



Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Associação Ampla entre CEFET-MG e UFSJ

DIEGO CARLO CORRÊA

**TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO UTILIZANDO
ACOPLAMENTO MAGNÉTICO RESSONANTE FORTE E
METAMATERIAIS**

2018



DIEGO CARLO CORRÊA

TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO UTILIZANDO ACOPLAMENTO MAGNÉTICO RESSONANTE FORTE E METAMATERIAIS

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, associação ampla entre o Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais e a Universidade Federal de São João del-Rey como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Elétricos.

Linha de Pesquisa: Eletromagnetismo Aplicado.

Orientadora: Prof. Dra. Úrsula do Carmo Resende

Belo Horizonte

2018

Corrêa, Diego Carlo
C824t Transmissão de energia sem fio utilizando acoplamento magnético
ressonante forte e metamateriais. / Diego Carlo Corrêa. -- Belo
Horizonte, 2018.
xvi, 127 f. : il.

Dissertação (mestrado) – Centro Federal de Educação
Tecnológica de Minas Gerais, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica em associação ampla com a Universidade
Federal de São João Del Rei, 2018.

Orientador: Profª Drª Úrsula do Carmo Resende

Bibliografia

1. Energia Elétrica - Transmissão. 2. Metamateriais. 3.
Eletrromagnetismo. I. Resende, Úrsula do Carmo. II. Centro Federal
de Educação Tecnológica de Minas Gerais. III. Título

CDD 621.319

Elaboração da ficha catalográfica pela Bibliotecária Eliângela Gonçalves Barbieri CRB-6: 2824 / CEFET-MG

*Aos meus pais,
à minha família e amigos.*

*“Uma questão que por vezes
me deixa confuso: Sou eu ou
eles estão loucos? ”*

Albert Einstein

Agradecimentos

Eu agradeço a Deus e à minha família pelo amor, apoio incondicional e compreensão nos momentos difíceis, todos os meus esforços são para retribuir o que tenho recebido de vocês.

Gostaria de expressar minha sincera gratidão à minha orientadora Úrsula, pelo profissionalismo, pelo suporte contínuo, direcionamento e confiança na condução deste trabalho.

Gostaria também de agradecer a todos que apoiaram e me inspiraram. Aos Mestres da Resenha e aos companheiros de laboratório, Guilherme, Fabiano, Rafael, Leonardo, Pedro, Gabriel, pelas discussões estimuladoras e enriquecedoras nestes anos de estudo.

Resumo

Neste trabalho é realizado um estudo teórico, numérico e experimental de um sistema compacto para transmissão de energia elétrica sem a utilização de fios. O sistema investigado emprega bobinas com forte acoplamento magnético ressonante. As bobinas que compõem o sistema são impressas em substrato de FR4 com dimensões de 10 cm x 10 cm. Seus parâmetros geométricos são otimizados de forma a maximizar o fator de qualidade e consequentemente a eficiência do sistema de transmissão. Este trabalho propõe ainda o projeto de um oscilador ressonante que pode ser conectado à rede de distribuição de energia de forma a viabilizar o funcionamento do sistema em aplicações práticas fora do ambiente de laboratório. A literatura especializada, entretanto, adverte quanto a redução exponencial da eficiência e da potência com o aumento da distância de transmissão; neste sentido, este trabalho investiga técnicas para superação desta limitação como a inclusão de bobinas retransmissoras e o emprego de materiais especiais conhecidos como Metamateriais.

Palavras-chave: Eletromagnetismo, Acoplamento magnético, transmissão de energia sem fio, Metamateriais

Abstract

This work presents a theoretical, numerical and experimental study of a compact wireless power transfer system. The investigated system employs coils with strong resonant magnetic coupling. These coils are printed on FR4 substrate with dimensions of 10 cm x 10 cm. Its geometric parameters are optimized in order to maximize the quality factor and consequently the efficiency of the transmission system. This work also proposes the design of a resonant oscillator that can be connected to the power distribution network allowing practical applications outside the laboratory environment. The specialized literature, however, warns about the exponential reduction of efficiency and power with the increase of the transmission distance; in this sense, this work investigates techniques to overcome these disadvantages as the inclusion of retransmitting coils and the use of special materials known as Metamaterials.

Keywords: Eletromagnetism, Magnetic Coupling, Wireless Power Transfer, Metamaterials

Lista de Figuras

Figura 1-1 - WPT empregando SCMR.....	4
Figura 2-1 - SCMR: (a) Configuração básica (b) Circuito equivalente.....	10
Figura 2-2 - Bobinas filamentosas.....	11
Figura 2-3 - Indutância Mútua x Distância.....	12
Figura 2-4 - SCMR com compensação: (a) paralela e (b) série.....	13
Figura 2-5 - Circuito equivalente SCMR com compensação paralela.....	14
Figura 2-6 - Circuito equivalente do SCMR com 2 bobinas e compensação paralela.....	17
Figura 2-7 - η do sistema SCMR com 2 bobinas em relação a variação da carga R_L	18
Figura 2-8 - η do sistema SCMR com 2 bobinas em relação a variação de K.....	19
Figura 2-9 - Circuito equivalente do SCMR com 3 bobinas com compensação paralela.....	21
Figura 2-10 - η do sistema SCMR com 3 bobinas em relação à variação da carga R_L	22
Figura 2-11 - η do sistema SCMR com 3 bobinas em relação à variação de K.....	23
Figura 2-12 - Circuito equivalente do SCMR com 4 bobinas com compensação paralela.....	24
Figura 2-13 - η do sistema SCMR com 4 bobinas em relação a variação da carga R_L	24
Figura 2-14 - η do sistema SCMR com 4 bobinas em relação à variação de K.....	25
Figura 2-15 - Oscilador Colpitts.....	27
Figura 2-16 - Oscilador Hartley.....	28
Figura 2-17 - Oscilador Royer.....	29
Figura 2-18 - Circuito oscilador Ressonante: (a) topologia e (b) protótipo construído.....	31
Figura 2-19 - Tensão de disparo chaves Q1 e Q2.....	32
Figura 2-20 - Tensão de saída do oscilador ressonante.....	32
Figura 2-21 - Corrente e potência sobre a UT em função da razão entre os resistores R3 e R6.....	33
Figura 2-22 - Geometria da bobina impressa.....	35
Figura 2-23 - Circuito equivalente SCMR com 2 bobinas.....	36
Figura 2-24 - Tensão sobre $R_L=100 \Omega$ variando d entre as bobinas: (a) medido (b) simulado.....	37

Figura 2-25 - Corrente sobre $R_L=100 \Omega$ variando d entre as bobinas: (a) medido (b) simulado	37
Figura 2-26 - η e P_{out} sobre uma carga de 100Ω em relação à distância	38
Figura 2-27 - η e P_{out} em relação à d entre 2 bobinas: (a) medido (b) simulado.....	39
Figura 2-28 - Circuito equivalente do SCMR com 3 bobinas	40
Figura 2-29 - SCMR com 3 bobinas em relação à d : (a) V_R e (b) I_R	41
Figura 2-30 - η e P_{out} em um sistema com 3 bobinas em relação à d	42
Figura 2-31 - Circuito equivalente WPT com 4 bobinas.....	43
Figura 2-32 - SCMR com 4 bobinas em relação à d : (a) V_R e (b) I_R	43
Figura 2-33 - η e P_{out} em um sistema com 4 bobinas em relação à d	44
Figura 2-34 - η de transmissão entre UT e UR para uma carga de 100Ω	45
Figura 3-1 - Classificação dos Materiais por suas propriedades	48
Figura 3-2 - Modelo de Drude-Lorentz para ϵ	54
Figura 3-3 - Índice de refração em diferentes meios	57
Figura 3-4 - Índice de refração em MTM	57
Figura 3-5 - ENG com grade de fios condutores	59
Figura 3-6 - Anel ressonante partido SRR.....	60
Figura 3-7 - Célula SRR básica	62
Figura 3-8 - Condições de contorno do SRR.....	63
Figura 3-9 - Parâmetro S_{11} do SRR.....	63
Figura 3-10 - Anéis Ressonadores partidos	64
Figura 3-11 - μ_{ef} em relação a l : (a) $real(\mu_{ef})$ e (b) $imag(\mu_{ef})$	65
Figura 3-12 - μ_{ef} em relação a Rin : (a) $real(\mu_{ef})$ e (b) $imag(\mu_{ef})$	66
Figura 3-13 - μ_{ef} em relação a capacitância C : (a) $real(\mu_{ef})$ e (b) $imag(\mu_{ef})$	67
Figura 3-14 - μ_{ef} em relação a σ : (a) $real(\mu_{ef})$ e (b) $imag(\mu_{ef})$	68
Figura 3-15 - μ_{ef} da célula SRR	68
Figura 4-1 - Parâmetro S_{11} da bobina com a Geometria V	71
Figura 4-2 - Sistema SCMR com 2 bobinas: (a) topologia básica e (b) protótipo	72
Figura 4-3 - η do sistema SCMR com 2 bobinas	73
Figura 4-4 - SCMR com 2 bobinas e 1 MTM: (a) topologia e (b) protótipo	74
Figura 4-5 - η do sistema SCMR com 2 bobinas e 1 superfície MTM.....	74
Figura 4-6 - SCMR com 2 bobinas e 2 MTM: (a) topologia e (b) protótipo	75
Figura 4-7 - η do sistema SCMR com 2 bobinas e 2 superfícies MTM.....	76
Figura 4-8 - η e P_{out} do sistema SCMR com 2 bobinas	76

