

Projeto e Simulação das Bobinas de um Sistema de Transferência de Energia Sem Fio para Aplicação na Recarga de Veículos Elétricos^{*}

Pedro Gelati Pascoal, Leonardo A. Brum Viera, Cassiano Rech,
Rafael Concatto Beltrame, Vitor Cristiano Bender.

Universidade Federal de Santa Maria, RS - Departamento de
Processamento de Energia Elétrica - Departamento de Eletrônica e
Computação

pedropascoal01@hotmail.com

Abstract: The use of electric transport is growing. This fact leads us to the implementation of new technologies related to its charging method. Currently, wireless charging, known as WPT (Wireless Power Transfer) system, is being widely studied and implemented. Thus, this work presents a bibliographic review of the main aspects and characteristics of the IPT (Inductive Power Transfer) system, that is, focusing on inductive coupling. In addition the parametrization of the coils for application in a project of 3.6 kW WPT charger operating at 85 kHz, respecting the SAE J2954 standard is presented. Finally, the inductive coupling is simulated along with the electrical circuit to validate the project methodology.

Resumo: A utilização de meios de transporte elétricos está em plena expansão. Este 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 do sistema IPT (*Inductive Power Transfer*), ou seja, com foco no acoplamento indutivo. Além disso aborda o dimensionamento das bobinas para a aplicação em um projeto de um carregador WPT de 3,6 kW operando em 85 kHz, respeitando os padrões previstos na norma SAE J2954. Por fim, o acoplamento indutivo é simulado juntamente com o circuito elétrico para validação da metodologia de projeto.

Keywords: Inductive Coupling; Ansys Maxwell 3D; Circular Planar Coil; IPT Charger; Resonant Charger, Finite Element Analysis; WPT System.

Palavras-chaves: Acoplamento Indutivo; Ansys Maxwell 3D; Bobina circular plana; Carregador IPT; Carregador Ressonante; Análise de Elementos Finitos; Sistema WPT.

1. INTRODUÇÃO

As últimas décadas estão marcadas pelo avanço no desenvolvimento de tecnologias na área da mobilidade elétrica. Este avanço é impulsionado principalmente pelas vantagens que os meios de transporte sustentáveis, como veículos elétricos (VEs), têm em relação aos meios de transporte tradicionais, a combustão. Quando estes são comparados, é possível notar que os VEs apresentam uma redução na produção de CO₂ e no consumo de energia não renovável (Campi et al., 2020). Nesse contexto, os VEs representam uma possibilidade para a substituição dos veículos a combustão, potencializando o cenário econômico e ecológico.

O maior limitador na implementação dos VEs no cenário de transportes é relacionado à tecnologia de sua fonte

^{*} 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 n° 465640/2014-1, CAPES processo n° 23038.000776/2017-54 e FAPERGS n° 17/2551-0000517-1).

energética, ou seja, as baterias. Elas apresentam densidade de energia insatisfatória, se comparadas ao combustível fóssil, além do 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 energia, bem como aos métodos de carregamento (Lee et al., 2012).

Entre os métodos de carregamento, 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. Para solucionar estes problemas, a tecnologia de transferência de energia sem fio, conhecido como WPT (Wireless Power Transfer), torna-se interessante (Alphones and Jayathurathnage, 2017). Nesse sistema, os motoristas não precisam se preocupar em estender e conectar cabos, eliminando o risco de eletrocussão, além do aumento da praticidade, onde é necessário apenas estacionar o veículo sobre o carregador (Li and Mi, 2015).

Dentre as tecnologias de WPT, o acoplamento indutivo (IPT - *Inductive Power Transfer*) é amplamente empregado em aplicações na área de recarga de veículos elétricos (Li and Mi, 2015). Nesta aplicação, tem-se usualmente uma bobina transmissora fixada no solo, e uma bobina receptora integrada ao chassi do VE, permitindo uma possível aproximação e alinhamento do sistema para a transferência de energia (Moon and Moon, 2016). O funcionamento do sistema IPT é equivalente ao de um transformador, baseando-se nos princípios de indução eletromagnética. A diferença entre eles está no fato do sistema IPT não possuir um núcleo de alta permeabilidade para auxiliar na concentração e condução do campo magnético, o que acarreta na produção de um campo magnético disperso com magnitude superior ao campo magnético mútuo. A relação entre os fluxos mútuo e disperso é denominada de coeficiente de acoplamento (k) (Joseph and Bhoir, 2019).

Em sistemas IPT, normalmente o coeficiente k varia entre 0,1 e 0,5 (Joseph and Bhoir, 2019). Este valor é afetado principalmente pelo desalinhamento e distanciamento entre as bobinas de transmissão e recepção. Nota-se que, na prática, é improvável os motoristas estacionarem o VE deixando-o 100% alinhado com o carregador. Sendo assim, sempre irá ocorrer um decaimento no valor de k por conta do desalinhamento (Iyer et al., 2017). O fator de acoplamento possui relação direta com o rendimento do processo de transferência de energia sem fio. Assim, quanto menor o fator de acoplamento, maior é a intensidade do fluxo magnético disperso, demandando maior potência reativa da fonte energética que, por sua vez, injeta correntes de maior magnitude nas bobinas para uma mesma potência ativa transferida. Desta forma, quanto menor o fator k , maior é a potência ativa dissipada nas resistências séries das bobinas, reduzindo o rendimento de todo sistema.

Para minimizar o efeito do baixo fator de acoplamento no sistema IPT são adicionadas redes de compensação. Estas usualmente são formadas por conjuntos de capacitores e são inseridas tanto na bobina primária (transmissora (Tx)), quanto na bobina secundária (receptora (Rx)) (Stielau and Covic, 2000). Desta forma, é possível projetar o sistema de forma que ocorra uma redução parcial ou total das dispersões de fluxo magnético, aumentando, assim, a eficiência de transmissão energética do conjunto (Uddin et al., 2014). Existem inúmeras topologias e formas de realizar a compensação do baixo fator de acoplamento, isto depende exclusivamente da aplicação e dos requisitos de projeto (Shevchenko et al., 2019).

