

ANÁLISE E PROJETO DE UM SISTEMA DE RECARGA DE VEÍCULOS ELÉTRICOS ATRAVÉS DA TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO

Leonardo A. Brum Viera, Pedro Gelati Pascoal
Cassiano Rech
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC
Universidade Federal de Santa Maria - UFSM
Santa Maria, Brasil

E-mail: leonardo.vieraa@outlook.com, pedropascoal01@hotmail.com,
rech.cassiano@gmail.com

Marcello Mezaroba
Núcleo de Processamento de Energia Elétrica - nPEE
Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC
Joinville, Brasil
E-mail: marcello.mezaroba@gmail.com

Resumo—O uso de meios de transporte elétricos está em plena expansão. Esse fato nos leva a implementação de novas tecnologias relacionadas ao seu método de carregamento. Atualmente, o carregamento sem fio, conhecido como sistema WPT (*Wireless Power Transfer*), está sendo amplamente estudado e implementado. Assim, este trabalho apresenta uma revisão bibliográfica dos principais aspectos e características desse sistema, além de seus estágios de operação. Com base nessas informações, é proposto o projeto de um carregador WPT de 5 kW operando em 85 kHz, respeitando os padrões previstos na norma SAE J2954. Por fim, o circuito é simulado para validação da metodologia de projeto.

Palavras chave – Carregador IPT, Carregador Ressonante, Sistema WPT.

I. INTRODUÇÃO

Tecnologias relacionadas a eletrificação dos meios de transportes vêm ganhando espaço no decorrer dos últimos anos. Esse desenvolvimento é motivado por fatores ambientais e econômicos, visto que os meios de transportes sustentáveis, se comparados aos transportes a combustão, apresentam a capacidade de redução de emissão de CO₂ e de consumo energético [1]. Além de possuírem um sistema com maior eficiência, serem mais silenciosos, fornecerem o torque máximo instantaneamente e conter sua manutenção facilitada devido a quantidade de peças [2]. Nesse contexto, os veículos elétricos (VEs) representam uma possibilidade para a substituição dos veículos a combustão, potencializando o cenário ecológico.

No entanto, os VEs demonstram limitações relacionadas às baterias, que possuem densidade energética insatisfatória, fornecendo autonomia consideravelmente baixa para esse meio de transporte, se comparados com os veículos a combustão. Elas ainda possuem um tempo de vida limitado e custo elevado. Dessa forma, um dos principais desafios dos meios de locomoção urbana movidos a eletricidade está relacionado aos seus acumuladores de carga, bem como aos métodos de carregamento [3]. Dentre estes, o mais difundido é o carregamento condutivo, contudo, nessa técnica são encontrados problemas como o risco de choques elétricos, enrijecimento e

deterioração dos cabos, falta de praticidade com a necessidade de conexão, remoção e acomodação dos cabos, entre outros.

Visando solucionar os problemas citados anteriormente, a área de estudo relacionada a transmissão de energia sem fio, conhecida como WPT (*Wireless Power Transfer*), torna-se interessante. Desta forma, pesquisas vêm sendo realizadas com o intuito de desenvolver carregadores WPT para VEs, objetivando sistemas com alta eficiência e alta capacidade de transferência de potência [4]. Nesse sistema, o motorista não precisa se preocupar com a extensão e conexão de cabos, eliminando o risco de choque elétrico (um dos problemas fatais encontrados nos sistemas com fio). Se o carregador for estático, basta o motorista estacionar o VE sobre o carregador localizado no solo, podendo estar embutido ou não, e o sistema realiza o pareamento (troca de informações entre o VE e o carregador) inicializando o carregamento. Caso o carregador seja dinâmico, o carregamento pode ocorrer enquanto o VE está em movimento, pois os carregadores são embutidos sob o solo das rodovias [3].

Atualmente, dentre as tecnologias WPT, pode-se encontrar técnicas baseadas em transmissores eletromagnéticos radioativos, que possuem longos alcances e são propagados por antenas, como o laser, as ondas de rádio e o micro-ondas. E também baseadas em transmissores eletromagnéticos não radioativos, que têm curto e médio alcance, e podem ser realizados por acoplamentos elétricos (capacitivos) e magnéticos (indutivos) [4]. A utilização de acoplamentos magnéticos é a mais usual para implementação em veículos elétricos por ser mais eficiente em aplicações de maiores potências [5]. Este método de transmissão foi inicialmente difundido a partir da nomenclatura IPT (*Inductive Power Transfer*) [6].

