

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
INFORMÁTICA INDUSTRIAL

MARCIO ANTONIO PIMENTA DA SILVA

**OTIMIZAÇÃO DE ENLACE INDUTIVO RESSONANTE COM TRÊS
BOBINAS PARA TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO**

DISSERTAÇÃO

CURITIBA
2017

MARCIO ANTONIO PIMENTA DA SILVA

**OTIMIZAÇÃO DE ENLACE INDUTIVO RESSONANTE COM TRÊS
BOBINAS PARA TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO**

Dissertação de mestrado apresentada como requisito parcial para obtenção do título de “Mestre em Ciências” do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Área de Concentração: Engenharia Biomédica.

Orientador: Prof. Dr. Paulo José Abatti

CURITIBA
2017

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

S586o
2017 Silva, Marcio Antonio Pimenta da
Otimização de enlace indutivo ressonante com três bobinas
para transmissão de energia sem fio / Marcio Antonio Pimenta da
Silva.-- 2017.
94 f. : il. ; 30 cm.

Texto em português com resumo em inglês
Disponível também via World Wide Web
Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal
do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica
e Informática Industrial, Curitiba, 2017
Bibliografia: f. 89-94

1. Transmissão de energia sem fio. 2. Energia elétrica –
Transmissão. 3. Baterias elétricas. 4. Indutância mútua. 5.
Acoplamentos. 6. Engenharia elétrica – Dissertações. I. Abatti,
Paulo José. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e
Informática Industrial. III. Título.

CDD: Ed. 22 – 621.3

Biblioteca Central da UTFPR, Câmpus Curitiba

Título da Dissertação Nº. 752

Otimização de enlace indutivo ressonante com três bobinas para transmissão de energia sem fio

por

Marcio Antonio Pimenta da Silva

Orientador: Prof. Dr. Paulo José Abatti (UTFPR)

Esta dissertação foi apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de MESTRE EM CIÊNCIAS – Área de Concentração: ENGENHARIA BIOMÉDICA do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, às 09h do dia 30 de março 2017. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos professores doutores:

Prof. Dr. Paulo José Abatti
(Presidente – UTFPR)

Prof. Dr. Eduardo Parente Ribeiro
(UFPR)

Prof. Dr. Sergio Francisco Pichorim
(UTFPR)

Prof. Dr. Caio Miranda
(UTFPR)

Visto da coordenação:

Prof. Jean Carlos Cardozo da Silva, Dr.
(Coordenador do CPGEI)

Dedico este trabalho a meus familiares e amigos.

A meus pais Moacir Pimenta (in memoriam) e Maria José pela dedicação, carinho e amor com que nos criaram. Suas ações e atitudes foram verdadeiras lições cotidianas de honestidade, perseverança, respeito e bondade. Duas pessoas com pouco estudo, mas muita sabedoria, que foram, e sempre serão, nossos grandes professores. Por falta de condições e oportunidades eles não puderam concluir nem o ensino fundamental. Mas, através de seus esforços, criaram as condições para que todos seus filhos pudessem concluir o ensino Superior. A meus pais minha eterna e imensurável gratidão.

À minha filha Sofia, minha maior fonte inspiração e motivação. A dona do sorriso que habita minha alma e alegra meus dias, até quando não está por perto. Ela, mesmo sem saber ou ter a intenção, pela dádiva de sua existência, me faz querer ser alguém melhor a cada dia.

À minha afilhada Laura, uma filha do coração.

Aos meus irmãos Moacir e Mônica, que são grandes referências para mim. Sempre contribuem positivamente em minha vida e, desta forma, fazem parte daquilo que sou.

Aos meus verdadeiros amigos, irmãos afetivos que Deus generosamente põe em meu caminho.

Assim, mais que uma conquista pessoal, este trabalho é o fruto da colaboração desta grande e valiosa equipe chamada família, entre todos aqueles unidos por laços sanguíneos e afetivos.

AGRADECIMENTOS

Ao longo deste curso muitos percalços ocorreram. Certamente eu não teria conseguido concluir esta obra sem o apoio, compreensão e dedicação de meu orientador Paulo José Abatti. Sempre esteve aberto e pronto a compartilhar sua experiência e conhecimento para o desenvolvimento e conclusão deste trabalho. Mas além da exímia orientação técnica e pedagógica, suas palavras amigas e inspiradoras, nas horas mais difíceis, tornaram a caminhada mais fácil.

Agradeço aos colegas Caio Miranda e Sérgio Pichorim, pela prontidão e boa vontade em me ajudar sempre que precisei. Também aos componentes da banca examinadora por dedicarem seu tempo e atenção para avaliar este estudo.

Agradeço aos grandes amigos Miguel Bernuy e Pedro Bispo pela confiança, apoio e incentivo dados para a realização deste trabalho.

À minha professora Alzira Gazzinelli e ao seu marido, e meu orientador, Ramayana Gazzinelli, por terem me permitido dar meus primeiros passos no universo da pesquisa científica.

Agradeço a Deus, de coração, por ter me dado a oportunidade de começar, forças para prosseguir, e a felicidade de concluir este curso.

RESUMO

SILVA, Marcio A. P. OTIMIZAÇÃO DE ENLACE INDUTIVO RESSONANTE COM TRÊS BOBINAS PARA TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO. 94f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2017.

Transmissão de energia sem fio através de indução magnética ressonante foi primeiramente apresentada por Nikola Tesla há mais de um século, mas as limitações tecnológicas da época não possibilitaram sua imediata aplicação. Somente ao final do século XX que sistemas comerciais baseados nesta técnica puderam ser implementados. Atualmente é a tecnologia que se mostra mais adequada para transferência de energia para equipamentos móveis portáteis, como *smartphones* e *tablets*. Também hoje é a única tecnologia disponível que permite o desenvolvimento de veículos elétricos energizados dinamicamente, isto é, enquanto em movimento. Nesta técnica de transmissão de energia sem fio, independentemente do nível de complexidade da aplicação, a passagem da energia entre lado da transmissão e recepção se dá por meio de um enlace eletromagnético formado por bobinas ressonantes. Várias configurações de bobinas podem ser usadas na construção deste enlace. Neste trabalho será estudado um sistema baseado em um enlace composto por três bobinas montadas em alinhamento axial. O desempenho do sistema será avaliado em termos da potência entregue à carga, eficiência da transmissão de energia e alcance do enlace. Os resultados do sistema de três bobinas serão comparados aos resultados de um sistema composto por duas bobinas operando sob condições semelhantes. A comparação deixa clara a maior flexibilidade do sistema de três bobinas, que se mostra capaz de operar em uma faixa mais ampla de valores de eficiência e potência que o sistema de duas bobinas. Serão definidas as condições limites que permitam ao sistema de três bobinas operar com maior eficiência, maior potência entregue à carga ou maior alcance de enlace que aqueles obtidos com um sistema de duas bobinas. Serão também apresentados resultados reais que mostram, para condições específicas de operação, uma potência entregue à carga quase duas vezes maior que aquela possível com o sistema de duas bobinas e, ao mesmo tempo, uma eficiência praticamente três vezes maior.

Palavras chave: Transmissão de energia sem fio. Circuitos ressonantes fortemente acoplados. Acoplamento indutivo. Carro elétrico. Carregamento estacionário. Carregamento dinâmico.

ABSTRACT

SILVA, Marcio A. P. THREE COIL INDUCTIVE RESONANT LINK OPTIMIZATION FOR WIRELESS POWER TRANSFER. 94f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2017.

Wireless power transfer through magnetic induction was first presented by Nikola Tesla a century ago but, technical limitations did not let its immediate application at that time. It was only late of XX Century that commercial systems based on this technology could be offered. Nowadays this technology is considered the most appropriated to be used with portable devices like smartphones, tablets and so on. Additionally, it is the only technology available for dynamic charging of electric vehicles. In other words, charging while they are moving. In this kind of wireless power transfer technology, the energy transfer from the transmitter to the receiver is made through an electromagnetic link created by resonant coils. Several coils configurations can be used to implement the link. This work will focus on a system with three-coils assembled on axial alignment. The system performance will be evaluated in terms of power delivered to the load, efficiency and link distance. The three-coil system results will be compared with two-coil system results working under same operational conditions. That comparison points out the greater flexibility of three-coil system. This kind of system shows to be capable to function over a wider range of efficiency and power delivered to the load, which is not possible to the first one. Moreover, conditions under which the three-coil system shows to be more efficient, or able to deliver greater power to the load than two-coil system, will be discussed. Real data will be presented, as a case of a specific point of operation, in which the power delivered to the load is almost two times higher and efficiency is almost three times greater than the ones verified when using a two-coil system.

Key words: Wireless power transfer. Strongly Coupled Magnetic Resonance. Inductive coupling. Electric car. Stationary charging. Dynamic charging.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Classificação das técnicas de transmissão de energia sem fio.....	16
Figura 2 - Crescimento de uso de dispositivos móveis para acessar media e websites.....	17
Figura 3 - Projeção do crescimento das vendas de carros elétricos.....	17
Figura 4 - Linhas de telefonia por grupo de 100 pessoas.....	18
Figura 5 - Sistema comercial de carregamento sem fio.....	19
Figura 6 - Sistema simplificado utilizado neste trabalho.....	20
Figura 7 - Arquitetura geral de um sistema IPT.....	24
Figura 8 - Eficiência no circuito de três bobinas.....	24
Figura 9 - Máxima transferência de potência.....	25
Figura 10 - Fluxos que geram a indutância mútua.....	27
Figura 11- Configuração de espiras perfeitamente alinhadas.....	29
Figura 12 - Circuito para medição do fator de acoplamento.....	30
Figura 13 - Coeficiente de acoplamento em função da distância (valores medidos).....	32
Figura 14 - Dipolo elétrico e vetor de potencial.....	33
Figura 15 - Amplitude dos campos longitudinal e transversal do dipolo elétrico em função da distância.....	35
Figura 16 - Modelo T para um enlace de duas bobinas.....	38
Figura 17 - Modelo T do enlace de duas bobinas com compensação capacitiva.....	42
Figura 18 - Circuito elétrico do sistema com duas bobinas.....	52
Figura 19 - Planilha eletrônica utilizada para simulações.....	54
Figura 20 - Sistema com duas bobinas - Potência na carga em função de D_{12}	55
Figura 21 - Sistema com duas bobinas - Eficiência em função de D_{12}	55
Figura 22 - Potência normalizada na carga - 2 bobinas.....	56
Figura 23 - Circuito elétrico do sistema com três bobinas.....	59
Figura 24 - Bobinas e trilho utilizados no experimento.....	70
Figura 25 - Instrumentação utilizada no experimento.....	70
Figura 26 - Resultados experimentais de potência na carga.....	73
Figura 27 - Resultados experimentais da eficiência na carga.....	73
Figura 28 - Potência na carga em função de D_{23} (cm) / $D_{12} = 15$ cm.....	74
Figura 29 - Potência na carga em função de D_{23} (cm) / $D_{12} = 20$ cm.....	74
Figura 30 - Potência na carga em função de D_{23} (cm) / $D_{12} = 25$ cm.....	74
Figura 31 - Curvas de eficiência em função da distância D_{13} (Ponto: $D_{13} = 16$ cm).....	76
Figura 32 - Curvas de potência em função da distância D_{13} (Ponto: $D_{13} = 16$ cm).....	77
Figura 33 - Curvas de eficiência em função da distância D_{13} (Ponto: $D_{13} = 24$ cm).....	77
Figura 34 - Curvas de potência em função da distância D_{13} (Ponto: $D_{13} = 24$ cm).....	78
Figura 35 - Comparativo geométrico entre o sistema de duas bobinas e de três bobinas.....	79
Figura 36 - Circuito com três bobinas - variação da eficiência em função de D_{12}	80
Figura 37 - Circuito com três bobinas - variação da potência em função de D_{12}	80
Figura 38 - Utilização de D_{12} como elemento de controle.....	83
Figura 39 - Unidade estacionária de carga sem fio para veículos elétricos.....	83
Figura 40 - Modelo 3D da família de curvas de eficiência.....	85
Figura 41 - Modelo 3D da família de curvas de potência entre à carga.....	85

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros dos componentes utilizados no enlace.....	71
Tabela 2 - Correlação e desvio médio entre resultados experimentais e teóricos	75
Tabela 3 - Comparação dos sistemas de duas e três bobinas em aplicação prática.....	84

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AC	Corrente alternada (do inglês <i>Alternated Current</i>)
CMT	Teoria do modo acoplado (do inglês <i>Coupled Mode Theory</i>)
DC	Corrente contínua (do inglês <i>Direct Current</i>)
EIT	Transparência Eletromagnética induzida (do inglês <i>Electromagnetic Induced Transparency</i>)
EV	Veículo Elétrico (do inglês <i>Electric Vehicle</i>)
ICPT	Transferência de Potência por acoplamento indutivo (do inglês <i>Inductive Coupling Power Transfer</i>)
IMD	Dispositivo microeletrônico implantável (do inglês <i>Implantable Microelectronic Device</i>)
IPT	Transmissão de potência por indução (do inglês <i>Induced Power Transfer</i>)
LASER	Amplificação de luz por emissão estimulada de radiação (do inglês <i>Light amplification by stimulated emission of radiation</i>)
LC	Acoplamento frouxo (do inglês <i>Loose Coupling</i>)
LPT	Transmissão de Potência por Laser (do inglês <i>Laser Power Transfer</i>)
MIT	Instituto de Tecnologia de Massachusets (do inglês <i>Massachusetts Institute of Technology</i>)
MPT	Transmissão de Potência por Micro-ondas (do inglês <i>Microwave Power Transfer</i>)
PA	Amplificador de potência (do inglês <i>Power Amplifier</i>)
PDL	Potência entregue à carga (do inglês <i>Power Delivery to the Load</i>)
PSU	Fonte de energia (do inglês <i>Power Supply Unit</i>)
PTE	Eficiência na transmissão de potência (do inglês <i>Power Transfer Efficiency</i>)
RF	Rádio Frequência
RFID	Identificador por rádio frequência (do inglês <i>Radio Frequency Identifier</i>)
RLT	Teoria da carga refletida (do inglês <i>Reflected Load Theory</i>)
RX	Recepção
SBSP	Energia Solar com base no espaço (do inglês <i>Space Based Solar Power</i>)
SCMR	Ressonância magnética fortemente acoplada (do inglês <i>Strongly Coupled Magnetic Resonance</i>)
SSPS	Sistema de energia solar para satélite (do inglês <i>Satellite Solar Power System</i>)
TX	Transmissão
WI-FI	Tecnologia de transmissão de dados sem fio (do inglês <i>Wireless-Fidelity</i>)
WPC	Consórcio de Potência sem fio (do inglês <i>Wireless Power Consortium</i>)
WPT	Transmissão de Potência sem fio (do inglês <i>Wireless Power Transfer</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

W	Watt, unidade de potência elétrica.
η	Eficiência
P_L	Potência na carga
P_T	Potência total fornecida pela fonte
P_i	Potência dissipada nas perdas internas
P_{IN}	Potência na entrada do amplificador
P_{dc}	Potência na saída do retificador
$P_{OUT(f_0)}$	Potência na saída do amplificador na frequência de ressonância
η_{pp}	Eficiência entre pontas, total.
η_{dc_PSU}	Eficiência entre fonte de energia e retificador
η_{clock}	Eficiência do modulo de sincronismo
η_{amp}	Eficiência do amplificador
η_{enlace}	Eficiência das bobinas do enlace
η_{retif}	Eficiência do modulo retificador
$\eta_{regulador}$	Eficiência do modulo do regulador
P_1	Potência no circuito 1
P_2	Potência real no circuito 2
P_3	Potência real no circuito 3
R_g	Resistência do gerador
R_L	Resistência da carga
i_1	Corrente no circuito 1
i_2	Corrente no circuito 2
P_{RL}	Potência na resistência de carga.
k	Coefficiente de acoplamento eletromagnético
M	Indutância mútua
L_1	Indutância da bobina 1
L_2	Indutância da bobina 2
Φ_{11}	Fluxo magnético gerado na bobina 1, restrito à bobina 1.
Φ_{12}	Fluxo magnético gerado pela bobina 1 que atua sobre bobina 2
Φ_{21}	Fluxo magnético gerado pela bobina 2 que atua sobre bobina 1
Φ_{22}	Fluxo magnético gerado na bobina 2, restrito à bobina 2.
N_1	Número de espiras na bobina 1
N_2	Número de espiras na bobina 2
A	Vetor potencial elétrico
E	Campo elétrico
H	Vetor intensidade do campo magnético

B	Vetor densidade de fluxo magnético.
k^*	Número de onda (rad/m)
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo
μ	Permeabilidade magnética do meio homogêneo
ϵ_0	Permissividade do vácuo
ϵ	Permissividade do meio homogêneo
c	Velocidade da luz no vácuo (2.99792458×10^8 m/s)
r	Distância entre ponto genérico do espaço até a origem
λ	Comprimento de onda
π	Constant com valor igual a 3,141592...
ω	Frequência angular
Q_{1_carga}	Fator de qualidade da bobina 1, incluindo efeito da carga
Q_{2_carga}	Fator de qualidade da bobina 2, incluindo efeito da carga
k^{**}	Coefficiente de acoplamento entre objetos ressonantes tratados na teoria dos modos acoplados (CMT)
Γ_D	Taxa de decaimento intrínseco de energia do dispositivo
Γ_S	Taxa de decaimento intrínseco de energia na fonte
Γ_w	Taxa de decaimento intrínseco de energia devido à carga no lado da recepção.
Q	Fator de qualidade
U	Figura de mérito
Q_L	Fator de qualidade da bobina com carga
K	Taxa de acoplamento entre elementos ressonantes
BW	Largura de banda (do inglês <i>BandWidth</i>)
M_{12}	Indutância mútua entre bobinas 1 e 2
M_{13}	Indutância mútua entre bobinas 1 e 3
M_{23}	Indutância mútua entre bobinas 2 e 3

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	PRINCIPAIS TECNOLOGIAS DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO	14
1.2	MOTIVAÇÃO	16
1.3	DELIMITAÇÃO DO ESCOPO DO TRABALHO	19
1.4	METODOLOGIA APLICADA	20
1.5	OBJETIVOS	21
1.5.1	Objetivo Geral	21
1.5.2	Objetivos específicos	21
1.6	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	22
2	PRINCIPAIS CONCEITOS ENVOLVIDOS EM TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO	23
2.1	EFICIÊNCIA DA TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA	23
2.2	MÁXIMA POTÊNCIA TRANSFERIDA	25
2.3	INDUTÂNCIA MÚTUA E FATOR DE ACOPLAMENTO	26
2.3.1	Cálculo da indutância mútua pela fórmula de Newman	28
2.3.2	Medição do Coeficiente de acoplamento	30
2.4	CAMPOS PRÓXIMOS E DISTANTES – EQUAÇÕES DE MAXWELL	33
3	TÉCNICAS PARA TRANSMISSÃO DE ENERGIA NAS DIVERSAS DISTÂNCIAS DE ENLACE	36
3.1	TRANSMISSÃO DE ENERGIA POR RADIAÇÃO – CAMPOS DISTANTES	36
3.2	ACOPLAMENTO INDUTIVO NÃO RESSONANTE – CAMPOS PRÓXIMOS	37
3.3	ACOPLAMENTO INDUTIVO RESSONANTE – MÉDIA DISTÂNCIA	41
3.3.1	Ressonância magnética fortemente acoplada – SCMR	46
3.4	CORRELAÇÃO ENTRE IPT E SCMR	49
4	MODELO DO ENLACE COM DUAS BOBINAS	52
4.1	ANÁLISE DAS EQUAÇÕES DE MALHA	52
4.2	MÁXIMA POTÊNCIA TRANSMITIDA	55
4.3	MÁXIMA EFICIÊNCIA NA TRANSMISSÃO DE POTÊNCIA	57
5	MODELO DO ENLACE COM TRÊS BOBINAS	59
5.1	ANÁLISE DAS EQUAÇÕES DE MALHA	59
5.2	MÁXIMA POTÊNCIA TRANSMITIDA	62
5.3	MÁXIMA EFICIÊNCIA NA TRANSMISSÃO DE POTÊNCIA	66
6	RESULTADOS	70
6.1	AVALIAÇÃO DA FLEXIBILIDADE DO SISTEMA: POTÊNCIA VERSUS EFICIÊNCIA	76
6.2	RELEITURA DOS RESULTADOS TEÓRICOS	78
7	CONCLUSÃO	86
8	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	89

1 INTRODUÇÃO

O uso da tecnologia de transmissão de energia sem fio (WPT) é de grande ajuda em aplicações onde o uso dos fios ocupa espaço em demasia, é considerado inconveniente, ou é impraticável. A WPT pode ser encontrada atualmente aplicada em diversos campos, incluindo sistemas aeroespaciais, máquinas elétricas, dispositivos médicos implantáveis, entre outros (Zhu et al, 2015).

Transferência de energia por indução magnética foi sugerida logo após Ampère e Faraday publicarem suas leis, que se tornaram pilares da engenharia elétrica. Posteriormente, já no início do século passado, Tesla apresentou os primeiros trabalhos relativos à transmissão de energia sem fio, vindo a registrar patente em seu nome, relativa a um sistema de transmissão de energia sem fio, baseado em circuitos ressonantes magneticamente acoplados (Tesla, 1914). Infelizmente, as limitações tecnológicas da época não possibilitaram sua imediata aplicação. Somente ao final do século XX foi que sistemas comerciais baseados nesta tecnologia se tornaram disponíveis.

No trabalho de Covic (2012) são apresentadas algumas das evoluções tecnológicas que vem permitindo o aprimoramento da técnica da indução magnética ressonante. Dentre estas pode-se citar condutores Litz, novos materiais magnéticos, controladores lógicos e principalmente o desenvolvimento de circuitos eletrônicos de potência específicos. Assim, a evolução destas tecnologias vem tornando possível o uso da técnica de indução magnética ressonante em aplicações de uso cotidiano, como por exemplo, o fornecimento de energia para dispositivos móveis pessoais e veículos elétricos. No entanto, sendo um campo de aplicação novo, em constante evolução, ainda apresenta vários desafios tecnológicos a serem superados. Espera-se que este trabalho contribua para a compreensão desta técnica, e inspire o desenvolvimento de aplicações práticas que façam uso da mesma.

1.1 PRINCIPAIS TECNOLOGIAS DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO

De acordo com os mecanismos utilizados para transmitir energia, as técnicas existentes de transmissão de energia sem fio podem ser classificadas em três tipos principais: radiação

eletromagnética, transmissão de energia por acoplamento indutivo e, por último, através de circuitos ressonantes magneticamente acoplados (ZHU et al., 2015).

Transmissão de energia sem fio por radiação eletromagnética é também conhecido como técnica de transmissão sem fio de campos distantes. Nesta técnica a energia é transmitida pela propagação de ondas eletromagnéticas, semelhante ao sinal de rádio ou feixe de laser. Tais sistemas podem ser projetados para operar de forma unidirecional, possibilitando estabelecer enlaces de vários quilômetros, e operar com valores de eficiência elevados, da ordem de 90%. Mas a eficiência é fortemente afetada pelo alinhamento entre a fonte transmissora e a unidade receptora. Isto faz com que sofisticados sistemas de controle precisem ser utilizados para assegurar o alinhamento entre estas unidades. Assim, o compromisso entre eficiência e alinhamento se apresenta como um dos desafios da técnica dos campos distantes (SAMPLE, MEYER e SMITH, 2011). As dificuldades de alinhamento e os impactos da radiação eletromagnética sobre organismos vivos fazem com que este tipo de tecnologia não tenha espaço para aplicação em uso civil, sendo empregada apenas em aplicações militares e aeroespaciais (WEI, WANG e DAI, 2014).

As técnicas de transmissão de energia sem fio não radiantes não se baseiam na propagação de ondas eletromagnéticas. Neste caso, o alcance do enlace é inferior ao comprimento de onda da fonte de energia a ser transmitida. A técnica de transmissão por acoplamento indutivo é classificada, em termos de alcance, como de campos próximos, e se baseia na lei da indução eletromagnética. A tecnologia é baseada nos princípios convencionais do transformador, em que os dois lados deste estão eletricamente isolados e que a transferência de energia de um lado a outro é feita através do ar ou outro dielétrico (ZHU et al., 2015). Tem como exemplos de aplicação escovas de dentes recarregáveis e as atuais superfícies de carga. É uma técnica que propicia uma elevada eficiência de transmissão, porém as distâncias de transmissão são limitadas à ordem do centímetro (SAMPLE, MEYER e SMITH, 2011).

Outra tecnologia de transmissão de energia sem fio não radiante, é baseada em acoplamento magnético entre sistemas ressonantes. Estes podem ser excitados nesta frequência de ressonância comum para transmitir energia à certa distância (ZHU et al., 2015). O acoplamento indutivo permite obter elevados valores de eficiência e potência em enlaces da ordem de centímetros. Em contraste, esta técnica oferece eficiência e potência transmitida um pouco menores, mas enlace de médio alcance, da ordem de metros (WEI, WANG, DAI, 2014). O foco das pesquisas se voltou para esta área principalmente a partir do trabalho apresentado em 2007 por pesquisadores do Instituto de Tecnologia de Massachusetts (MIT). Eles desenvolveram um sistema de transmissão de energia não radiante, utilizando uma técnica

inovadora que emprega circuitos ressoantes fortemente acoplados (SCMR). Como resultado da aplicação desta técnica, foi apresentado um sistema capaz de transmitir uma potência de 60 W, a uma distância de 2 metros, com eficiência da ordem de 40% para o enlace eletromagnético e de 15% entre tomada de energia da parede e a carga (KURS et al., 2007). Esta técnica se mostra adequada para o desenvolvimento de aplicações de médio alcance, não atendidas pelas técnicas de radiação eletromagnética ou de indução eletromagnética.

De forma resumida pode-se dizer que a transmissão de energia por meio de laser e micro-ondas dominam aplicações de transferência de potência em longas distâncias, enquanto que a indução eletromagnética domina aplicações de curta distância. A técnica SCMR vem ocupar justamente o espaço entre estas já consolidadas tecnologias, se mostrando a mais apropriada para aplicações de médias distâncias (WEI, WANG e DAI, 2014). A Figura 1 ilustra as classificações acima mencionadas.

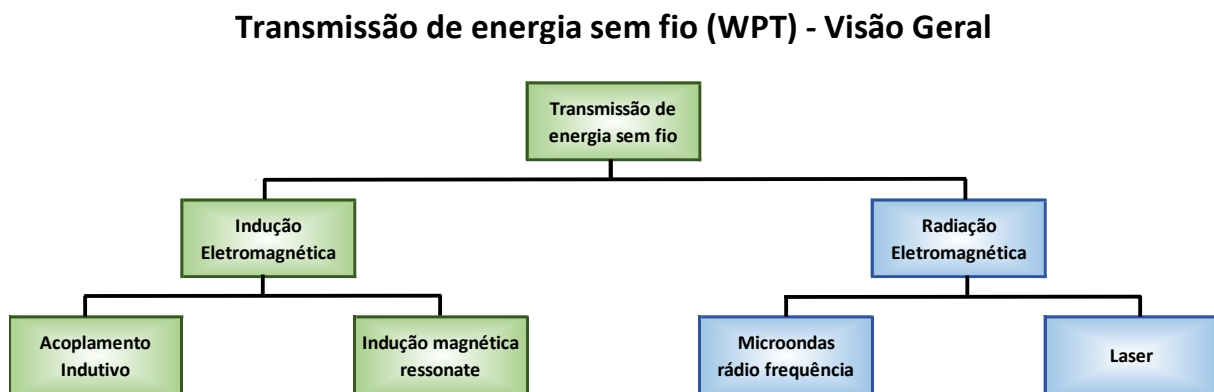


Figura 1 - Classificação das técnicas de transmissão de energia sem fio
 Fonte: Adaptado de Siddabattula, [201-?].

1.2 MOTIVAÇÃO

O uso de equipamentos eletroeletrônicos móveis cresce a cada ano. Inicialmente este grupo era constituído principalmente de equipamentos portáteis de uso pessoal. Hoje tem-se até automóveis elétricos fazendo parte dele.

A Figura 2 mostra um comparativo entre o número de usuários de equipamentos móveis e usuários de *desktops* que acessam serviços de *websites* e multimídia. Pode-se notar que, a partir de 2014, o número de usuários de dispositivos móveis (*smatphones*, *tablets*, etc.) superou o número de usuários de computadores de mesa (*desktops*).

