



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA –
UNESP
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA

Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira – FEIS
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

MARCUS FELIPE CALORI JORGETTO

**TRANSMISSÃO INDUTIVA DE ENERGIA ELETROMAGNÉTICA SEM
FIOS, PARA APLICAÇÕES EM POSTOS DE ABASTECIMENTO DE VEÍCULOS
ELÉTRICOS PUROS: MODELAÇÃO PARA O ELEMENTO ELETROMAGNÉTICO**

Ilha Solteira
2015

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA**

MARCUS FELIPE CALORI JORGETTO

**TRANSMISSÃO INDUTIVA DE ENERGIA ELETROMAGNÉTICA SEM
FIOS, PARA APLICAÇÕES EM POSTOS DE ABASTECIMENTO DE VEÍCULOS
ELÉTRICOS PUROS: MODELAÇÃO PARA O ELEMENTO ELETROMAGNÉTICO**

Orientador: Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin.

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia - UNESP - Campus de Ilha Solteira, como requisito para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área do Conhecimento: Automação.

Ilha Solteira
2015

FICHA CATALOGRÁFICA
Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

J82t Jorgetto, Marcus Felipe Calori.
Transmissão indutiva de energia eletromagnética sem fios, para aplicações em postos de abastecimento de veículos elétricos puros: modelação para o elemento eletromagnético / Marcus Felipe Calori Jorgetto. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2015
91 f. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2015

Orientador: Carlos Alberto Canesin
Inclui bibliografia

1. Transmissão de energia sem fios. 2. Transferência indutiva de energia. 3. Veículos elétricos puros. 4. Eficiência energética. 5. Veículos leves de transporte.



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: Transmissão indutiva de energia eletromagnética sem fios, para aplicações em postos de abastecimento de veículos elétricos puros: modelagem para o elemento eletromagnético

AUTOR: MARCUS FELIPE CALORI JORGETTO

ORIENTADOR: Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área: AUTOMATIZAÇÃO, pela Comissão Examinadora:


Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. JEAN MARCOS DE SOUZA RIBEIRO

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. LUIZ CARLOS GOMES DE FREITAS

Centro de Ciências Exatas e Tecnologia / Faculdade de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Uberlândia

Data da realização: 27 de fevereiro de 2015.

AGRADECIMENTOS

Agradeço em primeiro lugar à Deus, que me confortou, me guiou e me deu forças para chegar onde eu estou. Agradeço também aos meus pais, que não só neste momento, mas em toda a minha vida estiveram comigo, ao meu lado, fornecendo o apoio, compreensão e estímulo em todos os momentos. À minha noiva Maria Inez Nobukuni pelo carinho, pela paciência, pela compreensão, por todo incentivo e por todos os momentos de alegria.

Agradeço ao meu pai, que me ensinou os maiores valores que se pode ter na vida, incentivou o meu lado criativo para solução de problemas, me ensinou a batalhar, buscar os meus objetivos, a trabalhar sobre pressão, uma pessoa que sempre será meu herói. A minha mãe pela sua rígida educação, perseverança, idoneidade e pela grande dedicação no trabalho e na casa.

Ao meu orientador Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin por todo apoio e recursos necessários, pela oportunidade de realização deste trabalho, pela liberdade e autonomia durante a realização do projeto, acreditando em minha capacidade e pelo incalculável aprendizado durante todo esse tempo.

Agradeço em especial a dois professores que são grandes exemplos, Jean Marcos de Souza Ribeiro e Edvaldo Assunção, que contribuíram com sua amizade, opiniões, ideias e conselhos.

Agradeço a todos os membros deste laboratório em especial, Tarcísio Ferreira, João Pelicer Jr., Marcos Gutierrez, Guilherme Azevedo e Melo, José Carlos Ugaz, pelo companheirismo e amizade.

A todos que diretamente ou indiretamente fizeram parte da minha formação, o meu muito obrigado.

RESUMO

Esta dissertação apresenta a modelação, metodologia de projeto e os principais resultados de simulação para um elemento eletromagnético de transmissão indutiva de energia elétrica sem fios, aplicado em postos de abastecimento de Veículos Elétricos (VE) puros. A estrutura proposta é composta por no mínimo dois indutores, sendo um deles o emissor e o outro o receptor de energia.

Realizou-se uma revisão bibliográfica das estruturas dos sistemas utilizados para a transmissão de energia eletromagnética sem fios (*wireless*) e, predominantemente, as mesmas utilizam-se de indutores com formatos espirais cilíndricos ou quadrados, para formar os elementos para transmissão de energia. Neste contexto, este trabalho baseou-se apenas em indutores com formato espiral cilíndrico, sendo estes analisados com base nas teorias do eletromagnetismo, partindo-se da Lei de *Biot Savart* e da Terceira Lei de *Maxwell*, com o intuito de obter-se os principais parâmetros de projeto para o elemento de transferência indutiva de potência (*IPT – Inductive Power Transfer*), quais sejam: Indutância Mútua (emissor/receptor), Indutância Própria (emissor) e Fator de Acoplamento (emissor/receptor).

A fim de comprovar a exatidão da metodologia teórica desenvolvida, adotaram-se modelos computacionais utilizando-se o *software* Comsol[®], onde se construiu o modelo físico do elemento de transmissão de energia (IPT), para cada caso analisado.

Os resultados obtidos decorrentes da modelação teórica proposta são inéditos e o trabalho pioneiro em determinar algebricamente um método de cálculo para o acoplamento mútuo entre indutores com geometrias espirais cilíndricas que, quando comparados com os resultados de simulações obtidos através do Comsol[®], demonstraram-se praticamente exatos.

Considerando-se a aplicação num estudo de caso de transmissão de energia sem fios (*WPT – Wireless Power Transfer*), para um Veículo Elétrico (VE) puro em escala reduzida, desenvolveram-se os estudos para associações série, paralela e mista para o emissor, considerando-se a necessidade de ajuste de sua Indutância Própria, mantendo-se um desejável Fator de Acoplamento (emissor/receptor), apresentando-se as vantagens, desvantagens e a melhor solução para o caso estudado. Observa-se ainda que, um dos objetivos do estudo das associações de elementos IPT foi a obtenção de um fluxo magnético com comportamento o mais linear possível, na faixa de distanciamentos receptor/emissor de interesse para a pesquisa, com a vantagem de ampliação da captação de energia pelo lado receptor.

Portanto, a modelação teórica inédita desenvolvida neste trabalho destina-se às aplicações de WPT, com elementos indutores em formato espiral cilíndrico, para sistemas de carregamento rápido de VE puros, sem a conexão elétrica/mecânica, permitindo a transferência eletromagnética de energia para o receptor (VE) no modo estático, ou, no modo dinâmico (em movimento), considerando-se pequeno distanciamento (em torno de 20cm) do elemento emissor (distanciamento emissor/receptor).

Palavras-chaves: Veículos Elétricos Puros; Transmissão de Energia sem Fios; Transferência Indutiva de Energia; Eficiência energética; Veículos leves de transporte.

ABSTRACT

This work proposes a modeling, design methodology and shows the main simulation results to the development of a Wireless Power Transmission (WPT) element, applied to pure Electric Vehicles (EV). The proposed structure is composed of at least two inductors, composing a transmitter and an energy receiver with weak magnetic coupling among them, considering a far-field energy-transfer method.

Considering a literature review for the structures of the systems used for Wireless Power Transmission (WPT), it was observed the use of cylindrical spiral or square shapes, predominantly, in order to compose the inductive elements for power transmission. In this context, this work was based only on inductors with cylindrical spiral shape, which was analyzed based on electromagnetism theories. The proposed methodology starts from the Biot Savart Law and the Third Maxwell Law, in order to obtain the key design parameters for the inductive power transfer element (IPT - Inductive Power Transfer), which are: Mutual Inductance (transmitter / receiver), Self Inductance (transmitter) and Coupling Factor (transmitter / receiver).

In order to prove the accuracy of the developed theoretical methodology, was adopted a computational model using the Comsol® software, considering a physical model for the designed IPT element.

The results obtained from the proposed theoretical modeling are original and this is a pioneering work in determining algebraically a calculation method for mutual coupling between cylindrical spiral inductors that, when compared with the simulation results obtained by Comsol®, demonstrated practically exact.

Furthermore, considering the application in a small-scale case study to WPT, for a pure Electric Vehicle (EV), an important contribution presented in this work is the analysis of arrangements for the inductive element of power transmitter, presenting its advantages and disadvantages and the best configuration for the case study. It should be observed that one of the objectives of the study for IPT elements associations was obtaining a magnetic flux with a linear behavior in the region of feeding process of the EV, with the advantage of expanding the energy power transfer efficiency to the receiver side.

Therefore, the novel theoretical modeling proposed in this work is intended for WPT applications with cylindrical-spiral shaped inductor elements, for fast charging systems of pure EV without wire/mechanical connections, allowing the transfer of electromagnetic

energy to the receiver (EV) in static mode or in dynamic mode (EV in motion), considering a small distance (less than 20cm) from transmitting element (transmitter/receiver distance).

Keywords: Pure Electric Vehicles; Wireless Power Transmission; Inductive Power Transfer; Energy efficiency; Light transportation vehicles.

LISTA DE SIGLAS E ACRÔNIMOS

EUA	Estados Unidos da América
FB	<i>Full-Bridge</i>
FB-ZVS-PWM-PS	<i>Full-Bridge Zero-Voltage-Switching Pulse-Width-Modulation Phase-Shift</i>
IPT	<i>Inductive Power Transfer</i>
<i>Li-ion</i>	Íons de Lítio
<i>LiPO</i>	Polímero de Lítio
<i>NiMH</i>	Níquel-Hidreto metálico
PA	Posto de Abastecimento
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PS	<i>Phase Shift</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RFID	<i>Radio Frequency Identification</i>
UE	União Europeia
VE	Veículo Elétrico
WPT	<i>Wireless Power Transfer</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

V_g	Tensão da Fonte
$I'o$	Corrente de saída(secundário) refletida para o primário
T_s	Período de chaveamento
t_d	Tempo de atraso
$\nabla (\)$	Divergente.
$\vec{B}$	Campo magnético.
r'	Distância da corrente a um ponto.
μ_o	Permeabilidade do vácuo.
i	Corrente elétrica.
$\vec{l}$	Caminho da corrente elétrica.
$\vec{a}_r$	Vetor direcional unitário.
$\nabla \times$	Rotacional.
$\vec{A}$	Potencial vetor magnético.
$\vec{a}_x, \vec{a}_y, \vec{a}_z$	Vetor direcional cartesiano unitário.
x', y', z'	Coordenadas da corrente elétrica.
x, y, z	Coordenadas do ponto.
α	Velocidade de rotação do espiral.
θ	Número de voltas.
N	Número de espiras.
r''	Raio formado pelo pontos x, y, z .
$\frac{\partial}{\partial x}, \frac{\partial}{\partial y}, \frac{\partial}{\partial z}$	Derivadas parciais em x, y e z , respectivamente.
$\vec{A}_1, \vec{A}_2, \vec{A}_3, \vec{A}_4$	Decomposição do potencial vetor magnético.
$\vec{A}_{31}, \vec{A}_{32}, \vec{A}_{33}$	Decomposição do elemento 3 do potencial vetor magnético.

$\vec{A}_{41}, \vec{A}_{42}, \vec{A}_{43}$	Decomposição do elemento 4 do potencial vetor magnético.
$\vec{B}_x, \vec{B}_y, \vec{B}_z$	Decomposição cartesiana do campo magnético.
$\vec{\Phi}$	Fluxo magnético.
$\vec{\Phi}_z$	Fluxo magnético na coordenada z.
r	Raio do elemento receptor.
M	Mútua.
$L_{própria}$	Indutância Própria.
K	Fator de acoplamento.
L_1, L_2	Indutância própria do emissor e do receptor, respectivamente.
μ_r	Permeabilidade relativa do meio.
n	Número de elementos IPT associados em série.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - VE puro utilizado no estudo de caso para a metodologia de projeto proposta.....	21
Figura 2 - Pista de testes para o VE, utilizada no estudo de caso de <i>WPT</i>	22
Figura 3 – Concepção física do elemento IPT com indutor espiral cilíndrica.	22
Figura 4 - Representação esquemática do sistema completo proposto para a pesquisa de <i>WPT</i>	23
Figura 5 – Conversor CC-CC FB-ZVS-PWM-PS.....	24
Figura 6 - Representação do conversor CC-CC FB-ZVS-PWM-PS visto pelo primário.	25
Figura 7 - Primeira etapa de operação.	26
Figura 8 – Segunda etapa de operação.	26
Figura 9 – Terceira etapa de operação.....	27
Figura 10 – Quarta etapa de operação.	27
Figura 11 – Quinta etapa de operação.	28
Figura 12 - Sexta etapa operação.....	28
Figura 13 - Sétima etapa de operação.....	29
Figura 14 - Formas de onda básicas do conversor CC FB-ZVS-PWM-PS.....	30
Figura 5 - Alguns padrões típicos de conexões elétricas para carga/recarga de VE.	33
Figura 6 - Bases de carga/recarga, Posto de Abastecimento, para VE.....	34
Figura 7 – Sistema WPT para VE, proposto por Burak <i>et al.</i> (2013).....	35
Figura 8 - Potência da carga em relação à distância entre emissor-receptor.....	36
Figura 9 - Frequência de ressonância do conversor em relação à distância entre emissor-receptor.	36
Figura 10 - Elemento IPT proposto em Pickelsimer (2012).....	38
Figura 11 - Conversor ressonante e IPT proposto por Bosshard.....	40
Figura 12 - Campo magnético em um elemento percorrido por uma corrente elétrica.....	41
Figura 13 - Indutor em espirais cilíndricas, admitido como geometria para o elemento IPT. .	44
Figura 14 – Referência admitida para a decomposição <i>dl</i>	45
Figura 15 – Simplificação admitida para o acoplamento magnético de um indutor espiral com um disco/plano.....	53
Figura 16 - Indutor espiral cilíndrico com núcleo magnético.	56
Figura 17 – Comparações entre diversas simulações para a Indutância Mútua do Emissor e as curvas teóricas obtidas para cada caso.	58

Figura 18 - Campo magnético vetorial da componente <i>ax</i>	59
Figura 19 - Campo magnético vetorial da componente <i>ay</i>	60
Figura 20 - Campo magnético vetorial da componente <i>az</i>	60
Figura 21 - Campo resultante do indutor espiral cilíndrico.....	61
Figura 22 – Indutância mútua entre os indutores.	61
Figura 23 – Modelo físico do Indutor com núcleo <i>iron powder</i> , para simulação no ambiente <i>Comsol</i> [®]	62
Figura 24 - Campo magnético no plano xy para uma altura de 30mm, obtido com o <i>Comsol</i> [®]	63
Figura 25 - Linhas do campo magnético de um indutor, conforme dados de projeto e uso do <i>Comsol</i> [®]	64
Figura 26 - Indutores acoplados (emissor/receptor), representação física para simulação no <i>Comsol</i> [®]	64
Figura 27 - Gráfico da Indutância Mútua, em função da distância: resultados teóricos e simulados.....	65
Figura 28 - Variação do fator de acoplamento em função da distância, utilizando a teoria proposta.	66
Figura 29 - Associação Série de indutores no lado emissor do IPT.....	67
Figura 30 - Associação série dos indutores, ligação em anti-série, lado emissor do IPT.....	68
Figura 31 – Indutância Mútua entre os IPT para a ligação série de indutores no emissor. Resultados teóricos e de simulação com o <i>Comsol</i> [®]	69
Figura 32 - Linhas do campo magnético para o circuito série no lado emissor. Resultado obtidos via <i>Comsol</i> [®]	70
Figura 33 – Arranjo dos indutores emissor/receptor, considerando a associação série no emissor.....	70
Figura 34 – Indutância Mútua, resultados do <i>Comsol</i> [®] obtidos a partir da associação série no emissor.....	71
Figura 35 - Comparação para a associação série no emissor (Indutância Mútua), considerando-se a modelação teórica e simulação no <i>Comsol</i> [®]	72
Figura 37 - Fator de acoplamento para a associação série no emissor, resultados com o <i>Comsol</i> [®]	73
Figura 38 – Associação paralela dos indutores no lado emissor.	74
Figura 39 – Campo magnético no plano xy para uma altura de 30 mm para o circuito com associação paralela no emissor, resultados do <i>Comsol</i> [®]	74

Figura 40 - Linhas do campo magnético para os indutores em paralelo no lado emissor, resultados do <i>Comsol</i> [®]	75
Figura 41 – Arranjo dos indutores emissor/receptor, considerando a associação paralela no emissor.....	75
Figura 42 – Indutância Mútua, obtida com o <i>Comsol</i> [®] , a partir do arranjo com associação paralela no emissor.	76
Figura 43 – Arranjo paralelo dos indutores no lado emissor, considerando-se núcleos distintos.....	77
Figura 44 - Campo magnético no plano xy para uma altura de 30 mm para o circuito com associação paralelo de núcleos separados no lado emissor, resultados com o <i>Comsol</i> [®]	78
Figura 45 – Indutância Mútua obtida com o <i>Comsol</i> [®] , considerando-se o arranjo com associação paralela de núcleos separados no lado emissor.	78
Figura 46 - Comparação para a Indutância Mútua, com o <i>Comsol</i> [®] , considerando-se os arranjos com associação série e paralela de núcleos separados, pelo lado emissor.	79
Figura 47 – Arranjo para a Associação Mista de indutores do IPT, para o lado emissor.	80
Figura 48 - Linhas do campo magnético para o arranjo com associação mista no lado emissor, resultados com o <i>Comsol</i> [®]	81
Figura 49- Campo magnético na coordenada z, para um plano paralelo ao xy com uma altura de 30mm, dados obtidos com o <i>Comsol</i> [®]	81
Figura 50 - Indutância mútua para o arranjo com associação mista no lado emissor, considerando-se o emissor em deslocamento, dados obtidos com o <i>Comsol</i> [®]	82
Figura 51 – Diagrama do sistema de WPT utilizando a associação mista.	83

LISTA DE TABELAS

Tabela 1– Dados básicos de referência para o projeto do sistema WPT, considerando o VE em estudo de caso em escala reduzida.	23
Tabela 2– Resultados Obtidos por Bosshard <i>et al.</i> para um vão de 52mm entre os indutores emissor-receptor.	39

SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO.....	17
1.1.	Justificativa.....	18
1.2.	Aspectos Gerais do Projeto Completo para PA de VE Puro.....	20
1.2.1.	Conversor FB-ZVS-PWM-OS.....	24
1.2.1.1.	Etapas de operação.....	25
1.2.1.2.	Formas de Ondas Básicas	29
1.3.	Estado da Arte no Abastecimento de VE por Conexão Elétrica.....	30
1.4.	Estado da Arte no Abastecimento de VE sem Conexão Elétrica	32
1.4.1.	Estado da Arte para o Elemento Magnético IPT.....	37
2.	MODELAÇÃO TEÓRICA PROPOSTA PARA WPT COM IPT DE	
	INDUTORES EM ESPIRAL CILÍNDRICA	41
2.1.	Modelação Teórica para o Acoplamento Magnético do elemento IPT.....	44
3.	RESULTADOS, METODOLOGIA DE PROJETO E VALIDAÇÃO DA	
	MODELAÇÃO TEÓRICA.....	57
3.1.	Metodologia de projeto para os elementos indutores do IPT	58
3.2.	Resultados de Simulação do elemento IPT projetado, utilizando o <i>Comsol</i> ®	62
3.3.	Associação Série de indutores no emissor do IPT	67
3.4.	Associação Paralela de indutores no emissor do IPT	73
3.5.	Associação Mista (Série/Paralela) de indutores no emissor do IPT.....	79
4.	CONCLUSÃO	85
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	87

1. INTRODUÇÃO

A história dos Veículos Elétricos (VE) é associada à história da bateria, com o surgimento da primeira bateria de chumbo-ácido em 1859 e em 1901 a primeira bateria de níquel-ferro que possibilitou uma autonomia minimamente adequada para os VE. Além das baterias, duas tecnologias desenvolvidas entre 1890 e 1900 contribuíram para melhorar o desempenho dos carros elétricos: a frenagem regenerativa, uma técnica capaz de transformar a energia cinética do VE em energia elétrica durante a frenagem e os veículos híbridos, onde combinou-se a tecnologia dos veículos elétricos puros com os veículos a combustão (FERREIRA *et al.*, 2014).

Os VE estão longe de ser uma novidade no mercado. Nos primórdios da indústria automobilística foram fortes concorrentes do automóvel atualmente convencional com motores a combustão, mas por motivos de custos e autonomia deixaram de ser viáveis e por mais de 80 anos se transformaram numa mera nota de rodapé na história do automóvel. Entretanto, dadas as questões de impactos ambientais decorrentes do uso maciço de veículos com motores a combustão que se utilizam de derivados do petróleo, considerando-se ainda a baixa eficiência destes motores, cerca de 25%, e o alto preço do barril de petróleo que já superou o valor de \$100, recentemente, o VE voltou a figurar no cenário automotivo mundial, impulsionando grande conjunto de pesquisas no intuito de reduzir seus principais problemas associados (custo e autonomia) (FERREIRA *et al.*, 2014).

O VE é uma opção viável para a substituição dos carros movidos por combustíveis fósseis, mesmo considerando-se o cenário atual (2015) de redução do custo do barril de petróleo, decorrente de uma conjuntura macroeconômica e políticas associadas a um conjunto de produtores majoritários. Desta forma, mesmo que ainda hoje possua custos elevados e pouca acessibilidade para o consumidor final, impulsiona uma quantidade pesquisas envolvendo o tema de mobilidade elétrica e mobilidade elétrica sustentável, considerando-se os cenários futuros vislumbrados para a sociedade humana e planeta Terra (O Futuro do carro, 1996).

Após muitos anos de desenvolvimento, as tecnologias para VE sofreram diversos avanços, como o aumento da autonomia, redução de custo e aumento da eficiência energética (FERREIRA *et al.*, 2014). Por exemplo, o uso de acionamentos de motores de indução avançados e do motor de ímã permanente sem escovas (*brushless*) melhoraram o sistema de propulsão elétrica. O emprego de avançadas baterias de chumbo-ácido reguladas por válvula, da bateria de níquel-hidreto metálico (*NiMH*), íons de lítio (*Li-íon*), bateria de polímero de

lítio (*LiPO*), células de combustível e supercapacitores trouxeram avanços em relação às fontes de energia empregadas em VE.

Atualmente, um conjunto de pesquisas estão voltadas para melhorar a tecnologia de recarga e armazenamento de energia nos VE's, melhorando sua autonomia, diminuindo o tempo de recarga ou permitindo que o VE seja carregado durante seu movimento, utilizando-se um sistema de transmissão de energia sem fios, por meio de indução eletromagnética.

Neste contexto, as pesquisas buscam melhorar tal tecnologia e visam diminuir os custos de fabricação do veículo elétrico puro (ELLIOTT; BOYS; GREEN, 1995), (COVIC *et al.*, 2007), (LI *et al.*, 2013), (OMORI *et al.*, 2012), (OZPINECI *et al.*, 2012), (ONAR; OZPINECI; MILLER, 2013), (SANTALUNAI; THONGSOPA; THOSDEEKORAPHAT, 2014), (WU; FANG, 2011).

Para aumentar a autonomia dos VE's e evitar a necessidade do veículo permanecer em repouso durante a recarga, há pesquisas atuais que estudam a análise das tecnologias para a transmissão de energia elétrica sem conexão mecânica/elétrica (*WPT – Wireless Power Transfer*) para o VE em movimento (ONAR; OZPINECI; MILLER, 2013), (OZPINECI *et al.*, 2012) e (COVIC; KISSIN; BOYS, 2008). Entretanto, no conjunto de referências bibliográficas de domínio público, dadas as características de sigilo absoluto associadas as pesquisas correlatas, existe uma grande lacuna referente aos aspectos de modelação eletromagnética do sistema *WPT* e às metodologias de projeto associadas ao elemento *IPT*.

Portanto, considerando-se tal lacuna técnica e científica, este trabalho propõe a modelação completa eletromagnética e uma metodologia de projeto para o elemento de *IPT*, o qual deve empregar no mínimo dois indutores, um receptor e um emissor, considerando-se o formato circular para o elemento magnético e espiral cilíndrico para os enrolamentos (emissor e receptor) do *IPT*.

1.1. Justificativa

A partir da descoberta do refino do petróleo, houve um crescente aumento de seu consumo, considerando-se uma gama enorme de subprodutos derivados deste refino e suas aplicações na sociedade humana moderna. Pode-se estimar que atualmente o petróleo ainda representa 81% da matriz energética do planeta, e, mesmo com as descobertas de novas bacias petrolíferas como aquelas no pré-sal, o uso intensivo deste energético levará ao seu esgotamento num cenário de algumas dezenas de anos (O Futuro do carro, 1996). Não obstante ao fato da limitada capacidade futura de abastecimento deste energético, na escala da vida humana, o uso maciço de seus derivados tem provocado ainda grandes problemas de

impactos ambientais, principalmente em áreas geográficas de elevado adensamento populacional, resultando consequentemente em diversos problemas associados à saúde pública.

Neste contexto, tem-se acelerado nas duas últimas décadas a evolução e emprego das fontes energéticas alternativas e renováveis, assim como, a gradual substituição dos derivados do petróleo, principalmente para a produção de energia elétrica e para a área de transportes, neste quesito, primordialmente para o transporte coletivo de massa.

Portanto, tanto para veículos pesados ou leves, para o transporte de cargas ou passageiros humanos, no transporte coletivo público ou privado, observa-se a crescente utilização da energia elétrica e dos motores elétricos como elementos de tração, em substituição aos motores a combustão.

Dentre as diversas formas do emprego de motores elétricos e da energia elétrica para a substituição dos motores à combustão para veículos de médio e pequeno portes, destacam-se os veículos elétricos (VE) puros. Tais modais são exclusivamente operados e alimentados (abastecidos) através do uso da energia elétrica. Dentre estes modais, destacam-se ainda os veículos elétricos puros leves (de pequeno porte para o transporte principalmente privado), onde ainda os principais problemas estão centrados em sua capacidade de autonomia e nas metodologias de abastecimento rápido.

Portanto, no contexto das metodologias de abastecimento rápido para VE puros, este trabalho tem como principal objetivo a análise das tecnologias para a transmissão de energia elétrica sem conexão mecânica/elétrica (WPT – Wireless Power Transfer), considerando-se ainda que o VE esteja ou não em movimento.

Além deste fato, como afirmado anteriormente, dadas as grandes dificuldades associadas ao desenvolvimento de uma modelação teórica para o elemento eletromagnético de transferência indutiva de energia (*IPT*) e a ausência de uma metodologia de projeto para este elemento vital da tecnologia *WPT*, este trabalho propõe o desenvolvimento de uma modelação completa para *IPT* com configuração física de enrolamentos em espiral cilíndrica.

Destaca-se ainda que, além da contribuição inédita para a modelação e projeto do elemento de Transferência Indutiva de Energia (*IPT*), este trabalho analisa diversas configurações de arranjos (série/paralelo/misto) para este elemento, considerando-se a necessidade de se obter a adequada indutância própria para o elemento emissor, assim como a desejável mútua (emissor/receptor) e fator de acoplamento.

Finalmente, para validar o desenvolvimento teórico proposto, a modelação teórica é confrontada com modelos de simulação desenvolvidos em ambiente do Comsol[®],

considerando-se este aplicativo como uma consolidada ferramenta de simulação para arranjos eletromagnéticos, servindo como padrão de comparação para os resultados decorrentes da modelação teórica e para a verificação da eficácia da metodologia de projeto, considerando-se os parâmetros obtidos dos cálculos derivados da metodologia proposta.

1.2. Aspectos Gerais do Projeto Completo para PA de VE Puro

Apesar desta dissertação se referir à modelação e metodologia de projeto para o elemento de *IPT*, há de se destacar que o projeto completo associado à pesquisa de implementação de um Posto de Abastecimento (PA) com transmissão de energia sem fios (sem qualquer acoplamento mecânico), para carregamento de um veículo elétrico (VE) puro em escala reduzida, também encontra-se em desenvolvimento nos trabalhos desta dissertação.

Desta forma, considerando-se os parâmetros estabelecidos para o projeto completo, que resultam nas especificações basilares para a metodologia de projeto do elemento *IPT*, destaca-se que o VE em escala reduzida utilizado tem sua força motriz gerada a partir de um motor síncrono de ímã permanente, com tração nas quatro rodas. O mesmo também é dotado de um sistema de rádio controle, de uma bateria de *LiPo* com três células conectadas em série, e de um servo motor responsável por controlar a direção do VE. O carro utilizado como estudo de caso neste trabalho é fabricado pela *Traxxas*[®], cujo o modelo é o *SLASH 4X4 ULTIMATE 6807L*, apresentado na Figura 1. Observa-se ainda que, foi escolhido esse modelo porque o mesmo possui motor *brushless*, mantém-se uma distância do solo relativamente grande e possui sistema de telemetria integrado.

O trajeto do veículo será em circuito fechado, onde a pista é composta por dois trechos curvos e dois trechos retilíneos, sendo que, em um dos trechos retilíneos será instalado o sistema *WPT*, conforme esboço da Figura 2.