Levando em consideração o projeto de um sistema WPT, as especificações são de grande relevância, o que torna interessante a padronização de alguns parâmetros do sistema, como, a frequência de operação, distância de transmissão, potência transmitida, etc. Além disso, outro tópico importante são os conceitos relacionados à segurança e saúde dos usuários. Desta forma, as normas técnicas como por exemplo a ICNIRP e a SAE J2954 são de grande relevância, pois descrevem

detalhadamente, padrões e técnicas para o desenvolvimento de um sistema WPT. Tendo isso em vista, trabalhos como [6], que trazem assuntos abordando as normativas são de grande importância.

Assim, este trabalho tem como objetivo revisar as tecnologias envolvidas em um carregador WPT para veículos elétricos, além de demonstrar uma metodologia para o projeto dos mesmos. A seção 2 apresenta uma descrição mais detalhada dos componentes de um sistema de carregamento WPT para VEs. Na seção 3 é apresentada uma metodologia para projeto do sistema, e na seção 4 são abordados os resultados obtidos no decorrer do desenvolvimento do sistema.

II. SISTEMA WPT APLICADO AO CARREGAMENTO DE VES

Com o passar dos anos, a transmissão de energia sem fio através do campo magnético foi nomeada de inúmeras formas. Dentre elas, as mais difundidas são: o IPT, o ICPT (*Inductive Coupled Power Transfer*) e o CMR (*Couple Magnetic Ressonant*) ou SCMR (*Strong Couple Magnetic Ressonant*). Esses sistemas utilizam a técnica de acoplamento magnético entre bobinas, ou seja, uma bobina transmissora e uma bobina receptora. O sistema IPT, emprega o princípio da indução eletromagnética seguindo as leis de Faraday e Lenz para transmitir potência sem contatos físicos [7]. O sistema ICPT opera do mesmo modo, porém, eles se diferem pois há a inserção de redes de compensação no enrolamento primário e/ou no enrolamento secundário do sistema ICPT, devido ao baixo fator de acoplamento. Todavia, trabalhos como [8] já descreviam um sistema IPT com compensação. Dessa forma, neste trabalho ambas nomenclaturas serão consideradas sinônimos.

O sistema SCMR ou CMR foi citado pela primeira vez em [9], onde um grupo de pesquisadores do MIT (*Massachusetts Institute of Technology*) utilizaram a Teoria dos Modos Acoplados (CMT - *Coupled-mode Theory*) para a análise de um sistema WPT, onde concluíram que quando os componentes reativos do circuito operam em ressonância, o sistema apresenta um grande rendimento e possibilita a transmissão de maiores potências a média distância. Para isso, eles realizam a implementação de redes de compensação nas bobinas do primário e secundário. Além disso, também propõem a utilização de múltiplas bobinas acopladas com o objetivo de elevar o fator de qualidade do sistema, o que contribui para uma maior eficiência e distância de transmissão.

Observando as características de ambas tecnologias IPT e CMR, torna-se interessante realizar uma comparação entre elas. Nesse contexto, se forem desconsideradas as bobinas de acoplamento do sistema CMR, e a operação em baixas frequências (< 100 kHz), pode-se dizer que não existe diferença física se comparado ao sistema IPT [10]. Ou seja, as disparidades são referentes aos métodos de dimensionamento, a análise do circuito e a operação com múltiplas bobinas acopladas. A partir desse pressuposto, pode-se considerar que, a aplicação do CMR é voltada para altas frequências e baixa potência, enquanto o IPT é voltado para menores frequências

e maiores potências [5]. Neste trabalho a tecnologia explorada será o sistema IPT.

A. Descrição do sistema

O sistema de carregamento IPT é dividido em dois subsistemas: um embarcado no veículo e outro mantido em seu lado externo. Estes subsistemas podem ser nomeados como receptor e transmissor, respectivamente. O transmissor tem o objetivo de processar a energia proveniente da rede elétrica e transmitir através do campo magnético para o sistema embarcado no veículo, este, que por sua vez, tem a função de captar a energia transmitida e adequá-la para o carregamento da bateria.