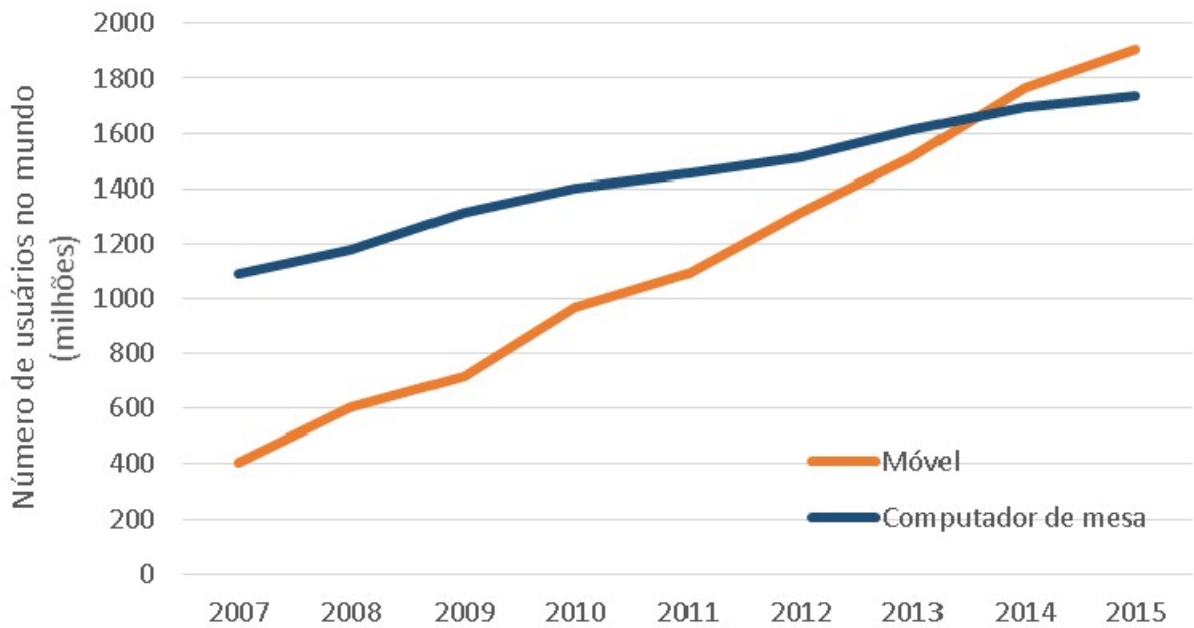


Figura 2 - Crescimento de uso de dispositivos móveis para acessar media e websites
 Fonte: Adaptado de Chaffey, 2016.

A Figura 3 mostra outro mercado de dispositivos móveis que cresce vigorosamente, o dos veículos elétricos. O crescimento de uma consciência ambiental, inovação, aceitação pelo consumidor, incentivos governamentais, investimentos feitos por fornecedores da indústria automotiva e a viabilidade econômica destes veículos são alguns dos fatores que explicam este crescimento.

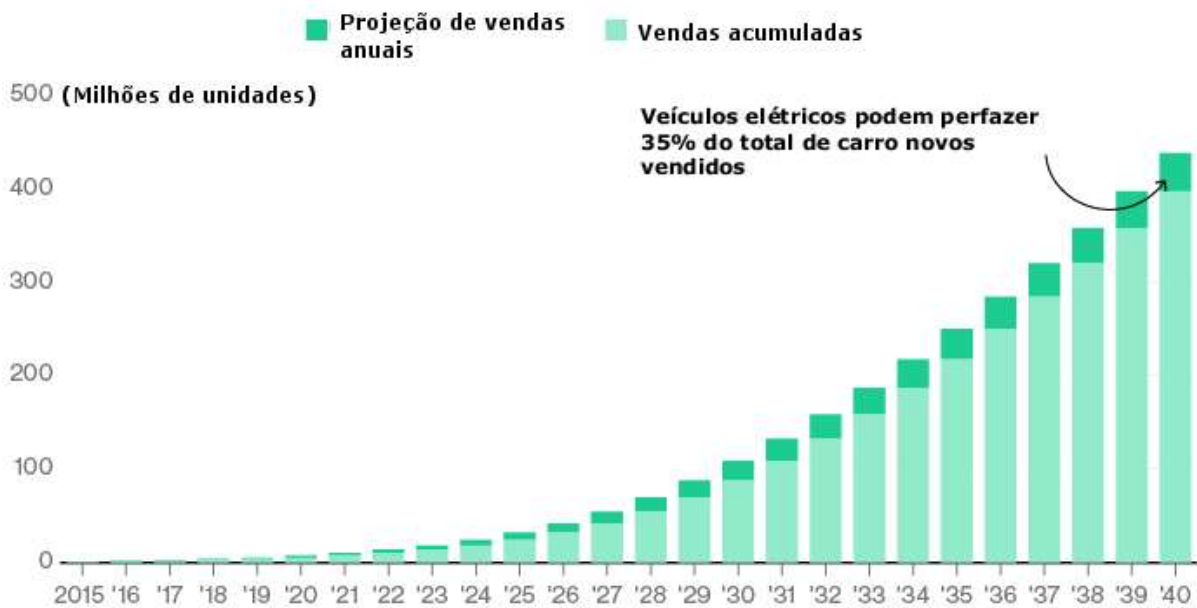


Figura 3 - Projeção do crescimento das vendas de carros elétricos
 Fonte: Adaptado de Ranadall, 2016.

Pode-se ver pelo gráfico que em 2015 os veículos elétricos representam uma parcela ínfima do mercado mundial de automóveis. Entretanto, estima-se que em 2040 eles respondam por 35% do mercado global ou seja, mais que 1/3 do mercado. O intervalo 25 anos utilizado para projetar este crescimento pode parecer, num primeiro momento, demasiadamente longo. Entretanto, é preciso lembrar que os veículos a combustão existem a mais de um século (RANDALL, 2016).

A Figura 4 apresenta o crescimento do número de linhas de telefones celulares em escala mundial, por grupo de 100 habitantes. O gráfico mostra que em duas décadas, entre 1990 e 2010 passou-se de zero a 80 linhas por grupo de 100 habitantes. Nos cinco anos subsequentes, entre 2010 e 2015, este número praticamente atingiu uma linha por pessoa, uma média de 98,6 linhas por grupo e 100 habitantes. Por outro lado, nestes últimos cinco anos, o índice de linhas fixas mostra redução, caindo de aproximadamente 20 para 15 linhas por grupo de 100 habitantes.

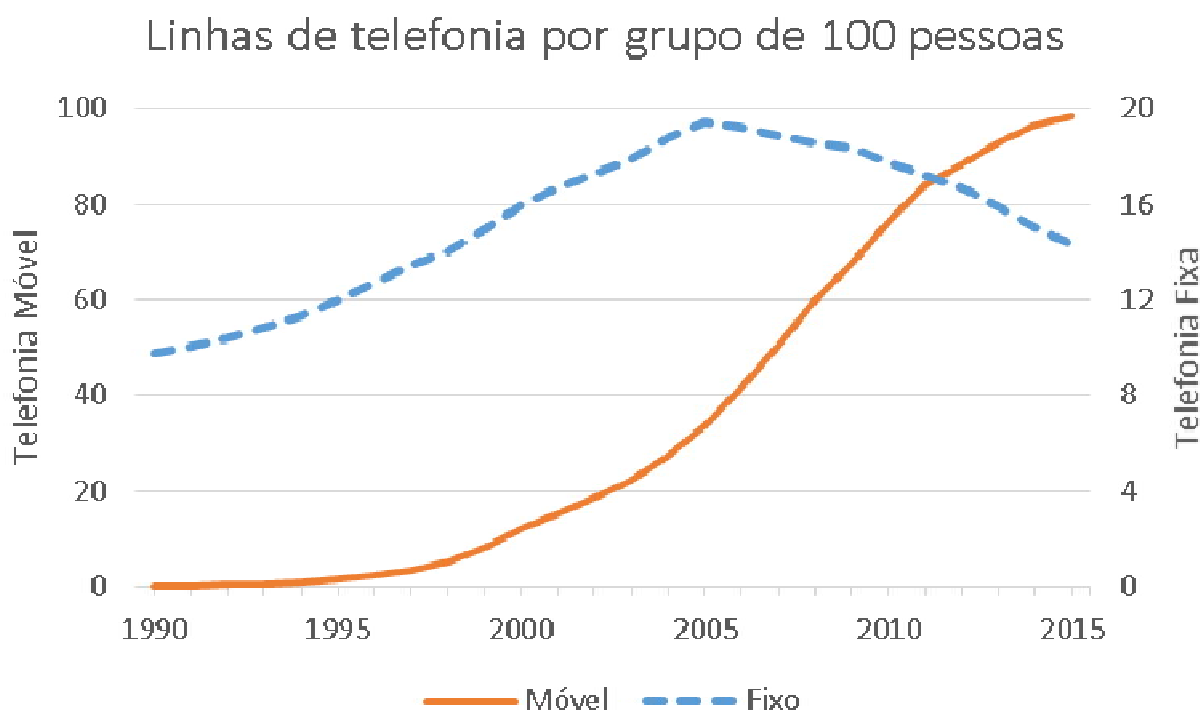


Figura 4 - Linhas de telefonia por grupo de 100 pessoas
 Fonte: Adaptado de WorldDataBank 1 e WorldDataBank 2, 2016.

A crescente expansão da mobilidade gerou, do lado dos usuários, o desejo de receber energia sem a necessidade de conexão por fio, da mesma forma com que se habituaram a receber conteúdo de mídias digitais, sinal de voz e dados via *wi-fi* ou telefonia móvel. Este desejo traz

consigo um desafio tecnológico aos fabricantes, que se traduz em superar a última barreira para atingir a mobilidade plena (SAMPLE, MEYER e SMITH, 2011; HUY, 2012).

Hoje no mercado podem ser encontrados vários dispositivos que recebem energia sem fio pelo uso de indução magnética ressonante, através das chamadas superfícies de carga. O dispositivo precisa repousar sobre a base para que o processo de transmissão de energia se dê de forma eficiente. Assim, embora o dispositivo móvel não necessite de cabo para receber energia, o usuário não pode usufruir da mobilidade enquanto o dispositivo estiver sendo recarregado.

A motivação do trabalho é compreender e consolidar o conhecimento da técnica de SCMR, através do estudo de um sistema em bancada e de simulações matemáticas, visando em última análise o desenvolvimento de aplicações práticas.

1.3 DELIMITAÇÃO DO ESCOPO DO TRABALHO

A Figura 5 representa o diagrama de um sistema comercial utilizado para fornecimento de energia a um dispositivo móvel. Pode-se notar o agrupamento de bloco da esquerda, que correspondem aos blocos funcionais relativos ao controle do fornecimento de energia às bobinas de acoplamento, situadas em posição central no diagrama. Do lado direito tem-se um agrupamento de blocos funcionais pertencentes ao dispositivo móvel, correspondentes ao controle da energia recebida por meio de bobinas de acoplamento. Usualmente a demanda de energia não é constante, desta forma a carga é representada como uma grandeza que pode variar no tempo (KAMIL *et al.*, 2012).

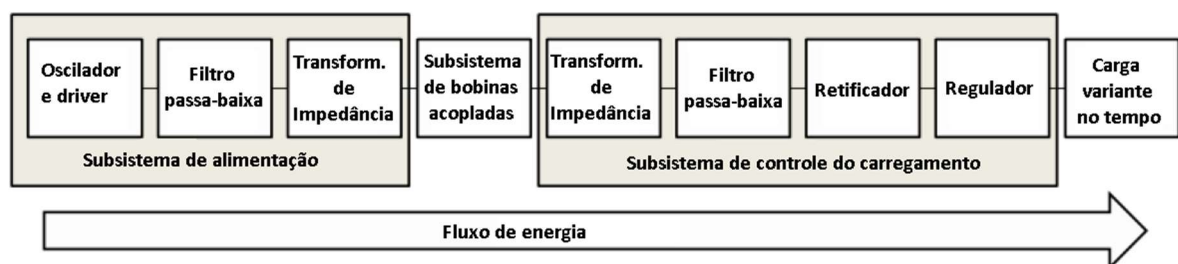


Figura 5 - Sistema comercial de carregamento sem fio
Fonte: Adaptado de Grajski et al., 2012.

O presente trabalho está voltado ao estudo do enlace magnético formado por um conjunto de três bobinas ressonantes, operando em SCMR. Serão avaliadas as influências dos parâmetros do enlace sobre a potência entregue à carga (PDL) e sobre a eficiência do processo de transmissão de energia. Tal sistema pode ser representado pelo diagrama de blocos simplificado apresentado na Figura 6.

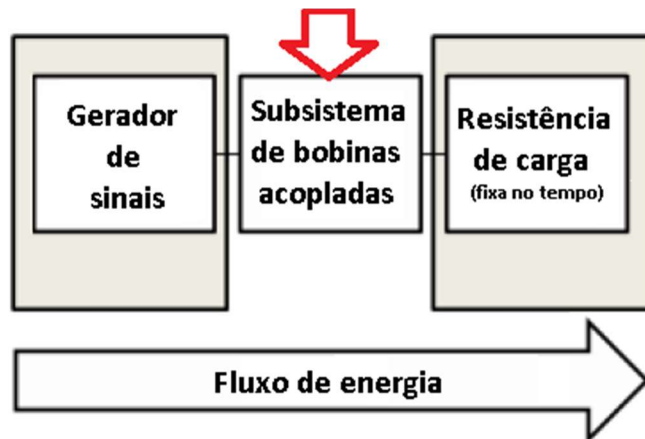


Figura 6 - Sistema simplificado utilizado neste trabalho
 Fonte: Adaptado de Grajski et al., 2012.

Ressalta-se que os efeitos dos campos elétrico e magnético sobre organismos vivos e outros objetos na vizinhança do enlace não serão estudados neste trabalho.

1.4 METODOLOGIA APLICADA

Inicialmente será feito modelamento matemático do sistema. No presente estudo a análise e modelamento serão feitos baseados na teoria de circuitos, levando-se em conta apenas a condição de regime permanente do circuito. Desta forma, os transitórios não serão estudados.

Capacitores de compensação série serão escolhidos para cada uma das bobinas integrantes do enlace para garantir que a frequência de ressonância de todos conjuntos seja, idealmente, a mesma. Uma vez assegurada esta condição, os valores dos parâmetros físicos de indutância, resistências e capacitância serão medidos para cada um dos conjuntos de bobinas. Estes valores serão utilizados no modelo matemático, para garantir que a simulação seja feita com os melhores valores de parâmetros conhecidos.

No experimento em bancada as distâncias entre as bobinas serão modificadas de forma a variar os parâmetros de indutância mútua em função da variação da distância do enlace. Para cada configuração avaliada, serão medidas as tensões e correntes tanto na resistência de carga quanto na saída do gerador. Estes valores serão utilizados para calcular a potência entregue à carga e eficiência de transferência de energia para cada um dos pontos de funcionamento avaliados.

Uma das variáveis que pode influenciar na eficiência do enlace é o desalinhamento das bobinas. Neste trabalho as bobinas são montadas sobre trilhos, que garantem um alinhamento axial constante entre elas. Assim os efeitos do desalinhamento entre as bobinas não serão considerados (VILATHGAMUWA, 2015; SAMPLE, MEYER e SMITH, 2011).

As mesmas configurações de distâncias entre bobinas serão utilizadas na simulação, de forma a permitir a comparação entre os valores medidos em bancada com os valores do modelo matemático.

1.5 OBJETIVOS

1.5.1 Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho é validar o modelo teórico, por meio da comparação dos resultados das simulações (modelo matemático) com os resultados experimentais.

1.5.2 Objetivos específicos

Identificar os limites de variação dos parâmetros de enlace que permitam ao sistema de três bobinas operar em condições de eficiência e capacidade de entrega de potência à carga mais favoráveis que os obtidos com um sistema de duas bobinas.

1.6 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No capítulo 2 serão apresentados os principais conceitos envolvidos na transmissão de energia sem fio, e também a classificação de campos próximos, distantes e intermediários através das equações de Maxwell. No capítulo 3 serão apresentadas as principais tecnologias empregadas na transmissão de energia sem fio, em função das distâncias de enlace. No capítulo 4 será apresentado o modelamento matemático de um sistema de duas bobinas operando segundo a técnica de SCMR. O capítulo 5 apresentará este estudo voltado para um sistema composto por três bobinas. No capítulo 6 serão apresentados os resultados das medições realizadas, e a comparação entre os valores teóricos e práticos. As conclusões serão apresentadas no capítulo 7.

2 PRINCIPAIS CONCEITOS ENVOLVIDOS EM TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO

Neste capítulo serão abordados os conceitos de eficiência na transmissão de energia, máxima transferência de potência, fator de acoplamento e indutância mútua. Estes conceitos permeiam todo o estudo a ser desenvolvido neste trabalho, bem como toda bibliografia disponível a respeito de transmissão de energia sem fio.

2.1 EFICIÊNCIA DA TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA

A eficiência da transferência de potência (η) é sempre calculada na forma de uma razão entre a potência entregue à carga (P_L) e a potência total entregue pela fonte de energia ao sistema (P_T) que pode ser expressa da seguinte forma:

$$\eta = \frac{P_L}{P_T} = \frac{P_L}{P_L + P_i}. \quad (1)$$

Uma vez que em cada estágio sempre existem perdas internas (P_i), esta razão será sempre inferior a um em cada um dos estágios que compõem o sistema de transmissão.

Na Figura 7 aparece o diagrama em blocos de um sistema de transmissão de energia. A eficiência total do sistema aparece decomposta em termos da eficiência de cada bloco. A eficiência de cada um dos blocos é definida da seguinte forma: η_{pp} é eficiência ponta a ponta (eficiência global do sistema, desde a tomada de energia até a carga); η_{dc_PSU} a eficiência combinada das fontes de energia; η_{clock} a eficiência do gerador de sincronismo; η_{amp} a eficiência do amplificador de potência; η_{enlace} a eficiência do enlace (característica estudada neste trabalho); η_{retif} a eficiência do retificador e $\eta_{regulador}$ a eficiência do regulador.

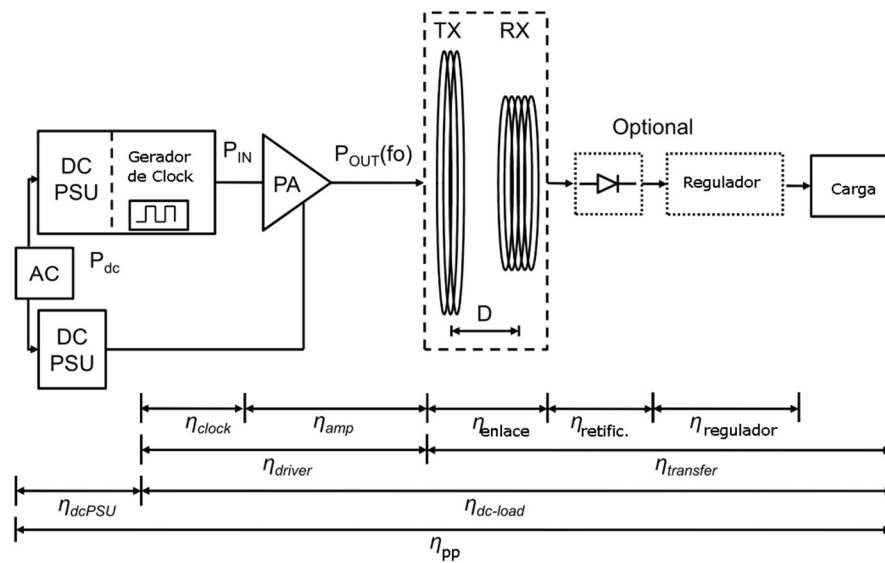


Figura 7 - Arquitetura geral de um sistema IPT.
Fonte: Adaptado de Pinuella, 2012.

O sistema de três bobinas estudado neste trabalho está representado na Figura 8.

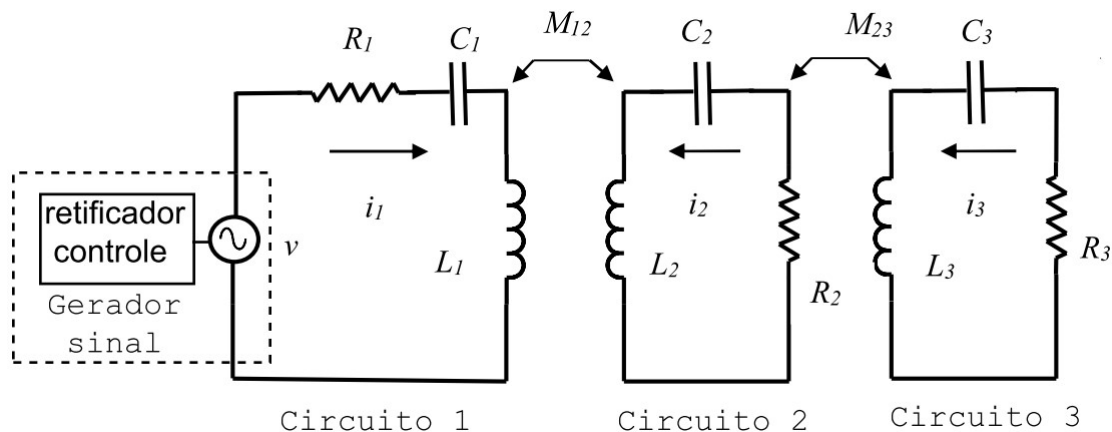


Figura 8 - Eficiência no circuito de três bobinas.
Fonte: Adaptado de Abatti et al., 2017

A eficiência da parte de retificação e controle do gerador de sinais não será considerada neste trabalho. Assim, a eficiência pode ser calculada como:

$$\eta = \frac{P_3}{P_1 + P_2 + P_3}, \quad (2)$$

onde P_1 , P_2 , e P_3 são respectivamente as potências dissipadas nos circuitos 1, 2 e 3.

A eficiência deve ser tão elevada quanto possível, ou seja, o sistema deve entregar a potência requerida pela carga com a menor perda de potência possível. Serpa visto que, cada uma das potências acima descritas é influenciada tanto pelas características intrínsecas do

circuito, as resistências internas das bobinas e gerador de sinais, quanto pelos valores das indutâncias mútuas. Assim, serão apresentadas as condições de maximização da eficiência em função destas indutâncias mútuas.

2.2 MÁXIMA POTÊNCIA TRANSFERIDA

O circuito apresentado na Figura 9 será utilizado para demonstrar o conceito de máxima potência entregue à carga.

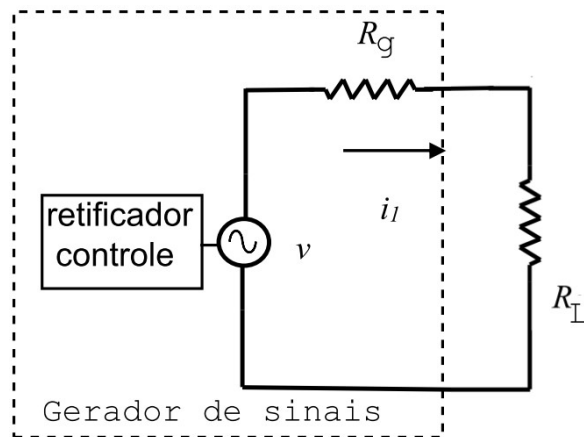


Figura 9 - Máxima transferência de potência
Fonte: Autoria Própria

O valor da corrente (i_l) neste circuito é dado por:

$$i_l = \left(\frac{V}{R_g + R_L} \right), \quad (3)$$

onde R_L é a resistência de carga, R_g a resistência da fonte e V a tensão aplicada. O valor da potência dissipada internamente no gerador, sobre R_g , pode ser calculado da seguinte forma:

$$P_{R_g} = R_g \left(\frac{V}{R_g + R_L} \right)^2. \quad (4)$$

E o valor da potência dissipada na carga, sobre R_L , pode ser calculado da seguinte forma:

$$P_{R_L} = R_L \left(\frac{V}{R_g + R_L} \right)^2. \quad (5)$$

A potência na carga tem um valor máximo, que pode ser encontrado derivando-se P_{R_L} em relação a R_L e igualando-se a zero:

$$\frac{d}{dR_L} \left[R_L \left(\frac{V}{R_g + R_L} \right)^2 \right] = 0, \quad (6)$$

obtendo-se assim,

$$R_{L_{P_{max}}} = R_g. \quad (7)$$

Aplicando-se esta condição nas equações (4) e (5) obtém-se:

$$P_{R_{L_{max}}} = \frac{V^2}{4R_g}, \quad (8)$$

e

$$P_{R_g(P_{R_{L_{max}}})} = \frac{V^2}{4R_g}. \quad (9)$$

Aplicando-se (8) e (9) em (2), pode-se verificar que, na condição de máxima potência entregue à carga, a eficiência do sistema vale 50%.

Para o caso deste circuito, o valor da corrente depende somente dos valores das resistências e tensão do gerador. Como visto, existe um valor de carga específico para o qual a transferência de potência é maximizada. Para o enlace de bobinas representado pela Figura 8, o valor da corrente em cada circuito dependerá não somente dos valores dos parâmetros intrínsecos do circuito, as resistências internas das bobinas e gerador de sinais, mas também dos valores das indutâncias mútuas. Desta forma, será apresentado como o valor das indutâncias mútuas pode ser utilizado para otimizar o valor da potência entregue à carga.

2.3 INDUTÂNCIA MÚTUA E FATOR DE ACOPLAMENTO

Ao longo deste trabalho será mostrado como os valores de potência entregue à carga e a eficiência deste processo variam em função da posição relativa das bobinas, mantidas as demais variáveis envolvidas constantes. A mudança da configuração geométrica entre as bobinas muda o acoplamento magnético entre elas, isto é, altera o fator de acoplamento. Fator de acoplamento ou coeficiente de acoplamento são nomenclaturas equivalentes. De forma geral,

ele pode ser definido como a relação entre a mútua indutância (M) e a média geométrica das indutâncias próprias das bobinas envolvidas (L_1 e L_2) ou seja:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}. \quad (10)$$

A indutância mútua entre um par de bobinas percorridas por uma corrente elétrica é função da quantidade de enlace de fluxo magnético entre elas. Em outras palavras a indutância mútua varia em função da geometria das bobinas e da distância entre elas (SENJUTI, 2013). No trabalho de Pichorim e Abatti (2013) encontra-se o cálculo do fator de acoplamento baseado na análise dos fluxos entre as bobinas magneticamente acopladas mostradas na Figura 10. Nesta configuração, a corrente elétrica (i_1) na primeira bobina gera um fluxo magnético (Φ_{11}), da qual uma parte (Φ_{12}) “percorre” a segunda bobina. De modo análogo, uma corrente elétrica (i_2) na segunda bobina gera um fluxo magnético (Φ_{22}), da qual uma parte (Φ_{21}) “percorre” a primeira bobina.

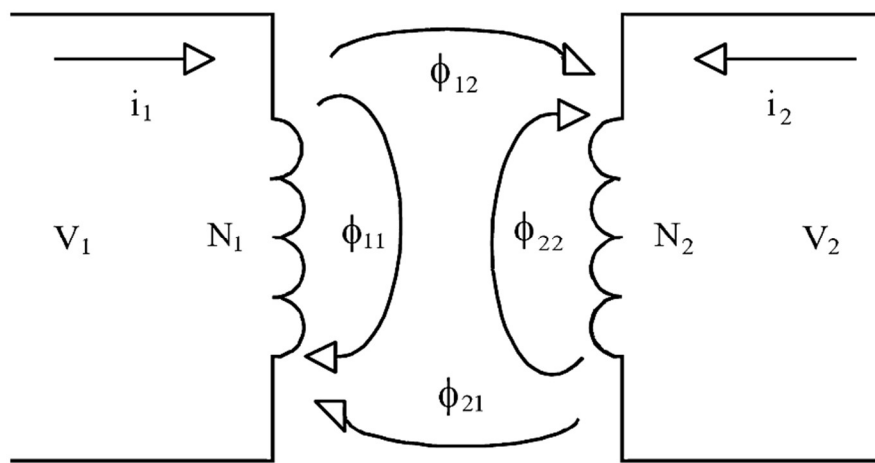


Figura 10 - Fluxos que geram a indutância mútua
Fonte: adaptado de Pichorim, 2013.

A definição das indutâncias próprias ou autoindutância da primeira e da segunda bobina (L_1 e L_2 , respectivamente) em função dos fluxos magnéticos envolvidos podem ser escritas como:

$$L_1 = N_1 \frac{d\Phi_{11}}{di_1} \quad (11)$$

e

$$L_2 = N_2 \frac{d\phi_{22}}{di_2}. \quad (12)$$

Onde, N_1 e N_2 são, respectivamente, o número de espiras da primeira e segunda bobina. A indutância mútua entre estas bobinas pode ser calculada como:

$$M = N_1 \frac{d\phi_{21}}{di_2} = N_2 \frac{d\phi_{12}}{di_1}. \quad (13)$$

No caso de bobinas que utilizem núcleo de ar, tem-se que este é um meio linear para o fluxo magnético. Isto significa que o meio não apresentará efeito de saturação, independentemente da intensidade do fluxo magnético envolvido. Neste caso, pode-se considerar que:

$$\frac{d\phi}{di} = \frac{\phi}{i}. \quad (14)$$

Aplicando-se as equações (11) a (14) na equação (10) tem-se:

$$k = \sqrt{\frac{\phi_{12}}{\phi_{11} + \phi_{12}} \frac{\phi_{21}}{\phi_{22} + \phi_{21}}}. \quad (15)$$

A equação (15) deixa explícito que k estará sempre limitado, podendo variar somente entre zero e um. A condição de zero corresponde a nenhuma parcela do fluxo magnético de uma bobina interceptando a outra bobina. Por outro lado, o fator valerá um quando todo fluxo magnético de uma bobina interceptar a outra.

2.3.1 Cálculo da indutância mútua pela fórmula de Newman

A Figura 11 mostra duas bobinas circulares, de uma espira cada, perfeitamente alinhadas (coaxiais).