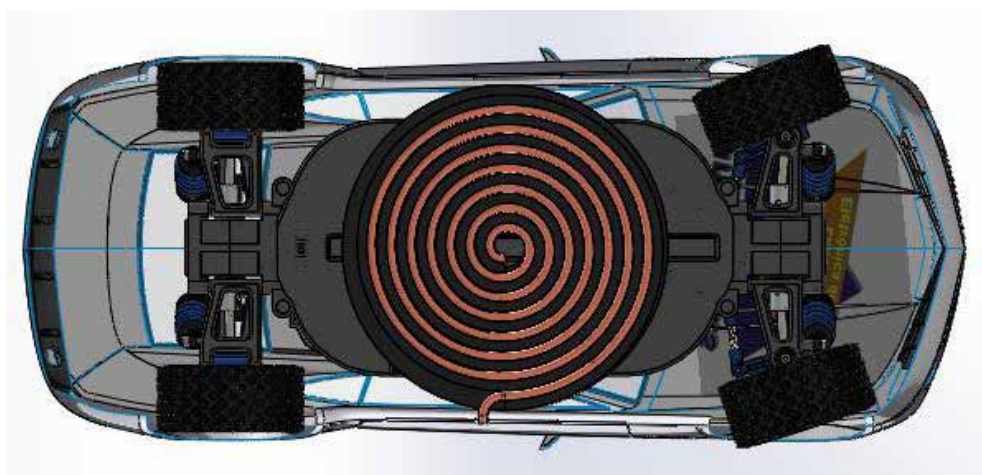
Na Figura 3 é apresentada a configuração física admitida para os elementos indutores (emissor e receptor) do *IPT*, o qual é responsável pela transmissão de energia para o VE sem qualquer acoplamento mecânico (sem fios).

A estrutura do emissor é composta por um conversor em ponte completa (*Full-Bridge*) ressonante, operando em alta frequência, utilizando-se comutações não dissipativas através do método de chaveamento *ZVS* (*Zero Voltage Switching*) para se obter maior eficiência e reduzir esforços nos semicondutores de potência.

Figura 1 - VE puro utilizado no estudo de caso para a metodologia de projeto proposta.



(a) VE em estudo de caso.



(b) IPT receptor instalado na base do VE em estudo de caso.

FONTE: Própria autoria.

Figura 2 - Pista de testes para o VE, utilizada no estudo de caso de WPT.



FONTE: Própria autoria.

Diversos trabalhos analisaram as vantagens de se utilizar o conversor ressonante *Full-Bridge* com chaveamento ZVS (ELLIOTT; BOYS; GREEN, 1995), (COVIC *et al.*, 2007), (LI *et al.*, 2013), (OMORI *et al.*, 2012), (OZPINECI *et al.*, 2012), (ONAR; OZPINECI; MILLER, 2013), (SANTALUNAI; THONGSOPA; THOSDEEKORAPHAT, 2014), (WU; FANG, 2011).

Figura 3 – Concepção física do elemento IPT com indutor espiral cilíndrica.

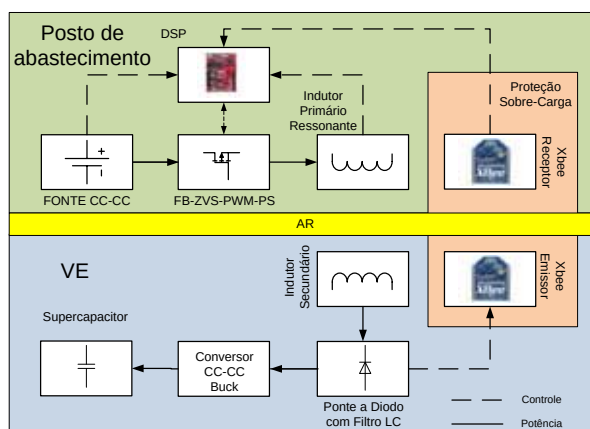


FONTE: Própria autoria.

O diagrama completo da base de recarga, Posto de Abastecimento (PA), está representado na Figura 4. Observa-se que haverá um circuito de proteção de sobrecarga que fará o monitoramento da tensão no barramento CC do circuito de potência disposto no veículo, onde um microcontrolador (ou DSC, ou DSP, ou FPGA) receberá um sinal para que desligue o conversor ressonante FB-ZVS-PWM-OS (Full-Bridge Zero-Voltage-Switching

Pulse-Width-Modulation Phase-Shift) do lado emissor.

Figura 4 - Representação esquemática do sistema completo proposto para a pesquisa de WPT.



FONTE: Própria autoria.

Devido à necessidade de se operar o VE em escala reduzida com dinâmicas elevadas e garantir a atuação do princípio de WPT, foi removida a bateria do Veículo Elétrico (VE) admitido para o estudo de caso, tendo-se como único elemento de acumulação capacitiva a bordo do VE um pequeno banco de supercapacitores. Na Tabela 1 têm-se os dados básicos de especificação para o desenvolvimento da pesquisa completa, considerando-se o VE em escala reduzida admitido como estudo de caso.

Tabela 1– Dados básicos de referência para o projeto do sistema WPT, considerando o VE em estudo de caso em escala reduzida.

Variável	Dado de Referência
Peso do VE	2,5 kg
Volume do VE (FrontalxLarguraxAltura)	296x568x193 mm
Altura do solo (Original)	32 mm
Altura do solo (modificado)	55 mm
Comprimento limites para a base do VE para instalação do elemento IPT	0,5 m (min) 1 m (máx)
Distância média para 1 volta completa na pista de testes	15 m lineares
Energia média estimada a ser acumulada no VE para garantir 1 volta na pista de testes	403,33 J (máx); 250 J (méd) 135 J (mín)
Tempo médio de carga	0,5 s

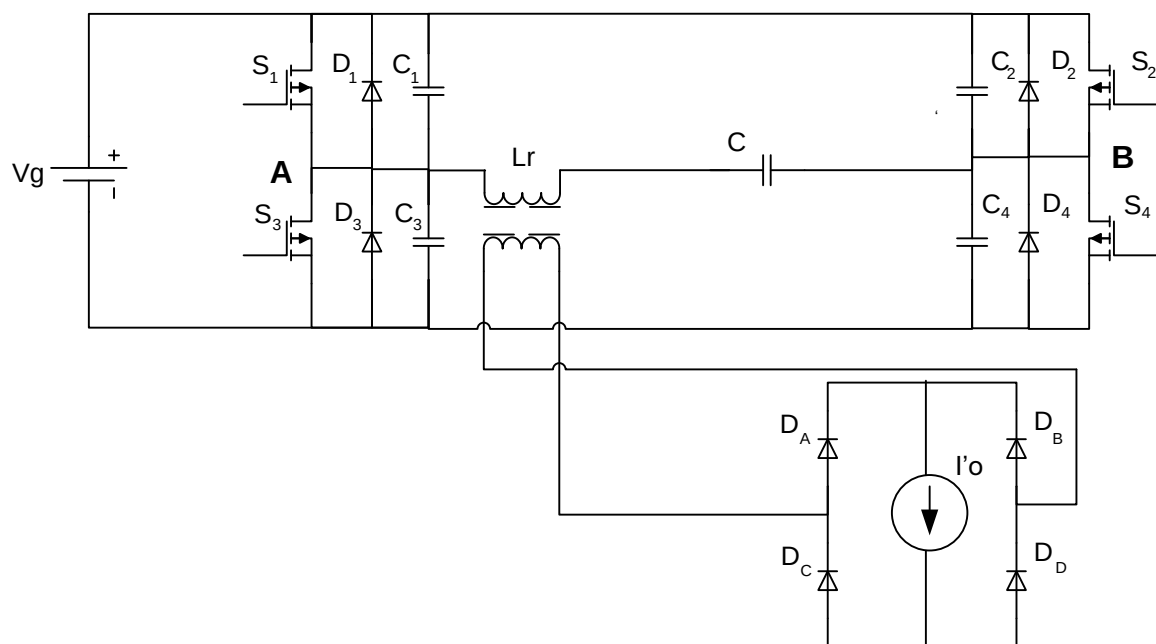
Tensão no Barramento CC de entrada do conversor FB-ZVS-PWM-PS	400 V
Potência nominal de operação do conversor FB-ZVS-PWM-PS	0,5 kW
Potência máxima do conversor FB-ZVS-PWM-OS	1 kW
Frequência de chaveamento do conversor FB-ZVS-PWM-PS	100 kHz
Frequência de ressonância para o conversor FB-ZVS-PWM-PS	70 kHz
Indutância mínima de ressonância do conversor FB-ZVS-PWM-PS	32 μH

FONTE: Própria autoria.

1.2.1. Conversor FB-ZVS-PWM-OS

Nesta etapa do projeto será descrito as etapas de funcionamento e os detalhes do projeto para um conversor FB-ZVS-PWM-PS, semelhante ao apresentado na Figura 5.

Figura 5 – Conversor CC-CC FB-ZVS-PWM-PS.



FONTE: Própria autoria.

Foi escolhida a topologia do conversor *Full-Bridge* (FB), pois é sugerida para uma faixa de potência de 1KW a 10 KW (PÖTTKER; BARBI, 1999).

Os conversores ZVS (*Zero Voltage Switching*) utilizam uma técnica de chaveamento que possibilita que as chaves dos conversores entrem em condução sob tensão nula, melhorando assim o rendimento do conversor. Para obter o chaveamento ZVS é necessário que o conversor tenha uma modulação por deslocamento fase, e há a necessidade de um pequeno capacitor paralelo ao transistor para que seja possível a circulação de uma corrente reativa (COVIC *et al.*, 2007), (WU *et al.*, 2012).

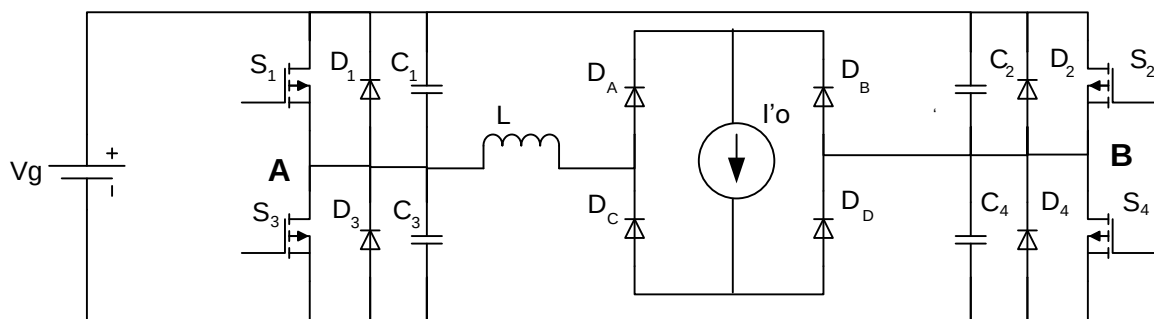
A vantagem do uso do conversor CC-CC FB-ZVS-PWM-PS é o baixo nível de interferência magnética (EMI) devida à comutação ZVS. As perdas por comutação são desprezíveis, possibilitando a operação do conversor em altas frequências e a redução das dimensões dos elementos passivos.

1.2.1.1. Etapas de operação

O conversor FB-ZVS-PWM-PS pode ser descrito basicamente em 12 etapas, onde seis delas contemplam o semi-ciclo positivo e as demais o semi-ciclo negativo. Há uma simetria bilateral na operação do semi-ciclo positivo e do semi-ciclo negativo, e devido a este fato será apresentado o funcionamento de apenas um semi-ciclo (PÖTTKER; BARBI, 1999).

Nesta análise todos os elementos serão considerados ideais e a carga é refletida para o primário, além de representada por uma fonte de corrente ideal, conforme a Figura 6.

Figura 6 - Representação do conversor CC-CC FB-ZVS-PWM-PS visto pelo primário.

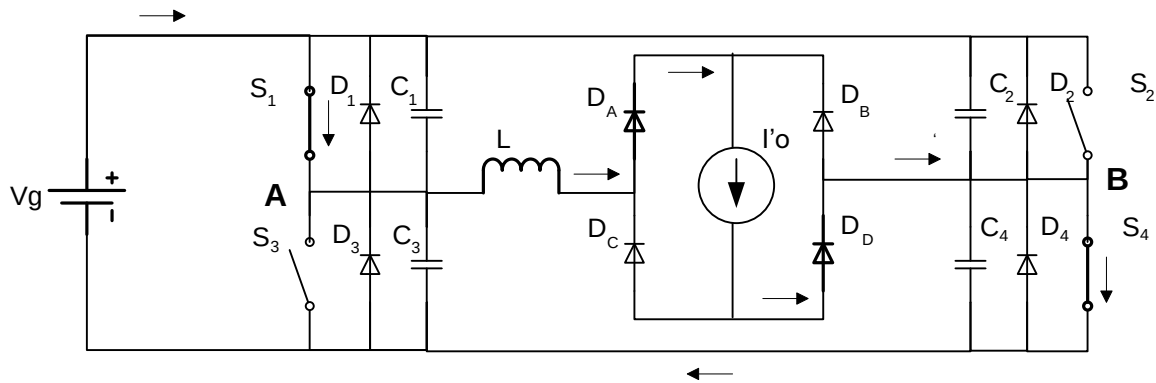


FONTE: Própria autoria.

Para a primeira etapa os transistores S_1 e S_4 e os diodos D_A e D_D estão conduzindo. A tensão V_{AB} é positiva e tem valor igual à tensão de entrada V_g . A energia é transferida da fonte

de entrada para a carga: nesse instante o indutor L está armazenando energia e a tensão nos capacitores C_2 e C_3 é igual a V_g , enquanto que a dos capacitores C_1 e C_4 é nula. A primeira etapa se encerra quando o transistor S_1 entra em bloqueio. A Figura 7 apresenta a primeira etapa de operação deste conversor.

Figura 7 - Primeira etapa de operação.

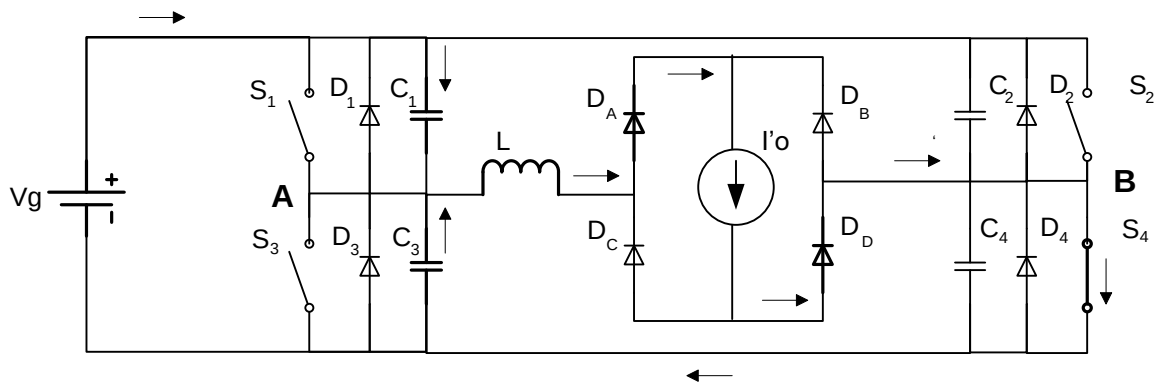


FONTE: Própria autoria.

A segunda etapa, representada na Figura 8, compreende o intervalo de tempo de t_1 até t_0 . Para a segunda etapa o interruptor S_1 está em bloqueio, então as tensões no capacitor C_1 e C_3 variam linearmente até atingirem os valores de V_i e zero, respectivamente. O sentido da corrente no indutor é mantido e sua magnitude é constante e igual à corrente refletida no primário (I'_n).

Quando a tensão no capacitor C_3 atingir o valor zero o transistor S_3 entra em condução e a terceira etapa é iniciada.

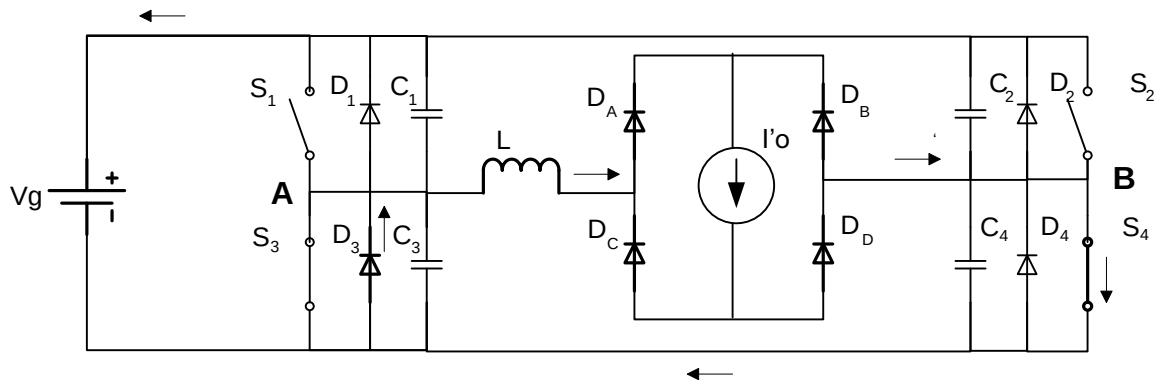
Figura 8 – Segunda etapa de operação.



FONTE: Própria autoria.

A terceira etapa ocorre no período t_2 até t_3 , caracterizado pela roda-livre na carga com os diodos D_A , D_B , D_C e D_D . O indutor L realiza a roda livre pelo diodo D_3 e o transistor S_4 . A etapa termina quando o transistor S_4 entra em bloqueio.

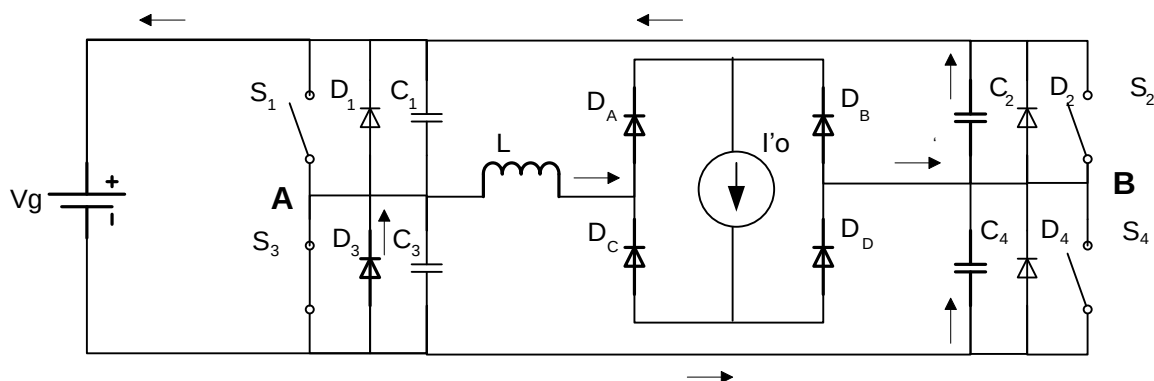
Figura 9 – Terceira etapa de operação.



FONTE: Própria autoria.

Quando o transistor S_4 entra em bloqueio, inicia-se a quarta etapa, representada na Figura 10, que ocorre no período de t_3 até t_4 . Durante esta etapa as tensões em C_2 , C_4 e a corrente em L variam de forma ressonante. Neste instante o indutor deve possuir energia suficiente para realizar a comutação do braço direito que é crítica, pois a corrente de carga continua em roda-livre. Esta etapa termina quando a tensão sobre o capacitor C_2 cai à zero.

Figura 10 – Quarta etapa de operação.

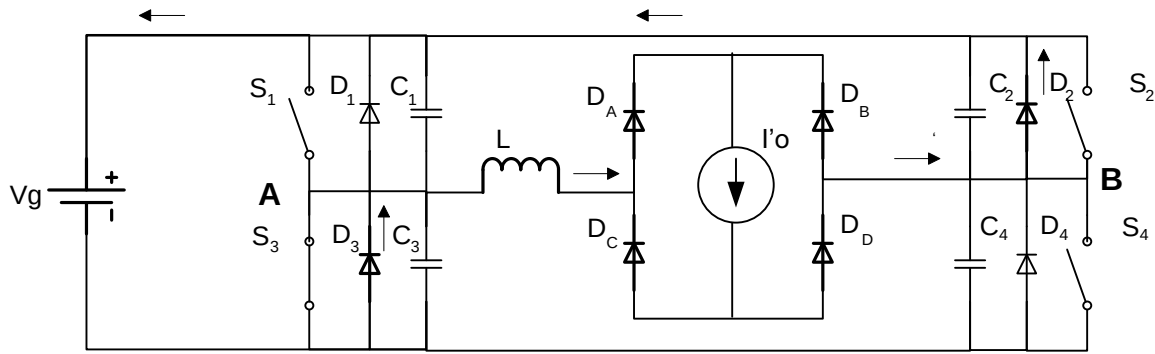


FONTE: Própria autoria.

A quinta etapa, indicada na Figura 11, ocorre no período t_5 até t_6 , quando a tensão no

capacitor C_2 anula-se, onde o diodo D_3 entra em condução tornando a tensão V_{AB} negativa e igual a $-V_g$. A corrente no indutor L decresce linearmente. Durante essa etapa o transistor S_2 entra em condução. A quinta etapa se encerra quando a corrente do indutor atinge zero.

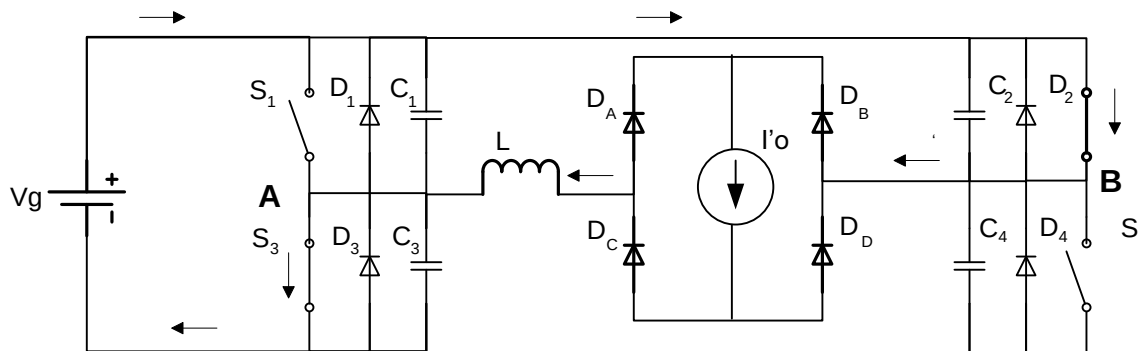
Figura 11 – Quinta etapa de operação.



FONTE: Própria autoria.

A sexta etapa, indicada pela Figura 12, ocorre no período de t_6 a t_7 : a corrente no indutor é nula, os transistores S_2 e S_3 estão em condução e a ponte a diodo D_A, D_B, D_C e D_D continuam em roda livre. A etapa termina quando a corrente em L atinge o valor $-I'_o$ (corrente de saída refletida ao primário).

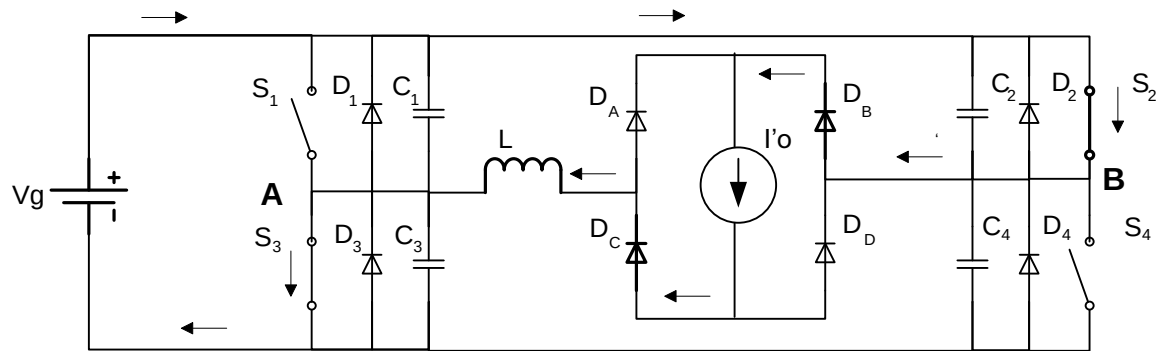
Figura 12 - Sexta etapa operação.



FONTE: Própria autoria.

A sétima etapa, mostrada na Figura 13, ocorre no período t_7 até t_8 . Quando a corrente no indutor atinge $-I'_n$ a roda-livre da carga termina e ocorre a transferência de potência da fonte à carga através dos transistores T_2 e T_3 e dos diodos D_B e D_C .

Figura 13 - Sétima etapa de operação.



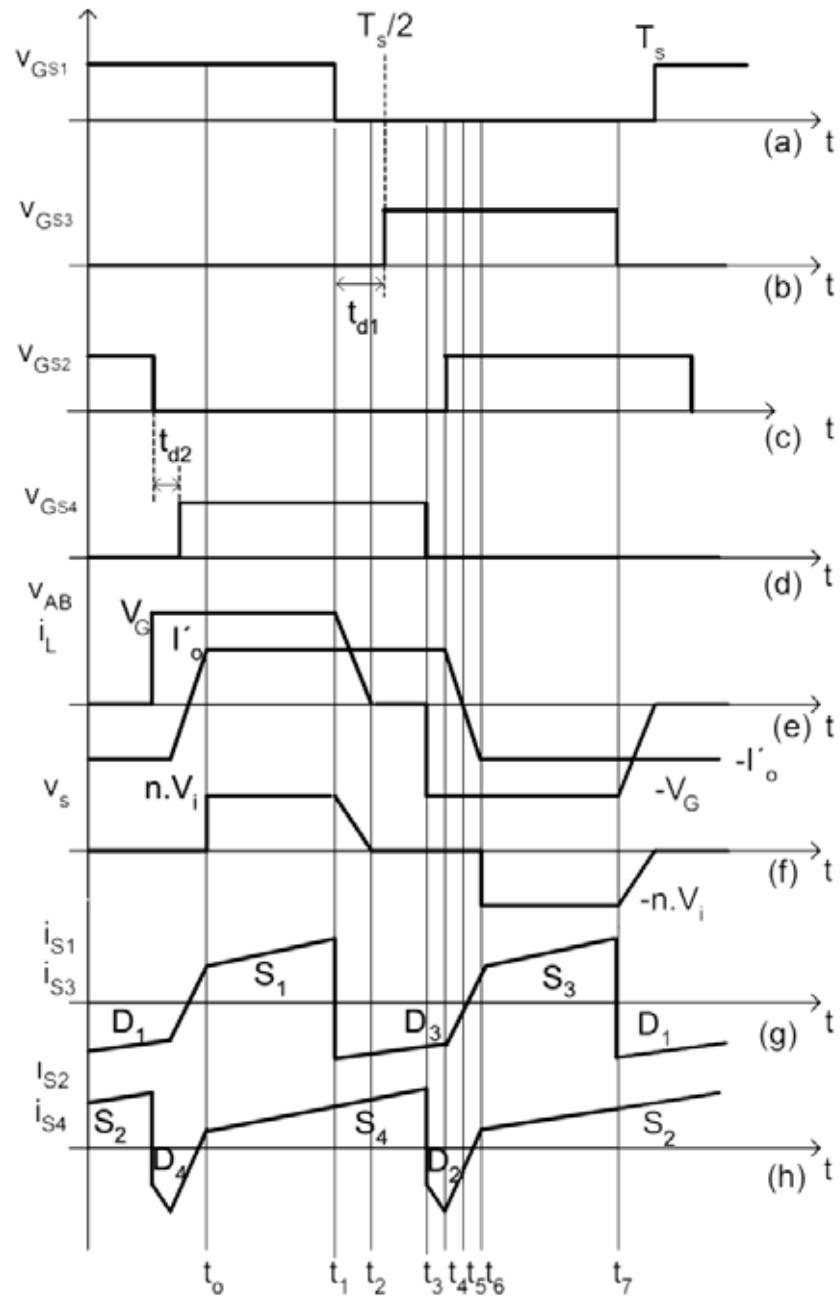
FONTE: Própria autoria.

A partir daí, as etapas seguintes se repetem de forma simétrica representando o comportamento do conversor no outro semi-ciclo.

1.2.1.2. Formas de Ondas Básicas

A Figura 14 apresenta as formas de onda básicas, considerando os intervalos de tempo apresentados no subcapítulo anterior. Na Figura 14 os gráficos contidos nas letras (a), (b), (c), (d) representam os comandos dos transistores S_1, S_3, S_2 e S_4 , respectivamente. O gráfico da letra (e) corresponde à variação de tensão em V_{AB} e a corrente no indutor I_L . O gráfico da letra (f) apresenta a tensão no secundário do transformador. Nos gráficos das letras g e h representam as correntes nos transistores.

Figura 14 - Formas de onda básicas do conversor CC FB-ZVS-PWM-PS.



FONTE: Adaptada pelo autor (TORRES, 2006).

1.3. Estado da Arte no Abastecimento de VE por Conexão Elétrica

O foco deste subcapítulo é apresentar o estado da arte em estruturas de recargas para veículos elétricos utilizando conexão mecânica para transmissão de energia elétrica. Serão apresentados diversos sistemas comerciais dotados de diferentes potências e tipos de conexões elétricas. A grande dificuldade atual é determinar um padrão para o soquete de conexão ou para a potência das estruturas de carga/recarga. Alguns países padronizaram a base de recarga,

entretanto é fácil perceber que entre as montadoras não há nenhum padrão (FOLEY; WINNING; Ó GALLACHÓIR, 2010).