Figura 4-9 - Sistema SCMR com 3 bobinas: (a) topologia básica e (b) protótipo	77
Figura 4-10 - η do SCMR com 3 bobinas.....	78
Figura 4-11 - SCMR com 3 bobinas e 1 MTM: (a) topologia e (b) protótipo	79
Figura 4-12 - η do sistema SCMR com 3 bobinas e 1 superfície MTM.....	80
Figura 4-13 - SCMR com 3 bobinas e 2 MTM: (a) topologia e (b) protótipo	81
Figura 4-14 - η do sistema SCMR com 3 bobinas e 2 superfície MTM.....	81
Figura 4-15 - η e P_{out} do sistema SCMR com 3 bobinas	82
Figura 4-16 - SCMR com 4 bobinas: (a) topologia e (b) protótipo	83
Figura 4-17 - η do sistema SCMR com 4 bobinas	83
Figura 4-18 - SCMR com 4 bobinas e 1 MTM: (a) topologia e (b) protótipo	84
Figura 4-19 - η do sistema SCMR com 4 bobinas e 1 superfície MTM.....	85
Figura 4-20 - SCMR com 4 bobinas e 2 MTM: circuito equivalente (a) e protótipo (b).....	86
Figura 4-21 - η do sistema SCMR com 4 bobinas e 2 superfície MTM.....	86
Figura 4-22 - η e P_{out} do sistema SCMR com 4 bobinas	87
Figura 4-23 - η e P_{out} do sistema SCMR com 2 bobinas.....	88
Figura 4-24 - η e P_{out} do sistema SCMR com 3 bobinas	89
Figura 4-25 - η e P_{out} do sistema SCMR com 4 bobinas	91
Figura 4-26 - Característica $V \times I$ motor.....	92
Figura 4-27 - Alcance de funcionamento.....	93
Figura 4-28 - Ciclo de operação de baterias recarregáveis	93
Figura 4-29 - Curvas de carregamento da bateria de NiMh.....	94
Figura A-5-1 - Geometria da bobina impressa.....	108
Figura A-5-2 - Simulação da impedância de bobinas impressas em relação a N (a) ADS (b) Eq. (A.1- A.4).....	110
Figura A-3 - Fator de Qualidade (Q) x número de espiras N x frequência (f).....	111
Figura A-4 - Resistência do indutor (R) x largura da trilha (w)	112
Figura A-5 - Fator de Qualidade (Q) x largura da trilha (w) x frequência (f).....	112
Figura A-6 - Resistência (R) x espaçamento entre trilhas (s).....	113
Figura A-7 - Fator de Qualidade (Q) x espaçamento (s).....	113
Figura A-8 - Resistência pelo Raio Interno	114
Figura A-9 - Fator de Qualidade (Q) x Raio Interno (R_{in}) x frequência (f).....	114
Figura A-10 - Capacidade de condução de corrente IPC-2221A.....	115
Figura A-11 - Pseudocódigo (Fluxograma).....	118
Figura A-12 - Representação gráfica do método de seleção Roleta	119

Figura A-13 - Fluxograma básico do AG	121
Figura A-14 - Soluções obtidas pelo AG.....	122
Figura B-1 - Diagrama de medições	124
Figura B-2- Configuração dos dispositivos de medições	125
Figura B-3 - Diagrama de medições	126
Figura B-4 - Configuração dos dispositivos de medições	126

Lista de Tabelas

Tabela 1-1 - Tecnologias de transmissão de energia elétrica sem fios	3
Tabela 2-1 η em relação a R_L para $K=0,2$	26
Tabela 2-2 - Parâmetros construtivos das bobinas	36
Tabela 2-3 - P_{out} sobre as cargas de teste para $d=6$ cm, $d=7$ cm e $d=8$ cm	46
Tabela 3-1 - Análise de ganho em eficiência pela aplicação de MTM.....	53
Tabela 4-1 - Alcance de carregamento da bateria NiMh	95
Tabela A-1 - Limites das variáveis de decisão	117
Tabela A-2 - Representação do método de seleção por Torneio	120

Lista de Abreviações

- ADS® - *Advanced Desing System* - software ADS®
- CLSRR – Anel ressonador partido com capacitor (*Capacitor lumped Split Ring Resonator*)
- CMR – Acoplamento Magnético Ressonante (*Coupled Magnetic Resonance*)
- CSRR – Anel partido ressonador circular (*Circular Split Ring Resonator*)
- CST® - *Computer Simulation Technology* - software CST®
- DPS – Meio Duplo Positivo (*Double Positive Medium*)
- EFC – Acoplamento do campo elétrico (*Electric Field Coupling*)
- EI – Indução Eletromagnética (*Electromagnetic Induction*)
- ENG – Meio com Epsilon Negativo (*Epsilon-Negative Medium*)
- ER – Radiação Electromagnética (*Electromagnetic Radiation*)
- FR4 - Retardante a Chamas 4 (*Flame Retardant 4*)
- GEA - Grupo de Eletromagnetismo Aplicado
- GSM – Sistema Global para Comunicação Móvel (*Global System for Mobile Communications*)
- HFSS - *High Frequency Structural Simulator* - software HFSS®
- IEEE - *International of Electrical and Electronics Engineers*
- IoT – Internet da Coisas (*Internet of things*)
- ISM – Normas Industriais, Científicas e Médicas (*Industrial, Scientific and Medical Regulations*)
- LED – Diodo emissor de luz (*Light-emitting diode*)
- LHM – Materiais de Mão-esquerda (*Left Handed Materials*)
- LSSP – Parametros de espalhamento de sinais intensos (*Large-Signal S-Parameters*)
- MIT – Instituto de Tecnologia de Massachussets (*Massachussets Institute of Technology*)
- MNG – Meio Mu-negativo (*Mu-negative Medium*)
- MTM – Metamaterial(is) (*Metamaterials*)
- RF - Radiofrequência
- RFID – Identificação por Rádio Frequência (*Radio-Frequency Identification*)
- RSRR – Anel partido ressonador retangular (*Rectangular Split Ring Resonator*)

SCMR – Acoplamento Magnético Ressonante Forte (*Strongly Coupled Magnetic Resonance*)

SMD – Dispositivo de montagem superficial (*Superficial Mounting Device*)

SRR – Anel partido ressonador (*Split Ring Resonator*)

TEM – Onda eletromagnética transversa (*Transverse Electromagnetic wave*)

UR – Unidade Receptora

UT – Unidade Transmissora

WPT – Transmissão de Energia sem Fios (*Wireless Power Transfer*)

ZVS – Comutação com passagem por zero (*Zero Voltage Switching*)

ZDS – Comutação derivativa por passagem por zero (*Zero-Voltage Derivative Switching*)