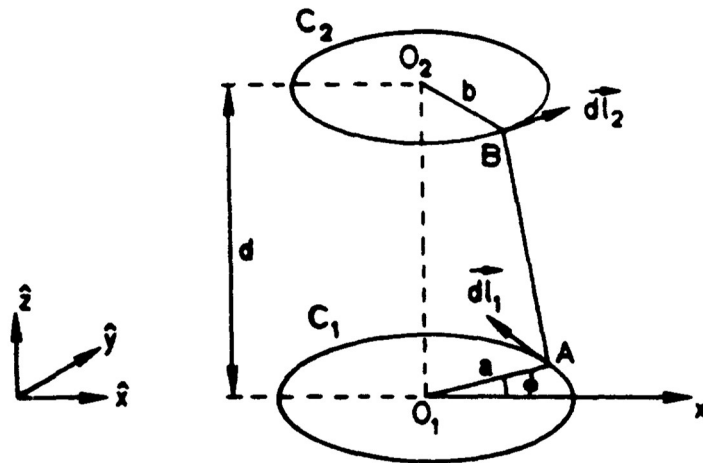


Figura 11- Configuração de espiras perfeitamente alinhadas.
Fonte: Soma et al., 1987.

A mútua indutância pode ser calculada a partir das equações de Newman, que levam em conta as características geométricas das bobinas e a separação entre elas (SOMA et al., 1987):

$$M = \mu_0 \sqrt{ab} G(r). \quad (16)$$

Onde tem-se que:

$$G(r) = \left(\frac{2}{r} - r\right) K(r) - \left(\frac{2}{r}\right) E(r) \quad (17)$$

e

$$r = \sqrt{\frac{4ab}{(a+b)^2 + d^2}}. \quad (18)$$

Sendo a e b os raios das espiras, d a distância entre o centro das mesmas e $K(r)$ e $E(r)$ as integrais elípticas de primeiro e segundo grau, que não tem solução algébrica, somente solução numérica por métodos computacionais. Uma vez calculado o valor de M , e conhecidos os valores das indutâncias próprias das bobinas, o valor de k pode ser encontrado através do uso da equação (10).

Uma adaptação desta equação para o cálculo de indutância mútua entre uma bobina circular e um solenoide pode ser encontrada em Pichorim e Abatti (1996). Queiroz (2014) apresenta metodologia para calcular a indutância mútua entre duas bobinas concêntricas com números de espiras inteiros. As bobinas são decompostas em conjuntos de n_1 e n_2 espiras circulares, e a indutância mútua total será obtida como a somatória da contribuição de cada combinação entre as espiras das bobinas, como segue:

$$M_{total} = \sum_{i=1}^{n_1} \sum_{j=1}^{n_2} M_{ij} . \quad (19)$$

2.3.2 Medição do Coeficiente de acoplamento

Dada a importância do fator de acoplamento, torna-se então indispensável conhecer como k varia em função da distância entre as bobinas. Considere-se o circuito mostrado na Figura 12, que representa duas bobinas acopladas magneticamente.

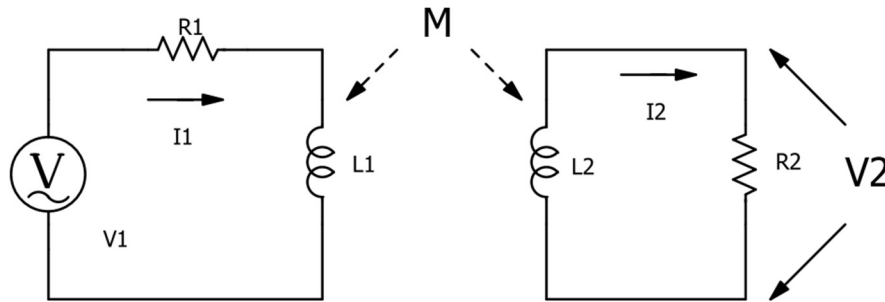


Figura 12 - Circuito para medição do fator de acoplamento.
Fonte: Autoria própria.

As equações de malha do primário e secundário deste circuito são, respectivamente:

$$V_1 - L_1 \frac{di_1}{dt} - R_1 i_1 + M \frac{di_2}{dt} = 0, \quad (20)$$

e

$$M \frac{di_1}{dt} - R_2 i_2 - L_2 \frac{di_2}{dt} = 0 . \quad (21)$$

Com o circuito secundário aberto ($Z_L = \infty$) $i_2 = 0$. Considerando ainda que a resistência do primário (R_1) é muito pequena comparada com o valor da reatância indutiva (X_{L1}), pode-se simplificar as equações (20) e (21) obtendo-se, respectivamente:

$$V_1 - L_1 \frac{di_1}{dt} = 0 \quad (22)$$

e

$$V_2 = M \frac{di_1}{dt}. \quad (23)$$

Combinando-se (22) com (23) tem-se:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{M}{L_1}. \quad (24)$$

Aplicando-se a equação (10) em (24) pode-se obter k :

$$k = \frac{V_2}{V_1} \frac{L_1}{\sqrt{L_1 L_2}}. \quad (25)$$

No presente trabalho tem-se a particularidade de serem utilizadas bobinas idênticas ($L_1 = L_2$), portanto:

$$k = \frac{V_2}{V_1} \quad (26)$$

O sistema analisado neste trabalho é constituído por bobinas montadas de forma axial. A distância entre as bobinas foi variada em intervalos de 1 cm e os valores das respectivas tensões medidos em cada um destes pontos.

Para a realização destas medições utilizou-se um gerador de sinais Tektronix CFG253 para excitar a bobina primária. Um osciloscópio Agilent modelo MSO6034 foi utilizado para medir o valor das tensões. Um fator importante a ser observado é a frequência utilizada na excitação da bobina. O valor da frequência utilizada deve ser alto o suficiente para que a reatância indutiva da bobina primária seja muito maior que o valor da resistência intrínseca do circuito primário ($X_{L_1} \gg R_l$). Esta frequência, entretanto, deve ser suficientemente baixa para que os efeitos da capacitância parasita de L_l seja desprezível. A frequência de 10 kHz se mostrou adequada para estas medições.

O valor do coeficiente de acoplamento em função da distância está mostrado na Figura 13. Neste trabalho, todas as indutâncias mútuas serão calculadas com base no valor do coeficiente de acoplamento prático obtido através do procedimento descrito nesta seção.

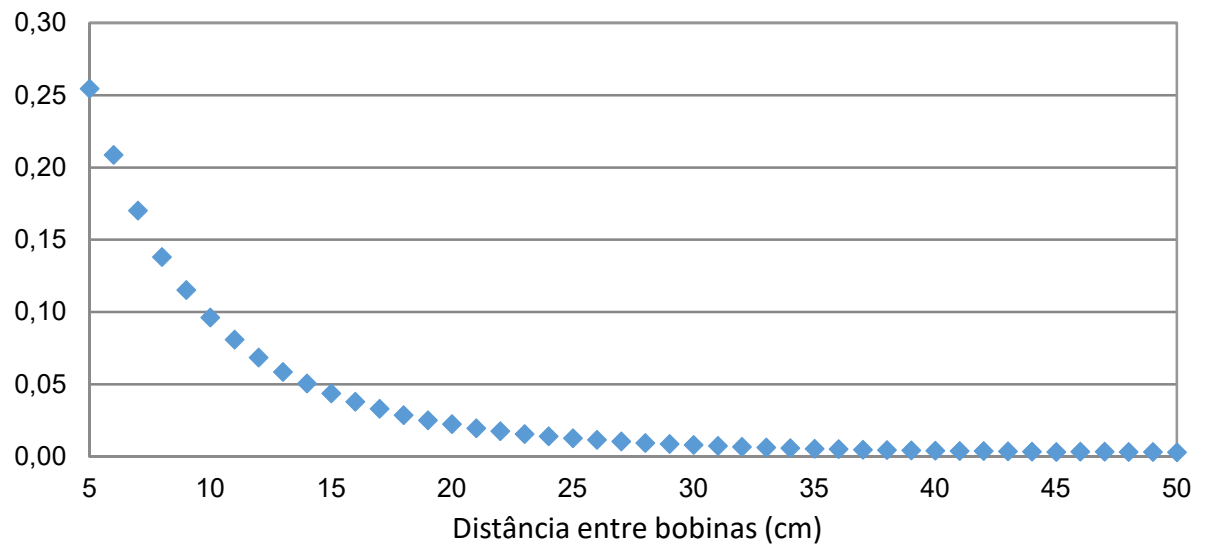


Figura 13 - Coeficiente de acoplamento em função da distância (valores medidos)

Fonte: Autoria própria.

2.4 CAMPOS PRÓXIMOS E DISTANTES – EQUAÇÕES DE MAXWELL

O conceito de campos próximos e campos distantes podem ser deduzidos a partir da aplicação das equações de Maxwell ao estudo do dipolo pulsante infinitesimal, representado na Figura 14. Nesta figura também estão representados, de forma genérica, através de coordenadas esféricas, os vetores do potencial elétrico (A), do campo elétrico (E) e da intensidade do campo magnético (H) gerados pelo dipolo.

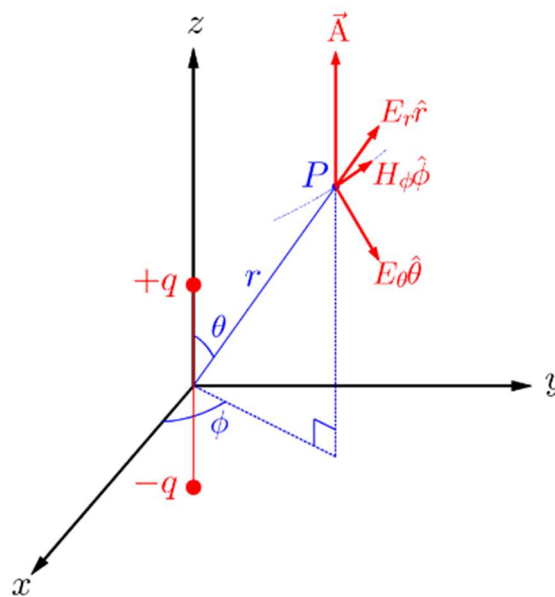


Figura 14 - Dipolo elétrico e vetor de potencial
 Fonte: Wolski, A., 2011.

O vetor densidade de fluxo magnético (B) pode ser encontrado através do rotacional de (A):

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A}. \quad (27)$$

Na condição de espaço livre, os vetores do campo elétrico (E) e da intensidade de fluxo magnético (B) relacionam-se da seguinte forma:

$$\nabla \times \vec{B} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}. \quad (28)$$

No trabalho de Novotny (2013), através da utilização das funções de Green, encontram-se as componentes, em coordenadas esféricas, para os campos elétrico e magnético

do dipolo. Considerou-se um dipolo localizado em meio homogêneo, situado na origem e orientado ao longo do eixo z . Nestas condições pode-se obter as componentes longitudinal e transversa de E (E_r e E_θ , respectivamente) e a componente de H perpendicular à E (H_ϕ):

$$E_r = \frac{p \cos(\theta)}{4\pi\epsilon_0\epsilon} \left(\frac{e^{jk^*r}}{r} \right) k^{*2} \left[\frac{2}{k^{*2}r^2} - \frac{2j}{k^*r} \right], \quad (29)$$

$$E_\theta = \frac{p \sin(\theta)}{4\pi\epsilon_0\epsilon} \left(\frac{e^{jk^*r}}{r} \right) k^{*2} \left[\frac{1}{k^{*2}r^2} - \frac{j}{k^*r} - 1 \right], \quad (30)$$

$$H_\phi = -\frac{p \sin(\theta)}{4\pi\epsilon_0\epsilon} \left(\frac{e^{jk^*r}}{r} \right) k^{*2} \left[\frac{j}{k^*r} + 1 \right] \sqrt{\frac{\epsilon_0\epsilon}{\mu_0\mu}}. \quad (31)$$

Sendo λ o comprimento de onda, r a distância entre o ponto do espaço até a origem, p o momento do dipolo e k^* o chamado número de onda que é definido como:

$$k^* = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \text{ (rad.m}^{-1}\text{)}. \quad (32)$$

Observa-se que nem todas componentes vetoriais de E e H foram apresentadas, devido ao fato de algumas delas serem nulas ($E_\phi = 0$, $H_r = 0$ e $H_\theta = 0$). O número de onda está relacionado com a frequência espacial da onda eletromagnética. Os termos em k^*r são dados em radianos, servindo para mostrar quantas vezes a distância de afastamento é maior que o comprimento de onda gerada pelo dipolo pulsante.

Novotny (2013) define os termos em $(k^*r)^{-1}$, $(k^*r)^{-2}$ e $(k^*r)^{-3}$ como relativos aos campos distante, intermediário e próximos, respectivamente. Em termos quantitativos, em seu trabalho encontra-se definido como campo distante aquele que $r \gg \lambda$; intermediário aquele em que $r \approx \lambda$; campo próximo quanto tem-se $r \ll \lambda$. Pode-se observar que a componente longitudinal do campo elétrico, E_r , não possui o termo de campo distante. Com isto, na condição de campo distante, somente a componente transversal, E_θ , tem efeito. Pode-se observar também que o campo magnético também não apresenta o termo do campo distante. Assim, para campos distantes, o campo elétrico predomina. Isto justifica que estes campos sejam considerados quase como quase eletrostáticos.

Os módulos das componentes longitudinal e transversal do campo elétrico, descritos respectivamente pelas equações (29) e (30), encontram-se representados de forma gráfica na Figura 15.

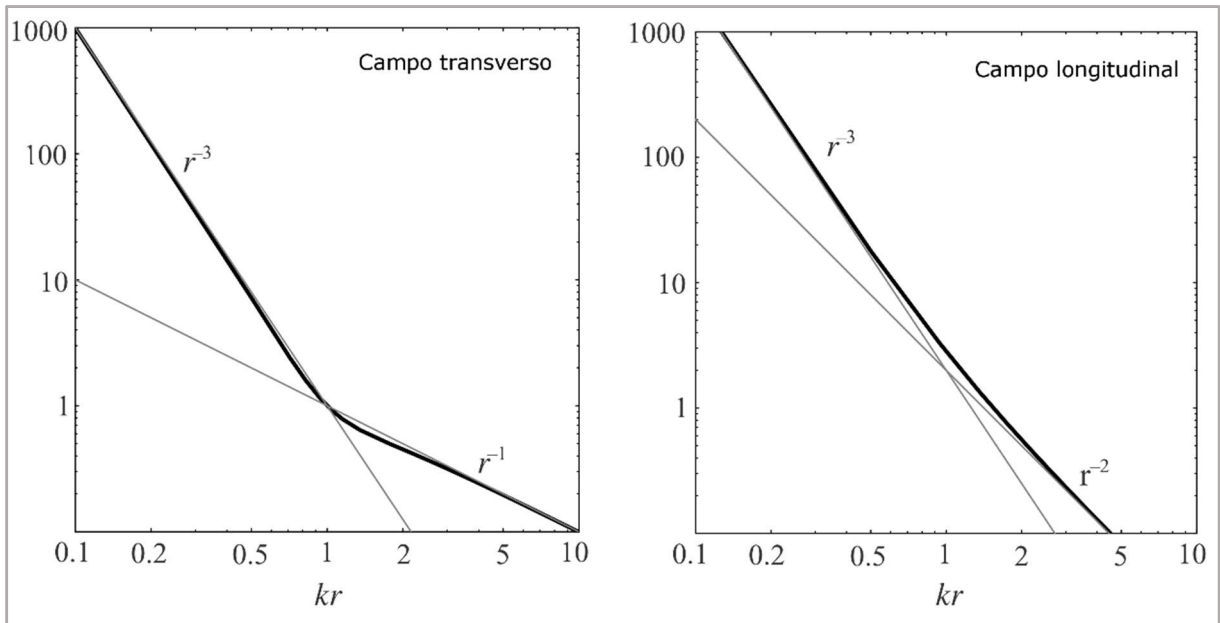


Figura 15 - Amplitude dos campos longitudinal e transversal do dipolo elétrico em função da distância
Fonte: Adaptado de Novotny, 2013.

Pode-se observar que, embora tanto as componentes longitudinais quanto transversas contribuam para os campos próximos, somente a componente transversa contribui para os campos distantes. Na condição de campo intermediário, $kr \approx 1$, os valores dos módulos dos campos longitudinais e transversais possuem ordem de grandeza aproximadamente da mesma magnitude.

No próximo capítulo serão apresentadas técnicas de transmissão de energia sem fio para distâncias de enlace que sejam classificadas como campos próximos, distantes e intermediários.

3 TÉCNICAS PARA TRANSMISSÃO DE ENERGIA NAS DIVERSAS DISTÂNCIAS DE ENLACE

Neste capítulo serão apresentadas algumas tecnologias disponíveis para transmissão de energia para os diversos alcances de enlace, a saber, campos próximos, campos distantes e campos de médio alcance.

3.1 TRANSMISSÃO DE ENERGIA POR RADIAÇÃO – CAMPOS DISTANTES

A transmissão de energia por radiação eletromagnética é também conhecida como técnica de transmissão de energia sem fio de campos distantes. A energia é transmitida por ondas eletromagnéticas radiantes, onde predominam as tecnologias de transmissão de energia por feixe de laser (LPT) e transmissão de energia por micro-ondas (MPT) (ZHU et al., 2015).

O feixe de laser é uma luz coerente capaz de transportar alta densidade de energia, o que o torna um eficiente mecanismo para enviar energia entre dois pontos que estejam em visada direta. Do lado da transmissão, o gerador de laser é alimentado com energia elétrica para produzir o feixe de laser. Na recepção ocorre o processo inverso. Quando o feixe de laser atinge um painel fotovoltaico, este realiza a conversão da energia luminosa em energia elétrica. O principal interesse da pesquisa relativa a transmissão de energia através de laser é voltada para aplicações espaciais. Por exemplo, foi demonstrado para um pequeno avião experimental, que é possível voar a partir da energia recebida de um feixe de laser infravermelho de potência de 1 kW direcionado a ele a partir do solo (NATIONAL..., 2004).

Micro-ondas são ondas eletromagnéticas com frequência variando de 300 MHz a 300 GHz. Por ser uma energia radiante, assim como na tecnologia LPT, a transmissão de energia por micro-ondas também depende de um elevado grau de alinhamento entre transmissor e receptor. Como destacado por Huy (2012), uma vez que as micro-ondas têm um comprimento de onda relativamente curto, ficam suscetíveis a fenômenos de espalhamento em enlaces de longa distância, reduzindo a eficiência do sistema. Isto faz com que antenas direcionais de grandes proporções sejam necessárias, o que limita a gama de aplicações.

Bendford (2008) apresenta alguns exemplos do potencial de utilização de um feixe de micro-ondas como fonte de energia. Mostra, por exemplo, que para veículos espaciais

de baixa órbita, a utilização dos combustíveis químicos convencionais teria um custo estimado em U\$167/MJ. Como comparativo, apresenta que a energia elétrica utilizada para alimentar o gerador de micro-ondas teria um custo de U\$0,01/MJ. Sabendo-se que a atenuação do feixe de micro-ondas pela atmosfera variaria de 2% a 20%, sugere que o uso de transmissão de energia via micro-ondas para este tipo de aplicação tem potencial para se tornar economicamente viável.

No caso de ambas técnicas de transmissão de energia por radiação, tem-se como a principal desvantagem a alta dependência que eficiência de transmissão tem em relação ao alinhamento entre unidades transmissora e receptora. Por exemplo, alguns sistemas de rádio frequência (RF) e micro-ondas podem operar com uma eficiência até superior a 90%, mas para tal precisam de sofisticados sistemas para garantir o correto alinhamento entre as unidades transmissora e receptora (SAMPLE, MEYER e SMITH, 2011).

No caso da radiação unidirecional, esta pode ser também bastante afetada por condições meteorológicas e topográficas. Além disso o impacto da energia radiante sobre os seres vivos e meio ambiente não se mostra totalmente previsível. Desta forma, a transferência de energia baseada em radiação eletromagnética não se mostra apropriada para uso civil, encontrando uso em aplicações militares e aeroespaciais (WEI, WANG e DAI, 2014).

3.2 ACOPLAMENTO INDUTIVO NÃO RESSONANTE – CAMPOS PRÓXIMOS

O acoplamento indutivo é uma técnica conhecida como de campos próximos, que utiliza bobinas magneticamente acopladas para fazer a transferência de energia. Em resumo, a aplicação de uma corrente alternada em uma das bobinas faz surgir um campo magnético variante no tempo. A variação deste campo magnético no interior da outra bobina faz surgir uma tensão induzida. Esta tensão pode ser utilizada para energizar a carga ligada do lado da bobina receptora e desta forma, a energia é transferida por indução de uma bobina para a outra, sem contato físico.

Hui, Zhong e Lee (2013) ressaltam que o princípio da transferência de energia por de indução magnética, através de enrolamentos acoplados, é o princípio básico utilizado nas máquinas elétricas. Pode-se citar o motor de indução, com rotor em gaiola, como exemplo. A transferência de energia entre as bobinas do estator e do rotor se faz por meio de acoplamento indutivo, através do entreferro, sem a necessidade da existência de contato elétrico.

Transferência de energia por indução (IPT), é uma técnica bastante conhecida no campo das aplicações biomédicas, para transmissão de pequenas quantidades de energia para dispositivos remotos. Tem sido utilizada para alimentar implantes microeletrônicos, tais como estimuladores neuromusculares, próteses visuais, implantes no córtex ou mesmo para fornecer energia para corações artificiais. Sua principal vantagem está em reduzir o risco de infecções devido à eliminação da anteriormente necessária conexão por fio, através da pele, para transmissão de energia e dados (Bosshard et al., 2013).

Tanto Ota (2012), quanto Bosshard et al. (2013) enfatizam que a eficiência da transmissão de energia é bastante influenciada por k (usualmente inferior a 0,3) devido ao fluxo magnético de fuga entre bobinas transmissora e receptora. Este corresponde à parcela do fluxo primário que não entrelaça com o enrolamento secundário, não fazendo parte da transmissão de energia. Este fenômeno está associado principalmente à distância e posição relativa entre as bobinas, sendo também influenciado pelo tamanho das mesmas. Assim, o valor de k impõe uma inerente limitação na eficiência da transmissão de energia.

Moradi, Tahami e Poorfakhraei (2016) quantificaram esta correlação entre o fator de acoplamento e a eficiência, utilizando um modelo T para analisar um enlace composto por duas bobinas.

A Figura 16 mostra o circuito equivalente usando o modelo T de duas bobinas magneticamente acopladas.

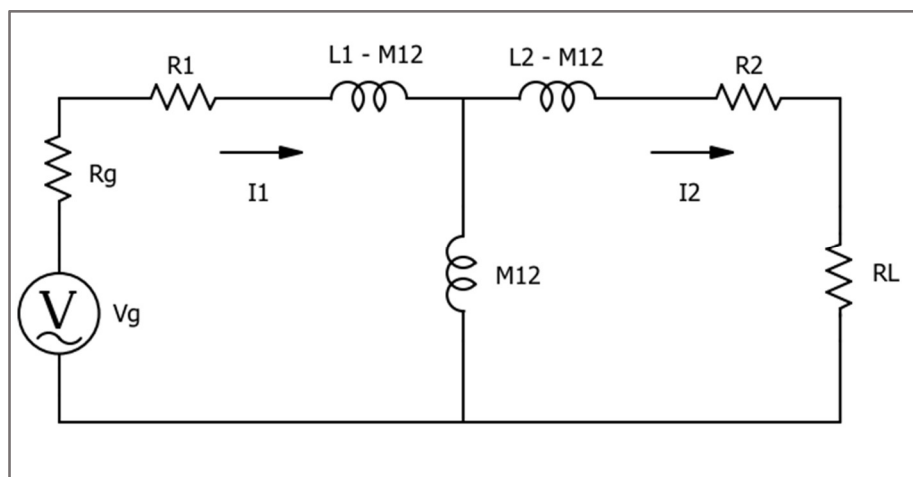


Figura 16 - Modelo T para um enlace de duas bobinas.
Fonte: Adaptado de Moradi, Tahami e Poorfakhraei, 2016.

As equações das tensões de malha para os circuitos do primário e secundário são as seguintes:

$$v_g - R_g i_1 - R_1 i_1 - jX_1 i_1 - j\omega M_{12} i_2 = 0 \quad (33)$$

e

$$-j\omega M_{12} i_1 - R_2 i_2 - R_L i_2 - jX_2 i_2 = 0. \quad (34)$$

Nestas equações v_1 é a tensão de entrada, i_1 e i_2 as correntes no primário e secundário, respectivamente, R_S a resistência da fonte, M a indutância mútua, L_1 e L_2 e R_1 e R_2 as indutâncias e resistências do primário e secundário, respectivamente, ω a frequência angular do sinal aplicado e X_1 e X_2 sendo dados por:

$$X_1 = \omega L_1 \quad (35)$$

e

$$X_2 = \omega L_2, \quad (36)$$

respectivamente.

A equação (34) pode ser rearranjada da seguinte forma:

$$i_2 = \frac{-j\omega M i_1}{(R_2 + R_L + jX_2)} i_1. \quad (37)$$

Substituindo-se a equação (37) em (33) tem-se:

$$i_1 = \frac{R_2 + R_L + jX_2}{(R_2 + R_L + jX_2)(R_1 + R_S + jX_1) + (\omega M)^2} v_1. \quad (38)$$

As potências dissipadas no primário (P_1) e secundário (P_2) podem ser dadas por:

$$P_1 = (R_1 + R_S) |i_1|^2 \quad (39)$$

e

$$P_2 = (R_2 + R_L) |i_2|^2, \quad (40)$$

respectivamente.

Substituindo (37) em (40) tem-se:

$$P_2 = (R_2 + R_L) \left| \frac{-j\omega M i_1}{(R_2 + R_L + jX_2)} \right| |i_1|^2. \quad (41)$$

A eficiência da transmissão de energia para este sistema sem compensação das reatâncias pode ser calculada aplicando-se o conceito apresentado na seção 2.1, utilizando-se a equação (1). Assim, tem-se:

$$\eta_{ncomp} = \frac{P_2}{P_1 + P_2}. \quad (42)$$

Substituindo (39) e (41) em (42) tem-se:

$$\eta_{ncomp} = \frac{(\omega M)^2}{(R_1 + R_S)(R_2 + R_L) + (\omega M)^2 + \left[\frac{(R_1 + R_S)(X_2)^2}{(R_2 + R_L)} \right]}. \quad (43)$$

Os valores dos fatores de qualidade com carga das bobinas envolvidas podem ser definidos da seguinte forma:

$$Q_{1carga} = \frac{\omega L_1}{R_1 + R_S} \quad (44)$$

e

$$Q_{2carga} = \frac{\omega L_2}{R_L + R_2}. \quad (45)$$

Aplicando (44), (45) e (10) em (43) tem-se:

$$\eta_{ncomp} = \frac{1}{1 + \frac{1 + Q_{1carga} Q_{2carga}}{k^2 Q_{1carga} Q_{2carga}}}. \quad (46)$$

Considerando-se que os valores dos fatores de qualidade envolvidos satisfaçam a seguinte condição:

$$Q_{1carga} Q_{2carga} \gg 1, \quad (47)$$

pode-se fazer a seguinte aproximação:

$$Q_{1carga} Q_{2carga} + 1 \approx Q_{1carga} Q_{2carga}. \quad (48)$$

Assim, usando-se a equação (48) em (46) tem-se:

$$\eta_{ncomp} \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{k^2}} = \frac{k^2}{1 + k^2}. \quad (49)$$

Considerando-se o uso de bobinas com fator de qualidade elevado, que possa justificar o uso a aproximação dada pela equação (48), verifica-se que a eficiência não depende da frequência de operação. Portanto, para um circuito predominantemente indutivo, existirá uma faixa de frequência em que a condição dada pela equação (49) será satisfeita e, desta forma, a eficiência dependerá unicamente de k .

Sabendo-se que k varia entre 0 e 1, pode-se perceber facilmente que a eficiência deste sistema será sempre igual ou inferior a 50%. De qualquer forma, quanto maior k , maior a eficiência. Neste sentido Pinuela (2012) apresenta como alternativas para o aumento de k o emprego das técnicas de formatação e confinamento de campo, com uso de meta-materiais e núcleos de ferrite. Ele ressalta, porém, que estas técnicas geralmente fazem uso de materiais pesados, volumosos e que necessitam de processos de fabricação de custo elevado. Desta maneira, estas alternativas para o aumento da eficiência não se mostram apropriadas para aplicações onde tamanho, peso e custo sejam fatores limitantes.

3.3 ACOPLAMENTO INDUTIVO RESSONANTE – MÉDIA DISTÂNCIA

O uso de transmissão de energia por acoplamento indutivo ressonante foi sugerido logo após a proposição das leis de Ampère e Faraday. Posteriormente, os avanços mais significativos foram feitos por Tesla que demonstrou transmissão significativa de energia com uso de bobinas altamente ressonantes. Entretanto, a tecnologia da época não permitia sua utilização como uma alternativa viável de transferir quantidades significativas de energia a baixo custo. Desta forma esta técnica foi considerada como não viável por algum tempo e, contra um panorama de descrédito, somente ao final do século vinte que sistemas comerciais baseados nela surgiram (COVIC, 2012).

