.S. Artan, X. Li, R. Patel, C. Ning, N. Ludvig, H.J. Chao, "Multi-Layer Coils for Efficient Transcutaneous Power Transfer", in *Proc. of IEEE Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society*, pp. 3031-3034, 2011.
- [31] P. Li, R.A. Bashirullah, "A Wireless Power Interface for Rechargeable Battery Operated Medical Implants", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 54, no. 10, pp. 912-916, October 2007.
- [32] A.P. Hu, *Wireless/Contactless Power Supply – Inductively coupled resonant converter solutions*, VDM, 1ª Edição, Saarbrücken, 2009.
- [33] M.K. Kazmierczuk, D. Czarkowski, *Resonant power converters*, John Wiley & Sons, 2ª Edição, New Jersey, 2010.
- [34] S. Dieckerhoff, M.J. Ryan, R.W. Doncker, "Design of an IGBT-Based LCL-Resonant Inverter for High-Frequency Induction Heating", in *Proc. of IEEE Industry Applications Conference*, pp. 2039-2045, 1999.
- [35] R. Bashirullah, "Wireless Implants", *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 7, pp. S14-S23, December 2010.
- [36] A. Christ, M.G. Douglas, J.M. Roman, E.B. Cooper, A.P. Sample, B.H. Waters, J.R. Smith, N. Kuster, "Evaluation of Wireless Resonant Power Transfer System with Human Electromagnetic Exposure Limits", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 55, no. 2, pp. 265-274, April, 2013.
- [37] A. Kurs, "Power Transfer Through Strongly Coupled Resonances", dissertação de mestrado, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, EUA, 2007.
- [38] K.Y. Kim, *Wireless Power Transfer – Principles and Engineering Explorations*, InTech, 1ª Edição, Rijeka, 2012.
- [39] M. Kiani, M. Ghovanloo, "The Circuit Theory Behind Coupled-Mode Magnetic Resonance-Based Wireless Power Transmission", *IEEE Transactions on Circuits*

- and Systems, vol. 59, no. 9, pp. 2065-2074, January, 2012.
- [40] D.S. Ricketts, M.J. Chabalko, A. Hillenius, "Experimental Demonstration of the Equivalence of Inductive and Strongly Coupled Magnetic Resonance Wireless Power Transfer", *AIP Applied Physics Letters*, vol. 102, no. 5, pp. 1-4, February, 2013.
- [41] T.R. Muraro, R.C.D. Paiva, R.N. Prado, "Push-Pull Self-Oscillating Electronic Ballast for Battery Application", in *Proc. of IEEE Industry Applications Conference*, pp. 2330-2334, 2005.
- [42] A.R. Seidel, F.E. Bisogno, R.K. Pavão, R.N. do Prado, "Projeto do Reator Eletrônico Auto-Oscilante", *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 9, no. 1, pp. 53-61, Junho, 2004.
- [43] J.U. Hsu, A.P. Hu, P. Si, A. Swain, "Power Flow Control of a 3-D Wireless Power Pick-up", in *Proc. of IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp. 2172-2177, 2007.
- [44] G.A.J., Elliott, S. Raabe, G.A. Covic, J.T. Boys, "Multiphase Pickups for Large Lateral Tolerance Contactless Power-Transfer Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 5, pp. 1590-1598, May, 2010.
- [45] H. Matsumoto, Y. Neba, K. Ishizaka, R. Itoh, "Model for a Three-Phase Contactless Power Transfer System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 9, pp. 2676-2687, September 2011.
- [46] N.P. Cook, L. Sieber, H. Widmer, "Bidirectional Wireless Power Transmission", Patent WO2010028092 A1, November 4, 2010.
- [47] Z.H. Wang, Y.P. Li, Y. Sun, C.S. Tang, X. Lv, "Load Detection Model of Voltage-Fed Inductive Power Transfer System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 5233-5242, November, 2013.
- [48] H.L. Li, A.P. Hu, G.A. Covic, "A Power Flow Control Method on Primary Side for a CPT System", in *Proc. of IEEE International Power Electronics Conference*, pp. 1050-1055, 2010.
- [49] D.J. Thrimawithana, U.K. Madawala, "A Primary Side Controller for Inductive Power Transfer Systems", in *Proc. of IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 661-666, 2010.
- [50] X. Yu, T. Skauli, B. Skauli, S. Sandhu, P.B. Catrysse, S. Fan, "Wireless Power Transfer in the Presence of Metallic Plates: Experimental Results", *AIP Advances*, vol. 3, no. 6, pp. 1-9, June, 2013.
- [51] A. Bossche, V.C. Valchev, *Inductors and Transformers for Power Electronics*, CRC Press, 1ª Edição, New York, 2005.
- [52] J.A.B. Faria, "Poynting Vector Flow Analysis for Contactless Energy Transfer in Magnetic Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 10, pp. 4292-4300, October 2012.
- [53] K. Fotopoulou, B.W. Flynn, "Wireless Power Transfer in Loosely Coupled Links: Coil Misalignment Model", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no.2, pp. 416-430, February 2011.
- [54] S. Raju, R. Wu, M. Chan, C.P. Yue, "Modeling of Mutual Coupling Between Inductors in Wireless Power Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 481-490, January, 2014.
- [55] M. Budhia, G.A. Covic, J.T. 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, 2011.
- [56] R.C. Fernandes, A.A. Oliveira Jr., "Iterative Design Method of Weakly Coupled Magnetic Elements for Inductive Power Transfer", in *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, pp. 1088-1094, 2013.
- [57] A.E. Umenei, "Understanding Low-Frequency Non-Radiative Power Transfer. Fulton Innovation, LLC. Relatório Técnico, 2011.
- [58] D. Schneider, "A critical look at wireless power," *IEEE Spectrum*, vol. 47, no. 5, pp. 34-39, May, 2010.

DADOS BIOGRÁFICOS

Azauri Albano de Oliveira Jr., nascido em 23/07/1955, em Franca (SP), é engenheiro eletricitista/eletrônico (1977) pela Escola de Engenharia de São Carlos (EESC) da Universidade de São Paulo (USP), Mestre em Engenharia Elétrica (1984) pela EESC/USP e doutor em Engenharia Elétrica (1991) pela Escola Politécnica da USP. É coordenador do Laboratório de Controle e Eletrônica de Potência (LACEP) do Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação da EESC-USP. É professor do Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação da EESC/USP desde 1978. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, acionamento e controle de máquinas elétricas e ensino de engenharia elétrica. É membro ABENGE (Associação Brasileira de Ensino de Engenharia) e da SOBRAEP (Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência).

Rodolfo Castanho Fernandes, nascido em Álvares Machado – SP, Brasil, em 1986, é engenheiro eletricitista (2008) e mestre em engenharia elétrica (2010) pela Univ. Estadual Paulista – UNESP, Ilha Solteira. Atualmente é doutorando na área de Eletrônica de Potência e Sistemas Dinâmicos pela USP, Escola de Engenharia de São Carlos. Possui experiência no desenvolvimento de produtos eletrônicos portáteis e produção em larga escala, tecnologias de baterias e automação na indústria automotiva pesada. Seus interesses de pesquisa incluem transferência indutiva de potência, retificadores multipulsos, processamento e condicionamento de energia elétrica. É membro da SOBRAEP e do IEEE.