Sumário

Capítulo 1 - Introdução	1
1.1 Contextualização.....	1
1.2 Objetivo	6
1.2.1 Objetivos específicos	7
1.3 Organização do texto	7
Capítulo 2 – Sistema de transmissão de energia sem fio utilizando acoplamento magnético ressonante forte.....	9
2.1 Princípio básico de funcionamento do SCMR	9
2.2 Análise de eficiência e potência	15
2.2.1 Divisor de frequência	19
2.3 Acoplamento indutivo ressonante com múltiplas bobinas	21
2.4 Gerador de sinais	27
2.4.1 Projeto do conversor	30
2.5 Resultados experimentais do sistema SCMR	34
2.6 Considerações sobre os resultados	44
Capítulo 3 - Metamateriais.....	47
3.1 Introdução	47
3.2 Estado da arte: MTM aplicados a transmissão de energia sem fios	50
3.3 Modelo de <i>Drude-Lorentz</i>	53
3.4 Índice de refração negativo	56
3.5 Modelagem da célula básica	58
3.5.1 Otimização da geometria da célula básica.....	61
3.6 Permeabilidade magnética efetiva do SRR.....	64

3.7 Considerações sobre os resultados	69
Capítulo 4 – Resultados de um sistema SCMR com MTM.....	70
4.1 Descrição geral do sistema	70
4.2 Sistema SCMR alimentado por gerador de sinais.....	71
4.2.1 Sistema SCMR com 2 bobinas	71
4.2.2 Sistema SCMR com 3 bobinas	77
4.2.3 Sistema SCMR com 4 bobinas	82
4.3 Sistema SCMR alimentado por oscilador ressonante	87
4.3.1 Sistema SCMR com 2 bobinas	88
4.3.2 Sistema SCMR com 3 bobinas	89
4.3.3 Sistema SCMR com 4 bobinas	90
4.4 Avaliação do SCMR alimentando cargas reais	91
4.5 Considerações sobre os resultados	95
Capítulo 5 – Conclusões.....	97
5.1 Trabalhos futuros	98
Referências	100
Apêndice A - Análise de bobinas impressas.....	108
A.1 Análise paramétrica	108
A.2 Otimização de bobinas impressas	116
Apêndice B - Configurações de Medições.....	124

Capítulo 1 - Introdução

1.1 Contextualização

O desenvolvimento e o domínio de tecnologias para transmissão de energia elétrica sem a necessidade do uso de cabos vem sendo objeto de pesquisas desde o final do século XIX, quando foram realizadas as primeiras experiências sobre este tema. O físico Húngaro-americano Nikola Tesla previu, no início do século passado, que em um futuro próximo o homem seria capaz de se comunicar em tempo real, a longas distâncias, por meio de dispositivos eletrônicos que poderiam ser guardados em seus bolsos. Esta ideia era realmente revolucionária para a época e era a previsão dos atuais *smartphones*. Por volta de 1900, *Tesla* provou experimentalmente a viabilidade da transmissão de energia sem fios iluminando 200 lâmpadas a uma distância de 40km, (Ivan, 1990). Ele tinha por objetivo fornecer comunicação e distribuição de energia elétrica de forma gratuita em grande escala. Porém, na época, ele foi dissuadido da sua ideia por falta de incentivo e interesses econômicos divergentes (Tesla, 1914).

Atualmente, a transmissão de energia elétrica sem a utilização de cabos ainda é uma barreira a ser rompida, especialmente quanto a sua eficiência em relação ao alcance de transmissão. Tecnologias para este fim representam um avanço que permitiria a utilização de dispositivos eletroeletrônicos com o conforto de não necessitar de cabos para a conexão com a fonte. Uma infinidade de aplicações poderia ser beneficiada, dentre as quais se destacam: recarga de dispositivos biomédicos sem necessidade de intervenção cirúrgica, recarregar ou mesmo eliminar a necessidade do uso de baterias e cabos em equipamentos eletroeletrônicos, fornecer energia a aparelhos móveis como: robôs, carros elétricos, dispositivos de segurança energizados a distância como sirenes, câmeras de vigilância, sensores, dentre outros. Essas aplicações e benefícios são justificativas concretas para o esforço no desenvolvimento científico de tecnologias para realizar a transmissão de energia sem fios – WPT (*Wireless Power Transfer*).

Recentemente, as principais tecnologias disponíveis para realizar a WPT, de forma geral, podem ser classificadas de acordo com seus princípios de operação (Bonifácio, 2010):

- Radiação eletromagnética – ER (*Electromagnetic Radiation*): Neste caso, a energia elétrica é convertida em energia eletromagnética, de forma a ser radiada, e depois novamente convertida em energia elétrica por meio de retificadores. Esta tecnologia emprega rectenas e é utilizada em dispositivos de longo alcance, por vezes restrita a aplicações militares (Sievenpiper, 2006). Ultimamente, essa tecnologia também tem sido empregada em dispositivos para reaproveitamento e colheita da energia eletromagnética dispersa no ambiente. A energia transmitida por roteadores Wi-Fi, por exemplo, tem potencial para ser reaproveitada e suprir pequenas cargas (Mateu & Moll, 2005).
- Acoplamento do campo elétrico – EFC (*Electric Field Coupling*): Esta tecnologia opera essencialmente com a redistribuição das cargas elétricas em um objeto. Ela emprega uma fonte de alta frequência e alta tensão que excita um transmissor gerando um campo elétrico alternado que é eletricamente acoplado a um receptor ressonante. A sua baixa eficiência é também consequência da interferência entre campos e objetos próximos (Fujii, Takahashi, & Ito, 2007).
- Acoplamento magnético ressonante – CMR (*Coupling Magnetic Resonance*): Esta tecnologia é dividida de acordo com seu alcance de operação: Indução eletromagnética – EI (*Electromagnetic Induction*) para aplicações de curto alcance (Toya, Kokuga, & Tsuna-gun, 2000), e transmissão entre bobinas com acoplamento magnético ressonante forte – SCMR (*Strong Coupling Magnetic Resonance*) para aplicações de médio alcance (Kurs, et al., 2005). A EI emprega um campo magnético oscilante de frequência relativamente baixa, transferindo energia entre bobinas não ressonantes, mas altamente acopladas. Em geral, devido ao curto alcance (proximidade entre as bobinas) e/ou do uso de um núcleo ferromagnético, a tecnologia EI é capaz de alcançar níveis de potência de média a alta e com boa eficiência. A tecnologia SCMR por sua vez emprega bobinas com elevado nível de acoplamento e a ressonância entre essas bobinas permite aumentar o alcance de transmissão mantendo níveis relativamente altos de eficiência sem a necessidade de um alinhamento preciso entre as bobinas (Kim & Bien, 2013) e (Dubal, 2015).

A Tabela 1-1 apresenta um resumo das principais tecnologias empregadas para a transmissão de energia sem fios e algumas de suas principais aplicações.

Tabela 1-1 - Tecnologias de transmissão de energia elétrica sem fios

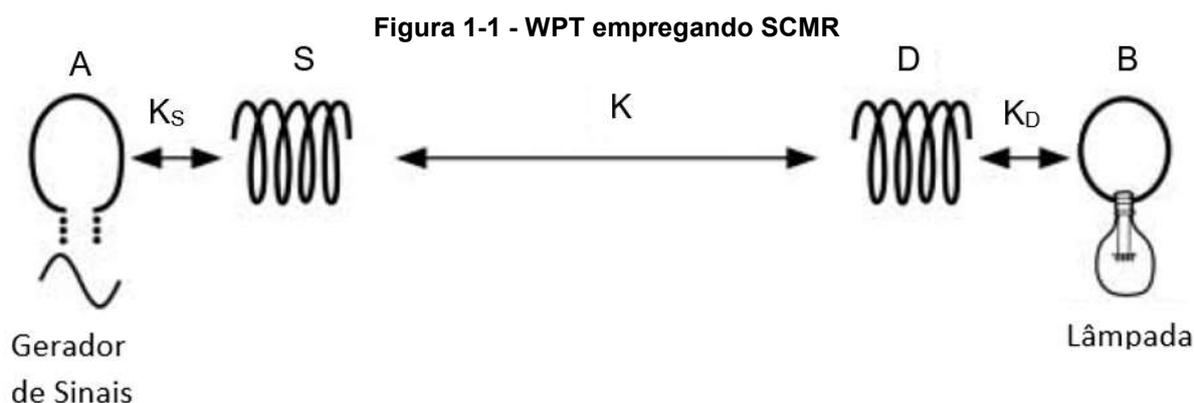
Tecnologia	Indução Eletromagnética (EI)	Acoplamento do campo elétrico (EFC)	Acoplamento Indutivo Ressonante (CMR)	Radiação eletromagnética (ER)
Alcance	curto	curto	médio	longo
Frequência	Hz	kHz-MHz	kHz-MHz	>GHz
Dispositivos	Bobinas	Placas metálicas	Bobinas ressonantes	Antenas
Aplicações	Fornos indutivos, carregamento de celulares e pequenos aparelhos domésticos.	Carregamento de aparelhos portáteis, cartões de controle e acionamento de microcircuitos.	Aplicações biomédicas, carregamento de aparelhos domésticos, veículos elétricos, IoT, RFID.	Aplicações militares, carregamento de drones e pequenas aeronaves, lasers.