É importante que haja uma fusão de padrões e tecnologias de carregamento de modo a garantir flexibilidade entre tecnologias de veículos e estações de carregamento. Essa fusão traria vantagens, pois reduziria os custos e facilitaria o acesso ao consumidor aos sistemas de carregamento, caso estejam padronizados. Há duas terminologias distintas para as estruturas de carregamento: o nível-2 (*level-2*), que é usado tipicamente na América do Norte e os Modos 1 até 4 (*modes 1 to 4*), caracterizados de acordo com a dinâmica do processo de carregamento (de lento a rápido) e tipos de conexões, que seguem padrões das normas europeias. Curiosamente, o *level-2* é amplamente utilizado também na Europa. A necessidade da ligação do condutor “terra” varia de modelo a modelo. Alguns fabricantes de VE (Ford, General Motors, Volkswagen, Fiat, Toyota e Mitsubishi), em abril de 2009, concordaram com uma conexão de 3 pinos, composta por fase, neutro e terra, como conexão padrão para carregar VE (FOLEY; WINNING; Ó GALLACHÓIR, 2010).

Na União Europeia existem padrões diferentes de conexões elétricas e variam, não só o soquete, mas também o número de fases, que vão de monofásico até trifásico. Tais padrões são fabricados pelas empresas *Mennekes* e pela *Électricité de France* (EDF), que são principais fornecedoras desses tipos de equipamentos para as montadoras Nissan e Renault. A Figura 15 mostra alguns típicos soquetes para conexão de VE (FOLEY; WINNING; Ó GALLACHÓIR, 2010).

A base de recarga doméstica não tem a necessidade de ser padronizada, entretanto, o VE será frequentemente reabastecido em ambientes públicos e assim deveria ter um padrão único de conexão para que facilite sua operação e diminua o custo para o usuário destes sistemas. Como exemplo, pode-se citar a padronização que ocorreu no passado para caixas eletrônicos (Banco 24 horas), permitindo ao correntista de qualquer banco movimentar diversas contas em um único caixa eletrônico (FOLEY; WINNING; Ó GALLACHÓIR, 2010).

Os EUA e o Canadá já observaram o problema que estava por vir, então regulamentaram o que seria o padrão para postos de abastecimentos de VE, como pode ser verificado nas referências (ELECTRIC TRANSPORTATION ENGINEERING CORPORATION, 2009) (US DEPARTMENT OF ENERGY, 2008). Internacionalmente, espera-se que haverá três tipos de conexões elétricas para carga (DICKERMAN; HARRISON, 2010), (MCGRATH, ESB, 2009), (SCHOLER, 2010). Mas isso irá variar de país para país, pois muitos países têm tensões e frequências distintas. Além de estações de

carregamento, uma empresa israelense chamada *Better Place* propõe uma estação de troca de baterias, onde o usuário substitui a bateria descarregada por uma carregada (BETTER PLACE, 2010). Na Figura 16 são apresentados alguns postos de abastecimentos encontrados pelo mundo.

1.4. Estado da Arte no Abastecimento de VE sem Conexão Elétrica

Os VE's que utilizam WPT como estrutura de abastecimento de energia ainda são apenas protótipos e veículos em testes. A maioria dos estudos com WPT é realizada considerando o VE estacionado em um determinado local e, dessa forma, torna-se mais fácil obter um rendimento elevado para o processo de transferência de energia sem fios (ELLIOTT; BOYS; GREEN, 1995), (COVIC *et al.*, 2007), (LI *et al.*, 2013), (OMORI *et al.*, 2012), (SANTALUNAI; THONGSOPA; THOSDEEKORAPHAT, 2014), (WU; FANG, 2011), (COVIC, 2013).

Entretanto, o sistema proposto por Burak Ozpineci (2012) tem sua energia reposta utilizando WPT com o carro em movimento, como se observa na Figura 17.

Há algumas propostas que utilizam o VE com WPT em áreas urbanas, mas ainda enfrentam problemas com os desgastes dos componentes, causados pelo atrito dos próprios carros que trafegam sobre a via podendo desgastar e danificar o material magnético que está sob a pista. Os primeiros que apostaram nessa ideia foram as cidades de Nova Iorque, nos EUA, e a cidade de Gumi, na Coreia do Sul, em projetos associados com instituições de pesquisas.

As aplicações do WPT não estão restritas ao VE, incluindo também diversas aplicações para sistemas de alimentação sem fios de dispositivos e máquinas ferramentas portáteis (NAGO, 2013), (WAFFENSCHMIDT; STARING, 2009), (CHOI *et al.*, 2004).

Na área da engenharia biomédica destacam-se o uso de WPT em implantes e sensores biomédicos, bem como marca-passos (LEE *et al.*, 2011), implantes retinianos (CHANG *et al.*, 2013), implantes auditivos (WANG; MAI; C., 2008) e também dispositivos RFID (Radio-Frequency Identification) (JIA; GAY; FU, 2010).

Figura 15 - Alguns padrões típicos de conexões elétricas para carga/recarga de VE.



iMiev Socket



J1772 Plug & Socket



Mennekes Plug & Socket



Nissan Plug & Socket



Th!nk Plug



Volt Plug



Yazaki Plug



Ford Plug & Socket

FONTE: (FOLEY; WINNING; Ó GALLACHÓIR, 2010).

Figura 16 - Bases de carga/recarga, Posto de Abastecimento, para VE.



Home, USA



On-Street, France



Private Garage, Italy



On-Street, Netherlands



Three-Pin Charging, UK



On-Street, Rotterdam



On-Street, London



On-Street, USA



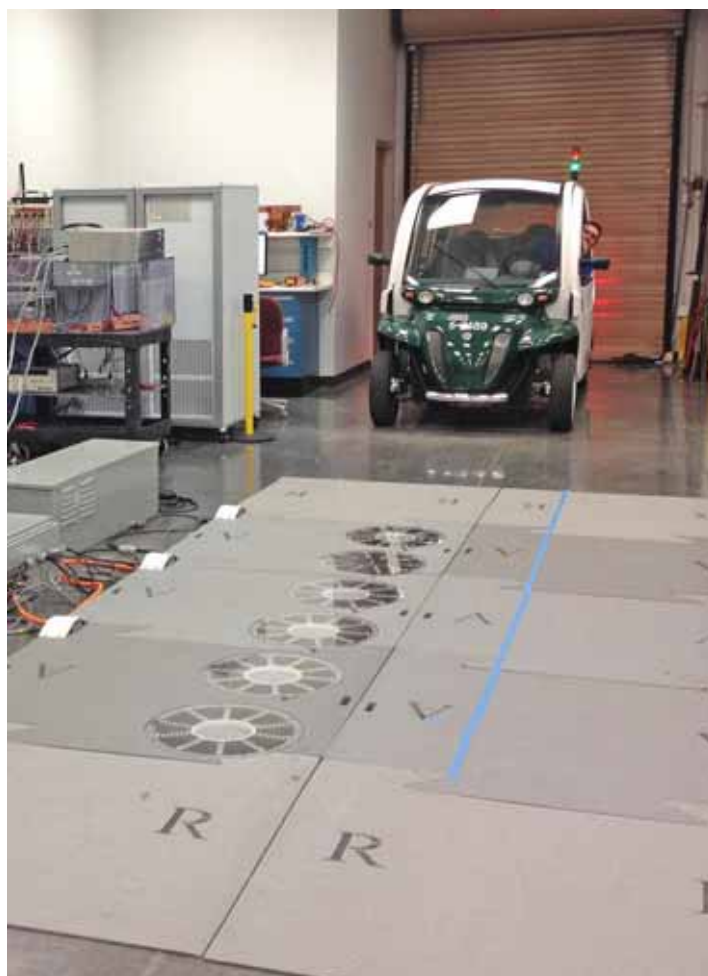
Battery Swap



Fast On-Street, Japan

FONTE: (FOLEY; WINNING; Ó GALLACHÓIR, 2010).

Figura 17 – Sistema WPT para VE, proposto por Burak *et al.* (2013).

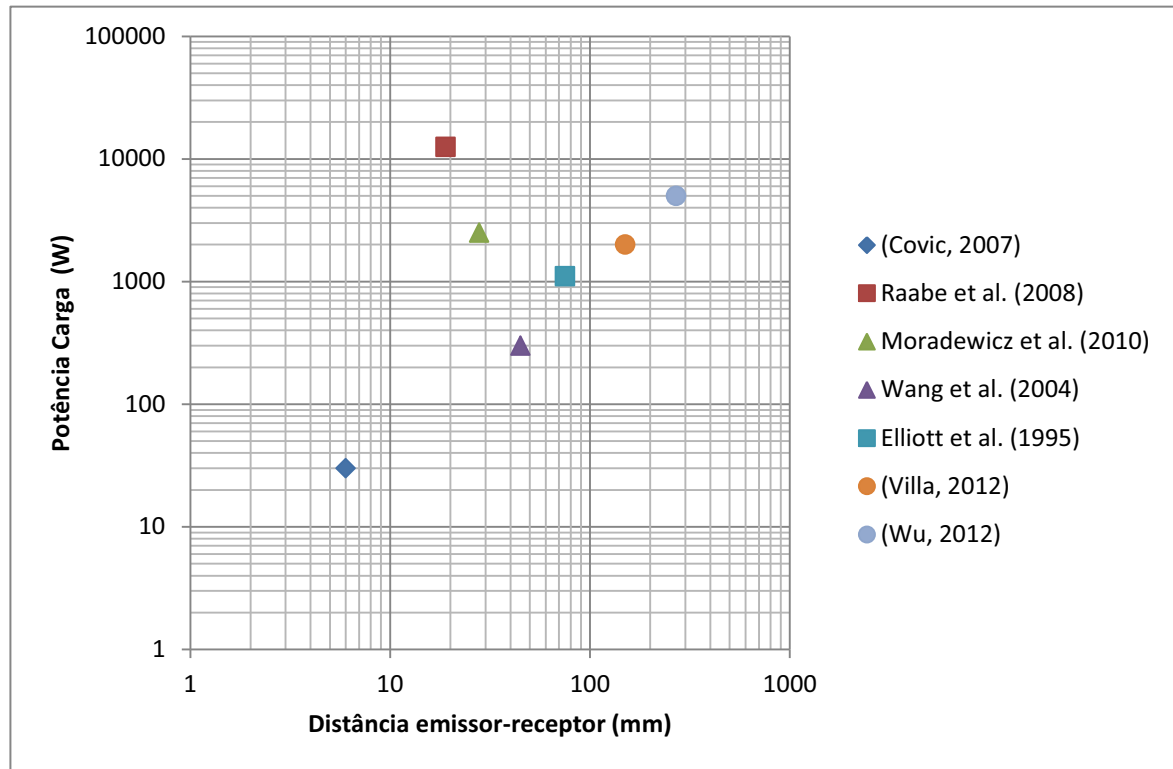


FONTE: (ONAR; OZPINECI; MILLER, 2013).

O sistema WPT é ainda bastante utilizado em tochas de plasma, pois necessitam da transferência de grandes quantidades de energia do ambiente externo para um local com atmosfera controlada, sem que haja contato entre os ambientes, conforme os trabalhos apresentados por Jean Dubut (DUBUT, 2010), (MEZAROB *et al.*, 2005) e (MISHIMA *et al.*, 2009).

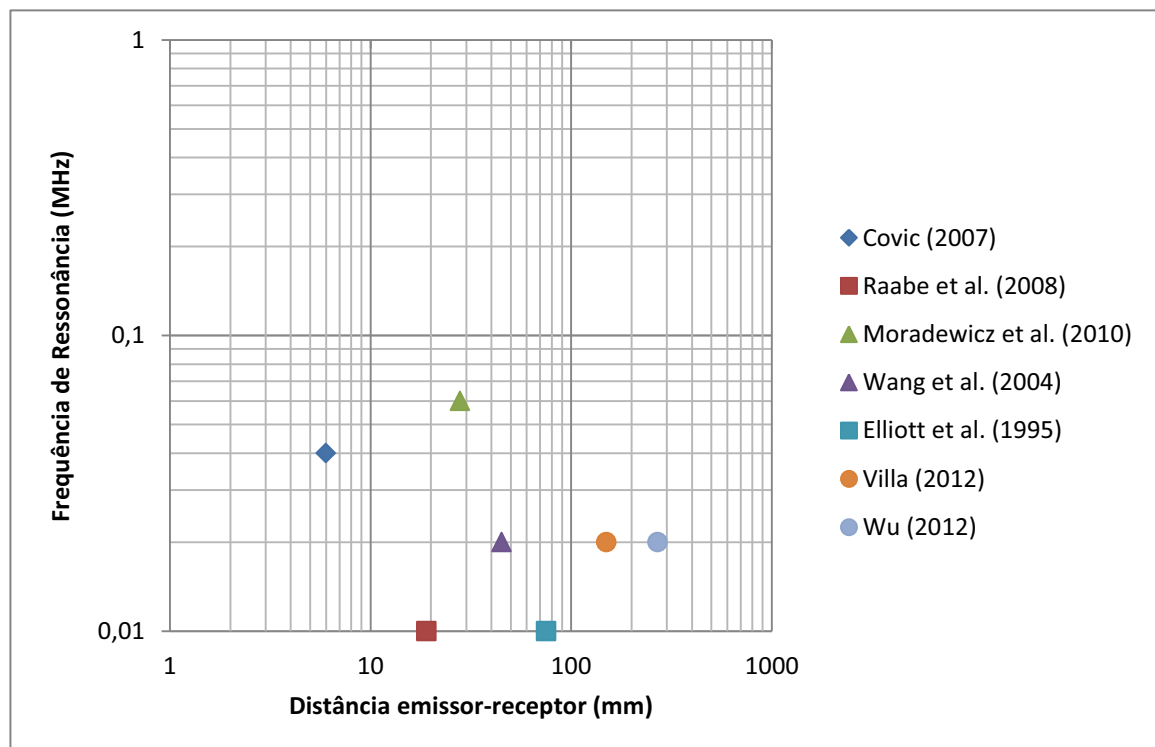
Os gráficos apresentados na Figura 18 e Figura 19 foram retirados e adaptados do trabalho de Fernandes & Oliveira (2014), relacionando as faixas de potências das aplicações de WPT com as distâncias entre emissor/receptor, assim como, relacionando as faixas de frequências de ressonâncias dos conversores no emissor com as distâncias entre emissor/receptor, respectivamente.

Figura 18 - Potência da carga em relação à distância entre emissor-receptor.



FONTE: Adaptada pelo autor (FERNANDES; OLIVEIRA JR., 2014).

Figura 19 - Frequência de ressonância do conversor em relação à distância entre emissor-receptor.



FONTE: Adaptada pelo autor (FERNANDES; OLIVEIRA JR., 2014).

Os dados apresentados nos gráficos da Figura 18 e Figura 19, com as simbologias e cores das legendas, correspondem às suas respectivas referências bibliográficas.

É possível verificar nos trabalhos analisados que as aplicações para Veículos Elétricos ocupam a região de potências de até dezenas de kW, para distâncias da ordem de dezenas de milímetros entre emissor e receptor.

Uma abordagem analítica contemplando particularidades de veículos elétricos com WPT é detalhada em (WANG; COVIC; STIELAU, 2004), (ELLIOTT; BOYS; GREEN, 1995) e (RAABE; BOYS; COVIC, 2008). Em (VILLA *et al.*, 2012) e (WU *et al.*, 2012), onde os autores informam uma eficiência global do conversor ressonante de 90%, enquanto que em (COVIC *et al.*, 2007) e (MORADEWICZ; KAZMIERKOWSKI, 2010) reportam uma eficiência global de 85%. Em todos os casos se emprega o conversor FB-ZVS-PWM no emissor, sendo que estes resultados desfazem o conceito de que transferência indutiva é sinônimo de baixas eficiências.

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 dezenas de kW, as frequências de operação ficam limitadas a algumas dezenas de kHz, impondo-se menor distanciamento entre emissor e receptor (FERNANDES; OLIVEIRA JR., 2014).

1.4.1. Estado da Arte para o Elemento Magnético IPT

O estado da arte retratado neste trabalho não corresponde à realidade do desenvolvimento técnico e científico atual, uma vez que as maiores dificuldades para o desenvolvimento da tecnologia de WPT estão associadas ao elemento eletromagnético de transferência de energia (IPT), com fraco acoplamento eletromagnético entre lado emissor e receptor. Portanto, observa-se na literatura a ocultação de informações, principalmente nos aspectos da modelação teórica dos sistemas, assim como de dados, especificações técnicas e metodologias de projeto.

Analisando-se as imagens dos trabalhos de Ozpineci *et al.* (2012), constata-se o uso de indutores em espirais para a transmissão WPT, sendo que a transmissão pode ser feita com o VE em movimento. Entretanto, neste trabalho, assim como em diversos outros, não é fornecido qualquer dado sobre o elemento IPT.

O trabalho de Pickelsimer *et al.* (2012), membro do grupo de Ozpineci, apresenta a simulação de um sistema WPT para VE em repouso, utilizando-se indutores em formato espirais, conforme Figura 20, no qual a frequência de chaveamento foi igual a 23kHz e a frequência de ressonância de 22kHz, para uma potência de entrada de 1960W; as distâncias de transmissão variaram de 100mm a 200mm. Neste trabalho além do circuito ressonante CC-CC havia um retificador *Boost* de duas chaves para Correção Ativa do Fator de Potência (*Active Power Factor Correction*, PFC).

Figura 20 - Elemento IPT proposto em Pickelsimer (2012).



FONTE: (PICKELSIMER *et al.*, 2012)

O trabalho de Covic *et al.* (2008) apresenta maior proximidade ao trabalho executado na pesquisa desta dissertação, onde é discutida a associação de IPT's e apresenta a corrente de saída experimental, com certa semelhança ao que se propõe neste trabalho, entretanto sem apresentar nenhuma descrição do elemento IPT, Covic *et al.* cita ter utilizado o IPT apresentado no artigo de Elliot *et al.* (1995); a estrutura utilizada para o IPT é diferente à proposta do trabalho proposto nesta dissertação. Covic *et al.* (2008), desejavam obter um fluxo contínuo para as múltiplas pistas paralelas, as quais compunham um autorama, utilizando a transmissão WPT e indutores associados para obter um fluxo contínuo.

Destaca-se em vários trabalhos a citação de *softwares* de simulação utilizando elementos finitos, dentre eles Ansys[®], Comsol[®] e FEM[®] (MALEK; WU, 2013), (ADITYA;

WILLIAMSON, 2014), (BOSSHARD; KOLAR; WUNSCH, 2014), (COMSOL, 2013). Dadas as grandes dificuldades de se obter uma modelação teórica genérica, considerando-se as diversas variáveis que podem compor um sistema WPT, mesmo que se considere apenas uma determinada geometria de IPT, os pesquisadores recorrem ao uso de ferramentas consolidadas de análises por simulações de modelos desenvolvidos para a representação física destes elementos eletromagnéticos (IPT).

O trabalho de Bosshard *et al.* (2014) utilizou-se de um indutor em espiral e um conversor ressonante FB-ZVS, construindo o modelo do IPT (núcleos e indutores emissor/receptor) no *software* Ansys® e no FEM®, obteve resultados muito próximos aos medidos na implementação prática, provando a eficácia dos programas de simulação. Na Tabela 2 são apresentados os resultados obtidos por Bosshard *et al.* (2014), na experimentação prática e nos programas de simulação. O indutor emissor (L_1) e o receptor (L_2) tem a mesma geometria, como pode ser visto na Figura 21.

Entretanto, o trabalho de Bosshard *et al.* (2014) não apresenta a análise teórica, uma vez que, devido à assimetria do indutor, que resulta em equações muito complexas, impõe dificuldades para o desenvolvimento de modelos teóricos.

Tabela 2– Resultados Obtidos por Bosshard *et al.* para um vão de 52mm entre os indutores emissor-receptor.

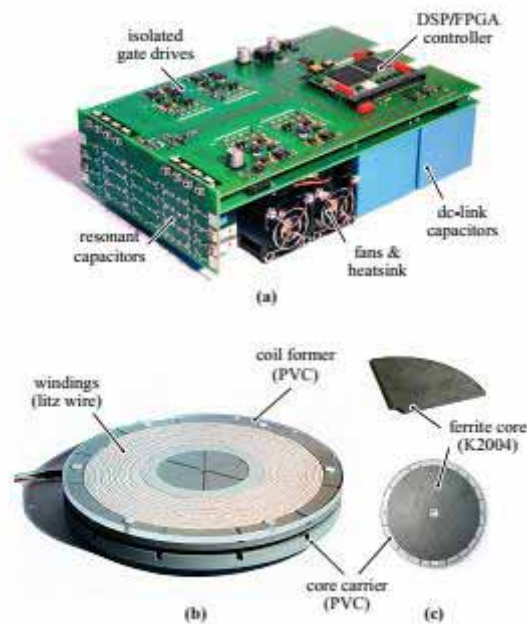
Variável	Medida Prática	FEMM®	Ansys®
L_1 (Emissor)	122 μH	129,9 μH (+6,5%)	126,8 μH (+3,9%)
L_2 (Receptor)	70,3 μH	72,4 μH (+3%)	71,4 μH (+1,6%)
L_h (Mútua)	30,6 μH	33,9 μH (+10,7%)	33,3 μH (+8,8%)
k	0,33	0,35 (+6,1%)	0,35 (+6,1%)

FONTE: (BOSSHARD; KOLAR; WUNSCH, 2014)

Os trabalhos de Aditya & Willianson (2014) e Malek & Wu (2013) estudaram o efeito pelicular nos condutores dos indutores do IPT (efeito *skin*), a dispersão magnética dos condutores e a resistência dos elementos indutores do IPT. Desta forma, analisando-se estes trabalhos, observa-se que não se pode desprezar o efeito *skin* durante a simulação, pois afeta diretamente a resistência do condutor. O trabalho de Malek & Wu (2013) apresenta uma análise teórica com um modelo próximo ao simulado, entretanto, sem informações consolidadas para o desenvolvimento apresentado.

Portanto, como já afirmado, dada a ausência na literatura de uma modelação teórica consolidada para o elemento IPT, principal elemento associado à tecnologia de WPT, este trabalho se propõe a desenvolver a modelação teórica e uma metodologia de projeto para o elemento de IPT, com geometria de núcleo circular e indutores em espiral cilíndrica, conforme desenvolvimentos apresentados nos próximos capítulos desta dissertação.

Figura 21 - Conversor ressonante e IPT proposto por Bosshard.



FONTE: (BOSSHARD; KOLAR; WUNSCH, 2014)

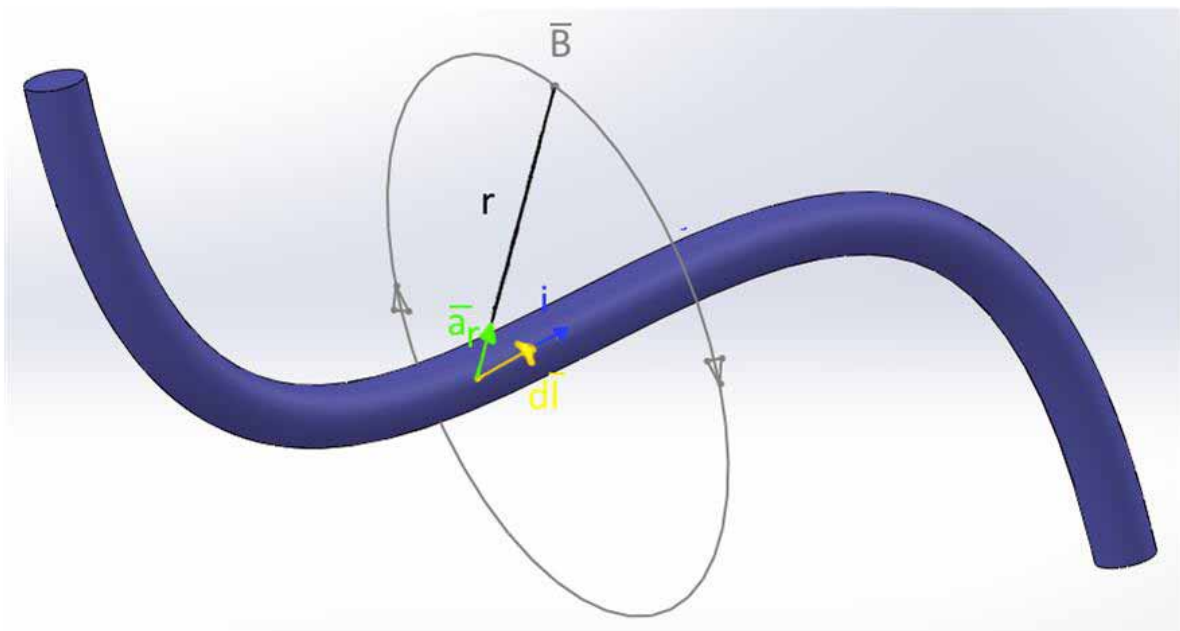
Partindo das estruturas analisadas no estado na arte será apresentada no próximo capítulo uma proposta inédita, realizando uma análise analítica para determinar o campo magnético de um indutor espiral, para assim determinar a indutância mútua entre os elementos IPT. Com essa abordagem espera-se determinar o IPT ótimo para a transmissão WPT.

2. MODELAÇÃO TEÓRICA PROPOSTA PARA WPT COM IPT DE INDUTORES EM ESPIRAL CILÍNDRICA

Nas referências sobre WPT os indutores IPT utilizados têm formatos geométricos típicos em espiral quadrada ou cilíndrica (BREITKREUTZ; HENKE, 2013), (JOW; GHOVANLOO, 2007), (SANTALUNAI; THONGSOPA; THOSDEEKORAPHAT, 2014), (HUH *et al.*, 2010).

Neste trabalho de dissertação, para se obter a equação base de toda a dedução matemática do elemento IPT, foi necessário provar a Terceira Lei de *Maxwell*, a partir da Lei de *Biot Savart*. A Lei de *Biot Savart* enuncia que as linhas de campo magnético estarão sempre circulando em torno da corrente elétrica, o que remete ao operador rotacional. Assim, sempre haverá um campo magnético $\vec{B}$ rodando em volta de uma corrente elétrica, conforme Figura 22 (HAYT; BUCK, 2003).

Figura 22 - Campo magnético em um elemento percorrido por uma corrente elétrica.



FONTE: Própria autoria.

As linhas de campo magnético não nascem em ponto algum, sendo nulo o divergente do campo $\vec{B}$, esta afirmação é provada pela Terceira Lei de Maxwell, conforme (1) (QUEVEDO; LODI, 2010). Em (2) e (3) tem-se explicitadas algumas propriedades para o rotacional e divergente (QUEVEDO; LODI, 2010).

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad (1)$$

$$\nabla \left(\frac{1}{r'} \right) = -\frac{1}{r'^2} \vec{a}_r \quad (2)$$

$$\nabla \times \left(\frac{1}{r'} d\vec{l} \right) = \frac{1}{r'} \nabla \times d\vec{l} - d\vec{l} \times \nabla \left(\frac{1}{r'} \right) \quad (3)$$

Pode-se demonstrar a Terceira Lei de Maxwell a partir da Lei de *Biot Savart*, utilizando-se dois sistemas de coordenadas. Sendo o primeiro sistema de coordenadas x, y, z o ponto onde será calculado o campo $\bar{B}$ e seu divergente. O outro sistema de coordenada x', y', z' representam os elementos de corrente que serão integrados na Lei de *Biot Savart*. A primeira Lei de *Biot Savart*, apresentada em (4), pode ser reescrita conforme (5), utilizando-se as propriedades do rotacional e do divergente apresentadas em (2) e (3).

$$\bar{B} = \frac{\mu_o}{4\pi} \int id\vec{l} \times \frac{\vec{a}_r}{r'^2} \quad (4)$$

$$\bar{B} = \frac{\mu_o}{4\pi} \int id\vec{l} \times -\nabla \left(\frac{1}{r'} \right) \quad (5)$$

Em (3), o rotacional de $d\vec{l}$ será nulo, já que as derivadas do rotacional são em relação à (x, y, z) e $d\vec{l}$ está localizado na coordenada (x', y', z') . Sendo assim pode-se simplificar (3) como apresentado em (6).

$$\nabla \times \left(\frac{1}{r'} d\vec{l} \right) = -d\vec{l} \times \nabla \left(\frac{1}{r'} \right) \quad (6)$$

Substituindo (6) em (5) tem-se:

$$\bar{B} = \frac{\mu_o}{4\pi} \int i \nabla \times \left(\frac{1}{r'} d\vec{l} \right) \quad (7)$$

A integral do rotacional é igual ao rotacional da integral, portanto pode-se reescrever (7) da seguinte forma:

$$\bar{B} = \nabla \times \left[\frac{\mu_o}{4\pi} \int \frac{id\bar{l}}{r'} \right] \quad (8)$$

Aplicando-se o divergente em ambos os membros de (8) e, como o divergente do rotacional de qualquer campo é sempre nulo, tem-se:

$$\nabla \cdot \bar{B} = \nabla \cdot \nabla \times \left[\frac{\mu_o}{4\pi} \int \frac{id\bar{l}}{r'} \right] = 0 \quad (9)$$

Logo, foi provado que o divergente do campo magnético é igual a zero e assim é provada a Terceira Lei de *Maxwell*. De (8) é possível verificar que o campo magnético $\bar{B}$ é o rotacional de outro campo que será denotado pelo vetor $\bar{A}$, o qual é denominado de potencial vetor. A partir de (10) e (11) será apresentado todo o desenvolvimento teórico para o campo magnético e fluxo magnético do indutor em espiral cilíndrica.

$$\bar{A} = \frac{\mu_o}{4\pi} \int \frac{id\bar{l}}{r'} \quad (10)$$

$$\bar{B} = \nabla \times \bar{A} \quad (11)$$

Observa-se que, após a realização de todo o desenvolvimento teórico, será utilizado o *Comsol*[®] para validar os resultados analíticos obtidos como a modelação teórica. O *Comsol*[®] é uma plataforma de *software* de uso geral com base em métodos numéricos avançados para modelar e simular problemas baseados em elementos físicos. Com o *Comsol*[®], pode-se considerar nos projetos fenômenos acoplados ou multifísicos. Sendo um ambiente integrado poderoso, projetado para o desenvolvimento multidisciplinar de produtos, independentemente da área de aplicação, o *Comsol*[®] permite através de modelos físicos tridimensionais, a simulação eletromagnética destes modelos, considerando-se interações diversas e não idealidades modeladas (COMSOL, 2013).

