

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

***TIAGO DA SILVA MOTTA***

**TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM-FIO:  
Método de Acoplamento Indutivo Ressonante**

**Porto Alegre  
2016**

**TIAGO DA SILVA MOTTA**

**TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM-FIO:  
Método de Acoplamento Indutivo Ressonante**

*Monografia apresentada  
como Projeto de Diplomação  
do Curso de Engenharia  
Elétrica pela Universidade  
Federal do Rio Grande do Sul  
como requisito obrigatório  
final para colação de grau.*

*Orientador: Professor Valner João Brusamarello*

**Porto Alegre**

**2016**

**TIAGO DA SILVA MOTTA**

**TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM-FIO:  
Método de Acoplamento Indutivo Ressonante**

**Este Trabalho de Conclusão de Curso foi analisado e julgado adequado para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista e aprovado em sua prova final pelo Orientador e pela Banca Examinadora designada pelo Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul.**

---

**Valner João Brusamarello**

---

**Leia Bernardi Bagesteiro**

**Aprovado em:** \_\_\_\_/\_\_\_\_/\_\_\_\_

**BANCA EXAMINADORA**

Valner João Brusamarello (Doutor) – UFRGS: \_\_\_\_\_

Roberto Petry Homrich (Doutor) – UFRGS: \_\_\_\_\_

Ivan Müller (Doutor) – UFRGS: \_\_\_\_\_

*A minha mãe Dulce Silva pelo  
apoio, aconselhamento e incentivo ao  
longo de toda a minha vida  
acadêmica.*

## **AGRADECIMENTOS**

Aos meus familiares pelos momentos de apoio ao longo deste trabalho e durante minha formação acadêmica, em especial à minha mãe pelo incentivo e presença constantes.

Ao meu professor orientador, Valner Brusamarello, pelo conhecimento transmitido e direcionamento dado, essenciais para o sucesso no desenvolvimento deste trabalho.

A todos professores do DELET-UFRGS que em algum momento ao longo de minha formação me prestaram auxílio e aconselhamento.

E a todos os demais professores, colegas e amigos que me ajudaram, estiveram presentes e contribuíram das mais diversas formas.

“A distância, que é o empecilho principal do progresso da humanidade, estará superada em palavra e ação. A humanidade estará unida, as guerras serão impossíveis e a paz reinará sobre todo o planeta”

Nikola Tesla

## RESUMO

Neste trabalho é realizada a análise matemática, modelagem e projeto experimental de um sistema de transmissão de energia sem-fio utilizando o método de acoplamento indutivo ressonante com vistas ao carregamento de baterias de dispositivos eletroeletrônicos em geral. A contextualização dos métodos de transmissão de curta distância, chamados de *near-field*, é primeiramente apresentada, traçando os limites teóricos de aplicação destes com base nos conceitos derivados das Equações de Maxwell para campos eletromagnéticos. O sistema desenvolvido foi baseado na otimização, através da ressonância com rede capacitiva, da transmissão de potência de um par de bobinas magneticamente acopladas, sendo a otimização feita através do cálculo numérico via algoritmo de busca dos valores discretos dos capacitores. A carga utilizada para a aplicação do sistema foi uma bateria do tipo Li-Po conectada a um módulo regulador de carga, que teve impacto crucial, através de sua correta modelagem, na otimização do sistema. Por fim é validado, através de simulação, a resposta dinâmica do sistema, que se mostra satisfatória mesmo o sistema desenvolvido não possuindo um método de otimização dinâmica.

Palavras-chave: Transmissão de Energia Sem-fio, Acoplamento Indutivo, Ressonância, Carregamento de baterias.

## **ABSTRACT**

In this work, the mathematical analysis, modeling and experimental design of a wireless energy transmission system using the resonant inductive coupling method are performed with a view to the charging of batteries of general electronic devices. The contextualization of short-distance transmission methods, called near-field, is first presented, tracing the theoretical limits of their application based on the concepts derived from Maxwell's Equations for electromagnetic fields. The developed system was based on the optimization, through the resonance with capacitive network, of the power transmission of a pair of magnetically coupled coils, being the optimization done through the numerical calculation through search algorithm of the discrete capacitor values. The load used for the application of the system was a battery of type Li-Po connected to a charger regulator module, which had a crucial impact, through its correct modeling, in the optimization of the system. Finally, the dynamic response of the system is validated through simulation, which shows that even the developed system does not have a dynamic optimization method.

**Keywords:** Wireless Power Transmission, Inductive coupling, Resonance, Charging of batteries.



## LISTA DE FIGURAS

<b>Fig.2.1:</b> Um dipolo magnético, equivalente a uma espira de corrente [56].	18
<b>Fig.2.2:</b> Fronteiras típicas das regiões <i>de near-field</i> e <i>far-field</i> , em quantidades de comprimento de onda, de fontes eletromagnéticas [55].	20
<b>Fig.2.3:</b> Transferência de energia sem-fio por acoplamento indutivo [52].	22
<b>Fig.2.4:</b> Método de acoplamento indutivo com circuitos ressonantes para WPT [52].	23
<b>Fig.2.5:</b> Experiência de WPT do MIT, em 2007, utilizando acoplamento ressonante para transmitir 60W de potência a uma lâmpada distante 2m do transmissor [6].	23
<b>Fig.3.1:</b> Circuito equivalente de um link indutivo com um fonte AC e a carga equivalente [24].	25
<b>Fig.3.2:</b> Eficiência de energia e potência de saída em função da razão $RL/RS$ do circuito da Fig. 3.1 [24].	25
<b>Fig.3.3:</b> Acoplamento eletromagnético entre duas bobinas condutoras [52].	27
<b>Fig.3.4:</b> Circuitos primários e secundários equivalentes de um sistema de acoplamento indutivo para WPT.	28
<b>Fig.3.5:</b> Modelo T equivalente para o sistema da Fig. 3.4	29
<b>Fig.3.6:</b> Circuito equivalente visto pelo carga.	30
<b>Fig.3.7:</b> Circuito RCL série para modelagem ressonância eletromagnética.	32
<b>Fig.3.8:</b> Curvas de ressonância para o circuito RLC excitado da Fig. 3.7, para quatro valores distintos de $R$ . A potência de saída atinge seu pico de máximo quando a frequência de excitação $\omega = \omega R$ dado em (3.20)	33
<b>Fig.3.9:</b> Circuito equivalente do link indutivo visto do lado da carga, com um capacitor de compensação em série.	35
<b>Fig.3.10:</b> Modelo do link do indutivo com dois capacitores de compensação série-série	36
<b>Fig.3.11:</b> Layout entre duas bobinas acopladas utilizado para o cálculo do coeficiente $k$	38
<b>Fig.3.12:</b> Curvas do fator de acoplamento em função da distância – cada curva correspondente a uma distância fixa, e do desalinhamento entre os eixos das bobinas em milímetros [40].	39
<b>Fig.3.13:</b> Efeito do coeficiente de acoplamento negativo devido ao maior número de linhas de fluxo magnético de “retorno” atravessando a bobina L2	40
<b>Fig.3.14:</b> Efeito de deslocamento da frequência de ressonância ( <i>frequency splitting</i> ) para o link indutivo de dois capacitores série-série de compensação, para vários valores de $k$	43
<b>Fig.3.15:</b> Diferentes topologias de redes de capacitores de compensação: com quatro capacitores de compensação total (a); dois capacitores paralelo-paralelo (b); dois capacitores série-paralelo (c).	45
<b>Fig.3.16:</b> Modelo equivalente de um link indutivo com quatro capacitores de compensação, com todas as resistências intrínsecas consideradas, sendo $RC$ a resistência equivalente série dos capacitores, $R1$ e $R2$ a resistência das bobinas e $RS$ a resistência de perdas ôhmicas da fonte. A carga é considerada puramente resistiva $RL$	46
<b>Fig. 4.1:</b> Diagrama de blocos do sistema de WPT para carregamento de baterias.	49
<b>Fig. 4.2:</b> Comparativo dos resultados de simulação para os coeficientes de acoplamento $k$ para quatro topologias de bobinas planares: circular, quadrada, retangular e segmentada [59].	51
<b>Fig. 4.3:</b> Modelo de bobina planar circular [22].	51
<b>Fig. 4.4:</b> Bobinas construídas para as etapas experimentais.	53

<b>Fig.4.5:</b> Circuito equivalente do link ainda não otimizado pelos capacitores de compensação com impedância de carga indefinida.....	56
<b>Fig.4.6:</b> Interface de usuário do aplicativo desenvolvido para cálculo numérico dos capacitores de compensação.....	56
<b>Fig.4.7:</b> Fonte de excitação utilizada nos experimentos, formada pelo gerador de funções e o circuito amplificador para etapa de potência.....	57
<b>Fig.4.8:</b> Sistema de controle e regulação de carga de baterias Li-Po utilizando o integrado MAX846A.....	59
<b>Fig.4.9:</b> Perfil de carga da bateria do módulo MAX846A, com $I_{bat,max} = 800mA$ [61] .....	60
<b>Fig.5.1:</b> Circuito base utilizado para a simulação e testes experimentais de caracterização do link.....	62
<b>Fig.5.2:</b> Resposta da tensão de saída teórica do link, para os casos de capacitores a 0.15% de ESR e para o caso de capacitores a ESR reais.....	63
<b>Fig.5.3:</b> Resposta da potência média de saída teórica do link, para os mesmos casos equivalentes da Fig. 5.2.....	63
<b>Fig.5.4:</b> Comparativo entre a resposta experimental da tensão de saída e do resultado de simulação, este apresentando anteriormente na Fig. 5.2.....	64
<b>Fig.5.5:</b> Diagrama esquemático de representação do circuito completo de carga com ponte retificadora.....	65
<b>Fig.5.6:</b> Curvas experimentais de $IDC \times VDC$ e $I_{bat} \times VDC$ .....	66
<b>Fig.5.7:</b> Diagrama esquemático do sistema completo de carregamento sem-fio, com os blocos de carga e de fonte de excitação expandidos nas Fig. 5.5 e 4.7, respectivamente.....	67
<b>Fig.5.8:</b> Montagem da PCB corresponde ao link e circuito de carga.....	68
<b>Fig.5.9:</b> Gráfico de dispersão das correntes $I_{bat}$ e $IDC$ medidas em função do $RL$ teórico estimado.....	70
<b>Fig.5.10:</b> Gráfico de dispersão das tensões $V_{bat}$ e $VDC$ medidas em função do $RL$ teórico estimado.....	70
<b>Fig.5.11:</b> Ponto de máxima tensão de carga fornecida pelo link observada sobre a resposta de $I \times V$ do módulo de carga.....	70
<b>Fig.5.12:</b> Ensaio do teste de carga já com o circuito otimizado para a carga equivalente estimada $RL = 60\Omega$ . A corrente $I_{bat}$ sendo monitorada através do voltímetro monitorando uma resistência de $1\Omega$ série com bateria.....	71
<b>Fig.5.13:</b> Curva da corrente de carga $I_{bat}$ em função do tempo (minutos) – derivada da Fig. 4.9 - com base numa corrente máxima projetada de 100mA. Valores da resistência equivalente $RL$ do circuito de carga ao longo tempo são indicados pelos pontos sob a curva.....	72
<b>Fig.5.14:</b> Curvas de potência de saída ótima (capacitores a ESR de 0.15%), potência de saída real (capacitores a ESR de 8%) e potência de carga nominal do circuito da bateria em função de $RL$ .....	73

## LISTA DE TABELAS

<b>Tabela 3.1:</b> Valores dos parâmetros das bobinas e dos capacitores de acoplamento do circuito de exemplo. ....	42
<b>Tabela 4.1:</b> Especificações básicas do sistema de carregamento sem-fio projetado. ...	48
<b>Tabela 4.2:</b> Variáveis de projeto do sistema de acoplamento indutivo ressonante. ....	50
<b>Tabela 4.3:</b> Parâmetros da bobina transmissora. ....	53
<b>Tabela 4.4:</b> Parâmetros da bobina receptora.....	54
<b>Tabela 4.5:</b> Valores medidos de $V_2$ para uma dada frequência $f$ de excitação, e os respectivos valores de $k$ calculados pela Eq. 4.8. Os valores fixos com $V_1 = 102V$ , $L_1 = 36.06\mu H$ , $L_2 = 19.53\mu H$ e $R_1 = 7.776\Omega$ , todos valores reais previamente mensurados. ....	55
<b>Tabela 4.6:</b> Valores experimentais máximos de operação do amplificador da Fig. 4.7 .....	58
<b>Tabela 4.7:</b> Parâmetros absolutos de operação do módulo de carga MAX846A para uma bateria Li-PO 1C e $I_{carga, max} = 100mA$ .....	60
<b>Tabela 5.1:</b> Valores dos capacitores de compensação obtidos para uma carga $RL = 47\Omega$ pelo algoritmo de busca (Ideal) e seus respectivos valores reais medidos experimentalmente (Real). ....	62
<b>Tabela 5.2:</b> Resultados de estimação da $RL$ real equivalente do circuito de carga através da otimização para valores teóricos de $RL$ .....	69

## ABREVIATURAS

AC	<i>Alternating Current</i>
DC	<i>Direct Current</i>
ESR	<i>Equivalent Serie Resistance</i>
EUA	Estados Unidos da América
Li-Po	Lítio-Polímero
MIT	<i>Massachusets Institute of Technology</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
VANT	Veículo Aéreo Não Tripulado
WPT	<i>Wireless Power Transmission</i>

## SÍMBOLOS

$c$	Velocidade da luz no vácuo
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do vácuo
$\epsilon_0$	Permissividade elétrica do vácuo
$\eta$	Eficiência de transmissão
$\eta_0$	Impedância intrínseca do vácuo
$\omega$	Frequência angular

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>13</b>
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	13
1.2	MOTIVAÇÃO	16
1.3	OBJETIVOS	16
1.3.1	<b>Gerais</b>	<b>16</b>
1.3.2	<b>Específicos</b>	<b>16</b>
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>17</b>
2.1	TÉCNICAS DE TRANSMISSÃO SEM FIO	17
2.1.1	<b>Near-Field x Far-Field</b>	<b>17</b>
2.2	MÉTODOS <i>NEAR-FIELD</i> (NÃO RADIATIVOS)	21
2.2.1	<b>Acoplamento Indutivo</b>	<b>21</b>
2.2.2	<b>Acoplamento Indutivo Ressonante</b>	<b>22</b>
<b>3</b>	<b>SISTEMA DE CARREGAMENTO SEM-FIO</b>	<b>24</b>
3.1	CONCEITOS-BASE DE ACOPLAMENTO RESSONANTE	24
3.2	LINK INDUTIVO	26
3.2.1	<b>A Física do fenômeno da Indução</b>	<b>26</b>
3.2.2	<b>Modelo elétrico do acoplamento indutivo</b>	<b>28</b>
3.2.3	<b>Circuito RLC e o fenômeno da ressonância</b>	<b>31</b>
3.2.4	<b>Modelo completo do acoplamento indutivo ressonante</b>	<b>33</b>
3.2.5	<b>A indutância mutua e o coeficiente de acoplamento <math>k</math></b>	<b>37</b>
3.2.6	<b>O fator de qualidade <math>Q</math></b>	<b>40</b>
3.2.7	<b>Potência, Eficiência e <i>Splitting</i> de Frequência</b>	<b>41</b>
3.2.8	<b>Otimização do Link Indutivo por rede capacitiva de ordem superior. ...</b>	<b>44</b>
<b>4</b>	<b>METODOLOGIA EXPERIMENTAL</b>	<b>48</b>
4.1	ARQUITETURA	48
4.2	PROJETO DO LINK INDUTIVO	49
4.2.1	<b>Modelagem das Bobinas</b>	<b>50</b>
4.3	REDE CAPACITIVA	55
4.4	FONTE DE EXCITAÇÃO	57
4.5	CIRCUITO DE CARGA E BATERIA	58
<b>5</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>61</b>
5.1	CARACTERIZAÇÃO DO LINK	61
5.1.1	<b>Resultados de Simulação</b>	<b>62</b>
5.1.2	<b>Resultados Experimentais</b>	<b>64</b>
5.2	MODELAGEM DA CARGA	65
5.3	TESTE DO SISTEMA COMPLETO	67

<b>5.3.1</b>	<b>Diagrama esquemático .....</b>	<b>67</b>
<b>5.3.2</b>	<b>Montagem da PCB.....</b>	<b>67</b>
<b>5.3.3</b>	<b>Teste de carga.....</b>	<b>68</b>
<b>5.4</b>	<b>SIMULAÇÃO DO CARREGAMENTO DINÂMICO DA BATERIA.....</b>	<b>71</b>
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO .....</b>	<b>74</b>
<b>6.1</b>	<b>ANÁLISE GLOBAL.....</b>	<b>74</b>
<b>6.2</b>	<b>PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>75</b>
<b>7</b>	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>76</b>

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

A transferência de energia se apresenta na natureza de incontáveis formas, variando tanto no tipo de energia transferida - havendo ou não a transformação do tipo de energia - e também no meio em que ocorre tal transferência. Com o avanço da tecnologia, o conceito de transferência de energia aparenta ser impossível de se dissociar do próprio conceito de tecnologia, se vislumbrado, ao conhecimento mais leigo, como algo que talvez não estivesse presente na natureza antes de homem adquirir ciência e capacidade de dominá-lo. De fato, é impossível imaginar todo avanço da civilização, especialmente nos últimos 100 anos, se não tivéssemos desenvolvido ferramentas capazes de transportar energia aos pontos mais remotos, onde outrora a própria ocupação urbana aparentasse ser improvável. Assim, o ato de levar energia de uma fonte geradora a um foco consumidor distante, como uma residência urbana, uma fábrica, ou mesmo uma zona rural já é algo cotidiano ao nosso conhecimento, tal é o domínio que adquirimos sobre essa tecnologia com o passar do tempo.

No entanto, na aurora da descoberta da energia elétrica, ao final do século XIX, quando o entendimento dos fenômenos eletromagnéticos ainda engatinhava, este tema foi alvo de feroz debate entre a comunidade científica. A revolução industrial se acelerava a um ritmo frenético, e a expansão do espaço urbano estava intimamente ligada às recentes descobertas feitas em torno da eletricidade, pois o crescimento industrial dependia de avanços na forma como a energia que sustentaria esse desenvolvimento pudesse ser gerada e transmitida. De fato, da disputa conceitual de Corrente contínua versus Corrente alternada – a chamada “Guerra das Correntes” [1] - travada nas décadas de 1880 e 1890, entre o inventor e empresário Thomas Edison e o engenheiro eletricitista Nicola Tesla, respectivamente, com o último saindo vencedor ao final, surgiram os alicerces dos métodos de transmissão de energia elétrica por meios cabeados, hoje largamente e majoritariamente utilizados.

No entanto, foi o próprio Tesla que antecipou as limitações práticas e físicas do método de transmissão de energia elétrica o qual ele foi o seu principal mentor. Utilizando o princípio de acoplamento ressonante entre duas bobinas, Tesla conduziu experimentos em que podia transmitir energia elétrica há longas distâncias entre uma fonte geradora e a carga alimentada. Num desses experimentos, realizados nos arredores da pequena cidade Colorado Springs nos EUA, ele foi capaz de iluminar um campo com lâmpadas enterradas ao chão, há cerca de 20 quilômetros de distância de uma grande antena transmissora, a qual irradiava energia utilizando a ressonância da Terra [3]. Embora impressionantes e visionários, os experimentos de Tesla não surtiram grande efeito à época, pela ainda escassa necessidade de uso prático e comercial dessa tecnologia, pela baixa eficiência de transmissão – já que era necessário gerar dezenas de quilowatts de potência para alimentar uma carga distante que consumia apenas algumas centenas de watts - e sobretudo pelo alto custo do aparato experimental, o que levou Tesla a abandonar os experimentos, deixando um legado e uma área de estudo que por muito tempo se tornou inexplorada.

Entretanto, mesmo jamais tendo sido explorado a nível comercial e industrial, a experiência de Tesla de transmissão de energia à longa distância produziu muitos dos conceitos que hoje são a base nos mais modernos estudos de WPT (*wireless power transmission*), sobretudo nos métodos que utilizam acoplamento magnético e ressonância para transmissão à curta e média distâncias.

Conceitualmente, a transmissão de energia sem fio é definida como a transferência de energia elétrica entre uma fonte de potência e uma carga sem a intermediação de condutores sintéticos, ou seja, matérias produzidas pelo homem. Assim, se trata de uma definição genérica

que não especifica o meio físico de transferência ou mesmo a natureza e metodologia com que essa transmissão ocorra, apesar de as aplicações mais comuns atuais utilizarem o ar como meio natural de transmissão. Também deve ser feita a distinção entre comunicação sem-fio e WPT, pois embora ambas se baseiem em fenômenos eletromagnéticos, e ambas envolvam também transporte de energia sem-fio, elas se diferenciam quanto ao seu foco: enquanto a primeira foca na transmissão de sinais de dados, onde primeiramente o interesse maior está integridade do sinal recebido – a segunda foca na eficiência ou na máxima transferência da potência, não importando, *a priori*, qualquer dado ou informação que o sinal transmitido carregue [4].

As tecnologias atuais existentes para WPT se multiplicaram em métodos utilizados para transmissão desde os estudos de Tesla. E embora as aplicações de transmissão à longa distância de energia sejam as mais impressionantes por seu caráter até certo ponto futurista e pelo impacto natural que a manifestação macro de um fenômeno eletromagnético posso causar, hoje em dia as tecnologias de WPT à curta e média distância tem sido muito mais prolíficas na produção de pesquisas e estudos acadêmicos focados no desenvolvimento de protótipos para os mais variados tipos de aplicações e, conseqüentemente, tem-se visto uma tendência cada vez maior no lançamento no mercado de produtos que utilizam a tecnologia de WPT.

Os primeiros estudos feitos de WPT para curta distância utilizavam o *método de indução simples* [5], pelo acoplamento magnético entre duas bobinas. Esse método foi inicialmente utilizado nos anos de 1960 e 1970 na área biomédica, no carregamento de implantes, tais como marca-passos. No entanto esse método foi gradualmente abandonado tendo em vista a baixa eficiência energética, sobretudo em aplicações de média distância.

Posteriormente o método de indução foi complementado pelo uso da ressonância, criando o atual largamente utilizado *método de acoplamento indutivo ressonante*, que possui um ganho considerável de eficiência comparado ao método de indução. Em 2008, a Intel replicou uma experiência do MIT fornecendo energia para uma lâmpada de 60 watts colocada a uma distância de 60 cm, utilizando o método indutivo ressonante com eficiência de transmissão de 75% [6] [7]. Desde então essa tecnologia tem sido cada vez mais utilizada na indústria, especialmente em dispositivos eletrônicos portáteis pessoais, tais como *Smartphones*, *Tablets*, *Notebooks*, fones de ouvido e etc.

O contato do consumidor comum com essa tecnologia ajudou a impulsionar a necessidade de desenvolver alternativas que minimizem a necessidade de uso de cabos e fios no nosso cotidiano. Assim muitas empresas surgiram nos últimos com foco unicamente no projeto de protótipos e produtos voltados para WPT, não só com foco ao consumidor comum, mas a incontáveis setores, desde a indústria civil e militar até a área médica. Entre essas empresas destacam-se *Solace Power*, *Witricity*, *eCoupled* [8-11], focadas no desenvolvimento de soluções gerais para média distância de WPT, como estações de carregamento de bateria, para dispositivos de pequeno e médio porte.

Um dos setores que também tem visto maior aumento no estudo de WPT é a indústria automobilística. Com o aquecimento global pelos gases de efeito estufa e com o engajamento cada vez maior da sociedade com às questões ecológicas, cresceu também consideravelmente a presença dos chamados veículos verdes, sobretudo dos carros elétricos. Um dos inconvenientes de veículos elétricos é a sua bateria, que precisa ser plugada para ser recarregada, num processo que costuma levar várias horas [11]. No entanto, muitos desenvolvedores e pesquisadores preveem que no futuro próximo, basta estacionar seu carro em um local pré-determinado na sua garagem e o carro irá recarregar automaticamente e sem-fios [12]. Assim, muitas pesquisas têm sido feitas na busca da máxima eficiência no carregamento de bateria de veículos elétricos, utilizando o método de acoplamento indutivo ressonante [13].



Ainda dentro do contexto de veículos elétricos onde o uso de tecnologias WPT tem sido cada vez mais presente, mas migrando mais para a área de aviação, destacamos os chamados VANTs - Veículos Aéreos Não-Tripulados, comumente conhecidos com *drones* - muito embora a literatura formal se refira a *drones* apenas para os VANTs de uso recreativo, sem fins comerciais [14]. Esses veículos, começaram a ter uma presença cada vez mais destacada na indústria e comércio nos últimos anos, deixando de ser uma aplicação exclusiva do setor militar. Seu uso tem sido principalmente na área de logística, de transporte de produtos, na agropecuária, para mapeamento e monitoramento de grandes áreas cartografia, e inúmeras outras aplicações profissionais, onde a grande versatilidade e praticidade desse tipo de veículo se torna grandemente vantajosa. No entanto, os VANTs ainda apresentam um grande inconveniente que limita a sua aplicabilidade em larga escala que é a sua baixa autonomia de energia. As dimensões físicas até certo ponto limitadas – quando comparadas a veículos aéreos tripulados, por exemplo – que por um lado é vantajosa, por outro lado impõe limites na autonomia de energia, tanto quando alimentado por combustível ou por bateria. Atualmente, os VANTs elétricos de uso comercial apresentam em média uma autonomia máxima de 40 minutos sem a necessidade de recarga da bateria [15], o que limita drasticamente o raio de alcance destes veículos. O método tradicional de recarga fazendo a troca manual das baterias exige postos de recarga com a presença de mão-de-obra qualificada humana – o que encarece consideravelmente o processo - dentro do raio de alcance autônomo do veículo. Assim, muitas soluções têm sido propostas para minimizar esse inconveniente fazendo uso da tecnologia de WPT. A *Witricity*, uma das empresas que se destacam em soluções com o uso de tecnologia WPT recentemente lançou no mercado estações de pouso autônomas para recarga wireless de bateria [16]. Da mesma forma a *SkySense*, empresa especializada em VANTs, desenvolveu pads capazes de recarregar via wireless vários veículos ao mesmo tempo [17].

Na área médica tem se destacado o desenvolvimento de baterias de marca-passos que podem ser recarregadas sem a necessidade de novas cirurgias para substituição [18]

Com o desenvolvimento cada vez mais intenso de produtos que utilizam tecnologias de transmissão de energia sem fio, e a presença destes se tornando maciça em nosso cotidiano, paralelamente aumentam as preocupações quanto à exposição da saúde humana a um verdadeiro bombardeio de radiação eletromagnética provinda destes dispositivos. Assim há vários estudos em andamento a fim de criar um conjunto de normas que regulamentem o uso de WPT, uniformizando a aplicabilidade desta tecnologia. Para esse fim, em 2008 foi criado *Wireless Power Consortium*, de cooperação aberta, ao qual já fazem parte grandes empresas da área de tecnologia como *Fulton*, *Nokia*, *Logitech*, *Philips*, *Sanyo* e *Texas Instruments* [19].

## 1.2 MOTIVAÇÃO

A era digital e da mobilidade, seguindo da popularização e *boom* dos dispositivos móveis, principiou uma nova era no desenvolvimento tecnológico, com muitos a considerar como a Quarta Revolução Industrial. O ritmo frenético que surgem novas funcionalidades e recursos parece indicar para um caminho ilimitado de possibilidades. No entanto, um aspecto que permeia toda essa tecnologia digital, aquilo que é justamente o coração da mobilidade digital, as baterias, parece não acompanhar esse mesmo ritmo evolutivo. As baterias continuam a ser o ponto fraco de todo e qualquer dispositivo eletrônico móvel. Pesadas e volumosas e capacidade autônoma cada vez mais limitada quanto mais recursos se agregam aos equipamentos que delas fazem uso, as baterias ainda oferecem o incomodo de necessitarem serem “plugadas” a uma fonte de energia para serem recarregadas. É neste contexto que surge a tecnologia de Transmissão de energia sem-fio voltada para carregamento de baterias

Neste mesmo contexto de necessidade de autonomia de dispositivos eletrônicos, começam a se introduzir em outras áreas, como a automobilística e a de aviação (VANTs) que partilhando de preceitos essenciais de WPT já consagrados na indústria móvel, começa a incrementar pesquisas e desenvolvimento de novas soluções e protótipos, dando uma nova visão para esta prolífica tecnologia.

Assim, surgiu a ideia de aprofundar-se neste tema, ainda até certo ponto pouco explorado, dado o estágio embrionário em que se encontram muitos dos estudos de WPT presentes hoje em dia. Utilizando uma forte base teórica e conhecimento científico adquirido ao longo da formação acadêmica, este trabalho visa dar uma pequena mais ainda assim importante contribuição para o fomento de novos produtos com base nessa área de pesquisa, que em diversos aspectos mostra-se extremamente promissora para o futuro da tecnologia, tanto do ponto de vista científico quando do empreendedorismo.

## 1.3 OBJETIVOS

### 1.3.1 Gerais

- O principal objetivo desse trabalho é desenvolver um sistema com um par de bobinas que configuram um link indutivo para transferir energia sem o uso de fios a uma carga variável como uma bateria com diferentes níveis de carga.

### 1.3.2 Específicos

- Propor uma metodologia geral de modelagem de um sistema de WPT aplicável a diversos modelos de carga e de níveis variados de potência.
- Estudar os métodos existentes atualmente para a transmissão de energia sem fios, bem como suas aplicações.
- Analisar teoricamente cada um dos métodos, contrapor suas vantagens e desvantagens e reunir argumentos para escolha do método adequado para ser implementado na aplicação prática desenvolvida.
- Modelar um sistema de carregamento sem-fio de baterias típicas de dispositivos eletroeletrônicos, como base no aparato teórico analisado no tópico anterior.
- Construir o protótipo de carregamento com base no modelo proposto.
- Confrontar o modelo teórico com os resultados práticos obtidos. Extrair conclusões.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 TÉCNICAS DE TRANSMISSÃO SEM FIO

Os métodos principais de transmissão de energia sem-fio são, de fato, manifestações sobre diferentes óticas do mesmo fenômeno físico: campos eletromagnéticos. O que os diferencia basicamente é o alcance da transmissão, ou seja, a manifestação de campos eletromagnéticos próximos ou distantes (irradiados). Em transmissão de campos próximos – também chamado na literatura de *near-field* – a energia é preferencialmente transmitida através da indução de campos variáveis no tempo, sejam eles campos magnéticos ou campos elétricos, utilizando os fenômenos descritos pelas equações de Maxwell. Já para a transmissão em campos distantes – *far-field* – a energia é preferencialmente transmitida de forma irradiada, ou seja, por ondas eletromagnéticas, o que permite alcances na transmissão para distâncias muito maiores. Esse último caso também se confunde pelos princípios físicos com a comunicação sem-fio, onde o foco não é transferência de energia, mas sim de informações.