Um exemplo de arquitetura de um carregador IPT pode ser visualizado na Figura 1, em que os blocos numerados são a representação dos estágios do sistema, e serão utilizados como referência ao longo da seção. Os blocos nomeados pelos números 5, 6, 7, 8, 9 e 11 são os componentes do subsistema receptor, enquanto os demais compõem o subsistema transmissor. Nesta mesma figura, pode-se observar que o sistema possui dois tipos de fluxos, que variam de acordo com os traços de indicação. O traço contínuo representa o fluxo de potência, enquanto o traço tracejado representa o fluxo de sinais e dados (baixa potência).

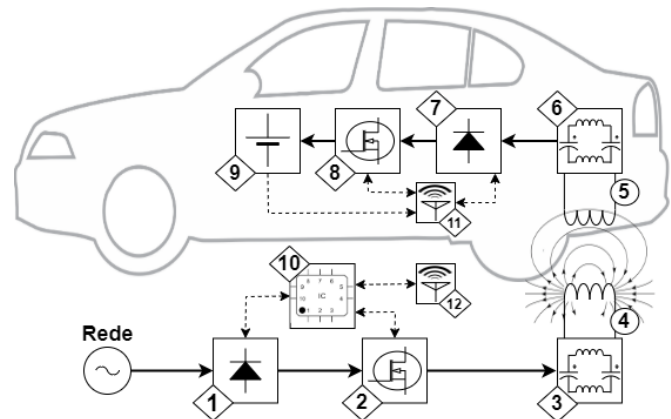


Figura 1: Exemplo de sistema IPT para carga de baterias de veículos elétricos.

O primeiro estágio do sistema, representado pelo bloco 1, tem o objetivo de converter a corrente alternada (CA) proveniente da rede elétrica para corrente contínua (CC). Além disso, também atua corrigindo o fator de potência na entrada do sistema, de forma que possa permanecer dentro dos limites estipulados por norma [5]. Neste estágio é convencionalmente empregado um retificador em ponte completa, juntamente com um conversor CC-CC *boost*, constituindo a topologia *boost* PFC, onde a sigla PFC corresponde a *Power Factor Correction* [11].

O segundo estágio do sistema realiza a conversão do sinal contínuo proveniente do bloco 1 em um sinal alternado de alta frequência, com o objetivo de acionar a bobina transmissora e sua rede de compensação. Para isso, é implementado um inversor de alta frequência, segundo a norma SAE J2954, a

frequência de transmissão entre as bobinas deve ficar entre 79 kHz e 90 kHz.

Existem na literatura, diferentes topologias de inversores que são capazes de realizar a conversão de sinais CC para AC em alta frequência. Nas aplicações em sistemas IPT, a topologia que é amplamente difundida é o inversor *full-bridge* [5]. Devido a característica da carga do inversor ser formada por um circuito ressonante, é possível realizar o aumento da frequência e da eficiência do processo de conversão utilizando o conceito de comutação suave, que permite a comutação dos interruptores do inversor em tensão nula (ZVS) ou corrente nula (ZCS). Devido a característica do sistema IPT, usualmente o ZVS é implementado no sistema [5].

Como citado anteriormente, a implementação do inversor é voltada para o acionamento do circuito de transmissão, que consiste na bobina de transmissão e em uma rede de compensação. A utilização da compensação é necessária, pois o sistema apresenta um baixo fator de acoplamento entre as bobinas de transmissão e recepção. Esta característica ocorre devido a distância entre o circuito de transmissão e o circuito de recepção, caracterizando o sistema como fracamente acoplado. Esse fato resulta em uma elevada indutância de dispersão, que por sua vez, limita a capacidade de transferência de potência, além de fazer com que o sistema opere com baixo rendimento [5]-[8].

Como solução para o problema descrito, é dimensionado um circuito de característica capacitiva com a capacidade de compensar o efeito do baixo fator de acoplamento. Esse conjunto de compensação está representado pelos blocos 3 e 6 na Figura 1. A compensação pode ser realizada no transmissor e/ou no receptor do sistema, onde cada um deles apresenta funções distintas. A implementação no primário (transmissor), representados na figura pelos blocos 3 e 4, tem o objetivo de reduzir a circulação de potência reativa [8]. A compensação no secundário (receptor) representada pelos blocos 5 e 6, irá contribuir para a máxima transferência de potência do sistema. Além disso, ambas as compensações, contribuem para a comutação suave das chaves, robustez em relação a variação de carga e fator de acoplamento, além de possibilitar a operação com característica de corrente ou tensão constantes na saída do sistema. O melhor desempenho do sistema é obtido quando ambos receptor e transmissor são compensados [4], [12].