Além da utilização das redes de compensação, o rendimento total do sistema WPT sofre grandes influências do acoplamento indutivo entre as bobinas. Desta forma, o projeto adequado dos elementos magnéticos do sistema deve ser levado em consideração. Dentre os principais aspectos de projeto, o fator de qualidade das bobinas (razão entre a reatância indutiva e a resistência) e o coeficiente de acoplamento devem ser maximizados (Cho et al., 2017).

Com o intuito de maximizar o fator de qualidade, pode-se ampliar a espessura do condutor da bobina e a área da seção do ferrite, o qual é utilizado para concentrar o a densidade de fluxo magnético do sistema. Desta forma, é possível reduzir a resistência do condutor e aumentar a indutância das bobinas (Joseph and Bhoir, 2019). E para

aumentar o coeficiente de acoplamento magnético, pode-se modificar o projeto do acoplamento IPT e também seus fatores construtivos, como ampliar o tamanho (diâmetro externo) das bobinas e o seu número de espiras. Logo, para melhorar o coeficiente de acoplamento é preciso aumentar a indutância mútua. Dessa forma, mantendo-se o mesmo entreferro, o tamanho da bobina deve ser sempre o maior possível (Dong et al., 2018)

Assim, este trabalho tem como objetivo revisar as metodologias envolvidas no projeto das bobinas de um carregador IPT para veículos elétricos, além de apresentar simulações de elementos finitos do sistema projetado.

2. PROJETO ELÉTRICO DO SISTEMA WPT

Tipicamente, um sistema de recarga de veículos elétricos WPT-IPT pode ser representado pelo diagrama de blocos ilustrado na Figura 1. Neste diagrama é possível visualizar os estágios de potência, controle e acoplamento indutivo. A descrição detalhada de cada estágio pode ser encontrada em Viera et al. (2021), porém, como o foco deste trabalho é o projeto das bobinas de transmissão e recepção, foi realizada uma simplificação do sistema.

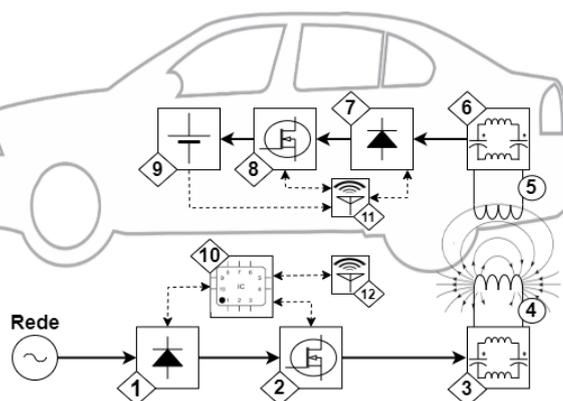


Figura 1. Diagrama de blocos de um sistema de recarga de veículos elétricos WPT.

Nesta simplificação as etapas de entrada 1 e 2, apresentadas na Figura 1 foram substituídas por uma fonte senoidal de alta frequência V_{ie} , e as etapas de saída 7, 8 e 9 foram convertidas em uma carga equivalente R_{eq} . Ambas simplificações utilizam a teoria de aproximação da primeira harmônica (Duerbaum, 1998). Desta forma, o foco do projeto se deu nas etapas 3, 4, 5 e 6, sendo elas a rede de compensação do primário, a bobina de transmissão, a bobina de recepção e a rede de compensação do secundário, respectivamente.

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, a distância de transmissão, a potência transmitida, etc. Desta forma, normas técnicas, como a Comissão Internacional de Proteção contra Radiação Não Ionizante (ICNIRP) e da Sociedade de Engenharia Automotiva (SAE) como a J2954, são de grande relevância, pois descrevem detalhadamente, padrões e técnicas para o desenvolvimento de um sistema WPT. Assim, através do referencial bibliográfico apresentado, pesquisas

de mercado e o estudo da norma SAE J2954, foram definidas as seguintes especificações para o sistema:

- Potência de saída máxima (P_o): 3,6 kW
- Topologia de compensação: Série-Série
- Fator de acoplamento (k): 0,2
- Tensão de barramento (V_{in}): 400 V
- Tensão de saída (V_o): 360 V
- Frequência de operação (f_s): 85 kHz
- Característica de saída: Corrente Constante (CC)

Dentre as características citadas nos itens acima, o perfil de corrente constante (CC) de saída é referente ao comportamento dos sinais de corrente e/ou tensão (*Constant Voltage - CV*) de saída quando o sistema é submetido a variação de carga. Em sistemas IPT ressonantes é possível projetá-los para apresentar a tensão ou corrente de saída independente da carga para uma dada frequência de operação (Zhang and Mi, 2016). Para aplicações na área de recarga de baterias, o projeto do arranjo de compensação é usualmente projetado para apresentar a característica CC.

Utilizando as especificações prévias e a metodologia de projeto de Viera et al. (2021) foi possível encontrar os parâmetros do sistema que serão utilizados para o projeto das bobinas:

- Diâmetro externo: $D_o = 500$ mm
- Coeficiente de acoplamento: $k = 0,2$
- Correntes primária e secundária: $I_{1,rms} = 18$ A e $I_{2,rms} = 15$ A
- Frequência do sinal de corrente: $f_s = 85$ kHz
- Indutância própria e mútua das bobinas: $L_1 = 120,44$ μ H, $L_2 = 136,33$ μ H e $M = 24$ μ H
- Distância entre bobinas: $d = 160$ mm

3. PROJETO DAS BOBINAS DO SISTEMA WPT

3.1 Aspectos Gerais

Os principais indicadores analisados no momento de projetar as bobinas em um sistema WPT são o fator de qualidade e o coeficiente de acoplamento (Zamani et al., 2019). O primeiro é aperfeiçoado com a redução da resistência do condutor (R_{ac}), que é dependente do efeito pelicular (*skin effect*) e do efeito de proximidade, bem como das perdas por dispersão, e com o aumento dos valores de autoindutância. O segundo é dependente principalmente do distanciamento entre as bobinas e do seu desalinhamento. Logo, para conseguir o coeficiente de acoplamento desejado, a bobina deve ser projetada para valores de distanciamento e desalinhamento específicos (Alphones and Jayathurathnage, 2017).