Com bases nas leis que regem os fenômenos eletromagnéticos, um entendimento mais superficial pode de fato não tornar nítida a distinção entre as metodologias WPT *near-field* e *far-field*, exceto, obviamente, pelo alcance da aplicação. Por isso, a literatura dá uma abordagem que torna nítida essa diferenciação com base nos próprios fundamentos do eletromagnetismo e na relação com as antenas que operam a transferência da energia de um ponto receptor a um ponto transmissor[48][49][52]. A seguir, conceituaremos os dois grupos de metodologias WPT, seguindo essa abordagem de distinção entre ambos proposta, e analisando os principais métodos de transmissão.

#### 2.1.1 Near-Field x Far-Field

A intensidade dos campos *far-field* elétrico  $E$  e magnético  $B$  diminui a uma razão inversa da distância, o que resulta na lei do inverso do quadrado para a potência irradiada pela radiação eletromagnética. Já os campos *near-field* tem sua intensidade reduzida muito mais rapidamente em relação à distância – em geral a uma razão cúbica  $1/r^3$ , o que resulta na quase total extinção dos efeitos de campo próximo dentro de alguns poucos comprimentos de onda de distância a partir da fonte geradora.

Na região de *far-field*, os campos  $E$  e  $B$  se realimentam mutuamente no espaço, fazendo com que eles atuem de forma casada, ou seja, a existência de um campo, por exemplo  $E$ , se dá quase que exclusivamente como consequência da presença do campo  $B$  naquela região, e vice-versa, o que é a essência por de trás do fenômeno de geração de ondas eletromagnéticas. No entanto, nas regiões de *near-field*, os campos podem atuar de forma completamente independente, influenciados exclusivamente pelo que ocorre na fonte geradora, e não pela interação entre os campos no espaço[49][50][51].

Essas diferenças básicas entre regiões de *near-field* e *far-field* são, de fato, consequência de análise das equações que regem os campos eletromagnéticos produzidos por qualquer fonte eletromagnética, tais como antenas, bobinas e dipolos. Para melhor ilustrar essa consequência, analisemos matematicamente as equações de campo resultantes de um dipolo magnético, como a espira condutora percorrida por uma corrente, mostrada na Fig. 2.1. Assumimos que a corrente é alternada e dada por  $i(t) = I \cdot \cos(\omega t)$ . Ao aplicarmos as equações de Helmholtz na configuração ilustrada na Fig. 2.1, encontramos que as equações dos campos elétricos e magnéticos resultantes são [56],

$$H_R = -\frac{j\omega\mu_0 b^2}{2\eta_0} i(t) \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \cos(\theta) \left[ \left(\frac{\lambda}{j2\pi R}\right)^2 + \left(\frac{\lambda}{j2\pi R}\right)^3 \right] e^{-\frac{j2\pi R}{\lambda}} \quad (2.1a)$$

$$H_{\theta} = -\frac{j\omega\mu_0 b^2}{4\eta_0} i(t) \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \text{sen}(\theta) \left[ \frac{\lambda}{j2\pi R} + \left(\frac{\lambda}{j2\pi R}\right)^2 + \left(\frac{\lambda}{j2\pi R}\right)^3 \right] e^{-\frac{j2\pi R}{\lambda}} \quad (2.1b)$$

$$E = \frac{j\omega\mu_0 b^2}{4} i(t) \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \text{sen}(\theta) \left[ \left(\frac{\lambda}{j2\pi R}\right) + \left(\frac{\lambda}{j2\pi R}\right)^2 \right] e^{-\frac{j2\pi R}{\lambda}} \quad (2.1c)$$

onde:

$H_R$  é o vetor campo magnético na direção  $\mathbf{a}_R$  radial ao centro da espira, no ponto espacial.

$H_{\theta}$  é o vetor campo magnético na direção  $\mathbf{a}_{\theta}$ , no ponto espacial.

$E$  é o vetor campo elétrico no ponto espacial.

$\lambda$  é o comprimento de onda.

$\eta_0$  é a impedância intrínseca do vácuo dada por  $\eta_0 = \sqrt{(\mu_0/\epsilon_0)}$ .

$\mu_0$  é a permeabilidade magnética do vácuo.

$\epsilon_0$  é permissividade elétrica do vácuo.

$R$  é a distância entre o centro da espira de corrente e o ponto espacial considerado.

$b$  é o raio da espira de corrente.

$\omega$  é a frequência angular da corrente alternada  $I$ .

$\theta$  é o ângulo entre o eixo normal ao plano da bobina e o eixo radial de  $R$ .

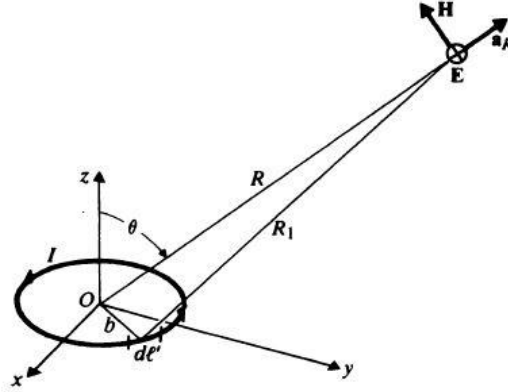


Fig. 2.1: Um dipolo magnético, equivalente a uma espira de corrente [56].

As equações (2.1), descrevem os campos elétricos e magnéticos totais num ponto qualquer do espaço gerados por uma espira de corrente. No entanto, elas podem ser dissecadas em novas equações simplificadas ao considerar regiões distintas específicas do espaço. É nesse ponto que surgem os conceitos de *near-field* e *far-field*.

**Near-Field:** Na região próxima do dipolo magnético, consideramos que  $R \ll \lambda$  (lembramos que  $\lambda = c/f$ , onde  $c$  é a velocidade da luz no vácuo. Então se tomarmos o exemplo de uma  $f = 100\text{MHz}$ , então  $\lambda = 3\text{m}$ ), logo  $R/\lambda \ll 1$ . Assim temos que  $e^{-\frac{j2\pi R}{\lambda}} \approx 1$  e  $\frac{\lambda}{j2\pi R} \ll \left(\frac{\lambda}{j2\pi R}\right)^2$ . Aplicando estas simplificações em (2.1), temos que,

$$H_R = \frac{b^2}{2R^3} i(t) \cos(\theta) \quad (2.2a)$$

$$H_{\theta} = \frac{b^2}{4R^3} i(t) \text{sen}(\theta) \quad (2.2b)$$

$$E_R = \frac{b^2 \mu_0 \omega}{4R^2} i(t) \text{sen}(\theta) \quad (2.2c)$$

De posse das equações simplificadas de campos *near-field* (2.2), podemos fazer as seguintes inferências:

- A equação (2.2a) é exatamente aquela derivada da lei de Biot-Savart para o campo magnético gerado por uma espira de corrente, como será comprovado nas seções posteriores. Para pontos ao longo da eixo perpendicular da espira de corrente da Fig. 2.1, ou seja, onde  $\theta = 0^\circ$ , apenas o campo  $H_R$  está presente, e  $H_\theta = E_R = 0$
  - A equação (2.2c) nos diz que a magnitude do campo elétrico gerado pela espira de corrente é proporcional à frequência  $\omega$  de oscilação. No entanto, o coeficiente  $\mu$  presente no numerador, que possui valor na ordem  $10^{-7}$  faz com que a magnitude do campo elétrico seja extremamente pequeno, e que  $E_R$  seja desprezível para frequências  $\omega < 10^7$ . Para frequências elevadas na ordem de  $10^7 \text{ rad/s}$  o comprimento de onda  $\lambda$  começa a se tornar pequeno e, dependendo da distancia  $R$ , as equações (2.2) deixam de ser válidas pois os efeitos propagativos não podem mais ser desprezados.
  - Os campos *near-field* das equações (2.2), apesar de serem oscilantes no tempo, não oscilam em função da distância, ou seja, não existem efeitos propagativos típicos de ondas, logo os campos são meramente oscilatórios, e não ondulatórios. Esse conceito nos permite concluir que para distâncias muito menores que  $1\lambda$  em relação à fonte do campo eletromagnético, tal como uma espira (ou bobina) percorrida por corrente alternada, os efeitos propagativos de radiação podem ser ignorados, e apenas os efeitos reativos – indutivos ou capacitivos, estão presentes.
- **Far-Field:** Em regiões distantes do dipolo magnético da Fig. 2.1, tem-se que  $R \gg \lambda$ , fazendo com que as equações (2.1) se tornem em,

$$H_R \approx 0 \quad (2.3a)$$

$$H_\theta = -\left(\frac{\mu_0}{4\eta_0 c}\right) \frac{\omega^2 b^2}{R} I e^{-j\left(\frac{2\pi R}{\lambda} - \omega t\right)} \text{sen}(\theta) \quad (2.3b)$$

$$E_R = \left(\frac{\mu_0}{4c}\right) \frac{\omega^2 b^2}{R} I e^{-j\left(\frac{2\pi R}{\lambda} - \omega t\right)} \text{sen}(\theta) \quad (2.3c)$$

onde  $c$  é a velocidade da luz no vácuo, dado por  $1/\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$ .

As equações (2.3) para campos *far-field* nos mostram as seguintes informações:

- Para essa região os campos magnético e elétrico oscilam tanto no domínio tempo, quanto no domínio espacial, atuando assim como ondas eletromagnéticas.
- Como  $H_R \approx 0$ , os campos são ortogonais entre si e ambos ortogonais à direção de propagação, logo podem ser classificados como formando uma onda eletromagnética esférica se propagando em todos os sentidos.
- A magnitude dos campos para a região *far-field* é inversamente proporcional à distancia ( $\propto 1/R$ ), o que, comparativamente os campos *near-field*, mostra que a intensidade dos campos radiativos *far-field* decaem mais lentamente do que os campos reativos.
- A magnitude dos campos é proporcional ao quadrado da frequência de oscilação. Esse é um fator vital para as transferências de energia nas regiões de *far-field*, pois são necessárias frequências elevadas para compensar o baixo valor que o termo constante referente as características do meio impõe, a saber,

$$\frac{\mu_0}{4c} \cong 1.0 \times 10^{-15}$$

- Note que a condição *far-field*  $R \gg \lambda$ , sendo  $\lambda = c/f$  nos impõe o limite que para baixas e médias frequências ( $f < 100\text{KHz}$ ) a distância  $R$  da fonte deve ser da ordem de quilômetros.

Para se criar uma diferenciação mais nitida entre as fronteiras de *near-field* e *far-field* é comumente definido a distância de  $R = 1\lambda$ , como mostrado na Fig. 2.2 [55]. Neste caso existe uma região de transição ( $1\lambda < R < 2\lambda$ ) onde tantos os efeitos de *Near-field* quanto de *Far-field* são relevantes no comportamento dos campos eletromagnéticos. Ainda que a região de *Near-field* comumente seja classificada com tendo a predominância de efeitos reativos dos campos, em algumas abordagens ela ainda pode ser subdividida em uma região de “radiativo *near-field*“, onde os efeitos reativos e radiativos se equivalem, e qualquer sistema de transferência de energia projetado dentro desta faixa precisa considerar os efeitos no acoplamento eletromagnético entre transmissor e receptor que os campos radiativos terão [52].

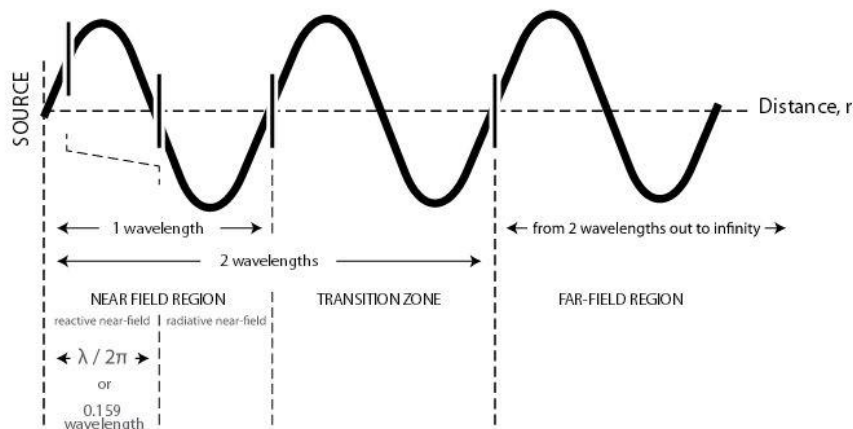


Fig. 2.2: Fronteiras típicas das regiões de *near-field* e *far-field*, em quantidades de comprimento de onda, de fontes eletromagnéticas [55].

## 2.2 MÉTODOS *NEAR-FIELD* (NÃO RADIATIVOS)

Como comentado anteriormente, para sistemas operando em *near-field*, o raio de transmissão encontra-se dentro de um 1 comprimento de onda a partir da antena de transmissão ( $d \leq 1\lambda$ ). Nessa região, os campos elétricos e magnéticos variáveis no tempo estão separados do ponto de vista da antena receptora [50], e a energia é transferida através do acoplamento indutivo (magnético) ou capacitivo (elétrico) entre as antenas. Assim, a transferência de energia se dá essencialmente através de campos magnéticos ou elétricos variáveis no tempo, mesmo que, havendo energia transferida por irradiação ele é muito baixa e geralmente desconsiderada nas modelagens. A frequência de operação dos métodos não-radiativos se encontra em geral na faixa de alguns Hz até em torno de 10MHz [5]. Quando no acoplamento indutivo, as antenas utilizadas para a transmissão são bobinas condutoras magneticamente acopladas, tal qual aquelas que operam nos Transformadores. Os principais métodos de transmissão *near-field* são: acoplamento indutivo, acoplamento indutivo-ressonante e acoplamento capacitivo. Neste trabalho abordaremos apenas os dois primeiros métodos, que também são os mais largamente utilizados na prática.

### 2.2.1 Acoplamento Indutivo

O acoplamento indutivo, também chamado de acoplamento eletromagnético, é baseado num campo magnético induzido que transfere energia elétrica entre duas bobinas, comumente identificado como *link* indutivo. Essa técnica faz uso direto da Lei de Faraday-Lenz da indução que diz que um campo magnético variável induz uma corrente sobre uma espira inserida neste campo. Essa relação tem como sua aplicação mais consagrada os transformadores [23]. A Fig. 2.3 mostra um modelo dessa técnica de transmissão, em que uma fonte (oscilador + fonte de alimentação) faz circular uma corrente alternada sobre uma bobina transmissora  $L1$  que por consequência da indutância mútua, induz tensão/corrente na bobina receptora  $L2$  que, após uma etapa de retificação, alimentará uma carga na saída. A potência transmitida aumenta em função da frequência de transmissão - além da indutância mútua entre as bobinas [24]. Por essa razão, na maioria dos sistemas se faz necessária a presença de um oscilador, que, a partir de uma fonte de alimentação, produz correntes de alta frequência.

Em links indutivos de duas bobinas, a eficiência energética da transmissão e potência transferida são proporcionais ao quadrado do coeficiente de acoplamento, que é calculado através de (2.4), e por sua vez o coeficiente de acoplamento  $k$  decresce com a distância entre as bobinas [25].

$$k = M/\sqrt{L_1L_2} \quad (2.4)$$

Assim, nota-se que a eficiência de transmissão decresce rapidamente com o aumento da distância, tornando o método do acoplamento indutivo para transmissão sem-fio restrito a aplicações de curta distância. Além disso, quando o coeficiente de acoplamento é aproximadamente  $k = 1$ , a eficiência se aproxima de 100%, caso mais comum em transformadores de núcleo ferromagnético. No entanto, para bobinas sem núcleo, ou seja, com o ar como meio de separação, o coeficiente de acoplamento, em geral, chegando ao valor máximo de 0.7 para distância muito curtas (menor que 5cm) entre bobinas alinhadas[25]. Dessa forma, as bobinas necessitam estar muito próximas para maximizar o acoplamento e a eficiência de transmissão. O uso de bobinas planares e o aumento da largura das bobinas também são métodos muito usados para aumentar o acoplamento, o que, no entanto, para este último caso, não é usual quando a área ocupada pelo link indutivo é uma questão crítica de projeto (como, por exemplo, em dispositivos eletrônicos móveis).

No entanto, o método mais atual mais comum para maximizar a transferência de potência pelo método do acoplamento indutivo é usá-lo casado com técnicas de ressonância.

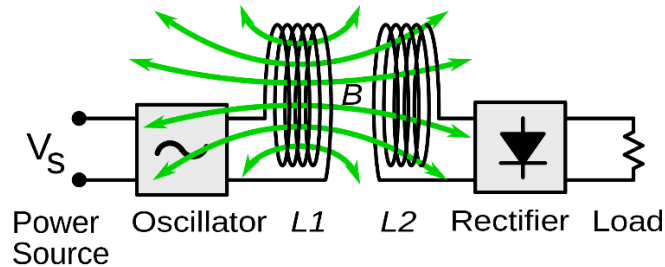


Fig. 2.3: Transferência de energia sem-fio por acoplamento indutivo [52].

### 2.2.2 Acoplamento Indutivo Ressonante

O método de acoplamento indutivo ressonante é uma forma melhorada do método de acoplamento indutivo em que, ao fenômeno de campo magnético induzido pela Lei de Faraday-Lenz é adicionado o efeito da ressonância entre dois (ou mais) circuitos para otimizar a transferência de energia entre eles [26]. Na Fig. 2.4 é mostrado um modelo desse método. Ao circuito com as duas bobinas magneticamente acopladas da Fig. 2.3 são adicionados capacitores. Como essas duas bobinas operam na mesma alta frequência, a ressonância acaba por criar um acoplamento muito superior ao aquele observado sem existência do circuito ressonante. De fato, a primeira aparição desse método data já dos trabalhos de Tesla, quando em seus pioneiros experimentos com WPT descobriu que a eficiência de transmissão de energia entre duas bobinas poderia ser melhorada consideravelmente ao inserir capacitores de acoplamento em paralelo com os enrolamentos das bobinas [27]. No entanto, apesar de datar já do final do século XIX, as possibilidades de utilização de acoplamento ressonante a nível comercial no contexto de WPT só passou a ser explorado recentemente [28]. Em 2007, um sistema utilizando este método foi demonstrado por uma equipe do MIT liderado por Marin Soljacic, em que o sistema de bobinas ressonantes a uma frequência de 10 MHz foi capaz de transferir uma potência de 60W a uma lâmpada conectada numa bobina receptora posicionada uma distância de aproximadamente 2 metros com uma eficiência de 40% [6]. Esta eficiência ainda pode ser aumentada para 90% quando a distância é reduzida a 1 metro. Na Fig. 2.5 é ilustrado o aparato do experimento da equipe do MIT.

O modelo tradicional de acoplamento indutivo ressonante considera apenas duas bobinas ressonantes, uma no receptor e outra no transmissor, como indicado na Fig. 2.4. No entanto há inúmeras propostas que consideram o uso de múltiplos circuitos ressonantes [5] entre o transmissor e o receptor a fim de aumentar a eficiência e o raio de alcance de transmissão. A abordagem de múltiplas bobinas ressonantes receptoras, como demonstrado em [29], é essencialmente interessante em estações de carregamento de dispositivos eletrônicos, por exemplo, quando se deseja carga de múltiplas baterias ao mesmo tempo [30].



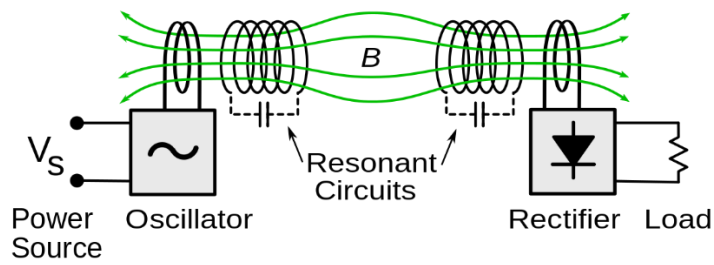


Fig. 2.4: Método de acoplamento indutivo com circuitos ressonantes para WPT [52].



Fig. 2.5: Experiência de WPT do MIT, em 2007, utilizando acoplamento ressonante para transmitir 60W de potência a uma lâmpada distante 2m do transmissor [6].

O conceito teórico por de trás do acoplamento ressonante é o fator de qualidade  $Q$ . Como a ressonância opera tipicamente na faixa de mega-hertz, os fatores  $Q$  são normalmente altos. Com o aumento da distância e a queda abrupta do fator de acoplamento  $k$  entre as bobinas, o alto fator de qualidade contrabalança essa queda, e assim aumentando a eficiência da transmissão para distancias maiores [22].

### 3 SISTEMA DE CARREGAMENTO SEM-FIO

#### 3.1 CONCEITOS-BASE DE ACOPLAMENTO RESSONANTE

Nas seções precedentes, apresentamos o formalismo teórico por de trás dos conceitos de WPT, além de uma abordagem superficial de suas principais tecnologias atualmente presentes em estudo ou já comercialmente disponibilizadas. A partir desta seção, o foco estará no estudo e análise de transferência *wireless* de energia para aplicações de curto alcance, a fim de, primeiramente estabelecer um modelo teórico de um sistema de WPT completo que, numa segunda etapa, nos servirá de base para o desenvolvimento experimental de um protótipo de carregamento de baterias utilizando esta técnica.

As aplicações de transmissão de curta/média distância, como visto anteriormente, são as mais diversas, mas basicamente podemos dividi-las em dois grandes tipos: aplicações para alimentação dinâmica do sistema e aplicações para armazenamento de energia (baterias). No primeiro caso, a energia transferida de uma fonte de alimentação para uma carga qualquer é imediatamente consumida pelas necessidades do sistema presente na carga. Não há um foco no armazenamento de energia – muito embora o sistema possa possuir uma forma de armazenamento da energia excedente. Já no segundo caso o foco é no armazenamento de energia, ou, em outras palavras, no carregamento de baterias cuja energia será consumida em processos posteriores.

Muito embora aplicações de média distância se dividam em sua natureza nestes dois tipos, a grande maioria do desenvolvimento e estudo de aplicações de WPT atuais é focada no carregamento de baterias. Sendo assim, o Sistema de WPT de média distância que será objeto de estudo nessa seção é a base para um sistema de carregamento de baterias, mesmo que embora, como veremos adiante, poderemos facilmente considerar a bateria como uma simples carga resistiva o que torna o sistema todo quase como que genérico para qualquer tipo de carga resistiva.

Para o desenvolvimento das metodologias de transferência de energia sem-fio à média distância, a literatura define atualmente dois princípios básicos, oriundos ainda dos estudos de Tesla [5]:

- O uso de acoplamento indutivo de campo próximo (i.e. efeitos magneto-indutivo não radiativos)
- Técnicas de ressonância para transmissor e receptor.

Estes dois princípios são de fato base da metodologia de acoplamento indutivo ressonante, como vimos na seção anterior, e as principais razões para o uso conjunto de métodos de acoplamento indutivo com técnicas de ressonância são para compensar a dispersão magnética no caminho do fluxo de potência e para garantir eficiência energética superior na transmissão sem-fio de energia.

Existem vários fatores que impactam na eficiência do circuito de ressonância magnética na transmissão wireless de energia. O principal fator é a distância entre as bobinas de transmissão e recepção [31] por causa de seu efeito sobre os coeficientes de acoplamento  $k$ . A orientação entre as bobinas e desvio do eixo central entre elas são outros fatores que impactam significativamente na eficiência da transmissão [34]. O fator de qualidade  $Q$  também irá afetar a eficiência do sistema WPT. Aumentando  $Q$ , vai haver uma redução das resistências parasitas, que reduz as perdas do sistema [28]. Nos estudos mais recentes de WPT, foi constatado que o fator de qualidade  $Q$  pode ser otimizado a partir de diferentes abordagens, sendo uma delas fazendo uso de fios Litz – que consiste na substituição do uso, no enrolamento das bobinas, de um condutor sólido único por um cabo formado por um conjunto de condutores finos isolados e agrupados de formas específicas, a fim de reduzir as perdas de alta frequência [32].

Apesar de todas as técnicas de otimização do método de acoplamento indutivo ressonante citadas até aqui focarem no aspecto da eficiência, é preciso destacar que existem dois aspectos de otimização, que são de fato dois princípios fundamentais no entendimento dessa metodologia de WPT: 1) o princípio de máxima transferência de potência; e 2) o princípio de máxima eficiência energética [24]. Em práticas com foco na eficiência em transferência de potência, o uso de uma fonte de energia com impedância mínima é um conceito básico para todos os projetos de fornecimento de energia em modo chaveado porque a prioridade de uma fonte de alimentação é a alta eficiência. Já para projetos de armazenamento de energia, utiliza-se conceitos de máxima transferência de potência. Para alcançar a alta eficiência na transmissão wireless de energia para aplicações de médio alcance é necessário compreender as vantagens e desvantagens destes dois princípios.

O método de casamento de impedâncias adotado em vários projetos de WPT, é baseado no princípio do teorema da máxima transferência de potência. Em geral, qualquer sistema de WPT, independentemente do número de bobinas ressonantes (duas, ou quatro, na maioria dos casos), pode ser representado pelo circuito da Fig. 3.1. A máxima transferência de potência requer o casamento de impedâncias entre a fonte e a carga. Considerando a impedância da fonte como  $R_S + jX_S$  e a impedância da carga como  $R_L + jX_L$ , a máxima transferência de potência ocorre quando  $R_S = R_L$  e  $X_S = -X_L$ . Entretanto é possível constatar que a máxima transferência de potência e a máxima eficiência energética não são conceitos idênticos.

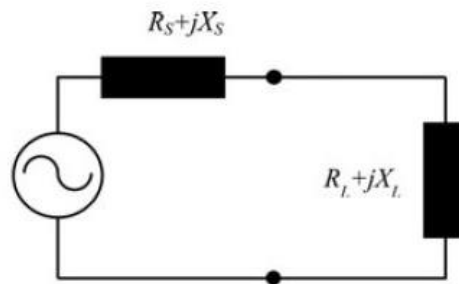


Fig. 3.1: Circuito equivalente de um link indutivo com um fonte AC e a carga equivalente [24]

Com base no circuito da Fig. 3.1, as variações de eficiência energética e potência de saída em função da razão  $R_L/R_S$  são plotados na Fig. 3.2.

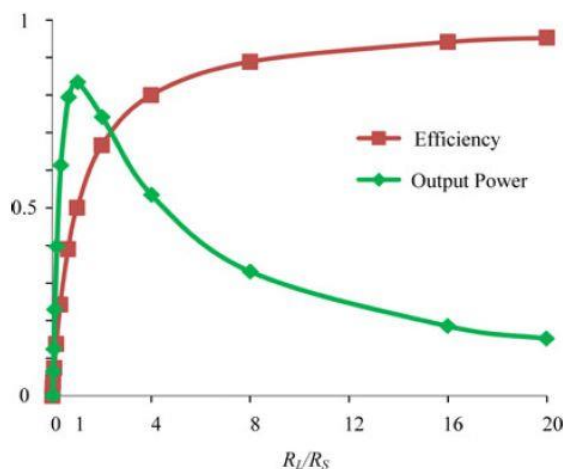


Fig. 3.2: Eficiência de energia e potência de saída em função da razão  $R_L/R_S$  do circuito da Fig. 3.1 [24].

De acordo com a Fig.3.2, a máxima transferência de potência e a eficiência de potência ocorrem de formas completamente distintas em função da relação  $RL/RS$ . A máxima transferência de potência ocorre quando  $RL = RS$ . No entanto a eficiência energética aumenta quanto maior for a relação  $RL/RS$ , ou seja, quanto maior for a resistência da carga (com a impedância da fonte fixa). Assim, o teorema da máxima transferência de potência deve ser usado em aplicações de médio alcance onde não há preocupação com a eficiência energética da transmissão.

Na presente seção, é apresentado o modelo de arquitetura básica de um sistema de WPT por acoplamento indutivo ressonante, em forma de diagrama de blocos. Em seguida, analisaremos em pormenores cada um dos blocos constituintes do sistema, e todos os aspectos teóricos relevantes para o projeto do sistema, entre eles as questões que envolvem a otimização do link indutivo, partindo inicialmente da modelagem matemática deste link e da obtenção de funções para corrente, tensão e potência transferida em função dos parâmetros físicos do sistema.

## 3.2 LINK INDUTIVO

### 3.2.1 A Física do fenômeno da Indução

O fundamento físico da transmissão de energia sem-fio via acoplamento magnético baseia-se no mesmo princípio que rege o funcionamento de um Transformador. Nesta seção apresentaremos um modelo inicial simples de acoplamento eletromagnético entre duas bobinas, que servirá de base para as posteriores modelagens matemáticas do sistema completo de acoplamento indutivo ressonante. Na Fig. 3.4 é ilustrado um modelo simplificado de duas bobinas, uma transmissora  $L_1$ , conectada a uma fonte  $V$  de tensão AC, e separada dela a uma distância  $d$  está a bobina receptora  $L_2$ . Consideremos que ambas as bobinas possuem raio  $R$ . Uma corrente  $i_1$  alternada circula pela bobina  $L_1$  devido à fonte AC conectada. Essa corrente gera um campo magnético, que pode ser calculado pela Lei de Biot-Savart, como segue,

$$B_1 = \frac{\mu_0 N_1}{4\pi} i_1 \oint \frac{d\mathbf{i}_1 \cdot \hat{\mathbf{r}}}{r^2} \quad (3.1)$$

onde a integral de linha é calculada ao longo de um caminho fechado de um espira de corrente da bobina  $L_1$ ,  $\mu_0$  é a constante de permeabilidade do ar. A integral em (3.1) só retorna uma expressão fechada para pontos ao longo do eixo central da bobina. Logo, para fins de simplificação da demonstração do fenômeno da indução, consideraremos esse caso especial. Integrando (3.1) para estas condições, tem-se que o módulo do campo magnético gerado pela bobina transmissora é,

$$B_1 = \frac{\mu_0 N_1 R^2 i_1}{2(R^2 + d^2)^{3/2}} \quad (3.2)$$

onde  $d$  é a distância perpendicular a partir da extremidade do solenoide.

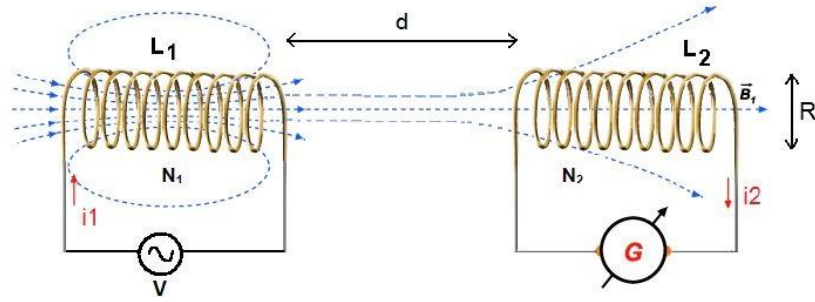


Fig. 3.3: Acoplamento eletromagnético entre duas bobinas condutoras [52].