Fonte: Adaptado (Bonifácio, 2010)

A tecnologia SCMR tem se mostrado promissora para realizar a WPT em termos de eficiência, potência e distância, possibilitando o projeto de dispositivos compactos que podem dispensar o uso de baterias eliminando a necessidade de cabos na alimentação de diferentes tipos de equipamentos (Wenxu & Chen, 2017), (Burali & Patil, 2012) e (Zhu, Li, & Gao, 2015).

Um sistema WPT SCMR é constituído por conjuntos bobina-capacitor formando circuitos auto-ressonantes. Um conjunto é denominado unidade transmissora – UT e é ligado à fonte de energia, e o outro, denominado unidade receptora - UR, é conectado ao circuito a ser alimentado. A frequência de ressonância desses circuitos é dada pelo produto da indutância L pela capacitância C dos elementos que os constituem. Ao invés de irradiar ondas eletromagnéticas para o ambiente, a UT preenche o espaço em torno dela com um campo magnético não-irradiante que oscila com frequência, em geral, da ordem de alguns MHz. O campo não-irradiante troca energia com a unidade receptora que é projetada especialmente para estar em ressonância com o campo gerado. Se as duas bobinas ressonantes estiverem suficientemente próximas (região de campo próximo), energia eletromagnética é transferida da UT para a UR com uma dispersão mínima. Uma bobina pode enviar energia para diversas bobinas receptoras, desde que todas ressonem na mesma frequência. Nenhuma troca de energia pode ser realizada com objetos que operem com frequências de ressonância diferentes da UT. Este processo de transferência de energia é denominado na literatura de não-irradiante, já que envolve, ao invés de campos propagantes, campos estacionários acoplando circuitos LC (Dubal, 2015).

Um dos principais estudos sobre WPT considerando SCMR foi realizado por (Karalis & Soljagic, 2008) no qual uma lâmpada de 60 W foi plenamente acesa a uma distância de 2 m. O modelo matemático sugerido nesse trabalho é uma referência recorrente de estudos em WPT devido a sua precisão, >95 %, em relação aos resultados experimentais obtidos. O experimento foi realizado empregando 2 pares idênticos de bobinas, conforme ilustra a Figura 1-1.



Na Figura 1-1, A e B são bobinas com uma única espira de raio igual a 25cm. S e D são bobinas helicoidais com raio igual a 30cm ambas feitas com fio de cobre de diâmetro igual a 3mm e com 5,25 espiras em um comprimento de 20 cm com tolerância de 2 cm, devido à incerteza no enrolamento. K_S representa o forte acoplamento entre as bobinas A e S e K_D representa o forte acoplamento entre as bobinas B e D. K é a constante de acoplamento entre as bobinas S e D. A eficiência obtida neste experimento foi de $\approx 40\%$ a uma distância de 2m, distância que representa 7 vezes o raio da bobina S. O resultado deste trabalho foi reconhecido e garantiu o prêmio “*MacArthur ‘Genius Grant’*” do ano de 2008 ao Prof. Dr. Marin Soljagic. Desde então, muitos trabalhos têm sido desenvolvidos utilizando a tecnologia SCMR aplicada em bobinas filamentosas com resultados expressivos quanto ao rendimento, estabilidade e segurança em aplicações medicas (Basar & Ibrahim, 2014), (Wei, Wang, & Dai, 2014) , (Wang, Ho, Wu, & Sun, 2010) e (Wenxu & Chen, 2017).

A tecnologia SCMR também tem sido investigada utilizando bobinas impressas para o projeto de sistemas WPT compacto (Ezzulddin & Ibraheem, 2017). O emprego de bobinas impressas colabora para o desenvolvimento de sistemas precisos e estáveis quanto a frequência de operação, devido ao processo construtivo mais acurado, e apresenta

vantagens em aplicações em curta e média distância, como por exemplo em implantes médicos (McGowan, 2009). Como esses equipamentos, geralmente, requerem recarga remota, devido a duração limitada de suas baterias, a WPT SCMR tem se mostrado uma tecnologia muito adequada e promissora (Mustashar & et.al, 2014). Estudos recentes apontam resultados relevantes usando bobinas impressas para WPT (Fomundam, 2016), (Wu W. , 2011), (Vigneaux, Cheikh, & Takacs, 2015), (Hajjine & al, 2016) e (Pereira & Resende, 2015).

Embora expressivos resultados já tenham sido alcançados, a tecnologia SCMR também apresenta limitações, especialmente quanto a eficiência de transmissão em relação ao alcance. Assim, muitos estudos vem sendo desenvolvidos com o objetivo de melhorar essas características (Almeida, Vollaire, & Krahenbuhl, 2014), (Chih-Jung, Tah-Hsiung, Chih-Lung, & Zeui-Chown, 2010), (Kesler, 2017) e (Nair & Choi, 2016).

Com o objetivo de incrementar a distância e a eficiência do SCMR, estudos recentes têm investigado o emprego de materiais não convencionais em sua constituição (Chen, 2016). Esses materiais não convencionais apresentam características não encontradas na natureza e foram denominados Metamateriais - MTM. Permissividade elétrica (ϵ) e permeabilidade magnética (μ) são características físicas dos materiais naturais e indicam como estes interagem respectivamente com os campos elétricos e magnéticos. Porém, nos MTM esses parâmetros podem apresentar valores isoladamente ou simultaneamente negativos. Estas características modificam a propagação e a distribuição dos campos elétricos e magnéticos dentro do material (Veselago, 1968), o que pode ser aproveitado de forma vantajosa na WPT.

Materiais com $\epsilon < 0$ e $\mu < 0$ (Pendry, Holden, Robbins, & Steward, 1999) podem ser concebidos utilizando estruturas geométricas periódicas, com dimensões muito menores que o comprimento de onda de operação ($< \lambda/10$). À medida em que estas estruturas periódicas entram em ressonância, os MTM podem se tornar "intangíveis" para a onda eletromagnética incidente, ou podem assumir um comportamento de um filtro rejeita-faixa irradiando a potência incidente na direção de reflexão (Rhode & Poddar, 2016). Estas características dos MTM podem ocorrer numa ampla faixa de frequência expandindo assim sua aplicabilidade (Pendry J. , 2007).

Estudos relacionados a estruturas periódicas remontam do século XXVIII, nos quais o físico americano *David Rittenhouse* utilizou grades de difração óptica para decompor um feixe de luz não monocromático em suas ordens espectrais (Rittenhouse, 1786). Em

(Veselago, 1968), *Victor Giorgievich Veselago* publicou a primeira análise teórica sobre materiais com valores negativos para ϵ e μ . Os resultados desse trabalho motivaram inúmeros estudos nas mais diversas áreas da engenharia, em especial na arquitetura de dispositivos eletromagnéticos.

Os MTM são atualmente empregados, por exemplo, em radomes e subrefletores para se obter um espalhamento mínimo (Wu, Yeh, & Lu, 2007). Outra aplicação peculiar de uma estrutura periódica é encontrada no anteparo da porta de fornos micro-ondas que age como um filtro passa-faixa permitindo passar as ondas na frequência da luz visível e impedindo a faixa de micro-ondas. As características típicas dos MTM, ϵ , μ e índice de refração simultaneamente negativas, tem se tornado alternativas muito interessantes e atraentes para o aumento da eficiência de sistemas SCMR, pois eles são capazes de colimar as linhas de campo magnético evitando sua dispersão no espaço (Wang & Teo, 2012).