Para fins de comparação entre os resultados analíticos teóricos e os simulados no *Comsol*[®], será utilizado o módulo AC/DC do mesmo, o qual é capaz de simular campos elétricos, magnéticos e eletromagnéticos em aplicações estáticas e de baixa frequência. Aplicações típicas incluem análises de capacitores, indutores, isolantes, bobinas, motores,

atuadores e sensores, com ferramentas dedicadas para extrair parâmetros como resistência, capacitância, indutância, impedância, força e torque (COMSOL, 2013).

2.1. Modelação Teórica para o Acoplamento Magnético do elemento IPT

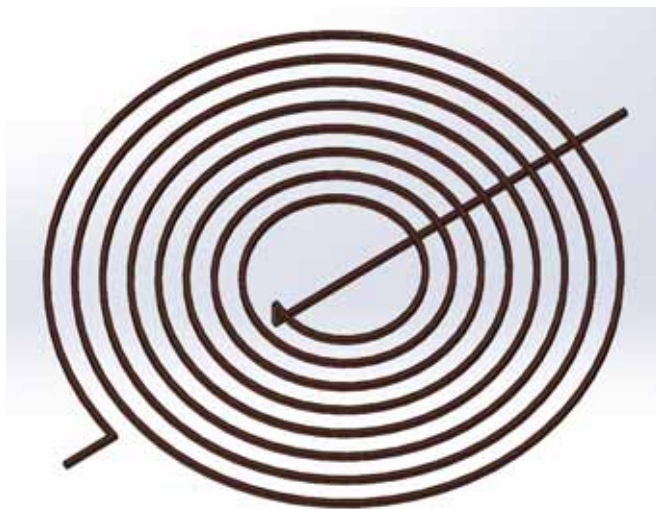
Neste subcapítulo será deduzido o fluxo magnético gerado por uma bobina em espiral cilíndrica no vácuo, semelhante ao esquemático da Figura 23. Para essa dedução foi necessário utilizar as equações básicas do eletromagnetismo (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2006), (IMURA; OKABE; HORI, 2009), (QUEVEDO; LODI, 2010), (HAYT; BUCK, 2003).

Para a dedução parte-se da Terceira Lei de Maxwell, conforme descrito anteriormente, que resulta na equação do potencial vetor, denotado pelo vetor $\vec{A}$, reapresentado em (12).

$$\vec{A} = \frac{\mu_o}{4\pi} \int \frac{i d\vec{l}}{r'} \quad (12)$$

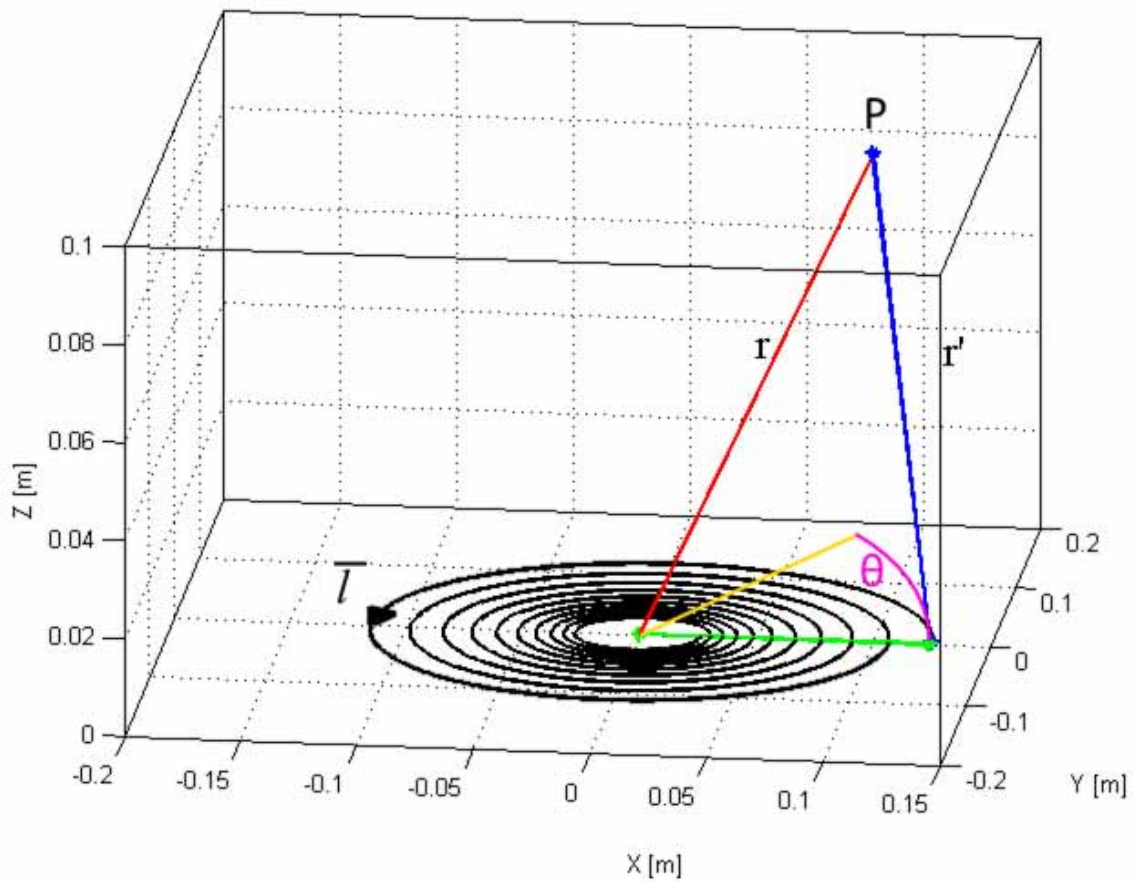
O ponto de interesse (x, y, z) ficará fixo enquanto a integração será feita em (x', y', z') , que são variáveis relacionadas ao indutor. As variáveis do integrando ficarão em função de θ , que varia de 0 à θ . Uma vista do eixo z nos dará a decomposição de $d\vec{l}$, conforme Figura 24.

Figura 23 - Indutor em espirais cilíndricas, admitido como geometria para o elemento IPT.



FONTE: Própria autoria.

Figura 24 – Referência admitida para a decomposição $d\vec{l}$.



FONTE: Própria autoria.

Da Figura 24, Figura 23 e da equação da espiral logarítmica é possível obter o vetor $\vec{l}$ e as variáveis x' , y' e z' , conforme (13), (14), (15) e (16).

$$\vec{l} = R e^{-\alpha\theta} \cos \theta \overline{a_x} + R e^{-\alpha\theta} \sin \theta \overline{a_y} \quad (13)$$

$$x' = R e^{-\alpha\theta} \cos \theta \quad (14)$$

$$y' = R e^{-\alpha\theta} \sin \theta \quad (15)$$

$$z' = 0 \quad (16)$$

Sendo:

$\vec{l}$: o caminho para a corrente;

R : o raio máximo do indutor;

θ : número de voltas dada pelo condutor, dada em rad/s , e pela relação $2\pi N$, sendo N o número de espiras do indutor.

α : um termo que irá determinar a velocidade de rotação do espiral, quanto maior o valor de α , mais próximas as espiras irão passar uma da outra.

Derivando (13) em relação à θ , obtém-se o primeiro termo da integral de (12), sendo este apresentado em (17).

$$d\bar{l} = R e^{-\alpha\theta} (-\alpha \cos \theta - \text{sen } \theta) d\theta \bar{a}_x + R e^{-\alpha\theta} (-\alpha \text{sen } \theta + \cos \theta) d\theta \bar{a}_y \quad (17)$$

Utilizando a Figura 24, obtém-se a variável r' de (12), apresentada em (18), utilizando-se semelhança de triângulos.

$$r' = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2 + (z - z')^2} \quad (18)$$

Substituindo (14), (15) e (16) em (18) e fazendo a expansão polinomial, obtém-se (19).

$$r' = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2 - 2xRe^{-\alpha\theta} \cos \theta - 2yRe^{-\alpha\theta} \text{sen } \theta + R^2 e^{-2\alpha\theta}} \quad (19)$$

Considerando-se (20) e substituindo em (19), obtém-se (21).

$$r'' = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \quad (20)$$

$$r' = \sqrt{r''^2 - 2xRe^{-\alpha\theta} \cos \theta - 2yRe^{-\alpha\theta} \text{sen } \theta + R^2 e^{-2\alpha\theta}} \quad (21)$$

Pode-se dividir e multiplicar (21) por r'' , gerando-se (22).

$$r' = r'' \sqrt{1 - \frac{2R}{r''^2} e^{-\alpha\theta} (x \cos \theta + y \text{sen } \theta) + \frac{R^2}{r''^2} e^{-2\alpha\theta}} \quad (22)$$

Pode-se inverter r' para facilitar a inserção em (12), obtendo-se (23).

$$\frac{1}{r'} = \frac{1}{r''} \left(1 - \frac{2R}{r''^2} e^{-\alpha\theta} (x \cos \theta + y \sen \theta) + \frac{R^2}{r''^2} e^{-2\alpha\theta} \right)^{-0,5} \quad (23)$$

Admitindo-se a consideração de que $r''^2 \gg R^2 e^{-2\alpha\theta}$, pode-se remover um termo de (23), conforme (24). Faz-se isso pois irá ser determinado o ponto máximo da indutância mútua e nesse ponto a exponencial tenderá a zero, possibilitando essa aproximação.

$$\frac{1}{r'} = \frac{1}{r''} \left(1 - \frac{2R}{r''^2} e^{-\alpha\theta} (x \cos \theta + y \sen \theta) \right)^{-0,5} \quad (24)$$

$$[1 - X]^{-0,5} \approx 1 + \frac{X}{2} \quad (25)$$

Desta forma, pode-se aplicar o conceito de (25) (QUEVEDO; LODI, 2010), já que $X \ll 1$, em (24), obtendo-se (26).

$$\frac{1}{r'} = \frac{1}{r''} \left(1 + \frac{R}{r''^2} e^{-\alpha\theta} (x \cos \theta + y \sen \theta) \right) \quad (26)$$

Substituindo (17) e (26) em (12), fazendo-se a distributiva obtém-se (27).

$$\begin{aligned} \bar{A} = \frac{\mu_o i R}{4\pi r''} & \left[\int_0^\theta e^{-\alpha\theta} (-\alpha \cos \theta - \sen \theta) d\theta \overrightarrow{a_x} \right. \\ & + \int_0^\theta e^{-\alpha\theta} (-\alpha \sen \theta + \cos \theta) d\theta \overrightarrow{a_y} \\ & + \int_0^\theta \frac{R}{r''^2} e^{-2\alpha\theta} \{ -x\alpha \cos^2 \theta - y \sen^2 \theta \\ & - (x + \alpha y) \cos \theta \sen \theta \} d\theta \overrightarrow{a_x} \\ & + \int_0^\theta \frac{R}{r''^2} e^{-2\alpha\theta} \{ -y\alpha \sen^2 \theta + x \cos^2 \theta \\ & \left. + (y - \alpha x) \cos \theta \sen \theta \} d\theta \overrightarrow{a_y} \right] \quad (27) \end{aligned}$$

Pode-se então dividir o problema na solução de quatro integrais sendo elas formadas por (28), (29), (30) e (31).

$$\overline{A_1} = \frac{\mu_o i R}{4\pi r''} \int_0^\theta e^{-\alpha\theta} (-\alpha \cos \theta - \sin \theta) d\theta \overline{a_x} \quad (28)$$

$$\overline{A_2} = \frac{\mu_o i R}{4\pi r''} \int_0^\theta e^{-\alpha\theta} (-\alpha \sin \theta + \cos \theta) d\theta \overline{a_y} \quad (29)$$

$$\overline{A_3} = \frac{\mu_o i R}{4\pi r''} \int_0^\theta \frac{R}{r''^2} e^{-2\alpha\theta} \{-x\alpha \cos^2 \theta - y \sin^2 \theta - (x + \alpha y) \cos \theta \sin \theta\} d\theta \overline{a_x} \quad (30)$$

$$\overline{A_4} = \frac{\mu_o i R}{4\pi r''} \int_0^\theta \frac{R}{r''^2} e^{-2\alpha\theta} \{-y\alpha \sin^2 \theta + x \cos^2 \theta + (y - \alpha x) \cos \theta \sin \theta\} d\theta \overline{a_y} \quad (31)$$

Facilmente é possível integrar cada termo resultando em (32), (33), (34) e (35), sendo estas as soluções para (28) e assim respectivamente até (31).

$$\overline{A_1} = \frac{\mu_o i R}{4\pi r''} [-1 + e^{-\alpha\theta} \cos \theta] \overline{a_x} \quad (32)$$

$$\overline{A_2} = \frac{\mu_o i R}{4\pi r''} e^{-\alpha\theta} \sin \theta \overline{a_y} \quad (33)$$

Os termos $\overline{A_3}$ e $\overline{A_4}$ requerem ainda uma expansão que resultará em três integrais, conforme (36) até (41), respectivamente.

$$\begin{aligned} \overline{A_3} = \frac{\mu_o i R}{4\pi r''} & \left[\int_0^\theta -\frac{R}{r''^2} e^{-2\alpha\theta} x\alpha \cos^2 \theta d\theta \overline{a_x} \right. \\ & + \int_0^\theta -\frac{R}{r''^2} e^{-2\alpha\theta} y \sin^2 \theta d\theta \overline{a_x} \\ & \left. + \int_0^\theta -\frac{R}{r''^2} e^{-2\alpha\theta} (x + \alpha y) \cos \theta \sin \theta d\theta \overline{a_x} \right] \end{aligned} \quad (34)$$

$$\begin{aligned} \overline{A_4} = \frac{\mu_o i R}{4\pi r''} & \left[\int_0^\theta -\frac{R}{r''^2} e^{-2\alpha\theta} y\alpha \sin^2 \theta d\theta \overline{a_y} + \int_0^\theta \frac{R}{r''^2} e^{-2\alpha\theta} x \cos^2 \theta d\theta \overline{a_y} \right. \\ & \left. + \int_0^\theta \frac{R}{r''^2} e^{-2\alpha\theta} (y - \alpha x) \cos \theta \sin \theta d\theta \overline{a_y} \right] \end{aligned} \quad (35)$$

$$\overline{A_{31}} = \frac{\mu_o i R}{4\pi r''} \int_0^\theta -\frac{R}{r''^2} e^{-2\alpha\theta} x\alpha \cos^2 \theta d\theta \overline{a_x} \quad (36)$$

$$\overline{A_{32}} = \frac{\mu_o i R}{4\pi r''} \int_0^\theta -\frac{R}{r''^2} e^{-2\alpha\theta} y \sin^2 \theta d\theta \overline{a_x} \quad (37)$$

$$\overline{A_{33}} = \frac{\mu_o i R}{4\pi r''} \int_0^\theta -\frac{R}{r''^2} e^{-2\alpha\theta} (x + \alpha y) \cos \theta \sin \theta d\theta \overline{a_x} \quad (38)$$

$$\overline{A_{41}} = \frac{\mu_o i R}{4\pi r''} \int_0^\theta -\frac{R}{r''^2} e^{-2\alpha\theta} y \alpha \sin^2 \theta d\theta \overline{a_y} \quad (39)$$

$$\overline{A_{42}} = \frac{\mu_o i R}{4\pi r''} \int_0^\theta \frac{R}{r''^2} e^{-2\alpha\theta} x \cos^2 \theta d\theta \overline{a_y} \quad (40)$$

$$\overline{A_{43}} = \frac{\mu_o i R}{4\pi r''} \int_0^\theta \frac{R}{r''^2} e^{-2\alpha\theta} (y - \alpha x) \cos \theta \sin \theta d\theta \overline{a_y} \quad (41)$$

Resolvendo-se (36) até (40), pelo método da integração por partes, irão gerar outras integrais, conforme (42) até (45), respectivamente, que irão se juntar com (38) e (41).

$$\overline{A_{31}} = -\frac{\mu_o i R^2 x}{4\pi r''^3} \left[\frac{1}{2} e^{-2\alpha\theta} \cos \theta \right]_0^\theta + \int_0^\theta e^{-2\alpha\theta} \cos \theta \sin \theta d\theta \overline{a_x} \quad (42)$$

$$\overline{A_{32}} = \frac{\mu_o i R^2 y}{4\pi r''^3} \left[\frac{1}{2\alpha} e^{-2\alpha\theta} \sin^2 \theta \right]_0^\theta - \frac{1}{\alpha} \int_0^\theta e^{-2\alpha\theta} \cos \theta \sin \theta d\theta \overline{a_x} \quad (43)$$

$$\overline{A_{41}} = \frac{\mu_o i R^2 y}{4\pi r''^3} \left[\frac{1}{2} e^{-2\alpha\theta} \sin^2 \theta \right]_0^\theta - \int_0^\theta e^{-2\alpha\theta} \cos \theta \sin \theta d\theta \overline{a_y} \quad (44)$$

$$\overline{A_{42}} = -\frac{\mu_o i R^2 x}{4\pi r''^3} \left[-\frac{1}{2\alpha} e^{-2\alpha\theta} \cos \theta \right]_0^\theta - \frac{1}{\alpha} \int_0^\theta e^{-2\alpha\theta} \cos \theta \sin \theta d\theta \overline{a_y} \quad (45)$$

Agrupando os termos das integrais de (42) e (43) com (38) e fazendo o mesmo com (44), (45) e (41), resolvendo-as tem-se uma única integral que será chamada de $\overline{A_{33N}}$ e $\overline{A_{43N}}$ respectivamente.

$$\overline{A_{33N}} = -\frac{\mu_o i R^2 y}{4\pi r''^3} \frac{(\alpha^2 + 1)}{\alpha} \int_0^\theta e^{-2\alpha\theta} \cos \theta \sin \theta d\theta \overline{a_x} \quad (46)$$

$$\overline{A_{33N}} = \frac{\mu_o i R^2 y}{4\pi r''^3} \left[\frac{1}{4} e^{-2\alpha\theta} \sin 2\theta - \frac{1}{4\alpha} (1 - e^{-2\alpha\theta} \cos 2\theta) \right] \overline{a_x} \quad (47)$$

$$\overline{A_{43N}} = -\frac{\mu_o i R^2 x}{4\pi r''^3} \frac{(\alpha^2 + 1)}{\alpha} \int_0^\theta e^{-2\alpha\theta} \cos \theta \sin \theta d\theta \overline{a_y} \quad (48)$$

$$\overline{A_{43N}} = \frac{\mu_o i R^2 x}{4\pi r''^3} \left[\frac{1}{4} e^{-2\alpha\theta} \sin 2\theta - \frac{1}{4\alpha} (1 - e^{-2\alpha\theta} \cos 2\theta) \right] \overline{a_y} \quad (49)$$

Substituindo e reagrupando todos os termos de $\bar{A}$, obtém-se (50).

$$\begin{aligned}
 \bar{A} = & \frac{\mu_o i R}{4\pi r''} \left[-1 + e^{-\alpha\theta} \cos \theta \right. \\
 & + \frac{R}{r''^2} \left[-\frac{x}{2} (1 - e^{-2\alpha\theta} \cos^2 \theta) \right. \\
 & \quad + \frac{y}{2\alpha} \left[e^{-2\alpha\theta} \sin^2 \theta \right. \\
 & \quad \left. \left. - \frac{1}{2} \{1 - e^{-2\alpha\theta} (\cos 2\theta + \alpha \sin 2\theta)\} \right] \right] \bar{a}_x \\
 & + \frac{\mu_o i R}{4\pi r''} \left[e^{-\alpha\theta} \sin \theta \right. \\
 & + \frac{R}{r''^2} \left[\frac{x}{2\alpha} \left[1 - e^{-2\alpha\theta} \cos^2 \theta \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. - \frac{1}{2} \{1 - e^{-2\alpha\theta} (\cos 2\theta + \alpha \sin 2\theta)\} \right] \right] \bar{a}_y
 \end{aligned} \tag{50}$$

Facilmente pode-se obter o campo magnético, $\bar{B}$, a partir do potencial vetor, aplicando apenas o seu rotacional, conforme (51). Devido ao tamanho das equações dividiu-se o campo magnético em três termos, conforme (52), um para cada direção do eixo cartesiano, de acordo com (53), (54) e (55).

$$\bar{B} = \nabla \times \bar{A} = \begin{vmatrix} \bar{a}_x & \bar{a}_y & \bar{a}_z \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ A_x & A_y & A_z \end{vmatrix} \tag{51}$$

$$\begin{aligned}
 & = \left(\frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} \right) \bar{a}_x + \left(\frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) \bar{a}_y + \left(\frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \right) \bar{a}_z \\
 & \quad \bar{B} = \bar{B}_x + \bar{B}_y + \bar{B}_z
 \end{aligned} \tag{52}$$

$$\overline{B_x} = \frac{\mu_o i R z}{4\pi(x^2 + y^2 + z^2)^{1,5}} \left[e^{-\alpha\theta} \text{sen } \theta \right. \quad (53)$$

$$+ \frac{3R}{x^2 + y^2 + z^2} \left[\frac{x}{2\alpha} \left[1 - e^{-2\alpha\theta} \cos^2 \theta \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{1}{2} \left[e^{-2\alpha\theta} \text{sen}^2 \theta - \frac{1}{2} \{1 - e^{-2\alpha\theta} (\cos 2\theta + \alpha \text{sen } 2\theta)\} \right] \right] \right] \\ \left. - \frac{y}{2} e^{-2\alpha\theta} \text{sen}^2 \theta \right] \overline{a_x}$$

$$\overline{B_y} = \frac{\mu_o i R z}{4\pi(x^2 + y^2 + z^2)^{1,5}} \left[1 - e^{-\alpha\theta} \cos \theta \right. \quad (54)$$

$$- \frac{3R}{x^2 + y^2 + z^2} \left[-\frac{x}{2} (1 - e^{-2\alpha\theta} \cos^2 \theta) \right. \\ \left. + \frac{y}{2\alpha} \left[e^{-2\alpha\theta} \text{sen}^2 \theta \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{1}{2} \{1 - e^{-2\alpha\theta} (\cos 2\theta + \alpha \text{sen } 2\theta)\} \right] \right] \overline{a_y}$$

$$\overline{B_z} = -\frac{\mu_o i R x}{4\pi(x^2 + y^2 + z^2)^{1,5}} [e^{-\alpha\theta} \text{sen } \theta] \overline{a_z} \quad (55)$$

$$+ \frac{\mu_o i R^2 (-2x^2 + y^2 + z^2)}{8\alpha\pi(x^2 + y^2 + z^2)^{2,5}} \left[1 - e^{-2\alpha\theta} \cos^2 \theta \right. \\ \left. - \frac{1}{2} \{1 - e^{-2\alpha\theta} (\cos 2\theta + \alpha \text{sen } 2\theta)\} \right] \overline{a_z} \\ + \frac{3\mu_o i R^2 xy}{8\pi(x^2 + y^2 + z^2)^{2,5}} e^{-2\alpha\theta} \text{sen}^2 \theta \overline{a_z} \\ - \frac{\mu_o i R y}{4\pi(x^2 + y^2 + z^2)^{1,5}} [1 - e^{-\alpha\theta} \cos \theta] \overline{a_z} \\ - \frac{3\mu_o i R^2 xy}{8\pi(x^2 + y^2 + z^2)^{2,5}} [1 - e^{-2\alpha\theta} \cos^2 \theta] \overline{a_z} \\ - \frac{\mu_o i R^2 (x^2 - 2y^2 + z^2)}{8\alpha\pi(x^2 + y^2 + z^2)^{2,5}} \left[e^{-2\alpha\theta} \text{sen}^2 \theta \right. \\ \left. - \frac{1}{2} \{1 - e^{-2\alpha\theta} (\cos 2\theta + \alpha \text{sen } 2\theta)\} \right] \overline{a_z}$$

Reorganizando os termos de (55), pode-se simplificá-la obtendo-se (56).

$$\begin{aligned}
\overline{B_z} = & -\frac{\mu_o i R}{4\pi(x^2 + y^2 + z^2)^{1,5}} [x e^{-\alpha\theta} \text{sen } \theta + y(1 - e^{-\alpha\theta} \cos \theta)] \overline{a_z} \\
& -\frac{3\mu_o i R^2 xy}{8\pi(x^2 + y^2 + z^2)^{2,5}} [1 - e^{-2\alpha\theta}] \overline{a_z} \\
& +\frac{3\mu_o i R^2 (x^2 - y^2)}{16\alpha\pi(x^2 + y^2 + z^2)^{2,5}} \{1 - e^{-2\alpha\theta} (\cos 2\theta + \alpha \text{sen } 2\theta)\} \overline{a_z} \\
& +\frac{\mu_o i R^2 (-2x^2 + y^2 + z^2)}{8\alpha\pi(x^2 + y^2 + z^2)^{2,5}} (1 - e^{-2\alpha\theta} \cos^2 \theta) \overline{a_z} \\
& -\frac{\mu_o i R^2 (x^2 - 2y^2 + z^2)}{8\alpha\pi(x^2 + y^2 + z^2)^{2,5}} (e^{-2\alpha\theta} \text{sen}^2 \theta) \overline{a_z}
\end{aligned} \tag{56}$$

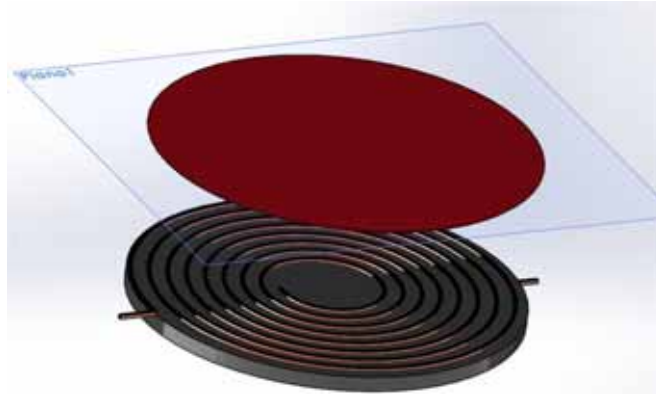
Para determinar o acoplamento magnético é necessário que se calcule o fluxo magnético conforme (57).

$$\bar{\phi} = \int \bar{B} d\bar{S} \tag{57}$$

Dado que se considerou neste trabalho a restrição de geometria para indutor com núcleo cilíndrico, conforme Figura 23, foi possível simplificar as análises considerando-se a área do fluxo magnético com um disco, podendo-se aplicar facilmente a transformada cilíndrica.

Para este caso será determinado o acoplamento considerando-se os dois indutores (emissor/receptor) alinhados horizontalmente, conforme Figura 25. Desta forma, será determinado o acoplamento máximo entre dois indutores em espirais com núcleos magnéticos, a partir de (58), (59) e (60), as quais resultarão em (61), (62) e (63), respectivamente.

Figura 25 – Simplificação admitida para o acoplamento magnético de um indutor espiral com um disco/plano.