As redes de compensação básicas são formadas pela adição de um capacitor, onde a configuração pode variar de acordo com o tipo de conexão, sendo elas SS (Série-Série), SP (Série-Paralelo), PP (Paralelo-Paralelo) e PS (Paralelo-Série), onde a primeira letra representa o tipo de compensação no primário e a segunda no secundário [3], [6], [12]. De acordo com [13], os acoplamentos PS e PP possuem maiores dependências das condições da carga, enquanto SS e SP não apresentam essa dependência. Ainda, de acordo com [12], as compensações primárias série são as que resultam em maior eficiência e menor dependência de fatores como o alinhamento, sendo os mais conceituados para aplicações no carregamento IPT das baterias dos VEs. Porém, a configuração SS é voltada

para aplicações de alta potência e tensões elevadas, possuindo ainda maior faixa de operação para a variação da resistência de carga e maior eficiência do que a topologia SP. Dessa forma, a compensação do tipo SS é usualmente preferível para a recarga de VEs, por conta das variações do coeficiente de acoplamento entre as bobinas [6], [12].

O sétimo estágio do sistema é um retificador de alta frequência. Este estágio é responsável por retificar a corrente CA proveniente da rede de compensação secundária [5]. De forma geral, a topologia mais empregada para esta etapa é o retificador de onda completa passivo, composto em sua totalidade por diodos [6]. Em seguida, o oitavo estágio consiste em um conversor CC-CC. Esta etapa é optativa e normalmente é empregada em sistemas em que o controle de tensão e corrente aplicados a bateria são realizados no lado receptor [14]. Neste estágio normalmente são adotados os conversores canônicos, como *buck*, *boost* e *buck-boost*. Por fim, o estágio 9 é a representação da bateria do VE.

As etapas descritas anteriormente compõe o processamento de energia do conversor. Porém, os carregadores IPT necessitam de um sistema de controle, que garanta os níveis de corrente e tensão adequados durante o processo de carga da bateria. Desta forma, muitos projetos implementam um sistema de regulação atuando no lado do transmissor [7], o que normalmente acarreta na necessidade de realizar a medição das grandezas elétricas do lado do receptor e enviá-las para o transmissor. Tendo em vista que o transmissor e o receptor operam sem contatos físicos, os sinais mensurados também necessitam de um sistema de transmissão sem fio. Na Figura 1 esses componentes do sistema são representados pelos blocos 11 e 12, e englobam os sensores e módulos de comunicação sem fio. Tendo em vista que o sistema apresenta estruturas ativas, que necessitam de controle, torna-se necessário a implementação de um controlador, representado pelo bloco de número 10. Ele tem a função de processar os sinais mensurados bem como gerar os sinais de controle para o correto acionamento dos estágios do sistema. Para esta função usualmente são implementados microcontroladores ou DSPs.

III. PROJETO DO SISTEMA IPT

Nesta seção será apresentada uma metodologia de projeto de um sistema IPT para carga de bateria de veículos elétricos.

O desenvolvimento proposto é voltado para o projeto dos principais estágios de potência, estes representados pelos blocos: 2, 3, 4, 5, 6, 7 e 9, como ilustra a Figura 1. O estágio 1 e o estágio 8 foram desprezados neste projeto, de forma que um sistema simplificado fosse obtido. Além disso, os módulos relacionados com processamento de sinais e informações também foram ignorados. Em um primeiro momento, o projeto de um sistema simplificado é interessante pelo fato de possibilitar um estudo focado nas suas características fundamentais de operação. Desta forma, o circuito esquemático resultante do sistema IPT simplificado está apresentado na Figura 2.

Levando em consideração a pesquisa realizada a cerca das tecnologias do sistema IPT, algumas topologias foram adotadas para o desenvolvimento do projeto. Através da Figura

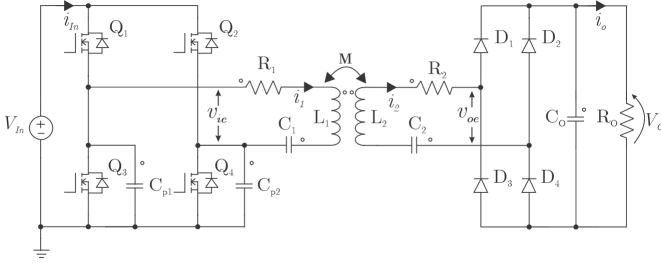


Figura 2: Circuito esquemático simplificado do sistema IPT proposto.