Se  $i_1$  é uma corrente alternada de frequência  $\omega$  e amplitude  $I_1$ , pode-se representá-la por  $i_1 = I_1 \cos(\omega t)$ , e substituir em (3.2), para obter,

$$B_1 = \frac{\mu_0 N_1 R^2 I_1}{2(R^2 + d^2)^{3/2}} \cos(\omega t) \quad (3.3)$$

onde observa-se que  $B_1$  é um campo magnético com amplitude variável no tempo. Pela lei de Faraday sabemos que um campo magnético variável atravessando uma espira condutora, produz uma corrente nesta espira pela força eletromotriz induzida. O fluxo magnético gerado em  $L_2$  por  $B_1$  é, a partir de (3.3), e considerando  $A_2$  a área do plano da bobina  $L_2$ ,

$$\phi_1 = \int \mathbf{B}_1 \cdot d\mathbf{A}_2 = \pi R^2 B_1 \quad (3.4)$$

E pela lei de Faraday-Lenz, considerando os resultados de (3.3) e (3.4), a tensão  $v_2$  que surge nos terminais de  $L_2$  é,

$$v_2 = -N_2 \frac{d\phi_1}{dt} = \frac{\pi \mu_0 N_1 N_2 R^4 I_1}{2(R^2 + d^2)^{3/2}} \omega \sin(\omega t) \quad (3.5)$$

Nota-se, a partir de (3.5), que a tensão induzida na bobina secundária depende apenas da corrente que circula pela bobina primária  $i_1$ , e por parâmetros geométricos e físicos das bobinas, os quais podem todos ser agrupados num único termo que representa as propriedades intrínsecas das bobinas. Esse termo é chamado de indutância mútua  $M$  entre duas bobinas, é medido em *Henry*s, como qualquer indutância, e relaciona a tensão induzida na bobina 2, pela corrente da bobina 1 através da seguinte equação,

$$v_2 = -M \frac{di_1}{dt} \quad (3.6)$$

Unificando as equações (3.5) e (3.6), temos que, a indutância mútua  $M$  é dada por,

$$M = \frac{\pi \mu_0 N_1 N_2 R^4}{2(R^2 + d^2)^{3/2}} \quad (3.7)$$

Com base nestes resultados obtidos, pode tirar-se algumas conclusões básicas a respeito do processo de indução eletromagnética entre duas bobinas.

- A amplitude da tensão induzida  $V_2$  na bobina receptora depende dos fatores geométricos das bobinas (raio  $R$ , número de espiras  $N_1$  e  $N_2$  e distância  $d$  entre as bobinas), da amplitude  $I_1$  da corrente na bobina transmissora e da frequência dessa corrente.
- Considerando que o número de espiras de cada bobina e raio delas sejam fixos, a intensidade da tensão  $V_2$  induzida cai a uma razão  $d^3$  da distância.
- A indutância mútua  $M$  tende a  $M \rightarrow 0$  quanto maior for a distancia  $d$ . Para distancias cada vez menores, com  $d \rightarrow 0$  a indutância mútua não é ilimitada, mas sim tende a um valor fechado dado por,  $M = \frac{\pi\mu_0 N_1 N_2 R}{2}$
- A equação deduzida em (3.2) é uma aproximação, pois não considera a dispersão de fluxo magnético que chega à bobina  $L_2$ , ou seja, as linhas de fluxo que não são perpendiculares à área de seção envolvida pela bobina  $L_2$ . Para uma expressão mais exata do campo magnético e conseqüentemente da indutância mútua entre as bobinas, o fluxo dispersado teria que ser considerado no cálculo da integral (3.1).

### 3.2.2 Modelo elétrico do acoplamento indutivo

No item anterior foi introduzida a visão do ponto de vista de campos eletromagnéticos para o fenômeno da indução, base dos sistemas WPT de campo próximo. A partir de agora se entrará na análise do ponto de vista de circuitos, da modelagem e da obtenção de expressões que relacionam as tensões, corrente e impedâncias dos circuitos equivalentes do modelo de acoplamento indutivo ressonante.

Como se verá ao longo dessa discussão, o método do acoplamento indutivo ressonante é um caso especial de manifestação do fenômeno da indução, onde há adição de reatâncias capacitivas para contrabalançar os efeitos das reatâncias indutivas das bobinas. Sendo assim, para o início da nossa discussão, introduzimos o modelo básico do Método do acoplamento indutivo sem ressonância, como mostrado na Fig. 3.4. Os circuitos transmissores e receptores são representados por circuitos RL série, sendo  $R_1$  e  $L_1$  a resistência e a indutância própria respectivamente da bobina transmissora,  $R_2$  e  $L_2$  a resistência e a indutância própria respectivamente da bobina receptora,  $V_S$  representa a alimentação do primário, e  $Z_L$  uma carga conectada ao secundário, além  $M$  representando a indutância mútua entre as bobinas. Um circuito equivalente mais conveniente para o equacionamento, é o modelo T equivalente, mostrado na Fig. 3.5, como proposto em [36].

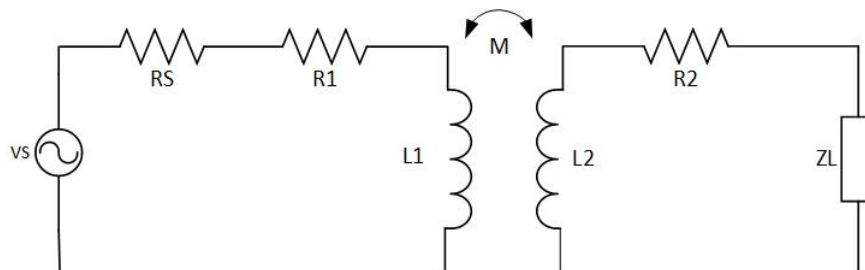


Fig. 3.4: Circuitos primários e secundários equivalentes de um sistema de acoplamento indutivo para WPT.

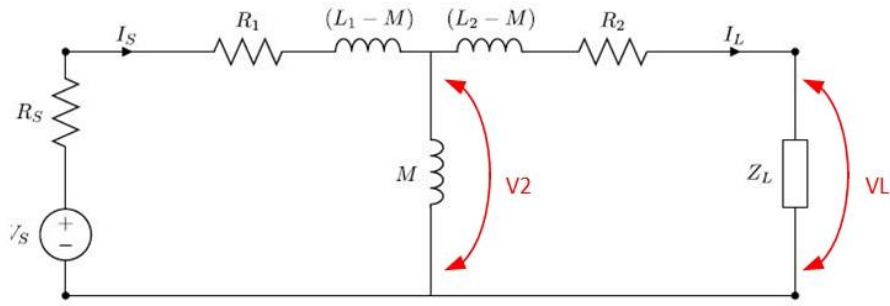


Fig. 3.5: Modelo T equivalente para o sistema da Fig. 3.4

O objetivo é obter uma expressão para a potência entregue à carga  $Z_L$  em função da tensão de alimentação  $V_s$  e da impedância equivalente do sistema. Para fins de simplificação da análise, consideramos que a carga é uma simples resistência, logo  $Z_L = R_L$ . Para obter o equivalente Thevenin do sistema da Fig. 3.5, necessitamos primeiramente obter o equivalente Thevenin do ponto de vista do secundário.

A impedância vista a partir da entrada do secundário, ou seja, a impedância equivalente refletida na bobina secundária, é

$$Z_{ref,1} = \frac{R_1 + R_s + j(X_1 - X_M)}{R_1 + R_s + jX_1} jX_M \quad (3.8)$$

que pode ser dada na forma retangular  $Z_{ref,1} = R_{ref,1} + jX_{ref,1}$ , sendo,

$$R_{ref,1} = \frac{X_M^2 (R_1 + R_s)}{(R_1 + R_s)^2 + X_1^2} \quad (3.8a)$$

$$X_{ref,1} = X_M \frac{(R_1 + R_s)^2 + X_1(X_1 - X_M)}{(R_1 + R_s)^2 + X_1^2} \quad (3.8b)$$

onde  $X_1 = \omega L_1$ ,  $X_2 = \omega L_2$  e  $X_M = \omega M$ , são as reatâncias indutivas das bobinas. Já a tensão vista a partir da entrada secundário é dada por,

$$V_2 = V_s \frac{jX_M}{R_1 + R_s + jX_1} \quad (3.9)$$

Com isso, o circuito equivalente Thevenin visto a partir da carga pode ser representado pelo circuito a Fig. 3.6., onde  $Z_{ref,1}$  é o obtido em (3.8) e  $V_2$  sendo o resultado obtido em (3.9). Note que a carga, como já definido anteriormente, é simplesmente uma resistência, para fins de simplificação do equacionamento.

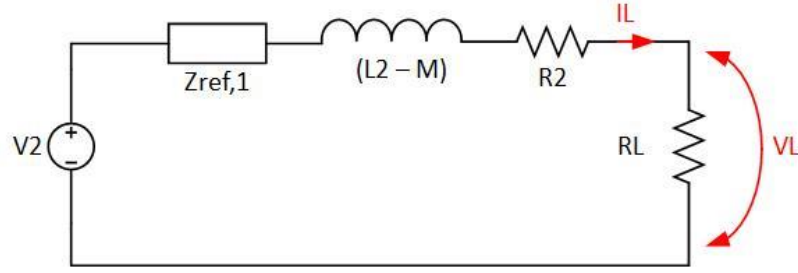


Fig. 3.6: Circuito equivalente visto pelo carga

Com base no circuito da Fig. 3.6 e das equações (3.8a) e (3.8b), a impedância total equivalente do link do indutivo vista pela carga é,

$$Z_{eq,L} = R_{eq,L} + jX_{eq,L} \quad (3.10)$$

sendo,

$$R_{eq,L} = \frac{X_M^2(R_1 + R_S)}{(R_1 + R_S)^2 + X_1^2} + R_2 \quad (3.10a)$$

$$X_{eq,L} = X_M \frac{(R_1 + R_S)^2 + X_1(X_1 - X_M)}{(R_1 + R_S)^2 + X_1^2} + X_2 - X_M \quad (3.10b)$$

Assim, a tensão na carga é dada por,

$$V_L = V_2 \frac{R_L}{Z_{eq,L} + R_L} \quad (3.11)$$

Para obter a corrente  $I_L$  basta para isso fazer  $V_L/R_L$ . Convém neste momento relembrar a definição do coeficiente de acoplamento  $k$  definido por ,

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

onde  $k$  varia de 0 a 1. O equacionamento algébrico para a potência na carga é bastante complexo. Assim, nos permitimos apenas lançar mão da expressão final deduzida da potência na carga (3.12), obtida em [35] para valores muito pequenos do coeficiente de acoplamento, seguindo o mesmo raciocínio aqui desenvolvido.

$$P_L = |I_L|^2 R_L = \frac{1}{2(a_1 + a_2 + a_3)} \quad (3.12)$$

sendo,

$$a_1 = \frac{2R_1(R_2 + R_L)}{R_L V_S^2} \quad (3.13)$$

$$a_2 = \frac{R_1^2[(R_2 + R_L)^2 + L_2^2 \omega^2]}{k^2 L_1 L_2 R_L V_S^2 \omega^2} \quad (3.14)$$



$$a_3 = \frac{L_1(R_2 + R_L)^2 + (k^2 - 1)^2 L_2^2 \omega^2}{k^2 L_2 R_L V_S^2} \quad (3.15)$$

A eficiência da transferência de energia do link indutivo é definido como a razão entre a potência  $P_S$  fornecida pela fonte e potência  $P_L$  entre a carga. De acordo com [35], a expressão para a eficiência é,

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{1}{1 + \frac{L_2 R_1}{k^2 L_1 R_L} + \frac{R_1 (R_2 + R_L)^2}{k^2 L_1 L_2 R_L \omega^2} + \frac{R_2}{R_L}} \quad (3.16)$$

Analisando as equações (3.12) – (3.16), é possível inferir as seguintes conclusões a respeito do método de acoplamento indutivo:

- $R_1$ ,  $R_2$ ,  $L_1$ ,  $L_2$  e  $M$  são parâmetros construtivos das bobinas e dependem exclusivamente do dimensionamento físico destas como número e geometria das espiras da bobina, tipo de material condutor, e alinhamento e distância entre as bobinas no espaço.
- Considerando que os parâmetros construtivos das bobinas sejam fixos, de acordo com as equações (3.12) a (3.16) o único de meio aumentar a potência entre a carga e a eficiência de transmissão é manipulando a frequência  $\omega$  e amplitude da tensão da fonte de alimentação  $V_S$ .
- Para maximizar a eficiência, fica nítido por (3.16) que o único modo é fazer  $\omega \rightarrow \infty$ . No entanto, neste caso o coeficiente  $a_3$  dado em (3.15) tenderia ao infinito, fazendo que a potência  $P_L$  tendesse a zero.

O teorema da máxima transferência de potência pode ser aplicado no circuito equivalente da Fig. 3.6. De acordo com [37], qualquer circuito representado por um equivalente Thevenin do ponto de vista da carga com impedância  $Z_{eq,L} = R_{eq,L} + jX_{eq,L}$  com uma impedância de carga  $Z_L = R_L + jX_L$  em seus terminais - como aquele da Fig. 3.1 ilustrando o circuito equivalente de um link indutivo sem ressonância - tem a sua máxima potência transferida à carga atingida quando,

$$\begin{aligned} Z_L = Z_{th}^* \quad \therefore \quad R_L + jX_L &= R_{eq,L} + jX_{eq,L} \\ R_L &= R_{eq,L} \\ X_L &= -X_{eq,L} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Nota-se que como a carga do link indutivo aqui proposto é puramente resistiva, representado o caso prático de uma bateria, então  $X_L = 0$ , logo o teorema da máxima transferência de potência não pode ser satisfeito em nenhuma condição para o acoplamento indutivo modelado pelo circuito da Fig. 3.5. Essa é uma das razões que motiva o estudo do método do acoplamento ressonante, com será visto a seguir, pois uma das funções dos capacitores de compensação adicionados ao modelo é justamente introduzir uma reatância  $-X_L$  do lado da carga, a fim de atender o teorema da máxima transferência de potência dado em (3.17).

### 3.2.3 Circuito RLC e o fenômeno da ressonância

Os dois pilares do método do acoplamento indutivo ressonante são o fenômeno da indução manifestado pelo acoplamento magnético entre duas bobinas, é o fenômeno da

ressonância. O primeiro já foi abordado na seção anterior. Agora introduziremos a teoria da ressonância de circuitos elétricos na nossa discussão, preparando para abordagem completa do sistema de WPT aqui proposto.

O modelo mais básico de ressonância eletromagnética é obtido de um circuito RLC série, como mostrado na Fig. 3.7, onde  $L$  pode representar a indutância própria de uma bobina,  $R$  as perdas ôhmicas dessa bobina, e  $C$  um capacitor de compensação em série com a bobina. Uma carga com impedância  $Z_L$  e uma fonte de tensão alternada  $V_S$  são conectadas entre os terminais da malha.

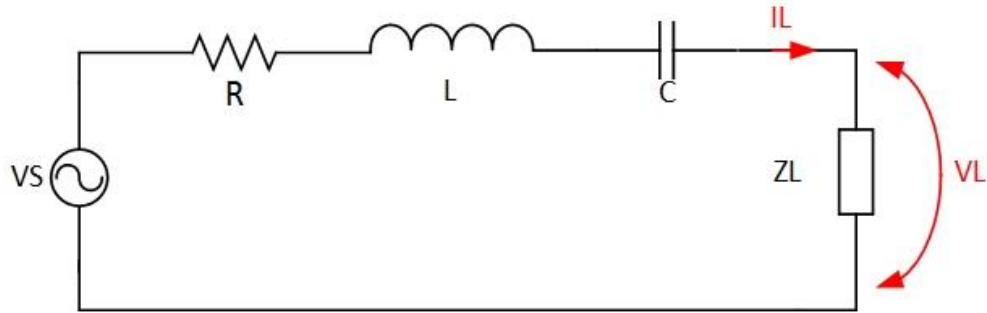


Fig. 3.7: Circuito RCL série para modelagem ressonância eletromagnética.

Considerando valores eficazes de tensão e corrente, equacionando a malha deste circuito, e considerando uma carga resistiva ( $Z_L = R_L$ ) temos que a corrente  $I_L$  é dada por

$$I_L = V_S \frac{1}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R_L} \quad (3.18)$$

E a potência entregue à carga resistiva é dada por,

$$P_L = R_L |I_L|^2 = \frac{R_L V_S^2}{(R + R_L)^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad (3.19)$$

De acordo com (3.19) a máxima potência entregue à carga ocorre quando a frequência angular  $\omega$  é de

$$\omega = \omega_R = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \therefore f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.20)$$

onde  $\omega_R$  é a chamada de frequência de ressonância, e  $f_R$  o equivalente em Hertz. Sabendo que as reatâncias indutiva  $X_L$  e capacitiva  $X_C$  são dadas por,

$$X_L = \omega L$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C}$$

a ressonância pode ser interpretada com o instante em que as reatâncias indutivas e capacitivas se anulam mutuamente. Isso pode ocorrer variando-se as capacitâncias ou indutâncias até a ocorrência da igualdade, ou variando a frequência até o ponto em que  $\omega = \omega_R$ . Na Fig. 3.8 é mostrada a variação da potência em função da frequência  $\omega$ , de acordo com a equação (3.19).

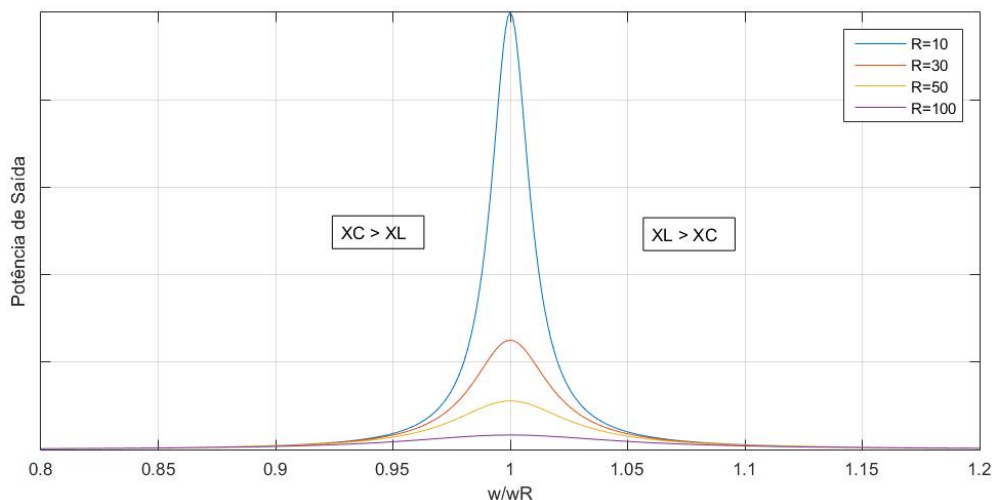


Fig. 3.8: Curvas de ressonância para o circuito RLC excitado da Fig. 3.7, para quatro valores distintos de  $R$ . A potência de saída atinge seu pico de máximo quando a frequência de excitação  $\omega = \omega_R$  dado em (3.20)

De acordo com o gráfico da Fig. 3.8 a potência na frequência de ressonância  $f_R$  é máxima para o circuito RLC série, como era esperado, e o valor dessa máxima potência, ou seja o pico de ressonância, é maior quanto menor for a resistência do circuito RLC. Essa relação tem a ver com o fator de qualidade  $Q$  do circuito, que será mais detalhadamente discutido nas seções seguintes.

A reatância indutiva e a capacitiva se anulam, fazendo com que toda a impedância equivalente do circuito se concentre unicamente nas perdas resistivas. Para frequências inferiores à frequência de ressonância a reatância capacitiva do circuito predomina em relação à reatância indutiva. Para frequências superiores, a reatância indutiva predomina em relação à reatância capacitiva. Este fenômeno é que sustenta a ideia de introdução de uma capacitância de compensação à um circuito magnético, a fim de anular as reatâncias, maximizando a potência transferida.

### 3.2.4 Modelo completo do acoplamento indutivo ressonante

#### 3.2.4.1 Um capacitor de compensação

Na seção 3.2.2 foi introduzido o modelo do método do acoplamento indutivo para duas bobinas magneticamente acopladas. Foi visto, que mantendo os parâmetros construtivos das bobinas fixos, a única forma de maximizar a eficiência da energia transferida à carga era fazendo a frequência tender a  $\infty$ . No entanto esta situação faria a potência transferida à carga tender à zero. Além disso, foi discutido na seção 3.3.2 que o Teorema da Máxima Transferência de Potência não pode ser satisfeito quando uma carga considerada idealmente resistiva, como o caso de uma bateria, é inserida nos terminais de saída. Sendo assim, é necessário modificar o circuito do link indutivo a fim de que essas condições possam ser satisfeitas. Para isso, considera-se a partir de agora os efeitos de ressonância obtidos ao se inserir-se uma capacitância de compensação no link indutivo. Se voltarmos agora às expressões obtidas para a impedância do link indutivo visto pela carga (3.10) nota-se que, o a reatância indutiva equivalente do link é,

$$X_{eq,L} = \omega M \left( \frac{(R_1 + R_S)^2 + \omega L_1(\omega L_1 - \omega M)}{(R_1 + R_S)^2 + \omega^2 L_1^2} - 1 \right) + \omega L_2 \quad (3.21)$$

onde  $X_{eq} = \text{Im}\{Z_{th,2}\}$  é a reatância equivalente do primeiro refletido no secundário, e  $X_{L2}$  e  $X_M$  são a reatância indutiva da bobina secundária e a reatância mútua, respectivamente.

Das discussões sobre o efeito da ressonância de circuitos RLC da seção 3.3.3, vimos que reatâncias indutivas e capacitivas que se anulam mutuamente, fazem com que tensão, corrente e a potência entregue a uma carga resistiva por este circuito RLC seja máxima nessa situação. Isso é o que ocorreria para com o circuito do link indutivo analisado em 3.3.2, caso fosse adicionado ao circuito uma reatância capacitiva  $X_C$  que anule a reatância equivalente dada por (3.21). Ou seja, um capacitor colocado em série à bobina secundária, tal que a sua reatância capacitiva fosse

$$X_C = -X_{eq,L} \quad (3.22)$$

que é exatamente uma das condições do Teorema da Máxima Transferência de Potência, dado em (3.17), ao se considerar esse capacitor de compensação como parte da impedância de carga. Esse efeito é representado pelo circuito equivalente da Fig. 3.9, onde foi adicionado o capacitor de compensação em série com a bobina secundária e com a carga.

Para que (3.22) seja satisfeita, o valor do capacitor de compensação é dado por,

$$C = \frac{1}{\omega X_{eq,L}} \Big|_{\omega=\omega_S} \quad (3.23)$$

onde se evidencia a condição de que o capacitor é calculado para que a ressonância ocorra na frequência da fonte de excitação  $\omega_S$ , e sendo  $X_{eq,L}$  é dado por (3.21).

Com a condição de ressonância (3.22) e (3.23) satisfeita, as reatâncias capacitiva e equivalente se anulam mutuamente, e, conseqüentemente, a impedância do circuito equivalente da Fig. 3.9 se reduz apenas à resistência equivalente  $R_{eq}$ , que é aquela deduzida em (3.10a), e a resistência de carga  $R_L$ .

É possível agora obter a potência ativa transferida à carga resistiva. Primeiramente é conveniente se obter uma expressão geral para as tensões, correntes e potências de entrada e saída do link indutivo com capacitor de compensação série, tendo ou não satisfeita a condição de ressonância, resultados que serão úteis para posteriores etapas de simulação do circuito. A corrente de carga  $I_L$  é obtida observando o circuito da Fig. 3.9, e recorrendo a equação (3.9), assim,

$$I_L = \frac{jX_M}{R_{eq,L} + R_L + j(X_{eq,L} - X_C)} \frac{V_S}{R_1 + R_S + jX_1} \quad (3.24)$$

E a tensão na carga é,

$$V_L = \frac{jX_M R_L}{R_{eq,L} + R_L + j(X_{eq,L} - X_C)} \frac{V_S}{R_1 + R_S + jX_1} \quad (3.25)$$

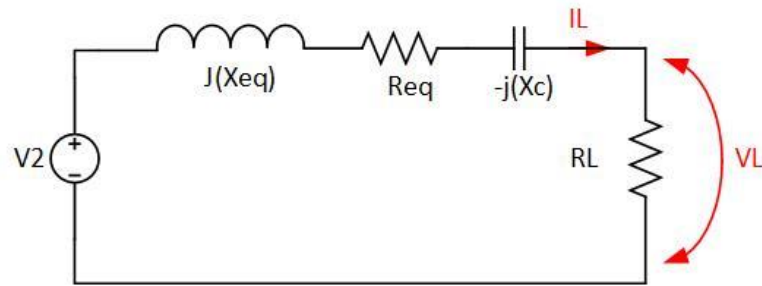


Fig. 3.9: Circuito equivalente do link indutivo visto do lado da carga, com um capacitor de compensação em série.

Para o caso em que há condição de ressonância, a equação (3.24) se modifica para,

$$I_L = \frac{jX_M V_S}{(R_{eq,L} + R_L)(R_1 + R_S + jX_1)} \quad (3.26)$$

Observando a equação resultante (3.26) para a corrente de carga, na ressonância, podemos observar que, apesar do efeito da ressonância anular a reatância equivalente vista pela carga, os termos de reatância mútua  $X_M$  e reatância própria do primário  $X_1$  ainda aparecem na expressão da corrente. Isso se dá por efeito da tensão de Thevenin vista pelo lado secundário, a qual não foi maximizada por não haver compensação direta das reatâncias do lado primário. Esse efeito mostra que a compensação por um capacitor em série ainda é limitada e não oferece a máxima condição possível de sintonia do link indutivo com ressonância, já que existem poucos graus de liberdade (de fato, apenas o valor do capacitor  $C$ ). Uma possível otimização seria a inclusão de um segundo capacitor do lado primário, capaz de cancelar diretamente a reatância de  $X_1$ , ou ainda mais capacitores, a fim de se compensar todas indutâncias (próprias e mutuas) do sistema, ao mesmo tempo que estabelece o casamento das impedâncias equivalente de carga. Esse último é um caso mais geral de otimização por compensação capacitiva, que abordaremos nas seções seguintes.

### 3.2.4.2 Dois capacitores de compensação

Considere o caso em que um segundo capacitor seja adicionado em série com o lado primário, como mostrado na Fig. 3.10. Neste caso temos uma topologia série-série de compensação capacitiva ressonante. Note que agora existem dois graus de liberdade,  $C_1$  e  $C_2$ , para a sintonia do circuito, logo não há uma única equação linear de compensação, como para o caso de um único capacitor – Eq. 3.23. A princípio, a forma mais direta de se obter os valores dos capacitores de compensação nessa topologia é compensando diretamente as indutâncias próprias de cada lado, secundário e primário, utilizando a relação dada por (3.27)

$$C_n = \frac{1}{\omega^2 L_n} \Big|_{\omega=\omega_S} \quad (3.27)$$

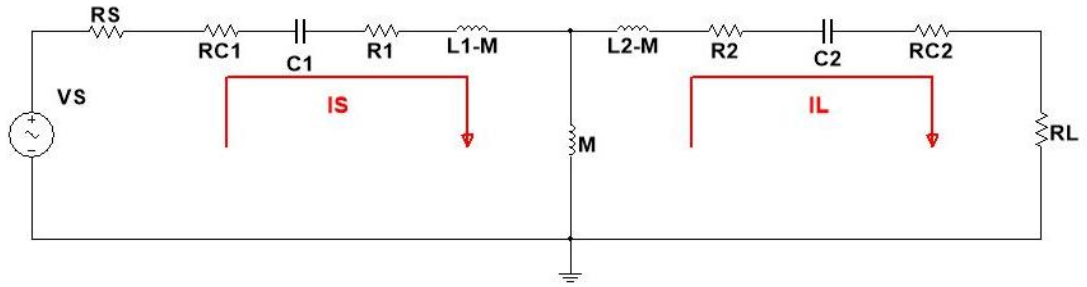


Fig. 3.10: Modelo do link do indutivo com dois capacitores de compensação série-série

No circuito equivalente da Fig. 3.10 foram inseridas também as resistências equivalente série dos capacitores  $R_{C1}$  e  $R_{C2}$ , para uma aproximação maior do modelo real. Aplicando as equações de malha no circuito, obtém-se,

$$I_L = \frac{jX_M V_S}{Z_1 Z_2 + X_M^2} \quad (3.28)$$

$$I_S = \frac{Z_2 V_S}{Z_1 Z_2 + X_M^2} \quad (3.29)$$

onde  $Z_1$  e  $Z_2$  são as impedâncias totais dos lados primário e secundário, respectivamente, dadas por (3.30), e  $X_M = \omega M$ .

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_S + (R_1 + jX_1) + (R_{C1} - jX_{C1}) \\ Z_2 &= R_L + (R_2 + jX_2) + (R_{C2} - jX_{C2}) \end{aligned} \quad (3.30)$$

Quando as condições de ressonância, dada por (3.27), são satisfeitas, as impedâncias totais de (3.30) se reduzem à

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_S + R_1 + R_{C1} \\ Z_2 &= R_L + R_2 + R_{C2} \end{aligned} \quad (3.31)$$

Ou seja, as impedâncias primária e secundária tornam-se puramente resistivas.

Observando as equações resultantes (3.32) e (3.33), para a carga, na ressonância, podemos observar que a reatância mutua  $X_M = j\omega M$  tem impacto significativo nas tensões e correntes entregues a carga. Neste momento, é importante lembrarmos a definição geral de indutância mútua, já apresentada anteriormente.

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (3.32)$$

Assim, como base em (3.32) e nas equações resultantes (3.28) a (3.31), podemos fazer algumas inferências relevantes:

- As tensões e correntes aplicadas à carga, mesmo na condição de ressonância, com os capacitores de compensação em série com as indutâncias próprias equivalentes das bobinas, ainda dependem dessas indutâncias pela relação que elas possuem com indutância mutua, dada por (3.32)
- Considerando os parâmetros construtivos  $R_1, R_2, L_1, L_2$  das bobinas fixos, e com carga  $R_L$  fixa, as tensões  $V_L$  e  $I_L$  dependem exclusivamente das variações dos

parâmetros da fonte de alimentação (frequência  $\omega$  e amplitude  $V_S$ ) e do coeficiente de acoplamento  $k$

- A corrente de carga  $I_L$  e a tensão de carga  $V_L = I_L R_L$  possuem pontos de máximo em relação às variações da reatância mutua e, conseqüentemente, da indutância mútua. Esses pontos não se encontram na frequência de ressonância projetada, e dão origem a um fenômeno chamado *frequency splitting* (deslocamento de frequência de ressonância) [58] devido ao não cancelamento da reatância mutua  $X_M$  e, conseqüentemente, ao não casamento de impedância, fazendo com que o Teorema da Máxima Transferência de Potência não seja satisfeito a essa frequência.

O fenômeno do deslocamento de frequência ressonante será melhor abordado na seção 3.2.7.

Devido a importância do coeficiente de acoplamento  $k$  na relações deduzidas até aqui, convém analisar mais detalhadamente esse termo que, como veremos, está intimamente ligado à distância e posição das bobinas.