FONTE: Própria autoria.

$$\begin{aligned} \overline{\phi_x} = \int_0^r \int_0^{2\pi} \frac{\mu_o i R z r}{4\pi(r^2 + z^2)^{1,5}} \left[e^{-\alpha\theta} \text{sen } \theta \right. \\ \left. + \frac{3R}{r^2 + z^2} \left[\frac{r \cos \varphi}{2\alpha} \left[1 - e^{-2\alpha\theta} \cos^2 \theta \right. \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. - \frac{1}{2} \{1 - e^{-2\alpha\theta} (\cos 2\theta + \alpha \text{sen } 2\theta)\} \right] \right] \right] dr d\varphi \overline{a_x} \end{aligned} \quad (58)$$

$$\begin{aligned} \overline{\phi_y} = \int_0^r \int_0^{2\pi} \frac{\mu_o i R z r}{4\pi(r^2 + z^2)^{1,5}} \left[1 - e^{-\alpha\theta} \cos \theta \right. \\ \left. - \frac{3R}{r^2 + z^2} \left[-\frac{r \cos \varphi}{2} (1 - e^{-2\alpha\theta} \cos^2 \theta) \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. + \frac{r \text{sen } \varphi}{2\alpha} \left[e^{-2\alpha\theta} \text{sen}^2 \theta \right. \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. - \frac{1}{2} \{1 - e^{-2\alpha\theta} (\cos 2\theta + \alpha \text{sen } 2\theta)\} \right] \right] \right] dr d\varphi \overline{a_y} \end{aligned} \quad (59)$$

$$\overline{\phi_z} \quad (60)$$

$$\begin{aligned}
&= - \int_0^r \int_0^{2\pi} \frac{\mu_o i R}{4\pi(r^2 + z^2)^{1,5}} [r^2 \cos \varphi e^{-\alpha\theta} \text{sen } \theta \\
&+ r^2 \text{sen } \varphi (1 - e^{-\alpha\theta} \cos \theta)] dr d\varphi \overline{a_z} \\
&- \int_0^r \int_0^{2\pi} \frac{3\mu_o i R^2 r^3 \cos \varphi \text{sen } \varphi}{8\pi(r^2 + z^2)^{2,5}} [1 - e^{-2\alpha\theta}] dr d\varphi \overline{a_z} \\
&+ \int_0^r \int_0^{2\pi} \frac{3\mu_o i R^2 r^3 (\cos^2 \varphi - \text{sen}^2 \varphi)}{16\alpha\pi(r^2 + z^2)^{2,5}} \{1 \\
&- e^{-2\alpha\theta} (\cos 2\theta + \alpha \text{sen } 2\theta)\} dr d\varphi \overline{a_z} \\
&+ \int_0^r \int_0^{2\pi} \frac{\mu_o i R^2 (-2r^3 \cos^2 \varphi + r^3 \text{sen}^2 \varphi + r z^2)}{8\alpha\pi(r^2 + z^2)^{2,5}} (1 \\
&- e^{-2\alpha\theta} \cos^2 \theta) dr d\varphi \overline{a_z} \\
&- \int_0^r \int_0^{2\pi} \frac{\mu_o i R^2 (r^3 \cos \varphi - 2r^3 \text{sen}^2 \varphi + z^2)}{8\alpha\pi(r^2 + z^2)^{2,5}} (e^{-2\alpha\theta} \text{sen}^2 \theta) dr d\varphi \overline{a_z} \\
&\phi_x = \frac{\mu_o i R}{2} \left(1 - \frac{z}{\sqrt{r^2 + z^2}}\right) e^{-\alpha\theta} \text{sen } \theta \quad (61)
\end{aligned}$$

$$\phi_y = \frac{\mu_o i R}{2} \left(1 - \frac{z}{\sqrt{r^2 + z^2}}\right) (1 - e^{-\alpha\theta} \cos \theta) \quad (62)$$

$$\phi_z = \frac{\mu_o i R^2}{8\alpha} (1 - e^{-2\alpha\theta}) \left\{ \frac{r^2}{(r^2 + z^2)^{1,5}} \right\} \quad (63)$$

Em (61), (62) e (63) a variável r representa o raio do indutor secundário.

As deduções foram feitas para um indutor no ar, considerando que o indutor não seja composto por um núcleo magnético, conforme Figura 23. Logo, deve-se substituir a permeabilidade do vácuo pela permeabilidade do núcleo magnético.

Com o fluxo é possível calcular o valor máximo da mútua entre os indutores (emissor/receptor) utilizando (63), combinada à (64). A indutância própria pode ser obtida utilizando (65) e o fator de acoplamento pode ser obtido com (66).

$$M = N \frac{d\phi_{12}}{di} \quad (64)$$

$$L_{própria} = N \frac{d\phi_{própria}}{di} \quad (65)$$

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (66)$$

As expressões finais para o fluxo magnético e indutância mútua são apresentadas em (67) e (68), respectivamente.

$$\phi_z = \frac{\mu_o i R^2}{8\alpha} (1 - e^{-2\alpha\theta}) \left\{ \frac{r^2}{(r^2 + z^2)^{1,5}} \right\} e^{-\frac{\pi(x^2+y^2+z^2)^{1,5}}{8(R^2+z^2)^{1,5}}} \quad (67)$$

$$M = \frac{\mu_o R^2}{8\alpha} (1 - e^{-2\alpha\theta}) \left\{ \frac{r^2}{(r^2 + z^2)^{1,5}} \right\} e^{-\frac{\pi(x^2+y^2+z^2)^{1,5}}{8(R^2+z^2)^{1,5}}} \quad (68)$$

Observa-se que, para o desenvolvimento do elemento IPT, não basta ter uma indutância mútua elevada, pois resultará numa indutância própria muito maior. Para observar melhor esse comportamento pode-se analisar a equação da indutância própria para o caso de um indutor espiral, conforme (69). A expressão (69) foi obtida a partir de uma aproximação do indutor espiral em uma bobina e, devido a algumas linearizações, não é adequado quando o α tiver valor elevado e R' for muito pequeno.

$$L_{própria} = 2 \mu_o \pi^2 N^2 \left(\frac{R - R'}{2} \right)^3 \quad (69)$$

Sendo:

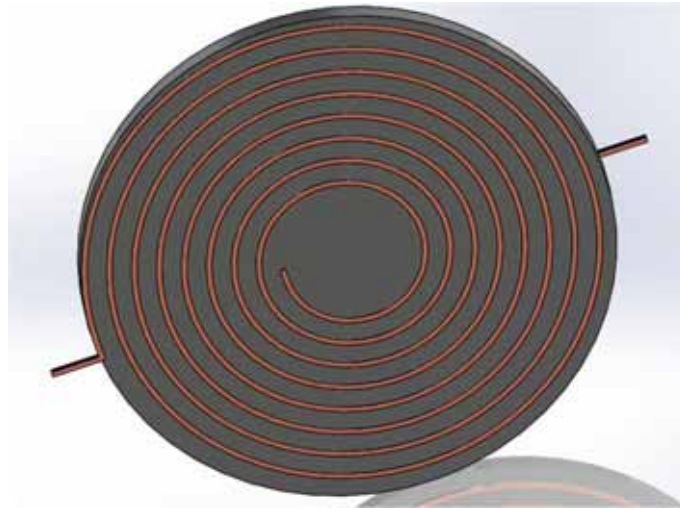
R : o raio máximo do indutor.

R' : o raio interno do indutor.

N : o número de voltas dadas pelo indutor espiral.

Para um indutor com núcleo magnético, semelhante ao da Figura 26, é necessário alterar a constante de permeabilidade acrescentando a permeabilidade relativa em (68) e (69), conforme apresentado em (70) e (71), respectivamente.

Figura 26 - Indutor espiral cilíndrico com núcleo magnético.



FONTE: Própria autoria.

$$M = \frac{\mu_o \mu_r R^2}{8\alpha} (1 - e^{-2\alpha\theta}) \left\{ \frac{r^2}{(r^2 + z^2)^{1,5}} \right\} e^{-\frac{\pi(x^2+y^2+z^2)^{1,5}}{8(R^2+z^2)^{1,5}}} \quad (70)$$

$$L_{própria} = 2 \mu_o \mu_r \pi^2 N^2 \left(\frac{R - R'}{2} \right)^3 \quad (71)$$

Para a obtenção de um conjunto ótimo para estes resultados, será necessário contemplar um valor adequado entre (70) e (71), já que não é conveniente obter a maior mútua possível, pois obter-se-ia juntamente com essa mútua uma indutância própria elevada, que tornaria o acoplamento ruim. Como (71) está linearizada para o caso estudado não é possível obter o ótimo pela derivada sem que gere valores que não compreenderão a realidade física. Observa-se no entanto que, como pelo lado emissor ter-se-á a alimentação do elemento IPT através de um conversor ressonante, a indutância própria pelo lado emissor será também uma especificação resultante do projeto deste conversor ressonante, o qual imporá uma indutância própria mínima para alcançar e garantir o processo de ressonância para a potência especificada em projeto.

Portanto, para o trabalho de estudo de caso desta dissertação, a indutância própria do indutor do IPT pelo lado emissor será imposta pelas especificações de projeto do conversor FB-ZVS-PWM-OS, conforme dados básicos das especificações da Tabela 1.

3. RESULTADOS, METODOLOGIA DE PROJETO E VALIDAÇÃO DA MODELAÇÃO TEÓRICA

O elemento IPT é responsável por transmitir a energia da base/emissor para o VE/receptor. São necessários, obviamente, no mínimo dois indutores com acoplamento magnético, para que seja possível a transmissão de energia elétrica. Entretanto, considerando-se a separação física no espaço entre indutor emissor e indutor receptor, o fator de acoplamento eletromagnético entre eles deverão resultar em um valor bem inferior ao unitário (tipicamente entre 0,1 e 0,4, para tecnologia WPT), o que equivale ao estudo de acoplamentos eletromagnéticos com fraco acoplamento, restringindo-se a transferência de energia entre emissor/receptor em relação à energia eletromagnética processada e o distanciamento entre indutor emissor e indutor receptor. Portanto, a partir de um valor crítico para o fator de acoplamento a eficiência da transferência de energia decai significativamente com o aumento da separação emissor/receptor (XIA *et al.*, 2012), (VILATHGAMUWA; SAMPATH, 2015).

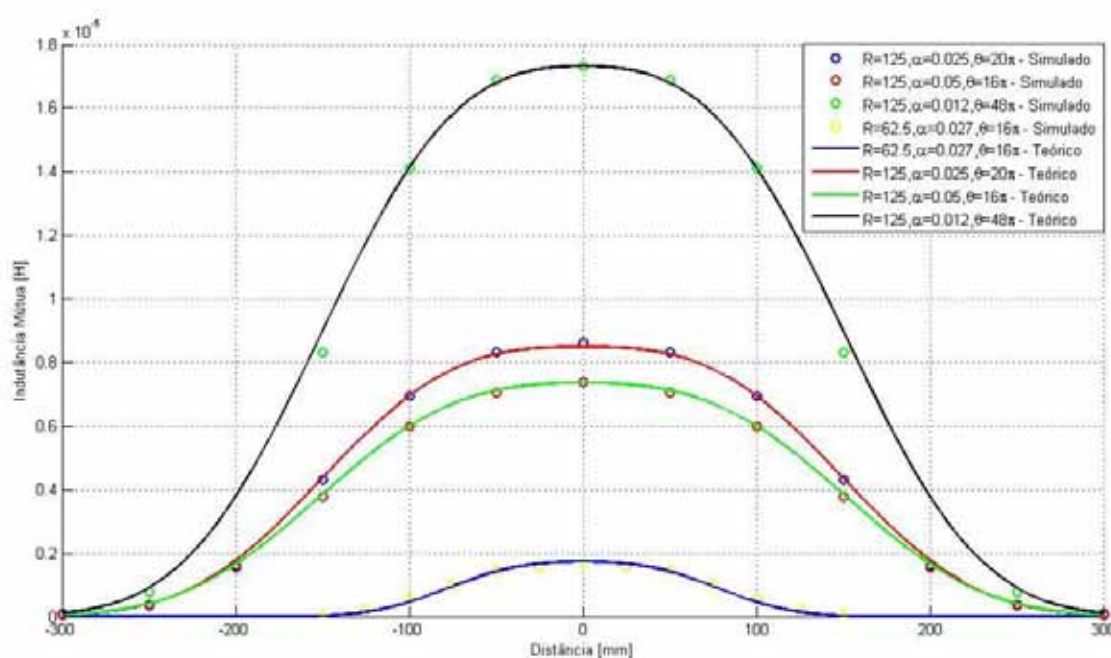
Portanto, os resultados a serem analisados a partir da modelação teórica proposta deverão resultar no acoplamento magnético do elemento IPT com indutores em espirais cilíndricas. Mais uma vez, destaca-se que toda a modelação proposta é restrita unicamente a este tipo de geometria, escolhida em função das referências bibliográficas analisadas, onde se utilizam indutores com formatos geométricos em espiral quadrada ou cilíndrica (BREITKREUTZ; HENKE, 2013), (JOW; GHOVANLOO, 2007), (SANTALUNAI; THONGSOPA; THOSDEEKORAPHAT, 2014), (HUH *et al.*, 2010).

Como já informado anteriormente, os resultados obtidos com a modelação teórica e os resultados decorrentes da metodologia de projeto serão confrontados com os resultados de simulação em um *software* com resoluções de elementos finitos, *Comsol*[®].

Inicialmente, apenas para demonstrar a exatidão da modelação teórica desenvolvida, apresentam-se na Figura 27 diversos resultados para a Indutância Mútua entre emissor/receptor, comparando-se seus valores obtidos com o *Comsol*[®] e através da modelação proposta, onde variaram-se o raio, o α e o número de voltas (θ).

Comprovando-se desde já a exatidão da modelação teórica proposta, desenvolve-se a metodologia de projeto para os cálculos: da indutância própria desejada (valor mínimo imposto pela restrição operacional do conversor FB-ZVS-PWM-PS), da indutância mútua ótima e do fator de acoplamento decorrente.

Figura 27 – Comparações entre diversas simulações para a Indutância Mútua do Emissor e as curvas teóricas obtidas para cada caso.



FONTE: Própria autoria.

3.1. Metodologia de projeto para os elementos indutores do IPT

Da análise desenvolvida constata-se que o acoplamento varia linearmente com o aumento do número de voltas do indutor em espiral e a indutância própria varia quadraticamente com o número de voltas do indutor em espiral. Logo, é possível concluir que não há vantagem em ter-se muitas voltas no indutor, mas há a necessidade de se ter uma indutância própria mínima para que o circuito do conversor FB-ZVS-PWM-PS tenha ressonância garantida, sendo portanto uma restrição imposta pela operação do conversor ressonante na estrutura do emissor, conforme dados da Tabela 1.

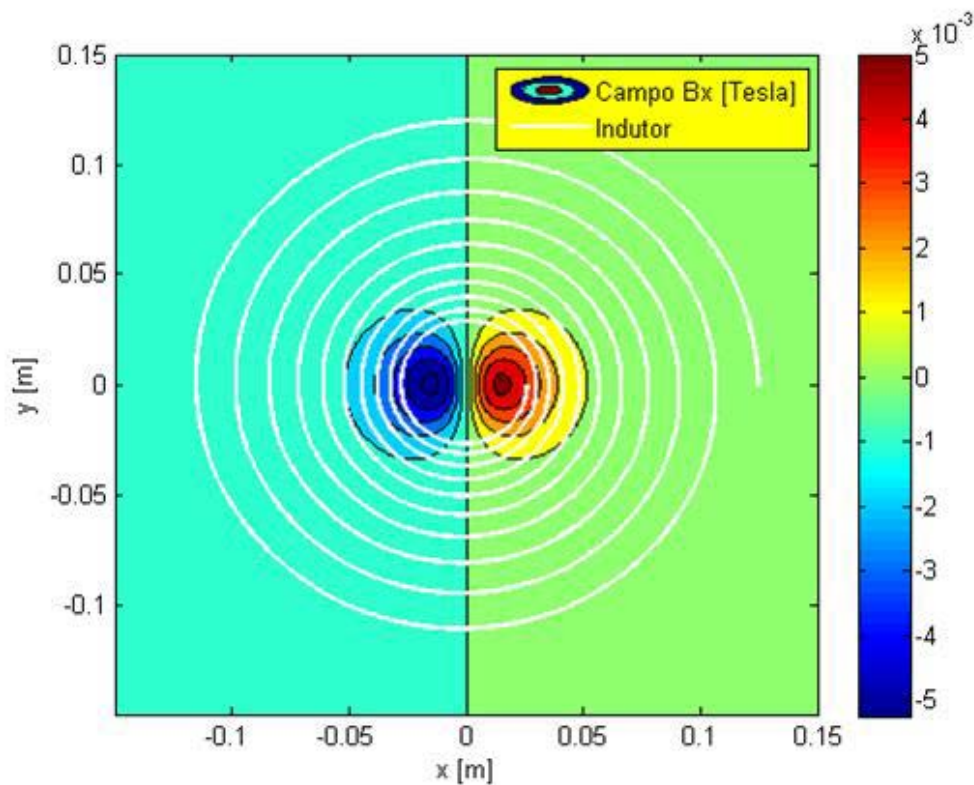
Adequando-se o projeto aos valores necessários para aplicação no VE em escala reduzida, conforme dados da Tabela 1, projetou-se para o indutor emissor, quanto para o indutor receptor, os seguintes parâmetros: 8 espiras, com um α igual a 0,02773925 e um raio, R , igual a 125mm, resultando então no indutor semelhante ao da Figura 23.

O indutor especificado pela metodologia teórica tem a indutância própria, L , igual a $16,482\mu H$. A indutância mútua máxima, M , é igual à $7,3548\mu H$. O acoplamento, K , é igual à 0,44642. Entretanto, como afirmado, existe um valor crítico para o fator de acoplamento,

devendo obrigatoriamente estar com valores abaixo de 0,5 para se considerar como de fraco acoplamento eletromagnético. Considerando-se que o projeto do conversor ressonante na estrutura do emissor deve impor um valor mínimo para a Indutância Própria do indutor emissor, estes valores ainda serão refinados para os seus valores desejáveis, dada a necessidade de associações para o lado do emissor, para se compor a desejada Indutância Própria, como se discutirá em subcapítulos seguintes deste Capítulo 3.

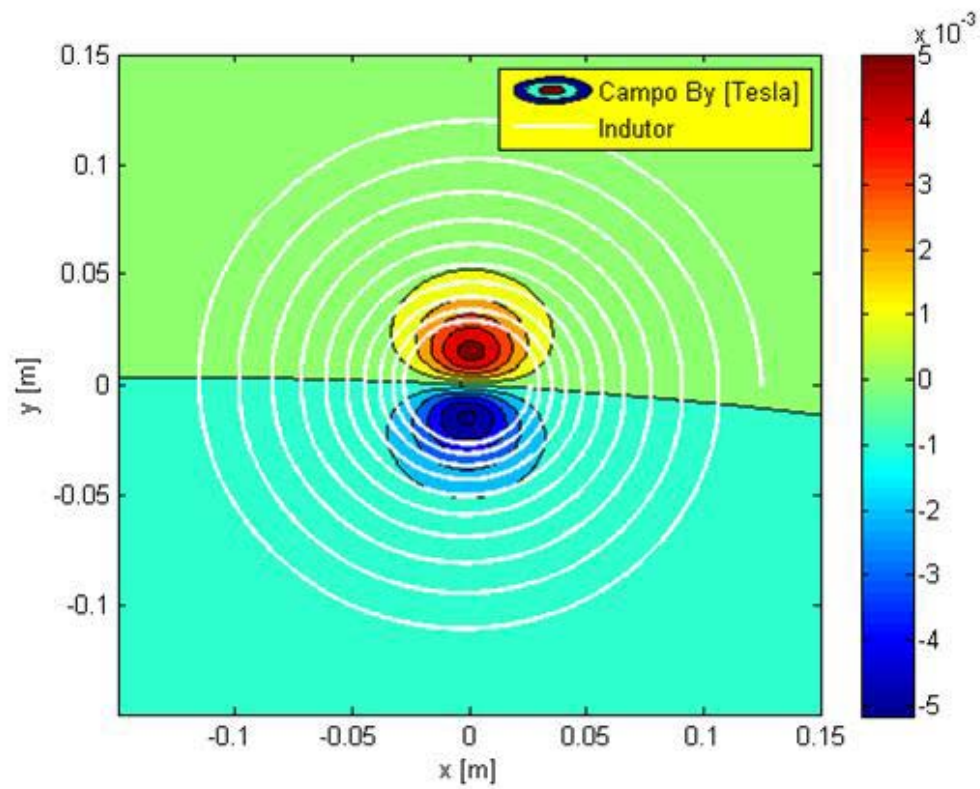
Nas Figura 28, 19, 20 e 21 são apresentados o campo magnético na direção $\vec{a}_x$, $\vec{a}_y$, $\vec{a}_z$, e a resultante respectivamente, obtidos a partir de (53), (54) e (56), considerando-se o indutor resultante com as especificações da metodologia de projeto. Os resultados desenvolvidos apresentados referem-se à consideração de análise do indutor com o núcleo de material magnético circular de *iron powder* liga SMP1171, onde se considerou a permeabilidade relativa ao mesmo. Os resultados foram gerados utilizando o programa MATLAB[®].

Figura 28 - Campo magnético vetorial da componente $\vec{a}_x$.



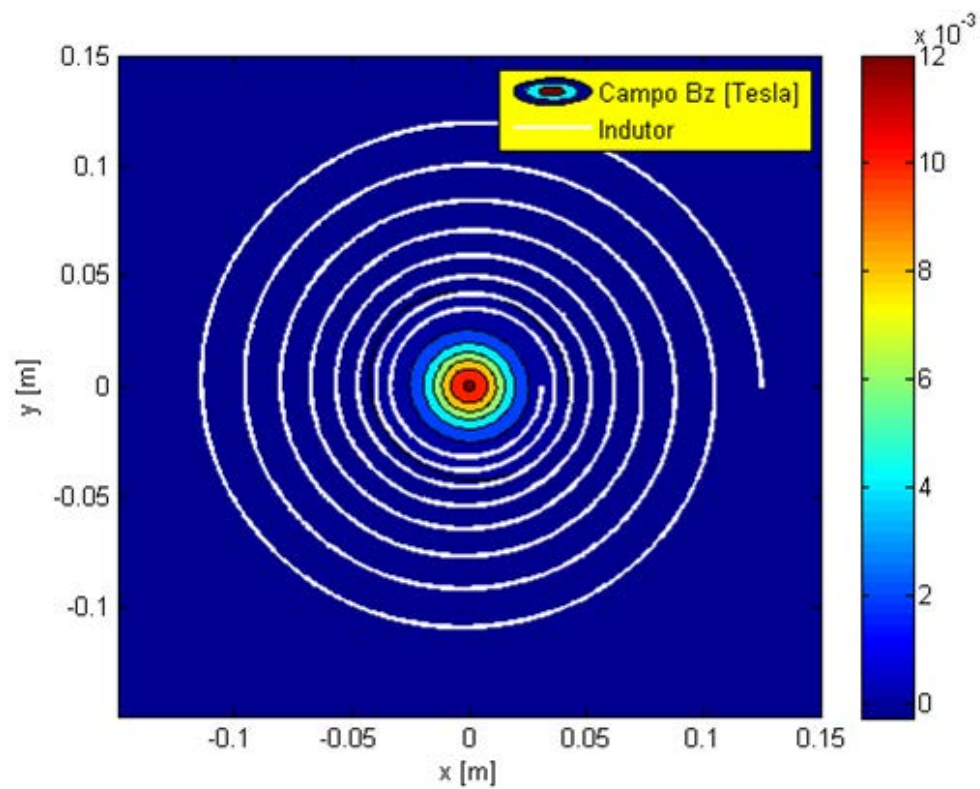
FONTE: Própria autoria.

Figura 29 - Campo magnético vetorial da componente $\overline{a_y}$.



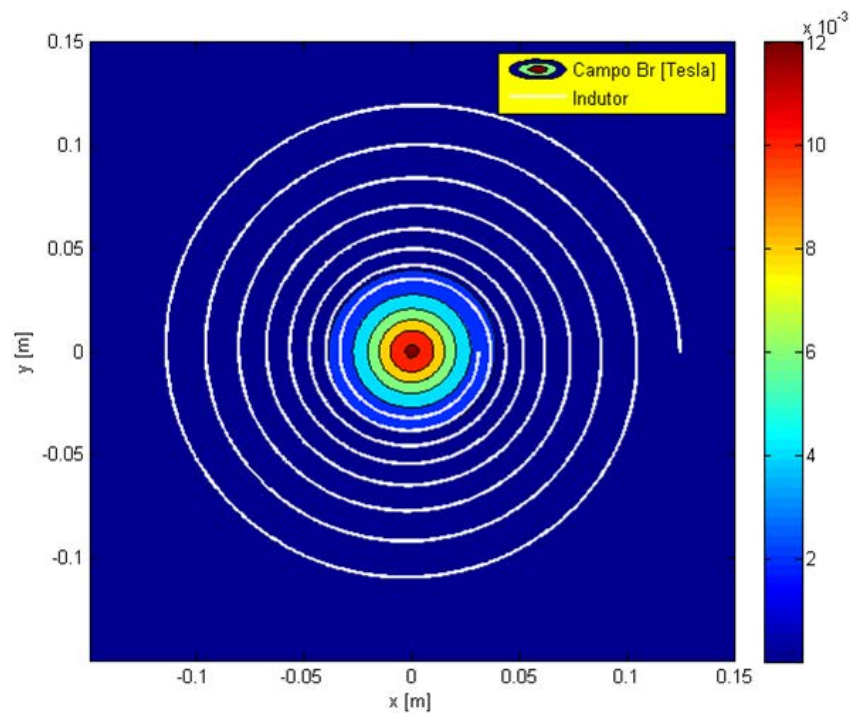
FONTE: Própria autoria.

Figura 30 - Campo magnético vetorial da componente $\overline{a_z}$.



FONTE: Própria autoria.

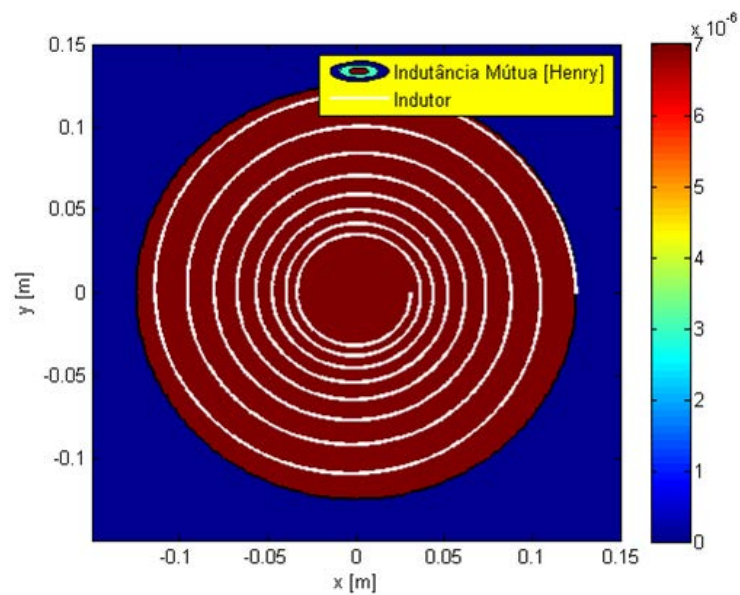
Figura 31 - Campo resultante do indutor espiral cilíndrico.



FONTE: Própria autoria.

Na Figura 32 é apresentada a indutância mútua entre os indutores L_1 e L_2 na coordenada $\vec{a}_z$.

Figura 32 – Indutância mútua entre os indutores.



FONTE: Própria autoria.

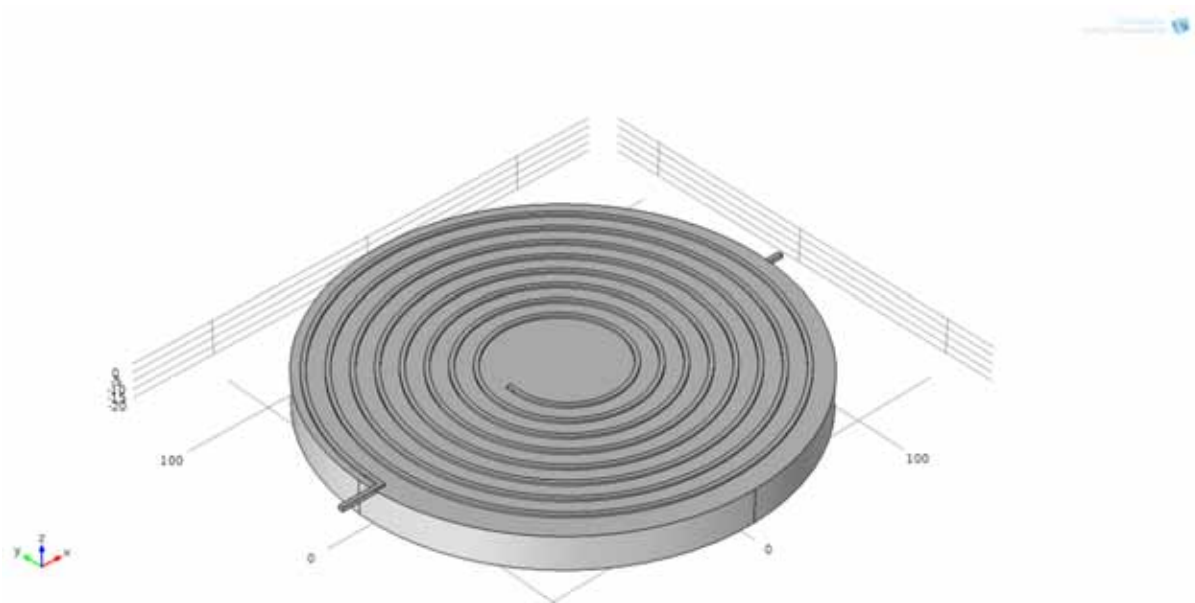
3.2. Resultados de Simulação do elemento IPT projetado, utilizando o *Comsol*[®]

Neste subcapítulo apresentam-se os resultados de simulação para o modelo físico desenvolvido no ambiente do *software Comsol*[®], considerando-se os dados de projeto do IPT conforme metodologia teórica desenvolvida. No primeiro resultado de simulação o indutor é composto através dos parâmetros físicos da metodologia de projeto (8 espiras, α igual a 0,02773925, raio R igual a 125mm), considerando-se a utilização de um núcleo circular tipo *iron powder* liga SMP1171, conforme Figura 33.

Não foi feito nenhum estudo sobre a espessura do núcleo, pois o grande vão entre os elementos IPT trará um comportamento linear muito forte ao núcleo o que não causará a saturação, mesmo com espessuras finas.