2 é possível visualizar que o inversor de alta frequência escolhido foi o conversor *Full-bridge*, onde os capacitores C_{p1} e C_{p2} representam as capacitâncias parasitas equivalentes das chaves [15], que são iguais e com valores fixos de 0,5 nF. Além disso, para constituição do tanque ressonante, optou-se pela utilização da compensação série-série, formada pelos capacitores C_1 e C_2 e as autoindutâncias L_1 e L_2 . Para o estágio de retificação de saída empregou-se o retificador passivo em ponte completa, juntamente com um capacitor de filtro C_o . Como simplificação para o projeto de potência, a bateria foi substituída por um resistor de carga R_o . Além disso, foram consideradas perdas Joule nos indutores, que são representadas pelos resistores R_1 e R_2 , ambos com valores iguais e fixos de 0,05 Ω .

A. Especificações do sistema

Através do referencial bibliográfico apresentado, pesquisas de mercado e o estudo da norma SAE J2954, foram definidas especificações para o sistema:

- Potência de saída máxima (P_o): 5 kW
- Fator de acoplamento (k): 0,2 (típico)
- Tensão de barramento (V_{in}): 400 V
- Tensão de saída (V_o): 360 V
- Frequência de operação (F_s): 85 kHz

B. Metodologia de projeto

A metodologia aplicada para o projeto do sistema, utiliza a aproximação de primeira harmônica. Ela considera que em um sistema ressonante a única componente da série de Fourier que contribui para a transferência de potência é a componente na frequência fundamental [16]. Através desta aproximação é possível substituir o inversor da entrada por uma fonte de tensão alternada de frequência igual a frequência de ressonância do sistema. Além disso, o conjunto de retificação de saída foi substituído por uma carga resistiva equivalente, e o circuito resultante destas simplificações está ilustrado na Figura 3. Inicialmente, encontra-se o valor de carga nominal do sistema, levando em consideração as especificações de tensão e potência de saída, tal como:

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = 25,92 \Omega \quad (1)$$

Em seguida, calcula-se a resistência equivalente na entrada do retificador [19], dada por:

$$R_{oe} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_o^2}{P_o} = 21 \Omega \quad (2)$$

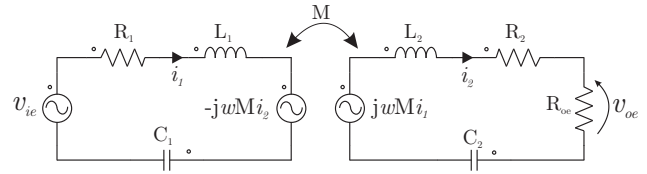


Figura 3: Circuito equivalente para o sistema IPT.

Então, é realizada a definição do fator de qualidade do secundário Q_s . Seus valores tipicamente adotados ficam em torno de 2 e 10 [17], logo, foi escolhido o seu valor igual a 4. Em [17] e [18] é apresentado o efeito de bifurcação que pode ocorrer devido a característica dos sistemas IPT serem duplamente sintonizados, o que é indesejável, pois afeta o controle, a eficiência e a estabilidade de todo o sistema. Este fenômeno é diretamente relacionado com o fator de acoplamento (k) e o Q_s .

Desta forma, torna-se interessante projetar o sistema para evitar essa característica, o que pode ser feito se a seguinte relação for satisfeita:

$$k < \frac{1}{Q_s} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q_s^2}} = 0,246 \quad (3)$$

Após a determinação do fator Q_s , é possível encontrar a autoindutância do secundário L_2 , através de:

$$L_2 = \frac{Q_s R_{oe}}{\omega_0} = 157,28 \mu H \quad (4)$$

Utilizando o fator de acoplamento k é possível encontrar a indutância mútua (M) do sistema, bem como a autoindutância do primário L_1 . Estas são obtidas através das seguintes expressões:

$$M = L_2 k = 31,45 \mu H \quad (5)$$

$$L_1 = \frac{M^2}{L_2 k^2} = 157,22 \mu H \quad (6)$$

Calcula-se então os valores dos capacitores de compensação que possibilitam a ressonância com as autoindutâncias do primário e secundário na frequência de operação do sistema (f_s).

$$C_1 = \frac{1}{\omega_n^2 L_1} = 22,3 \text{ nF} \quad (7)$$

onde C_2 é igual a C_1 . Em seguida, torna-se necessário a definição da tensão de entrada eficaz equivalente (v_{oe}). Para isso, analisa-se o circuito equivalente do sistema, representado na Figura 3, e obtém-se equações de malha para os valores eficazes das variáveis, considerando a operação do sistema em ressonância, representadas por:

$$\begin{bmatrix} V_{oe} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & -j\omega M \\ -j\omega M & R_2 + R_{oe} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