Um sistema WTP composto por 2 pares de bobinas separadas por uma distância de 50cm foi investigado por (Bingnan & K., 2013). Nesse trabalho, uma lâmpada de potência igual a 40 W foi utilizada como carga e o sistema apresentou uma eficiência de 17%. Esta eficiência foi elevada a 35% quando uma superfície MTM foi posicionada na distância central entre as bobinas. Esse trabalho comprova que a aplicação de MTM a sistemas com SCMR conduz a resultados promissores. Este incremento de eficiência também é observado no trabalho realizado por (Ranaweera, Duong, & Lee, 2014). Nesse experimento o sistema WPT é também composto por 2 pares de bobinas e o MTM foi aplicado como uma lente para o campo magnético, sendo posicionado na região central entre as bobinas transmissoras e receptoras, e a eficiência de transmissão medida a uma distância de 1m foi aumentada em 270 % em relação à eficiência medida no sistema sem o uso de MTM. Estes trabalhos, dentre outros, apresentam resultados proeminentes e que motivam o estudo da aplicação de MTM a SCMR (Díaz-Rubio, Carbonell, & Sánchez-Dehesa, 2013) e (Yu, Zhu, & Fan, 2013).

1.2 Objetivo

O objetivo central deste trabalho consiste na modelagem teórica, numérica e experimental de um sistema compacto para transmissão de energia sem a utilização de fios empregando a tecnologia SCMR e a análise das vantagens do emprego de MTM para o aumento de sua eficiência.

1.2.1 Objetivos específicos

Dentre os objetivos específicos deste trabalho se destacam:

- Revisão bibliográfica das tecnologias empregadas no SCMR.
- Projeto de bobinas impressas em substrato FR4 com alto fator de qualidade.
- Otimização dos parâmetros construtivos de bobinas impressas para maximizar o fator de qualidade utilizando o software ADS® (*Advanced Design System*) e Algoritmo Genético – GA (*Genetic Algorithm*).
- Estudo de circuitos osciladores aplicados no SCMR.
- Implementação de um oscilador de baixo custo que viabilize o funcionamento de um sistema SCMR quando da não disponibilidade de geradores convencionais.
- Construção de um protótipo de um sistema SCMR.
- Ensaios experimentais do protótipo.
- Análise de eficiência e potência transmitida em relação a frequência de operação e alcance.
- Análise da inclusão de bobinas retransmissoras no sistema SCMR quanto a eficiência, potência de transmissão e frequência de ressonância.
- Revisão bibliográfica sobre o uso de MTM para a WPT usando SCMR.
- Projeto de Metamateriais constituídos por anéis ressonadores partidos para aplicação em sistemas SCMR na frequência de $\approx 1\text{MHz}$.
- Análise da inclusão de superfícies MTM na distância entre a unidade transmissora e receptora quanto a eficiência, potência de transmissão e frequência de ressonância.

1.3 Organização do texto

O presente trabalho é dividido em 5 capítulos, neste primeiro, é realizada uma abordagem introdutória do trabalho, abrangendo de forma sucinta e objetiva os temas relacionados a Transmissão de energia sem fios e Metamateriais. São ainda demonstrados os objetivos gerais e específicos da pesquisa.

O Capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica, abordando uma investigação sobre o funcionamento de sistemas SCMR para transmissão de energia elétrica sem utilização de

fios e métodos para avaliação da sua eficiência em relação a frequência de ressonância e ao alcance de transmissão. Também é apresentado um projeto de oscilador utilizado como gerador de sinais senoidais para alimentação do sistema e resultados experimentais.

No Capítulo 3 são apresentadas as características peculiares dos Metamateriais e como estes materiais podem interagir e colaborar para a transmissão de energia elétrica sem fios.

No Capítulo 4 são apresentados os resultados experimentais do sistema SCMR projetado e sua avaliação em termos de eficiência e alcance com e sem a aplicação de Metamateriais.

E no Capítulo 5 é apresentada a conclusão do trabalho, algumas considerações finais e sugestões de trabalhos futuros.

Capítulo 2 – Sistema de transmissão de energia sem fio utilizando acoplamento magnético ressonante forte

Neste capítulo é apresentado um breve estudo sobre sistemas de transmissão sem fio utilizando acoplamento indutivo ressonante. São apresentadas as peculiaridades do sistema quando composto por duas ou mais bobinas em termos do seu funcionamento e eficiência. É também proposto um circuito oscilador para a excitação do sistema. Os resultados experimentais obtidos com os protótipos construídos são comparados com os resultados de simulações.

2.1 Princípio básico de funcionamento do SCMR

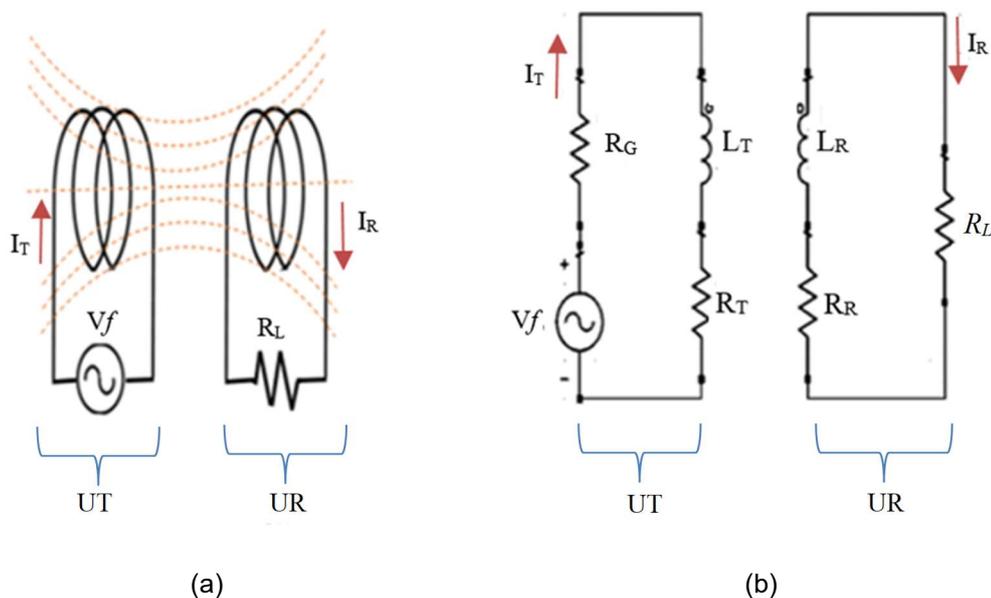
A configuração básica de um sistema SCMR é ilustrada na Figura 2-1(a). Como pode ser observado, esta configuração é análoga a de um transformador com núcleo da ar. A unidade transmissora – UT é alimentada por uma fonte de tensão V_f , e a corrente que circula, I_T , produz um campo que intercepta a unidade receptora – UR, induzindo nessa a corrente I_R que percorre a carga R_L . Na Figura 2-1(b) está ilustrado o circuito equivalente do SCMR. A resistência R_G corresponde a resistência interna da fonte. As resistências R_T e R_R correspondem respectivamente a resistência própria da UT e da UR, seus valores resultam da soma da resistência elétrica característica e da resistência devido ao efeito pelicular de cada bobina. L_T e L_R são as indutâncias próprias¹ das bobinas transmissora e receptora, respectivamente.

A indutância própria está diretamente relacionada com a energia acumulada pela bobina no campo magnético, e a resistência corresponde à energia dissipada. A relação entre a energia acumulada e a energia dissipada por uma bobina pode ser quantitativamente mensurada pelo fator de qualidade Q , dado por:

$$Q = \frac{2\pi fL}{R} = \frac{\omega L}{R}, \quad (2.1)$$

¹ O Apêndice A deste trabalho apresenta uma análise paramétrica de bobinas impressas juntamente com sua otimização para obtenção de valores elevados do fator de qualidade.

Figura 2-1 - SCMR: (a) Configuração básica (b) Circuito equivalente



Fonte: Dados do autor

onde f é a frequência de operação do sistema, L é a indutância própria da bobina e R sua resistência, sendo a frequência angular $\omega=2\pi f$. Um alto valor para Q é um dos principais parâmetros a serem considerados no projeto de sistemas SCMR. É portanto desejável que as bobinas que compõem o sistema WPT possuam o maior valor de indutância possível e dissipem o mínimo de energia (Bocan & Sejdí'c, 2016) e (Castro, 2010).