### 3.2.5 A indutância mutua e o coeficiente de acoplamento $k$

O coeficiente de acoplamento magnético  $k$ , como já comentado anteriormente, é o termo responsável por agregar à definição de indutância mutua entre duas bobinas, definida em (3.32), as informações a respeito da geometria das bobinas, ou seja, o raio de cada bobina, a distância e a posição relativa entre elas [40]. Todos esses aspectos impactam no valor do coeficiente de acoplamento, que varia entre  $[0,1]$ , onde  $k = 0$  indica a inexistência de acoplamento entre as bobinas, ou seja, o campo magnético gerado numa bobina não induz qualquer força eletromotriz na outra bobina e vice-versa, conforme a teoria abordada na seção 3.3.1. Já  $k = 1$  indica que todo o fluxo magnético gerado por uma bobina é envolvido pela outra bobina, representando o acoplamento perfeito. Relembrando a equação (3.7), que a indutância mutua  $M$  é nula quando a distância entre as bobinas é infinita.

A equação obtida em (3.7) é uma versão simplificada da indutância mutua entre duas bobinas espirais, onde foi desprezado o efeito de fluxo dispersado e considerado apenas o fluxo ideal perpendicular à área da bobina. Uma expressão mais exata para a indutância mutua que englobe o efeito de dispersão de fluxo é derivada diretamente das equações de Maxwell, e é conhecida como Fórmula de Neumann para indutâncias de bobinas espirais [41], uma integral elíptica avaliada numericamente via software.

Em [42], é obtida uma expressão analítica para a Fórmula de Neumann, utilizando métodos de aproximação numérica. O layout das duas bobinas usado para o cálculo é mostrado na Fig. 3.11 e seu resultado é dado por (3.35)

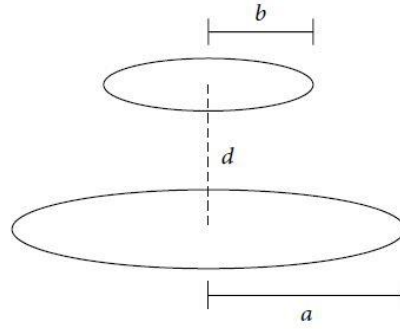


Fig. 3.11: Layout entre duas bobinas acopladas utilizado para o cálculo do coeficiente  $k$

$$M = \frac{\mu\pi N_1 N_2 a^2 b^2}{\sqrt{(a+b)^2 + d^2} [(a-b) + d^2]} \quad (3.35)$$

onde  $a$  e  $b$  são os raios das bobinas,  $d$  é distância entre o centro das bobinas,  $N_1$  e  $N_2$  o número de espiras de cada bobina e  $\mu$  é a constante de permeabilidade magnética do ar. Note que, comparando (3.35) com (3.7), para distancias entre as bobinas muito maiores que os raios delas (no caso de (3.7) foram considerados raios idênticos), ou seja, quando  $d \gg a, b$ , as duas equações convergem para um mesmo resultado,

$$M = \frac{\mu\pi N_1 N_2 a^2 b^2}{d^3} \therefore a = b = R \rightarrow M = \frac{\mu\pi N_1 N_2 R^4}{d^3} \quad (3.36)$$

O coeficiente de acoplamento relaciona justamente  $M, L_1, L_2$  através da equação (3.34). Em [25] é mostrado que, utilizando a fórmula de Neumann numericamente aproximada dada por (3.35), e relações equivalentes deduzidas pelos métodos para as indutâncias próprias  $L_1$  e  $L_2$  de duas bobinas magneticamente acopladas, é possível usar a relação (3.34) para obter o coeficiente de acoplamento  $k$ . O resultado mais geral, usando o mesmo layout da Fig. 3.11, é dado por,

$$k = \frac{1}{\left[1 + 2^{\frac{2}{3}} \left(\frac{d}{\sqrt{a \cdot b}}\right)^2\right]^{\frac{3}{2}}} \quad (3.37)$$

Para caso em que  $d \gg a, b$ , a equação (3.37) se reduz a,

$$k = \frac{1}{2 \left(\frac{d}{\sqrt{a \cdot b}}\right)^3} \quad (3.38)$$

Nota-se que, a partir de (3.38), que da mesma forma como ocorre com a indutância mútua em (3.36), o coeficiente de acoplamento decai a uma razão cúbica da distância, o que é coerente com o esperado da relação (3.34) já que toda a influência na indutância mutua  $M$  da distância entre as bobinas é completamente representadas pelo coeficiente de acoplamento  $k$ . Além disso, (3.38) também nos mostra que a única forma de compensar a abrupta queda do coeficiente de acoplamento em relação à distância e aumentando o raio das bobinas. É de notar-se também que o número de espiras das bobinas não influencia no coeficiente de acoplamento.



Ao analisar a eficiência da transmissão e potência entre a carga pelo método do acoplamento indutivo ressonante em função do coeficiente de acoplamento é possível comprovar explicitamente o grande e rápido impacto que a distância entre as bobinas tem para esse método. Em [25], é mostrado que a eficiência  $\eta$  e a potência  $P_L$  são diretamente proporcionais a  $k$  através de,

$$P_L, \eta \propto \frac{k^2}{2} \quad (3.39)$$

Ou seja, comparando (3.38) e (3.39), vemos que a potência na carga e a eficiência da transmissão decaem a uma razão  $1/d^6$ . É exatamente esse enorme impacto da distância que torna esse método não recomendado para qualquer aplicação de WPT onde a distância seja um fator de destaque do sistema.

Importante destacar que a análise do coeficiente de acoplamento e indutância mútua até aqui considerados consideram apenas o caso especial de duas bobinas alinhadas ao centro. No entanto, é evidente a constatação de que o alinhamento entre as bobinas também afeta o coeficiente de acoplamento. Na Fig. 3.14 [40], é ilustrado o comportamento do coeficiente de acoplamento para duas bobinas de dimensões idênticas ( $a = b = 30\text{mm}$ ), com o aumento do desalinhamento entre os eixos das bobinas, dado em  $\text{mm}$ . Cada curva plotada (as linhas contínuas representam dados de simulação, e os pontos os dados experimentais) representam uma distância  $d$  específica perpendicular entre as bobinas.

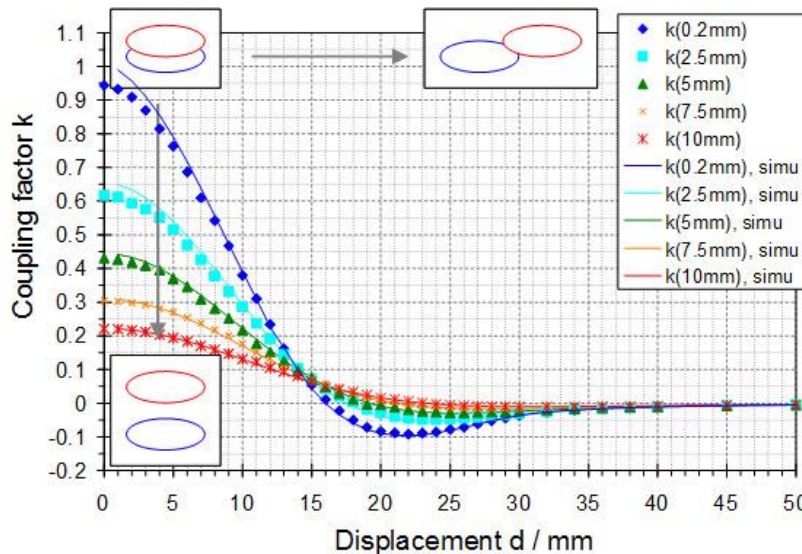


Fig. 3.12: Curvas do fator de acoplamento em função da distância – cada curva correspondente a uma distância fixa, e do desalinhamento entre os eixos das bobinas em milímetros [40].

Note que o desalinhamento das bobinas como variável do coeficiente de acoplamento provoca um efeito não previsto nas análises até agora feitas: um valor “negativo” de coeficiente de acoplamento. A explicação física para esse fenômeno é mostrada na Fig. 3.13, onde são mostrada as duas bobinas desalinhadas pelo seus eixos centrais, e as linhas do fluxo magnético geradas pela corrente  $i_1$  da bobina transmissora. Primeiramente, note que existem dois lados do plano da bobina receptora L2 em relação à bobina transmissora L1: o lado frontal que é visto pela bobina L1 – lado para cima na figura, e o lado traseiro que é oculto para a bobina L1 – lado para baixo na figura. As linhas que atravessam apenas o lado traseiro do plano de L2 são as linhas de fluxo negativo, e as que atravessam o lado frontal são as linhas de fluxo positivo. Quando a bobina L2 se desalinha de L1 a tal ponto que há um maior número de linhas de fluxo

negativo atravessando o plano de L2, então nesse ponto o coeficiente de acoplamento  $k$  se torna negativo. Importante destacar que  $k$  é uma constante que não possui sinal, ou seja, a presença de  $k$  negativo é meramente uma questão de convenção dos sinais das correntes que circulam pelas bobinas que de fato são as grandezas medida ao se mensurar indiretamente o valor de  $k$ .

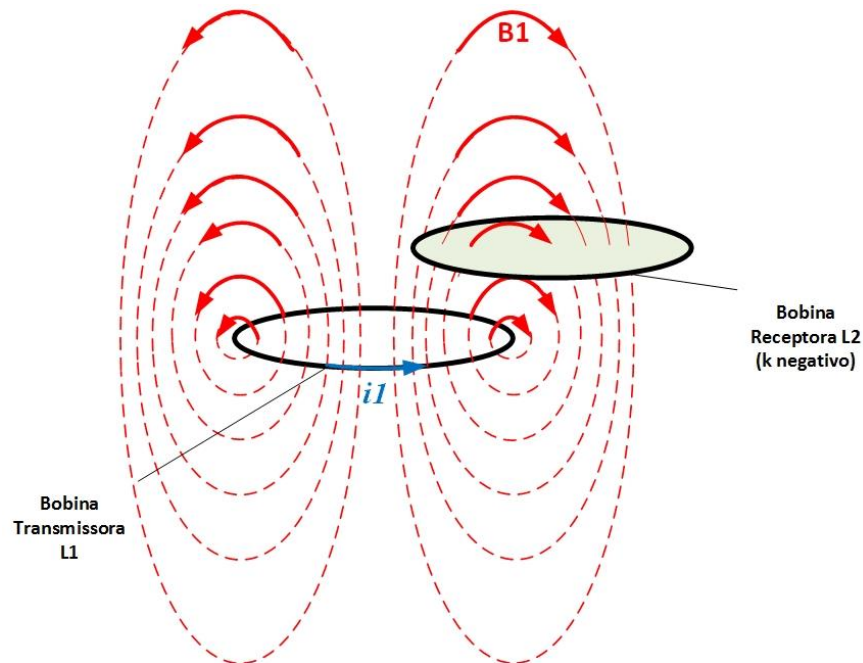


Fig. 3.13: Efeito do coeficiente de acoplamento negativo devido ao maior número de linhas de fluxo magnético de “retorno” atravessando a bobina L2

### 3.2.6 O fator de qualidade $Q$

O fator de qualidade  $Q$  em um circuito ressonante é uma medida de quão ótima é a ressonância do circuito e quanto maior é o seu valor mais limitada é a largura de banda [43]. Formalmente,  $Q$  é definido como a razão entre a potência de campo armazenada – campo elétrico em capacitores, campo magnético em indutores - e a potência dissipada pelas resistências do circuito. Em bobinas indutivas, o fator de qualidade é definido por (3.40)

$$Q = \frac{P_S}{P_R} = \frac{\omega L}{R} \quad (3.40)$$

onde  $L$  é a indutância própria da bobina, e  $R$  é a resistência equivalente da bobina. O fator  $Q$  é juntamente com o coeficiente de acoplamento  $k$  os dois fatores cruciais que impactam na eficiência e na potência entregue em sistemas WPT de acoplamento ressonante. Por isso grande parte dos estudos recentes de projeto de sistemas WPT de média-distância se focam em meios de otimizar estes dois fatores através da manipulação das variáveis construtivas do link indutivo ressonante.

De acordo (3.40) vemos que a resistência da bobina e a indutância – ou a reatância indutiva – agem de formas inversas da definição de fator de qualidade. Em uma bobina ideal, a resistência é nula, logo fazendo o fator de qualidade tender ao infinito. No entanto, na prática a resistência de qualquer condutor é definida pela equação (3.41),

$$R_{DC} = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad (3.41)$$

onde  $\rho$  é a resistividade do material condutor que constitui a bobina,  $l$  é o comprimento do fio bobinado,  $A$  é a área da seção transversal do fio, e  $R_{DC}$  é a resistência definida para baixas frequências. Essa definição é utilizada para distinguir de uma segunda resistência que surge uma bobina excitada por correntes de frequências elevadas, a chamada de resistência de excitação que surge devido ao efeito pelicular em condutores [53]. Para um fio condutor genérico, a resistência de excitação pode ser aproximadamente definida matematicamente por [54],

$$R_{AC} \cong \frac{l \cdot \rho}{\delta(D - \delta)\pi} \quad (3.42)$$

onde  $D$  é a espessura ou diâmetro do fio da bobina, e  $\delta$  é a chamada *profundidade pelicular*, em metros, e é definida por,

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}} \quad (3.43)$$

onde  $\mu$  é a permeabilidade magnética do material condutor do fio, e  $f$  é a frequência, em Hertz, da corrente de excitação. Relacionando (3.43) e (3.42), observamos que a resistência de excitação de um condutor qualquer é proporcional à frequência de excitação, ou seja  $R_{AC} \propto f$ , logo se  $f \rightarrow \infty$ , conseqüentemente  $R_{AC} \rightarrow \infty$ . A resistência total de um condutor é de fato a soma entre  $R_{DC}$  e  $R_{AC}$ , ou seja, pode ser representada por duas resistências série, uma de valor constante em relação à frequência e outra que varia em função da frequência. Assim, temos que,

$$R = R_{DC} + R_{AC}(f) \quad (3.44)$$

onde ressaltamos, através de  $R_{AC}(f)$ , que a resistência total de um condutor possui uma parte dependente da frequência da corrente que o percorre. Uma análise numérica dos parâmetros em (3.42) mostra, que em geral, para fios condutores comuns utilizados em bobinas pequenas, para frequências abaixo de 10MHz,  $R_{AC}$  não é maior do que 1 $\Omega$ , enquanto  $R_{DC}$  é, em geral, acima de 10 $\Omega$ . Logo, como os sistemas de WPT via acoplamento ressonante operam geralmente no máximo a alguns MHz, a resistência de excitação não é um fator de grande impacto na modelagem do circuito. No entanto ele nos impõe um limite conceitual, que ficará claro nas seções posteriores, de que não é possível elevar indefinidamente a frequência de ressonância a fim de se elevar a potência e a eficiência da transmissão, pois isso significa aumentar indefinidamente a resistência total das bobinas, causando queda no fator de qualidade  $Q$ .

### 3.2.7 Potência, Eficiência e *Splitting* de Frequência.

Na seção 3.2.4 obtemos as expressões de tensão e corrente de um link indutivo com capacitores de compensação, para os casos de um e dois capacitores de compensação. De fato, a topologia de dois capacitores série-série foi a primeira proposta mais largamente utilizada em sistemas *near-field* de transferência de energia wireless, já constando nos trabalhos iniciais de Tesla [3]. No entanto, comportamentos distintos para a potência transferida ocorrem ao se analisar as diferenças quando há forte acoplamento ou baixo acoplamento magnético entre as

bobinas. Primeiramente, convém obter a expressão geral para a potência de saída para o caso específico de dois capacitores de compensação.

Com base na equação (3.28), a potência entregue a carga é dada por,

$$P_L = |I_L|^2 R_L = \frac{X_M^2 V_S^2 R_L}{(R_P R_D - X_P X_D + X_M^2)^2 + (R_P X_D + R_D X_P)^2} \quad (3.45)$$

onde  $R_P = (R_S + R_1 + R_{C1})$ ,  $R_D = (R_L + R_2 + R_{C2})$ ,  $X_P = (X_1 - X_{C1})$  e  $X_D = (X_2 - X_{C2})$ .

Para a equação (3.45), quando ocorre a condição de ressonância, ou seja  $X_n = X_{Cn}$ , os termos  $X_P = X_D = 0$ . Logo, na condição de sintonia do link indutivo, a potência de saída é,

$$P_L = \frac{X_M^2 V_S^2 R_L}{(R_P R_D + X_M^2)^2} \quad (3.46)$$

A eficiência de transmissão é a razão entre a potência ativa de saída na carga. Na condição de ressonância, as reatâncias primárias e secundárias estão canceladas, logo a equação da corrente de entrada  $I_S$  em (3.29) não possui parte reativa, e assim a potência de entrada é dada simplesmente por,

$$P_S = V_S I_S = \frac{V_S^2 R_D}{R_P R_D + X_M^2} \quad (3.47)$$

E a eficiência da transferência da energia do link indutivo em ressonância é dada por,

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{X_M^2 R_L}{(X_M^2 + R_P R_D) R_D} \quad (3.48)$$

As equações (3.46) e (3.48) mostram que a potência de saída e a eficiência da transmissão na ressonância não dependem mais da reatância própria das bobinas, como esperado, já que foram compensadas pelos capacitores. Mas ainda temos as resistências das bobinas e especialmente indutância mutua impactando na potência e na eficiência do link indutivo. A reatância mutua de fato não foi compensada pelos capacitores, e esse é um fator de otimização ainda em aberto para o modelo aqui analisado.

A não compensação da reatância mutua dá origem ao fenômeno conhecido como *frequency splitting*, pode ser melhor entendido ao se observar o gráfico da Fig. 3.14, onde é expressada a potência de saída em função da frequência para vários coeficientes de acoplamento  $k$ . Os parâmetros do link indutivo e dos capacitores de acoplamento usados para esse exemplo estão na Tabela 3.1. Os capacitores foram calculados de forma que a ressonância ocorra na frequência  $\omega_S$  da fonte de excitação de 5.0MHz e, por simplicidade, foi negligenciado a resistência equivalente série dos capacitores.

Tabela 3.1: Valores dos parâmetros das bobinas e dos capacitores de acoplamento do circuito de exemplo.

$L_1$	10.00 $\mu$ H	$C_1$	50.6pF
$L_2$	25.00 $\mu$ H	$C_2$	101.36pF
$R_1$	5.0 $\Omega$	$V_S$	20V
$R_2$	10.00 $\Omega$	$\omega_S$	5.0MHz

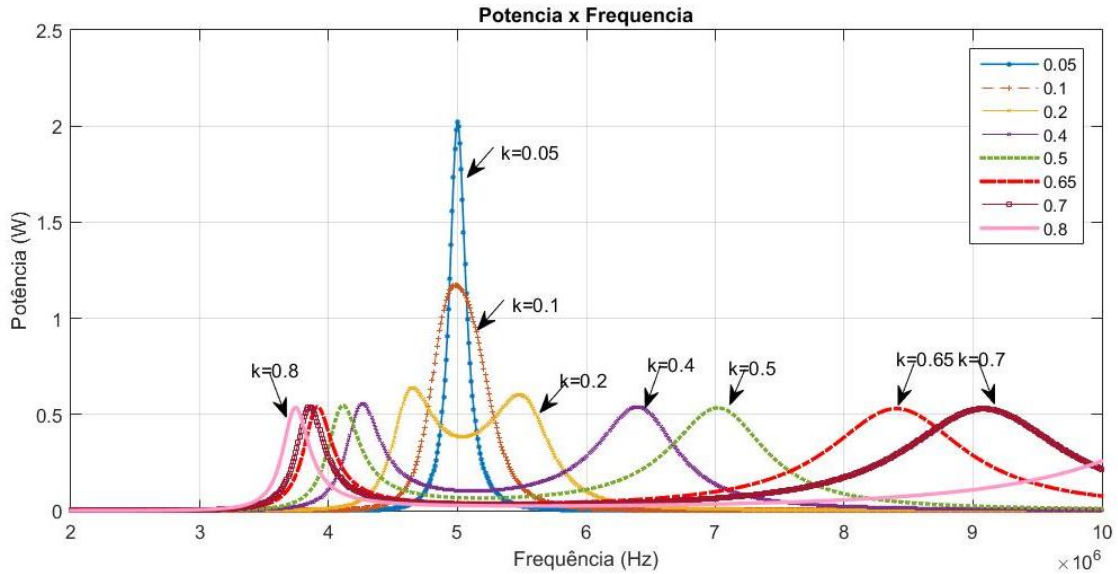


Fig. 3.14: Efeito de deslocamento da frequência de ressonância (*frequency splitting*) para o link indutivo de dois capacitores série-série de compensação, para vários valores de  $k$

É nítido, com base na Fig. 3.14, que a medida que se aumenta o coeficiente de acoplamento  $k$  - o que na maioria dos casos significa tornar cada vez mais próximas entre si as bobinas - modifica-se o comportamento do ponto de ressonância. Para baixos valores de  $k$ , a potência máxima ocorre no exato ponto da frequência de ressonância projetada. No entanto, a medida que se aumenta o acoplamento para além de  $k > 0.1$  surgem dois pontos de máximos locais para a potência de saída, pontos estes que gradativamente se distanciam da frequência de ressonância projetada. Além disso, nota-se os valores máximos de potência decaem com o aumento do acoplamento.

Este fenômeno que, inicialmente parece ser contraditório já que ao aumentar o acoplamento das bobinas diminui o valor da potência máxima, é, na verdade, uma consequência direta da compensação capacitiva. Isso pode ser constatado ao se analisar mais apuradamente a equação (3.46).

- O termo  $X_M$ , ainda presente na expressão da potência operando na ressonância indica que o fator da indutância mútua limita a potência a uma razão  $P_L \propto 1/X_M^2$
- Expandido a equação da potência de saída  $P_L$ , ao fazer  $X_M = \omega k \sqrt{L_1 L_2}$ , vemos que quanto maior o coeficiente de acoplamento  $k$  para uma dada frequência fixa, mais significativo será o impacto da indutância mútua na redução da potência máxima.
- Para baixos coeficientes de acoplamento,  $X_M$  se torna pequeno. Se  $X_M \ll R_D R_P$ , então, o termo da reatância mútua pode ser ignorado do denominador da equação (3.46) e a potência de carga se torna,

$$P_L \cong \frac{X_M^2 V_S^2 R_L}{(R_P R_D)^2} \quad (3.50)$$

Este é o caso aproximado para baixo coeficiente de acoplamento, onde não há deslocamento de frequência de ressonância, na Fig. 3.14.

- Para valores altos de coeficiente  $k$  a aproximação de (3.50) não é válida, e a presença de  $X_M^2$  no denominador da potência  $P_L$  causa o *frequency splitting*.

Observa-se que, nesse caso, a expressão de (3.46) continua válida para a potência na frequência de sintonia, mas ela não mais representa a potência máxima de transmissão em função da frequência.

Em [57] é mostrado que existe um ponto de limite do coeficiente  $k$  para a ocorrência do *splitting* de frequência, definido como o coeficiente de acoplamento crítico  $k_C$  para a topologia de compensação série-série, e é dado por,

$$K_C = \left. \sqrt{\frac{R_P R_D}{\omega^2 L_1 L_2}} \right|_{\omega=\omega_S} \quad (3.31)$$

Com base nessas deduções, é diretamente conclusivo que o sistema de duplo acoplamento capacitivo proposto na Fig. 3.10 é limitado para links indutivos com baixo acoplamento entre as bobinas, permitindo que o circuito seja sintonizado na frequência de ressonância projetada. Para altos valores de acoplamento magnético, ou seja, para aplicações de distâncias muito curtas entre as bobinas - caso de sistemas de carregamento de bateria, a presença do *splitting* de frequência impacta negativamente na sintonia do circuito para a máxima transferência de potência. Para este caso, se exigem sistemas de controle para resintonizar o circuito, alterando a frequência de excitação para um dos pontos deslocados, ou, que é o caso mais comum, a utilização de topologias otimizadas com redes capacitivas de ordem maior, que ofereçam um número maior de graus de liberdade para a compensação de todas as reatâncias indutivos do sistema. Este último caso será abordado na próxima seção.

### 3.2.8 Otimização do Link Indutivo por rede capacitiva de ordem superior.

A literatura cita vários métodos de otimização da potência de saída e da eficiência da transferência de energia pelo método do acoplamento indutivo ressonante. O foco destes métodos está na manipulação das variáveis construtivas do link indutivo (dimensões das bobinas, fator de qualidade, coeficiente de acoplamento), dos parâmetros da rede de capacitores (número e valores das capacitâncias, topologia da rede) ou mesmo das variáveis elétricas como a frequência do oscilador da fonte de alimentação. Nesta seção será abordado um dos principais métodos de otimização utilizados atualmente nas pesquisas de WPT por acoplamento ressonante: otimização por rede de capacitores de ordem superior. Esse método modifica a topologia do circuito analisado até aqui, baseado na Fig. 3.10, possuindo uma análise de circuito muito semelhante àquela já realizada até aqui. No entanto ela impõe um elevado grau de complexidade matemática ao se partir para a otimização da potência de saída através de equações analíticas fechadas, tais como as obtidas para os métodos de compensação capacitiva de ordem menor. O que na prática de fato se mostrará sem grande utilidade já que os componentes eletrônicos comerciais estão disponíveis em valores discretos e otimizações analíticas fornecem valores contínuos. Logo, como será visto a seguir, a otimização com base nesse método é muito melhor e facilmente implementada através de algoritmos numéricos de busca.

#### 3.2.8.1 Resumo das Topologias de Otimização Capacitiva

Existem basicamente três topologias gerais de circuitos mais consagrados já propostas na literatura para o método de acoplamento indutivo ressonante com capacitores de compensação, em um sistema com de bobinas acopladas. São elas:

- *Circuito com um capacitor de compensação*: essa topologia segue diretamente a análise feita para o circuito da Fig. 3.9 [38] na seção 3.3.4, onde um capacitor adicionado

estrategicamente na saída (ou na entrada) do link, de modo a anular a reatância total equivalente, vista da carga (ou da fonte).

- *Circuito com dois capacitores de compensação*: constituindo-se de dois capacitores em cada um dos lados primário e secundário. Essa topologia ainda se divide em outros quatro tipos, dependendo da posição dos capacitores da rede em relação às indutâncias próprias do circuito da Fig. 3.5: série-série (os dois capacitores em série com as indutâncias, série-paralelo (capacitor do primário em série e capacitor do secundário em paralelo), paralelo-paralelo (ambos os capacitores em paralelo com os circuitos equivalentes das bobinas) e paralelo-série (capacitor do primário em paralelo, capacitor do secundário em série) [35].
- *Circuito com quatro capacitores de compensação*: a rede de capacitores é composta de quatro capacitores de compensação, dois para cada lado, primário e secundário. Existem inúmeros modelos para este tipo de topologia e, devido à complexidade da análise teórico dos parâmetros elétricos deste circuito, geralmente ele é avaliado e projetado numericamente.

Em [35] é apresentada uma análise comparativa das diferentes topologias de redes de dois a quatro capacitores de compensação, e algumas delas estão ilustradas na Fig. 3.15. De fato, o método de compensação por quatro capacitores é mais geral já que permite que todas as reatâncias indutivas do link possam ser compensadas através da rede capacitiva, ao mesmo tempo oferece a possibilidade de otimização do casamento de impedância do link com a carga, satisfazendo o Teorema da Máxima Transferência de Potência. No entanto, este método possui um formalismo matemático consideravelmente complexo, o que limita uma análise teórica mais apurada da influência dos parâmetros do sistema (indutâncias, resistências intrínsecas, coeficiente de acoplamento, impedância de carga e etc.) na resposta de saída.

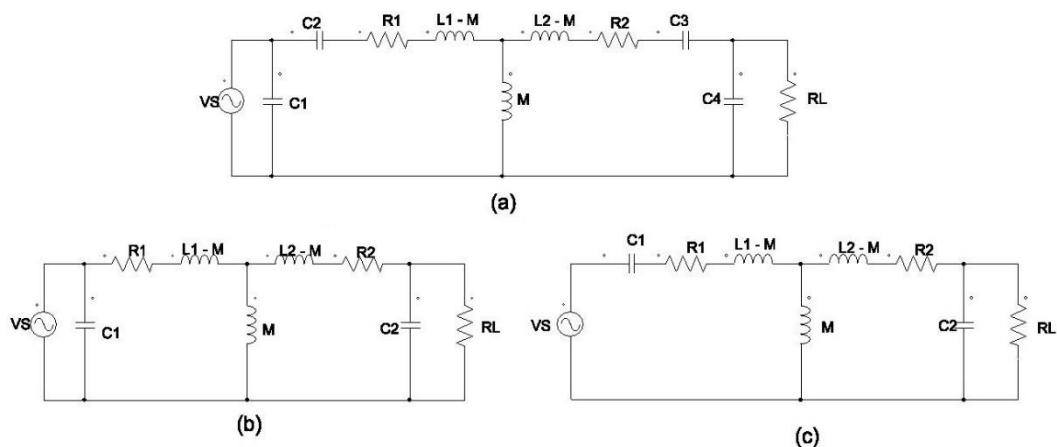


Fig. 3.15: Diferentes topologias de redes de capacitores de compensação: com quatro capacitores de compensação total (a); dois capacitores paralelo-paralelo (b); dois capacitores série-paralelo (c).