Atualmente, a literatura apresenta diferentes configurações de bobinas, como a circular, a quadrada, a retangular e a espiral tridimensional (solenóide). Estes projetos podem ser considerados como a base para a formação de outros arranjos, como a bobina DD, e as multi-bobinas DDQ e bipolar, conforme a Figura 2 (Alphones and Jayathurathnage, 2017).

Neste contexto, a bobina circular é vista como uma ótima opção em sistemas WPT (Iyer et al., 2017). Ela possui a vantagem de ser simétrica, com distribuição de fluxo uniforme, proporcionando uma transferência de potência

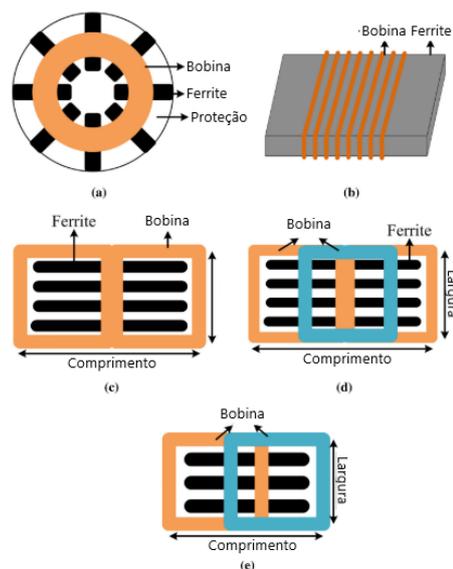


Figura 2. Projeto das bobinas: (a) Bobina circular, (b) Bobina Solenóide, (c) Bobina DD, (d) Bobina DDQ e (e) Bobina bipolar.

similar em toda a direção do fluxo, reduzindo possíveis estresses nos componentes eletrônicos do secundário. Se comparada com as bobinas quadrada e retangular, ela tem maior intensidade de campo magnético no seu centro, o qual decai mais rapidamente conforme aumenta o desalinhamento (Shuguang et al., 2018; Iyer et al., 2017). Conforme Sun et al. (2018), o sistema com bobinas circulares possui eficiência 18% maior que os outros sistemas não polarizados.

Contudo, o fluxo magnético gerado por essa configuração pode ser limitado pela estrutura do VE, visto que o caminho do fluxo para a bobina circular pode ser considerado em torno de 1/4 do diâmetro da bobina. Assim, a capacidade de transferência de potência com elevada eficiência do sistema pode acabar sendo prejudicada conforme a disponibilidade de espaço no chassi (Bi et al., 2016).

Em Nataraj et al. (2017) foi efetuada a simulação dos três projetos básicos de bobinas: a quadrada, a circular e a retangular. A finalidade deste trabalho foi analisar bobinas com mesmo comprimento de fio (l), mesmo número de espiras (N) e espessura do fio condutor (w), além da distância entre bobinas (d) também ser a mesma. Como resultado das simulações, foi concluído que a bobina circular apresentou maior indutância própria (L) e maior indutância mútua (M), que permitiu um maior coeficiente de acoplamento (k). Assim, ela produziu maior campo magnético que as demais, e esta diferença aumentou ainda mais conforme foi incrementado o número de espiras.

Sendo assim, Nataraj et al. (2017) e Iyer et al. (2017) concluíram que, a partir dos resultados experimentais e de simulação, a bobina circular acaba ocupando menos espaço, necessitando menos material e possuindo maior tolerância ao desalinhamento, o que permite esta estrutura oferecer um melhor desempenho em termos de parâmetros de indutância mutua, coeficiente de acoplamento, fluxo magnético e campo magnético.

Com vista nas definições e características abordados anteriormente por parte da literatura, neste trabalho será aprofundado o dimensionamento e a simulação da bobina circular plana (bobina de camada única).

3.2 Dimensionamento das bobinas

Para o dimensionamento das bobinas circulares foram analisados, inicialmente, os requisitos do sistema WPT apresentados na sessão 2. Com base nestes parâmetros, torna-se possível atingir os requisitos também apresentados, como as autoindutâncias e indutância mútua a fim de alcançar o coeficiente de acoplamento solicitado. Para isso, são dimensionadas as demais variáveis envolvidas no acoplamento, conforme a Figura 3.

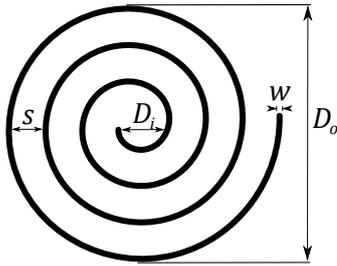


Figura 3. Parâmetros da bobina circular plana.