O circuito equivalente na Figura 2-1(b) omite a capacitância parasita das bobinas do sistema, que dependendo da geometria da bobina e da frequência de operação apresenta um valor muito baixo. Neste trabalho foram investigadas bobinas impressas devido à precisão que pode ser alcançada no processo construtivo e ao fato de conduzirem a sistemas compactos. Em bobinas impressas, o valor da capacitância parasita é da ordem de picofarads, (Ezzulddin & Ibraheem, 2017), e desta forma exerce pouca influência na frequência de ressonância proposta para este trabalho, ≈ 1 MHz.

A corrente elétrica I_T ao percorrer a bobina da UT gera um campo magnético e o termo acoplamento se refere a interação das bobinas do sistema com este campo. A medida deste acoplamento, ou interação, é dada pela indutância mútua, L_M , entre as bobinas. A Figura 2-2 ilustra os parâmetros considerados para o cálculo da indutância mútua entre duas bobinas

filamentares. Uma formulação clássica para o cálculo da indutância mútua entre duas espiras filamentosas A e a é a equação de Neumann (Hurley, 1995):

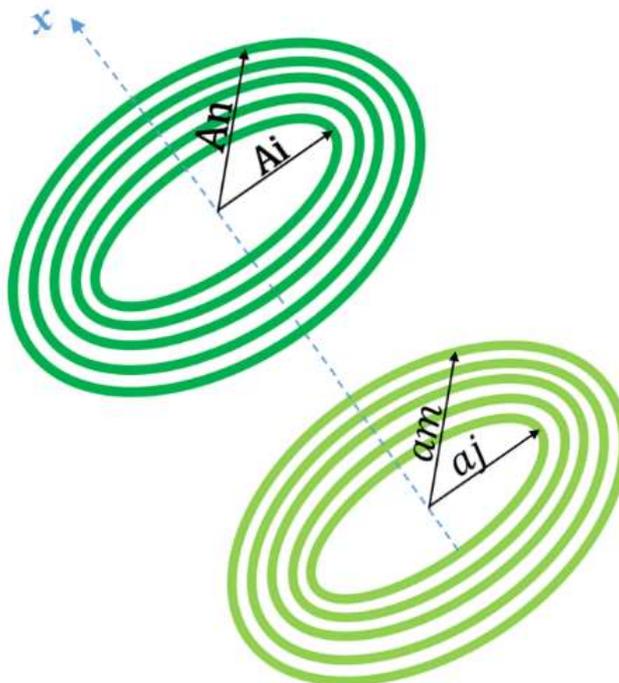
$$L_{MAa} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{A a \cos(\varphi - \varphi') d\varphi d\varphi'}{\sqrt{A^2 + a^2 + x^2 - 2Aa \cos(\varphi - \varphi')}} \quad (2.2)$$

onde A e a são os respectivos raios de cada espira filamentar respectivamente identificadas na Figura 2-2 com os subscritos i e j variando de $1 \leq i \leq n$ e $1 \leq j \leq m$, com n e m sendo o número total de espiras em cada bobina respectivamente, φ e φ' são seus respectivos ângulos em radianos e x é a distância que separa as bobinas (Akyel, Babic, Wu, & Mojica, 2006), (Queiroz, 2003) e (Uei-Ming & Ghovanloo, 2007).

A indutância mútua total, L_M , entre bobinas com mais de uma espira é calculada a partir do somatório da indutância mútua entre cada par de espiras das duas bobinas (Queiroz, 2003) e (Silva, 2012):

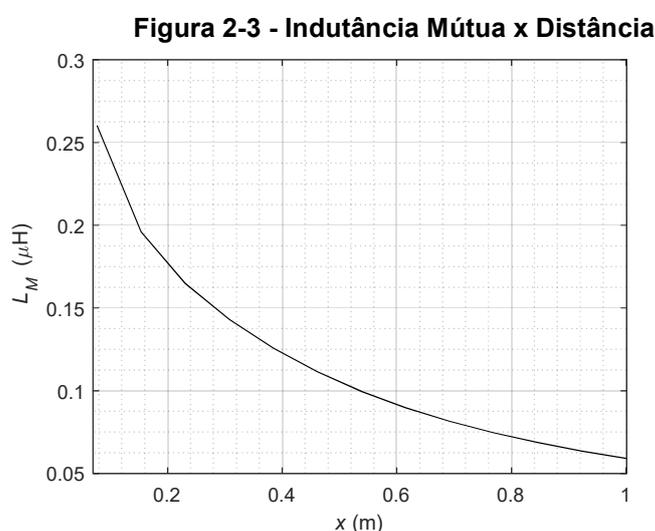
$$L_M = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m L_{M_{ij}} \quad (2.3)$$

Figura 2-2 - Bobinas filamentosas



Fonte: Dados do autor

Observa-se, a partir da Equação (2.2) que o valor da indutância mútua entre duas bobinas é inversamente proporcional à distância, x , que as separa. Para demonstrar o comportamento desta interação foram propostas duas bobinas, ambas com 5 espiras cada, raio interno igual a 100 mm e raio externo igual a 140 mm, tal como ilustradas na Figura 2-2. A distância que separa as bobinas foi variada de 0 a 1 m e o resultado calculado para a indutância mútua entre estas espiras está representado na Figura 2-3. Observa-se, nesta figura, um decréscimo exponencial do valor da indutância mútua com o aumento da distância x , confirmando que a interação magnética entre as bobinas em questão é maior quando estão mais próximas (Silva, 2012) e (Nair & Choi, 2016).



Fonte: Dados do autor

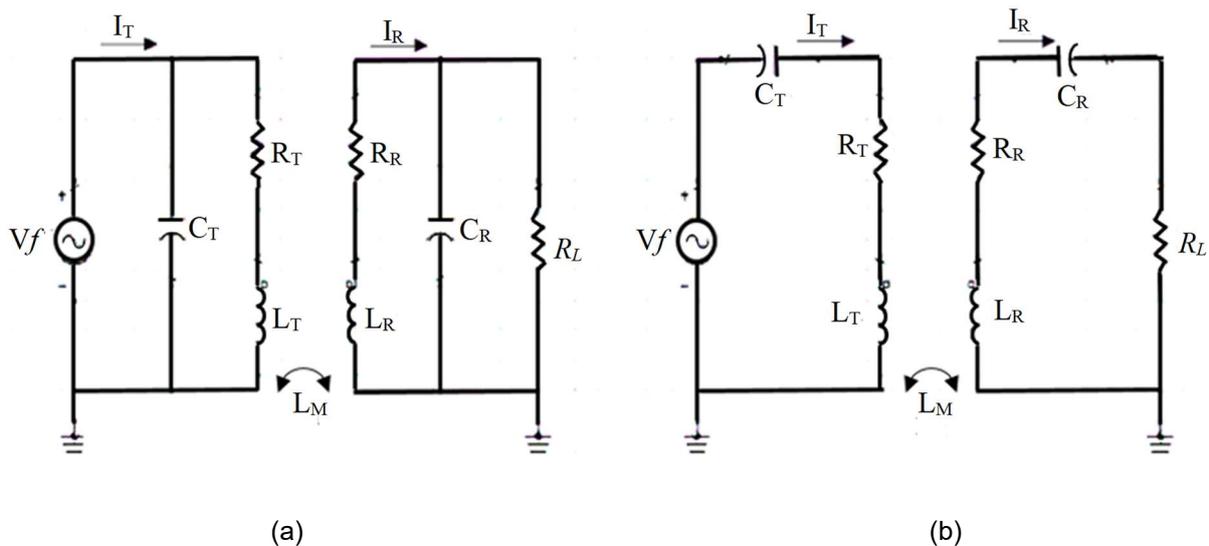
Um outro fator importante no projeto de sistemas SCMR é o coeficiente de acoplamento K . Este coeficiente é uma medida adimensional que representa o quão forte é a interação entre duas bobinas. Considerando a bobina da UT e a bobina da UR ele é diretamente proporcional à indutância mútua entre elas e inversamente proporcional à raiz do produto da indutância própria de cada uma das bobinas,