Recentemente, aplicações baseadas em acoplamento indutivo ressonante emergiram para o mercado de consumo. Como exemplo tem-se as superfícies de carga para telefones celulares. Também esta técnica foi proposta como uma alternativa tecnológica para a recarga das baterias de alimentação de veículos elétricos e híbridos (Bosshard, R, et al., 2013). Na mesma linha, Hui, Zong e Lee (2013) mostram que o interesse por transferência de potência por indução e sistemas de carga sem fio para dispositivos portáteis, em especial telefones celulares, cresceu a partir dos anos 90. Ressaltam ainda a importância o lançamento do padrão

“Qi”, pelo Consórcio para Potência sem Fio (WPC, Wireless Power Consortium) que permitiu o uso da tecnologia de recarga sem fio para dispositivos eletrônicos portáteis atingiu em nível comercial. O padrão Qi normaliza os critérios para sistemas de transmissão de energia se fio. Desta forma, independentemente de qual seja o fabricante, o equipamento deve atender critérios de funcionamento comuns, tendo assim, assegurada sua interoperabilidade. Em 2015 este consórcio contava com a participação de 224 empresas.

Para o estudo do sistema ressonante será considerado o mesmo modelo de sistema composto com duas bobinas. Capacitores são adicionados em série tanto do lado do enrolamento primário quanto do lado do secundário a fim de compensar as reatâncias indutivas. O circuito equivalente está mostrado na Figura 17.

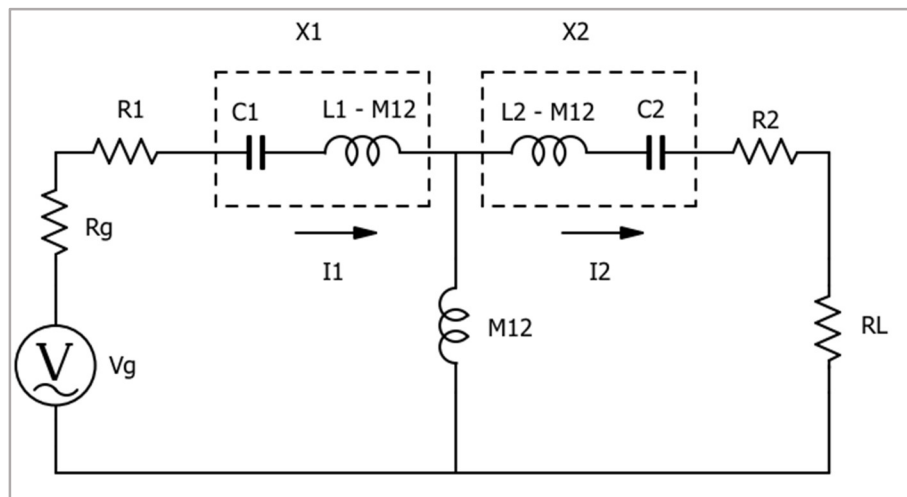


Figura 17 - Modelo T do enlace de duas bobinas com compensação capacitiva
Fonte: Adaptado de Moradi, Tahami e Poorfakhraei, 2016.

Considerando-se a condição de ressonância tanto do circuito primário quanto secundário, as condições a seguir devem ser satisfeitas:

$$X_1 = \omega_0 L_1 - \frac{1}{\omega_0 C_1} = 0 \quad (50)$$

e

$$X_2 = \omega_0 L_2 - \frac{1}{\omega_0 C_2} = 0, \quad (51)$$

respectivamente.

A equação (43) fornece o valor da eficiência para o circuito sem a compensação capacitiva. Como ela é genérica, também seve para fornecer o valor da eficiência para o circuito com compensação capacitiva. Para tanto, basta considerar que, na condição de ressonância, as

reatâncias capacitiva e indutiva têm módulo anulado, tanto no circuito primário quanto no circuito secundário. Ou seja, os valores de X_I e X_2 , na condição de ressonância, valem zero. Assim, nesta condição, a eficiência é dada por:

$$\eta_{comp} = \frac{(\omega_0 M)^2}{(R_1 + R_s)(R_2 + R_L) + (\omega_0 M)^2}. \quad (52)$$

Aplicando-se (10) em (52), após remanejamento, tem-se:

$$\eta_{comp} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k^2} \frac{(R_1 + R_s)(R_2 + R_L)}{\omega_0 L_1 \omega_0 L_2}} \quad (53)$$

Aplicando-se (44) e (45) em (53) tem-se:

$$\eta_{comp} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k^2 Q_{1carga} Q_{2carga}}} \quad (54)$$

Comparando-se as equações (43) e (52), pode-se perceber que no denominador da primeira o termo entre colchetes representa o impacto da parte reativa do sistema sobre a eficiência. Como a parte reativa atua aumentando o valor do denominador, traz como resultado a diminuição da eficiência final do sistema. A eficiência do sistema não compensado será sempre menor que a eficiência otimizada do sistema compensado, para mesmo valor de frequência de operação, e mesmo k . Além disso, é interessante notar que aparece somente a contribuição da parte reativa do circuito secundário na equação da eficiência. A parte reativa do circuito primário não tem impacto sobre o valor da eficiência do sistema. No trabalho de Bosshard et al. (2013) encontra-se que a compensação reativa do primário é importante para reduzir a potência a ser fornecida pela fonte de energia.

A equação (54) mostra que, assim como no circuito sem compensação capacitiva, a eficiência continua sendo diretamente proporcional a k . Entretanto, pode-se notar que agora o fator k aparece multiplicado pelos fatores de qualidade das bobinas de primário e secundário. Assim, ainda que o sistema opere em uma condição onde k seja bastante baixo, o correto dimensionamento dos fatores de qualidade das bobinas de primário e secundário, Q_{1carga} e

Q_{2carga} , fornece uma alternativa para que a energia possa ser transmitida com uma eficiência elevada. Adicionalmente, as equações (44) e (45) mostram que, para aumentar o valor do fator de qualidade pode-se aumentar a frequência de operação ou reduzir a resistência intrínseca da bobina. Assim sendo, trabalhar com frequências elevadas é uma das formas de elevar a eficiência do sistema sem necessidade de modificar características construtivas das bobinas.

Pode-se fazer um comparativo numérico, a fim de deixar mais claro tais conceitos. Pela equação (49) pode-se verificar que o valor da eficiência será igual a 20% para um valor de k igual a 0,5. Pela equação (54), considerando-se o mesmo valor de 0,5 para k , se o produto de Q_{1carga} e Q_{2carga} for igual a 16, o valor de eficiência será igual a 80%.

Estas equações podem ser usadas de forma a mostrar outro impacto sobre as características funcionais do sistema. Considere-se um k com valor igual a 1/8. Além disso, um conjunto de bobinas cujo produto entre Q_{1carga} e Q_{2carga} seja igual a 16. Aplicando-se tais condições à equação (54), ela fornecerá um valor de eficiência também igual a 20%. Valor de eficiência idêntico àquele obtido no sistema não compensado para um fator de acoplamento igual a 1/2. Deve-se lembrar que o valor de k varia inversamente com a distância de separação entre as bobinas. A título de exemplo, Pichorim e Abatti (2003) apresentam o cálculo da indutância mútua entre um solenoide e uma bobina circular,

$$M = \mu_0 \frac{\pi}{2} n_1 n_2 a^2 \frac{b^2}{(b^2 + D^2)^{3/2}} = k L_1 L_2, \quad (55)$$

onde D representa a distância de afastamento entre o solenoide e a bobina circular. Como pretende-se avaliar somente a contribuição da distância, os demais termos relativos às dimensões e características construtivas das bobinas podem ser considerados como constantes. Pode-se notar facilmente que quanto maior D menor o valor de M e, conseqüentemente, de k .

Isto vem demonstrar que, nos circuitos ressonantes, os fatores de qualidade elevados das bobinas permitem ao sistema operar com uma eficiência elevada mesmo para valores de k bastante reduzidos. Em outras palavras, significa que a compensação permite ao sistema operar com eficiência elevada mesmo em configurações nas quais exista uma maior distância de afastamento entre as bobinas. Isto demonstra a capacidade desta técnica em ampliar o alcance do enlace, tornando seu uso adequado para distâncias intermediárias.

No trabalho de Kurs (2007) distância intermediária é definida como aquela em que a separação entre as bobinas seja algumas vezes superior ao tamanho das mesmas. Assim, uma distância maior que aquela usualmente utilizada nos circuitos indutivos não compensados, e

menor que as possíveis para sistemas de transmissão de energia por radiação, estando em concordância com o que foi apresentado na seção 2.4.

A técnica de utilização de capacitores para compensar a indutância de fuga, e assim aumentar a eficiência da transmissão de energia pode ser encontrada em vários trabalhos (MORADI, TAHAMI e POORFAKHRAEI, 2012; BOSSHARD et. al, 2013; OTA, 2012).

Bosshard et al. (2013) mostram que a eficiência pode ser aumentada se for usada uma compensação ressonante capacitiva, série ou paralela, do lado da recepção. Um outro capacitor de compensação usualmente é utilizado do lado da transmissão, a fim de compensar a potência reativa da bobina transmissora, reduzindo a potência a ser fornecida pela fonte de alimentação de energia. Eles ressaltam que, como resultado, tem-se uma característica de filtro passa-banda na impedância de entrada do circuito.

No trabalho de Ota (2012) aparece um detalhe de forte cunho prático que complementa as ideias apresentadas anteriormente. Ele ressalta que os capacitores de compensação utilizados do lado da bobina receptora podem ser conectados tanto em série quanto em paralelo com a carga, sem diferença em termos de impacto sobre a eficiência máxima. Entretanto, a diferença está ligada ao valor da carga ótima para a máxima eficiência. Este autor salienta que, a ressonância série é mais apropriada para valores de impedância de carga baixos e, inversamente, a ressonância em paralelo é mais apropriada para cargas de impedância elevada. Ressalta ainda que, na prática, os sistemas que utilizam esta tecnologia são concebidos intencionalmente para operarem com k baixos. Usualmente o tamanho da bobina do primário é maior que a bobina do secundário, de forma a favorecer a criação de uma maior superfície onde a condição de baixo coeficiente de acoplamento seja satisfeita. A razão disto é garantir que exista pouca variação na eficiência do sistema, devido ao deslocamento entre as bobinas, em regiões onde o k é baixo. Esta é precisamente a razão pela qual os sistemas ressonantes são tidos como pouco sensíveis ao desalinhamento. Nestas condições, a eficiência do sistema é garantida pelos fatores de qualidade elevados.

Pinuela (2012), afirma que inicialmente as limitações tecnológicas não permitiam trabalhar com frequências muito elevadas. Esta limitação devia-se principalmente à tecnologia de semicondutores disponível para a implementação dos circuitos de excitação da bobina transmissora (*drivers*). As perdas por chaveamento eram muito elevadas, o que reduzia drasticamente a eficiência do sistema à medida em que a frequência de chaveamento aumentava. De fato, era somente possível o emprego de frequências da ordem de dezenas de quilohertz. Em relação à frequência de operação, Bosshard et al. (2013), ressaltam que a utilização frequências mais elevadas, na faixa de frequência de MHz, vem se mostrando uma

tendência para níveis de potência mais baixos. Isto devido ao fato da disponibilidade de semicondutores de chaveamento rápido nestes níveis de potência. Entretanto enfatizam que a seleção da frequência de operação deve levar em conta as normas regulatórias relativas ao fluxo magnético de fuga admissível na vizinhança do sistema de transmissão de energia.

Tseng et al. (2013) apresentam as frequências comercialmente utilizados para distintas aplicações. Como exemplos pode-se encontrar o uso da frequência de 6,78 MHz para aplicações comerciais de baixa potência e 85 kHz para aplicações de potência elevada. Além disso, apresentam que em sistemas comerciais, além do enlace de energia nas frequências citadas anteriormente, tem-se também o enlace com os sinais de controle. Neste enlace é utilizada a banda de frequência de 2,4 Ghz, que também é utilizada para telefonia celular.

Covic e Boys (2012) também enfatizam que a utilização de fatores Q elevados se mostra uma boa solução para elevar a eficiência do sistema, porém eles apresentam algumas restrições a serem consideradas. Primeiramente, o fato de elevar a potência reativa no secundário, e assim exigir que uma grande potência reativa precise ser suportada pelo capacitor. Também ressaltam que, quanto maior Q , mais estreita será a banda passante do filtro LC formado no circuito ressonante, e isto fará com que o circuito seja mais suscetível às instabilidades. Com isto, mais difícil será manter o circuito operando na condição de ressonância. Por último ressaltam como ponto de grande relevância prática, a dificuldade para se manter o circuito na frequência de ressonância à medida em que os capacitores forem envelhecendo.

3.3.1 Ressonância magnética fortemente acoplada – SCMR

O termo SCMR apareceu pela primeira vez em 2007, quando foi apresentado o trabalho dos Pesquisadores do MIT sobre um sistema de transmissão de energia sem fio, composto por quatro bobinas, baseado em indução magnética ressonante, que se mostrou capaz de transmitir uma potência de 60 W, a uma distância de 2 metros, com eficiência da ordem de 40% para o enlace eletromagnético, e de 15% entre tomada de energia da parede e a carga. Neste trabalho, de forma bastante detalhada o sistema foi avaliado em função de sua capacidade de entregar potência à carga, e de sua eficiência na transmissão de potência (KURS et al., 2007).

Os resultados obtidos neste trabalho representaram um grande feito. Até então não se havia conseguido transmitir uma potência desta magnitude, com este nível de eficiência, em

um enlace deste alcance por meio de campos não radiantes. Os resultados posicionaram a técnica de SCMR como uma alternativa viável para a cobertura de enlaces de médio alcance.

Estes resultados serviram de motivação para que vários outros trabalhos fossem conduzidos para investigar esta nova técnica. Surgiram trabalhos utilizando outras topologias para implementar o sistema, bem como outras abordagens matemáticas para explicá-lo. Pode-se encontrar trabalhos relativos a sistemas com duas bobinas (HUI, ZHONG e LEE, 2014), e três bobinas, (KIANI, JOW e GHOVANLOO, 2012). Alguns estudos comparam as diferenças funcionais entre as topologias de duas, três e quatro bobinas (KIANI, JOW e GHOVANLOO, 2012). Também pode-se citar trabalhos que estudaram a técnica de SCMR através de diferentes abordagens conceituais: teoria de circuitos (ABATTI, PICHORIM e MIRANDA, 2015), teoria de portas de rede (HUI, ZHONG e LEE, 2014) ou o conceito físico de Transparência Eletromagnética Induzida (HAMAM et al., 2009). Uma comparação entre a abordagem por teoria dos modos acoplados e teoria de circuitos pode ser encontrada em (WEI, WANG e DAI, 2014 e KIANI, JOW, GHOVANLOO, 2012). Deve ficar claro que esta listagem, não é exaustiva, representando apenas alguns exemplos dentre a grande quantidade de artigos que se encontram publicados a respeito de SCMR.

Os pesquisadores do MIT utilizaram a Teoria dos Modos de Acoplamento (CMT, do inglês *Coupled Mode Theory*) para analisar o sistema por eles proposto. Esta teoria pode ser utilizada para avaliar o comportamento de corpos ressonantes, qualquer que seja a natureza da ressonância. No trabalho em questão foi utilizada a ressonância magnética. Intuitivamente, a ideia central é que, dois objetos que tenham uma mesma frequência de ressonância tendem a trocar energia de forma eficiente, enquanto interagem de forma fraca com objetos não ressonantes da vizinhança. Nos sistemas por ressonância acoplada usualmente existe um regime de operação que pode ser chamado “fortemente acoplado”. Caso consiga-se que um dado sistema opere neste regime, é esperado que a transferência de energia seja muito eficiente. A condição de regime “fortemente acoplado” foi alcançada em um sistema com duas bobinas ressonantes, acopladas através indução magnética, em frequência na faixa de 10MHz. Sistemas de médio alcance implementados desta forma tenderiam a ser quase omnidirecionais e eficientes, independentemente da geometria do espaço que o circunda, e com poucas perdas e interferências com objetos desta vizinhança. Como mencionado no capítulo 2, médio alcance deve ser entendido como uma distância entre bobinas que seja algumas vezes maior que as dimensões das mesmas.

Segundo Kurs et. Al (2007), neste modelo, a eficiência da transmissão de energia é dada por:

$$\eta = \frac{\left(\frac{k^{**2}}{\Gamma_s \Gamma_D}\right) \left(\frac{\Gamma_w}{\Gamma_D}\right)}{\left(\frac{k^{**2}}{\Gamma_s \Gamma_D}\right) \left(1 + \frac{\Gamma_w}{\Gamma_D}\right) + \left(1 + \frac{\Gamma_w}{\Gamma_D}\right)^2} \quad (56)$$

onde, k^{**} está relacionado à transferência de energia entre os indutores, Γ_D à taxa de decaimento intrínseco de energia do dispositivo (recepção) devido a absorção e perdas por radiação; Γ_s à taxa de decaimento intrínseco de energia do lado da fonte (transmissão) devido a absorção e perdas por radiação e Γ_w à taxa de decaimento de energia devido à carga ligada no lado da recepção.

O valor máximo da eficiência pode ser encontrado através da derivada de (56) em relação a Γ_w , no ponto em que a derivada vale zero. Obtém-se então:

$$\Gamma_{w_{otimo}} = \Gamma_D \left(1 + \frac{k^{**2}}{\Gamma_s \Gamma_D}\right)^{1/2}. \quad (57)$$

E aplicando-se (57) em (56), encontra-se:

$$\eta_{\Gamma_{w_{otimo}}} = \frac{\left(\frac{k^{**2}}{\Gamma_s \Gamma_D}\right)}{\left(\frac{k^{**2}}{\Gamma_s \Gamma_D}\right) + 2 \left(1 + \frac{k^{**2}}{\Gamma_s \Gamma_D}\right)^{1/2} + 2}. \quad (58)$$

Fazendo-se a mudança de variáveis abaixo:

$$x = \left(1 + \frac{k^{**2}}{\Gamma_s \Gamma_D}\right)^{1/2}; x \geq 1, \quad (59)$$

pode-se reescrever (58) como:

$$\eta(x)_{\Gamma_{w_{otimo}}} = \frac{x^2 - 1}{x^2 + x + 1}. \quad (60)$$

Esta função não tem um valor máximo, uma vez que tem um comportamento assintótico. O valor máximo que ela pode assumir deve ser encontrado através de limites, quando o valor de x tende a infinito.

$$\lim_{x \rightarrow \infty} \frac{x^2 - 1}{x^2 + x + 1} = 1 \quad (61)$$

Como era de se esperar, se o valor de x tender a infinito, o valor da eficiência tende a 100%. E, quando o valor de x tende a infinito, tem-se:

$$x = \left(1 + \frac{k^{**2}}{\Gamma_S \Gamma_D}\right)^{1/2} \approx \left(\frac{k^{**2}}{\Gamma_S \Gamma_D}\right)^{\frac{1}{2}}. \quad (62)$$

Os valores de Γ_D e Γ_S representam as taxas em que os objetos dissipam energia, k^{**} corresponde ao fator de acoplamento, e está relacionado com o quão rápido os objetos trocam energia. Assim, x tender ao infinito significa que a energia viaja entre a fonte e o dispositivo muito mais rapidamente que a taxa com que a energia se dissipa (KURS, 2007).

Segundo Kurs et al. (2007), o sistema é considerado como estando fortemente acoplado quando é satisfeita a seguinte relação:

$$\left(\frac{k^{**2}}{\Gamma_S \Gamma_D}\right)^{\frac{1}{2}} \geq 1. \quad (63)$$

No trabalho do MIT uma das diferenças mais significativas encontradas é o fato de ter sido utilizada como capacitância de compensação a própria capacitância intrínseca da bobina. Esta característica do sistema utilizado por eles evita a adição de uma resistência intrínseca do capacitor no circuito, que atuaria abaixando o fator de qualidade global. Adicionalmente, o fato de não existir um capacitor, elimina o efeito de envelhecimento apontado no trabalho de Covic e Boys (2012).

3.4 CORRELAÇÃO ENTRE IPT E SCMR

No trabalho de Covic e Boys (2012) está ressaltada a dificuldade de compreensão da nomenclatura utilizada para os sistemas de transmissão de potência por indução, IPT. Sugerem que esta dificuldade está relacionada ao uso de vários termos para denotar o mesmo assunto, por exemplo: sistema de potência sem contato, transferência de potência sem fio, transferência de energia sem fio, ressonância magnética fortemente acoplada, distribuição de potência indutiva com alta eficiência, dentre outros. Ressaltam que, ainda que tenham nomes diferentes, os princípios essenciais de operação e funcionamento são os mesmos visto que as distâncias de enlace sob as quais a potência é acoplada é quase sempre dentro da faixa de até um quarto do comprimento de onda. Com isto, todos estes sistemas podem ser descritos por modelos

acoplados. Além disso, ressaltam que a terminologia encontrada na literatura é confusa, parecendo impor uma diferença entre os sistemas indutivos ressonantes explicados acima e o sistema baseado em ressonância magnética fortemente acoplada, apresentado pela primeira vez por Kurs et al. (2007). A fim de esclarecer tais dúvidas, traçam um paralelo para correlacionar os termos utilizados nos diversos trabalhos relacionados com IPT com os termos utilizados por Kurs et al. (2007) para descrever o sistema operando em SCMR.

Eles relembram que, para os sistemas IPT, a utilização de bobinas com elevado Q é essencial para garantir a operação do sistema com baixas perdas e conseqüentemente, elevada eficiência. Paralelamente, no trabalho de Kurs et al. (2007), aparecem duas bobinas ressonantes com taxas intrínsecas de perda (fator de amortecimento) r_1 e r_2 , respectivamente, acoplados com uma taxa de acoplamento K . O fator de qualidade de cada ressonador é definido como:

$$Q_L = \frac{\omega}{2\Gamma}. \quad (64)$$

Este sistema de transmissão de energia sem fio tem sua figura de mérito definida como:

$$U = \frac{K}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}}. \quad (65)$$

Na terminologia convencional de engenharia elétrica, o mesmo enunciado pode ser escrito como sendo dois circuitos sintonizados acoplados. Neste caso, a figura de mérito pode ser definida em função de k , e dos fatores de qualidade das bobinas envolvidas:

$$U = k \sqrt{Q_{L1}Q_{L2}}, \quad (66)$$

$$Q_L = \frac{\omega}{BW} \quad (67)$$

e

$$Q_L = \frac{\omega L}{R_{L_ac}}. \quad (68)$$

Em (67) o denominador, BW, corresponde à largura de banda do circuito sintonizado (do inglês “*Band Width*”). Em (68) Q_L corresponde ao fator de qualidade das bobinas sem carga, onde

R_{L_ac} , é à resistência intrínseca do condutor da bobina na frequência de operação. A figura de mérito genérica pode ser escrita na forma:

$$U = \frac{2K}{\omega_0 \sqrt{Q_{L_1} Q_{L_2}}} = k \sqrt{Q_{L_1} Q_{L_2}} \quad (69)$$

Isto ressalta que o fator de qualidade das bobinas sem carga é um fator importante a ser considerado.

Ainda no trabalho de Kurs et al. (2007), define-se sistema fortemente acoplado aquele em o fator de mérito é maior que um. Segundo este critério, a maioria dos sistemas IPT que operam sob ressonância podem ser classificados também como fortemente acoplados. Tem-se a condição para ser fortemente acoplado como:

$$U_{\text{fortemente acoplado}} = \frac{2K}{\omega_0 \sqrt{Q_{L_1} Q_{L_2}}} = k \sqrt{Q_{L_1} Q_{L_2}} > 1. \quad (70)$$

Deve-se considerar que, em sistemas práticos, facilmente está assegurada a condição de:

$$\sqrt{Q_{L_1} Q_{L_2}} > 100. \quad (71)$$

Desta forma, basta que k seja superior a 1% para que a condição seja satisfeita.

Neste paralelo, Covic e Boys (2012) deixam claro que a nomenclatura utilizada no trabalho de Kurs (2007) é genérica, podendo ser aplicada a qualquer tipo de circuito ressonante; mas a nomenclatura da engenharia elétrica só se aplica aos circuitos elétricos. Entretendo, estes autores fazem a ressalva de que estes últimos correspondem à grande maioria dos circuitos ressonantes.

No próximo capítulo será apresentado o modelo do enlace ressonante para duas bobinas, onde serão aplicados os conceitos apresentados no capítulo 2.

4 MODELO DO ENLACE COM DUAS BOBINAS

Neste capítulo será feito o estudo de um sistema de transmissão de energia composto por duas bobinas ressonantes. O sistema com duas bobinas é a implementação mais simples para um sistema de transmissão de energia sem fio. Assim, as características funcionais deste sistema servirão como base comparativa para o sistema com três bobinas a ser apresentado no capítulo 5.

4.1 ANÁLISE DAS EQUAÇÕES DE MALHA

Na Figura 18 é apresentado o circuito elétrico equivalente deste sistema composto por duas bobinas.

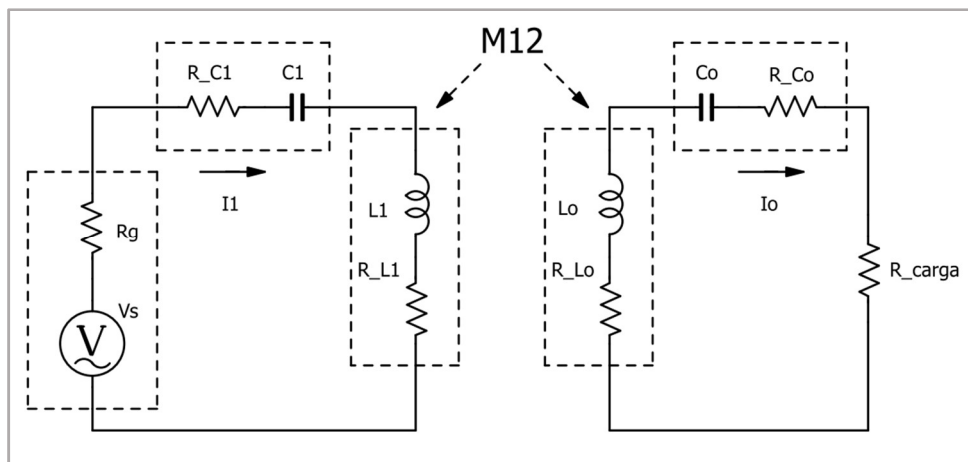


Figura 18 - Circuito elétrico do sistema com duas bobinas
Fonte: Autoria própria

As equações de malha para os circuitos do primário e secundário são, respectivamente:

$$(R_g + R_{L_1} + R_{C_1})i_1 + \left[j\omega_o L_1 + \frac{1}{j\omega_o C_1} \right] i_1 + j\omega_o M_{12} i_o = V_s \quad (72)$$

e

$$j\omega_o M_{12} i_1 + \left[j\omega_o L_o + \frac{1}{j\omega_o C_o} \right] i_o + (R_{carga} + R_{C_o} + R_{L_o}) i_o = 0. \quad (73)$$

A condição de ressonância faz com que os termos entre colchetes sejam iguais a zero, o que permite simplificar as equações. Adicionalmente, considera-se que a soma de todas as resistências do lado do gerador como a resistência intrínseca da fonte de energia (R_s), do mesmo modo, que todas as resistências do lado da bobina receptora possam ser consideradas como a resistência intrínseca do circuito de carga (R_o), ou seja:

$$R_g + R_{L_1} + R_{C_1} = R_s \quad (74)$$

e

$$(R_{carga} + R_{C_o} + R_{L_o}) = R_o , \quad (75)$$

respectivamente.

Aplicando-se as equações (74) em (72), e (75) em (73) tem-se:

$$R_s i_1 + j\omega_0 M_{12} i_o = V_s \quad (76)$$

e

$$j\omega_0 M_{21} i_1 + (R_o i_o) = 0. \quad (77)$$

As equações (76) e (77) podem ser escritas na forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} V_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & j\omega_0 M_{12} \\ j\omega_0 M_{21} & R_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_o \end{bmatrix}. \quad (78)$$

Resolvendo-se o sistema linear tem-se:

$$i_1 = \frac{V_s R_o}{R_s R_o + (\omega_0 M_{12})^2} \quad (79)$$

e

$$i_o = \frac{V_s \omega_0 M_{12}}{R_s R_o + (\omega_0 M_{12})^2}. \quad (80)$$

A potência dissipada na carga é dada por:

$$P_o = R_o i_o^2 = R_o \left(\frac{V_s \omega_0 M_{12}}{R_s R_o + (\omega_0 M_{12})^2} \right)^2. \quad (81)$$

A potência dissipada no circuito de entrada é dada por:

$$P_1 = R_s i_1^2 = R_s \left(\frac{V_s R_o}{R_s R_o + (\omega_0 M_{12})^2} \right)^2. \quad (82)$$

A eficiência da transmissão de energia pode ser calculada aplicando-se as equações (81) e (82) em (2), obtendo-se:

$$\eta = \frac{(\omega_0 M_{12})^2}{R_s R_0 + (\omega_0 M_{12})^2} \quad (83)$$

Pode-se observar que a eficiência tem um comportamento assintótico, não apresentando um valor máximo. O valor da eficiência cresce à medida que M_{12} aumenta, ou seja, à medida em que as bobinas são aproximadas.

O sistema foi resolvido para valores de M_{12} que variaram em função da variação da distância entre as bobinas 1 e 2, em passos de 1 cm, através de planilha eletrônica, cuja tela está mostrada na Figura 19.