Onde D_o e D_i são, respectivamente, o diâmetro externo e interno da bobina. A seção do fio condutor é representado por w , o espaçamento entre as espiras é descrito como s e N simboliza o número de espiras. A indutância própria das bobinas circulares planas é estabelecida por (1) (Mohan et al., 1999). Que proporciona os valores corretos para a operação do sistema WPT. Todas as medidas de distâncias e tamanhos são dadas em metros.

$$L = \frac{\mu_0 N^2 (D_o + D_i)}{4} \left[\ln \frac{2,46}{\varphi} + 0,2\varphi^2 \right], \quad (1)$$

onde φ equivale a:

$$\varphi = \frac{(D_o - D_i)}{(D_o + D_i)} \quad (2)$$

e μ_0 , que representa a permeabilidade do meio,

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}. \quad (3)$$

Nota-se que para determinar a indutância própria das bobinas é necessário seu diâmetro interno, que pode ser estabelecido de acordo com (4):

$$D_i = D_o - (2wN) - (2s(N - 1)). \quad (4)$$

Porém, para determinar D_i são indispensáveis a seção do fio condutor, o número de enrolamentos e o espaçamento entre as espiras. Dessa forma, o dimensionamento do acoplamento indutivo pode ser iniciado através da especificação do fio condutor.

Na determinação do condutor, devem ser analisadas as influências relacionadas a sua aplicação. Para este caso, os principais fatores são a corrente elétrica e sua frequência. Quando um fio é percorrido por uma corrente elétrica variante no tempo (alternada), ocorre a alteração da densidade de corrente em seu interior devido aos campos

eletromagnéticos gerados pelo próprio condutor, levando a concentração de corrente às regiões periféricas. Esse fato é conhecido como efeito pelicular. Ainda, quando dois ou mais fios são dispostos um ao lado do outro, ocorre o efeito de proximidade. De forma similar ao efeito pelicular, ele também ocasiona uma redistribuição da densidade de corrente interna no condutor analisado. Porém, essa redistribuição é proveniente da influência de campos magnéticos gerados por condutores próximos a ele, que induzem correntes de Foucault resultando na maior concentração da corrente em uma das metades dos condutores. O efeito de proximidade aumenta conforme diminui o espaçamento entre os enrolamentos da bobina (Bi et al., 2016).

Com o intuito de reduzir o efeito pelicular e de proximidade, que prejudicam a condução de corrente pelo condutor, reduzindo sua área de condução e aumentando sua resistência AC, foi dimensionado um fio Litz para esta aplicação (Buja et al., 2015).

O fio Litz é formado por um conjunto de fios com diâmetros menores (*strands*), que são isolados individualmente e trançados juntos para formar um único condutor. Dessa forma, ele reduz os efeitos pelicular e de proximidade que são significativos na faixa de frequência da aplicação (Iyer et al., 2017). Ou seja, o número maior de *strands* auxilia no efeito pelicular, e o fato de serem trançados auxilia a eliminar o efeito de proximidade.

Para dimensionar o fio Litz foi utilizada a corrente $I_{rms} = 25 \text{ A}$, e a frequência de operação $f_s = 85 \text{ kHz}$.

Com o valor da frequência e a profundidade pelicular resultante do efeito pelicular (5), é possível encontrar o diâmetro recomendado para cada *strand*. Para isto, deve ser analisado se a profundidade pelicular resultante é maior que a seção do fio condutor, pois assim a densidade de distribuição de corrente será a mesma ao longo da seção do fio.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} = \sqrt{\frac{(2 \cdot 10^{-8})}{(\pi \cdot 85 \cdot 10^3 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7})}} = 0,226 \text{ mm} \quad (5)$$

Onde ρ representa a resistividade do material condutor, neste caso do cobre.

$$\rho = 2 \cdot 10^{-8} \text{ } \Omega \cdot \text{m para } 60 \text{ } ^\circ\text{C}. \quad (6)$$

Neste caso, para a frequência de 85 kHz, o diâmetro recomendado para os fios condutores é de 38 AWG, equivalente a 0,008 mm² ou então 0,1016 mm de diâmetro. A densidade de corrente para este trabalho foi considerada aproximadamente 3,5 A/mm², a fim de evitar aquecimento excessivo, além de manter uma margem de segurança, visto que uma densidade de corrente segura e de baixas perdas, que respeita a capacidade de condução dos fios de cobre fica entre 2 e 6 A/mm² (Bosshard and Kolar, 2016). Assim, a capacidade de condução de corrente de cada *strand* resultou em 0,028 A. Possibilitando a determinação do número de *strands* a partir de:

$$N_{strands} = \frac{I_{litz}}{x} = \frac{25}{0,028} = 893 \text{ strands} \quad (7)$$

Sendo assim, foi utilizado um fio Litz de 900 *strands*, sendo 900x38 AWG, o que resultou em um condutor com diâmetro final (w) de aproximadamente 4,4 mm.

Após definir o diâmetro do condutor, foi verificado o espaçamento entre as espiras das bobinas. De acordo com (Aditya, 2016), o melhor desempenho encontrado para as bobinas ocorreu quando o diâmetro externo entre elas foi conservado, além do diâmetro interno da bobina secundária ser mantido menor que o diâmetro interno da bobina primária. Dessa forma, para este trabalho o valor de s foi selecionado como o menor possível, sendo idealmente $s = 0$.

Assim, os valores de w e s podem ser substituídos por suas respectivas variáveis em (4), restando apenas a determinação do número de espiras. Contudo, nota-se que o valor das indutâncias já é conhecido, possibilitando considerar N como a variável de interesse a ser calculada. Assim, pode-se alcançar os valores propostos para as auto-indutâncias.

Posterior à obtenção dos números de espiras, é possível a determinação do diâmetro interno da bobina conforme (4), bem como do comprimento do fio Litz implementado,

$$l = \frac{(\pi N(D_o + D_i))}{2} \quad (8)$$

e em seguida sua resistência,

$$R_{DC} = \frac{\rho l}{A_{str}} \cdot N_{str}. \quad (9)$$

Em que:

$$A_{str} = \frac{\pi D_{str}^2}{4}, \quad (10)$$

Onde, R_{DC} representa a resistência total do condutor, visto que as perdas AC são idealmente eliminadas a partir do fio Litz utilizado. N_{str} corresponde ao número total de condutores (*strands*) constituintes do fio Litz, A_{str} simboliza a área de cada um desses condutores, D_{str} representa o diâmetro de cada *strand* e, por fim ρ é a resistividade do material, neste caso, do cobre.