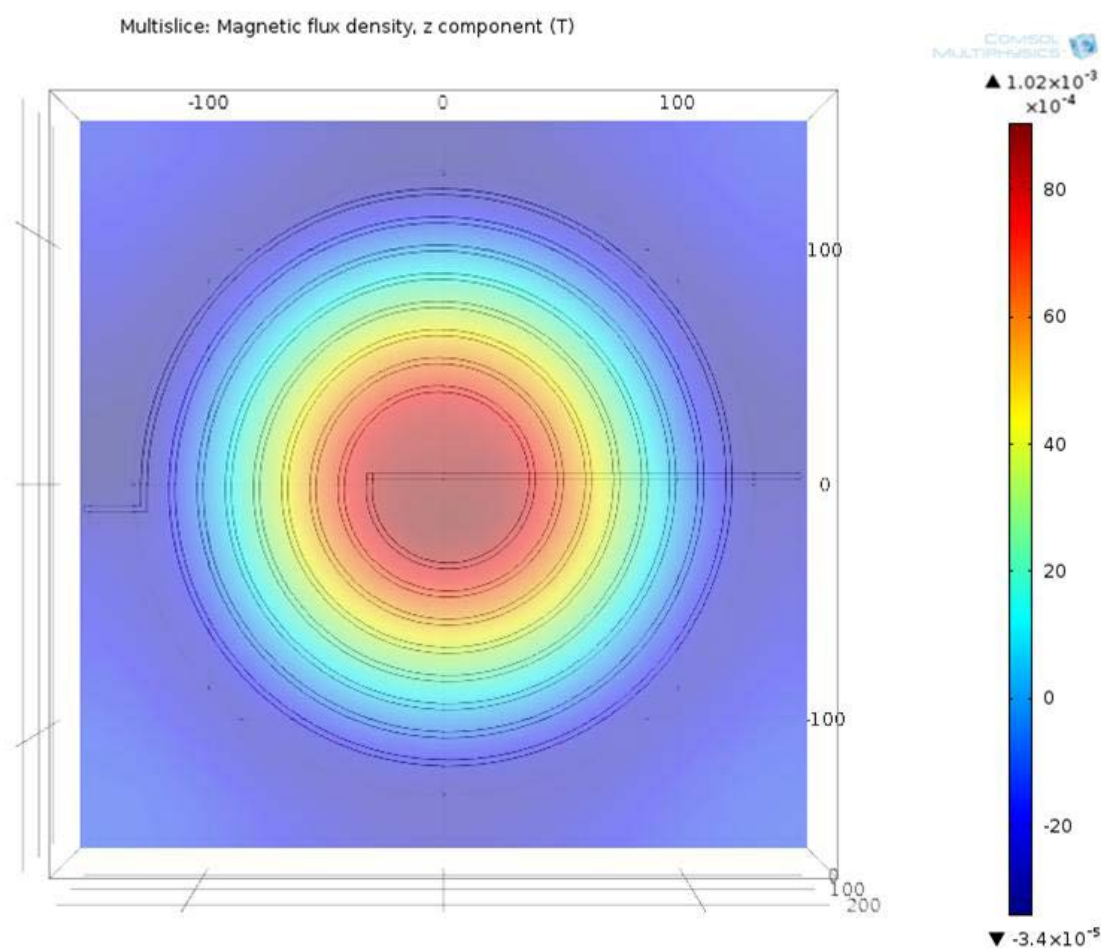
Na Figura 34 é possível verificar o campo magnético no sistema de coordenadas no eixo z . Comparando-se com os resultados teóricos da Figura 30 é possível verificar a proximidade das curvas, sendo que ambas as figuras são planos paralelos ao plano do xy , considerando-se uma altura de 30mm.

Figura 33 – Modelo físico do Indutor com núcleo *iron powder*, para simulação no ambiente *Comsol*[®].



FONTE: Própria autoria.

Figura 34 - Campo magnético no plano xy para uma altura de 30mm, obtido com o Comsol®.

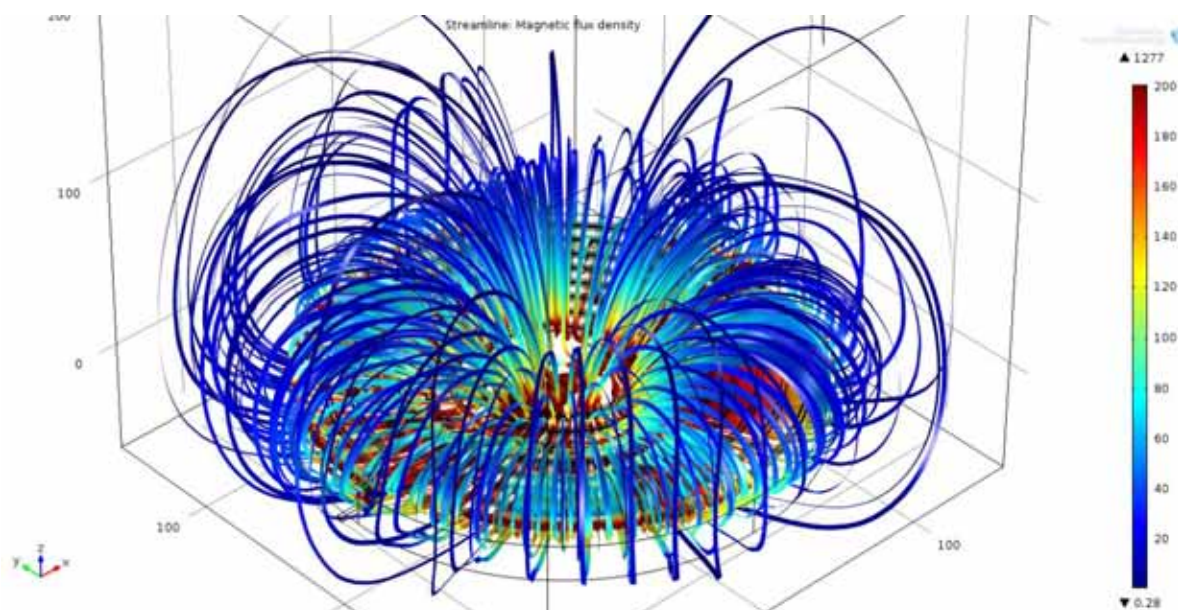


FONTE: Própria autoria.

Comparando-se a Figura 30 com a Figura 34, observa-se que as geometrias resultantes são próximas, mas apresentam algumas sutis diferenças, sendo que isto ocorre devido as escalas diferentes e dadas as linearizações realizadas no desenvolvimento teórico.

Na Figura 35 é possível observar as linhas de campo do indutor simulado, sendo que a indutância própria obtida foi igual a $16,22944\mu H$, muito próxima à calculada com a modelação teórica proposta. Há de se observar, entretanto, que a indutância própria mínima para que o circuito ressonante do lado emissor tenha operação ressonante garantida, foi calculada como sendo de aproximadamente $30\mu H$, conforme dados da Tabela 1. Portanto, desde já observa-se que haverá a necessidade de uma associação série de indutores pelo lado emissor, com as mesmas características físicas do indutor emissor aqui analisado, para atingir ao valor desejável da indutância própria mínima do indutor equivalente do lado emissor.

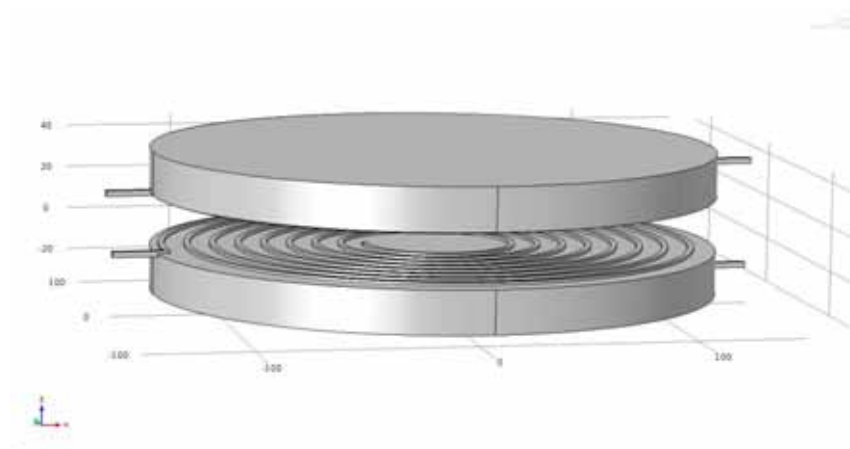
Figura 35 - Linhas do campo magnético de um indutor, conforme dados de projeto e uso do Comsol®.



FONTE: Própria autoria.

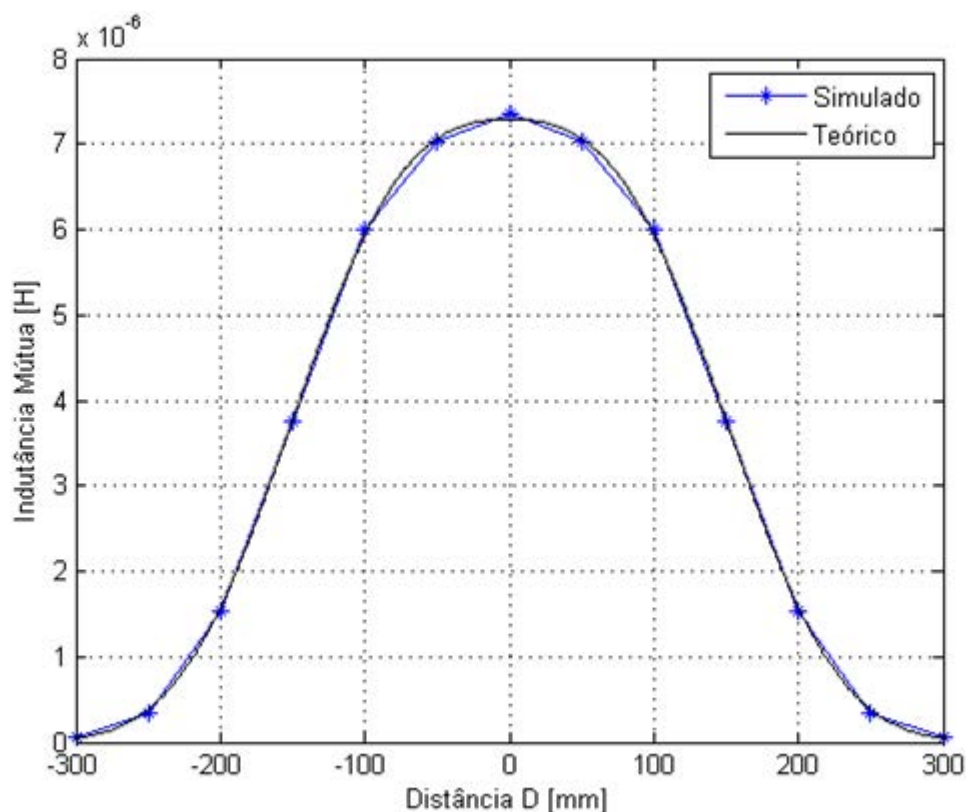
Nas próximas simulações foram considerados dois indutores espirais cilíndricos acoplados com um espaçamento de 30mm entre si. A Figura 36, ilustra o local onde ocorre a maior indutância mútua, consequentemente o máximo acoplamento, o qual, ocorre no ponto 0 do eixo y, a partir daí as simulações foram feitas com um passo de 50mm para ambas as direções até que atingissem a distância de 300mm do ponto inicial. O gráfico da Figura 37 representa o acoplamento obtido para todos os pontos simulados.

Figura 36 - Indutores acoplados (emissor/receptor), representação física para simulação no Comsol®.



FONTE: Própria autoria.

Figura 37 - Gráfico da Indutância Mútua, em função da distância: resultados teóricos e simulados.

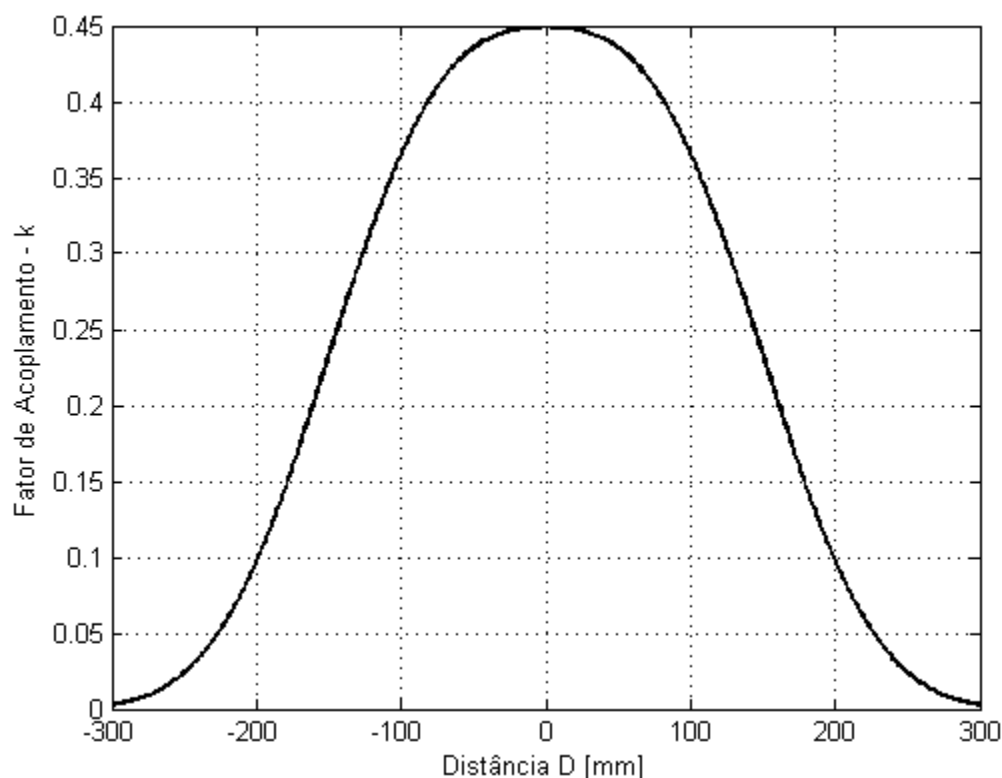


FONTE: Própria autoria.

É possível observar na Figura 37, a proximidade entre as curvas teórica e a simulada, sendo estas quase sobrepostas, provando a exatidão da metodologia proposta em função da modelação teórica desenvolvida. O formato geométrico da curva implica que haverá uma grande variação paramétrica do acoplamento, quando estes estiverem sob deslocamento. Obviamente, uma questão importante ainda a ser analisada será a influência dos desalinhamentos entre os elementos indutores (emissor/receptor).

Para melhorar o desempenho do elemento IPT e diminuir as influências das variações paramétricas, serão realizadas associações série e paralelo, as quais apresentam algumas vantagens e desvantagens individuais para cada tipo de associação. Tais arranjos, obviamente, influenciarão diretamente o fator de acoplamento (K), cujo valor máximo é igual a 0,45 (45%), obtido com auxílio da Equação (66) e apresentado graficamente na Figura 38, o valor máximo obtido é um valor elevado para a aplicação desse circuito, sendo portanto um valor crítico para o projeto.

Figura 38 - Variação do fator de acoplamento em função da distância, utilizando a teoria proposta.



FONTE: Própria autoria.

Comparando-se o fator de acoplamento resultante com as referências bibliográficas (BOSSHARD; KOLAR; WUNSCH, 2014), (IMURA; OKABE; HORI, 2009), (LI *et al.*, 2013) e (OMORI *et al.*, 2012), onde os mesmos apresentaram valores iguais a 35%, 37%, 4,8% e 33%, verifica-se que os resultados obtidos com a modelação e exemplo de projeto proposto foram ligeiramente superior àqueles obtidos nas bibliografias citadas. Entretanto, isso ocorre por que o raio do indutor é maior que a distância para a transmissão (distância emissor/receptor) para este estudo de caso, o que nestas e em outras bibliografias não ocorre.

O indutor projetado tem a indutância própria igual a $16,23\mu H$. Entretanto, como já discutido, para que o conversor descrito na Figura 4 tenha uma operação ressonante garantida, com comutações ZVS, a indutância própria equivalente do emissor deverá ser de $30\mu H$, aproximadamente. Portanto, seria possível associar dois indutores em série, conforme dados de projeto, para que se obtenha o desejável de indutância própria do lado emissor. Desta forma, interligando-se dois indutores em série, conforme dados de projeto, ter-se-ia no mínimo o valor de $32\mu H$ para a indutância própria do lado emissor, desprezando-se as

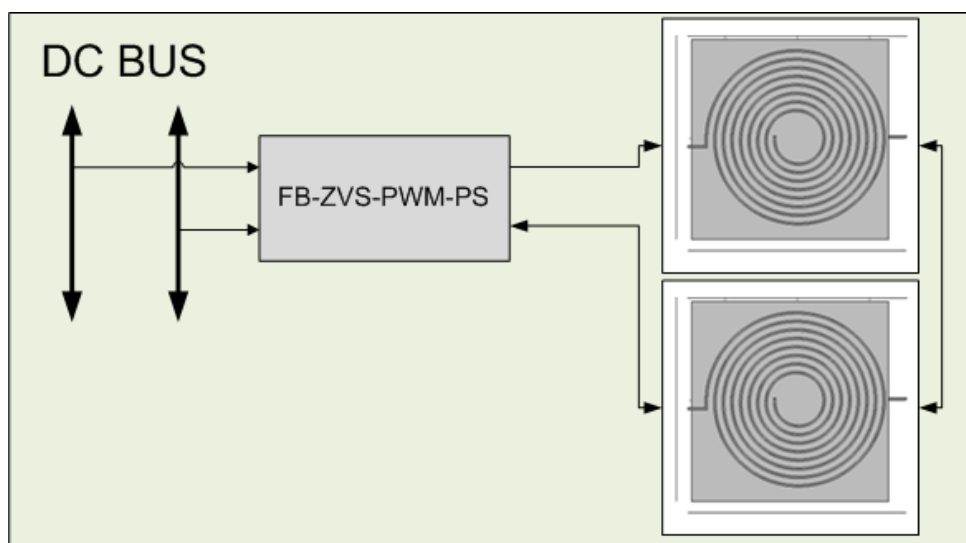
interações magnéticas entre os mesmos, o que já seria suficiente para que o conversor FB-ZVS-PWM-PS tenha ressonância completa garantida em sua operação.

Portanto, no subcapítulo seguinte analisar-se-á as características eletromagnéticas decorrentes da associação série de indutores do lado emissor, considerando-se cada indutor com as mesmas características do projetado com a metodologia teórica proposta.

3.3. Associação Série de indutores no emissor do IPT

As vantagens de se utilizar a associação série no lado emissor será o aumento da área de captação de energia pelo receptor, principalmente em deslocamento, facilidade no controle e menor variação paramétrica do acoplamento mútuo. Na Figura 39 é possível observar a ligação do circuito emissor do elemento de WPT para a associação série, lado emissor.

Figura 39 - Associação Série de indutores no lado emissor do IPT.



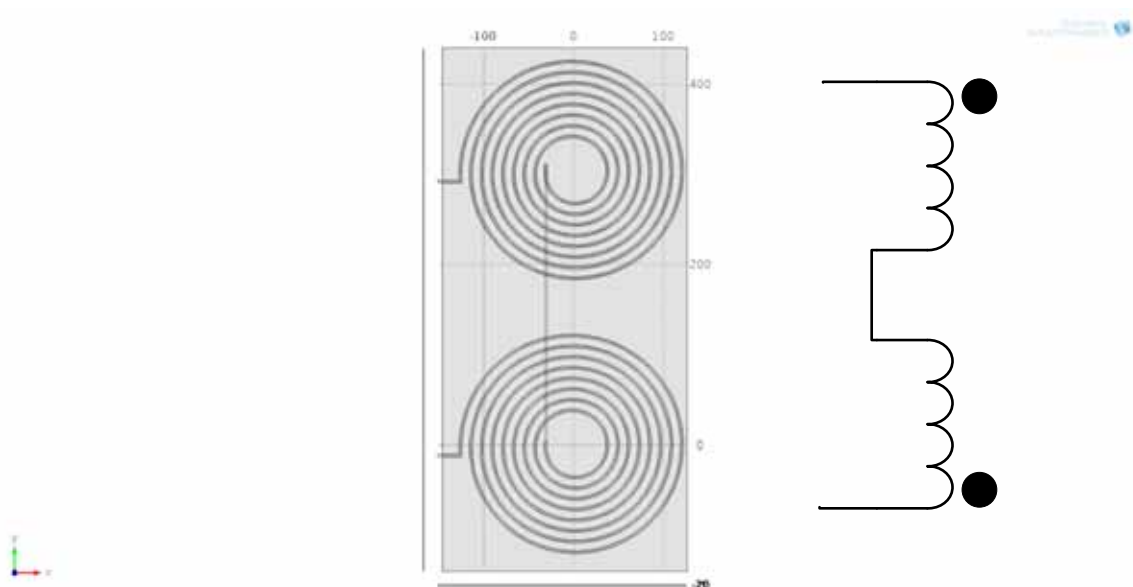
FONTE: Própria autoria.

A associação série consiste na ligação de dois ou mais indutores em série, mas essa conexão necessita ser ligada de forma que os campos magnéticos não se anulem, ou seja, devem de fato ter uma ligação anti-série dos indutores, de acordo com a Figura 40, de tal forma a sobrepor os efeitos de cada elemento indutor, melhorando-se seu desempenho, conforme resultados apresentados no gráfico da Figura 41, onde neste caso o centro de um indutor está deslocado em 300mm do centro do outro indutor.

O circuito série, apresentado na Figura 40, trará vantagens para o controle que ficará mais simples e trará ao sistema um maior rendimento para a transferência de energia,

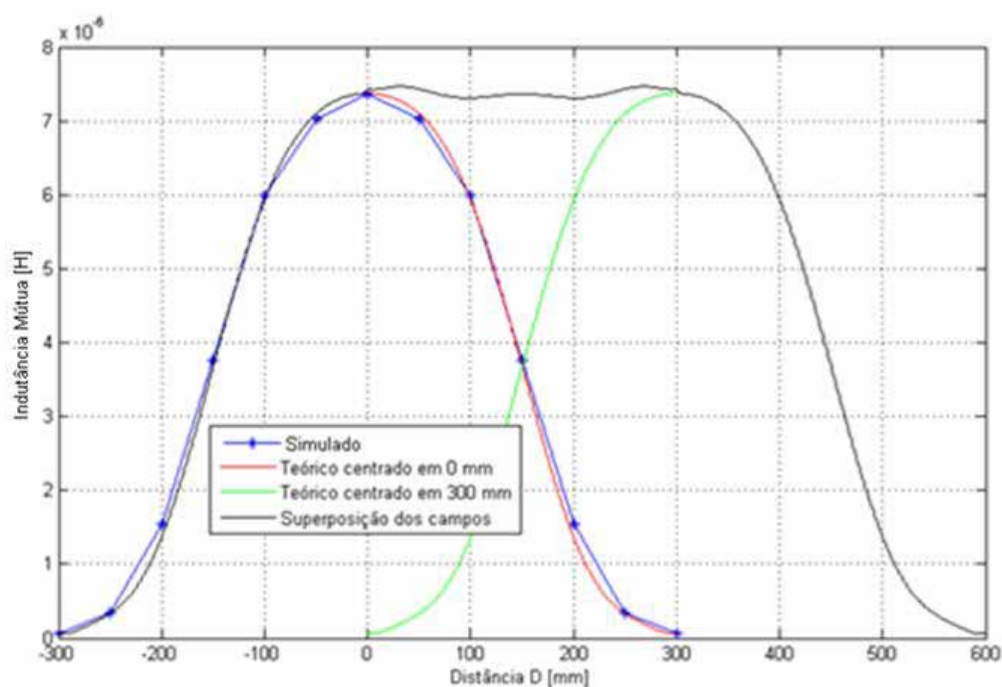
principalmente no caso de curtos espaços de tempo de recarga, onde o fluxo linear trará um comportamento mais adequado ao circuito. Em contrapartida o circuito paralelo traz uma confiabilidade e robustez maior, pois caso haja algum dano no indutor, seria facilmente possível removê-lo do circuito sem impossibilitar o funcionamento de todo o sistema. A dificuldade do sistema paralelo estará na obtenção de um rendimento próximo à associação série, uma vez que deverão estar em perfeito sincronismo um com o outro, caso contrário pode não ocorrer a superposição de efeitos desejados. A associação em paralelo será estudada em subcapítulo a seguir.

Figura 40 - Associação série dos indutores, ligação em anti-série, lado emissor do IPT.



FONTE: Própria autoria.

Figura 41 – Indutância Mútua entre os IPT para a ligação série de indutores no emissor. Resultados teóricos e de simulação com o *Comsol*®.

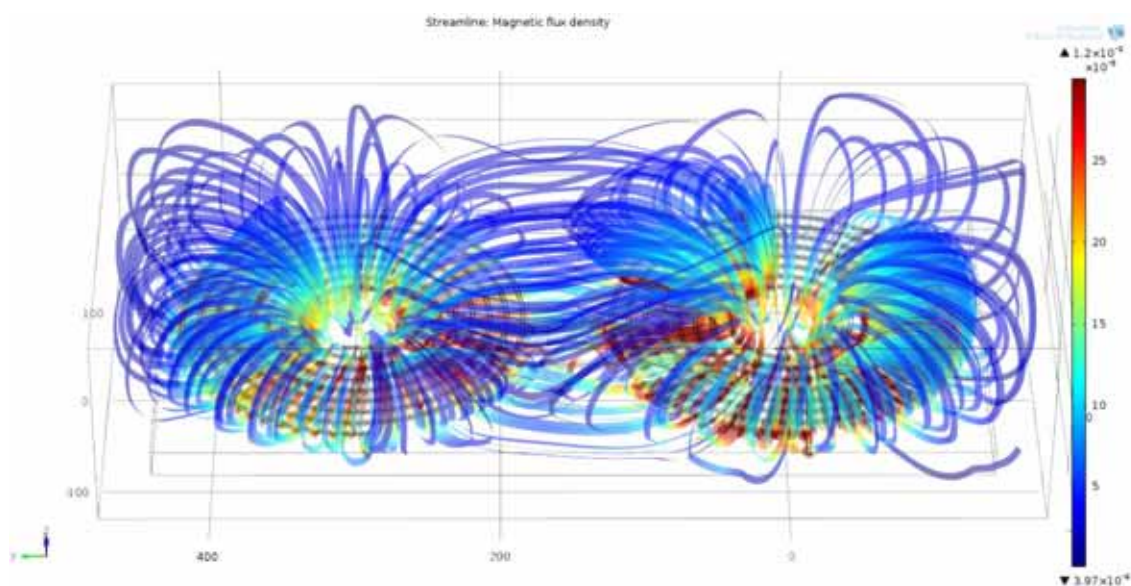


FONTE: Própria autoria.

Na Figura 42 é possível observar as linhas de campo do indutor, sendo que a indutância própria resultante foi igual a $77,62977\mu H$, valor bem superior ao mínimo desejado para a operação do conversor ressonante do lado do emissor.

Nota-se que o valor da indutância própria obtida é superior à soma da indutância própria de cada indutor, isso ocorre pelo efeito de interação dos dois enrolamentos, pois estes estão alocados no mesmo elemento magnético, como pode ser visto na Figura 40.

Figura 42 - Linhas do campo magnético para o circuito série no lado emissor. Resultado obtidos via *Comsol*®.

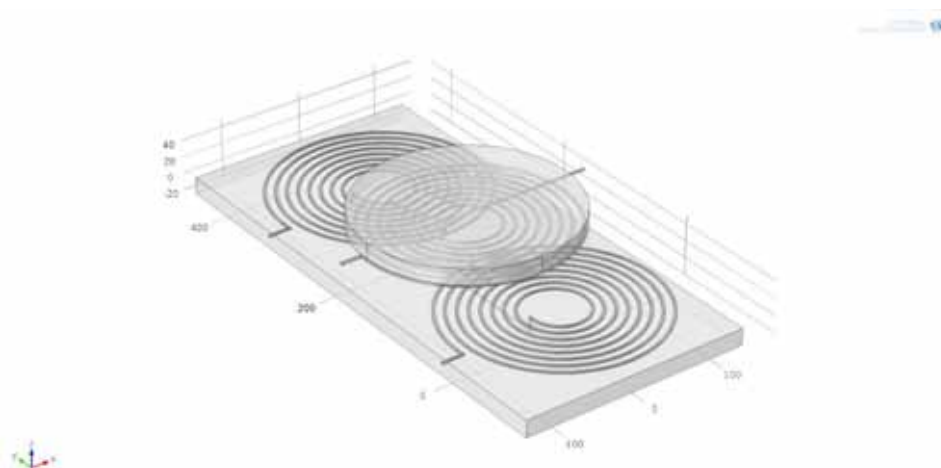


FONTE: Própria autoria.

Considerando a necessidade de avaliar o acoplamento, realiza-se a simulação considerando a base emissor com dois indutores em série, ligados em anti-série, e um secundário receptor representado por um indutor apenas, conforme Figura 43.