### 3.2.8.2 *Compensação total à quatro capacitores*

O modelo da Fig. 3.15(a) é conhecido como modelo de compensação total de quatro capacitores, já que todas as reatâncias indutivas das bobinas, próprias e mutua, podem ser compensadas pelos capacitores. Esse modelo pode ser simplificado para uma análise específica, como se fosse formado por bobinas ideais e capacitores, ou seja, com as resistências intrínsecas

dos capacitores e bobinas nulas. Nesse caso, uma análise matemática nos indica que a compensação, ou seja, a ressonância do circuito é obtida quando,

$$\begin{aligned} C_1 + C_4 &= \frac{1}{M\omega^2} \\ C_2 &= \frac{1}{(L_1 - M)\omega^2} \\ C_3 &= \frac{1}{(L_2 - M)\omega^2} \end{aligned} \quad (3.51)$$

Como se torna claro por (3.51), os capacitores em paralelo  $C_1$  e  $C_4$  cancelam a indutância mútua das bobinas, e os capacitores série  $C_2$  e  $C_3$  cancelam as indutâncias próprias. No entanto, em geral as perdas ôhmicas, tanto das bobinas quanto dos capacitores, não podem ser desprezadas. O modelo mais geral é apresentado na Fig. 3.20, em que são modeladas todas as perdas ôhmicas do sistema,

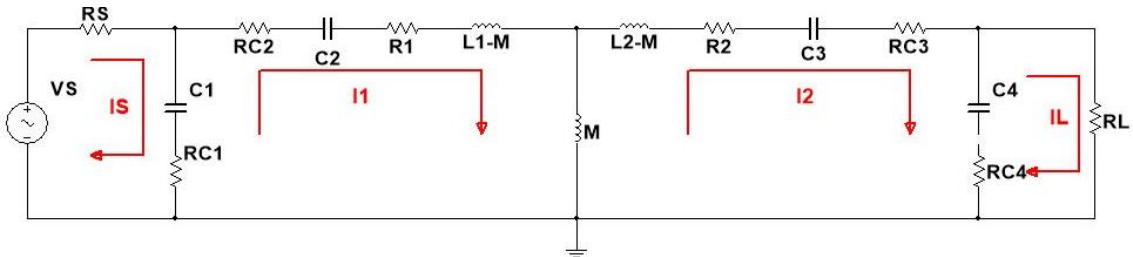


Fig. 3.16: Modelo equivalente de um link indutivo com quatro capacitores de compensação, com todas as resistências intrínsecas consideradas, sendo  $R_C$  a resistência equivalente série dos capacitores,  $R_1$  e  $R_2$  a resistência das bobinas e  $R_S$  a resistência de perdas ôhmicas da fonte. A carga é considerada puramente resistiva  $R_L$

Da Fig. 3.16, obtemos as equações de malha deste circuito como um sistema de equações lineares dada por,

$$\begin{cases} (R_S + Z_{C1})I_S - Z_{C1}I_1 = V_S \\ -Z_{C1}I_S + (Z_{C1} + Z_{C2} + Z_1)I_1 - X_M I_2 = 0 \\ -X_M I_1 + (Z_2 + Z_{C3} + Z_{C4})I_2 - Z_{C4}I_L = 0 \\ -Z_{C4}I_2 + (Z_{C4} + R_L)I_L = 0 \end{cases} \quad (3.52)$$

onde  $Z_{Cn}$  são as impedâncias totais de cada capacitor, dadas por  $Z_{Cn} = R_{Cn} + j/\omega C_n$ , e  $Z_1 = R_1 + j\omega L_1$ ,  $Z_2 = R_2 + j\omega L_2$ ,  $X_M = j\omega M = j\omega k\sqrt{L_1 L_2}$

Resolvendo o sistema (3.52) [39], obtém-se a corrente de carga  $I_L$  como sendo

$$I_L = \frac{Z_{C1} Z_{C2} X_M V_S}{A(R_S + Z_{C1})(B(Z_{C4} + R_L) - Z_{C4}^2)} \quad (3.53)$$

onde,

$$A = Z_{C1} + Z_{C2} + Z_{L1} - \frac{Z_{C1}^2}{R_S + Z_{C1}} \quad (3.54)$$



$$B = Z_2 + Z_{C3} + Z_{C4} - \frac{X_M^2}{A} \quad (3.55)$$

A potência de saída sobre a carga é obtida através de,

$$P_L = |I_L|^2 R_L \quad (3.56)$$

As equações (3.53) a (3.56) fornecem corrente, tensão (que pode ser obtida simplesmente fazendo  $I_L \cdot R_L$ ) e potência ativa de saída na carga para o caso geral do link indutivo com a rede capacitores ainda sem a sintonia determinada. Para o caso dos parâmetros construtivos do link, a saber indutâncias e resistências das bobinas, coeficiente de acoplamento, além dos parâmetros da fonte e impedância de carga todos fixados, os valores dos capacitores de compensação  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$  devem ser encontrados por otimização para a potência de saída e a eficiência de transmissão. Métodos de otimização analítica utilizando ferramentas matemáticas, tais como multiplicadores de *lagrange*, resultam em análises extremamente complexas e altamente não-linear, que exigem elevados recursos computacionais para sua operação. Dessa forma, a obtenção dos valores dos capacitores de compensação é mais convenientemente feita por avaliação numérica utilizando algoritmos de busca, como proposto em [35]. O algoritmo de busca dos capacitores de compensação para o método de compensação total de quatro capacitores utiliza um banco de dados de valores discretos comerciais de capacitores, e o aplica para se calcular os valores ótimos de potência e eficiência. Uma ideia básica de algoritmo de busca aleatório para este método de otimização da rede de capacitores é a seguinte:

- 1) Inicializa potência de saída  $P_{L_{otimo}} = 0$  e eficiência  $\eta_{otimo} = 0$ .
- 2) Armazena  $n$  constantes em um vetor, sendo  $n$  o número de diferentes valores de capacitores comerciais disponíveis.
- 3) Escolhe aleatoriamente um número entre 1 e  $n$ , independentemente e uniformemente distribuído. Os quatro números escolhidos darão os valores dos quatro capacitores.
- 4) Calcula  $P_L$  e  $\eta$ , fazendo das equações (3.52) a (3.56).
- 5) Testa se  $P_L$  e  $\eta$  são maiores que  $P_{L_{otimo}}$  e  $\eta_{otimo}$ , respectivamente. Se o teste é verdadeiro, armazena os valores dos capacitores e atualiza os valores de  $P_{L_{otimo}}$  e  $\eta_{otimo}$ .
- 6) Segue para o passo 3), e repete até atingir o número máximo de iterações previamente estabelecido.

O algoritmo proposto acima pode ser igualmente aplicado para qualquer topologia de rede de capacitores. Na comparação com as demais topologias de dois capacitores e de um capacitor de compensação, é possível obter um ganho de até 5% de eficiência na transmissão e de 20% na potência entregue à carga, dependendo do valor da resistência de carga e do coeficiente de acoplamento.

## 4 METODOLOGIA EXPERIMENTAL

Nesta seção é apresentado o desenvolvimento do modelo completo do sistema de carregamento sem-fio de baterias, cujo núcleo funcional é o link indutivo ressonante baseado nos conceitos teóricos discutidos na Seção 3. O sistema aqui apresentado foi projetado para atender às especificações de carga de uma bateria Li-Po de uma célula, que será abordada com maiores detalhes na seção 4.5. Essas especificações básicas são sintetizadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Especificações básicas do sistema de carregamento sem-fio projetado.

	Mínimo	Ideal
Tensão DC de saída na carga $V_{out}$	6.0V	7.0V
Corrente DC de saída na carga $I_{out}$	0.1A	0.15A
Frequência de excitação do link indutivo $f_s$	-	500KHz
Distância entre as bobinas	1mm	-

### 4.1 ARQUITETURA

A arquitetura completa deste sistema é representada pelo diagrama de blocos da Fig. 4.1. Cada um dos blocos, representa uma das quatro etapas funcionais principais do sistema, cujos circuitos são projetados para atender as especificações do sistema. Como já comentado anteriormente, o sistema aqui analisado e proposto é focado para a carga de baterias, no entanto ele constitui um sistema geral do Método de Acoplamento Indutivo ressonante para qualquer tipo de carga considerada e, conseqüentemente, para quaisquer aplicações.

Os quatro blocos funcionais ilustrados na Fig. 4.1, com suas respectivas funcionalidades são.

- Fonte de Excitação:** constituído basicamente do circuito oscilador e do amplificador de potência, o primeiro gera um sinal de baixa potência e frequência de  $f_s = 500KHz$ , sendo está a frequência de ressonância do sistema. O amplificador de potência eleva os níveis de tensão e corrente do sinal que excitará o link indutivo para valores compatíveis, capazes de atender à exigência de potência da carga. Em algumas etapas experimentais que serão discutidas posteriormente, o circuito oscilador é substituído por um Gerador de Funções, a fim de se variar a frequência dentro de uma faixa desejada de observação, estabelecendo assim a resposta em frequência do sistema.
- Link Indutivo:** formado pelas bobinas de transmissão e recepção e seus circuitos de ressonância (rede de capacitores). Sendo o bloco funcional central de todo o processo de transmissão, é aqui que se estabelecem os principais parâmetros de otimização do sistema, como o projeto das bobinas e os valores dos capacitores de ressonância, a fim de se atender os requisitos básicos indicados na Tabela 4.1. A rede capacitiva maximiza a potência de transmissão na frequência da Fonte de Excitação, acoplando todas as impedâncias do sistema que incluem, além das bobinas, as impedâncias da carga e da fonte de excitação.

- c) **Retificador:** é o bloco funcional intermediário entre receptor do Link Indutivo e o circuito de carga. É constituído basicamente de uma ponte retificadora, capaz de converter a corrente e a tensão AC de média frequência proveniente do link indutivo em corrente e tensão DC, a ser disponibilizada para a alimentação do circuito de carga e, conseqüentemente, da bateria que necessita de continuidade de tensão.
- d) **Circuito Carga:** formado pelo circuito regulador de corrente e tensão e pela própria bateria. O circuito regulador tem duas funções básicas, além de se estabelecer uma tensão constante, e uma corrente de alimentação máxima dentro das especificações do sistema, ainda é responsável por proteger a bateria, evitando sobrecargas que poderiam danificá-la. A bateria a ser alimentada é do tipo Litio-Polímero, que possui particularidades quanto ao seu comportamento dinâmico de carga, o que faz com o circuito regulador seja especificamente projetado para atender a este modelo de bateria.

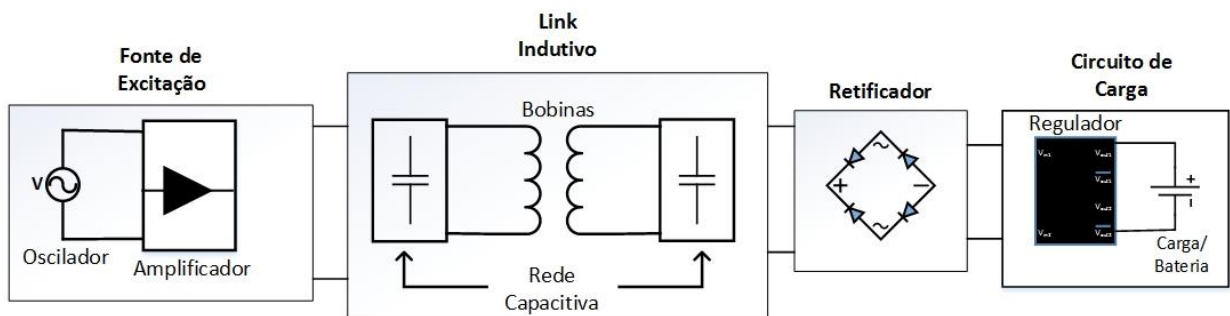


Fig. 4.1: Diagrama de blocos do sistema de WPT para carregamento de baterias.

Cada um dos blocos da Fig. 4.1 terão sua etapa de modelagem e construção discutidos em detalhes nas seções seguintes.

## 4.2 PROJETO DO LINK INDUTIVO

A modelagem do link indutivo para um sistema baseado em acoplamento indutivo ressonante pode ser dividida em duas etapas: projeto e construção das bobinas e otimização da rede capacitiva. O modelo experimental proposto é aquele abordado na seção 3.2.8.1, cujo esquemático de circuito foi apresentado na Fig. 3.16.

Um conceito geral para projeto de link indutivo de um sistema de acoplamento indutivo ressonante constitui-se da otimização de todas as variáveis envolvidas no projeto a fim de se obter a máxima potência de transmissão ou para máxima eficiência, dependendo do foco em que está fundamentado o projeto. Em síntese, as variáveis envolvidas no projeto são aquelas apresentadas na Tabela 4.2.

Além das variáveis ilustradas na Tabela 4.2, demais fatores específicos dos blocos funcionais da Fig. 4.1, como impedância da fonte e impedância equivalente da ponte retificador e do circuito de carga já são antecipadamente considerados fixos, não passíveis de otimização. Além disso, temos de considerar a *ESR* dos capacitores mas que, em geral, com vermos a seguir, são considerados como proporcionais à reatância dos capacitores, sendo assim sua consideração na otimização já está implícito nos valores dos capacitores.

Tabela 4.2: Variáveis de projeto do sistema de acoplamento indutivo ressonante.

Impedância das bobinas	$L_1, L_2, R_1$ e $R_2$
Fator de acoplamento	$k$
Capacitâncias de compensação	$C_1, C_2, C_3$ e $C_4$
Frequência de ressonância	$f_s$
Impedância de carga	$Z_L$

A otimização completa do link é representada, analiticamente, por uma função de otimização dada por,

$$\prod_{i=1}^N \frac{\partial F(X_1, X_2, \dots, X_N)}{\partial X_i} = 0 \quad (4.1)$$

onde  $X_1, X_2, \dots, X_N$  são as variáveis e otimização envolvidas no projeto, que no caso geral do projeto do link indutivo, são todas aquelas ilustradas na Tabela 4.2, e  $F(X_N)$  é a variável a ser maximizada. Assim, a equação (4.1), aplicada a potência de saída do sistema, é a função de otimização analítica das variáveis do projeto. Para o caso da topologia ilustrada pela Fig. 3.16, a função  $F(X_N)$  é aquela da equação da potência da saída dada por 3.53 a 3.56. No entanto, essa abordagem, como já previamente comentado, induz a uma análise extremamente dispendiosa do ponto de vista computacional além de, na prática, ser de pouca utilidade tendo em vista que os valores de capacitância comercial estão disponíveis apenas para valores discretos, e uma função analítica de otimização nos fornece valores contínuos. Logo, a abordagem mais eficientemente utilizada aqui é abordagem numérica através do algoritmo introduzido na seção 3.2.8.1.

Além disso nem todos os parâmetros envolvidos na Tabela 4.1 são passíveis de uma otimização numérica, já que são limitados pela aplicação, como área disponível, além de materiais disponíveis e tecnologia de fabricação. Esse contexto se aplica especialmente para o caso do projeto das bobinas, onde os valores de indutância própria e resistência equivalente são definidas independentemente da otimização da potência de saída, mas sim por fatores limitantes de construção. A impedância de carga é outro fator não passível de otimização, dado que a carga – no caso o circuito de carga da bateria, é um fator não manipulável e que muda apenas em função da aplicação. Por fim, a frequência de excitação é um parâmetro apenas parcialmente otimizável já que, como será visto nos resultados dos experimentos, ele sofre apenas pequenas variações feitas manualmente para se encontrar o ponto ótimo real, dado que os valores dos capacitores, além de fato de serem discretos, não são precisos, dada a tolerância.

Assim, em resumo, podemos definir o método de otimização separando todos os parâmetros da Tabela 4.2 em duas classes: parâmetros fixos (previamente definidos) e otimizáveis (através de algoritmo numérico).

→ **Parâmetros fixos:**  $f_s, L_1, L_2, R_1, R_2, Z_L, k$

→ **Parâmetros otimizados:**  $C_1, C_2, C_3, C_4$

#### 4.2.1 Modelagem das Bobinas

A primeira etapa do projeto do link indutivo constitui-se, obviamente, na modelagem e construção das bobinas transmissora e receptora. A literatura aborda inúmeros modelos e geometrias de bobinas, com suas vantagens e desvantagens e referentes as aplicações às quais estão inseridas e, para cada aplicação surge uma série de variáveis limitantes para a construção das bobinas, tais com área disponível, peso máximo, potência nominal requerida, coeficiente de acoplamento, e etc. Para o caso específico de um sistema de carga de baterias um

dos principais aspectos limitantes é o espaço disponível que, para fins práticos, deve ser o menor possível. Assim sendo, tendo isso como um primeiro pré-requisito, fez-se a escolha por bobinas planares para a modelagem do link indutivo.

Em [59] é feita uma análise dos coeficientes de acoplamento para diferentes topologias de bobinas planares, comparadas em conjunto para áreas ocupadas idênticas. Os resultados desse estudo estão ilustrados na Fig. 4.2, de onde é possível constatar que as bobinas planares circulares são as que oferecem melhores resultados de acoplamento magnético para idênticas áreas ocupadas, o que em grande parte é explicado pela distorção da distribuição das linhas de campo magnético nos arredores das bordas das bobinas não-circulares.

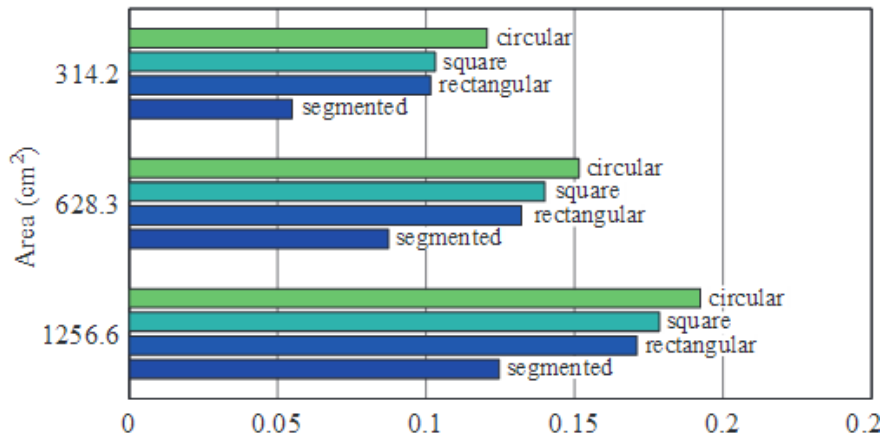


Fig. 4.2: Comparativo dos resultados de simulação para os coeficientes de acoplamento  $k$  para quatro topologias de bobinas planares: circular, quadrada, retangular e segmentada [59].

Na Fig. 4.3 é ilustrado um modelo típico de bobinas planares circulares, de onde se destacam os parâmetros físicos utilizados para o cálculo das indutâncias próprias.

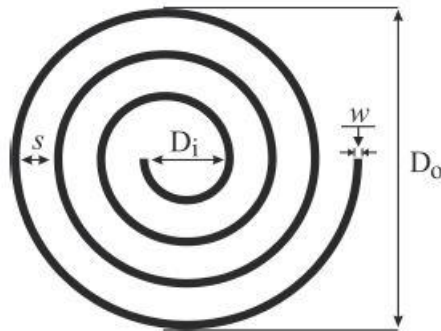


Fig. 4.3: Modelo de bobina planar circular [22].

O equacionamento completo para os parâmetros teóricos do circuito equivalente do modelo da Fig. 4.3 é desenvolvido em [22], tem como resultados finais para a indutância própria equivalente a seguinte equação:

$$L = \frac{\mu N^2 (D_i + D_o)}{4} \left[ \ln \left( \frac{2.46}{\phi} \right) + 0.20 \phi^2 \right] \quad (4.2)$$

onde  $L$  é a indutância própria da bobina planar circular,  $\mu$  é o coeficiente de permeabilidade do ar,  $N$  é o número de espiras,  $D_i$  é o diâmetro interna,  $D_o$  é o diâmetro externo e  $\phi$  é a razão de ocupação do condutor, dado por,

$$\phi = (D_o - D_i)/(D_o + D_i) \quad (4.3)$$

Já a resistência equivalente é influenciada pela frequência de excitação. Na seção 3.2.6, quando foi discutido o fator de qualidade de uma bobina genérica, foi mostrado que as perdas ôhmicas podem ser representadas por duas resistências série, uma representando as perdas DC (que independem da frequência)  $R_{DC}$  e as perdas que aumentam como a frequência representadas por  $R_{AC}$ . Esta última, para frequências abaixo de 100MHz costumam ser desprezíveis. Assim, aplicando esse conceito genérico para as bobinas planares, podemos estimar teoricamente a resistência equivalente das bobinas simplesmente considerando a resistência DC dada por:

$$R_{DC} = \rho \cdot \frac{l}{w \cdot h} \quad (4.4)$$

onde  $\rho$  é a resistividade do condutor,  $l$  é o comprimento do condutor,  $w$  é a largura do fio e  $h$  é a espessura do fio. Para uma bobina com condutor em espiral plano, como a da Fig. 4.3, o comprimento  $l$  é dado pela integral [22]

$$l = \int_0^{2\pi N} \sqrt{(r(\theta))^2 + \left(\frac{dr(\theta)}{d\theta}\right)^2} \quad (4.5)$$

sendo  $r(\theta)$  a posição relativa em graus  $\theta$  do condutor em coordenadas polares, e dado por,

$$r(\theta) = \frac{D_o}{2} - \frac{\theta}{2\pi}(w + s), \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi N \quad (4.6)$$

A integral (4.5) não possui solução analítica. Logo, por simplicidade foram utilizados os valores de comprimento  $l$  fornecidos através de simulação. O software *COMSOL Multiphysics* [62] foi o utilizado para a modelagem e simulação em modelos 2D das bobinas posteriormente construídas. Importante ainda destacar que o circuito equivalente total das bobinas ainda inclui as capacitâncias parasitas, que em geral são desprezíveis (na ordem de alguns *picofarads*) frente aos valores das capacitâncias série utilizados na rede de compensação capacitiva do circuito completo apresentando anteriormente na Fig. 3.16.

#### 4.2.1.1 *Bobina Transmissora*

Como já comentado, o parâmetro inicial e talvez mais relevante para o projeto das bobinas é a área ocupada. A área tem forte impacto no coeficiente  $k$ , como demonstrado em [59]. Assim, com vistas a otimizar as bobinas para aplicação em carregadores de bateria, foram desenvolvidas diversas bobinas planares circulares com diâmetros variando entre 35 mm e 50 mm, limitados especialmente pela tecnologia disponível para fabricação das bobinas. Na Fig. 4.4 são mostradas as bobinas construídas utilizadas nos experimentos.

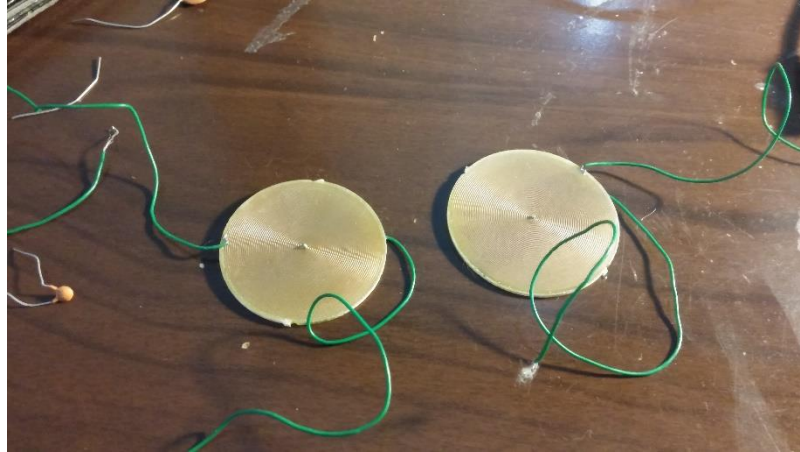


Fig. 4.4: Bobinas construídas para as etapas experimentais.

Uma referência teórica para as dimensões da bobina transmissora é apresentada em [53], em que o diâmetro da bobina é calculado em função da distância máxima desejada entre as bobinas para a qual se deseja maximizar o campo magnético sobre a bobina receptora. Assim, pode se estimar o diâmetro da bobina transmissora através da seguinte equação,

$$D_t = d \cdot 2 \cdot \sqrt{2} \quad (4.7)$$

onde  $D_t$  é o diâmetro da bobina transmissora e  $d$  é a distância entre as bobinas. Para as bobinas construídas para a etapa experimental foi estimado uma distância máxima de  $d = 15\text{mm}$ , logo o diâmetro teórico prevista é de  $D_t \cong 42\text{mm}$ . Na Tabela 4.3 são resumidos os parâmetros físicos reais da bobina construída.

Tabela 4.3: Parâmetros da bobina transmissora.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Número de espiras Transmissoras	$N_1$	44
Largura do condutor	$w$	1 mm
Espessura do condutor	$h$	0.25 mm
Espaçamento entre os condutores	$s$	0.25 mm
Diâmetro externo da bobina	$D_{to}$	46 mm
Diâmetro interna da bobina	$D_{ti}$	1 mm
Resistividade do condutor	$\rho_{Cu}$	$1.72 \times 10^{-8} \Omega m$

Com base nos dados da Tabela 4.3 e utilizando as equações 4.2 a 4.4 podemos obter os parâmetros teóricos da bobina transmissora como  $L_1 = 32.21\mu H$  e  $R_1 = 7.11\Omega$ . Esses valores foram posteriormente validados através de medições experimentais que forneceram os valores reais de  $L_1 = 36.06\mu H$  e  $R_1 = 7.776 \Omega$ .

#### 4.2.1.2 Bobina Receptora

Os parâmetros físicos da bobina receptora utilizada nos experimentos estão indicados na Tabela 4.4. Realizando o mesmo procedimento feito com a bobina transmissora encontramos os valores teóricos de  $L_2 = 17.09\mu H$  e  $R_2 = 4.91\Omega$ , e os valores reais medidos de  $L_2 = 19.53\mu H$  e  $R_2 = 5.697\Omega$

Tabela 4.4: Parâmetros da bobina receptora

Parâmetro	Símbolo	Valor
Número de espiras Receptoras	$N_2$	36
Largura do condutor	$w$	1mm
Espessura do condutor	$h$	0.25mm
Espaçamento entre os condutores	$s$	0.25mm
Diâmetro externo da bobina	$D_{ro}$	36 mm
Diâmetro interna da bobina	$D_{ri}$	1 mm
Resistividade do condutor	$\rho_{Cu}$	$1.72 \times 10^{-8} \Omega m$

#### 4.2.1.3 Coeficiente de acoplamento

Para simular um sistema de carga de baterias em que tanto a estação de carga quanto o dispositivo ao qual a bateria está acoplada estão em contato, as bobinas foram mantidas a uma distância de aproximadamente 1mm, em que a própria placa de fibra em que as bobinas foram impressas foi utilizada como anteparo. De fato, essa simulação se aproxima bastante da aplicação real de carregamento de baterias já que em geral as bobinas estão inseridas dentro de pequenos compartimentos de materiais plásticos, que apresentam propriedades físicas muito semelhantes aos das placas de fibra de vidro utilizadas na confecção de circuitos impressos.

O coeficiente de acoplamento foi estimado tanto por simulação quanto por medições diretas. O método prático para a estimação do coeficiente de acoplamento é dado em [39], e sintetizado através da seguinte equação:

$$k = \frac{V_2}{V_1} \sqrt{\frac{(R_1^2 + (\omega L_1)^2)}{\omega^2 L_1 L_2}} \quad (4.8)$$

onde  $V_2$  é a tensão eficaz medida na bobina secundária(receptora),  $V_1$  é a tensão eficaz aplicada nos terminais da bobina primária (transmissora),  $R_1$  é a resistência equivalente medida da bobina primária,  $L_1$  e  $L_2$  são as indutâncias próprias das bobinas primárias e secundárias respectivamente, e  $\omega$  é a frequência de excitação da fonte aplicada na bobina primária.

Na Tabela 4.5 são mostrados os valores obtidos de  $k$  através da equação (4.8), para vários valores de frequência quando aplicada uma tensão  $V_1$  na bobina primária da montagem ilustrada na Fig. 4.4. Os valores de  $k$  são praticamente constantes em torno de um valor central, como era esperado. Como o circuito completo foi projetado para operar a 500kHz, o valor assumido foi de  $k = 0.652$ . Utilizando as indutâncias próprias medidas e o  $k$  assumido, pela Eq. 3.32 obtemos o valor de  $M = 17.99 \mu H$  para a indutância mútua com as bobinas nesta configuração.



Tabela 4.5: Valores medidos de  $V_2$  para uma dada frequência  $f$  de excitação, e os respectivos valores de  $k$  calculados pela Eq. 4.8. Os valores fixos com  $V_1 = \frac{10}{\sqrt{2}}V$ ,  $L_1 = 36.06\mu H$ ,  $L_2 = 19.53\mu H$  e  $R_1 = 7.776\Omega$ , todos valores reais previamente mensurados.

$V_2(RMS)$	$f(KHz)$	$k$
3.21	100	0.649
3.35	200	0.650
3.36	300	0.647
3.41	400	0.655
3.40	500	0.652
3.39	600	0.650

#### 4.2.1.4 Frequência de operação

A frequência de excitação do sistema de acoplamento indutivo ressonante é em geral escolhida a fim de maximizar o fator de qualidade  $Q$  que aumenta em função da frequência  $f_s$ . Recapitulando a equação (3.40), temos que,

$$Q = \frac{2\pi fL}{R} \quad (3.40)$$

onde  $L$  é a indutância própria da bobina e  $R$  é sua resistência equivalente. Relembrando que  $R$  possui um fator, chamado de resistência ac, que aumenta com a frequência. No entanto, esse aumento, como foi discutido na seção 3.2.6, é lento para frequências na ordem de dezenas de MHz, principalmente quando equiparado ao aumento rápido do fator de qualidade em função da frequência. Quanto maior o fator de qualidade, melhor é a eficiência da transmissão e mais potência é entregue a carga, já que as perdas nas bobinas são minimizadas. Tendo  $L$  e  $R$  como fator fixos da construção das bobinas,  $Q$  só pode ser otimizado através do aumento de  $f$ , que no entanto também é limitado pela tecnologia dos componentes utilizados na etapa de alimentação do circuito. Em geral, fatores  $Q$  entre 10 e 100 são considerados aceitáveis para sistemas wireless indutivo, o que é conseguido - com as bobinas construídas apresentadas na seções anteriores - para frequências acima de 400kHz. Assim, por imposição dos componentes eletrônicos disponíveis, foi definido  $f_s = 500kHz$ , resultando em um fator de qualidade  $Q_1 = 14.57$  para a bobina primária e  $Q_2 = 9.47$  para a bobina secundária.

### 4.3 REDE CAPACITIVA

O projeto da rede capacitiva de compensação, como já discutido, é de fato a única etapa de otimização numérica do link. Com os parâmetros fixos já estabelecidos - exceto a impedância de carga - chegamos ao circuito equivalente completo a ser otimizado, ilustrado na Fig. 4.5, onde os parâmetros de otimização - ou seja, os capacitores de compensação - são propositalmente deixados como incógnitas.

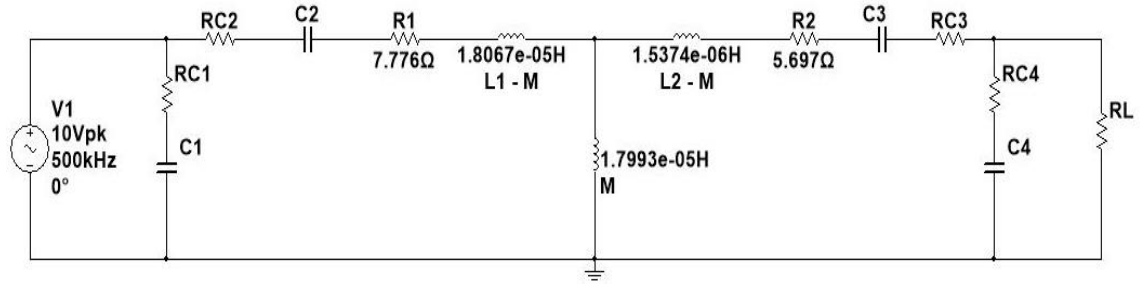


Fig. 4.5: Circuito equivalente do link ainda não otimizado pelos capacitores de compensação com impedância de carga indefinida.

Para se iniciar a otimização dos valores dos capacitores é essencial se conhecer o valor da impedância de carga que, no presente sistema apresentado, como será visto a seguir, é formado pelo circuito de carga da bateria, que inclui regulador de tensão, retificador e a própria bateria.