Através das equações de malha, encontra-se a equação da tensão de entrada eficaz em relação aos parâmetros do sistema, dada por:

$$V_{ie} = \frac{P_o(R_1 R_2 + \omega_0^2 M^2) + R_1 V_{oe}^2}{\omega_0 \cdot M \cdot V_{oe}} = 260,08 \text{ V} \quad (9)$$

Para alcançar a tensão eficaz de entrada encontrada em (9), alguns métodos de modulação podem ser aplicados no inversor *full-bridge*. Neste projeto, optou-se por utilizar a modulação SVC (*Symmetrical Voltage Cancellation*) ou também conhecida como *Phase-Shift*. Essa modulação apresenta a característica de manter a frequência fixa e a tensão de saída é ajustada através da defasagem (φ) entre os sinais de comutação dos braços do inversor. Desta forma, calcula-se φ para a obtenção da tensão eficaz desejada, através de:

$$\varphi = 2\text{sen}^{-1} \left(\frac{V_{ie} \cdot \pi \cdot \sqrt{2}}{4 \cdot V_{in}} \right) = 1,61 \text{ rad} \quad (10)$$

E, por fim, realiza-se o projeto do capacitor de saída (C_o) que garanta uma ondulação na tensão de saída de no máximo 1%, para isso é utilizada a metodologia presente em [19], como segue a equação:

$$C_o = \frac{0,5954 P_o}{\omega_0 \Delta v_{co} \cdot V_{oe}} = 4,77 \text{ uF} \quad (11)$$

onde $\Delta v_{co} = 0,01 \times V_o$.

IV. SIMULAÇÃO E RESULTADOS

Com o objetivo de validar a metodologia de projeto apresentada na seção anterior, foi realizada a simulação do sistema. A Figura 4 ilustra as formas de onda de tensão de saída e corrente de saída durante um período de comutação. Dessa forma, verifica-se que V_o apresenta um valor médio aproximado de 358 V com um Δv_{co} de aproximadamente 4 V. Além disso, verifica-se que o P_o resultante é de 4,95 kW. Observa-se que todas os valores medidos se aproximam das especificações, apresentando pequenos erros, que podem ser derivados do método de análise simplificado.

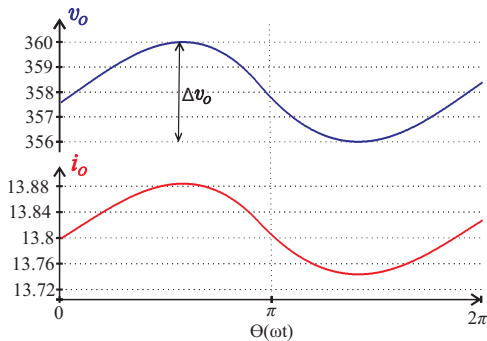


Figura 4: Formas de onda de tensão de saída (V_o) e corrente de saída (i_o).

Na Figura 5 pode ser observada a forma de onda da tensão sintetizada pelo inversor. Ela apresenta um formato quase-quadrado, enquanto a corrente na entrada do tanque demonstra um comportamento aproximado de uma senoide. Essa característica como discutida anteriormente é relacionada com a operação do sistema em ressonância e devido ao fator de qualidade do secundário.

Outra análise que pode ser realizada através da Figura 5, é a verificação de requisitos para operação em ZVS nas quatro

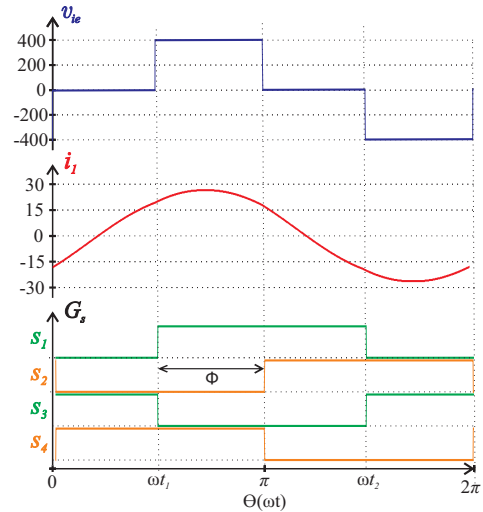


Figura 5: Formas de onda de tensão de saída do inversor, corrente na entrada do tanque e sinais de comutação dos interruptores.