Utilizando a resistência total de cada uma das bobinas, é possível calcular seus fatores de qualidade a partir de:

$$Q = \frac{2\pi f s L}{R_{DC}} \quad (11)$$

Com o intuito de determinar a indutância mútua pode ser utilizada a equação (A.1) apresentada no apêndice A. e para o coeficiente de acoplamento, basta aplicar 12.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}. \quad (12)$$

A partir do dimensionamento do número de espiras necessárias para alcançar as indutâncias próprias das bobinas e das demais variáveis apresentadas na Figura 3, torna-se possível a simulação do acoplamento indutivo dentro de um *software* de elementos finitos.

Salienta-se que o *software* de elementos finitos não é essencial, pois o dimensionamento das bobinas pode ser efetuado de forma analítica desenvolvendo apenas uma rotina de cálculos. Contudo, o sistema IPT não é, necessariamente, constituído apenas pelas bobinas. Ele pode conter outras estruturas que auxiliam na transferência de energia, como núcleos de ferrite, que tem a finalidade de concentrar o fluxo magnético entre as bobinas transmissora e receptora.

Os materiais ferromagnéticos podem ser constituídos, por exemplo, de zinco e manganês (Mn-Zn), amplamente aplicado nesse sistema, operando com boa eficiência para frequências de até 5 MHz (Bi et al., 2016). Possuem baixa coercividade, ou seja, baixas perdas por histerese, fornecendo baixa relutância ao campo magnético se comparado ao ar circundante. Dessa forma, funcionam como uma blindagem magnética que, além de proteger os componentes dos circuitos eletrônicos, interferem de forma positiva diretamente na indutância mútua das bobinas (Zamani et al., 2019; Iyer et al., 2017).

Visto que o sistema IPT não é constituído apenas pelas bobinas, mas sim de um número maior de estruturas que introduzem maior complexidade na análise e dimensionamento do acoplamento, alterando o equacionamento analítico abordado anteriormente, é fundamental a utilização do *software* de elementos finitos que possibilita a adição desses materiais e a verificação completa das influências destas estruturas que compõem o sistema.

De acordo com a literatura, podem ser citados diferentes *softwares* para a análise de elementos finitos voltada para a aplicação dos sistemas WPT. Trabalhos como Dong et al. (2018) e Buja et al. (2015) implementaram o acoplamento indutivo dentro do *software* COMSOL. Já Joseph and Bhoir (2019) fez suas análises a partir do *software* PLECS. Contudo, da mesma forma que nas produções de Shuguang et al. (2018), neste trabalho as bobinas foram simuladas dentro do *software* Ansys Maxwell 3D.

4. RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

O equacionamento proposto para o dimensionamento das bobinas foi inserido no *software* Matlab a fim de facilitar possíveis ajustes e diferentes testes paramétricos. Como resultado deste dimensionamento foram obtidos os dados da Tabela 1.

Tabela 1. Dados paramétricos das bobinas no Matlab.

Parâmetros	Valores	Valores	Unidade
	Bobina Tx	Bobina Rx	
Indutância (L)	123,53	139,36	μH
Número de espiras (N)	12	13	-
Diâmetro interno (D_i)	0,3953	0,3866	m
Comprimento do fio (l)	16,87	18,10	m
Resistência			
equivalente (R_{eq})	32,22	34,57	m Ω
Fator de qualidade (Q)	2047	2152	-
Indutância mútua (M)	26,69	26,69	μH
Coeficiente de			
acoplamento (k)	0,203	0,203	-

Nota-se que os resultados gerados pelo Matlab atendem às especificações solicitadas ao projeto do acoplamento. A simulação foi feita para a distância de 160 mm entre as bobinas, onde as indutâncias próprias ficaram com valores de $L_1 = 123,53 \mu\text{H}$ e $L_2 = 139,36 \mu\text{H}$. A indutância mútua e o coeficiente de acoplamento resultaram em $M = 26,69 \mu\text{H}$ e $k = 0,203$. E o número de espiras para as bobinas primária e secundária $N_1 = 12$ e $N_2 = 13$. Os dados referentes às características construtivas das bobinas foram implementadas dentro do *software* Maxwell 3D da Ansys, compondo o desenho do acoplamento proposto a fim de validar os resultados. A representação do sistema

dentro do simulador está apresentada na Figura 4, e os resultados obtidos estão demonstrados na Tabela 2.

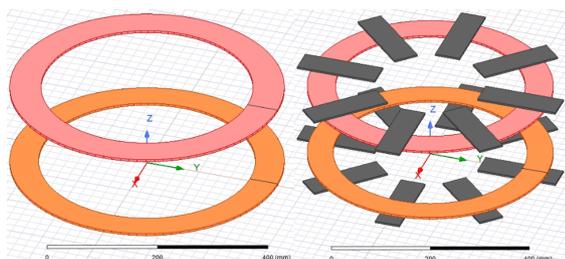


Figura 4. projeto da bobina circular no Maxwell

Tabela 2. Dados paramétricos práticos das bobinas

Parâmetros	Valores Bobina Tx	Valores Bobina Rx	Unidade
Indutância (L)	118,80	134,13	μH
Número de espiras (N)	12	13	-
Diâmetro interno (D_i)	0,394	0,385	m
Diâmetro externo (D_o)	0,500	0,500	m
Comprimento do fio (l)	-	-	m
Resistência equivalente (R_{eq})	146	155	$\text{m}\Omega$
Fator de qualidade (Q)	1236	1294	-
Indutância mútua (M)	25,61	25,61	μH
Coefficiente de acoplamento (k)	0,202	0,202	-

Comparando os resultados obtidos conclui-se que, para este projeto de bobinas, os dois dimensionamentos são válidos. Os valores de indutâncias próprias, indutância mútua e coeficiente de acoplamento tiveram resultados similares para ambos os casos.