2																				Calcular	
3	Vg	L1	L2	L3	Unidades	d12	15	k12	0,043806	ωM_{12}	2,06E+01	4,26E+02	8,67E+02								
4		L1=	1,27E-04	1,27E-04	1,27E-04	H	d23	30	k23	0,008004	ωM_{23}	3,77E+00	1,42E+01								
5		C1=	5,75E-10	5,75E-10	5,75E-10	F	D13	45	K13	0,003294	ωM_{13}	1,55E+00	2,41E+00	4001,509						4001,51	
6		Rin=	3,3	3,3	3,3	ohms	Aproximações (M13=0)		2bobinas (WOM23)		d23	d13	d13(2b)							Familia_curvas_D12_cte	
7	Rex=	9,85		0	51,57	ohms	Efmax		26,7%	100,0%	6,18E+02			0							
8	Rg	51,779				ohms	Pmax/Pmax(2b)		66,5%	100,0%	5,41E+02			8,5							Familia_curvas_D23_cte
9	Rt	64,929		3,3	54,87	ohms	Ef(Pmax)		24,9%	50,0%											
10	fo=	590200	590200	590200	590200	Hz	P(Efmax)/Pmax(2b)		61,8%	0,0%											
11	wo=	3708336	3708336	3708336	3708336	Hz															
12	Qc=	7,253441	142,7147	8,583172																	
13	P2b_max	0,096182																			
14																					
15	Delta	-3,60E+04					Delta_i1	-9,76E+02	i1 =	2,71E-02	Delta_i2	-5,63E+03	i2 =	1,56E-01	Delta_i3	-4,14E+02	i3 =	1,15E-02			
16																					
17		64,929	2,06E+01	1,55E+00		4,998		4,998	2,06E+01	1,55E+00		64,929	4,998	1,55E+00		64,929	2,06E+01	4,998			
18		2,06E+01	-3,3	-3,77E+00		0,00E+00		0,00E+00	-3,3	-3,77E+00		2,06E+01	0,00E+00	-3,77E+00		2,06E+01	-3,3	0,00E+00			
19		-1,55E+00	-3,77E+00	54,87		0,00E+00		0,00E+00	-3,77E+00	54,87		-1,55E+00	0,00E+00	54,87		-1,55E+00	-3,77E+00	0,00E+00			
20																					

Figura 19 - Planilha eletrônica utilizada para simulações
Fonte: Autoria própria

Os resultados para valores de potência na carga (P_o) e eficiência (η) são mostrados na Figura 20 e Figura 21 respectivamente.

Os valores dos parâmetros utilizados na simulação encontram-se na Tabela 1, situada na página 71.

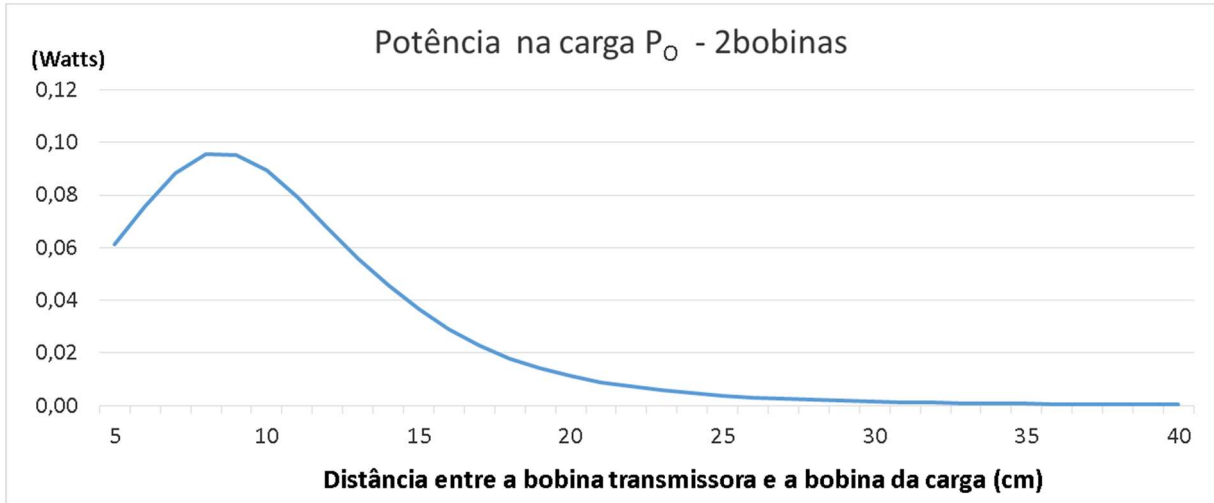


Figura 20 - Sistema com duas bobinas - Potência na carga em função de D_{12}
Fonte: Autoria própria.

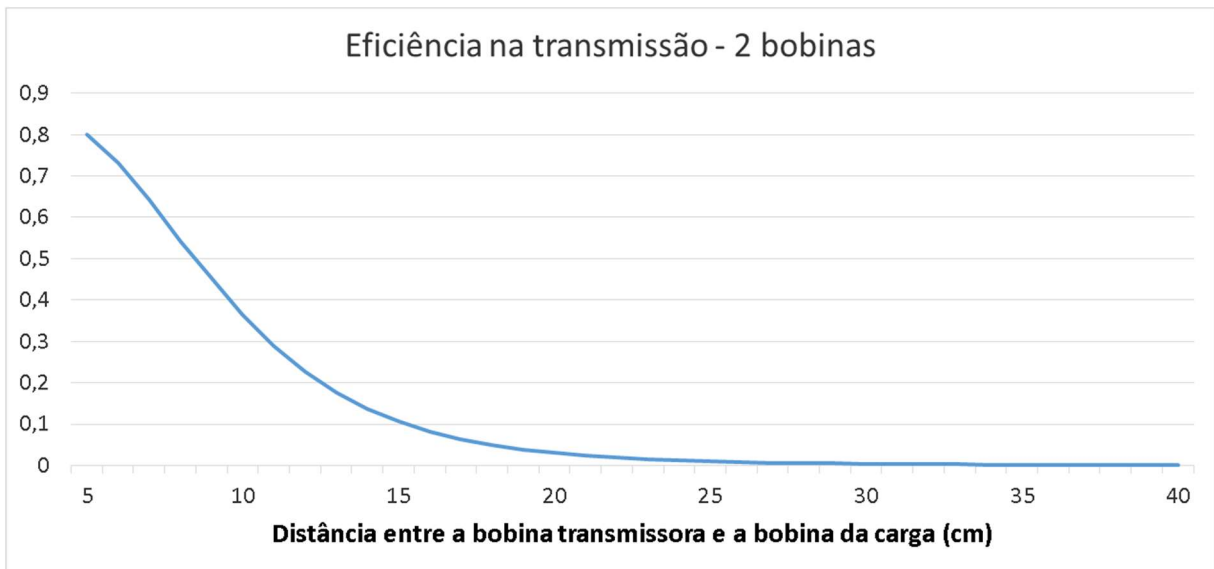


Figura 21 - Sistema com duas bobinas - Eficiência em função de D_{12}
Fonte: Autoria própria.

4.2 MÁXIMA POTÊNCIA TRANSMITIDA

Pode-se observar em (81) que a potência apresenta um valor de máximo, e este valor pode ser obtido derivando-se (P_o) em relação a M_{12} , e igualando-se a zero, ou seja:

$$\frac{d}{dM_{12}} \left[R_o \left(\frac{V_s \omega_0 M_{21}}{R_s R_o + (\omega_0 M_{12})^2} \right)^2 \right] = 0. \quad (84)$$

A solução de (84) fornece:

$$(\omega_0 M_{12})^2 = R_s R_o . \quad (85)$$

Esta equação está associada ao alcance do enlace. Quanto menor o produto do lado direito, menor será o valor de M_{12} para a condição de máxima potência. Ou seja, mais afastadas poderão estar as bobinas para que sistema opere no ponto de máxima transmissão de potência.

Como R_o e R_s representam as resistências equivalentes do lado da bobina transmissora e receptora, as equações (74) e (75) mostram que os valores das resistências intrínsecas das bobinas precisam ser tão pequenos quanto possível para o alcance do enlace não fique comprometido.

O valor máximo da potência pode ser encontrado aplicando-se (85) em (81), obtendo-se:

$$P_{o_max} = \left(\frac{V_s^2}{4R_s} \right). \quad (86)$$

Considere-se a potência normalizada como sendo a razão entre a potência na carga dividida pelo valor máximo de potência na carga. Assim, a potência em qualquer ponto de operação pode ser entendida como um valor percentual da máxima potência na carga. No ponto de máxima potência este valor corresponderá a 100%.

$$P_N = \frac{P_o}{P_{o_max}}. \quad (87)$$

O gráfico da potência normalizada é apresentado na Figura 22.

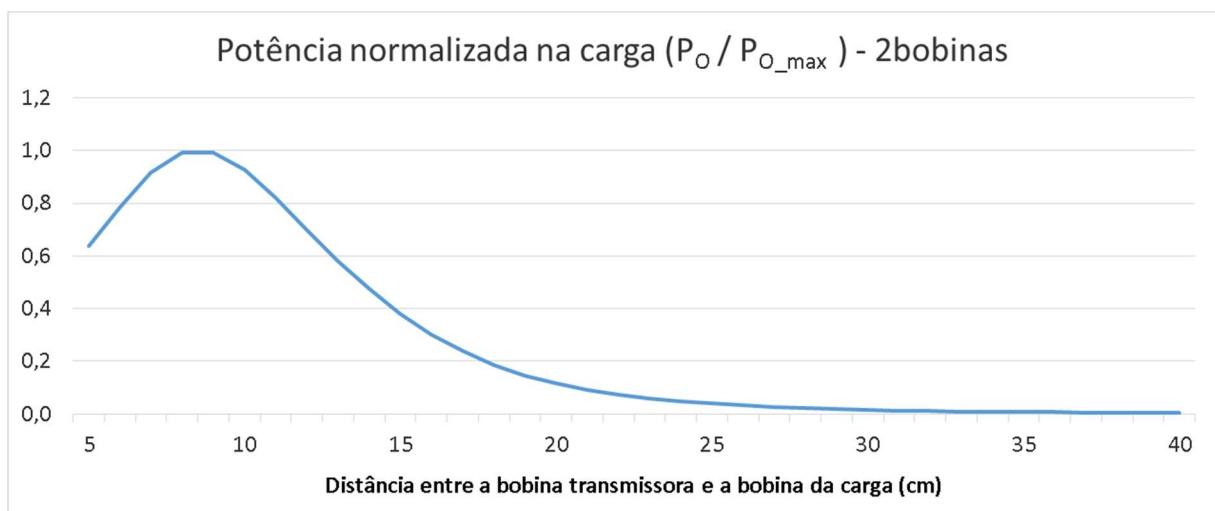


Figura 22 - Potência normalizada na carga - 2 bobinas

Fonte: Autoria própria

O valor da potência máxima fornecida pela fonte, correspondente à situação de desacoplamento total, com M_{12} igual a zero. Neste caso, toda potência será dissipada pela fonte de energia em caso de curto circuito vale:

$$P_{1_max} = \frac{V_s^2}{R_s}. \quad (88)$$

Utilizando-se (88) em (86) observa-se que a potência máxima na carga é igual a $\frac{1}{4}$ da potência fornecida pela fonte com acoplamento nulo,

$$P_{o_max} = \frac{1}{4} P_{1_max}. \quad (89)$$

O valor da eficiência, na condição de máxima potência entregue à carga pode ser calculado aplicando-se (85) em (83), obtendo-se:

$$\eta_{P_{o_max}} = \frac{1}{2}. \quad (90)$$

Este resultado pode ser observado também nos valores de eficiência mostrados na Figura 21.

4.3 MÁXIMA EFICIÊNCIA NA TRANSMISSÃO DE POTÊNCIA

A análise de (83) mostra que a eficiência não apresenta um valor máximo. Ao invés disto, tem um comportamento assintótico, que faz a eficiência tender a 1 à medida em que o valor de M_{12} tende a infinito. Na prática isto significa dizer que $M_{12} \gg R_s R_o$, ou seja:

$$\lim_{M_{12} \rightarrow \infty} (\eta) = \lim_{M_{12} \rightarrow \infty} \left(\frac{(\omega_0 M_{12})^2}{R_s R_o + (\omega_0 M_{12})^2} \right) = 1. \quad (91)$$

Entretanto, através de (81) pode-se perceber que:

$$\lim_{M_{12} \rightarrow \infty} (P_o) = \lim_{M_{12} \rightarrow \infty} \left(R_o \left(\frac{V_s \omega_0 M_{12}}{R_s R_o + (\omega_0 M_{12})^2} \right)^2 \right) = 0. \quad (92)$$

No ponto em que o sistema opera com sua máxima capacidade de entrega de potência à carga, sua eficiência é de 50%. Para se buscar uma maior eficiência faz-se necessário aumentar o valor de M_{12} , reduzindo a distância entre bobinas 1 e 2, o que significa reduzir o alcance do enlace. Além disso, como pode ser visto na Figura 20, ao aumentar M_{12} também a potência entregue à carga será reduzida. Por outro lado, reduzir o valor de M_{12} a partir do ponto de máxima potência, corresponde a aumentar a distância entre bobinas 1 e 2 e, evidentemente, o alcance do enlace. Entretanto, isto provocará diminuição tanto da eficiência quanto da potência entregue à carga. Assim, a região de operação onde se tem um bom compromisso ente eficiência de transmissão e potência entregue à carga está confinada a valores de M_{12} próximos ao ponto da máxima potência. Como visto, este valor de M_{12} é definido por características intrínsecas dos componentes do sistema. Desta forma, não podem ser modificadas durante a operação do sistema.

O sistema composto por três bobinas é apresentado como uma alternativa para contornar esta rigidez operacional.

5 MODELO DO ENLACE COM TRÊS BOBINAS

No capítulo 4 foi apresentado o comportamento do sistema composto por duas bobinas. Ficou evidenciada a limitação da capacidade de ajuste do sistema em termos de eficiência e potência entregue à carga. O sistema de três bobinas se apresenta como uma alternativa para contornar esta limitação. Tem um grau de liberdade adicional que permite ajustar seu ponto de operação em termos de eficiência e potência entregue à carga através de sua configuração geométrica, e não somente através das características intrínsecas ao circuito.

5.1 ANÁLISE DAS EQUAÇÕES DE MALHA

A Figura 23 mostra o circuito equivalente de um enlace com três bobinas.

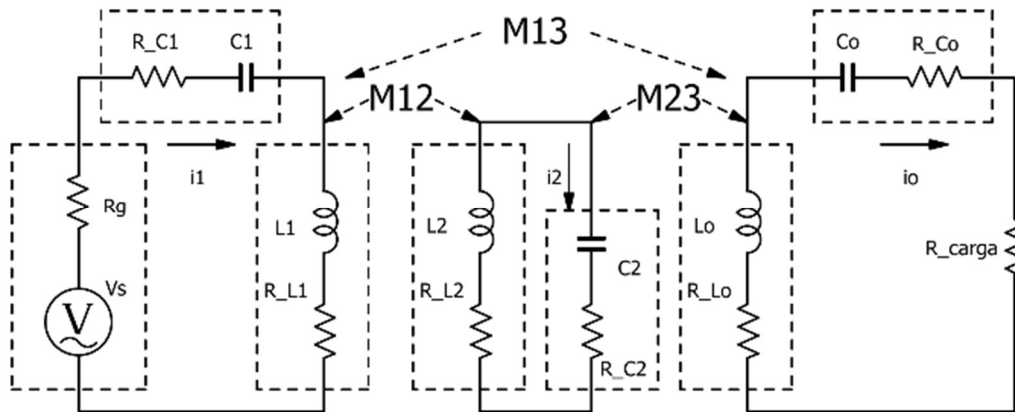


Figura 23 - Circuito elétrico do sistema com três bobinas
Fonte: Autoria própria

Para cada um dos circuitos que compõem o enlace (circuito primário, secundário e de carga) é possível se escrever:

$$V_S - (R_g + R_{L_1} + R_{C_1})i_1 - \left(j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right)i_1 - j\omega M_{12}i_2 - j\omega M_{13}i_0 = 0, \quad (93)$$

$$j\omega M_{12}i_1 - \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right)i_2 - (R_{L_2} + R_{C_2})i_2 - j\omega M_{23}i_0 = 0 \quad (94)$$

e

$$j\omega M_{13}i_1 - j\omega M_{23}i_2 - \left(j\omega L_0 + \frac{1}{j\omega C_0}\right)i_0 - (R_{carga} + R_{C_0} + R_{L_0})i_0 = 0, \quad (95)$$

respectivamente.

Considerando-se os três circuitos ressonantes na mesma frequência ($\omega_0 = (L_1 C_1)^{-1} = (L_2 C_2)^{-1} = (L_3 C_3)^{-1}$) e considerando-se as resistências equivalentes $R_S = R_g + R_{L_1} + R_{C_1}$, $R_2 = R_{L_2} + R_{C_2}$ e $R_o = R_{carga} + R_{C_o} + R_{L_o}$, pode-se escrever (93), (94) e (95) da seguinte forma:

$$R_S i_1 + j\omega M_{12} i_2 + j\omega M_{13} i_o = V_s, \quad (96)$$

$$j\omega M_{21} i_1 - (R_2) i_2 - j\omega M_{23} i_o = 0 \text{ e} \quad (97)$$

$$j\omega M_{31} i_1 - j\omega M_{32} i_2 - (R_o) i_o = 0, \quad (98)$$

respectivamente.

Este conjunto de equações pode ser escrito na forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & j\omega_0 M_{12} & j\omega_0 M_{13} \\ j\omega_0 M_{21} & -R_2 & -j\omega_0 M_{23} \\ j\omega_0 M_{13} & -j\omega M_{23} & -R_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_o \end{bmatrix}. \quad (99)$$

Para as simulações em computador será considerada a matriz completa, que leva em conta todas as indutâncias mútuas. Entretanto, para a solução algébrica, a indutância mútua entre L_1 e L_3 será desprezada ($M_{13} = 0$), pelo fato de ser muito menor que M_{12} e M_{23} .

Assim o sistema linear pode ser simplificado, obtendo-se:

$$\begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & j\omega_0 M_{12} & 0 \\ j\omega_0 M_{12} & -R_2 & -j\omega_0 M_{23} \\ 0 & -j\omega_0 M_{23} & -R_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_o \end{bmatrix}. \quad (100)$$

A resolução do sistema linear apresentado na equação (100) fornece as seguintes equações para as correntes:

$$i_1 = \frac{|\Delta i_1|}{|\Delta|} = \frac{V_s (R_2 R_o + (\omega_0 M_{23})^2)}{R_S R_2 R_o + R_o (\omega_0 M_{12})^2 + R_S (\omega_0 M_{23})^2}, \quad (101)$$

$$i_2 = \frac{|\Delta i_2|}{|\Delta|} = \frac{V_s \omega_0 M_{21} R_o}{R_s R_2 R_o + R_o (\omega_0 M_{12})^2 + R_s (\omega_0 M_{23})^2} \quad (102)$$

e

$$i_o = \frac{|\Delta i_o|}{|\Delta|} = \frac{V_s \omega_0^2 M_{21} M_{23}}{R_s R_2 R_o + R_o (\omega_0 M_{12})^2 + R_s (\omega_0 M_{23})^2}, \quad (103)$$

respectivamente.

Para enfatizar o efeito do acoplamento magnético entre os três circuitos as correntes podem ser reescritas da seguinte forma:

$$i_2 = i_1 \frac{\omega_0 M_{12}}{\left(R_2 + \frac{(\omega_0 M_{23})^2}{R_o} \right)} \quad (104)$$

e

$$i_o = i_2 \frac{\omega_0 M_{23}}{R_o}. \quad (105)$$

Com a aplicação de (105) na equação (104) tem-se:

$$i_o = i_1 \frac{\omega_0 M_{12}}{\left(\omega_0 M_{23} + \frac{R_2 R_o}{\omega_0 M_{23}} \right)}. \quad (106)$$

A potência dissipada em cada um dos circuitos ressonantes é dada por:

$$P_1 = R_s i_1^2 = R_s \left(\frac{V_s R_2 R_o + V_s (\omega_0 M_{23})^2}{R_s R_2 R_o + R_o (\omega_0 M_{12})^2 + R_s (\omega_0 M_{23})^2} \right)^2, \quad (107)$$

$$P_2 = R_2 i_2^2 = R_2 \left(\frac{V_s \omega_0 M_{12} R_o}{R_s R_2 R_o + R_o (\omega_0 M_{12})^2 + R_s (\omega_0 M_{23})^2} \right)^2 \quad (108)$$

e

$$P_o = R_o i_o^2 = R_o \left(\frac{V_s \omega_0^2 M_{12} M_{23}}{R_s R_2 R_o + R_o (\omega_0 M_{12})^2 + R_s (\omega_0 M_{23})^2} \right)^2, \quad (109)$$

respectivamente.

A partir das potências dissipadas em cada um dos circuitos a eficiência pode ser calculada aplicando-se (107), (108) e (109) em (2), obtendo-se:

$$\eta = \frac{R_o (\omega_0^2 M_{12} M_{23})^2}{\left(R_s \left(R_2 R_o + (\omega_0 M_{23})^2 \right)^2 + R_2 (\omega_0 M_{12} R_o)^2 + R_o (\omega_0^2 M_{12} M_{23})^2 \right)}. \quad (110)$$

5.2 MÁXIMA POTÊNCIA TRANSMITIDA

Considere-se que M_{12} seja mantido constante, significando que a bobina repetidora está estática em relação à bobina transmissora, e que a distância entre as bobinas repetidora e de carga possa ser variada. Os valores máximos de potência na carga e a correspondente eficiência neste caso podem ser encontrados derivando-se (109) em relação à M_{23} e igualando-se a zero. Pode-se simplificar o trabalho definindo-se as seguintes constantes:

$$A = R_o (V_s \omega_0^2 M_{12})^2, \quad (111)$$

$$B = R_s R_2 R_o + R_o (\omega_0 M_{12})^2 \quad (112)$$

e

$$C = R_s \omega_0^2. \quad (113)$$

Aplicando-se (111), (112) e (113) em (109) tem-se:

$$\frac{dP_o}{dM_{23}} = \frac{d}{dM_{23}} \left(\frac{AM_{23}^2}{(B + CM_{23}^2)^2} \right) = 0. \quad (114)$$

A solução fornece de (114) fornece:

$$M_{23}^2 = \frac{B}{C}. \quad (115)$$

Substituindo-se (112) e (113) em (115) tem-se:

$$(\omega_0 M_{23_Pmax})^2 = \left(R_2 R_o + \frac{R_o}{R_s} (\omega_0 M_{12})^2 \right). \quad (116)$$

Olhando-se para (116) pode-se perceber que o ponto de máxima transmissão de potência depende de características intrínsecas do circuito (R_2 , R_o , e R_s), mas também do termo

dependente do parâmetro M_{12} , que é ajustável. Comparando-se esta equação com (85), homóloga para sistemas com duas bobinas, pode-se notar que na última não existe o termo ajustável, mas somente o termo que depende dos parâmetros intrínsecos do sistema.

Uma vez que (116) está relacionada ao alcance do enlace, pode-se perceber que o alcance máximo ocorrerá na condição em que M_{23} seja mínimo. E esta condição acontecerá quando M_{12} tiver valor igual a zero, ou seja, $k_{12} = 0$. Assim:

$$(\omega_0 M_{23_Pmax})^2 \Big|_{\text{mínimo}} = R_2 R_o . \quad (117)$$

Isto deixa clara a importância da bobina 2 ter um valor de resistência interno pequeno. Quanto menor o valor desta resistência, maior o alcance do enlace. Da mesma forma, o alcance mínimo ocorrerá na condição em que M_{23} seja máximo. E esta condição acontecerá quando M_{12} tiver seu valor máximo. Aplicando (10) sobre (116), e considerando o valor máximo que k_{12} pode assumir, igual a 1, tem-se:

$$(\omega_0 M_{23_Pmax})^2 \Big|_{\text{máximo}} = R_2 R_o + \frac{R_o}{R_s} \omega_0^2 L_1 L_2 . \quad (118)$$

Com isto, a região de operação em potência máxima fica assim delimitada:

$$[R_2 R_o]_{k_{12}=0} \leq (\omega_0 M_{23_Pmax})^2 \leq \left[R_2 R_o + \frac{R_o}{R_s} \omega_0^2 L_1 L_2 \right]_{k_{12}=1} . \quad (119)$$

Uma vez conhecido o valor que otimiza a potência na carga, o valor máximo da mesma pode ser encontrado aplicando-se (116) em (109) obtendo-se:

$$P_{o_max} = \left(\frac{V_s^2}{4R_s} \right) \left(\frac{1}{1 + R_s \frac{R_2}{(\omega_0 M_{12})^2}} \right) . \quad (120)$$

Pode-se correlacionar o valor absoluto da potência máxima aos fatores de qualidade das bobinas. Com a aplicação de (10), (44) e (45) em (120) obtém-se:

$$P_{o_max} = \left(\frac{V_s^2}{4R_s} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{k_{12}^2 Q_{1carga} Q_2}} \right) . \quad (121)$$

Pode-se observar que a potência máxima é diretamente proporcional a k_{12} . Quanto menor k_{12} , menor será o valor da potência máxima, e vice-versa. Mas pode ser facilmente percebido em (121) que produto dos fatores de qualidade pode ser usado para garantir que a potência na carga seja idêntica à do sistema de duas bobinas mesmo para valores comparativamente pequenos de k_{12} . Esta característica justificada a razão dos sistemas de três bobinas serem reconhecidos por sua elevada capacidade de transferência de potência. Considerando-se que k pode variar entre zero e um, pode-se também definir a faixa de valores absolutos que pode ser assumida pela potência máxima, da seguinte forma:

$$[0]_{k_{12}=0} \leq P_{o_max} \leq \left[\left(\frac{V_s^2}{4R_s} \right) \left(\frac{Q_{1carga} Q_2}{1 + Q_{1carga} Q_2} \right) \right]_{k_{12}=1}. \quad (122)$$

Interessante observar que, embora o valor da resistência da carga (R_o) seja importante para a definição da posição geométrica onde o ponto de máxima potência ocorre, o valor absoluto da potência na carga neste ponto não depende do valor da própria resistência de carga. A comparação de (120) e (121) com (86), mostra que o valor da potência no ponto de máximo será sempre menor que a potência máxima fornecida pelo sistema com duas bobinas. O valor máximo tenderá ao valor da potência máxima do sistema de duas bobinas à medida em que a seguinte condição seja satisfeita:

$$k_{12}^2 Q_{1carga} Q_2 \gg 1. \quad (123)$$

Aplicando-se esta condição, os limites de operação de (122) podem ser redefinidos como:

$$[0]_{k_{12}=0} \leq P_{o_max} \leq \left[\left(\frac{V_s^2}{4R_s} \right) \right]_{k_{12}^2 Q_{1carga} Q_2 \gg 1}. \quad (124)$$

Um elevado valor de Q_2 assegura a validade de (123) para uma larga faixa de variação de k_{12} . Dentro desta faixa, o sistema poderá operar na condição de potência máxima, com valores efetivos de potência transmitida muito próximos do valor máximo do sistema de duas bobinas. Através de (45) tem-se que um elevado valor de Q_2 pode ser obtido com um reduzido valor de R_2 . Através de (117) pode-se perceber que condição de R_2 pequeno, idealmente tendendo a zero, faz com que o alcance do sistema aumente, levando o limite do ponto de maior potência de transmissão para um maior valor de afastamento entre as bobinas 2 e 3. Assim, o

correto dimensionamento do sistema, principalmente garantindo-se um elevado valor de Q_2 , permite ao sistema operar com potências próximas ao valor máximo para uma ampla faixa de variação de distâncias entre as bobinas 2 e 3. O parâmetro k_{12} é aquele que possibilita a otimização do sistema para o ponto de operação escolhido.

Pode-se calcular o valor da eficiência na condição de potência máxima. Para isto, aplica-se (116) em (110) obtendo-se:

$$\eta_{pmax} = \frac{1}{2} \frac{1}{\left(1 + \frac{2R_s R_2}{R_o(\omega_0 M_{12})^2}\right)}. \quad (125)$$

O valor da eficiência na condição de potência máxima também pode ser escrito em função dos fatores de qualidade das bobinas 1 e 2, aplicando-se (44) e (45) em (125), obtendo-se desta forma:

$$\eta_{pmax} = \frac{1}{2} \frac{1}{\left(1 + \frac{2}{k_{12}^2 R_o Q_{1carga} Q_2}\right)}. \quad (126)$$

As equações (125) e (126) mostram que no ponto de potência máxima, a eficiência será sempre menor que 50%, e sempre inferior à eficiência para o sistema de duas bobinas operando nesta condição. Através de (126) torna-se fácil definir os limites de variação da eficiência, bastando se levar em conta os limites de variação de k_{12} . Assim, tem-se:

$$[0]_{k_{12}=0} \leq \eta_{pmax} \leq \frac{1}{2} \left[\frac{R_o Q_{1carga} Q_2}{(R_o Q_{1carga} Q_2 + 2)} \right]_{k_{12}=1}. \quad (127)$$

Através de (125) fica evidente que, quando R_2 tende a zero, a eficiência tende a 50%, mesmo valor obtida no sistema com duas bobinas. Analogamente, (126) mostra que a eficiência se aproxima de 50% à medida em que Q_2 tende ao infinito.