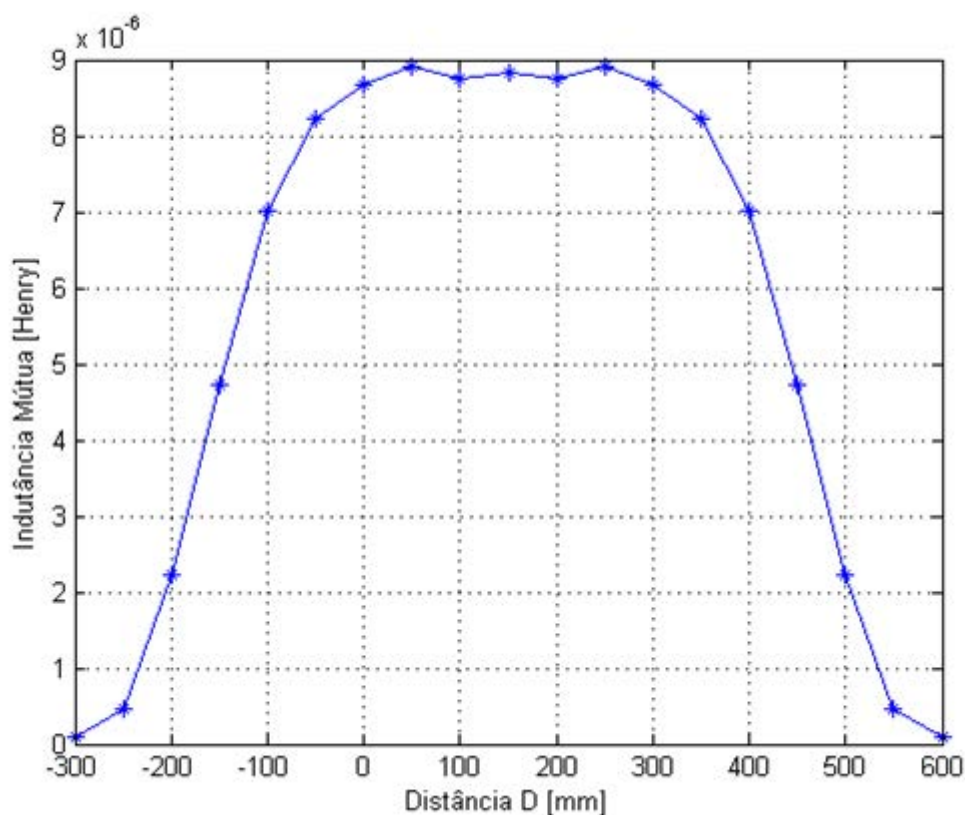
Com os resultados de simulação obtidos com o *Comsol*® foi traçado o gráfico da Indutância Mútua do arranjo da Figura 43, conforme Figura 44, para que assim seja possível avaliar se houve o fator de acoplamento desejado.

Figura 43 – Arranjo dos indutores emissor/receptor, considerando a associação série no emissor.



FONTE: Própria autoria.

Figura 44 – Indutância Mútua, resultados do *Comsol*® obtidos a partir da associação série no emissor.

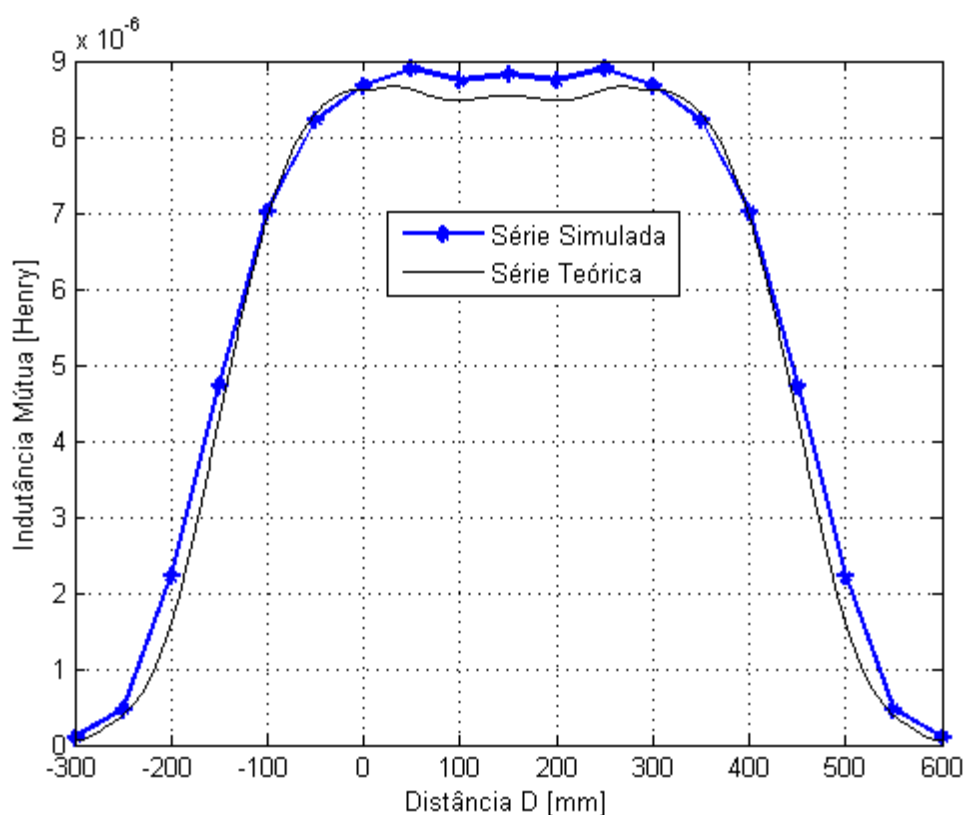


FONTE: Própria autoria.

Comparando-se os resultados obtidos através da modelação teórica proposta, para o arranjo da conexão série no emissor, com aqueles obtidos com o *Comsol*®, obtém-se a Figura 45. Observa-se que ocorreu um maior valor para a Indutância Mútua, em relação aos valores teóricos esperados. Logo, é possível perceber que as curvas resultaram com as mesmas tendências, apesar das diferenças observadas entre valores teóricos e simulados.

Ocorre a diferença entre a indutância mútua teórica com a prática, pelo mesmo motivo que houve o aumento da indutância própria, uma vez que há uma interação magnética entre os enrolamentos, sendo que isso se dá principalmente por compartilharem o mesmo elemento magnético.

Figura 45 - Comparação para a associação série no emissor (Indutância Mútua), considerando-se a modelação teórica e simulação no *Comsol*[®].

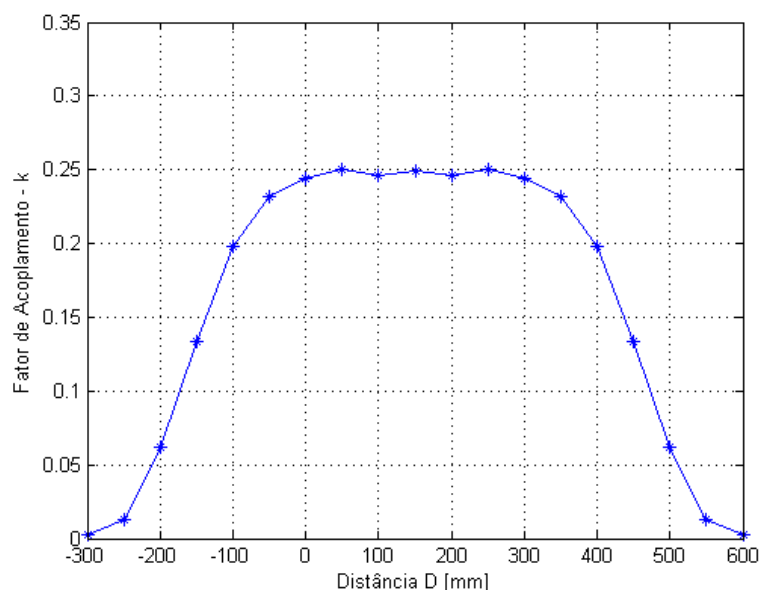


FONTE: Própria autoria.

A constante de acoplamento diminuiu em 44,4% devido ao aumento da indutância própria do emissor, então o fator de acoplamento máximo será igual a 25%. No gráfico da Figura 46 é representada a curva completa do fator de acoplamento para a associação série no emissor, considerando-se os resultados de simulação no *Comsol*[®].

Com a Figura 46 é possível observar que o fator de acoplamento cai aproximadamente com a relação $\sqrt{n}$, em função do afastamento emissor/receptor, sendo n o número de indutores associados em série no lado emissor. Esta é uma das desvantagens de se utilizar a associação série, principalmente quando se deseja uma aplicação para grandes distâncias entre emissor/receptor.

Figura 46 - Fator de acoplamento para a associação série no emissor, resultados com o *Comsol*®.



FONTE: Própria autoria.

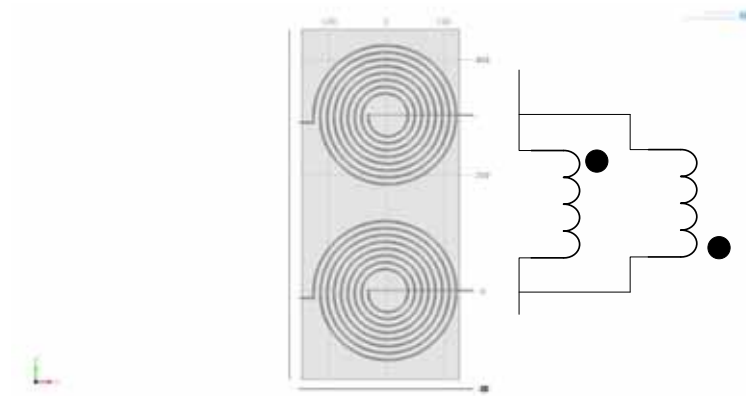
3.4. Associação Paralela de indutores no emissor do IPT

A associação paralela consiste na ligação de dois ou mais indutores em paralelo, no lado emissor, considerando-se arranjo de ligações de tal forma que os campos magnéticos não se anulem. Com a superposição dos efeitos dos indutores no arranjo em paralelo é esperado que este arranjo apresente uma região no centro que haja pouca variação do acoplamento magnético, semelhante ao caso da associação série.

Para avaliar a associação paralela foi realizada a simulação utilizando o *software Comsol*®, considerando-se o indutor com as mesmas especificações obtidas na metodologia teórica, admitindo-se o uso de um núcleo *iron powder*, conforme Figura 47. Na Figura 48 é possível verificar o campo magnético no sistema de coordenadas no eixo z, nesta figura está representado o plano paralelo ao plano do xy considerando uma altura de 30mm.

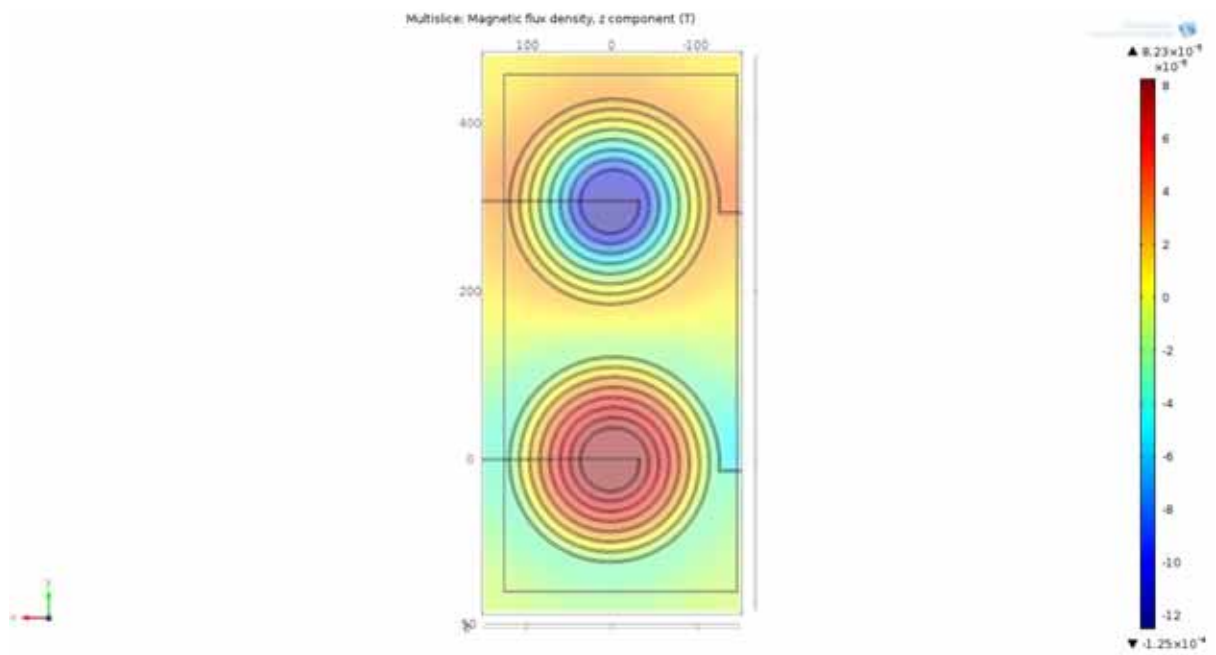
Na Figura 49 é possível observar as linhas de campo do indutor, considerando-se os resultados do *Comsol*®, sendo que a indutância própria obtida pelo conjunto foi igual a $58,1188\mu H$. Isso porque há uma interação entre os indutores.

Figura 47 – Associação paralela dos indutores no lado emissor.



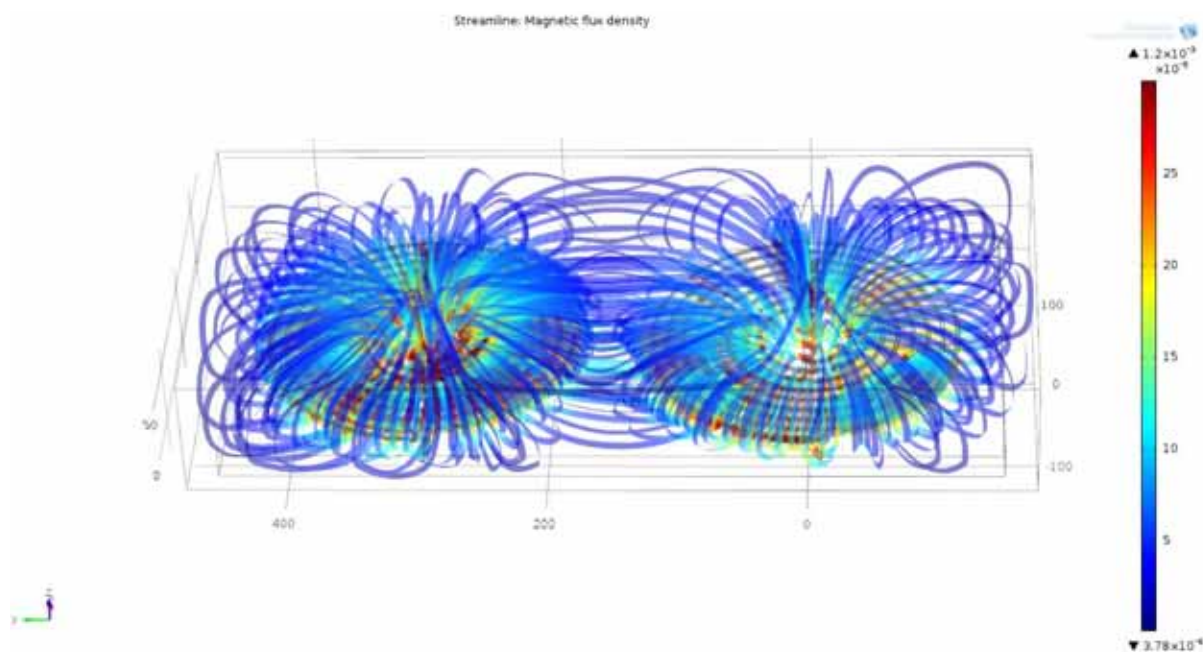
FONTE: Própria autoria.

Figura 48 – Campo magnético no plano xy para uma altura de 30 mm para o circuito com associação paralela no emissor, resultados do *Comsol*[®].



FONTE: Própria autoria.

Figura 49 - Linhas do campo magnético para os indutores em paralelo no lado emissor, resultados do Comsol®.

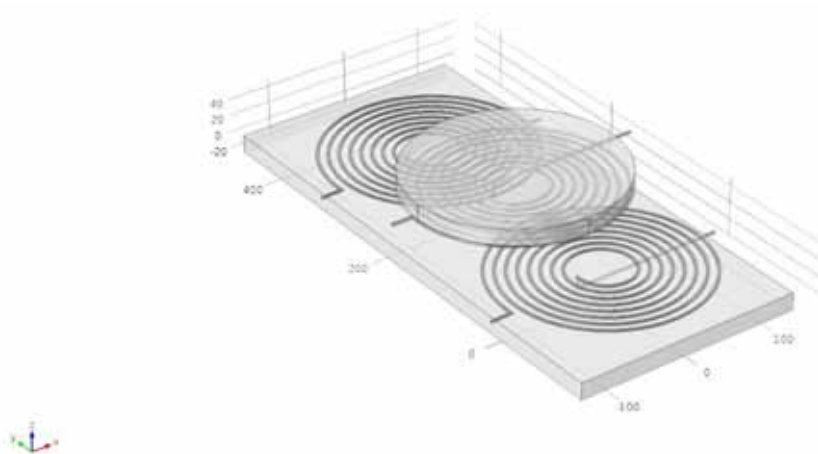


FONTE: Própria autoria.

Para avaliar a mútua e o fator de acoplamento resultante, a seguir apresentam-se os resultados considerando-se a base emissor com dois indutores com associação paralela e um secundário receptor representado por um indutor apenas, conforme Figura 50.

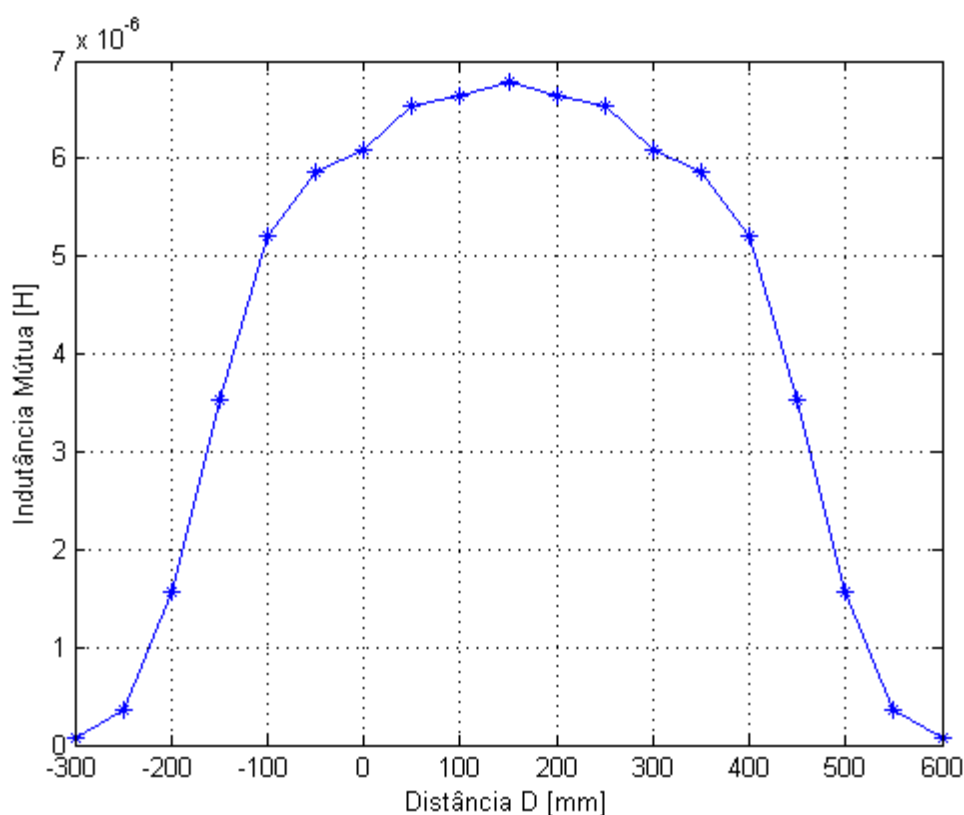
A partir das simulações com o Comsol® foi traçado o gráfico da Indutância Mútua, conforme Figura 51, para que assim seja possível comprovar se houve o acoplamento desejado.

Figura 50 – Arranjo dos indutores emissor/receptor, considerando a associação paralela no emissor.



FONTE: Própria autoria.

Figura 51 – Indutância Mútua, obtida com o *Comsol*[®], a partir do arranjo com associação paralela no emissor.

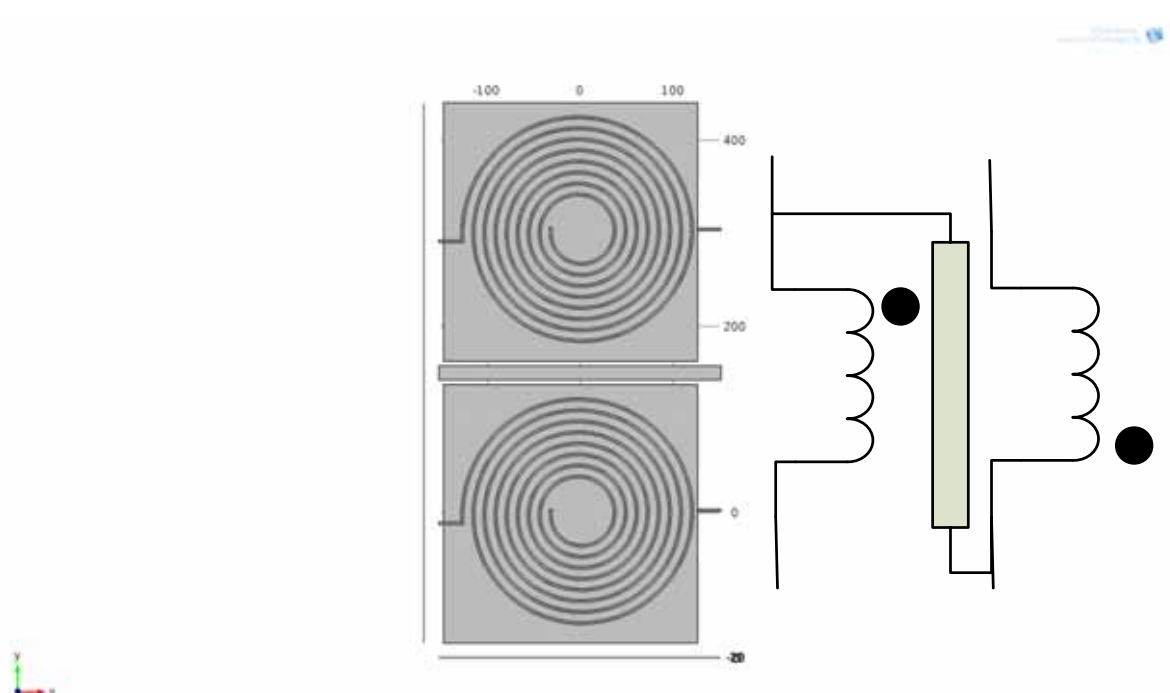


FONTE: Própria autoria.

É possível verificar que para a associação paralela dos indutores no emissor, deverão emissor e receptor terem maior afastamento, para se encontrar a resposta linear desejada. Entretanto, é possível verificar que a indutância mútua foi reduzida, o que não se deseja.

Desta forma, uma vez que a análise foi realizada considerando apenas o núcleo com uma parte única no primário emissor, far-se-á a análise considerando-se núcleos distintos e tendo uma barra de material condutor entre eles, sendo que esta barra terá uma ligação elétrica com ambos os indutores do emissor em um ponto comum. Na Figura 52 é apresentada a nova geometria proposta, sendo que, com esse arranjo espera-se obter um acoplamento mais elevado e que fique próximo àquele obtido na ligação série. Sendo este propósito atingido, poder-se-ia viabilizar um arranjo misto para o lado emissor, adicionando-se as vantagens do arranjo série com as vantagens do arranjo paralelo.

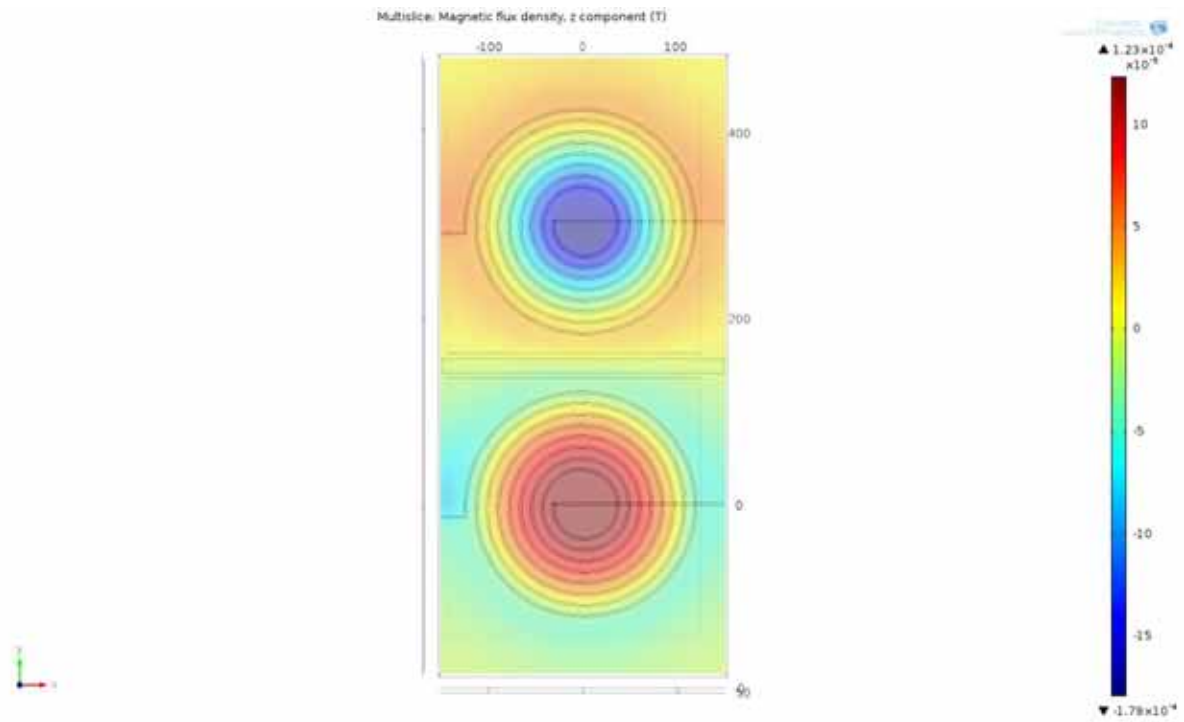
Figura 52 – Arranjo paralelo dos indutores no lado emissor, considerando-se núcleos distintos.



FONTE: Própria autoria.

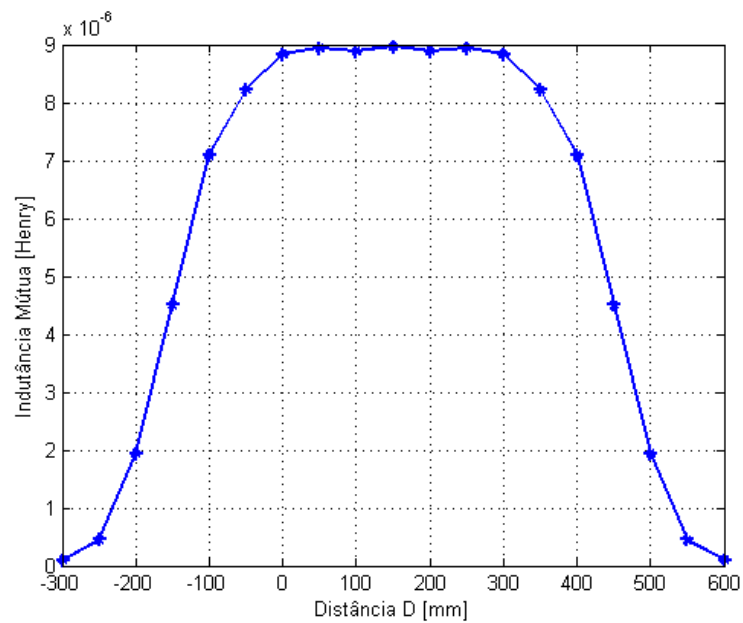
Realizando novamente as simulações com o *Comsol*[®] obteve-se na Figura 53 o campo magnético da coordenada z no plano xy, considerando-se uma altura de 30mm. Na Figura 54 apresenta-se os resultados para a Indutância mútua com o *Comsol*[®] e na Figura 55 é apresentada uma comparação entre as respostas do arranjo série e do paralelo com núcleo isolados e em separado. Dos resultados observados na Figura 55 é possível verificar a proximidade das respostas o que torna muito favorável a proposta adicional de uso do sistema emissor com associação mista (série/paralela). A indutância própria vista por cada conversor ressonante será igual $64,54 \mu H$.

Figura 53 - Campo magnético no plano xy para uma altura de 30 mm para o circuito com associação paralelo de núcleos separados no lado emissor, resultados com o Comsol®.