O algoritmo utilizado para otimização, que foi anteriormente discutido na seção 3.2.8 foi implementado em aplicativo executável com interface prática – Fig. 4.6 - para inserção dos valores de entrada e cálculo das potências e eficiência do sistema

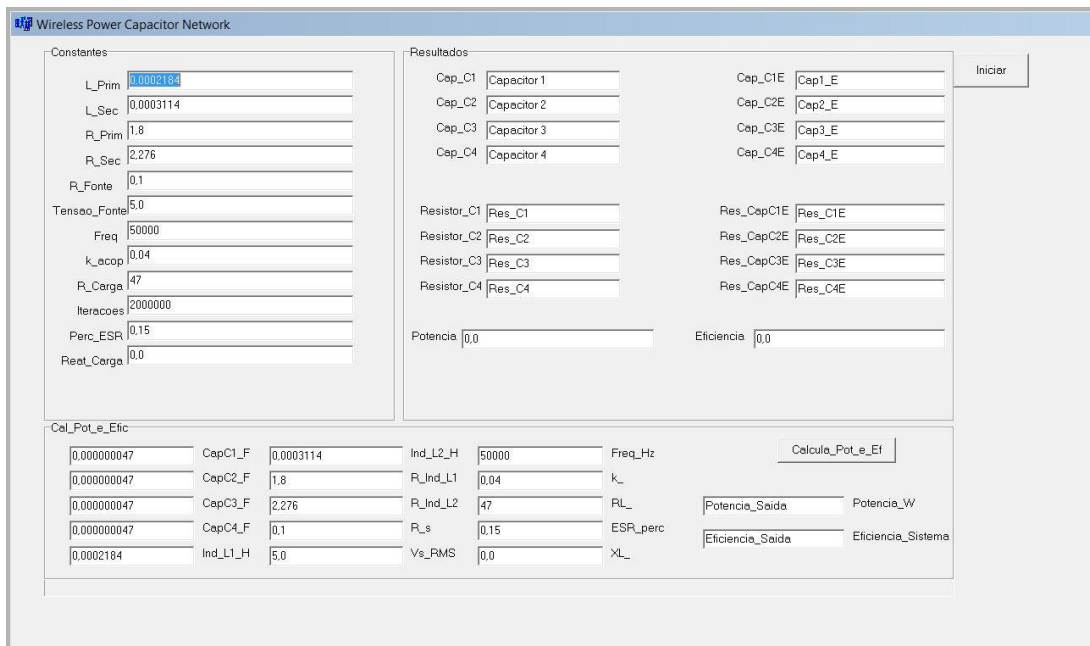


Fig. 4.6: Interface de usuário do aplicativo desenvolvido para cálculo numérico dos capacitores de compensação [35].

Na primeira coluna de “Constantes” são informados todos os parâmetros fixos do link, já previamente medidos e/ou estabelecidos. Já na segunda coluna de “Resultados” são dados os valores dos capacitores para os dois casos de interesse: máxima potência de transferência (primeira coluna de resultados) e máxima eficiência (segunda coluna de resultados). No presente sistema construído não há interesse imediato na eficiência no sistema, mas sim apenas na potência de saída, já que se deseja obter o valor mínimo desta para a carga nominal na bateria. Sendo assim, apenas a primeira coluna de valores de capacitores é considerada. O aplicativo ainda possibilita o cálculo direto da potência e da eficiência de saída quando já se conhece os valores dos capacitores. Esse cálculo é extraído das Eq. 3.53 a 3.56, apresentadas anteriormente.

Uma observação de extrema importância a ser feita no algoritmo de otimização é que ele prevê o ESR dos capacitores como valores fixos, sendo dado pela seguinte relação,

$$R_c = ESR(\%) \cdot \omega C / 100 \quad (4.9)$$

onde  $R_c$  é a resistência série equivalente do capacitor,  $ESR(\%)$  é um fator de multiplicação reatância capacitiva, e  $C$  é o valor do capacitor. Para as simulações para a otimização teórica dos capacitores foi considerado  $ESR(\%) = 0.15\%$ , considerado um valor baixo obtido na prática em geral apenas por capacitores de alta qualidade. No entanto, será visto nas etapas de resultados experimentais que os valores reais de ESR obtidos com os capacitores comerciais disponíveis são consideravelmente maiores que os simulados, o que acarreta grande impacto na potência entregue à carga pelo sistema.

#### 4.4 FONTE DE EXCITAÇÃO

Para se atender à demanda de potência da bateria, que para as especificações iniciais exige no mínimo 6V DC e 100mA entregues na saída do link, é necessária uma etapa de potência para o sinal de excitação. Assim, o circuito da Fig. 4.7 foi construído para amplificar o sinal de excitação que opera na frequência de ressonância estabelecida de 500kHz. Para as etapas experimentais esse sinal é oriundo diretamente de um gerador de funções e aplicado no amplificador projetado. O circuito do Fig. 4.7 foi baseado no modelo apresentado em [39], com algumas pequenas modificações, como o acréscimo de capacitores de acoplamento nas entradas de alimentação e o uso de um amplificador operacional de alta frequência na etapa de ganho de tensão.

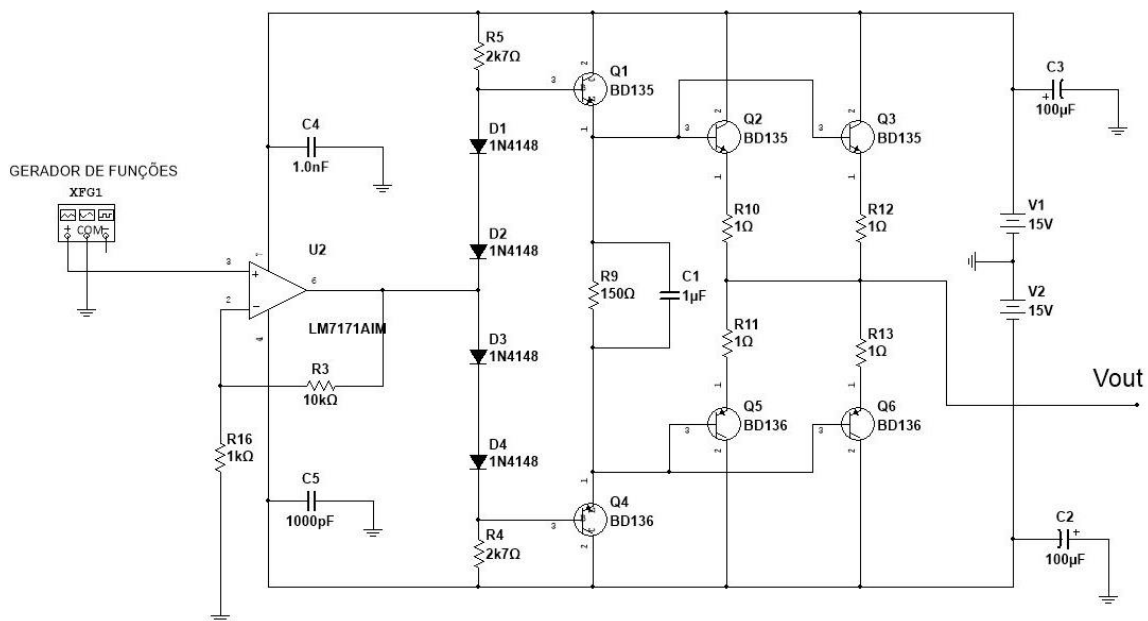


Fig. 4.7: Fonte de excitação utilizada nos experimentos, formada pelo gerador de funções e o circuito amplificador para etapa de potência [39].

Foram feitos ensaios para se obter os valores máximos de operação do amplificador sem que haja distorção ou saturação do sinal de saída, ou sobreaquecimento dos componentes. A Tabela 4.6 resume os valores obtidos.

Tabela 4.6: Valores experimentais máximos de operação do amplificador da Fig. 4.7

Parâmetro	Valores máximos	Observações
Tensão de saída	10.5 V (pico)	
Corrente de saída	400mA (rms)	
Tensão de entrada	6.1V (pico)	
Frequência	1.1MHz	Ganho 10x de tensão

#### 4.5 CIRCUITO DE CARGA E BATERIA

A aplicação do sistema de carregamento sem-fio implementada destina-se a carga de baterias do tipo Lítio-Polímero, que possuem características essenciais que as tornam vantajosas em relação às demais tipos de bateria, tais como:

- ➔ Apresenta o dobro da capacidade das baterias de Níquel, com metade do peso
- ➔ Retém carga por um tempo muito maior quando armazenada e fora de uso.
- ➔ Não possui efeito memória.

Por essas e outras características, as baterias do tipo Li-Po são hoje as mais largamente utilizadas em aplicações que exijam grande consumo de carga e constantes cargas e descargas da bateria. No entanto, estas vantagens remetem também a questões críticas de segurança, pois as baterias Li-Po, quando submetidas sobrecargas ou sobretensões podem danificar seriamente o circuito a que esteja conectada ou mesmo se tornar explosiva. Assim, em qualquer sistema que se alimente de baterias do tipo Li-Po é essencial que se utilize acoplamento circuito de regulação de tensão e corrente específicos para os parâmetros de operação desse modelo de bateria.

Existem no mercado já vários circuitos integrados destinadas especificamente ao contro e regulação de carregamento de baterias Li-Po. Neste projeto, se optou pelo uso do integrado MAX846A da Maxim [60], um sistema *standalone* (auto-controlado, sem necessidade de um microcontrolador acoplado) de carga de baterias. Em [61] é apresentado um modelo de sistema completo de controle de carga de baterias Li-Po utilizando o CI MAX846, e seu diagrama esquemático é ilustrado na Fig. 4.8. Os detalhes de configuração deste módulo podem ser consultados no seu *datasheet* [61]. Esse módulo é capaz de fornecer correntes de carga de até 800mA, além de operar em dois modos de tensão de carga: *1C* (4.2V), destinado a carga de baterias de uma célula e *2C* (8.4V), destinado a carga de baterias de duas células. Esses dois modos de operação, bem como a corrente de carga podem ser configurados externamente. A corrente máxima de carga é determinada pela resistência equivalente  $R_{eq}$  formado pelos dois resistores  $R_1$  e  $R_6$  em paralelo, através da equação:

$$I_{carga} = \frac{0.165}{R_{eq}} \quad (4.10)$$

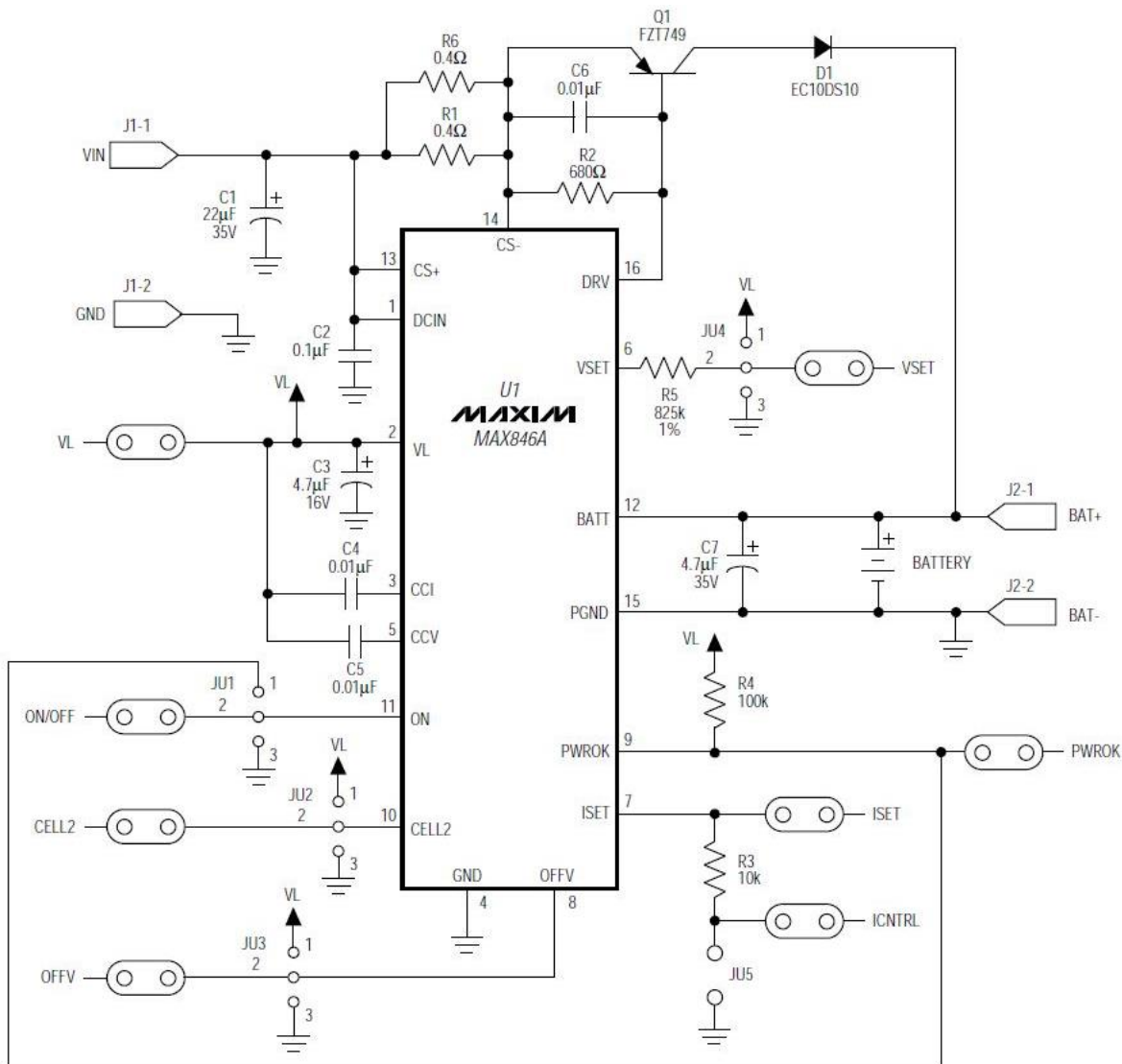


Fig. 4.8: Sistema de controle e regulação de carga de baterias Li-Po utilizando o integrado MAX846A.

Na aplicação presente foi definida uma  $R_{eq}$  para fornecer uma corrente de carga de  $I_{carga} = 100mA$ , já que por motivos de limitação prática dos componentes disponíveis para a montagem do link não, é possível obter correntes superiores de carga, como ficará claro nas etapas dos resultados experimentais. Além disso, o sistema foi definido a operar no modo 1C – correspondente ao modo de carga de bateria de célula única, sendo este o único tipo de bateria disponível para os experimentos.

O módulo monitora a tensão de da bateria durante todo o processo de carga, reduzindo a corrente de carga gradualmente a partir de sua corrente máxima definida a medida que a tensão da bateria se aproxima da tensão de carga. As baterias Li-Po apresentam uma tensão de aproximadamente 3.7V por célula quando completamente descarregadas, e 4.2V com carga completa.

Na Fig. 4.9 é ilustrada a curva de carga extraída do *datasheet* do MAX846A com uma corrente máxima definida de 800mA e uma bateria de duas células a ser carregada. Para o sistema aqui projetado, a curva possui o mesmo formato, apenas com a corrente máxima ajustada para 100mA e a tensão de carga de uma única célula.

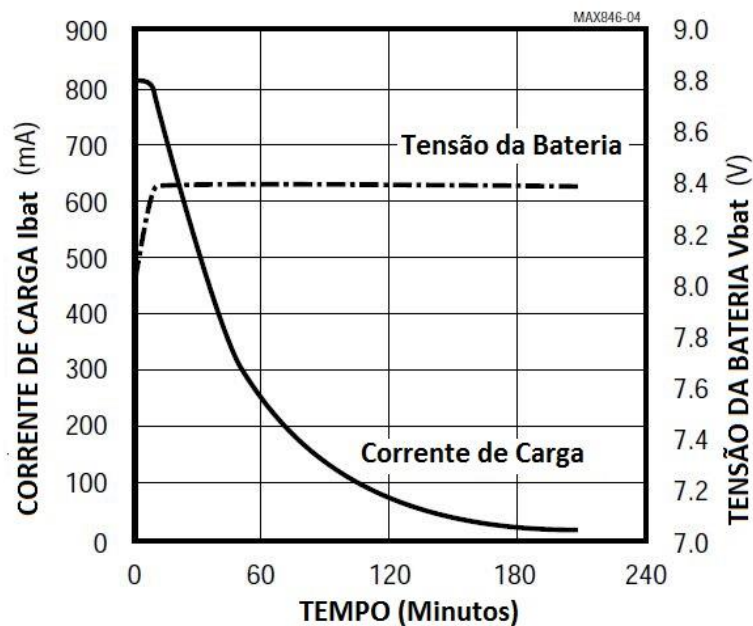


Fig. 4.9: Perfil de carga da bateria do módulo MAX846A, com  $I_{bat,max} = 800mA$  [61]

Na configuração 1C, o módulo exige uma tensão mínima de 6.0V DC de entrada para poder operar na sua carga nominal definida, assim como uma corrente mínima de 110mA. Logo, a potência mínima que deve ser fornecida ao circuito de carga para ele operar nominalmente  $P_s = 660mW$ , o que em outras palavras indica a potência mínima a ser fornecida pelo link. Além disso, deve ser considerado que pelo fato de o módulo regulador exigir tensão de entrada DC, uma etapa retificadora é requerida na saída do link, logo devem ainda ser consideradas as perdas de tensão no retificador. Na Tabela 4.7 são resumidos os parâmetros absolutos de operação do módulo de carga de bateria MAX846A ajustada para uma bateria Li-Po de uma célula e corrente máxima de carga de 100mA

Tabela 4.7: Parâmetros absolutos de operação do módulo de carga MAX846A para uma bateria Li-Po 1C e  $I_{carga,max} = 100mA$

Tensão mínima de entrada (DC)	6.0V
Corrente mínima de entrada (DC)	110mA
Tensão de carga	4.2V
Corrente máxima de carga	100mA
Potência de entrada mínima	660mW

## 5 RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados das várias etapas de testes de validação do modelo do sistema de carregamento de baterias sem-fio proposto na Metodologia Experimental. Parte-se inicialmente da caracterização do link indutivo puro otimizado para uma carga resistiva genérica, a fim de se analisar os valores reais máximos de potência entregue à carga e se traçar comparativos com os resultados esperados dos modelos teóricos ideais. Em seguida é feita a modelagem experimental do circuito de carga, a fim de se obter uma resistência equivalente representativa de carga a ser utilizada para a otimização do link. Por fim, o sistema completo, formado pela fonte, link indutivo mais rede de capacitores e circuito de carga é submetido a ensaios de validação do ponto ótimo de operação do circuito em função da impedância de carga estimada. Encerramos a discussão deste capítulo apresentado a simulação do comportamento dinâmico do sistema ao se considerar o processo de carga da bateria ao longo do tempo com suas variações de impedância equivalente, e os impactos que isso tem na otimização estática do sistema proposto.

### 5.1 CARACTERIZAÇÃO DO LINK

O comportamento e resposta do link indutivo ressonante em relação à frequência, sem a presença do circuito de carga, é de fundamental importância para a estimação da potência máxima que é capaz de ser entregue a qualquer carga inserida nos terminais do link, e assim se poder previamente estimar se os valores mínimos de corrente e tensão de entrada no circuito regulador da bateria podem ser satisfeitos.

A caracterização do link foi feita considerando-se uma carga resistiva pura inserida nos terminais do link, conforme ilustrado anteriormente na Fig. 3.16. Para sistemas de carga de bateria, em geral, a literatura considera um valor de  $R_L = 47\Omega$  como uma estimativa razoável de uma carga do tipo bateria [24][36][39][47]. Esse valor é obviamente reavaliado experimentalmente quando na presença do circuito completo de carga para obter-se a correta otimização da potência de saída.

Com os parâmetros elétricos das bobinas já previamente validados experimentalmente – Fig. 4.4 –, e a impedância de carga definida, obtemos os valores dos capacitores de compensação através do algoritmo de busca, com a frequência de ressonância definida para  $f_s = 500\text{kHz}$ . Assim, os valores de capacitores encontrados para a máxima potência de saída foram de  $C_1 = 47\text{pF}$ ,  $C_2 = 2.2\text{nF}$ ,  $C_3 = 1.6\text{nF}$ ,  $C_4 = 180\text{pF}$ . Estes valores são ideais, desconsiderando a tolerância dos valores dos capacitores reais. Sendo assim, para a montagem do circuito foi previamente medido os valores reais dos capacitores, bem como os seus *ESR* – lembrando que o algoritmo de busca assume  $ESR = 0.15\%$ . Além disso, é importante salientar que tanto para a etapa de caracterização do link, quanto para a etapa de teste do sistema completo de carga, não havia na ocasião dos testes disponíveis todos os valores discretos comerciais de capacitores previstos no algoritmo de busca, o que obrigou a se utilizar valores próximos de capacitância, que obviamente acarreta um certo desvio do ponto da frequência de otimização, mas que na maioria das vezes é tolerável. Na Tabela 5.1 são apresentados os valores de capacitores (simulado) e seus respectivos *ESR* calculados pelo algoritmo (0.15%), e os valores reais equivalentes obtidos. Observe que o *ESR* real foi medido à uma frequência de 100kHz – os *ESR* variam em função da frequência, enquanto os *ESR* a 0.15% é o valor à 500kHz, ou seja, na frequência de ressonância. Essa limitação prática se deu pelo fato de o medidor de *ESR* disponível em laboratório operar a no máximo 100kHz. No entanto, para fins comparativos, sabendo que a *ESR* aumenta com a frequência, o fato de o valor real já ser muito maior que o valor simulado, mesmo para uma frequência cinco vezes mais baixa, já dá uma dimensão da problemática que as perdas resistivas nos capacitores acarretam na otimização. Note os valores dos *ESR* reais são de até 50x maior que os *ESR* calculados (simulados), correspondendo de fato a um  $ESR \approx 8\%$ .

Tabela 5.1: Valores dos capacitores de compensação obtidos para uma carga  $R_L = 47\Omega$  pelo algoritmo de busca (Ideal) e seus respectivos valores reais medidos experimentalmente (Real).

	Capacitância (Ideal)	Capacitância (Real)	ESR (0.15%) 500kHz	ESR (Real) 100kHz
$C_1$	$47pF$	$57.3pF$	$10.16\Omega$	$520\Omega$
$C_2$	$2.2nF$	$2.11nF$	$0.217\Omega$	$9.30\Omega$
$C_3$	$1.60nF$	$1.80nF$	$0.298\Omega$	$8.38\Omega$
$C_4$	$180pF$	$192pF$	$2.65\Omega$	$103\Omega$

De posse dos valores obtidos mostrados na Tabela 5.1, foi implementado o modelo de simulação numérico via software *MATLAB*. E, finalmente, o circuito foi testado experimentalmente e seus resultados comparados com os dados de simulação. O circuito base, com todos os parâmetros elétricos do link que já foram até aqui calculados e/ou definidos e que foi utilizado tanto para as simulações quanto para os testes experimentais de caracterização do link, é mostrado na Fig. 5.1. Repare que os parâmetros de impedância utilizados para os capacitores foram os dados reais medidos para os componentes utilizados na montagem prática, ao invés dos valores teóricos estimados pelo algoritmo de busca.

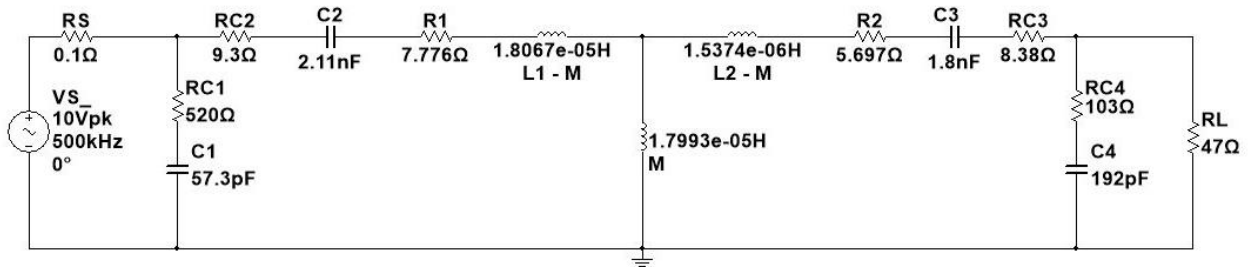


Fig. 5.1: Circuito base utilizado para a simulação e testes experimentais de caracterização do link.

### 5.1.1 Resultados de Simulação

O código de simulação do *MATLAB* foi desenvolvido com base no mesmo modelo matemático utilizado para o cálculo da potência de saída do aplicativo do algoritmo de busca – Eq. 3.52 a 3.56 – a fim de se obter a resposta gráfica da tensão e da potência de saída em função da frequência. Para fins de comparação, foi obtido a resposta tanto para o caso das capacitâncias com *ESR*'s simulados e reais, conforme Tabela 5.1.

Na Fig. 5.2 é ilustrado o gráfico da amplitude tensão de saída em função da frequência, e na Fig. 5.3 o resultado equivalente para a magnitude da potência ativa de saída. É de imediato a confirmação do impacto consideravelmente negativo na resposta de saída ocasionado pelos *ESR* reais dos capacitores. A tensão de saída apresenta uma queda de aproximadamente 35%, enquanto a potência média entregue a carga reduz em quase 60%. A tensão de saída para este caso ainda se encontra dentro do limite mínimo estabelecido para operação do circuito regulador de carga de bateria, que é de  $V_L = 6.1V$  (Tabela 4.7), no entanto a potência de saída já se encontra abaixo do limite mínimo de  $P_L = 660mW$ , o que de fato se comprovará na prática como um problemática para a operação em corrente máxima de carga do sistema, como será visto a seguir.



Destaca-se ainda que os valores reais de capacitância deslocam a frequência de ressonância em relação aos valores ideais em cerca de +9kHz, o que necessita ser compensado através da variação da frequência do Gerador de funções conectado à entrada do amplificador já que, além disso, a frequência de ressonância não se encontra igualmente em  $f_s = 500\text{kHz}$  estabelecido teoricamente, como era de se esperar pelos valores discretos dos capacitores.

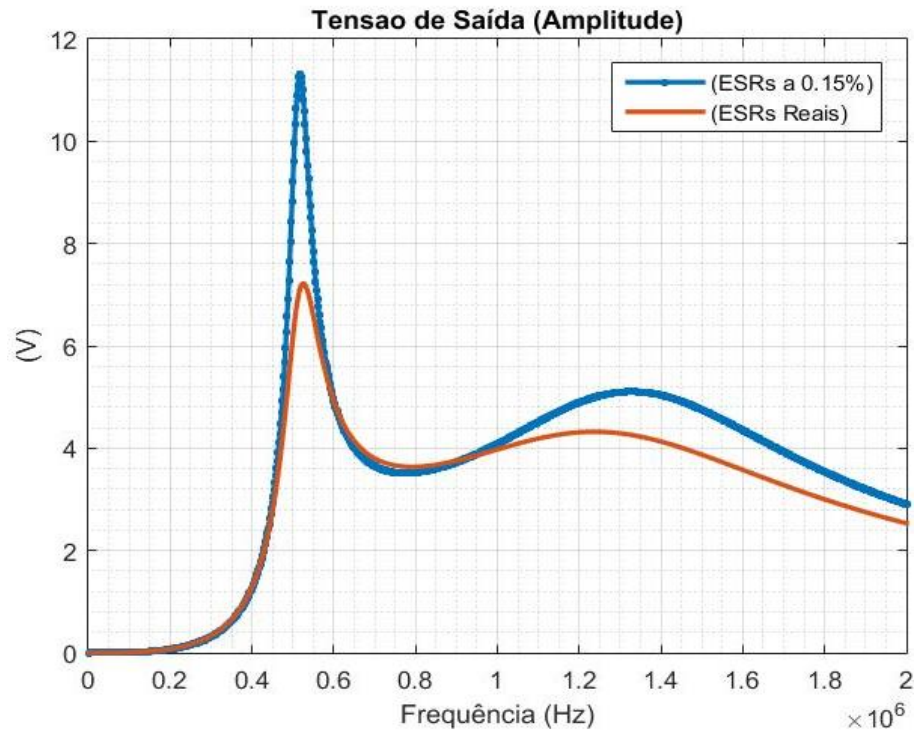


Fig. 5.2: Resposta da tensão de saída teórica do link, para os casos de capacitores a 0.15% de ESR e para o caso de capacitores a ESR reais.

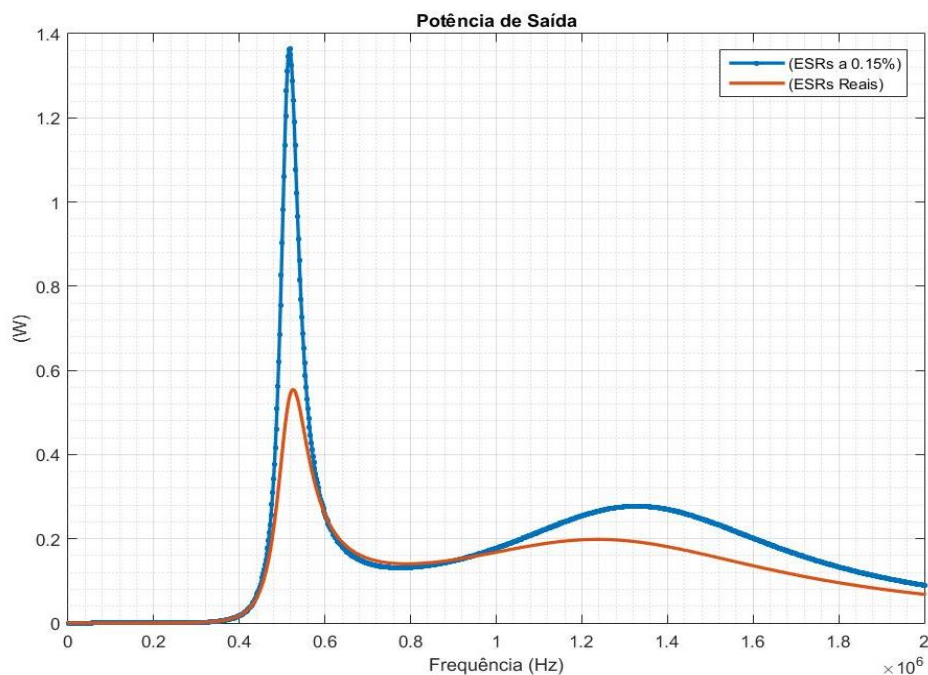


Fig. 5.3: Resposta da potência média de saída teórica do link, para os mesmos casos equivalentes da Fig. 5.2.