Através de (126) pode-se delimitar a condição mais geral para que, operando no ponto de máxima potência, a eficiência do sistema se aproxime da eficiência de 50% do sistema de duas bobinas operando nesta condição:

$$k_{12}^2 Q_{1carga} Q_2 \gg \frac{2}{R_o}. \quad (128)$$

Respeitada a condição estabelecida por (128), pode-se definir as condições limites da eficiência para o sistema, reescrevendo-se (127) como:

$$[0]_{k_{12}=0} \leq \eta_{pmax} \leq \left[\frac{1}{2} \right]_{k_{12}^2 Q_{1carga} Q_2 \gg \frac{2}{R_o}} \quad (129)$$

Em síntese, (119) mostra que, para uma redução no valor de R_2 , o alcance do enlace será aumentado. Isto é, M_{23} pode ficar limitado a menores valores, o que corresponde ao ponto de máxima potência estar posicionado para maiores afastamentos entre as bobinas 2 e 3. Além disto, (119) deixa claro o fato de M_{12} adicionar flexibilidade ao sistema, permitindo o ajuste da distância na qual ocorrerá este ponto de potência máxima. Através de (122) fica evidenciado que, uma vez satisfeita a condição imposta por (123), o valor da potência transmitida enquanto no ponto de máxima potência será muito próximo do valor obtido com o sistema de duas bobinas. Da mesma forma, pode-se verificar através de (127) que, satisfeita a condição definida por (128), o sistema de três bobinas também terá, enquanto operando no ponto de máxima potência, uma eficiência comparável à do sistema com duas bobinas. Além disso, a comparação entre (123) e (128) mostra que, caso R_o seja maior que 2 ohms, satisfazer a primeira condição garante a satisfação da segunda.

5.3 MÁXIMA EFICIÊNCIA NA TRANSMISSÃO DE POTÊNCIA

Mantendo-se fixa a distância entre L_1 e L_2 pode-se calcular eficiência máxima da transmissão de energia em relação ao valor da distância entre L_2 e L_3 derivando-se (110) em relação à M_{23} e igualando-se a zero. Pode-se simplificar este trabalho fazendo-se algumas manipulações algébricas. Definindo-se constantes as seguintes constantes:

$$A = R_o (\omega_0 M_{12})^2, \quad (130)$$

$$B = 2R_s R_2 R_o + R_o (\omega_0 M_{12})^2, \quad (131)$$

$$C = R_s R_2^2 R_o^2 + R_2 R_o^2 \omega_0^2 M_{12}^2 = R_2 R_o^2 (R_s R_2 + \omega_0^2 M_{12}^2); \quad (132)$$

e fazendo-se a seguinte mudança de variável:

$$x = \omega_0 M_{23} . \quad (133)$$

Com a aplicando-se as equações (130) a (133) em (110) esta última pode ser reescrita como:

$$\eta = \frac{Ax^2}{R_s x^4 + Bx^2 + C} . \quad (134)$$

Derivando-se (134) em relação a x e igualando-se a zero, tem-se:

$$\frac{d\eta}{dx} = \frac{2Ax(C - R_s x^4)}{(R_s x^4 + Bx^2 + C)^2} = 0 , \quad (135)$$

ou seja

$$C - R_s x_{efmax}^4 = 0 , \quad (136)$$

com

$$x_{efmax}^2 = \sqrt{\frac{C}{R_s}} . \quad (137)$$

Combinando-se (132), (133) e (137) tem-se:

$$\omega_0^2 M_{23_efmax}^2 = \sqrt{R_2 R_o \left(\frac{R_s R_2 R_o + R_o (\omega_0 M_{12})^2}{R_s} \right)} . \quad (138)$$

Pode-se correlacionar o ponto da máxima eficiência com o da máxima potência aplicando-se (116) em (138), obtendo-se:

$$\omega_0^2 M_{23_efmax}^2 = \sqrt{(R_2 R_o) (\omega_0^2 M_{23_Pmax}^2)} . \quad (139)$$

Da equação (139) fica claro que a condição para que a indutância mútua na condição de eficiência máxima seja sempre menor ou igual ao valor de indutância mútua encontrado para a situação de máxima potência é:

$$(R_2 R_o) \leq \omega_0^2 M_{23_Pmax}^2 . \quad (140)$$

Aplicando-se (116) em (140) tem-se:

$$(R_2 R_o R_s) \leq R_2 R_o R_s + R_o (\omega_0 M_{12})^2 \quad (141)$$

$$R_o (\omega_0 M_{12})^2 \geq 0 . \quad (142)$$

A equação (142) é verdadeira sob qualquer condição. Assim, uma vez que a premissa avaliada através de (140) se mostrou válida, e que o valor de M_{12} é sempre maior ou igual a zero, pode-se então escrever que:

$$\left[\omega_0^2 M_{23_efmax}^2 < \omega_0^2 M_{23_Pmax}^2 \right]_{M_{12} > 0} . \quad (143)$$

Isto significa que o afastamento entre L_2 e L_3 no ponto de eficiência máxima será sempre maior que a respectiva distância de afastamento para o ponto da potência máxima, para todo valor de M_{12} diferente de zero.

Uma vez encontrado o valor de M_{23} relativo ao ponto de máxima eficiência, pode-se calcular o valor da eficiência neste ponto. Assim, substituindo-se (130) a (133) e (137) em (134), obtendo-se:

$$\eta_{max} = \frac{1}{1 + \frac{2 \left(R_s R_2 + \sqrt{(R_s^2 R_2^2 + R_s R_2 (\omega_0 M_{12})^2)} \right)}{(\omega_0 M_{12})^2}} \quad (144)$$

O valor de M_{12} serve para definir a condição de afastamento limite entre L_1 e L_2 , a fim de se garantir que um determinado valor para a eficiência máxima seja respeitado. Caso se deseje que a eficiência máxima seja sempre superior a 50%, o denominador deve ser menor que 2 e assim a seguinte condição deve ser satisfeita:

$$\frac{2 \left(R_s R_2 + \sqrt{(R_s^2 R_2^2 + R_s R_2 (\omega_0 M_{12})^2)} \right)}{(\omega_0 M_{12})^2} < 1 , \quad (145)$$

ou seja,

$$(\omega_0 M_{12})^2 > 8 R_s R_2 . \quad (146)$$

A equação (143) mostra que para que o sistema de três bobinas opere na condição de máxima eficiência, as bobinas repetidora e de carga devem estar mais afastadas que para operar na condição de máxima potência na carga. Partindo-se do ponto de máxima potência, e reduzindo-se a distância entre a bobina transmissora e a bobina da carga, haverá uma

diminuição tanto da potência quanto da eficiência e do alcance do enlace. Assim esta região não se mostra interessante em termos de operação do sistema.

Partindo-se do ponto de máxima eficiência, aumentando-se a distância entre a bobina transmissora e a bobina da carga, haverá uma diminuição da potência e da eficiência, mas um ganho em termos de alcance do enlace.

Na região entre os pontos de máxima potência e máxima eficiência tem-se uma faixa de operação onde é possível optar por uma maior potência na carga, às custas de uma menor eficiência e alcance do enlace ou optar por uma menor potência na carga, mas com ganhos de eficiência e alcance do enlace.

No próximo capítulo, os resultados irão mostrar a modificação do ponto de operação do sistema em função da modificação as indutâncias mútuas entre as bobinas. No experimento realizado, esta modificação foi feita através da modificação das distâncias entre as mesmas.

6 RESULTADOS

Na Figura 24 é mostrado o experimento utilizado para a realização das medidas. Pode-se observar que as bobinas são posicionadas com auxílio de um trilho, de modo a garantir o alinhamento axial das mesmas durante as medições.

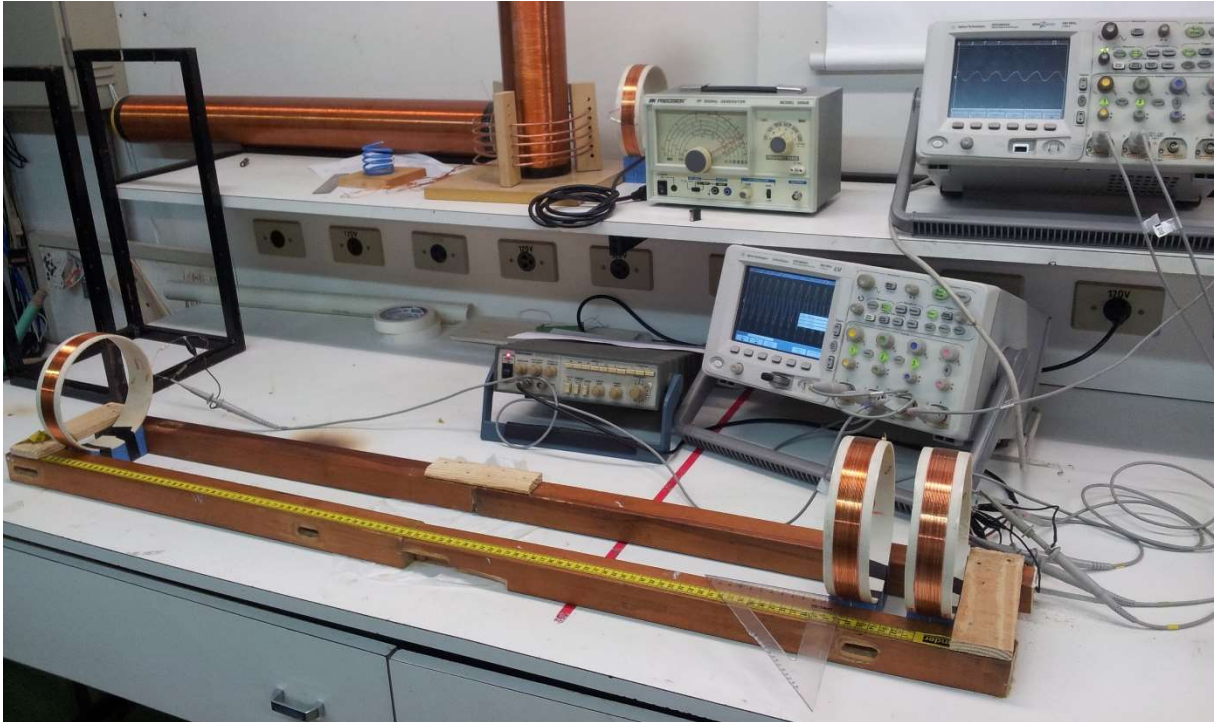


Figura 24 - Bobinas e trilho utilizados no experimento
Fonte: Autoria própria.

O circuito equivalente, e os valores de tensão medidos, são apresentados na Figura 25.

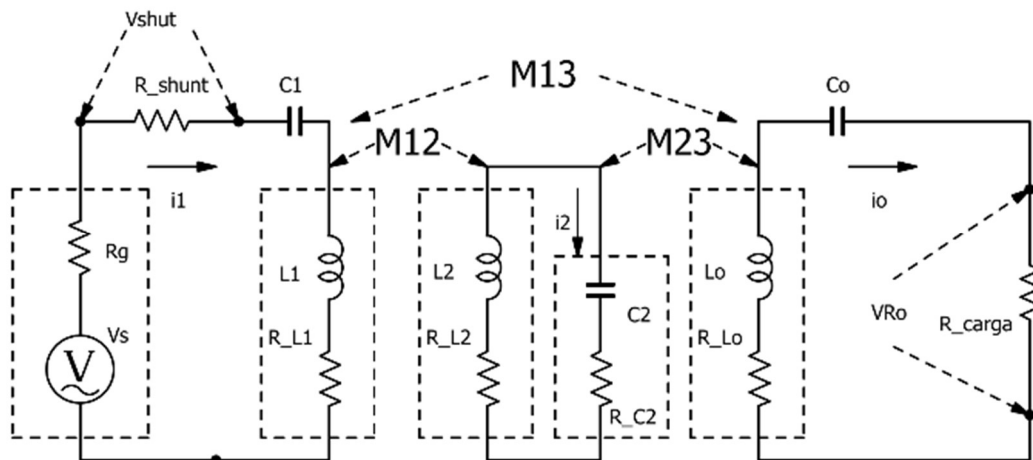


Figura 25 - Instrumentação utilizada no experimento
Fonte: Autoria própria.

Os parâmetros relativos aos componentes do enlace estão mostrados na tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros dos componentes utilizados no enlace.

Componente	Circuito 1 (transmissora)	Circuito 2 (repetidora)	Circuito 3 (carga)	Unidades
V_g	4,998	---	---	Volts
R_g	51,779			ohms
L	1,27E-04	1,27E-04	1,27E-04	H
C	5,75E-10	5,75E-10	5,75E-10	F
R_l	3,3	3,3	3,3	Ohms
R_{shunt}	9,85	0	51,57	Ohms
R_{total}	64,929	3,3	13,7175	Ohms
f_o	590200	590200	590200	Hz
ω_o	3,708E+06	3,708E+06	3,708E+06	rad.s ⁻¹
Q	7,25	142,71	8,58	N.A.

Fonte: Autoria própria.

As bobinas utilizadas são idênticas, compostas por 22 espiras de fio esmaltado AWG (sigla que significa calibre de condutores Americano, do inglês *American Wire Gauge*, é uma unidade de medida utilizada para padronização de fios e cabos elétricos) número 19, enroladas sobre segmento de tubo de pvc (policloreto de vinila, um tipo de plástico), com 15 cm de diâmetro.

Para a avaliação do sistema em bancada, a bobina 2 foi posicionada afastada da bobina 1 em passos de 5 cm, partindo do afastamento de 5 cm até um afastamento de 30 cm. Para cada uma destas posições fixas de D_{12} , a bobina de carga foi deslocada em relação à bobina intermediária em passos de 1 cm, partindo de um afastamento de 5 cm até um afastamento de 35 cm. Ou seja, mantido fixo o valor de D_{12} , variou-se o valor de D_{23} de 5 cm até 35 cm, em passos de 1 cm.

O valor de k para cada uma das distâncias D_{12} e D_{23} foi determinado através do método experimental descrito na seção 2.3.2, e cujos resultados estão apresentados na Figura 13. Conhecido o valor de k , utilizando-se os valores de L_1 e L_2 da tabela 1, e aplicando-se estes valores em (10) pode-se calcular os respectivos valores e M_{12} e M_{23} .

Para cada uma destas combinações de D_{12} e D_{23} foram medidos os valores das tensões mostrados na Figura 25. O valor experimental da corrente i_1 foi determinado usando-se:

$$i_{1_{exp}} = \frac{V_{R_{shunt}}}{R_{shunt}}. \quad (147)$$

O valor encontrado em (147) foi aplicado em (104) para o cálculo de i_2 , obtendo-se:

$$i_{2exp} = \frac{V_{Rshunt}}{R_{shun}} \frac{\omega_0 M_{12}}{\left(R_2 + \frac{(\omega_0 M_{23})^2}{R_o} \right)}, \quad (148)$$

e o valor de i_o pode ser determinado por:

$$i_{oexp} = \frac{V_{R_o}}{R_o}. \quad (149)$$

Os valores da potência dissipada em cada um dos circuitos podem ser encontrados aplicando-se os valores experimentais obtidos em (147) a (149) nas equações (107) a (109). Assim, tem-se:

$$P_{1exp} = R_s i_{1exp}^2, \quad (150)$$

$$P_{2exp} = R_2 i_{2exp}^2 \quad (151)$$

e

$$P_{oexp} = R_o i_{oexp}^2, \quad (152)$$

respectivamente.

Os gráficos de potência sempre apresentarão o valor normalizado da potência. Ou seja, o valor das potências na carga, tanto teóricos quanto práticos, serão divididos pelo valor teórico da potência máxima do sistema de duas bobinas, dado por (86). Com isto as potências mostradas sempre aparecerão na forma de percentuais. Desta forma, pode-se fazer uma comparação direta entre os sistemas de duas e três bobinas.

Conhecidas as potências, o valor da eficiência para o ponto de operação em questão foi encontrado aplicando-se os valores experimentais obtidos de (150) a (152) sobre (2), obtendo-se:

$$\eta_{exp} = \frac{P_{oexp}}{P_{1exp} + P_{2exp} + P_{oexp}}. \quad (153)$$

Feita a varredura de todos os pontos, gerou-se as famílias de curvas mostradas na Figura 26 e Figura 27. A fim de permitir uma comparação direta com o sistema de duas bobinas, os dados foram plotados sempre em função da distância entre a bobina transmissora e a bobina

de carga. Desta forma, o eixo x corresponde à distância D_{12} para o sistema de duas bobinas, e à D_{23} para o sistema com três bobinas.

Cada uma das combinações das distâncias entre D_{12} e D_{23} foi usada na simulação a fim de fornecer o valor teórico de potência e eficiência do respectivo ponto. Os valores teóricos correspondem às linhas contínuas do gráfico. Os pontos correspondem aos valores experimentais.

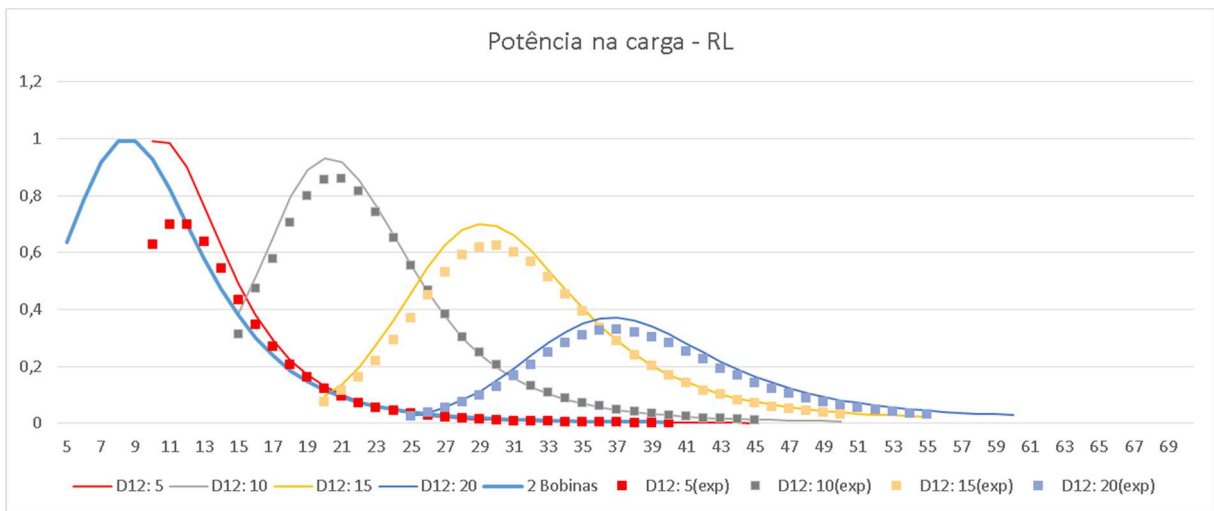


Figura 26 - Resultados experimentais de potência na carga
Fonte: Autoria própria.

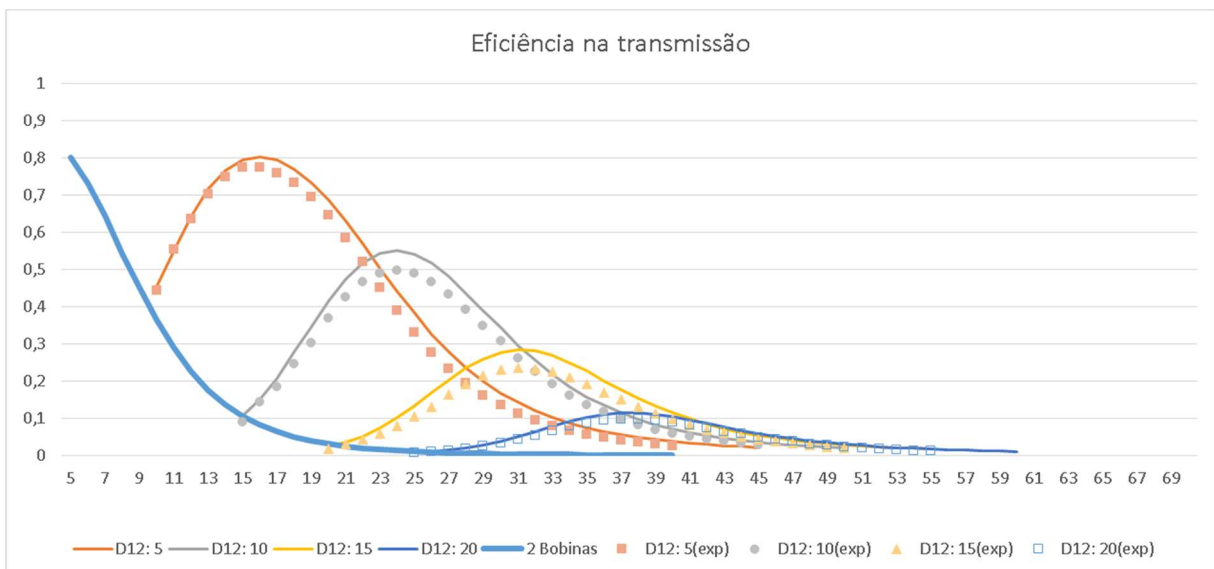


Figura 27 - Resultados experimentais da eficiência na carga
Fonte: Autoria própria.

Da Figura 28 à Figura 30 são apresentados os resultados que mostram a influência das distâncias D_{12} e D_{23} sobre a potência na carga, para vários valores de resistência de carga.

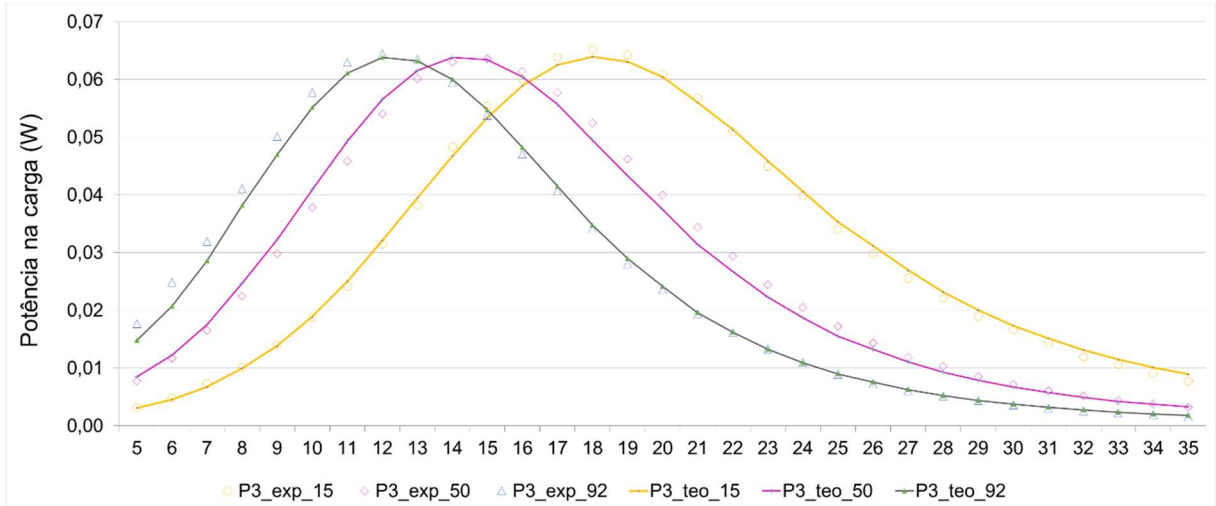


Figura 28 - Potência na carga em função de D_{23} (cm) / $D_{12} = 15$ cm
Fonte: Autoria própria.

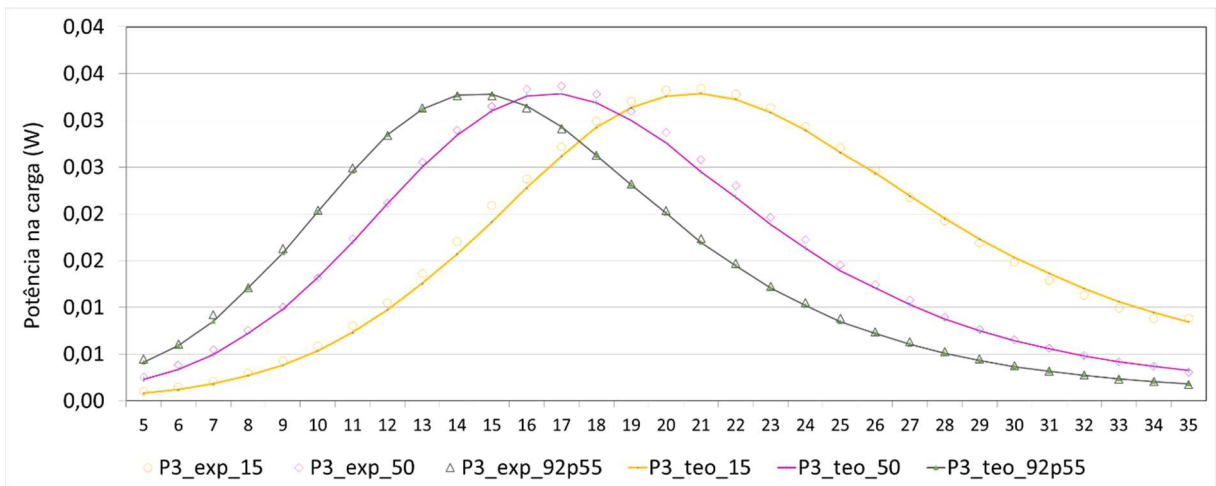


Figura 29 - Potência na carga em função de D_{23} (cm) / $D_{12} = 20$ cm
Fonte: Autoria própria.

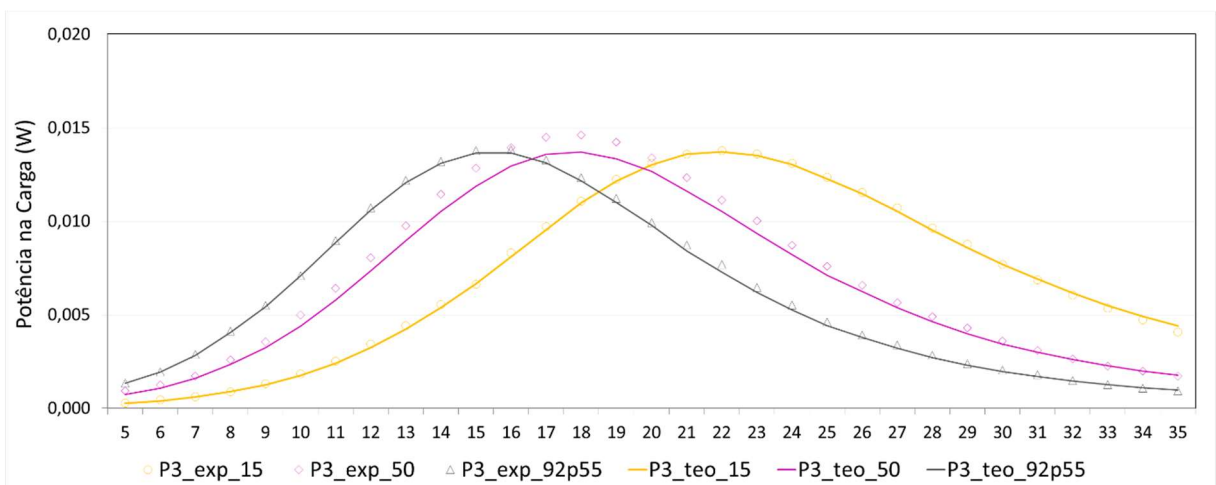


Figura 30 - Potência na carga em função de D_{23} (cm) / $D_{12} = 25$ cm
Fonte: Autoria própria.

Em Abatti (2017) encontra-se que o valor da máxima potência na carga independe do valor da própria resistência de carga, que também aparece na equação (120). Tal fato pode ser observado da Figura 28 à Figura 30. Além disto, a equação (120) também indica que, à medida que M_{12} diminui, o que equivale dizer que D_{12} aumenta, o valor da potência máxima também diminui. Este fato também pode ser evidenciado através das mesmas.

Um outro fator que também pode ser observado através das Figura 28 a Figura 30 é o fato de que, à medida em que D_{12} aumenta, ponto do valor máximo vai se deslocando para a direita. Ou seja, o ponto do valor máximo acontece para valores de D_{23} mais elevados à medida em que o valor de D_{12} aumenta. Esta observação encontra explicação também na análise feita no capítulo 5. A equação (116) mostra que, para o ponto de máxima potência, M_{23} e M_{12} são diretamente proporcionais, ou seja, existe uma relação direta entre D_{12} e D_{23} .