Após a análise anterior dos resultados, foi realizada a introdução de chapas de ferrite para uma nova verificação do sistema. Para isto, manteve-se o mesmo projeto, ou seja, foi utilizado o mesmo dimensionado prévio das bobinas, a fim de observar a funcionalidade dos materiais ferromagnéticos. As Figuras 5 (a) e (b) apresentam a densidade de fluxo magnético gerado entre as bobinas transmissora e receptora no acoplamento sem ferrite e com ferrite, respectivamente.

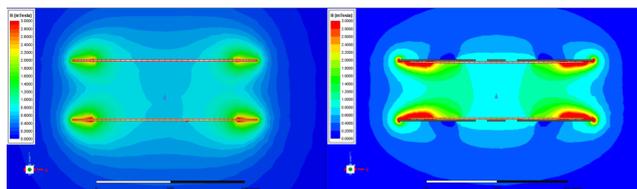


Figura 5. Densidade de fluxo magnético: (a) bobina sem ferrite e (b) bobina com ferrite.

Nota-se que, com a adição das chapas de ferrite, a densidade de fluxo magnético se torna mais intensa na região entre as bobinas, possibilitando maior interação entre seus campos magnéticos. Desta forma, ocorre o incremento da indutância mútua e do fator de acoplamento entre os indutores, além da redução do campo magnético irradiado aos circuitos eletrônicos e ao chassi do VE. A Figura 6 apresenta os coeficientes de acoplamento e indutâncias mútuas para do sistema IPT com e sem a adição das

chapas de ferrite. Desta forma, é notável o aumento da indutância mútua e, conseqüentemente, do coeficiente de acoplamento com a adição dos materiais ferromagnéticos. Além disso, também é possível observar que a inserção do ferrite possibilita o aumento da distância de *entreferro* entre as bobinas de 2,2 cm, de forma que o coeficiente de acoplamento nominal (0,2) se mantém o mesmo.

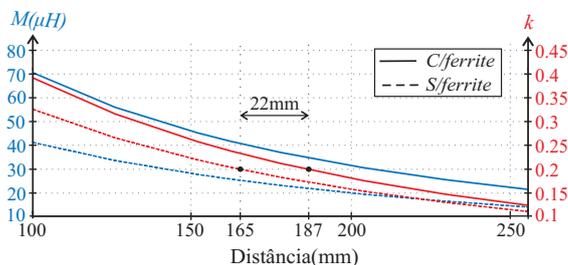


Figura 6. Variação do fator de acoplamento e indutância mútua em relação à distância entre as bobinas.

Com o objetivo de verificar o comportamento do acoplamento indutivo quando inserido no sistema projetado, foi desenvolvido um circuito elétrico simplificado (ilustrado na Figura 7) utilizando a plataforma Simplorer. Desta forma, os resultados de simulação dos acoplamentos indutivos gerados pelo Ansys Maxwell foram integrados à simulação elétrica através da ferramenta Twin Builder. Esta simulação contém a fonte de alimentação alternada, os capacitores de compensação (com perdas série), e a resistência equivalente de saída. Através desta simulação é possível verificar o comportamento das grandezas do sistema perante variação da frequência da fonte alternada de entrada.

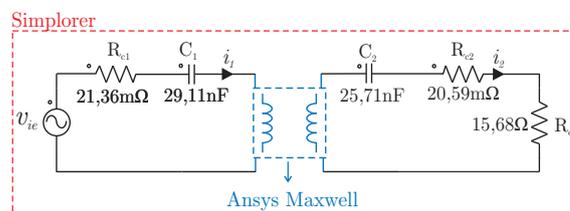


Figura 7. Circuito elétrico integrado com a simulação do acoplamento indutivo.

A partir da simulação integrada entre Maxwell e Simplorer, obteve-se o gráfico da Figura 8, que representa o rendimento e a potência de saída em função da frequência de operação do sistema. Pode ser observado que para o projeto sem ferrite (a) a potência nominal de saída e o máximo rendimento (98,81%) são alcançados quando o sistema opera em frequência nominal (85 kHz). Todavia, para o sistema com ferrite (b) operando em frequência nominal, é observada uma redução no rendimento para 63%, onde, o ponto de máximo rendimento é deslocado para uma frequência de operação inferior (73 kHz). Neste ponto de operação, o sistema com ferrite apresenta uma drástica redução na potência transferida para carga (2,3 kW), não se adequando aos parâmetros de projeto previamente definidos.

Analisando a Figura 6 e a Figura 7, os resultados podem aparentar ser contraditórios, tendo em vista que o acrés-

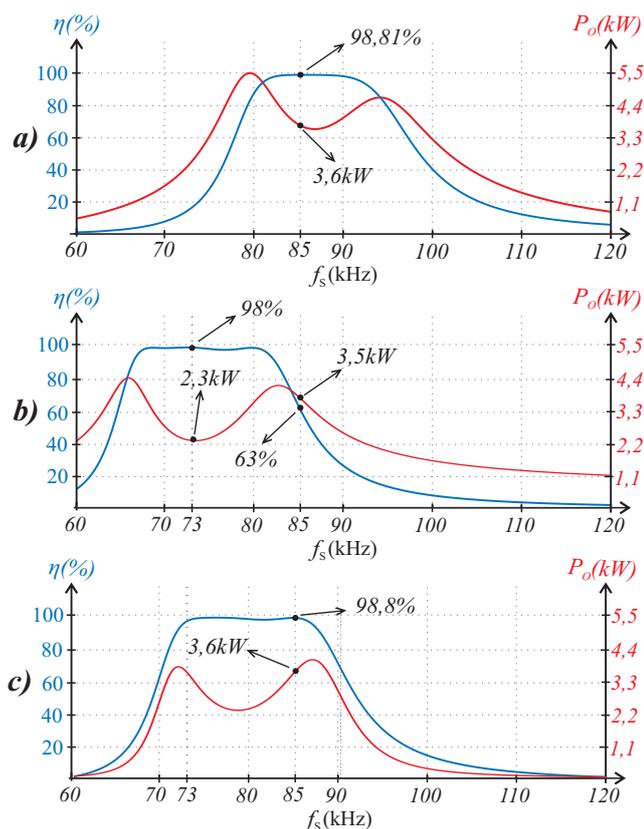


Figura 8. Resposta em frequência dos valores de magnitude de potência de saída e eficiência do sistema: (a) Sistema sem ferrite, (b) Sistema com ferrite e (c) Sistema com ferrite e número de espiras reduzido.