### 5.1.2 Resultados Experimentais

O circuito da Fig. 5.1, cuja fonte de tensão  $V_s$  é constituída na prática pelo gerador de funções e circuito amplificador, ilustrados na Fig. 4.6, foi submetido a uma variação da frequência do gerador entre 10kHz e 1MHz – a amplitude da tensão do sinal do gerador foi mantida fixa em  $V_s = 1V$  (valor de pico), mantendo coerência com os parâmetros de simulação. A resposta comparativa entre experimento e simulação é mostrada na Fig. 5.4. Tanto a tensão máxima quanto a frequência de ressonância apresentaram diferenças com os dados de simulação. A frequência de ressonância experimental obtida foi de aproximadamente  $f_s = 540KHz$ . Essas discrepâncias entre experimento e simulação se devem essencialmente aos seguintes fatores:

- ➔ Aumento dos *ESR*'s dos capacitores, já que os valores medidos estão relacionados à frequência de 100kHz.
- ➔ Limitação da resposta em frequência do amplificador real, que apresenta pequena queda para frequências a partir de 500kHz, devido sobretudo as limitações dos transistores da etapa de potência e do amplificador operacional.
- ➔ Perdas resistivas diversas ao longo do circuito (cabos, fios, conectores e etc).
- ➔ Erros associados ao processo de medição.

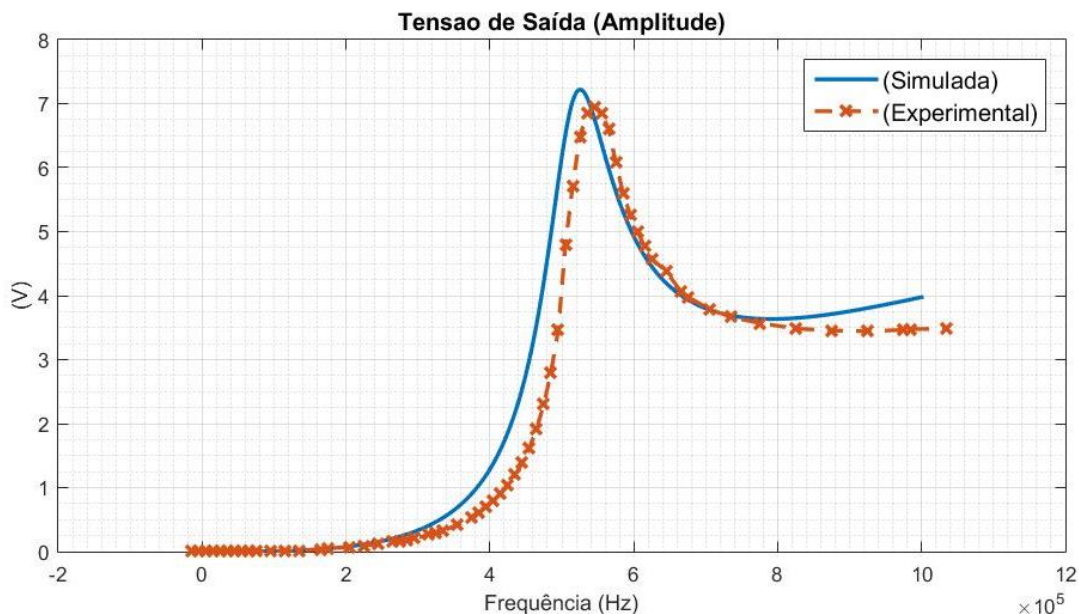


Fig. 5.4: Comparativo entre a resposta experimental da tensão de saída e do resultado de simulação, este apresentando anteriormente na Fig. 5.2.

Contudo, apesar das diferenças das respostas de simulação e experimental, os resultados se mostraram satisfatórios a medida que tenham sido consideradas as limitações práticas enumeradas anteriormente.

## 5.2 MODELAGEM DA CARGA

Na seção 4.5 foi brevemente introduzida a questão de modelagem do circuito regulador de carga, com o fim de se obter um valor equivalente de impedância de carga a ser utilizado no algoritmo de otimização do link. Nesta seção abordaremos o método utilizado para a modelagem do circuito regulador, incluindo-se a presença da bateria.

A Fig. 4.8 já apresenta um indicativo do comportamento não-linear da corrente de saída do circuito regulador em função da tensão de saída, ao longo do tempo, já que a tensão de carga se mantém relativamente constante enquanto a corrente decai exponencialmente. Esse comportamento acarreta um problema de difícil estimação da resistência equivalente de saída já que, com base no gráfico da Fig. 4.8, a relação tensão x corrente é variável, logo a resistência equivalente é variável.

A impedância de carga vista pelo link é de fato a entrada da ponte retificadora conectada a entrada do circuito regulador, conforme ilustrado na Fig. 5.5, onde a fonte AC  $V_S$  representa a saída do link indutivo. A modelagem completa do circuito de carga incluiria de fato a ponte retificadora e consequentemente a modelagem dos diodos, que no caso presente tratam-se de diodos *Shottky* para resposta em alta frequência. No entanto, conforme é discutido e comprovado experimentalmente em [39] os efeitos dos diodos do comportamento da tensão e corrente de saída para a carga são desprezíveis do ponto de vista da otimização (de fato a ponte retificadora impõe uma queda de tensão  $2 \times V_D$  onde  $V_D$  é a tensão de polarização direta do diodo, que para o caso do diodo *Shottky* é menor que 0.1V).

Assim, a modelagem da carga se restringe a modelagem do módulo regulador acoplado à bateria.

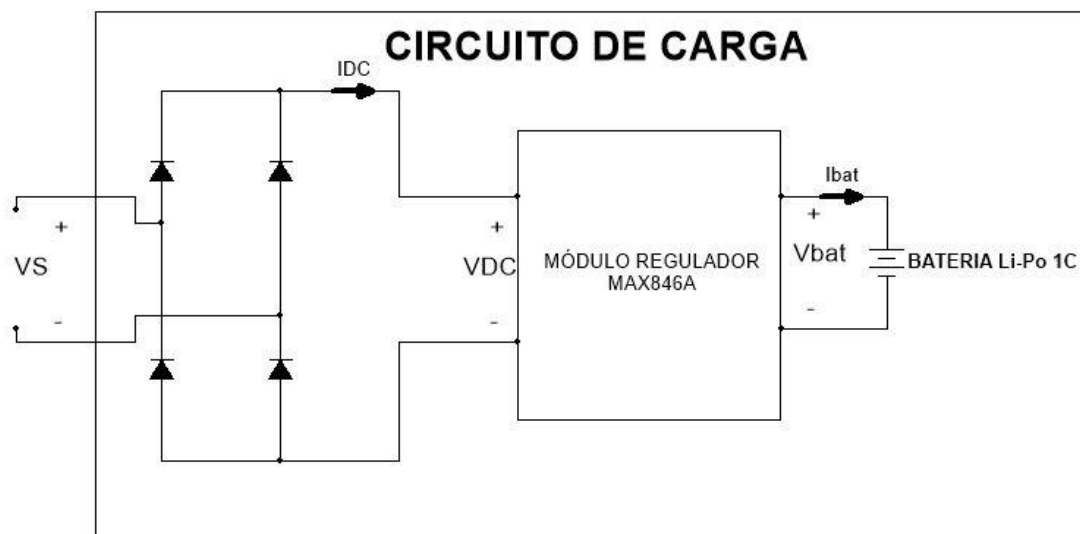


Fig. 5.5: Diagrama esquemático de representação do circuito completo de carga com ponte retificadora

Com o objetivo de simplificar a modelagem de um circuito que por essência apresenta dificuldade de ser estimado por uma impedância puramente resistiva, foi desconsiderado o seu aspecto dinâmico demonstrado pelas curvas da Fig. 4.8, e considerado apenas o comportamento  $V_{DC}$  (tensão de entrada do módulo) x  $I_{DC}$  (corrente de entrada do módulo) para o caso em que a bateria esteja completamente descarregado e, consequentemente, com máxima corrente  $I_{bat}$ .

A bateria utilizada nos experimentos é uma bateria Li-Po de célula única com 1200mAh de capacidade, tipicamente utilizado em *smartphones*.

Assim, para estimar a resistência equivalente de carga primeiramente foi obtida a curva de resposta corrente  $I_{DC}$  em função da tensão  $V_{DC}$ . Para isto, foram seguidas as seguintes etapas.

1. Descarregamento total da bateria, com tensão em seus terminais de aproximadamente 3.78V.
2. Uma fonte DC com capacidade de fornecer a corrente nominal para o módulo regulador é inserida no lugar do link indutivo.
3. Varia-se a tensão da fonte DC e monitora-se a corrente de entrada  $I_{DC}$  e corrente de carga  $I_{bat}$ .

A curva experimental obtida deste procedimento é ilustrada na Fig. 5.6, onde é possível constatar o comportamento de chave do circuito de carga. O módulo chaveia exatamente à  $V_{DC} = 6V$  em uma corrente de  $I_{DC} = 100mA$ . O primeiro Joelho apresentado pela corrente  $I_{DC}$  em torno 20mA diz respeito às correntes supridas para operações internas do módulo regulador, sem ainda haver corrente sendo fornecida à bateria ( $I_{bat} \approx 0$ ).

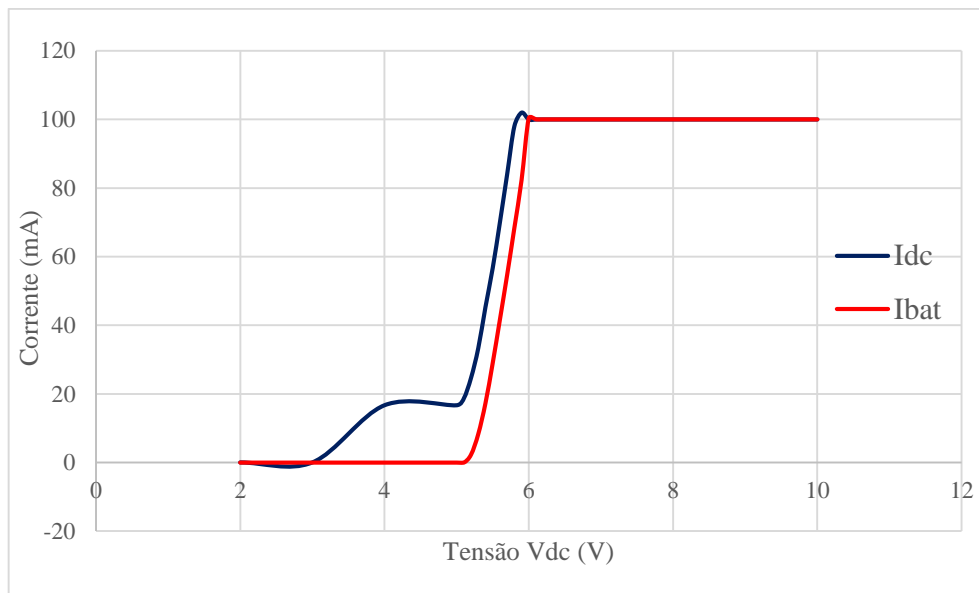


Fig. 5.6: Curvas experimentais de  $I_{DC} \times V_{DC}$  e  $I_{bat} \times V_{DC}$

Esse comportamento de chave do módulo regulador permite que a resistência equivalente possa ser estimada apenas para o modo “on” do circuito, utilizando-se os limiares de chaveamento como referência, ou seja tensão de chaveamento  $V_{CH} = 6V$ , e a corrente máxima de carga  $I_{bat,max} = 100mA$ , e definindo-se a resistência equivalente de carga como:

$$R_L = \frac{V_{CH}}{I_{bat,max}} = \frac{6V}{100mA} = 60\Omega \quad (5.1)$$

De fato, a Eq. 5.1 é uma apenas aproximação muito simplificada do comportamento do módulo circuito de carga, já que se trata de um circuito complexo com vários componentes não-lineares formando o bloco funcional. No entanto, como será visto a seguir, os testes com o sistema completo, link, regulador e bateria, indicam que um ponto de ressonância encontra-se aproximadamente em torno da resistência estimada de  $R_L = 60\Omega$ , sendo assim uma estimativa satisfatória, para esta aplicação. Otimizações mais rigorosas exigiriam uma análise completa do circuito e módulo regulador de carga da bateria, o que, dado sua complexidade, foge do escopo deste trabalho.

### 5.3 TESTE DO SISTEMA COMPLETO

#### 5.3.1 Diagrama esquemático

O diagrama esquemático final do sistema de carregamento sem-fio é mostrado na Fig. 5.7, em que os blocos funcionais de Fonte de Excitação e Circuito de Carga estão detalhados anteriormente nas Fig. 4.7 e 5.5, respectivamente. Como previamente abordado nas seções 5.2 e 5.3, o essencial na correta otimização do link é o conhecimento aproximado da resistência equivalente do circuito de carga já que, por ser um sistema de compensação estática, todos os parâmetros de otimização precisam ser modelados como componentes de valores constantes. De fato, a otimização ideal de um sistema composto de uma carga não-linear que varia ao longo do tempo, tal como a aqui utilizada, tende a ser melhor feita por um sistema de compensação dinâmica, onde em geral a frequência de excitação ou as capacitâncias de compensação do link se ajustam a partir de um sistema de controle que monitore constantemente as variações na carga. Um modelo de sistema que segue esse princípio foi analisado em [36], e serve como referência por futuras otimizações do sistema prático desenvolvido neste trabalho.

Partindo do pressuposto que a carga seja modelada por uma resistência constante, e assumindo-se um valor teórico equivalente para tal carga, onde na seção 5.3 estimou-se que este valor é de  $R_L = 60\Omega$ , a etapa final de validação do link e do sistema como um todo é confirmar experimentalmente o valor real da impedância de carga, considerando já a estimativa teórica feita pela Eq. 5.1. Os valores dos capacitores de compensação foram propositalmente deixados incógnitos no diagrama da Fig. 5.7 já que o teste do sistema completo consiste justamente em obter o ponto ótimo de carga, calculando os capacitores para vários valores de carga assumidos. Encontrando o ponto ótimo, então tem-se definido finalmente os valores dos capacitores que melhor otimizam o sistema.

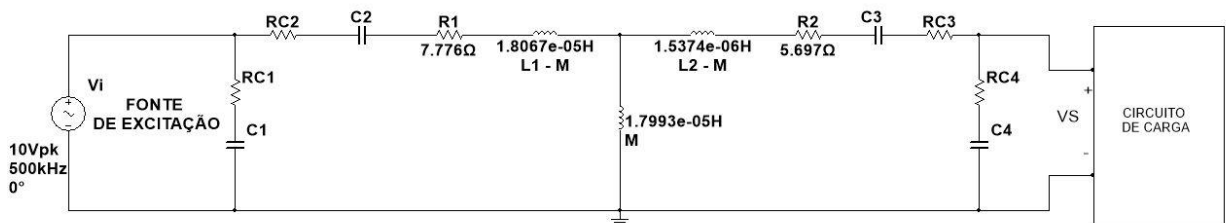


Fig. 5.7: Diagrama esquemático do sistema completo de carregamento sem-fio, com os blocos de carga e de fonte de excitação expandidos nas Fig. 5.5 e 4.7, respectivamente.

O procedimento experimental realizado nesta etapa será apresentado a seguir. Primeiramente é ilustrado a montagem do protótipo utilizado para esta etapa final de testes.

#### 5.3.2 Montagem da PCB

Os diagramas apresentados nas Fig. 5.7, 4.7 e 5.5 serviram de base aos módulos implementados em placa de circuito impresso (PCB) utilizados nos testes. Na Fig. 5.8 é mostrado a montagem final do módulo formado pelo link indutivo (capacitores de compensação e bobinas acopladas) e pelo circuito de carga (ponte retificadora, módulo regulador MAX846A e bateria Li-Po 1C (1 célula)). Os capacitores foram montados de forma que fossem facilmente substituídos, já que foram feitos vários cálculos através do algoritmo de busca para diferentes valores de carga considerados e conseqüentemente diferentes valores de capacitores para cada uma das cargas.

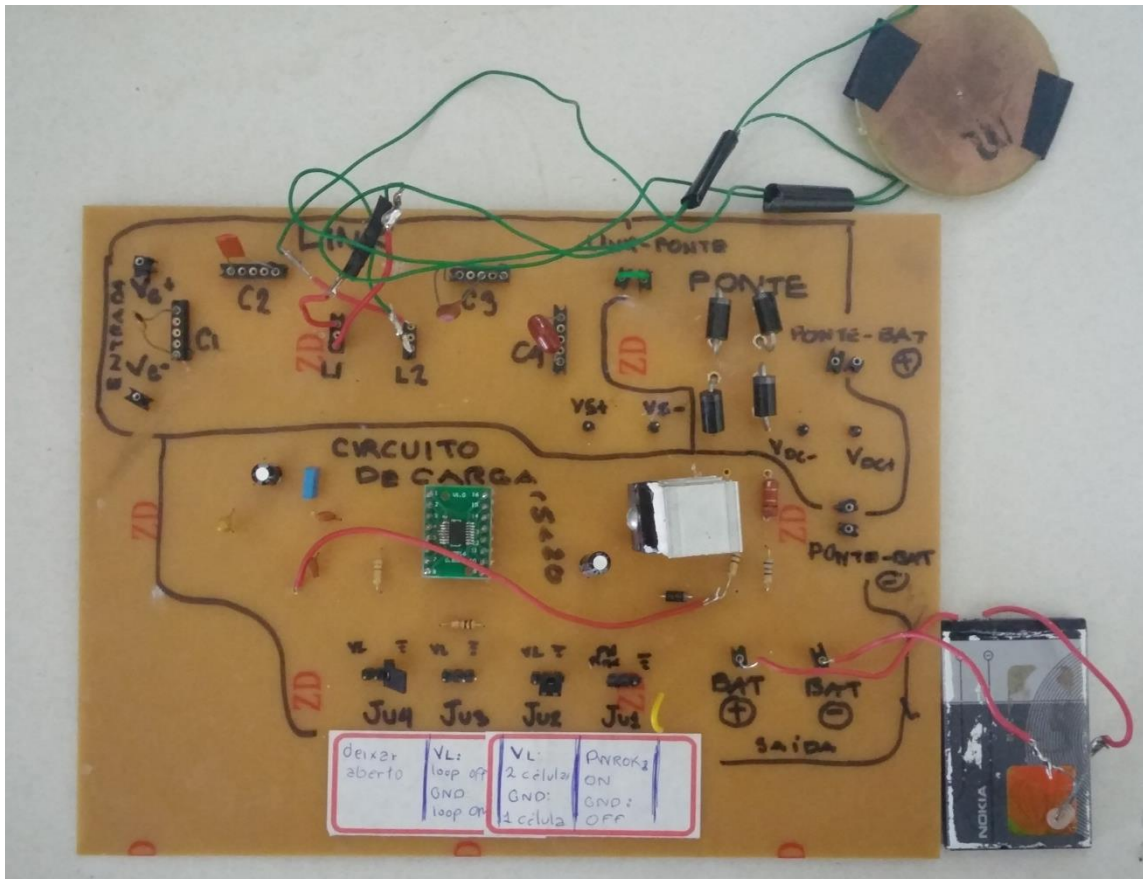


Fig. 5.8: Montagem da PCB corresponde ao link e circuito de carga.

### 5.3.3 Teste de carga

O teste de carga consiste em validar experimentalmente a resistência equivalente de carga estimada teoricamente e assim obter o ponto ótimo de otimização do link indutivo para a carga real, que neste caso se trata de todo o bloco funcional ilustrado na Fig. 5.7. A resistência equivalente estimada teoricamente na Eq. 5.1 é uma referência inicial para a construção do intervalo de testes. Sendo assim, o procedimento experimental realizado pode ser esquematizado da seguinte forma:

- Definição do intervalo de valores de  $R_L$  a ser testado, tendo o valor teórico estimado de  $60\Omega$  como valor central. Logo, definiu-se um intervalo de  $R_L = \{14\Omega, 100\Omega\}$ , como 9 valores discretos de resistência de carga.
- Cálculo das capacitâncias de compensação para cada um dos 9 valores discretos estimados de resistência de carga  $R_L$ , por meio do algoritmo de busca.
- Para cada valor de  $R_L$  se montam, na placa mostrada na Fig. 5.8, os respectivos capacitores de otimização calculados, e mede-se: a tensão de entrada  $V_{DC}$  no módulo regulador, a corrente de entrada  $I_{DC}$  no módulo, a tensão de saída fornecida à bateria  $V_{bat}$  e a corrente de carga  $I_{bat}$  na bateria.
- O carga  $R_L$  real é aquela onde se obtém a maior potência de saída, ou a maior corrente de carga  $I_{bat}$ .

Na Tabela 5.2 são mostrados os resultados deste procedimento experimental. Note que os valores de capacitância informados são os valores reais medidos com capacitômetro e não o valor ideal discreto calculado pelo algoritmo de busca. Os valores dos  $ESR$  reais não foram



apresentados pelo fato de não se possuir em laboratório um dispositivo capaz de medir com precisão o *ESR* em torno da frequência de operação de 500kHz – como já comentado o medidor de *ESR* media a no máximo 100kHz. No entanto, como discutido na Seção 4.2, os valores reais de *ESR* foram estimados em, de pelo menos, 8%. A frequência de ressonância informada foi ajustada para cada uma das 9 iterações de carga  $R_L$  a fim de se encontrar o ponto de máxima corrente  $I_{bat}$ . Esse ajuste, como já comentado, é necessária devido à variação dos valores reais dos capacitores em relação aos valores ideais calculados, que deslocam a frequência de ressonância, além de que em alguns casos se usou capacitores de valores próximos, por não haver disponível o valor correto calculado.

Tabela 5.2: Resultados de estimação da  $R_L$  real equivalente do circuito de carga através da otimização para valores teóricos de  $R_L$

Carga Teórica	Capacitâncias otimizadas (valores reais) para $R_L$				Valores Experimentais				
	RL	C1	C2	C3	C4	Frequência ajustada (kHz)	VDC	IDC (mA)	Vbat
14	1.36E-11	2.11E-09	2.3E-09	2.24E-09	520	3.13	0	3.76	0
20	1.8E-08	2.4E-09	2.05E-09	1.5E-09	530	3.51	0	3.76	0
30	1.67E-08	2.40E-09	2.00E-09	1.78E-09	520	3.78	21	3.76	0
47	4.3E-10	2.4E-09	1.62E-09	7.8E-11	480	5.436	82	3.86	40
<b>60</b>	<b>5E-12</b>	<b>2.62E-09</b>	<b>1.4E-09</b>	<b>7.8E-11</b>	<b>520</b>	<b>5.65</b>	<b>88</b>	<b>4.1</b>	<b>61</b>
70	9.1E-09	2.49E-09	1.93E-09	1.2E-09	520	5.4	82	3.9	57
80	3E-12	2.49E-09	1.93E-09	1.5E-12	520	4.82	54	3.85	21
90	1E-12	2.4E-09	1.6E-09	2E-12	520	4.25	42	3.77	0
100	3.6E-11	2.4E-09	2E-09	1.8E-09	520	4.1	41	3.76	0

A Fig. 5.9 ilustra graficamente os resultados da Tabela 5.2 quanto às correntes experimentais medidas, enquanto a Fig. 5.10 mostra os resultados equivalentes para as tensões. Nota-se que o valor máximo para as correntes e tensões no circuito de carga ocorrem em torno de  $R_L = 60\Omega$ , validando experimentalmente a estimativa teórica feita na Eq. 5.1. Assim, o circuito final otimizado para sistema completo, já previamente ilustrado pelo seu diagrama esquemático na Fig. 5.7, constitui-se de capacitores de otimização com os valores (reais) de:  $C_1 = 5pF$ ,  $C_2 = 2.62nF$ ,  $C_3 = 1.4nF$  e  $C_4 = 78pF$ .

No entanto, a corrente de carregamento fornecida  $I_{bat}$  jamais atinge o valor projetado de 100mA como corrente máxima de carga. Isso pode ser explicado ao se analisar conjuntamente o gráfico das tensões na Fig. 5.10, onde é possível observar que igualmente a tensão  $V_{DC}$  de entrada do circuito regulador jamais atinge o valor mínimo requerido de 6V para sua operação nominal. Retornando à Fig. 5.6, que expressa o comportamento  $V \times I$  do circuito regulador, e sobrepondo naquela curva experimental obtida o ponto máximo de tensão  $V_{DC}$  extraído da Fig. 5.10, obtemos o gráfico da Fig. 5.11, onde se comprova com considerável precisão os valores máximos obtidos de corrente  $I_{bat}$ , para o ponto de máxima tensão  $V_{DC}$ , ou seja, o circuito regulador de carga se encontra ainda na região de transição do chaveamento de corrente, não permitindo assim que a corrente máxima de carga seja obtida.

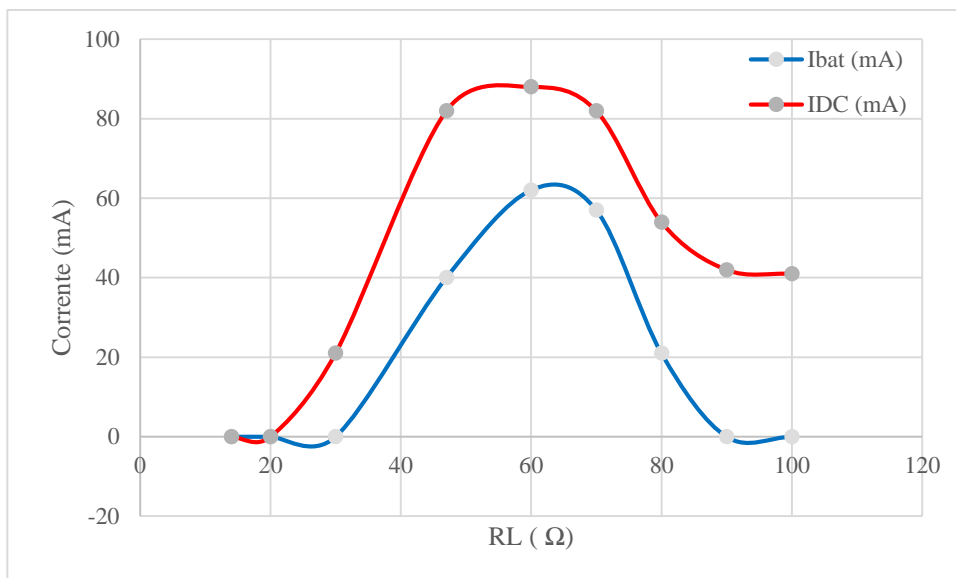


Fig. 5.9: Gráfico de dispersão das correntes  $I_{bat}$  e  $I_{DC}$  medidas em função do  $R_L$  teórico estimado.

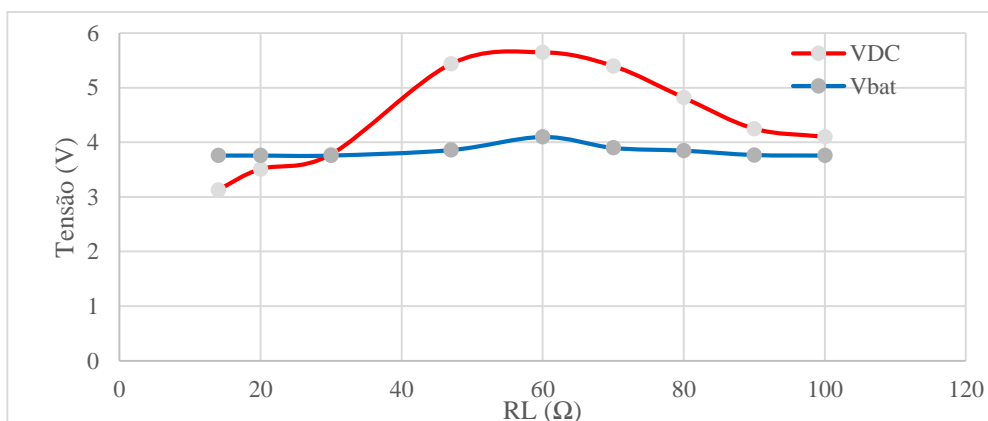


Fig. 5.10: Gráfico de dispersão das tensões  $V_{bat}$  e  $V_{DC}$  medidas em função do  $R_L$  teórico estimado.

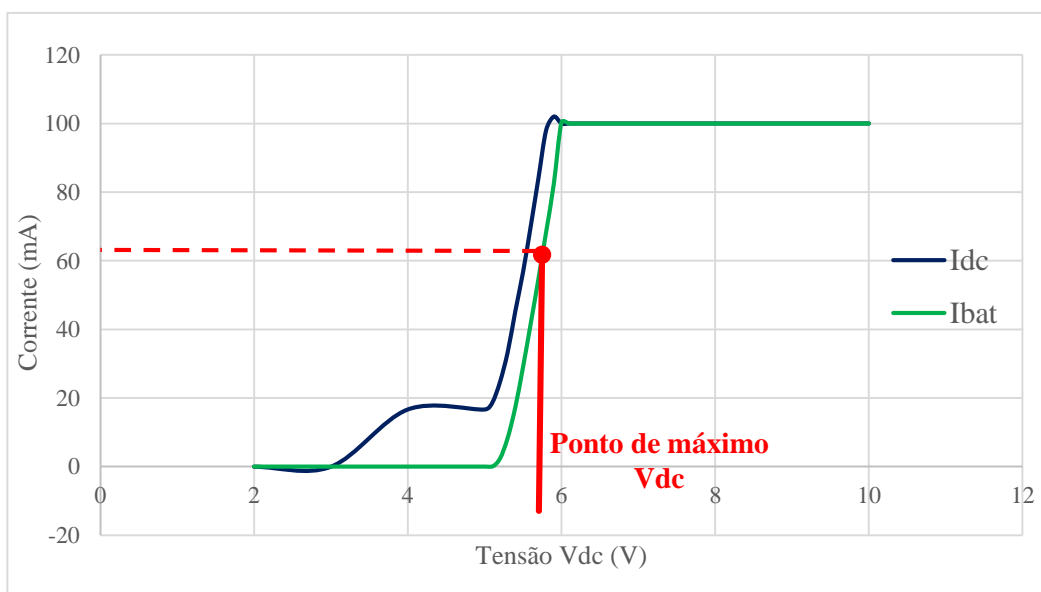


Fig. 5.11: Ponto de máxima tensão de carga fornecida pelo link observada sobre a resposta de  $I \times V$  do módulo de carga



A explicação para que mesmo se obtendo o valor real de resistência equivalente do circuito de carga não consiga se atingir a condição mínima de tensão  $V_{DC}$ , ou ainda de tensão de saída do link encontra-se ao se recapitular os resultados de potência de saída na etapa de caracterização do link (Seção 5.2). Lá, encontramos, nos resultados experimentais e de simulação, que devido aos altos  $ESR$  dos capacitores, a potência real otimizada entregue à carga, para este circuito construído, é abaixo dos  $660mW$  requeridos para o circuito regulador MAX846A operar nas suas condições projetadas. Não tendo a potência mínima entregue, não é possível obter a tensão mínima de 6V para chaveamento, como foi então comprovado no teste de carga. De fato, se analisarmos os gráficos de  $V_{DC}$  e  $I_{DC}$  obtidos, a potência de saída do *link+retificador* ( $P_{out} = V_{DC}I_{DC}$ ) é de  $\approx 500mW$ , abaixo então do mínimo requerido.

Na Fig. 5.12 é mostrada a foto do ensaio de teste de carga, quando o circuito operando para a máxima otimização de carga ( $I_{bat} \approx 60mA$ ). A corrente de carga foi monitorada através da queda de tensão sobre um resistor de  $1\Omega$  conectado em série à bateria.