Os resultados práticos mostram um grau de concordância bastante elevado em relação aos resultados teóricos. Calculou-se o fator de correlação, e o desvio médio, entre valores experimentais e teóricos, para o conjunto de dados apresentado nas figuras 26 e 27. Os resultados são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 - Correlação e desvio médio entre resultados experimentais e teóricos

D12 (cm)	Potência		Eficiência	
	Correlação	Desvio Médio	Correlação	Desvio Médio
5	0,98949	0,03970	0,99861	0,02905
10	0,99759	0,01722	0,99984	0,02905
15	0,99476	0,03062	0,99936	0,02420
20	0,99924	0,02261	0,99914	0,00887

Fonte: Autoria própria

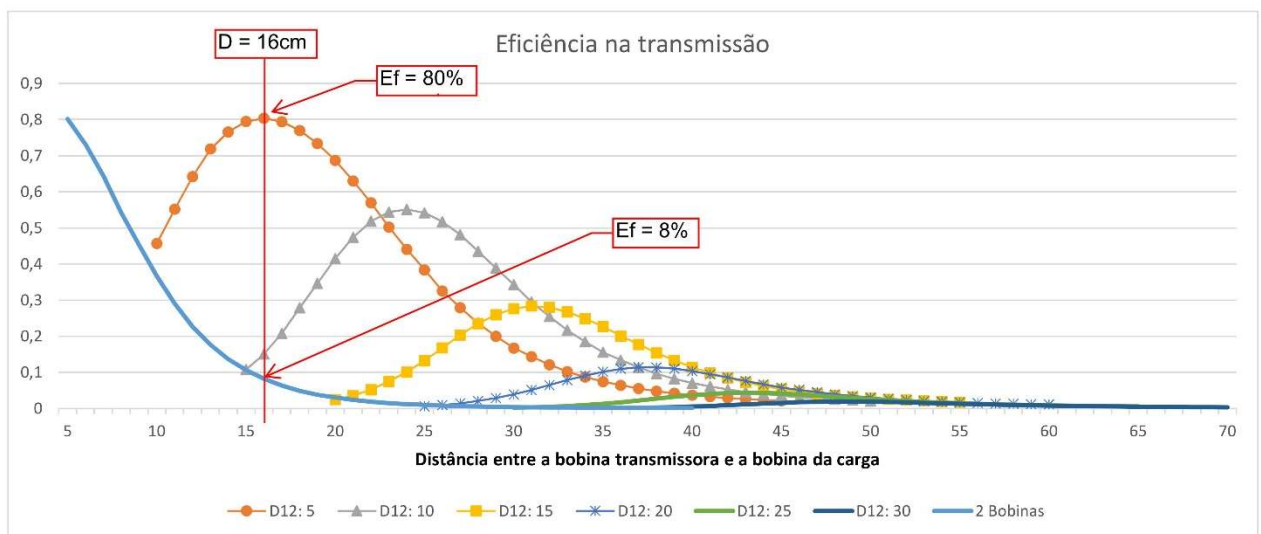
No gráfico das potências normalizadas, os valores relativos D_{12} igual a 5 cm apresentaram uma diferença significativa para valores de D_{23} entre 5 cm e 8cm. Isto provavelmente deve-se ao fato da contribuição da indutância mútua M_{13} não poder ser desprezada. Uma vez que é pequena a distância D_{13} , neste caso, entre 10 e 13cm, o acoplamento magnético entre as bobinas é relevante. As demais diferenças observadas podem ter origens diversas, mas acredita-se que a causa predominante seja devida a erros de posicionamento das bobinas durante as medições, inclusive no procedimento para determinação do valor de k . A posição das bobinas foi determinada através de controle visual, com a medição do deslocamento feita com uma fita métrica, com divisão mínima de 1 mm, para deslocamentos em passos de 1 cm.

Na configuração com D_{12} igual a 5 cm pode-se observar erros mais significativos nos valores medidos para os três primeiros pontos, ou seja, valores para D_{13} igual a 10, 11 e 12 cm, respectivamente. Pode-se atribuir tais erros principalmente ao fato do fator de acoplamento entre bobinas 1 e 3 (M_{13}) não poder ser considerado desprezível, como definido em (100). E isto deve-se ao fato de ser pequena a distância de afastamento entre elas. Um dado que reforça esta hipótese encontra-se na Figura 13, que mostra que o valor de k para um afastamento de 10 cm é aproximadamente o dobro daquele para um afastamento de 15 cm.

Ainda que tenham sido evidenciados as diferenças acima citadas, considera-se que a concordância entre valores teóricos e práticos seja boa o suficiente para validar tanto a metodologia prática quanto o modelo matemático do sistema. Assim, a partir deste ponto, todas as discussões a respeito do sistema serão feitas considerando os resultados obtidos através das simulações matemáticas, ou seja, valores teóricos.

6.1 AVALIAÇÃO DA FLEXIBILIDADE DO SISTEMA: POTÊNCIA VERSUS EFICIÊNCIA

A Figura 31 e Figura 32 mostram a resposta do sistema para a distância D_{13} igual a 16 cm, e D_{12} variando de 5 cm a 30 cm em passos de 5 cm.



**Figura 31 - Curvas de eficiência em função da distância D_{13} (Ponto: $D_{13} = 16$ cm)
Fonte: Autoria própria.**

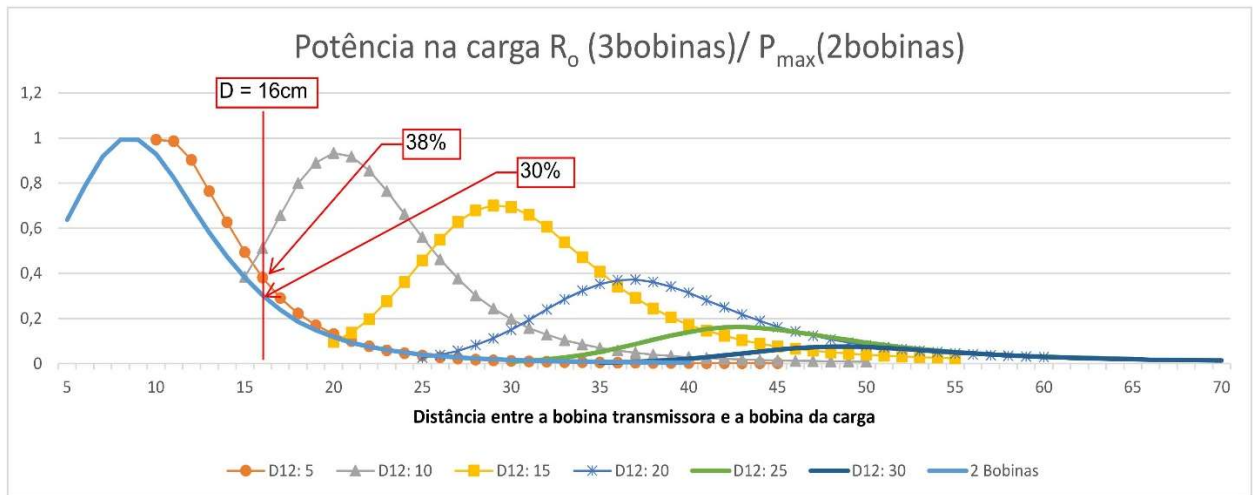


Figura 32 - Curvas de potência em função da distância D_{13} (Ponto: $D_{13} = 16\text{ cm}$)
Fonte: Autoria própria.

Considerando-se a operação com a distância D_{12} igual a 5 cm, pode-se verificar que o sistema com três bobinas opera com eficiência igual a 80% e potência relativa na carga igual a 38%. De outro lado, o sistema de duas bobinas responde com eficiência de 8% e potência relativa de 30%. Pode-se perceber, então, um enorme ganho de eficiência e ainda um ganho considerável na potência, pela utilização do sistema com três bobinas.

A Figura 33 e Figura 34 mostram a resposta do sistema para a distância D_{13} igual a 24 cm, e D_{12} variando de 5 cm a 30 cm em passos de 5 cm.

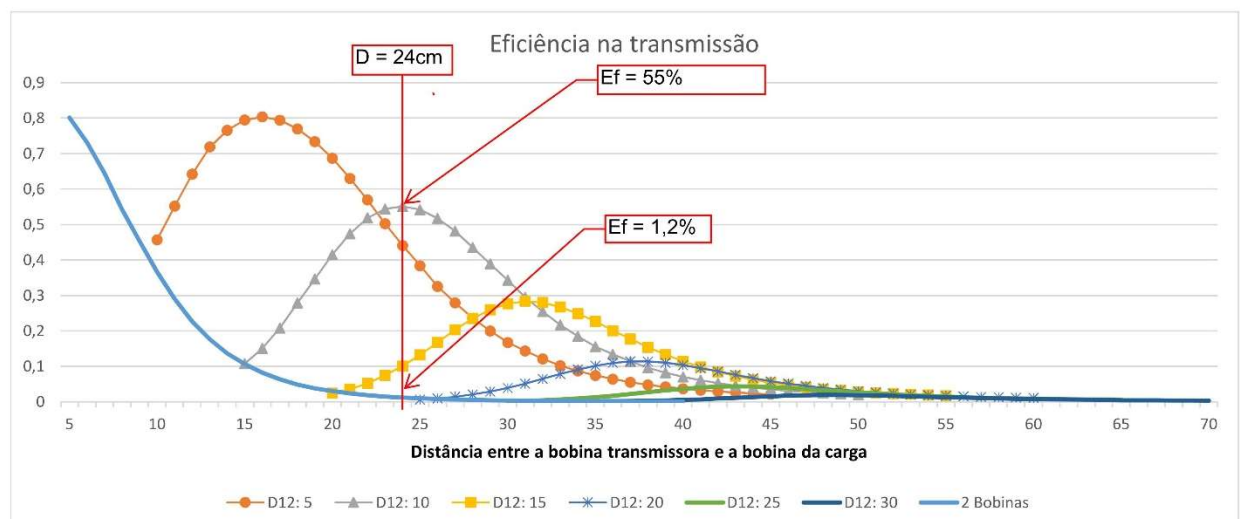


Figura 33 - Curvas de eficiência em função da distância D_{13} (Ponto: $D_{13} = 24\text{ cm}$)
Fonte: Autoria própria.

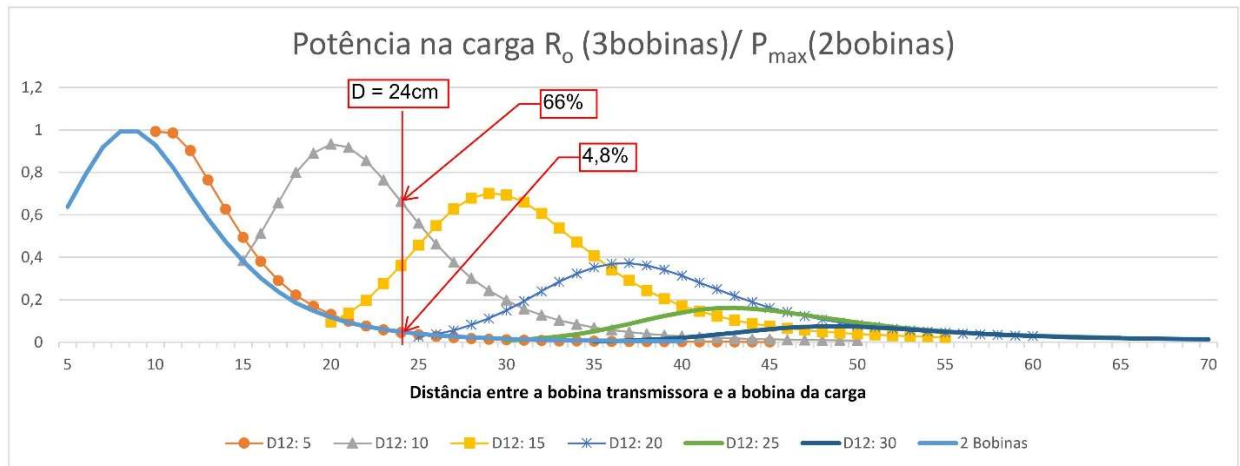


Figura 34 - Curvas de potência em função da distância D_{13} (Ponto: $D_{13} = 24$ cm)
Fonte: Autoria própria.

Considerando-se a operação com a distância D_{12} igual a 10 cm, pode-se verificar que o sistema com três bobinas opera com eficiência igual a 55% e potência relativa na carga igual a 66%. Por outro lado, o sistema de duas bobinas responde com eficiência de 1,2% e potência relativa menor que 5%. Pode-se perceber, então, um enorme ganho tanto na eficiência quanto na potência relativa. Pode-se fazer uma leitura diferente, que evidencia um grande ganho em termos de alcance do enlace em relação ao sistema de duas bobinas. Pode-se observar que para este último, o valor de eficiência de 55% ocorre para um afastamento da ordem de 8 cm, e a potência relativa de 66% ocorre para um afastamento da ordem de 12 cm. Ou seja, para a condição de operação com D_{12} igual a 10 cm, o sistema com três bobinas duplicou o alcance do enlace em termos de potência, e triplicou o alcance em termos de eficiência.

6.2 RELEITURA DOS RESULTADOS TEÓRICOS

Uma vez demonstrada a capacidade de o sistema composto por três bobinas operar em regiões de transferência de potência e eficiência mais flexíveis que o sistema composto por duas bobinas, uma nova abordagem será utilizada para avaliar o sistema.

O sistema de três bobinas pode ser pensado como um sistema original de duas bobinas, onde foi inserida uma bobina repetidora entre a bobina transmissora, e a bobina ligada à carga, como mostrado na Figura 35. Assim, para o sistema de três bobinas, pode-se considerar que a bobina repetidora é aquela que transfere energia para a bobina de carga. No sistema com duas bobinas esta função é feita pela própria bobina transmissora. A partir desta consideração, a

posição da bobina 2 do sistema com três bobinas será equiparada à posição da bobina 1 do sistema com duas bobinas. Com isto, a comparação entre os dois sistemas será feita considerando que a distância D_{23} do sistema com três bobinas seja idêntica à distância D_{12} para o sistema de duas bobinas.

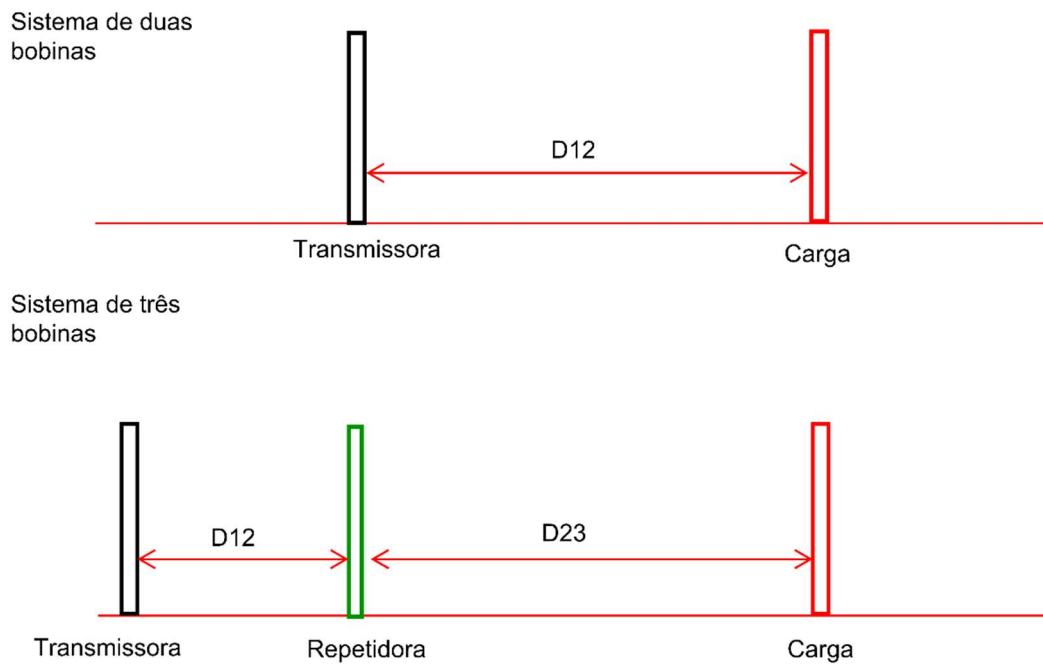


Figura 35 - Comparativo geométrico entre o sistema de duas bobinas e de três bobinas
Fonte: Autoria própria.

Considerando esta topologia, foram feitas simulações através do mesmo sistema linear. Foram consideradas variações da distância D_{12} entre 5 cm e 15 cm, em passos de 1 cm. Definido o valor de D_{12} , foi considerada a variação da distância D_{23} entre 8 cm e 30 cm, também em passos de 1 cm. O sistema foi resolvido para cada um dos pontos, gerando assim as famílias de curvas apresentadas na Figura 36 e Figura 37.

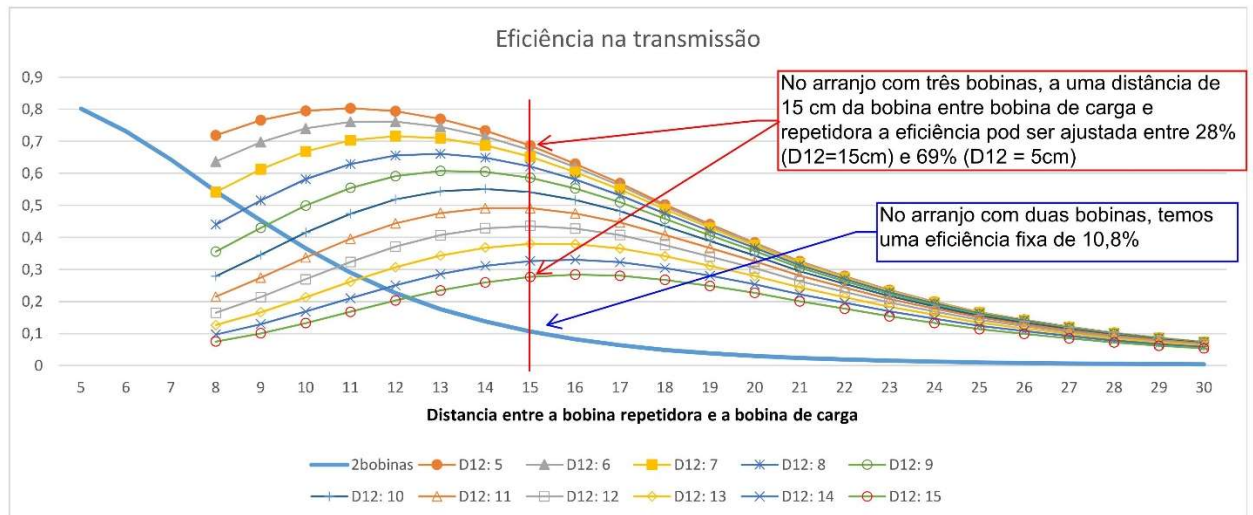


Figura 36 - Circuito com três bobinas - variação da eficiência em função de D_{12}
 Fonte: Autoria própria.

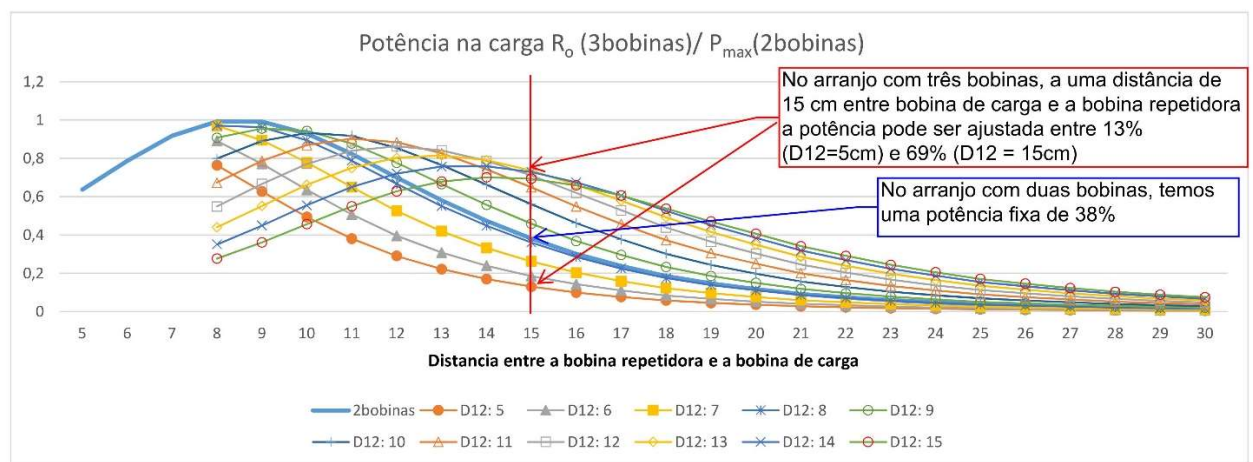


Figura 37 - Circuito com três bobinas - variação da potência em função de D_{12}
 Fonte: Autoria própria.

Para a distância de enlace de 15 cm o sistema com duas bobinas teria como ponto de operação uma eficiência de 10,8% e uma potência relativa de 38%. A adição da bobina repetidora mostra o aumento de flexibilidade para a operação do sistema. Para a mesma distância de enlace de 15 cm, o sistema de três bobinas pode operar em uma faixa de eficiência que varia entre 28% e 69%. A potência relativa, por sua vez, pode ser ajustada dentro de uma faixa que varia entre 13% e 69%.

A família de curvas apresentada na Figura 37 mostra que, à medida em que o valor de D_{12} aumenta, o valor de potência máxima da respectiva curva é deslocado para a direita. Para valores de distância D_{12} iguais ou inferiores a 8 cm, pode-se observar que os pontos de máximo das curvas ocorrem à esquerda do ponto de máximo do sistema com duas bobinas. Por outro

lado, pode-se observar que para valores de D_{12} iguais ou superiores a 9 cm, as respectivas curvas possuem pontos de máximo situadas à direita do ponto de máximo do sistema com duas bobinas. Como o não se tem descontinuidades nas características de resposta do sistema, é de se esperar que exista um valor de D_{12} para o qual os valores da máxima potência para o sistema de duas e três bobinas sejam coincidentes. A equação (116) define o ponto de máxima potência para o sistema de três bobinas. A equação (85), por sua vez, define o ponto o máximo da potência para o sistema de duas bobinas. Combinando-se estas duas equações, pode-se, então, definir a condição para que estes pontos sejam coincidentes, que é:

$$\left(R_2 R_o + \frac{R_o}{R_s} (\omega_0 M_{12})^2 \right) = R_s R_o , \quad (154)$$

e assim pode-se definir a condição a ser satisfeita para que isto aconteça:

$$(\omega_0 M_{12_{critico}})^2 = R_s^2 - R_s R_2 . \quad (155)$$

Uma vez que o termo à esquerda de (155) é sempre positivo, pode-se concluir que a mesma será válida desde que satisfeita a seguinte condição:

$$R_s > R_2 . \quad (156)$$

Aplicando-se a condição dada por (155) na fórmula da potência de carga do circuito de três bobinas, (109) tem-se:

$$P_{o_{M_{12_{critico}}}} = R_o \left(\frac{V_s (\omega_0 M_{23})}{(R_o R_s + (\omega_0^2 M_{23}^2))} \right)^2 \left[1 - \frac{R_2}{R_s} \right] . \quad (157)$$

Ao observar-se (157) é possível constatar uma notável semelhança com a equação da potência do circuito de duas bobinas, (81). Tendo-se em mente que em termos funcionais a distância D_{12} no sistema de duas bobinas corresponde à distância D_{23} no sistema de três bobinas, pode-se perceber, então, que (81) e (157) diferem apenas pelo valor constante representado entre colchetes em (157). Este valor está relacionado às perdas na bobina 2. Já o primeiro termo de (157) corresponde exatamente à equação da potência para o circuito com duas bobinas, (81). Assim, sob a condição deste valor crítico de D_{12} , todos os pontos da curva de potência diferirão apenas por uma constante e, desta forma, nunca a curva de potência do sistema de três bobinas interceptará a curva do sistema de duas bobinas. Isto significa que as curvas de potência dos dois tipos de sistema estão perfeitamente sincronizadas em relação a M_{23} . A constante impõe uma diferença em relação à amplitude da resposta, não um deslocamento em relação a D_{23} .

Como esta constante é sempre menor que um, pois representa perda de energia, a amplitude da resposta do sistema com três bobinas é ligeiramente inferior àquela do sistema de duas bobinas. No caso ideal, se esta resistência intrínseca fosse nula, ter-se-ia mesma resposta.

Para evidenciar isto, pode-se observar na Figura 37 que, para o valor de D_{12} igual a 8 cm, a curva de potência praticamente copia a curva de potência do sistema com duas bobinas.

Considere-se os valores de D_{12} iguais a 8 cm, e 9 cm, que fornecerão os valores dados respectivamente por (158) e (160), e o valor crítico, calculado em (159):

$$\omega_0 M_{12} \Big|_{D_{12}=8}^2 = 4,23 \times 10^3 \quad (158)$$

$$(\omega_0 M_{21_critico})^2 = (R_s^2 - R_s R_2) = 4,00 \times 10^3 \quad (159)$$

$$\omega_0 M_{12} \Big|_{D_{12}=9} = 2,95 \times 10^3 \quad (160)$$

O valor crítico é ligeiramente menor que o valor relativo à distância de 8 cm. Assim, o valor crítico ocorre para uma distância ligeiramente maior que 8 cm, e inferior à 9 cm. Uma vez que 8 cm é um valor muito próximo daquele que produz o valor crítico, é de se esperar valores de resposta muito próximos para estes dois valores de D_{12} , o que se evidencia pelo excelente ajuste entre as curvas.

O valor crítico tem um forte sentido prático. Caso o acoplamento entre bobinas 1 e 2 seja mais forte que o valor crítico, com D_{12} menor que aquela que produz o valor crítico, todos os pontos à direita do ponto de potência máxima apresentarão uma potência inferior àquela transmitida com o circuito com duas bobinas. Entretanto, como pode ser verificado na Figura 36, com valor de eficiência sempre superior àquela obtida com o circuito de duas bobinas.

Por outro lado, caso se tenha um acoplamento entre bobinas 1 e 2 mais fraco que o valor crítico, com D_{12} maior que aquela que produz o valor crítico, sempre haverá uma faixa de valores D_{23} para os quais o sistema poderá operar com uma potência na carga maior que aquela transmitida com o sistema de duas bobinas.

A Figura 38 apresenta como o parâmetro D_{12} pode ser utilizado para ajustar o ponto de operação do sistema. Diminuir o valor da distância D_{12} permite aumentar a eficiência da transmissão de energia. Contrariamente, aumentar a distância D_{12} permite otimizar o valor de potência entregue à carga.

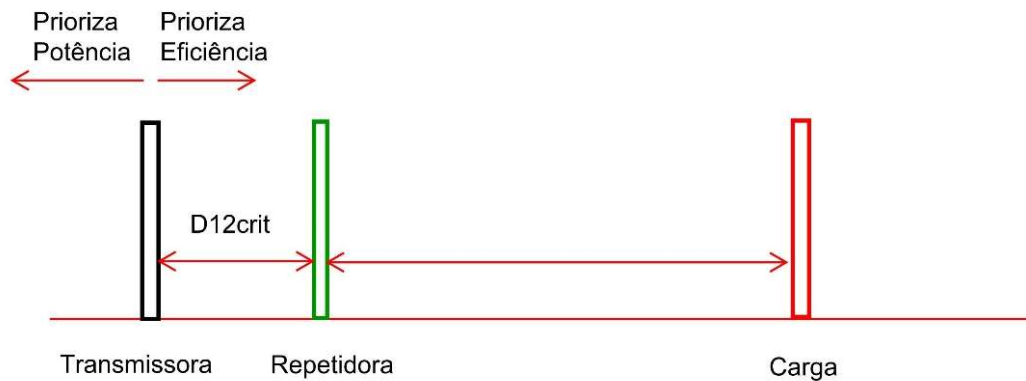


Figura 38 - Utilização de D_{12} como elemento de controle
Fonte: Autoria própria.

Como exemplo de possível aplicação prática, considere-se o esquema para recarga de um veículo elétrico apresentado na Figura 39.

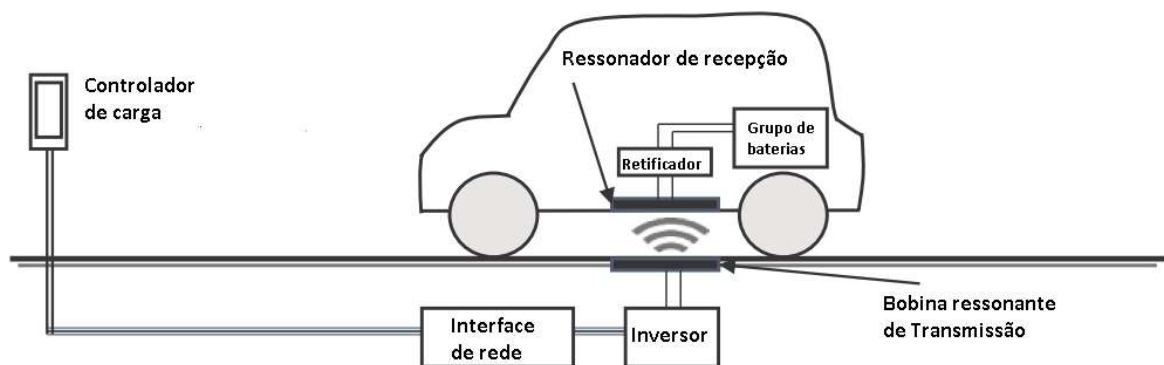


Figura 39 - Unidade estacionária de carga sem fio para veículos elétricos.
Fonte: Adaptado de Vilathgamuwa, 2015.