cimo do ferrite aumenta o fator de acoplamento e reduz o rendimento do sistema. Este fato acontece pois, com a inserção das chapas de ferrite, ocorre um incremento nos valores das autoindutâncias das bobinas primária e secundária. Dessa forma, a frequência de ressonância entre os capacitores de compensação e as bobinas é alterado, modificando a frequência de ressonância do sistema e, conseqüentemente, o ponto de operação nominal.

A partir da Figura 9 é possível observar a variação do ganho estático de tensão e corrente de saída do sistema, perante variações de carga e frequência de operação. Desta forma, nota-se que o modo de operação em corrente constante (CC) no sistema sem ferrite (a) ocorre na frequência nominal, enquanto para o sistema com ferrite (b) ocorre na frequência de 73 kHz, fazendo com que ele apresente valores de corrente e tensão dependentes da variação de carga, quando operando em frequência nominal.

Analisando os resultados, algumas soluções podem ser propostas de forma que o sistema opere no máximo rendimento mesmo com acréscimo do ferrite. A primeira é relacionada com o ajuste da frequência de operação para 73 kHz, porém isso acarretaria na operação fora dos padrões estabelecidos na norma SAE J2954, além de que a fonte de entrada deve ter uma tensão de maior magnitude para compensar a redução no ganho estático de tensão e garantir a potência nominal na saída. Outra solução é o reprojetado das capacitâncias de compensação, para operar

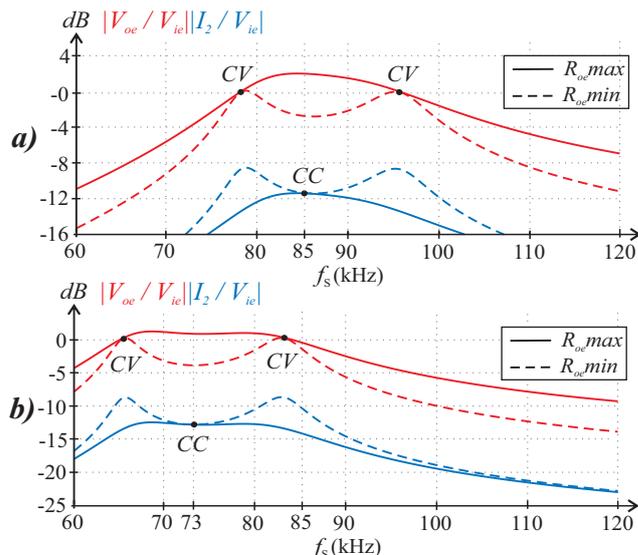


Figura 9. Resposta em frequência dos ganhos estáticos de tensão e corrente de saída para o sistema: (a) Sem ferrite e (b) Com ferrite.

em ressonância na frequência de 85 kHz, o que garantiria a operação no ponto de frequência nominal além de manter o mesmo fator de qualidade das bobinas. E, por fim, podem ser realizadas modificações físicas nas bobinas, reajustando seus valores de autoindutâncias. Uma das formas de reajustar os valores das indutâncias próprias das bobinas é através da alteração dos seus números de espiras. Sendo assim, para este caso foi a estratégia adotada, onde foram retiradas duas espiras de cada bobina, resultando em $N_1 = 10$ e $N_2 = 11$. Desta forma, foi possível manter as vantagens da adição do ferrite e garantir a operação na região de máximo rendimento, conforme apresentado na Figura 8 (c).

5. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi abordada a tecnologia de carregamento de veículos elétricos sem fio. Foi realizada uma revisão sobre o tema, com foco na metodologia de projeto das bobinas, destacando os principais pontos para alcançar o máximo rendimento do sistema. Como o dimensionamento dos condutores, demonstrou-se o projeto do acoplamento indutivo e a adição de estruturas ferromagnéticas.

A metodologia de projeto das bobinas foi validada através de simulações no *software* Ansys Maxwell e Ansys Simplorer, onde foi possível verificar o efeito do ferrite no aumento da indutância mútua e no fator de acoplamento, possibilitando a operação do sistema em distâncias de *entreferro* mais elevadas. Além disso foi realizada a integração entre o modelo das bobinas e os demais componentes do circuito elétrico, onde foram comparados os resultados de potência de saída, eficiência e ganho estático do sistema com e sem ferrite. Observou-se que o sistema sem ferrite apresentou um rendimento final de 98,81% operando sob condição nominal, e 98,8% com a adição do ferrite e redução do número de espiras. Além disso, concluiu-se que o sistema com ferrite interfere nas autoindutâncias das bobinas, modificando a frequência de ressonância do sistema e prejudicando o rendimento no ponto de operação

nominal. Para este problema foram apresentadas três soluções, sendo elas, modificação na frequência de operação, redimensionamento dos capacitores de compensação ou readequação das auto-indutâncias das bobinas através da redução do número de espiras.