chaves do inversor. Para isso, aplica-se a metodologia apresentada em [20], onde é analisado o momento em que as chaves são ligadas, representados na Figura 5, pelos instantes ωt_1 , π , ωt_2 e 2π . Para garantir ZVS, o sentido da corrente de saída do inversor nestes instantes, deve apresentar sinais negativo, positivo, positivo e negativo, consecutivamente. Desta forma, é possível realizar a carga e descarga da energia armazenada nos capacitores parasitas das chaves, representados na Figura 2 pelas duas capacitâncias equivalentes C_{p1} e C_{p2} . Condição esta que não é totalmente satisfeita. Desta forma, para esse projeto específico, seria impraticável operar as 4 chaves em ZVS. Porém, com algumas modificações na frequência de operação e no método de modulação seria possível obter a operação com comutação suave no inversor.

Devido a característica de fator de potência unitário e corrente aproximadamente senoidal, os diodos da ponte de retificação de saída operam naturalmente em ZCS (*zero current switching*), reduzindo drasticamente as perdas por recuperação reversa dos dispositivos.

Dessa forma, foi realizada uma simulação e análise no domínio da frequência utilizando o modelo equivalente do sistema (Figura 3). O resultado da simulação está ilustrado na Figura 6, considerando que a tensão entrada equivalente (v_{oe}) foi utilizada como referência.

Tendo em vista que o sistema é voltado para a recarga de uma bateria, deve-se levar em conta que ela apresenta uma variação na sua impedância ao longo do processo de carga. Desta forma, torna-se interessante analisar o efeito dessa variação na operação do sistema. Para isso, foi definida uma impedância mínima na saída de 15 Ω e uma impedância máxima de 1000 Ω . Inicialmente foi realizada a análise da fase da corrente de entrada, que está ilustrada na Figura 6. Nela, observou-se que, mesmo com a mudança da carga o sistema, ele mantém a defasagem zero quando operando na frequência de 85 kHz. Esse resultado é satisfatório tendo em vista que uma das características fundamentais da compensação do

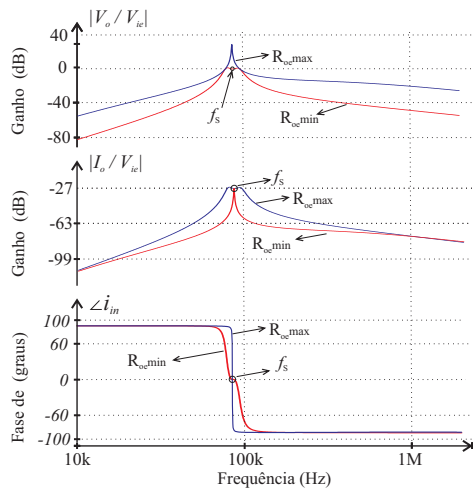


Figura 6: Resposta em frequência do ganho de tensão, do ganho de corrente e da fase da corrente de entrada.

primário é a redução da circulação de potência reativa.

Analisando o ganho de corrente em relação a tensão de entrada (Figura 6), pode-se notar que a modificação na carga não afetou a magnitude da corrente na saída do tanque ressonante do receptor, o que caracteriza o sistema como fonte de corrente constante independente da carga. Essa característica é bem vinda tendo em vista que as tecnologias atuais de bateria apresentam uma etapa de carga em corrente constante, o que facilitaria a controlabilidade do sistema. Por outro lado, analisando o ganho de tensão do sistema, observa-se que ele é modificado com a variação da carga, o que é um problema tendo em vista que a bateria necessita de tensão constante durante uma de suas etapas de recarga. Dessa forma, torna-se inevitável a implementação de um controlador que possibilite a regulação de tensão da saída do sistema.

V. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi abordada a tecnologia de carregamento de veículos elétricos sem fio. Foi realizada uma revisão sobre o tema e o projeto de um carregador WPT especificado de acordo com a literatura e com as normativas referentes a essa técnica. O dimensionamento do circuito elétrico do sistema foi apresentado e discutido, da mesma forma que os seus resultados de simulação. A metodologia de projeto proposta foi validada, de forma que as especificações como a potência e a tensão de saída foram satisfeitas. Porém, o projeto não contemplou a operação do inversor em ZVS, acarretando em maiores perdas na aplicação prática. Dessa forma, um estudo mais aprofundado de técnicas de *soft-switching* deve ser alocado ao projeto, bem como a implementação de um controlador capaz de efetuar a regulação da tensão na saída do sistema ao longo do carregamento (variação de carga).