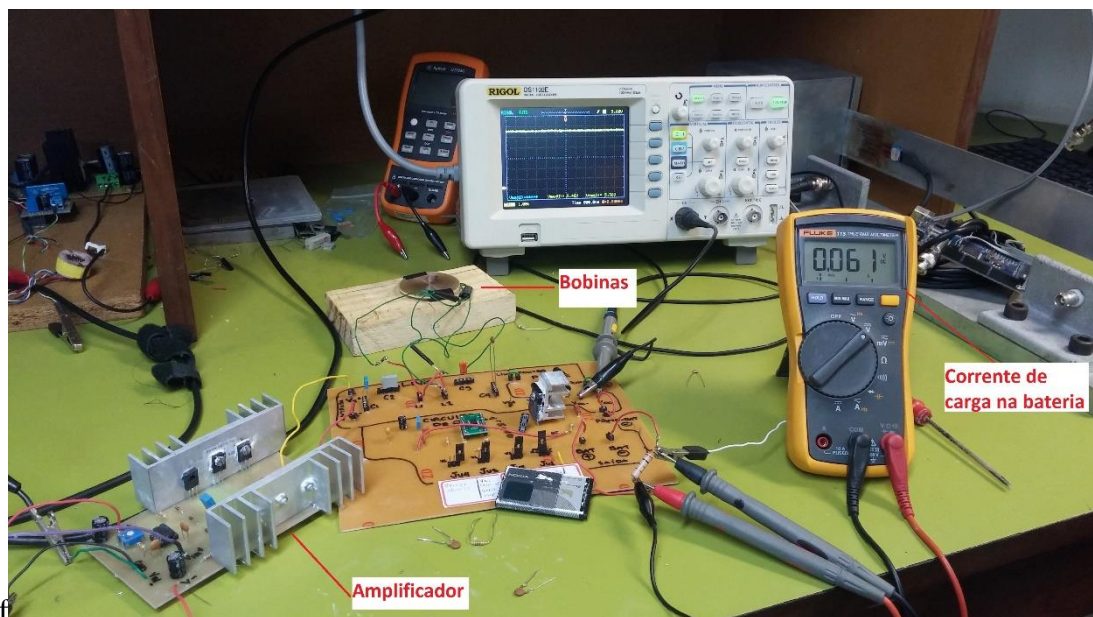


Fig. 5.12: Ensaio do teste de carga já com o circuito otimizado para a carga equivalente estimada  $R_L = 60\Omega$ . A corrente  $I_{bat}$  sendo monitorada através do voltímetro monitorando uma resistência de  $1\Omega$  série com bateria.

#### 5.4 SIMULAÇÃO DO CARREGAMENTO DINÂMICO DA BATERIA

A última etapa de validação do sistema projetado e otimizado na seção 5.3.3 consiste de fato em uma projeção do comportamento dinâmico do carregamento da bateria pelo módulo regulador de carga, ou seja, como se comportará o acoplamento do link ressonante, e consequentemente da potência de saída ao longo do tempo, enquanto a bateria não atinge seu carregamento completo. Importante primeiramente destacar que essa validação não foi realizada experimentalmente, mas sim através de simulação pelo *MATLAB*.

O ponto de partida para a projeção da dinâmica de carregamento é constatar que, de fato, a própria carga, ou seja, a resistência equivalente do circuito de carga varia ao longo do tempo. Se retornarmos à Fig. 4.9, extraída do *datasheet* do módulo de carga MAX846A que ilustra a curva da corrente de carga ao longo do tempo – para o caso de uma corrente máxima de carga projetada de 800mA, observamos que essa curva também indica que a resistência equivalente do circuito de carga varia ao inverso da corrente de carga. Com base nos dados da

Fig. 4.9, é possível obter uma curva equivalente de corrente de carga para o caso em que a corrente máxima projetada seja de 100mA, que é o caso do sistema aqui analisado. Esta curva equivalente é apresentada na Fig. 5.13.

Na seção 4.3, foi detalhado o método para modelagem do circuito de carga através de uma resistência equivalente, tendo como a síntese deste método a Eq. 5.1, onde, para aquele caso onde o interesse era unicamente para o pior de caso da corrente máxima de 100mA requerida pela carga, foi constatada uma resistência equivalente de carga de  $R_L = 60\Omega$ , posteriormente validada experimentalmente. No entanto a mesma Eq. 5.1 pode ser aplicada para obter a resistência equivalente  $R_L$  do circuito de carga para todo instante de tempo de carregamento, e não só para a corrente máxima, situação de fato válida apenas para instantes iniciais, como revela a Fig. 4.9. Isso é feito substituindo  $I_{bat,max}$  por  $I_{bat}$ , a corrente de carga em qualquer instante de tempo, sendo os valores de  $I_{bat}$  dados pelo gráfico da Fig. 5.13 e  $V_{CH}$  mantido mais uma vez constante em 6V. Para fins de simplificação da análise aqui feita, foram coletados apenas alguns valores de  $I_{bat}$  para o cálculo dos valores de  $R_L$  ao longo do tempo, resultando nos pontos destacados na Fig. 5.13.

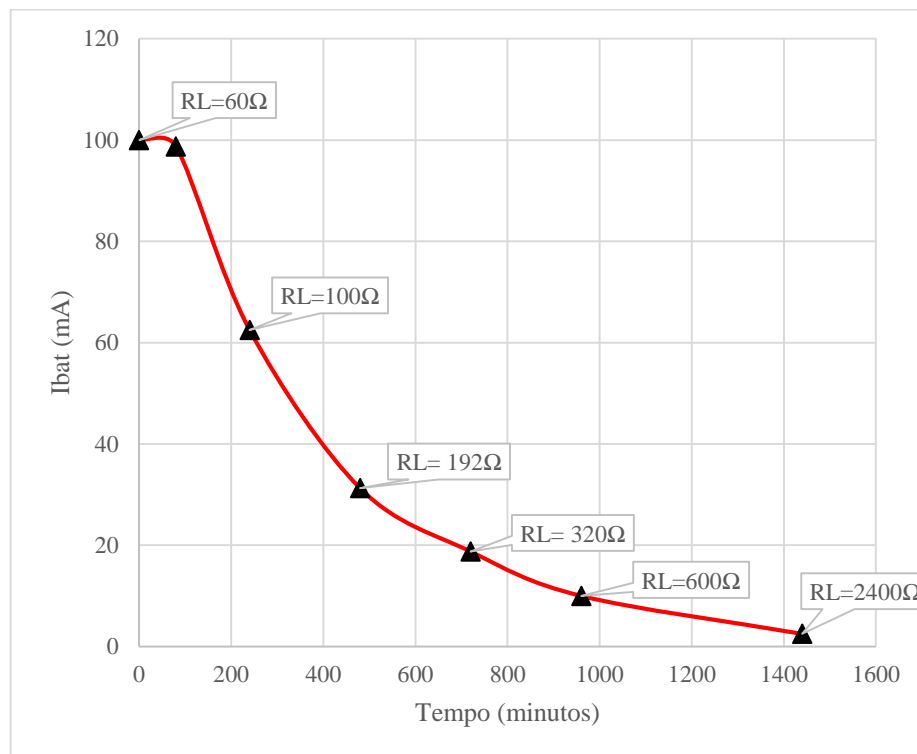


Fig. 5.13: Curva da corrente de carga  $I_{bat}$  em função do tempo (minutos) – derivada da Fig. 4.9 - com base numa corrente máxima projetada de 100mA. Valores da resistência equivalente  $R_L$  do circuito de carga ao longo do tempo são indicados pelos pontos sob a curva.

A curva de corrente da Fig. 5.13 é, na verdade, a curva da corrente nominal de carga para o qual o módulo regulador foi projetado. Como já sabemos das discussões precedentes, essa operação em corrente nominal de carga ao longo do tempo só é garantida para a corrente máxima de carga se potência fornecida pelo link indutivo atende aos requisitos mínimos dados pela Tabela 4.7. Como a tensão de entrada no módulo regulador é constante na situação de chaveamento “on” em  $V_{DC} = V_{CH} = 6V$ , e sendo  $P_L = V_{DC}I_{bat}$ , a potência mínima necessária ao longo do tempo para o circuito de carga operar em regime nominal é diretamente obtida da curva da Fig. 5.13 fazendo  $P_L = 6I_{bat}$ .

Com o circuito final da Fig. 5.7 otimizado pela Tabela 5.2 para o caso de  $R_L = 60\Omega$ , fazemos agora  $R_L$  variar seu valor seguindo os pontos da Fig. 5.13, sem alterar os demais parâmetros do circuito, que agora são fixos e finais, e observamos o comportamento da potência de saída do link para dois casos: capacitores ótimos ( $ESR$  de 0.15%) e capacitores reais ( $ESR$  reais estimados à 8%). As curvas resultantes são mostradas na Fig. 5.14, em que também é sobreposta a curva de potência de carga nominal, já comentada.

Nota-se por essa simulação que, como esperado e já analisado na seção 4.4, a potência de saída real (capacitores com  $ESR$  reais) não atende à potência de carga nominal quando na situação de corrente máxima de carga ( $R_L = 60\Omega$ ). No entanto, para as demais situações e nitidamente para a maior parte da curva de corrente de carga ao longo do tempo, a potência de saída real atende à potência de carga nominal. Isso se explica pelo fato de a corrente de carga  $I_{bat}$  cair muito rapidamente a partir do seu ponto de corrente máxima, enquanto a resposta do link para os aumentos da resistência de carga, ou seja, a diminuição da potência de saída em função de  $R_L$ , é muito mais suave, garantindo que as condições mínimas possam ser atingidas em todas as demais situações.

Assim, se constata que, apesar das deficiências práticas do link indutivo em atender a demanda de potência máxima do circuito de carga devido à relativamente baixa qualidade dos componentes utilizados - sobretudo dos capacitores de compensação e seus elevados  $ESR$  - o circuito responde satisfatoriamente para a carga dinâmica da bateria já que se encontra dentro dos limites mínimos na maior parte do intervalo de carga da bateria.

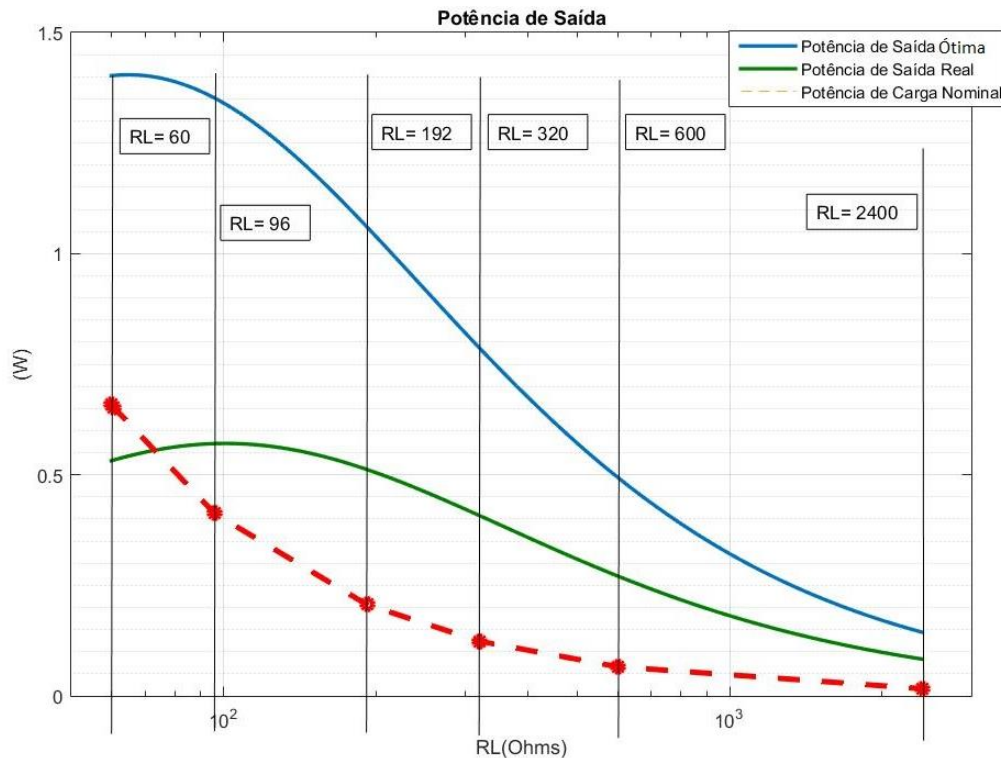


Fig. 5.14: Curvas de potência de saída ótima (capacitores a  $ESR$  de 0.15%), potência de saída real (capacitores a  $ESR$  de 8%) e potência de carga nominal do circuito da bateria em função de  $R_L$ .

## 6 CONCLUSÃO

### 6.1 ANÁLISE GLOBAL

Conforme estabelecido inicialmente na descrição dos objetivos, este trabalho de projeto de diplomação se focou na análise e projeto experimental de um sistema de transmissão de energia sem-fio com foco na aplicação de carregamento de baterias, tendo como base os conceitos de acoplamento indutivo ressonante. Para se atingir este objetivo, partimos inicialmente da definição dos conceitos de *near-field* e *far-field*, através de uma modelagem matemática detalhada se valendo das Equações de Maxwell, a fim de se criar uma diferenciação mais precisa e formal entre esses dois grandes blocos de métodos de transmissão de energia *wireless*. Essa definição matemática dos dois tipos de campos de WPT foi notado ser ainda uma carência entre os diversos trabalhos e artigos propostos nesta área de pesquisa, onde o contraponto *far-field x near-field* se apresentava ainda muito mais como uma diferenciação qualitativa do que propriamente quantitativa, motivando assim este estudo aqui realizado e proposto.

De posse da base teórica a respeito dos métodos *near-field*, direcionou-se o estudo para a modelagem de sistema de transmissão de energia através de um link indutivo compensando através de capacitores, unindo assim os dois principais alicerces dos métodos WPT baseado em bobinas próximas: acoplamento indutivo e ressonância eletromagnética. Apresentou-se a caracterização de todos os seus parâmetros elétricos e físicos, preparando terreno para modelagem do protótipo experimental.

O link indutivo proposto, baseado em uma rede de quatro capacitores de compensação, foi derivado dos mesmos conceitos que regem os sistemas com um e dois capacitores de compensação. No entanto, esses últimos dois métodos, como foi discutido, apresentam uma série de desvantagens ao se tratar com bobinas de coeficiente de acoplamento elevado, como o efeito *splitting* de frequência, e a impossibilidade de se compensar por método direto todas as reatâncias indutivas do sistema, o que acarreta menores capacidades de transmissão de potência. Assim, o sistema de quatro capacitores, otimizados através de um algoritmo de busca, se mostrou o mais adequado, além de ser o de mais fácil aplicação, sobretudo para as etapas experimentais, onde a otimização do sistema necessitou ser abordada sobre diversas perspectivas, ocasionando variados testes de diferentes redes capacitivas otimizadas.

Adentrando na etapa experimental, ficou nítido que de todos os blocos funcionais e parâmetros envolvidos no sistema de WPT proposto, aquele que mais impactou na dinâmica e comportamento do sistema, além do próprio link, foi o circuito de carga, composto pelo módulo regulador de carga e a bateria, devido ao seu comportamento não-linear forçando a uma análise mais atenciosa sobre seu impacto na resposta de potência do link ressonante. Os testes experimentais comprovaram que, apesar da complexidade do circuito de carga, no contexto limitado a aplicação aqui desenvolvida ele pode ser facilmente aproximado por uma resistência equivalente, simplificando toda a etapa de otimização do link e dos capacitores de compensação.

No entanto, apesar de todo o aparato teórico que deu embasamento à construção do protótipo experimental ter tido coerência com os resultados de ensaio, a própria limitação prática, de qualidade e disponibilidade dos componentes utilizados se mostrou crítica na correta operação do sistema dentro das faixas previamente estabelecidas. Nesse ponto, se destaca sobretudo as perdas resistivas nos capacitores devido aos seus altos *ESR*, que, como foi comprovado experimentalmente e por simulação, impossibilitou que fosse atingida a potência nominal de operação do circuito de carga em todo intervalo de carregamento da bateria, e fazendo assim com que o módulo regulador não operasse adequadamente. Ainda assim, esse resultado mostrou claramente que, dispendo-se de componentes eletrônicos de qualidade e

seguindo toda a metodologia aqui proposta, é possível atingir-se resultados altamente satisfatórios, especialmente ao se lidar com potência elevadas de saída para utilização em cargas de dispositivos com maior demanda de armazenamento de energia.

Assim, pode-se resumir os fatores chave para uma melhor implementação prática do sistema baseado em acoplamento indutivo ressonante aplicado à carga de baterias, nos seguintes itens:

- Utilização de capacitores com baixo *ESR* (<1%) na rede de compensação.
- Componentes eletrônicos (transistores e amplificadores operacionais) da etapa da etapa de amplificação do sinal de excitação mais robustos, capazes de suportar correntes elevadas.
- Substituição do gerador de funções como sinal de excitação por um circuito oscilador de alta frequência (*Hartley* ou *Colpitts*, por exemplo), já prevendo uma aplicação mais real do sistema de carga de bateria, além de eliminar os ruídos introduzidos por cabeamentos, tão caros a um sistema que opere a tais de níveis de frequência.

Por fim, cabe destacar que qualquer sistema de carregamento de bateria é obviamente dinâmico pois a carga é dinâmica e o sistema aqui projetado possuía uma compensação estática para esta carga dinâmica. No entanto, apesar de apresentar limitações de ordem prática para se atingir a corrente máxima de carga projetada, o sistema se comportou bem – no que se pode prever a nível de simulação - para os demais níveis de corrente demandas pela carga ao longo de restante do processo, dando validação satisfatória para o protótipo construído ao balizá-lo do ponto de vista do modelo teórico.

## 6.2 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

As principais propostas de otimização ou abordagem diversa com base nos preceitos apresentados neste trabalho, são:

- Desenvolvimento experimental de um sistema de compensação dinâmica, através do controle da frequência de excitação ou dos valores dos capacitores da rede de compensação, monitorando permanentemente (através um sistema microcontrolado) a potência de saída entregue a carga.
- Projeto de sistemas capazes de operar a frequências mais elevadas (transistores de potência e amplificadores operacionais, sobretudo), da ordem de 10MHz, a fim de se elevar o fator de qualidade do link indutivo, aumentando sua capacidade de transmissão.
- Estudo e projeto de sistemas de WPT baseado em acoplamento indutivo ressonante para operação em potências elevadas (>20W), focando na aplicação de carga de baterias de dispositivos de grande porte, tais como veículos automotores.

## 7 REFERÊNCIAS

1. LIVESCIENCE. **Tesla vs Edison Comparison**. Disponível em: <http://www.livescience.com/46739-tesla-vs-edison-comparison.html>. Acesso em: 11/04/2016.
2. INTECHWEB.ORG. **Wireless Power Transfer – Principles and Engineering**. Cap. 1. 2011. Disponível em: [http://www.uv.mx/personal/hvazquez/files/2012/02/InTech-The\\_phenomenon\\_of\\_wireless\\_energy\\_transfer\\_experiments\\_and\\_philosophy.pdf](http://www.uv.mx/personal/hvazquez/files/2012/02/InTech-The_phenomenon_of_wireless_energy_transfer_experiments_and_philosophy.pdf). Acesso em: 15/04/2016
3. N. TESLA. **Apparatus for transmitting electrical energy**. U.S. Patent 1119732, Dec. 1, 1914.
4. GOPINATH, ASHWIN. **All About Transferring Power Wirelessly**. Electronics For You E-zine (EFY Enterprises Pvt. Ltd.): 52–56. Jan, 2015.
5. S. Y. R. HUI, WENXING ZHONG, C. K. LEE. **A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer**. IEEE, Set, 2014
6. ANDRÉ KURS, A.K., ROBERT MOFFATT, J.D. JOANNOPOULOS, PETER FISHER, MARIN SOLJACIC. **Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances**. Science, 2007. 317: p. 83-86.
7. RICHARD, M.G. **Intel Shows Wireless Electricity System at IDF**. Disponível em: <http://www.treehugger.com/files/2008/08/intel-wirelesspower-technology-idf.php>. Acesso em: 25/05/16
8. SOLACE POWER. Disponível em: <http://www.solace.ca/>. Acesso em 21/03/2016.
9. WITRICITY. Disponível em: <http://witricity.com/>. Acesso em 22/03/2016.
10. ECOUPLED. Disponível em: <http://ecoupled.com/>. Acesso em: 28/03/2016.
11. SHWARTZ, MARK. **Wireless power could revolutionize highway transportation**. 2012. Disponível em: <http://news.stanford.edu/news/2012/february/wireless-vehicle-charge-020112.html>. Acesso em: 28/03/2016.
12. DR. MORRIS KESLER, **Highly Resonant Wireless Power Transfer: Safe, Efficient, and over Distance**. Disponível em: <http://www.witricity.com/pdfs/highly-resonant-power-transfer-kesler-witricity-2013.pdf>. Acesso em: 02/04/2016.
13. SU Y. CHOI, BEOM W. GU, SEOG Y. JEONG, CHUN T. RIM. **Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway-Powered Electric Vehicles**. IEEE, Mar, 2015
14. ABC.NET. **Drone Wars: the definition dogfight**. Disponível em: <http://www.abc.net.au/news/2013-03-01/drone-wars-the-definition-dogfight/4546598>. Acesso em: 05/04/2016.
15. SOLACE POWER. **Keeping UAVs in the Air with Wireless Power by Solace Power**., Disponível em: <http://solace.ca>. Acesso em 27/04/2016.
16. WITRICITY. **Drones and Wireless Power**. Disponível em: <http://witricity.com/witricity-videos/drones-and-wireless-power/> Acesso em: 29/03/2016
17. GIZMAG. **Skysense Pad Charging Drone Lands**. Disponível em: <http://www.gizmag.com/skysense-pad-charging-drone-lands/34592/>. Acesso em 11/04/2016.
18. WITRICY. **Applications**. Disponível em: <http://www.witricity.com/pages/application.html>. Acesso em: 12/04/2016
19. WIRELESS POWER CONSORTIUM. Disponível em: <http://wirelesspowerconsortium.com/> Acesso em: 21/03/2016.
20. SHARAM J., ALIASHGAR M. **A General Review of different methods for Wireless Power Transmission**. IAU. 2013
21. XIAO LU, PING WANG, DUSIT NIYATO, DONG IN KYM, ZHU HAN. **Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications**. IEEE. Nov, 2015
22. R. W. PORTO, V. J. BRUSAMARELLO, I. MULLER, F. R. SOUSA1, R. AZAMBUJA. **Design and Optimization of a Power Inductive Link**. I2MTC Proceedings. 2014 IEEE International. Jul, 2014.
23. VALTCHEV, STANIMIR S.; BAIKOVA, ELENA N.; JORGE, LUIS R. **Electromagnetic Field as the Wireless Transporter of Energy**. Facta Universitatis Ser. Electrical Engineeringm, Dez, 2012.

24. X. WEI, Z. WANG, AND H. DAI. **A Critical Review of Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances**. *Energies*. vol. 7, no. 7. pp. 4316-4341. Jul, 2014.
25. J. O. MUR-MIRANDA, G. FANTI, Y. FENG, K. OMANAKUTTAN, R. ONGIE, A. SETJOADI, AND N. SHARPE. **Wireless Power Transfer using Weakly Coupled Magnetostatic Resonators**. *Proc. Energy Convers. Congr. Expo.*, pp. 4179–4186. 2010.
26. S.S. VALTCHEV, E. N. BAIKOVA, L.R. JORGE. **Electromagnetic Field as the Wireless Transporter of Energy**. *Facta Universitatis Ser. Electrical Engineering*. Dez, 2012
27. WHEELER, L. P. **Tesla's contribution to high frequency**. *Electrical Engineering (IEEE)*, Mai, 2015.
28. D. M. BEAMS, V. NAGOORKAR. **Design and Simulation of Networks for Midrange Wireless Power Transfer**. Dept. of Electr. Eng., Univ. of Texas at Tyler. Tyler, TX, USA, Ago, 2013 .
29. MINFAN FU, TONG ZHANG, CHENGBIN MA, ZINEN ZHU. **Efficiency and Optimal Loads Analysis for Multiple-Receiver Wireless Power Transfer Systems**. *IEEE*. Mar, 2015
30. B. CANNON, J. HOBURG, D. STANCIL, AND S. GOLDSTEIN. **Magnetic Resonant Coupling as a Potential Means for Wireless Power Transfer to Multiple Small Receivers**. *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 24, no. 7. pp. 1819-1825. Jul, 2009
31. QIANG WANG, HONG Li. **Research on the wireless power transmission system based on coupled magnetic resonances**. *IEEE*, 2011
32. T. MIZUNO, T. UEDA, S. YACHI, R. OHTOMO AND Y. GOTO. **Efficiency Dependence on Wire Type for Wireless Power Transfer of Magnetic Resonant Coupling**. *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. pp1-4. Out 21-21, 2012.
33. DAVID C. NG, CLIVE BOYD, SHUN BAI, GORDANA FELIC, MARK HALPERN AND EFSTRATIOS SKAFIDAS. **High-Q Flexible Spiral Inductive Coils**. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility Symposium*. pp.1-4. EMC Melbourne. Set 8-10, 2010.
34. ZHUO YAN, YANG LI, CHAO ZHANG, QINGXIN YANG. **Influence Factors Analysis and Improvement Method on Efficiency of Wireless Power Transfer Via Coupled Magnetic Resonance”, *IEEE Transactions on Magnetics***. vol. 50. no. 4. Abr, 2014.
35. R. AZAMBUJA, V. J. BRUSAMARELLO, S. HAFFNER, R. W. PORTO. **Analysis and Optimization of an Inductive Power Transfer With a Randomized Method**. *IEEE*. 2014
36. V. J. BRUSAMARELLO, Y. B. BLAUTH, R. AZAMBUJA, I. MULLER. **A Study on Inductive Power Transfer with Wireless Tuning**. *IEEE*. 2012.
37. J.W. NILSSON, S.A.RIEDEL. **Circuitos Elétricos**. 6 ed. pp 342-343. LTC. 2003,
38. V. J. BRUSAMARELLO, Y. B. BLAUTH, R. AZAMBUJA, I. MULLER, F. R. DE SOUSA. **Power transfer with an inductive link and wireless tuning**. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 62, no. 5. pp. 924–931. Mai, 2013.
39. R. W. PORTO, V. J. BRUSAMARELLO, I. MÜLLER, F. R. DE SOUSA. **Design and Characterization of a Power Transfer Inductive Link for Wireless Sensor Network Nodes**. *IEEE*, 2015
40. WIRELESS POWER CONSORTIUM. **Coupling Factor**. Disponível em: <https://www.wirelesspowerconsortium.com/technology/coupling-factor.html>. Acesso em 02/05/2016.
41. H.L. CHAN, K.W.E. CHENG, D. SUTANTO. **A Simplified Neumann’s Formula For Calculation Of Inductance Of Spiral Coil**. *Power Electronics and Variable Speed Drives. Conference Publication No. 475 0 IEE 2000*. 18-19 Set 2000.
42. R.M. DUARTE, G.K. FELIC. **Analysis of the Coupling Coefficient in Inductive Energy Transfer Systems**. *The University of Melbourne*. Jun, 2014
43. TONY R. KUPHALDT. **Lessons In Electric Circuits**. Volume II – AC. Sixth Edition. Jul, 2007
44. CHIH-JUNG CHEN, TAH-HSIUNG CHU, CHIH-LUNG LIN, ZEUI-CHOWN JOU. **A Study of Loosely Coupled Coils for Wireless Power Transfer**. *IEEE*. Jul, 2010.
45. MEHDI KIANI, MAYSAM GHOVANLOO. **The Circuit Theory Behind Coupled-Mode Magnetic Resonance-Based Wireless Power Transmission**. Set, 2012.



46. Y. H. KIM, S.Y. KANG, S. CHEON, M.L. LEE, J.M. LEE, T. ZYUNG. **Optimization of Wireless Power Transmission through Resonant Coupling**. IEEE. Jun, 2010
47. S. CHEON, Y. H. KIM, S.Y. KANG, M. L. LEE, J. M. LEE, T. ZYU. **Circuit-Model-Based Analysis of a Wireless Energy-Transfer System via Coupled Magnetic Resonances**. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Jun, 2010.
48. AGBINYA, JOHNSON I. **Wireless Power Transfer**. River Publishers. pp. 1–2. ISBN 8792329233. 2012.
49. SHINOHARA, NAOKI. **Wireless Power Transfer via Radiowaves**. John Wiley & Sons, pp. 9-13. ISBN 1118862961. Ago, 2014.
50. SAZONOV, EDWARD; NEUMAN, MICHAEL R., **Wearable Sensors: Fundamentals, Implementation and Applications**. pp. 253–255. ISBN 0124186661. Elsevier. 2014.
51. J. GARNICA, R. A. CHINGA ; J. LIN. **Wireless Power Transmission: From Far Field to Near Field**. Proceeding of the IEEE. Jun, 2013.
52. WIKIPEDIA. **Wireless Power Transfer**. Disponível em: [https://www.wikipedia.com/en/Wireless\\_power\\_transfer](https://www.wikipedia.com/en/Wireless_power_transfer). Acesso em: 21/04/2016.
53. U. M. JOW AND M. GHOVANLOO. **Design and optimization of printed spiral coils for efficient transcutaneous inductive power transmission**. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 1, no. 3, pp. 193–202. Set, 2007.
54. HAROLD A. WHEELER. **Formulas for the Skin Effect**. Proceedings of the I.R.E. Set, 1942.
55. A. E. UMENEL. **Understanding low frequency Non-radiative power transfer**. Fulton Innovation, LLC. Jun, 2011.
56. D. K. CHENG. **Field and Wave Eletromagnetics**. Second Edition. pp. 602-605. Tsinghua University Press. 1989
57. Y. ZHANG, Z. ZHAO, K. CHEN. **Frequency Splitting Analysis of Magnetically-Coupled Resonant Wireless Power Transfer**. IEEE, 2013
58. L. JIANYU, T. HOJUN, G. XIN. **Frequency Splitting Analysis of Wireless Power Transfer System Based on T-type Transformer Model**. Elektronika Ir Elektrotechnika, ISSN1392-1215, Vol.19, No.10. Jun, 2013
59. R. BOSSHARD, J. MUHLETHALER, J. W. KOLAR, AND I. STEVANOVIC. **Optimized Magnetic Design for Inductive Power Transfer Coils**. IEEE. Mai, 2013
60. MAXIM. **MAX846A Datasheet**. Disponível em: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX846A.pdf>. Acesso em: 18/09/2016.
61. MAXIM. **MAX846A Evaluation Kit**. Disponível em: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX846AEVKIT.pdf>. Acesso em: 18/09/2016.
62. COMSOL. **COMSOL Multiphysics**. Disponível em: <https://br.comsol.com/comsol-multiphysics>. Acesso em: 12/10/2016.