REFERÊNCIAS

- Aditya, K. (2016). *Design and implementation of an inductive power transfer system for wireless charging of future electric transportation*. Ph.D. thesis.
- Alphones, A. and Jayathurathnage, P. (2017). Review on wireless power transfer technology (invited paper). In *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, 326–329.
- Bi, Z., Kan, T., Mi, C.C., Zhang, Y., Zhao, Z., and Keoleian, G.A. (2016). A review of wireless power transfer for electric vehicles: Prospects to enhance sustainable mobility. *Applied Energy*, 179, 413–425.
- Bosshard, R. and Kolar, J.W. (2016). Multi-objective optimization of 50 kw/85 khz ipt system for public transport. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 4(4), 1370–1382. doi:10.1109/JESTPE.2016.2598755.
- Buja, G., Bertoluzzo, M., and Mude, K.N. (2015). Design and experimentation of wpt charger for electric city car. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(12), 7436–7447.
- Campi, T., Cruciani, S., Maradei, F., and Feliziani, M. (2020). Magnetic field mitigation by multicoil active shielding in electric vehicles equipped with wireless power charging system. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 62(4), 1398–1405.
- Cho, J., Sun, J., Kim, H., Fan, J., Lu, Y., and Pan, S. (2017). Coil design for 100 khz and 6.78 mhz wpt system :litz and solid wires and winding methods. In *2017 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility Signal/Power Integrity (EMCSI)*, 803–806.
- Dong, Y., Lu, W., Liu, Y., and Chen, H. (2018). Optimal study of resonant wireless charging coils for electric vehicles. In *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 871–875.
- Duerbaum, T. (1998). First harmonic approximation including design constraints. 321–328.
- Iyer, A., Bharatiraja, C., Vaghasia, I., and Rajesh, V. (2017). Design optimisation for an efficient wireless power transfer system for electric vehicles. *Energy Procedia*, 117, 1015–1023.
- Joseph, B. and Bhoir, D. (2019). Design and simulation of wireless power transfer for electric vehicle. In *2019 International Conference on Advances in Computing, Communication and Control (ICAC3)*, 1–5.
- Lee, C.K., Zhong, W., and Hui, S.Y.R. (2012). Recent progress in mid-range wireless power transfer. *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 3819–3824.
- Li, S. and Mi, C.C. (2015). Wireless power transfer for electric vehicle applications. volume 3, 4–17.
- Mohan, S., del Mar Hershenson, M., Boyd, S., and Lee, T. (1999). Simple accurate expressions for planar spiral inductances. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 34(10), 1419–1424. doi:10.1109/4.792620.
- Moon, S. and Moon, G.W. (2016). Wireless power transfer system with an asymmetric four-coil resonator for electric vehicle battery chargers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(10), 6844–6854.
- Nataraj, C., Khan, S., Habaebi, M., and Muthalif, A. (2017). Analysis of mutual inductance and coupling factor of inductively coupled coils for wireless electricity. *ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences*, 12, 4007–4012.
- Shevchenko, V., Husev, O., Strzelecki, R., Pakhaliuk, B., Poliakov, N., and Strzelecka, N. (2019). Compensation topologies in ipt systems: Standards, requirements, classification, analysis, comparison and application. volume 7, 120559–120580.
- Shuguang, L., Zhenxing, Y., and Wenbin, L. (2018). Design and simulation of coupling coil for ev’s wireless charging system. In *2018 IEEE International Conference on Electronics and Communication Engineering (ICECE)*, 115–119.
- Stielau, O. and Covic, G. (2000). Design of loosely coupled inductive power transfer systems. In *PowerCon 2000. 2000 International Conference on Power System Technology. Proceedings (Cat. No.00EX409)*, volume 1, 85–90 vol.1.
- Sun, L., Ma, D., and Tang, H. (2018). A review of recent trends in wireless power transfer technology and its applications in electric vehicle wireless charging. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 91, 490–503.
- Uddin, M.K., Ramasamy, G., Mekhilef, S., Ramar, K., and Lau, Y.C. (2014). A review on high frequency resonant inverter technologies for wireless power transfer using magnetic resonance coupling. In *2014 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, 412–417.
- Viera, L.A.B., Pascoal, P.G., Rech, C., and Mezaroba, M. (2021). Análise e projeto de um sistema de recarga de veículos elétricos através da transferência de energia sem fio. *SEPOC 2021*.
- Zamani, M., Nagrial, M., Rizk, J., and Hellany, A. (2019). A review of inductive power transfer for electric vehicles. In *2019 International Conference on Electrical Engineering Research Practice (ICEERP)*, 1–5.
- Zhang, W. and Mi, C.C. (2016). Compensation topologies of high-power wireless power transfer systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 65(6), 4768–4778.

Apêndice A. EQUAÇÃO DA INDUTÂNCIA MÚTUA

A equação da indutância mútua foi obtida com base nos conceitos das leis de Biot-Savart e de Faraday Lenz.

$$M = -\frac{\rho_1 \mu_0 N_1 N_2}{4\pi} \int_{\rho_2=0}^{\rho_2} \int_{\phi_2=0}^{2\pi} \int_{\phi_1=0}^{2\pi} \frac{\rho_2 (A \cos \phi_1 + B \sin \phi_1)}{r^3} d\phi_1 d\phi_2 d\rho_2 \quad (\text{A.1})$$

Onde:

$$\begin{cases} A = \rho_2 \cos \phi_2 - a \cos \phi_1 \\ B = \rho_2 \sin \phi_2 - a \sin \phi_1 \\ r = \sqrt{\rho_2^2 + a^2 - 2\rho_2 a \cos(\phi_2 - \phi_1) + D^2} \\ \rho_1 = a = \text{Raio da bobina 1 (m)} \\ \rho_2 = \text{Raio da bobina 2 (m)} \\ \phi_1 = \hat{\text{Ângulo infinitesimal para bobina 1 (rad)}} \\ \phi_2 = \hat{\text{Ângulo infinitesimal para bobina 2 (rad)}} \end{cases}$$