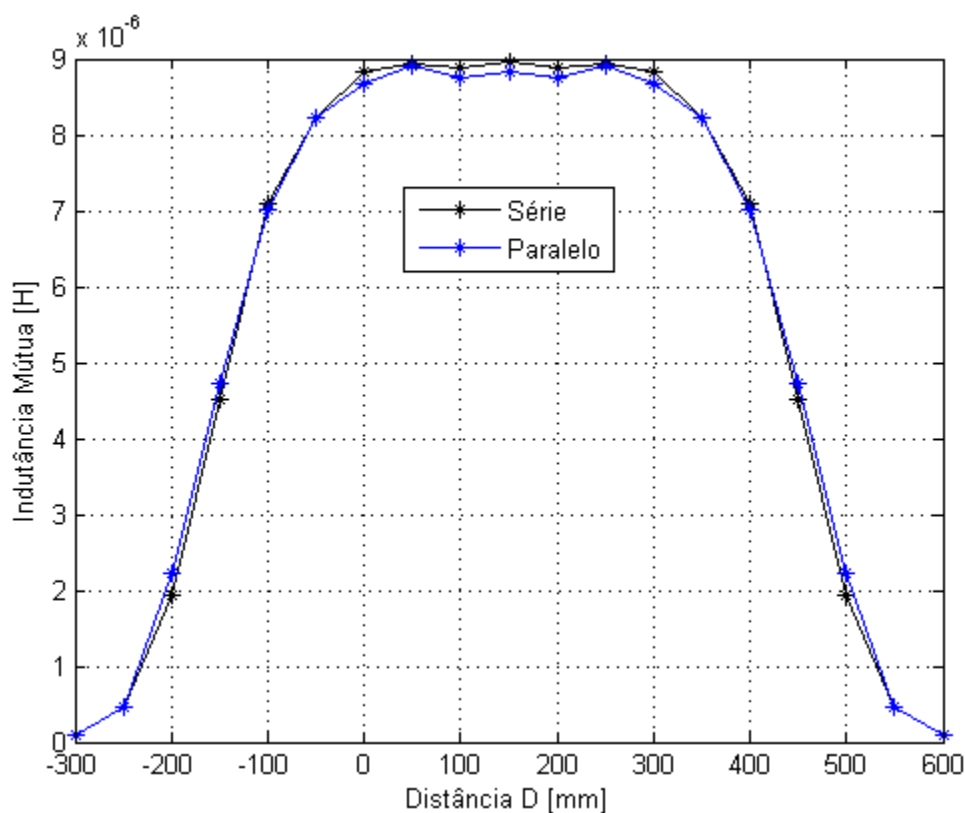
FONTE: Própria autoria.

Figura 54 – Indutância Mútua obtida com o Comsol®, considerando-se o arranjo com associação paralela de núcleos separados no lado emissor.



FONTE: Própria autoria.

Figura 55 - Comparação para a Indutância Mútua, com o *Comsol*[®], considerando-se os arranjos com associação série e paralela de núcleos separados, pelo lado emissor.



FONTE: Própria autoria.

Portanto, analisando-se o gráfico da Figura 55 é possível concluir que será possível conceber-se uma associação mista (série/paralela) mantendo-se o acoplamento constante na região de afastamento emissor/receptor de interesse, transformando o sistema num modelo de menor simplicidade de análise e com as vantagens dos arranjos série e paralelo.

3.5. Associação Mista (Série/Paralela) de indutores no emissor do IPT

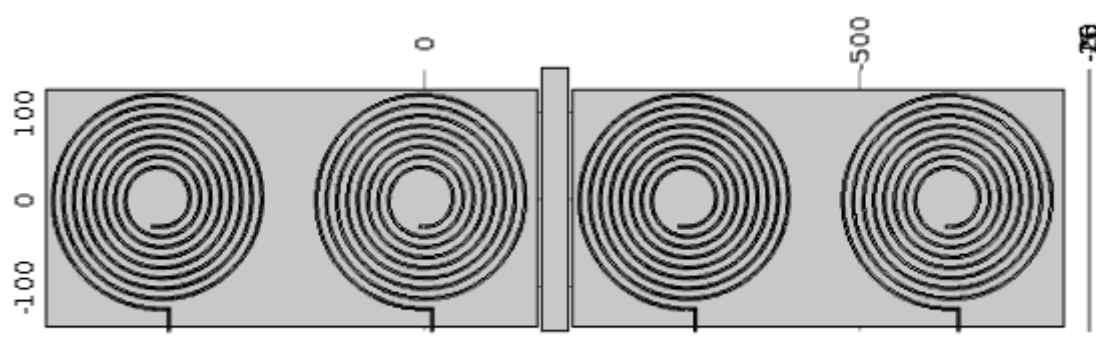
Para concluir a análise de todos os tipos de associações dos indutores do IPT no lado emissor, propõe-se neste subcapítulo a apresentação de um arranjo definitivo para a aplicação no estudo de caso da pesquisa que envolve esta dissertação. Ou seja, nesta proposta será combinada a associação série com a associação paralela, formando o que denominamos de um arranjo com associação mista.

Com a associação mista pretende-se manter um acoplamento com comportamento linear, ou, próximo de um comportamento linear na região de afastamento emissor/receptor de

interesse para o estudo. Desta forma, utilizando-se a configuração conforme Figura 56, onde há dois indutores em série (ligação em anti-série) associados em paralelo com uma estrutura idêntica, mantendo-se as mesmas características apresentadas nos subcapítulos anteriores para cada indutor e núcleo, individualmente.

A associação mista irá garantir uma indutância mútua aproximadamente constante, com bom fator de acoplamento, garantindo a operação ressonante.

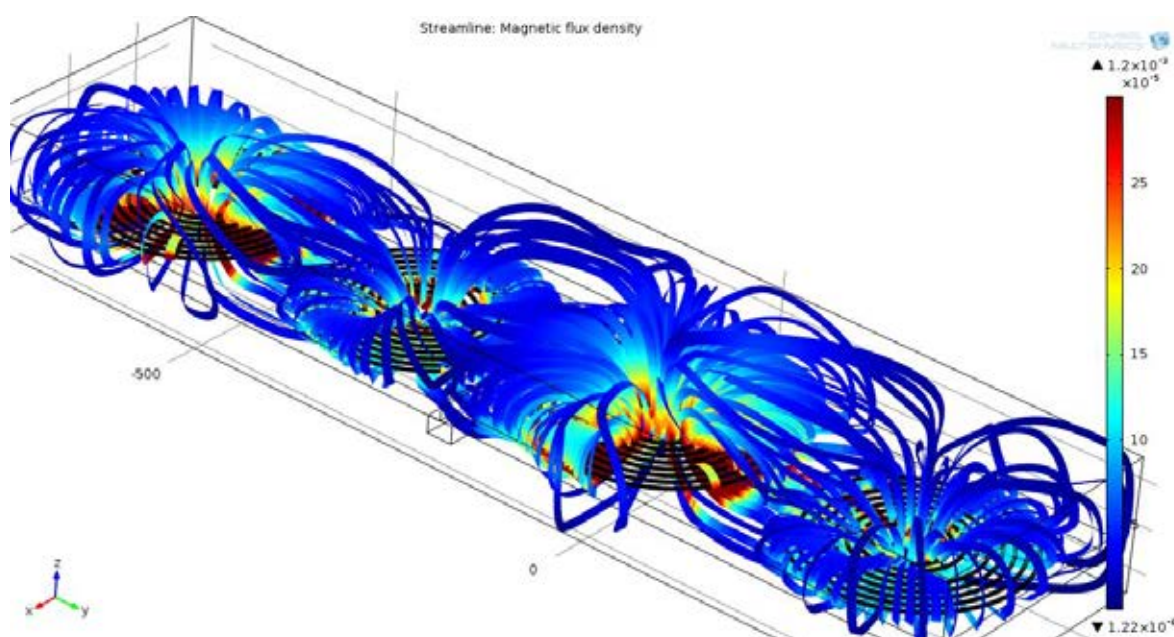
Figura 56 – Arranjo para a Associação Mista de indutores do IPT, para o lado emissor.



FONTE: Própria autoria.

Na Figura 57 é possível observar as linhas de campo geradas pelo conjunto emissor, considerando-se os resultados obtidos com o *Comsol*[®]. Nas linhas de campo é possível observar que a não interação entre os elementos no emissor, permitindo concluir que todo o campo magnético seja direcional para o receptor, vislumbrando-se uma boa eficiência para a transferência de energia emissor/receptor.

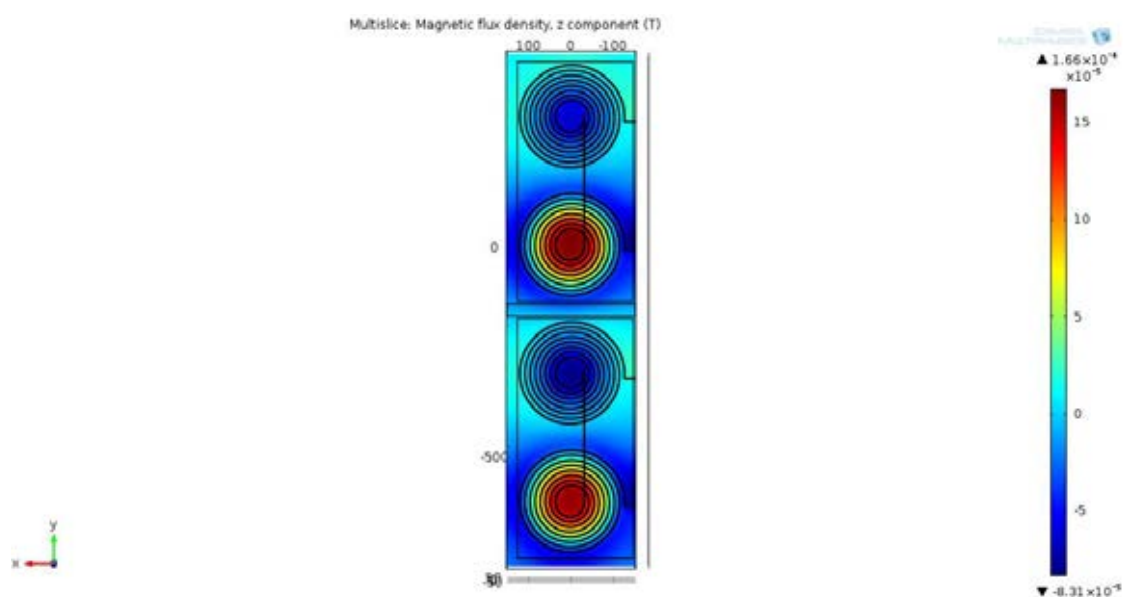
Figura 57 - Linhas do campo magnético para o arranjo com associação mista no lado emissor, resultados com o Comsol®.



FONTE: Própria autoria.

Na Figura 58 é apresentado o campo magnético da coordenada z, paralelo ao plano xy considerando-se uma altura de 30mm em relação ao emissor.

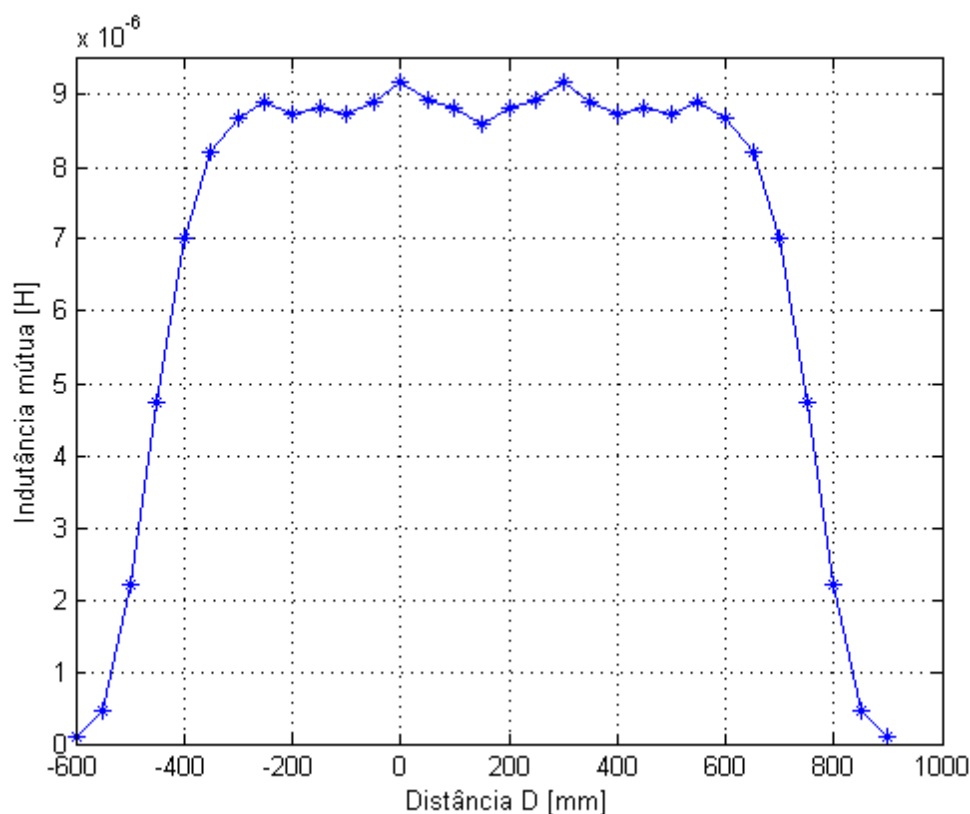
Figura 58- Campo magnético na coordenada z, para um plano paralelo ao xy com uma altura de 30mm, dados obtidos com o Comsol®.



FONTE: Própria autoria.

Realizando a simulação através do *Comsol*[®], considerando-se o receptor (VE) se deslocando 50 mm por simulação, assim obteve-se o gráfico da Figura 59 para a indutância mútua.

Figura 59 - Indutância mútua para o arranjo com associação mista no lado emissor, considerando-se o emissor em deslocamento, dados obtidos com o *Comsol*[®].

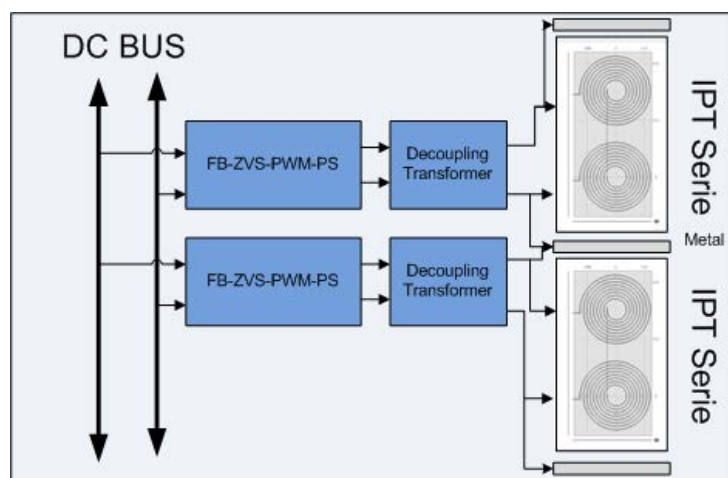


FONTE: Própria autoria.

Observa-se a assimetria em relação ao zero, distância emissor/receptor, no gráfico da Figura 59, uma vez que no ponto 150mm ocorre a mudança entre os indutores associados em paralelo no lado emissor. É possível observar que há uma maior oscilação na periferia desse ponto, mas felizmente essa variação é suportável pela enorme vantagem de se obter um posto de abastecimento com comprimento de aproximadamente 700mm, mantendo-se a linearidade do acoplamento e uma indutância mútua praticamente constante durante o deslocamento do VE (receptor), dentro destes limites, considerando-se os dados para o estudo de caso deste projeto.

Na Figura 60 é apresentado o arranjo da montagem proposta para o sistema WPT com a associação mista do lado emissor.

Figura 60 – Diagrama do sistema de WPT utilizando a associação mista.



FONTTE: Própria autoria.

Portanto, combinando-se as vantagens das duas associações (série e paralela) obteve-se uma solução para a qual estima-se um excelente desempenho para a transferência de energia via sistema WPT, dadas as características resultantes para o elemento IPT proposto. Além disso, deverá este arranjo misto proposto facilitar a modelação para o controle das estruturas do conversor FB-ZVS-PWM-PS, uma vez que a indutância mútua é praticamente constante nos limites dos afastamentos de interesse entre emissor/receptor.

Desta forma, os dados de projeto finais propostos para a construção física do elemento IPT são os seguintes:

- Arranjo de dois indutores em série do lado emissor, com ligação em anti-série, associados em paralelo com um conjunto idêntico do lado receptor (ou seja, com dois outros indutores em série, com ligação anti-série);
- Cada indutor deverá ser composto por núcleo circular tipo Iron Powder, em geometria espiral cilíndrica, contendo 8 espiras, com um α igual a 0,02773925 e um raio, R , igual a 125mm;
- O núcleo Iron Powder admitido utiliza a liga SMP1171, mas que poderá vir a ser substituído por outro, uma vez que por motivos de patente da Micrometals® não é especificado sua dopagem; sua maior vantagem será operar em altas frequências com baixas perdas;
- O afastamento entre emissor e receptor deverá ser de 25 a 30 mm;
- A Indutância Própria total no lado emissor deverá ser de $160 \mu H$, sendo composto por dois emissores IPT séries cada um com $77 \mu H$;

- A Indutância Mútua (emissor/receptor) na região de interesse do Posto de Abastecimento deverá ser de $8,9 \mu H$;
- O Fator de Acoplamento na região de interesse do Posto de Abastecimento deverá ser de aproximadamente 28%.

4. CONCLUSÃO

A modelação inédita desenvolvida neste trabalho destina-se às aplicações de WPT, com elementos indutores em formato espiral cilíndrica, para sistemas de carregamento rápido de VE puros, sem a conexão elétrica/mecânica, permitindo a transferência eletromagnética de energia para o receptor (VE) no modo estático, ou, no modo dinâmico (em movimento), considerando-se pequeno distanciamento (em torno de 20cm) do elemento emissor (distanciamento emissor/receptor).

A modelação apresentada foi analisada não somente para a condição de deslocamento (VE em movimento) do receptor, mas também para diversos arranjos dos elementos do IPT no lado emissor.

A proposta de desenvolvimento da tecnologia de WPT destina-se à aplicação em um VE puro de escala reduzida, adaptado como receptor com tecnologia de IPT, o qual deverá receber energia suficiente para que complete pelo menos uma volta em uma pista de testes, especialmente desenvolvida para a pesquisa.

O processo de carregamento foi concebido para ser realizado em um ponto específico da pista de testes, considerado como Posto de Abastecimento (PA com a tecnologia WPT). Adicionalmente, devido à necessidade de se realizar a transferência de energia com o VE em movimento, foi realizado um estudo de associações para se encontrar o elemento IPT ótimo para o estudo de caso desta pesquisa. A partir da análise teórica proposta e uma abordagem de comprovação por simulação com o Comsol[®], refinou-se o projeto para cada um dos indutores que compõe o sistema IPT, onde cada um possui oito espiras com raio resultante de 125mm. Este é o elemento indutor ótimo para o caso estudado, considerando-se as dimensões físicas do VE estudo de caso, admitindo-se ainda que o arranjo ótimo envolve dois elementos indutores associados em série no lado emissor, em paralelo com outro arranjo idêntico, numa configuração de arranjo misto (série/paralelo).

Os resultados apresentados nesta dissertação são inéditos e o trabalho pioneiro em determinar algebricamente um método de cálculo para o acoplamento mútuo entre indutores espirais cilíndricos que, quando comparados com os resultados de simulação obtidos através do Comsol[®], demonstraram-se praticamente exatos, validando a modelação desenvolvida e demonstrando sua eficácia como metodologia de projeto para WPT.

Considerando a importância do desenvolvimento da tecnologia WPT, futuramente uma elevada autonomia para os VE poderá ser uma realidade, sem a necessidade de baterias superdimensionadas e longos tempos de carregamento, permitindo tal ação com o VE em

movimento, viabilizando a redução de custos para o VE e seus PAs (Postos de Abastecimentos), de tal forma que se obtenha potencial de real substituição para os atuais veículos com motores à combustão.

Os trabalhos desta pesquisa estão em evolução, considerando-se como proposta de continuidade a implementação prática do estudo de caso projetado com os resultados ótimos estabelecidos para o elemento IPT, consolidando-se com os resultados práticos a serem obtidos a metodologia de análise e projeto teórico proposta nesta dissertação.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ADITYA, K.; WILLIAMSON, S. S. **Design Considerations for Loosely Coupled Inductive Power Transfer (IPT) System for Electric Vehicle Battery Charging – A Comprehensive Review**. Montreal: Concordia University , 2014.
- BETTER PLACE. **The Electric Vehicle Renaissance**. [S.l.]: INSEAD, 2010.
- BOSSHARD, R.; KOLAR, J. W.; WUNSCH, B. **Accurate Finite-Element Modeling and Experimental Verification of Inductive Power Transfer Coil Design**. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Fort Worth: IEEE. 2014. p. 1648-1653.
- BREITKREUTZ, B.; HENKE, H. Calculation of Self-Resonant Spiral Coils for Wireless Power Transfer Systems With a Transmission Line Approach. **IEEE Transactions on Magnetics**, vol.49, Setembro 2013. pp.5035,5042.
- CHANG, J. H. C. et al. Packaging Study for a 512-Channel Intraocular Epiretinal Implant. **IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems**, p. 1045-1048, 2013.
- CHOI, B. et al. 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, , p. 140-147 , 2004.
- COMSOL. **Integrated Square-Shaped Spiral Inductor**. COMSOL. Burlington, p. 8. 2013.
- COVIC, G. A. **Winding Arrangements in Wireless Power**. WO2013141718A1, 26 Setembro 2013.
- COVIC, G. A. et al. A Three-Phase Inductive Power Transfer System for Roadway-Powered Vehicles. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, p. 3370-3378, 2007.
- COVIC, G. A.; KISSIN, M. L. G.; BOYS, J. T. **Estimating the Output Power of Flat Pickups in Complex IPT Systems**. Power Electronics Specialists Conference. PESC 2008. Ilha de Rodes - Grécia: IEEE. 2008. p. 604 - 610.
- DICKERMAN, J.; HARRISON, L. A New Car, a New Grid. **IEEE Power & Energy MAGAZINE**, v. 8, p. 55-61, 2010.
- DUBUT, J. P. **Conversor CC/CA de alta frequência baseado em inversores ressonantes com comutação seqüencial para excitação de uma tocha indutiva a plasma térmico**. Rio Grande do Norte. 2010.
- ELECTRIC TRANSPORTATION ENGINEERING CORPORATION. **Electric Vehicle Charging Infrastructure Deployment Guidelines British Columbia**. British Columbia: Sponsored by Natural Resources Canada and BC Hydro, 2009.

- ELLIOTT, G. A. J.; BOYS, J. T.; GREEN, A. W. Magnetically Coupled Systems for Power Transfer to Electric Vehicles. **IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems**, p. 797-801, 1995.
- FERNANDES, R. C.; OLIVEIRA JR., A. A. **Tópicos Seleccionados sobre o Estado-da-arte em Transferência Indutiva De Potência**. São Carlos. 2014.
- FERREIRA, T. J. P. et al. **Regenerative Brake System for Small Scale Electric Bus**. INDUSCON 2014. Juiz de Fora: IEEE. 2014. p. 6.
- FOLEY, A. M.; WINNING, I. J.; Ó GALLACHÓIR, B. P. **State-of-the-Art in Electric Vehicle Charging Infrastructure**. Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC). Lille: IEEE. 2010. p. 1-6.
- HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentos de Física: Eletromagnetismo**. 7 ed. ed. Rio de Janeiro: LTC, v. vol. 1, 2006.
- HAYT, W.; BUCK, J. **Eletromagnetismo**. [S.l.]: Mc Grow Hill, 2003.
- HUH, J. et al. **High Performance Inductive Power Transfer System with Narrow Rail Width for On-Line Electric Vehicles**. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. [S.l.]: [s.n.]. 2010. p. 647-651.
- IMURA, T.; OKABE, H.; HORI, Y. **Basic Experimental Study on Helical Antennas of Wireless Power Transfer for Electric Vehicles by using Magnetic Resonant Couplings**. Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE. Dearborn, MI: IEEE. 2009. p. 936-940.
- JIA, Y.; GAY, N. A.; FU, Q. **Self-Powered RFID Sensing System for Structural Health Monitoring**. WO2010097095A1, 2 Setembro 2010.
- JOW, U.-M.; GHOVANLOO, M. Design and Optimization of Printed Spiral Coils for Efficient Inductive Power Transmission. **ICECS 2007.14th IEEE International Conference**, 11-14 Dezembro 2007. 70-73.
- LEE, S. Y. et al. 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, p. 511-522, 2011.
- LI, H. et al. **Study on Efficiency Maximization Design Principles for Wireless Power Transfer System Using Magnetic Resonant Coupling**. IEEE Transaction. [S.l.]: [s.n.]. 2013. p. 888-892.
- MALEK, H.; WU, H. H. **A Model for Calculating the Magnetic & Copper Losses of an Inductive Power Transfer (IPT) Pad**. Applied Power Electronics Conference and Exposition. Indonesia: IEEE. 2013. p. 2734-2738.

- MCGRATH, ESB. **Electrification of Road Vehicles**. Irlanda: [s.n.], 2009.
- MEZAROBÁ, M. et al. **Conversor CC-CC FB-ZVS-PWM-PS Para Geração De Plasma**. XXIX CBrAVIC. Joinville: UDESC. 2005. p. 7.
- MISHIMA, T. et al. **An Active Rectifier-phase Shifted ZVS-PWM DC-DC Converter with HF Planar Transformer-link for RF Plasma Power Generator**. Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference on. Taipei: IEEE. 2009. p. 712-717.
- MORADEWICZ, A. J.; KAZMIERKOWSKI, P. Contactless Energy Transfer System with FPGA-Controlled Resonant Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, n. 57, p. 3181-3190, 2010.
- NAGO, H. **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**. WO2013153760A1, 2013 Outubro 2013.
- O Futuro do carro. Direção: Dominic Cyrtax. Produção: Michael Harvey. Intérpretes: DISCOVERY CHANNEL. [S.l.]: Discovery Communication. 1996.
- OMORI, Y. et al. **New IPT-Wireless EV Charger using Single-Ended Quasi-Resonant Converter with Power Factor Correction**. Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2012 International Conference on. Nagasaki: IEEE. 2012. p. 1-6.
- ONAR, O. C.; OZPINECI, B.; MILLER, J. M. Sistema sem Fio de Transferência de Potência do Laboratório Nacional de Oak Ridge (USA) para Carga de Veículos Elétricos. **SOBRAEP**, p. 3, 2013.
- OZPINECI, B. et al. **Simulation of a Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles with Power Factor Correction**. Electric Vehicle Conference (IEVC), 2012 IEEE International. Greenville, SC: IEEE. 2012. p. 1 - 6.
- PICKELSIMER, M. et al. **Simulation of a Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles with Power Factor Correction**. Electric Vehicle Conference (IEVC). Greenville, USA: 2012 IEEE International. 2012. p. 1-6.
- PÖTTKER, F. S.; BARBI, I. **Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave**. Florianópolis: UFSC, 1999.
- QUEVEDO, C. P.; LODI, C. Q. **Ondas Eletromagnéticas**. [S.l.]: Pearson, 2010.
- RAABE, S.; BOYS, J. T.; COVIC, G. A. A High Power Coaxial Inductive Power Transfer Pickup. **IEEE Power Electronics Specialists Conference**, p. 4320-4325, 2008.

- SANTALUNAI, S.; THONGSOPA, C.; THOSDEEKORAPHAT, T. **An increasing the power transmission efficiency of flat spiral coils by using ferrite materials for wireless power transfer applications.** Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2014 11th International Conference on. [S.l.]: [s.n.]. 2014. p. 1-4.
- SCHOLER, R. **Presentation at the IEEE P1809 Kickoff Meeting on EVs.** [S.l.]: [s.n.], 2010.
- TORRES, C. G. **Conexões de Transformadores de Alta Frequência para Conversores CC-CC PWM de Alta Potência.** Fortaleza. 2006.
- US DEPARTMENT OF ENERGY. **Energy Efficiency and Renewable Energy, US Department of Energy Vehicle Technologies Program – Advanced Vehicle Testing Activity, Plug-in Hybrid Electric Vehicle Charging Infrastructure Review.** USA: Batelle Energy Allinace, 2008.
- VILATHGAMUWA, D. M.; SAMPATH, J. P. K. Wireless Power Transfer (WPT) for Electric Vehicles (EVs)—Present and Future Trends, Plug In Electric Vehicles in Smart Grids, Power Systems. In: RAJAKARUNA, S.; GARCIA-CERRADA, A.; GOSH, A. **Plug in Electric Vehicles in Smart Grids.** [S.l.]: Springer, v. IX, 2015. p. 349.
- VILLA, J. L. et al. High Misalignment Tolerant Compensation Topology for ICPT Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 59, no 2, p. 945-951, 2012.
- WAFFENSCHMIDT, E.; STARING, T. **Limitation of Inductive Power Transfer for Consumer Applications.** IEEE European Conference on Power Electronics and Application. [S.l.]: IEEE. 2009. p. 1–10.
- WANG, C. S.; COVIC, G. A.; STIELAU, O. H. Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 51, no. 1, p. 148-157, 2004.
- WANG, Z.; MAI, S.; C., Z. Power Issues on Circuit Design for Cochlear Implants. **IEEE International Symposium on Electronic Design, Test & Applications**, p. 163-166, 2008.
- WU, H. H. et al. **A 90 Percent Efficient 5kW Inductive Charger for EVs.** IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. [S.l.]: [s.n.]. 2012. p. 275-282.
- WU, W.; FANG, Q. **Design and simulation of printed spiral coil used in wireless power transmission systems for implant medical devices.** Engineering in Medicine and Biology Society, EMBC, 2011 Annual International Conference of the IEEE. [S.l.]: [s.n.]. 2011. p. 4018-4021.

XIA, C. et al. Comparison of Power Transfer Characteristics between CPT and IPT System and Mutual Inductance Optimization for IPT System. **Journal of Computers**, v. 7, n. 11, November 2012.