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio CAPES – Código de Financiamento 001 por meio do Programa de Excelência Acadêmica (PROEX). Os autores também agradecem

ao INCTGD e aos órgãos financiadores (CNPq processo nº 465640/2014-1, CAPES processo nº 23038.000776/2017-54 e FAPERGS nº 17/2551-0000517-1).

REFERÊNCIAS

- [1] T. Campi, et al. "Magnetic Field Mitigation by Multicoil Active Shielding in Electric Vehicles Equipped with Wireless Power Charging System", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, v. 62, n. 4, p. 1398–1405, 2020.
- [2] A. C. Jussani, et al. "Carro-elétrico vs híbrido: Qual alternativa ambientalmente sustentável para o Brasil?", XVII Seminários de Administração (SEMEAD), 2014.
- [3] C. Lee, X. Zhong e S. Hui, "Recent progress in mid-range wireless power transfer", 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2012, p. 3819–3824, 2012.
- [4] A. Alphones, P. Jayathurathnage, "Review on wireless power transfer technology", Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC, p. 326–329, 2017.
- [5] S. Li e C. Mi, "Wireless power transfer for electric vehicle applications", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, v. 3, n. 1, p. 4–17, 2015.
- [6] M. Zamani, et al. "A review of inductive power transfer for electric vehicles", 2019 International Conference on Electrical Engineering Research and Practice, 2019.
- [7] B. Cannon, et al. "Magnetic Resonant Coupling As a Potential Means for Wireless Power Transfer to Multiple Small Receivers", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 7, pp. 1819–1825, 2009.
- [8] O. Stielau e G. Covic, "Design of loosely coupled inductive power transfer systems", International Conference on Power System Technology, Proceedings (Cat. No.00EX409), WA, Australia, 2000, pp. 85–90 vol.1.
- [9] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J.D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonance", Science, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, June 2007.
- [10] D. Ricketts, M. Chabalko e A. Hillenius, "Experimental demonstration of the equivalence of inductive and strongly coupled magnetic resonance wireless power transfer", Applied Physics Letters, 102(5), 053904.
- [11] S. Ketsingsoi e Y. Kumsuwan, "An Off-line Battery Charger based on Buck-boost Power Factor Correction Converter for Plug-in Electric Vehicles", Energy Procedia, 56, 659–666.
- [12] V. Shevchenko, O. Husev e R. Strzelecki, "Compensation Topologies in IPT Systems: Standards, Requirements, Classification, Analysis, Comparison and Application", in IEEE Access, vol. 7, pp. 120559–120580, 2019.
- [13] Z. Bi, et al. "A review of wireless power transfer for electric vehicles: Prospects to enhance sustainable mobility Applied Energy", 179, 413–425. 10.1016/j.apenergy.2016.07.003.
- [14] G. Covic e J. Boys, "Modern Trends in Inductive Power Transfer for Transportation Applications", in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 1, no. 1, pp. 28–41, March 2013.
- [15] M. Kazimierczuk e W. Szaraniec, "Class-D zero-voltage-switching inverter with only one shunt capacitor", IEE Proceedings B Electric Power Applications, 139(5), 449, 1992.
- [16] T. Duerbaum, "First harmonic approximation including design constraints", Twentieth International Telecommunications Energy Conference, San Francisco, CA, USA, 1998, pp. 321–328.
- [17] K. Aditya and V. K. Sood, "Design of 3.3 kW wireless battery charger for electric vehicle application considering bifurcation", 2017 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC), Saskatoon, SK, 2017, pp. 1–6.
- [18] M. Z. Erel, K. C. Bayindir e M. Timur, "Design and Analysis of a 3.3kW Inductive Power Transfer System", 2019 4th International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA), Elazig, Turkey, 2019, pp. 1–6..
- [19] F. Carneiro, "Conversor com transferência de energia sem fio para carregadores de bateria de veículos elétricos", dissertação (mestrado em engenharia elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, p. 74, 2020.
- [20] B. Peschiera, K. Aditya e S. S. Williamson, "Asymmetrical voltage-cancellation control for a series-series fixed-frequency inductive power transfer system", 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, TX, USA, 2014, pp. 2971–2977.