Considere-se a bobina receptora (3) no veículo, as bobinas transmissora e repetidora em uma unidade implantada no solo. Nesta unidade, tem-se a bobina 2 no mesmo nível do solo, e a bobina transmissora (1) móvel, podendo ter sua posição ajustada em relação à bobina 2. Considere-se, como exemplo, que a distância do assoalho do veículo em relação ao solo seja de 15 cm, e assim o ponto de operação correspondente àquele mostrado na Figura 36 e Figura 37. Nestas condições o sistema com duas bobinas teria como ponto de operação uma eficiência de 10,8% e uma potência relativa de 38%.

Considere-se agora o sistema com três bobinas, ajustando-se D_{12} em 5 cm. Neste caso tem-se como ponto de operação uma potência relativa de 13% e uma eficiência de transmissão de 69%. Como a potência é aproximadamente 1/3 daquela fornecida pelo sistema de duas bobinas, o tempo de carga da bateria, será praticamente três vezes maior. Por outro lado, com

a eficiência de 69%, quase 7 vezes maior que o valor da eficiência do sistema de duas bobinas, a recarga da bateria consumirá aproximadamente 7 vezes menos energia que aquela consumida pelo sistema de duas bobinas.

Pode-se optar por outro ponto de funcionamento, por exemplo, ajustando-se D_{12} em 15 cm. Nesta configuração tem-se como ponto de operação uma potência relativa de 70%, contra 38% do sistema de duas bobinas; e uma eficiência de transmissão de 28%, contra 10,8% do sistema de duas bobinas. Para o usuário final, com a potência sendo 1,8 vezes aquela do sistema de duas bobinas, será necessário um tempo de carga de aproximadamente 55% do tempo necessário no sistema com duas bobinas. E como a eficiência é praticamente 3 vezes aquela do sistema de duas bobinas, com um consumo de energia aproximadamente 3 vezes menor. Estas informações podem ser sintetizadas na Tabela 3.

Tabela 3 - Comparação dos sistemas de duas e três bobinas em aplicação prática

D12	Característica do sistema	2 bobinas	3 bobinas	Variável percebida pelo cliente	Fatores
5 cm	Potência relativa entregue à carga	38,00%	13%	Fator multiplicador do tempo de carga:	2,92
	Efciciência	11%	69%	Fator multiplicador do consumo de energia	0,16
15 cm	Potência relativa entregue à carga	38,00%	70%	Fator multiplicador do tempo de carga:	0,54
	Efciciência	11%	28%	Fator multiplicador do consumo de energia	0,39

Fonte: Autoria própria.

As famílias de curvas mostradas na Figura 36 e Figura 37 encontram-se apresentadas em gráficos com três eixos, mostrados na Figura 40 e Figura 41, respectivamente. Na representação em três eixos fica evidenciada a existência de “curvas de nível”. Estas curvas correspondem à combinações de valores de D_{12} e D_{13} para os quais os valores de eficiência, ou potência entregue à carga, são constantes.

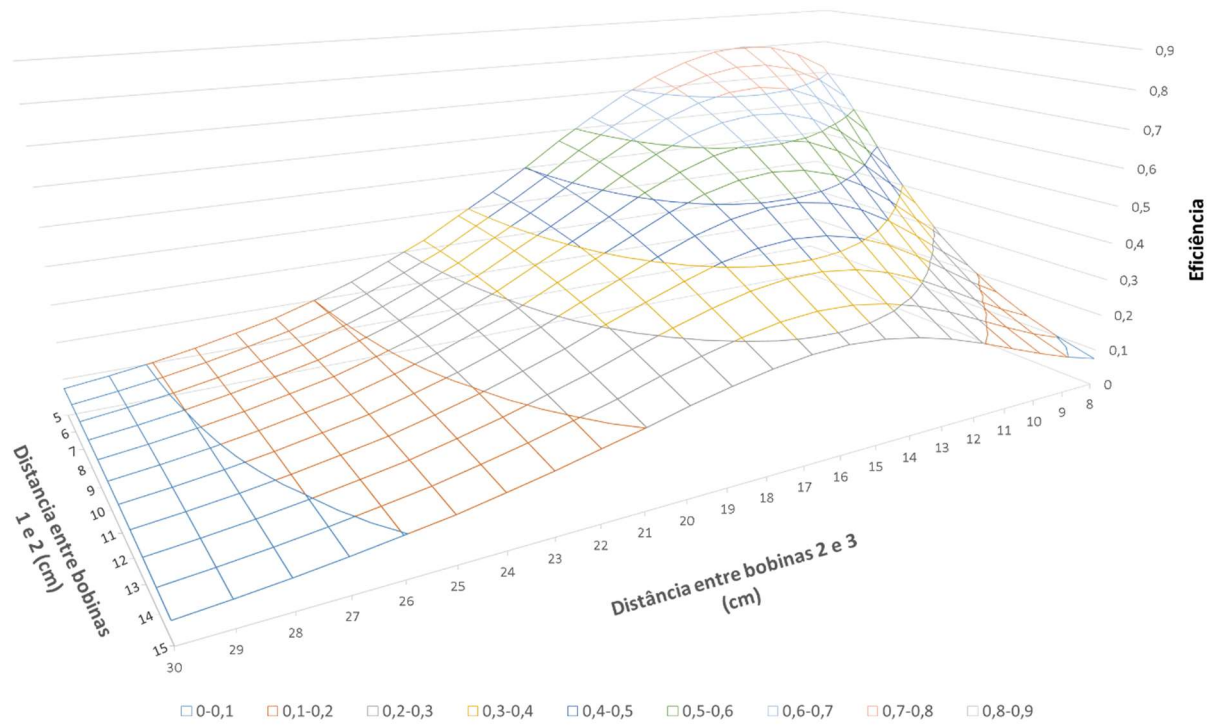


Figura 40 - Modelo 3D da família de curvas de eficiência.
Fonte: Autoria própria.

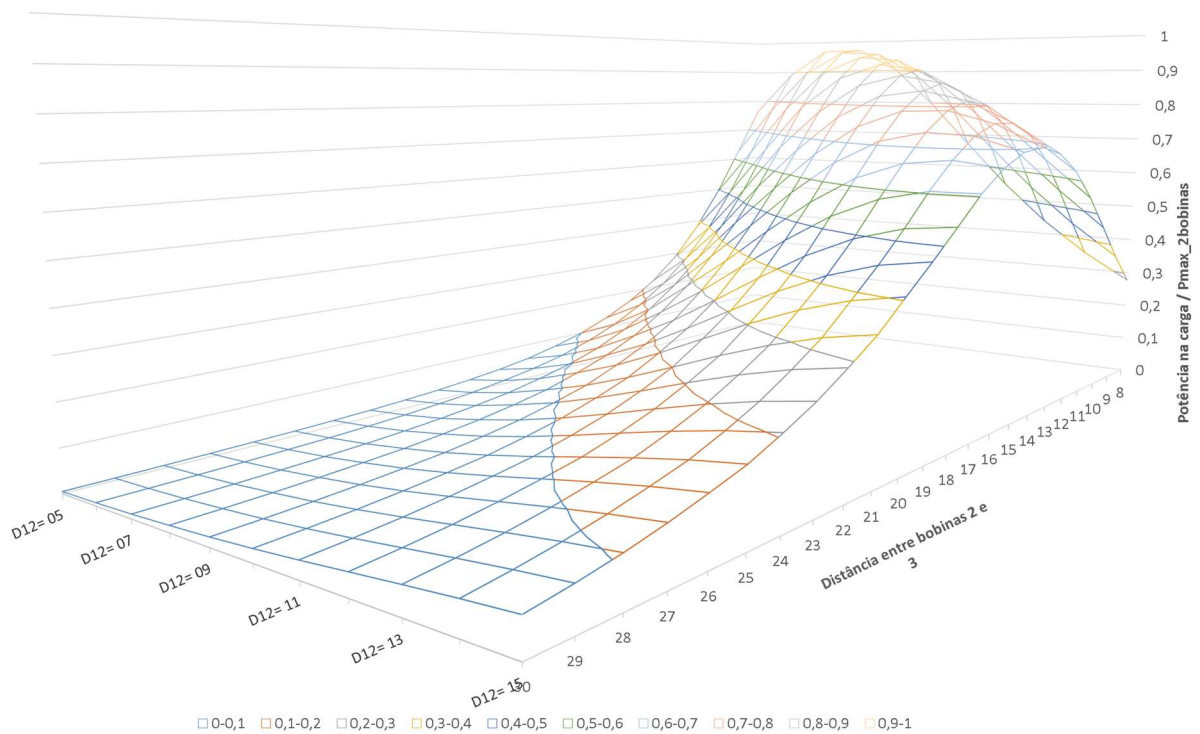


Figura 41 - Modelo 3D da família de curvas de potência entre à carga.
Fonte: Autoria própria.

7 CONCLUSÃO

Os valores obtidos experimentalmente apresentaram uma correlação bastante forte com os valores teóricos, obtidos através de simulação numérica. As diferenças verificadas entre estes valores se mostraram pequenas, inferiores a 4%. Assim, considera-se que o modelo matemático utilizado é apropriado para representar o sistema físico estudado. Pode-se associar os erros verificados principalmente a erros de posicionamento das bobinas e a erros de medição do fator de acoplamento, k . O valor de k utilizado na simulação numérica também foi obtido através de medição, podendo também estar sujeito aos mesmos erros de posicionamento mencionados.

A revisão teórica do sistema de duas bobinas confirmou algo já conhecido da vasta bibliografia; que as características de potência transmitida e eficiência na transmissão são dependentes exclusivamente das características dos componentes do sistema. Da mesma forma, a revisão teórica do sistema de três bobinas mostrou a influência do grau de liberdade adicional, introduzido com o uso da bobina repetidora, sobre as características do sistema. Os experimentos realizados na sequência demonstraram a importância e a aplicabilidade prática desta capacidade de ajuste.

Considerou-se o sistema de transmissão composto por duas bobinas como referência a ser utilizada para avaliar os resultados obtidos com o sistema de três bobinas. Os resultados obtidos, seja através dos experimentos realizados, seja através das simulações, foram utilizados para comparar os dois sistemas. Esta comparação permitiu-nos evidenciar e comprovar a maior flexibilidade funcional do sistema de três bobinas em relação ao de duas bobinas.

No primeiro tipo de abordagem os sistemas de duas e três bobinas tiveram seus resultados comparados em função da distância entre bobina transmissora e bobina de carga; ou seja, distância D_{12} para o primeiro, e distância D_{13} para o segundo. Através da variação de D_{12} foram geradas várias curvas de resposta para o sistema de três bobinas, as quais foram confrontadas com as curvas características do sistema de duas bobinas. Este confronto permitiu mostrar a capacidade de modificar tanto a característica de potência entregue à carga quanto a da eficiência de transmissão, pela modificação do parâmetro D_{12} . Desta forma, comprovou-se o aumento da flexibilidade do sistema, devido à utilização da bobina repetidora. Este confronto das curvas de resposta dos diferentes sistemas mostrou que, graças à utilização da bobina repetidora, o sistema de três bobinas foi capaz em operar em pontos impossíveis de serem alcançados pelo sistema de duas bobinas, para a mesma carga. Em termos funcionais, o uso da bobina repetidora possibilitou estender a faixa de operação do sistema. Para uma dada distância

de enlace, o sistema de duas bobinas oferece apenas um ponto de operação, o qual depende exclusivamente das características intrínsecas de cada componente. Para o sistema com três bobinas, a resposta do sistema, além de depender das características intrínsecas de seus componentes, depende de um parâmetro, M_{12} , que pode ser ajustado em função da variação da distância entre bobinas 1 e 2, D_{12} . Assim, demonstrou-se que, dada uma distância de enlace, através da variação de D_{12} pode-se ajustar o sistema de três bobinas para que este opere em uma condição que priorize a potência entregue à carga, ou a eficiência na transmissão da energia. Deve-se ressaltar que o valor de M_{12} pode ser alterado não apenas através da variação da distância axial entre bobinas 1 e 2, opção adotada neste trabalho. Esta variação poderia ser feita, por exemplo, pela mudança da posição angular entre as bobinas. Várias outras formas de variação da indutância mútua entre duas bobinas podem ser encontradas bibliografia existente.

Pôde-se mostrar uma importante peculiaridade relativa ao funcionamento do sistema de três bobinas. No sistema de duas bobinas, o valor da potência máxima entregue à carga depende do valor da própria resistência de carga. Ao contrário, para o sistema de três bobinas o valor da potência máxima na carga não depende da resistência da própria carga. O valor da resistência de carga tem influência apenas na posição espacial, distância entre bobinas 2 e 3, em que esta máxima potência ocorrerá. Os dados experimentais mostraram uma concordância muito boa em relação aos valores teóricos, confirmando esta característica tão peculiar da operação do sistema.

A coerência entre os resultados experimentais e teóricos confirmou nossa confiança no modelo matemático utilizado para analisar o sistema. Este modelamento matemático nos permitiu realizar uma análise diferenciada do funcionamento do sistema físico. Nesta análise considerou-se como parâmetro de referência a distância entre a bobina que alimenta a carga e aquela que lhe fornece energia. Desta forma, fez-se a comparação dos sistemas considerando-se a distância D_{12} (para o sistema de duas bobinas) e D_{23} (para o sistema com três bobinas). As famílias de curvas geradas possibilitaram definir, e visualizar de forma clara, as regiões de operação nas quais o sistema de três bobinas é capaz de entregar mais potência à carga, ou transmitir energia de forma mais eficiente que o sistema de duas. A apresentação destas famílias de curvas sob a forma de gráficos em três eixos evidenciou a existência de “curvas de nível”, regiões de operação onde tem-se potência constante na carga, ou eficiência constante no processo de transmissão. A análise do sistema com esta abordagem possibilitou-nos apresentar de forma bastante clara e didática a influência do grau de liberdade adicional inserido no sistema com o uso da bobina repetidora. Para o sistema de duas bobinas, um dado valor específico de potência entregue à carga, ou eficiência, corresponde a um ponto de operação. Ao contrário,

para o sistema de três bobinas, um valor específico de potência entregue à carga, ou de eficiência, correspondem à uma região de operação, formada por todos os pontos pertencentes à “curva de nível” do referido valor de potência ou eficiência, respectivamente.

Deve-se ressaltar um ponto de elevada relevância. A bobina repetidora é um elemento passivo, que tem sua resistência interna diferente de zero. A resistência interna desta bobina irá provocar perdas, dissipação de energia por efeito joule. O estudo mostrou que, ainda que a bobina repetidora adicione perdas ao sistema, o uso desta se mostrou vantajoso. O sistema se tornou capaz entregar maior potência à carga, e com maior eficiência, que o sistema original com duas bobinas. E isto se mostrou verdadeiro para a maior parte da região de operação.

A flexibilidade de operação, comprovada através deste estudo, permitiu-nos sugerir uma possível utilização do sistema, a recarga estática de bateria de um veículo elétrico. Mostrou-se como a flexibilidade de operação do sistema de três bobinas pôde ser traduzida em termos de dois parâmetros muito importantes para a utilização pelo cliente, a saber, tempo de recarga da bateria, e o custo desta recarga. Assim, demonstrou-se que esta flexibilidade do sistema pode permitir ao cliente escolher entre uma recarga mais rápida, com maior consumo de energia da rede, e conseqüentemente custo mais elevado; ou por uma recarga mais lenta, com menor consumo de energia, com custo de recarga mais baixo. No caso de aplicação deste sistema para a recarga de dispositivos de baixo consumo de energia, o fator eficiência torna-se menos importante. Neste caso, o sistema pode ser ajustado para fornecer a máxima potência possível, em função da distância de enlace a ser coberta, de forma a possibilitar a rápida recarga do dispositivo. Este seria o caso típico de aplicação para implantes biomédicos.

Desta forma, considera-se que os objetivos do trabalho foram atingidos. Demonstrou-se que a introdução da bobina repetidora introduz um grau de liberdade no sistema que permite otimizar seu ponto de operação seja em relação à potência entregue à carga, seja em relação à eficiência de transmissão de energia. Assim, a resposta deste sistema deixa de ser definida exclusivamente pelas características intrínsecas de seus componentes, como no sistema de duas bobinas.

O tema estudado neste trabalho é bastante vasto. Não se pode considerar que este trabalho tenha esgotado tal assunto. Ao contrário, a realização deste trabalho deixa expostos vários pontos a serem investigados em maior profundidade. Por exemplo, a família de curvas da potência máxima, apresentada na figura 36, mostra que existe uma envoltória para os pontos de máxima potência. Encontrar a função inversa desta envoltória pode fornecer uma importante contribuição para a implementação de sistemas automáticos de controle. Espera-se, desta forma, que este trabalho sirva de base, motivação e incentivo para futuros estudos.

8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABATTI, P. J; MIRANDA C. M; SILVA, M. A. P.. Analysis and Optimization of 3-Coil Wireless Power Transfer Systems. **IET Power Electronics**, 22 fev 2017, aceito para publicação. Ident. :PEL-2016-0492.R2.

ABATTI, P. J.; PICHORIM, S. F.; MIRANDA, C. M. Maximum Power Transfer versus Efficiency in Mid-Range Wireless Power Transfer Systems. **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, v. 14, n.1, p. 157-169, 2015.

BALUST, E. B. Resonant Inductive Coupling Wireless Power Transfer. In: **NaNoNetworking Summit 2012: RIC Wireless Power Transfer**. Catalúnia, Espanha, 2012. Disponível em: <http://www.n3cat.upc.edu/n3summit2012/presentations/Resonant_Inductive_Coupling_Wireless_Power_Transfer.pdf>. Acesso em: 24 fev. 2017.

ANH, P. T; CHEN, P. T. Design and Optimization of High-Efficiency Resonant Wireless Power Transfer System. In: **2016 International Conference on System Science and Engineering (ICSSE)**, 2016, Puli, Taiwan. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7551636/>>. Acesso em: 24 fev. 2017.

BENFORD, J. Space Applications of High-Power Microwaves. **IEEE Transactions on Plasma Science**, v. 36, n. 3, p. 569-581, 10 jun. 2008.

BOSSHARD, R. et al. Optimized Magnetic Design for Inductive Power Transfer Coils. In: **2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. Long Beach, CA, EUA, 2013, p. 1812-1819. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=6520541>>. Acesso em: 24 fev. 2017.

BOSSHARD, R; KOLAR, J. W. Inductive Power Transfer for Electric Vehicle Charging. Technical challenges and tradeoffs. **IEEE Power Eletric Magazine**. p. 22-30, set. 2016.

CHAFFEY, D. **Mobile Marketing Statistics compilation**. SmartSights.com. 27 abr 2016. Disponível em: <<http://www.smartinsights.com/mobile-marketing/mobile-marketing-analytics/mobile-marketing-statistics/>>. Acesso em: 24/02/2017.

COVIC, G. A. Modern Trends in Inductive Power Transfer for Transportation Applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**. v. 1, n. 1, p. 28-41, mar. 2013.

COVIC, G. A.; BOYS, J. T. Inductive Power Transfer. **Proceedings of the IEEE**. v. 101, n. 6, p. 1276-1289, jun. 2013.

DUARTE, R. M.; FELIC, G. K. Analysis of the Coupling Coefficient in Inductive Energy Transfer Systems. **Active and Passive Electronic Components**. Hindawi Publishing Corporation. v. 2014, Article ID 951624, p. 1-6. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1155/2014/951624>>. Acesso em: 24 fev. 2017.

ETH – Photonics Laboratory **Radiation** In. Chapter 6. Disponível em: <https://www.photonics.ethz.ch/fileadmin/user_upload/Courses/EM_FieldsAndWaves/Radiation.pdf>. Acesso em: 24/02/2017.

GRAJSKI, K. A.; TSENG, R.; WHEATLEY, C. Loosely-Coupled Wireless Power Transfer: Physics, Circuits, Standards. In: **Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems and Applications (IMWS)**. Kyoto, Japão, 10 a 11 mai 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6215828/>>. Acesso em: 24 fev 2017.

HAMAM, R. E.; KARALIS, A.; JOANNOPOULOS, J. D.; SOLJAČIĆ, M. Efficient weakly-radiative wireless energy transfer: An EIT-like approach. **Annals of Physics Journal**. Center for Materials Science and Engineering and Research Laboratory of Electronics, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA 02139, USA, v. 324, p. 1783-1795, ago. 2009.

HUI, S. Y. R.; ZHONG; LEE, C. K. A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 9, p. 4500-4511, 9 set. 2014.

HUY, H. M. **Adaptive Methods for Efficiency Improvement in Magnetic Resonance based Wireless Power Transmission System**. 2012. 65 f. Dissertação (Mestrado do Programa de Engenharia Elétrica) – Ulsan, Coréia do Sul, 2012. Disponível em: <<http://scholarworks.unist.ac.kr/handle/201301/1001>>. Acesso em: 24 fev. 2017.

JIANYU, L.; HOUJUN, T.; XIN, G. Frequency Splitting Analysis of Wireless Power Transfer System Based on T-type Transformer Model. **Elektronika ir Elektrotechnika**, v.19, n. 10, p. 109-113, 2013.

KARALIS et al. Wireless Energy Transfer. **Patente dos Estados Unidos**, USOO7825543B2, 26 mar. 2008, 02 nov. 2010.

KARALIS, A.; JOANNOPOULOS, J. D.; SOLJACIC, M. Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer. **ScienceDirect - Annals of Physics**. v. 323, p. 34–48, 2008.

KIANI, M.; JOW, U.; GHOVANLOO, M. Design and Optimization of a 3-Coil Inductive Link for Efficient Wireless Power Transmission. **IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems**, v. 5, n. 6, p. 579-591, 06 dez. 2011.

KIANI, M.; JOW, U.; GHOVANLOO, M. The Circuit Theory Behind Coupled-Mode Magnetic Resonance-Based Wireless Power Transmission. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I**, v.59, n.9, p. 2065-2074, 2012.

KURS, A.; KARALIS, A.; MOFFATT, R.; JOANNOPOULOS, J. D.; FISHER, P.; SOLJAČIĆ, M. Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances. **Scienceexpress**. V. 317, n. 5384, p. 83-86, 7 jun. 2007.

KURS, A. **Power Transfer Through Strongly Coupled Resonances**. 2007. 42 f. Dissertação (Mestrado em Física) - Massachusetts Institute of Technology, EUA, 2007. Disponível em: <<https://dspace.mit.edu/handle/1721.1/45429>>. Acesso em: 24 fev. 2017.

LIAO, SB.; DOURMASHKIN, P.; BELCHER, J. Inductance and Magnetic Energy. **Physics 8.02 - Course Notes at MIT**. MIT, 2004. cap. 11, p. 1-53. Disponível em: <<http://web.mit.edu/viz/EM/visualisations/coursenotes/>>. Acesso em: 24 fev. 2017.

MORADI, A.; TAHAMI, F.; POORFAKHRAEI, A. Minimum Weight Wireless Power Transfer Coil Design. **Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC 2016)**, 7, Tehran, Irã, 16-18 fev. 2016. p. 571-576. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7556923/>>. Acesso em: 24 fev. 2017.

NAJAFI, N.; RAJAEI, A.; MARDANED, M. Design and analysis of energy transfer system through Inductive Power Transfer (IPT) connected to a solar panel. **Ciência e Natura**. v. 37, n. 2, p. 415-426, 2015.

NATIONAL AERONAUTICS AND SPACE ADMINISTRATION (NASA). Beamed Laser Power For UAVs. **NASA Facts**, p. 1-2, mar. 2004. Disponível em: <https://www.nasa.gov/centers/dryden/pdf/120329main_FS-087-DFRC.pdf>. Acesso em: 24 fev. 2017.

NOVOTNY, L. **Lecture Notes on Electromagnetic Fields and Waves**. ETH Zurich, Photonics Laboratory, 09 fev 2013. Disponível em: <https://www.photonics.ethz.ch/fileadmin/user_upload/Courses/EM_FieldsAndWaves/Intro.pdf>. Acesso em: 24/02/2017.

OTA, Y. TAKURA, T.; SATO, F.; MATSUKI, H. Wireless Power Transfer by Low Coupling Electromagnetic Induction — LC booster. In: **2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications**. 2012, Kyoto, p. 175-178.

PICHORIM, S. F.; ABATTI, P. J. Biotelemetria por Acoplamento Indutivo. Parte II: Mútua Indutância entre Bobina Circular e Solenóide. In: Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, 14, 22-25 jul. 1996, Curitiba. **Anais eletrônicos**. v. 1, p. 495-500; 1996.

PICHORIM, S. F.; ABATTI, P. J. Design of Coils for Millimeter- and Submillimeter-Sized Biotelemetry. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, v. 51, n. 8, p. 1487-1489, 2004.

PICHORIM, S. F.; ABATTI, P.J. Analysis of errors in some simplified textbook interpretations of coil coupling coefficient. **International Journal of Electrical Engineering Education**, v. 50, n. 2, p. 127-132. 16 ago 2013.

PINUELA, M. et al. Maximizing DC to Load Efficiency for Inductive Power Transfer. **IEEE Transactions on Power Electronics**. v. 28, n. 5, p. 2437-2447, mai 2013.

QUEIROZ, A. C. **Mutual Inductance and Inductance Calculations by Maxwell's Method**. Out 2014. Disponível em: <http://www.researchgate.net/publication/242162202_Mutual_Inductance_and_Inductance_Calculations_by_Maxwell%27s_Method>. Acesso em: 24 fev 2017.

RANDALL, T. **Here's How Electric Cars Will Cause the Next Oil Crisis**. Bloomberg. 25 fev. 2016. Disponível em: <<https://www.bloomberg.com/features/2016-ev-oil-crisis/>>. Acesso em: 24 fev. 2017.

SAMPLE, A. P; MEYER, D. T; SMITH, J. R. Analysis, Experimental Results, and Range Adaptation of Magnetically Coupled Resonators or Wireless Power Transfer. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 2, p. 544-554, 2011.

SENJUTI, S. **Design and Optimization of Efficient Wireless Power Transfer Links for Implantable Biotelemetry Systems**. 2013. 97 f. Dissertação (Mestrado do Programa de Graduação em Engenharia Elétrica e Computacional) – The University of Western Ontario, Ontário, Canadá, 2013. Disponível em: <<https://www.semanticscholar.org/paper/Design-and-Optimization-of-Efficient-Wireless-Senjuti/4572406a62ae571394e52944c09aad52283347fa>>. Acesso em: 24 fev. 2017.

SIDDABATTULA, K. **Why Not A Wire? The case for wireless power.** Texas Instruments. [201-?] Disponível em: <<https://www.wirelesspowerconsortium.com/technology/why-not-a-wire-the-case-for-wireless-power.html>>. Acesso em: 24 fev. 2017.

SOMA, M.; GALBRAITH, D. C.; WHITE, R. L. Radio-Frequency Coils in Implantable Devices: Misalignment Analysis and Design Procedure. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering.** v. BME-34, n. 4, p. 276-282, abr. 1987.

TESLA, N. Apparatus for Transmitting Electrical Energy. **Escritório de Patentes dos Estados Unidos.** US1119732, 18 jan. 1902, 01 dez. 1914.

THOMPSON, M. Inductance Calculation Techniques – Part II: Approximations and Handbook Methods. **Power Control and Intelligent Motion.** p. 1-11, dez. 1999. Disponível em: <<http://www.thompsonrd.com/induct2.pdf>>. Acesso em: 24 fev. 2017.

TSENG, R. et al. Introduction to the Alliance for Wireless Power Loosely-Coupled Wireless Power Transfer System Specification Version 1.0. In: **2013 IEEE Wireless Power Transfer Conference**, 2013, Perugia, Itália. p. 79-83.

VILATHGAMUWA, D.M, SAMPATH, J.P.K. Wireless Power Transfer (WPT) for Electric Vehicles (EVs) - Present and Future Trends. In: S. Rajakaruna et al. **Plug In Electric Vehicles in Smart Grids, Power Systems.** Singapura: Springer Science+Business Media, 2015, cap. 2, p. 33-60.

WEI, X.; WANG, Z.; DAI, H. A Critical Review of Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances. **Energies.** v.7, n. 7, p. 4316-4341, 2014.

WorldDataBank 1. **Mobile cellular subscriptions (per 100 people).** [2016]. Disponível em: <<http://data.worldbank.org/indicator/IT.CEL.SETS.P2>>. Acesso em: 24/02/2017.

WorldDataBank 2. **Fixed telephone subscriptions (per 100 people).** [2016]. Disponível em: <http://data.worldbank.org/indicator/IT.MLT.MAIN.P2>>. Acesso em: 24/02/2017.

WOLSKI, A. Theory of Electromagnetic Fields. **CERN Accelerator School (CAS) 2010, In: RF for accelerators.** Ebeltoft, 8-17 jun 2010. v. 7, p. 15-66, 2011. Disponível em: <<https://arxiv.org/abs/1111.4354v1>>. Acesso em: 24 fev. 2017.

YANFENG, D. et al. Study on Coupling Characteristics of Inductive Power Transfer System. **2010 Asia Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC).** 2010, Chengdu.

ZARGHAM, M.; GULAK, P. G. Maximum Achievable Efficiency in Near-Field Coupled Power-Transfer Systems. **IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems**, v. 6, n. 3, p. 228-245, 2012.

ZHU, B.; LI, J.; HU, W.; GAO, X. Review of Magnetic Coupling Resonance Wireless Energy Transmission. **International Journal of u- and e- Service, Science and Technology**. v. 8, n. 3, p. 257-272, 2015.