$$K = \frac{L_M}{\sqrt{L_T L_R}} \quad . \quad (2.4)$$

Para cada uma das bobinas que compõe um sistema SCMR, como apresentadas na Figura 2-1, a impedância é dada por $Z=R+j2\pi fL$ sendo $j2\pi fL$ a reatância indutiva da bobina em questão. Em circuitos RLC, a condição de ressonância ocorre quando a reatância indutiva é igual em magnitude à reatância capacitiva dada por $j/2\pi fC$. Essa condição ocorre

em uma frequência em que o módulo da corrente é maximizada ficando em fase com a tensão do circuito. Assim, a potência fornecida pela fonte e entregue à carga, de acordo com o casamento de impedância, é maximizada. Esta frequência de ressonância, f_R , é determinante para sistemas SCMR e deve ser considerada com critério para favorecer o forte acoplamento entre as bobinas, aumentando a eficiência, a potência transferida e o alcance do sistema. Uma vez que a capacitância parasita da bobina impressa sob estudo é desprezada, e com o objetivo de se projetar sistemas SCMR que ressoem em uma determinada frequência, as bobinas devem ser contrabalanceadas com a adição de capacitores externos. Desta forma, é possível igualar, em módulo, as reatâncias indutivas e capacitivas na frequência de ressonância desejada para que o sistema SCMR opere (Nair & Choi, 2016) e (Sandrolini, Reggiani, Puccetti, & Neau, 2012). Na Figura 2-4(a) a compensação ocorre com a adição de um capacitor em paralelo, e na Figura 2-4(b) com a adição de um capacitor em série em cada bobina.

Figura 2-4 - SCMR com compensação: (a) paralela e (b) série



Fonte: Dados do autor

Tanto para a compensação em série quanto para a compensação em paralelo, a frequência de ressonância, em Hz, do circuito é dada por (Kesler, 2017):

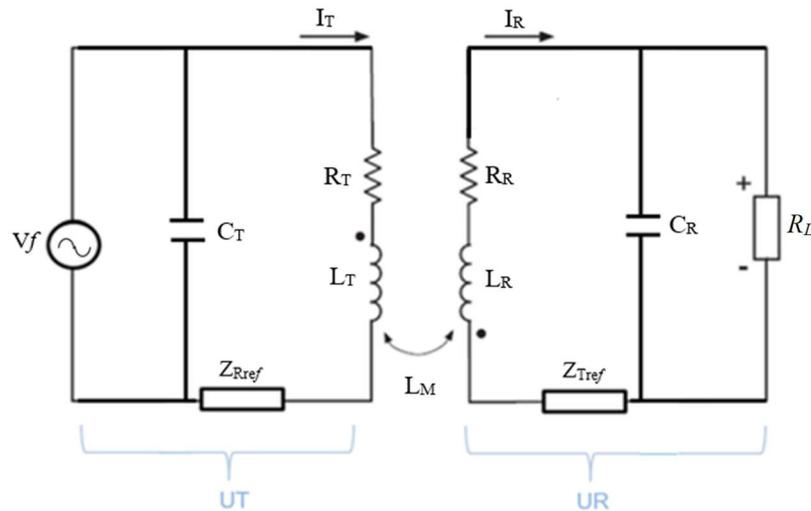
$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad , \quad (2.5)$$

onde, L é a indutância própria da bobina em questão e C a capacitância agregada.

Em termos de transmissão de energia, a eficiência e a potência transmitida são os objetivos e principais índices de qualidade desses sistemas. Todos seus parâmetros construtivos, aproximando os ressonadores como circuitos RLC equivalentes, influenciam nesses índices em especial a distância entre as bobinas. Com o objetivo de avaliar o desempenho do sistema com compensação paralela de forma dinâmica (considerando a variação da distância entre as bobinas), o circuito equivalente da Figura 2-4(a) foi redefinido considerando a interação magnética entre as bobinas, expressa pela indutância mútua L_M , como representado na Figura 2-5.

Devido ao acoplamento magnético, no SCMR, uma tensão Vf_{ref} é induzida nos terminais da UR, a qual é dada por (Li & Mi, 2015) e (Chopra & Bauer, 2011):

Figura 2-5 - Circuito equivalente SCMR com compensação paralela



Fonte: Dados do autor

$$Vf_{ref} = \frac{j\omega L_M^2}{Z_R} Vf , \quad (2.6)$$

onde Z_R é aqui considerada a impedância da UR, que é composta pela resistência R_R , a indutância L_R , a capacitância C_R e pela impedância refletida da UT, Z_{Tref} que é dada por (Chopra & Bauer, 2011) e (Abdolkhani, 2016):

$$Z_{Tref} = \frac{\omega^2 L_M^2}{Z_T} , \quad (2.7)$$

onde Z_T é a impedância do lado transmissor, composta pelos elementos do lado primário mais a impedância refletida pelo lado receptor, Z_{Rref} dada por (Abdolkhani, 2016):

$$Z_{Rref} = \frac{\omega^2 L_M^2}{Z_R}. \quad (2.8)$$

Observa-se que a troca de energia entre a UT e a UR é dinâmica dependendo da distância que separa as bobinas já que V_{fref} é diretamente proporcional a L_M^2 . Isto quer dizer que, alterando-se a frequência de operação ou a distância entre a UT e a UR, a impedância refletida por cada unidade é alterada e por consequência a troca de energia também é influenciada. Estas características tornam o circuito sensível a qualquer alteração de seus parâmetros em especial a distância; assim, o uso de ferramentas computacionais auxilia muito na análise do desempenho do sistema (Wei, Wang, & Dai, 2014). As Equações (2.6) a (2.8) podem ser diretamente aplicadas para o SCMR com compensação série.

2.2 Análise de eficiência e potência

Em sistemas SCMR, a carga que se deseja alimentar e a distância entre a UT e a UR são parâmetros que afetam a troca de energia entre as bobinas que compõem o sistema. Assim, os pontos ótimos de operação do sistema podem ser analiticamente determinados em termos da carga, R_L , acoplada aos terminais da UR e da indutância mútua, L_M , que é a grandeza que representa a interação entre duas ou mais bobinas em relação à distância que as separa. Ressalta-se que estes pontos ótimos ocorrem na condição de ressonância, alcançada quando a soma fasorial das componentes reativas do sistema é nula. Considerando o sistema ilustrado na Figura 2-5 em ressonância, a eficiência de transmissão de energia observada sobre a carga pode ser calculada pela equação (Hui, Zhong, & Lee, 2013), (Bouattoura, Kallela, & Kanouna, 2016) e (Chopra & Bauer, 2011):

$$\eta = \frac{\omega^2 L_M^2 R_L}{(R_R + R_L)[\omega^2 L_M^2 + R_T(R_R + R_L)]}. \quad (2.9)$$

A partir da Equação (2.9) observa-se que, a eficiência, η , assim como o fator de qualidade, Q , das bobinas que compõe o sistema são inversamente proporcionais às resistências R_T e R_R . Portanto, o desempenho do SCMR requer primordialmente o projeto de bobinas com alto valor de Q .

A potência ativa sobre os terminais da carga pode ser também calculada, considerando esta análise de circuito, pela equação :

$$P_L = \frac{\omega^2 L_M^2 R_L V_f^2}{[\omega^2 L_M^2 + R_T(R_R + R_L)]^2} . \quad (2.10)$$

A Equação (2.11) fornece o valor da resistência da carga que conduz ao maior valor de eficiência, $R_{L\eta max}$, obtido a partir da derivada da Equação (2.9) em relação a carga R_L ,

$$R_{L\eta max} = \sqrt{\frac{\omega^2 L_M^2 R_R}{R_T} + R_R^2} . \quad (2.11)$$

A Equação (2.12) fornece o valor da resistência da carga que conduz ao maior valor de potência, R_{LPmax} , obtido a partir da derivada da Equação (2.10) em relação a R_L ,

$$R_{LPmax} = \frac{\omega^2 L_M^2}{R_T} + R_R . \quad (2.12)$$

E a Equação (2.13) fornece o valor da indutância mútua que conduz ao maior valor de potência transferida, L_{MPmax} , obtido a partir da derivada da Equação (2.10) em relação a L_M ,

$$L_{MPmax} = \frac{\sqrt{(R_R + R_L)R_T}}{\omega} . \quad (2.13)$$

Algumas observações se fazem necessárias quanto a estas equações:

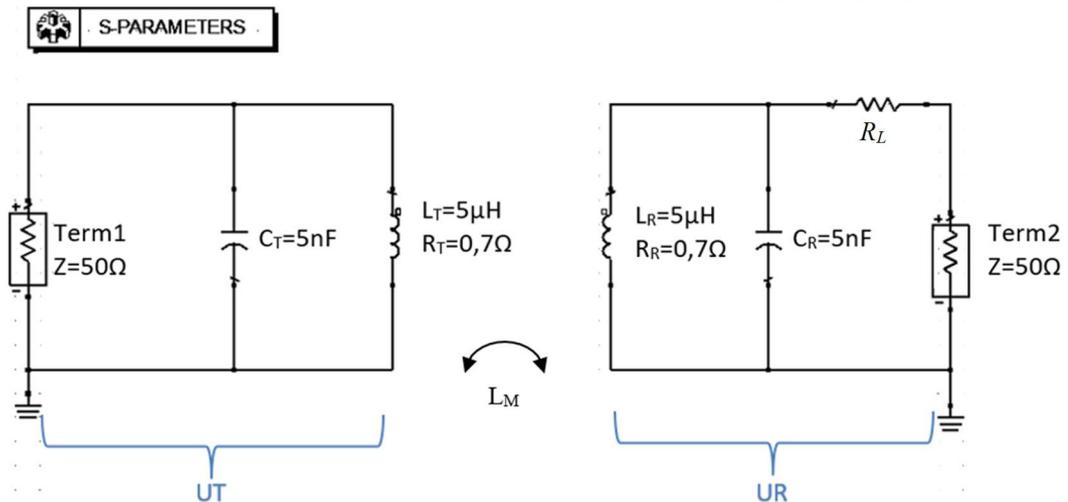
- A análise considera a condição de ressonância de um circuito com compensação paralela, desprezando qualquer potência reativa envolvida.
- Os valores máximos de potência e eficiência obtidos em relação a carga R_L foram determinados considerando um valor fixo para a indutância mútua. O ponto ótimo de potência pode ser encontrado com um valor diferente para R_L em relação ao ponto ótimo de eficiência.
- A derivada em relação à indutância mútua para a máxima eficiência de transmissão é não existente.

A análise destas equações é fundamentada na Teoria de Circuitos e pode ser algebricamente adaptada para circuitos com compensação em série e pode também ser estendida para sistemas com mais que duas bobinas. Porém neste caso as equações se tornam mais extensas. Essa análise também pode ser realizada, de forma simples e precisa, utilizando softwares comerciais. Assim, com o objetivo de simplificar o processo de análise,

os demais sistemas, cujos resultados são apresentados nesta Seção, foram avaliados com o auxílio do software ADS®.

A Figura 2-6 apresenta o circuito equivalente de um sistema SCMR com duas bobinas com compensação paralela para a análise da eficiência e sua resposta em frequência.

Figura 2-6 - Circuito equivalente do SCMR com 2 bobinas e compensação paralela



Fonte: Dados do autor

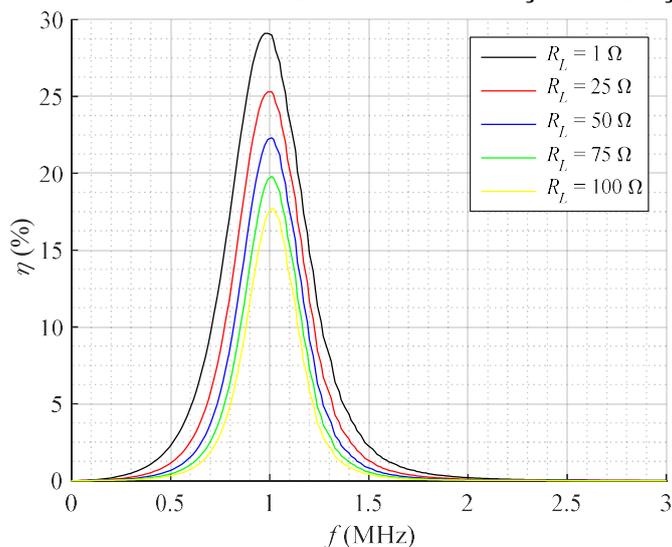
A opção pela investigação da compensação paralela neste trabalho se deve a algumas vantagens observadas em relação à compensação série:

- Os terminais dos capacitores na compensação série podem alterar o comprimento da bobina e por consequência a sua indutância e resistência.
- A condição de ressonância, na compensação paralela é alcançada com capacitores de valores menores, resultando por consequência em um melhor Q e
- Para bobinas impressas a compensação em paralelo apresenta maior praticidade para a conexão de diferentes valores de capacitores.

O circuito representado na Figura 2-6 é composto por duas bobinas iguais ($L_T=L_R= 5 \mu\text{H}$ e $R_T=R_R=0,7 \Omega$), estes valores foram selecionados propositalmente para apresentarem um baixo valor de Q , característico de bobinas impressas. O resistor R_G representa as perdas na fonte e seu valor é de 10Ω . O valor do coeficiente de acoplamento foi arbitrariamente escolhido $K=0,2$. As bobinas foram compensadas com capacitores de 5 nF de modo que

ambas ressoassem em uma frequência de ≈ 1 MHz. Os componentes “Term1” e “Term2”, utilizados na simulação e ilustrados na Figura 2-6, representam os terminais em que os parâmetros de espalhamento do circuito são avaliados e possuem um valor de impedância, arbitrariamente selecionado, de $Z=50 \Omega$. A eficiência de transmissão foi avaliada variando-se a carga R_L conectada aos terminais da UR, e os resultados obtidos estão apresentados na Figura 2-7.

Figura 2-7 - η do sistema SCMR com 2 bobinas em relação a variação da carga R_L



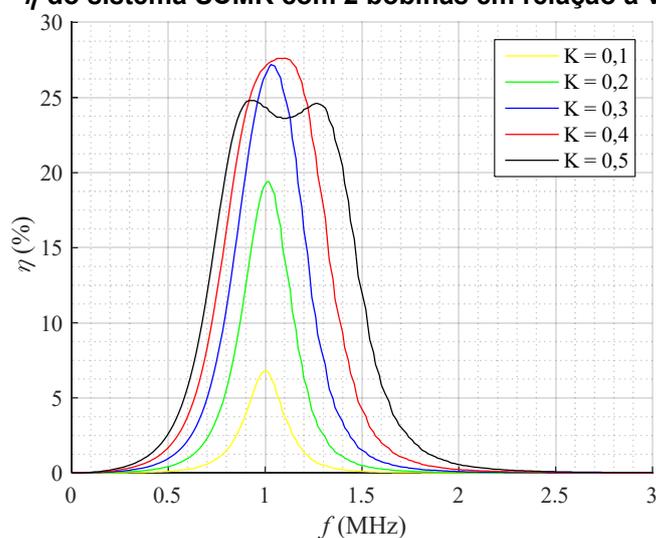
Fonte: Dados do autor

As curvas da Figura 2-7 indicam que, mantendo-se a unidade transmissora separada da unidade receptora por uma distância fixa correspondente a um $K=0,2$, a resposta da eficiência é inversamente proporcional a carga R_L , um resultado esperado e que corrobora o cálculo para a eficiência proposto pela Equação (2.9). Sendo o valor da carga puramente resistivo, a sua alteração praticamente não modificou a frequência de ressonância do sistema. O máximo pico de η acontece para $f \approx 1$ MHz conforme projeto, não ocorrendo deslocamento da frequência de ressonância.

O mesmo circuito da Figura 2-6 foi simulado alterando-se a distância que separa as duas bobinas, por meio da alteração do valor de K entre 0,1 a 0,5. A simulação foi realizada considerando uma carga de 100Ω para R_L . Embora o sistema tenha apresentado maior eficiência para cargas de menor valor, o valor de 100Ω foi adotado arbitrariamente por representar melhor valores reais de cargas. A resposta em frequência da eficiência do

sistema SCMR obtida está ilustrada na Figura 2-8. Observa-se que um maior valor de eficiência pode ser alcançado com o aumento de K , que está diretamente relacionado com a proximidade entre as bobinas. À medida que as UT e UR se aproximam o valor de K aumenta, porém para pequenas distâncias, que correspondem a valores de K próximos a 0,5, ocorre um deslocamento na frequência de ressonância, ou seja o aparecimento de dois picos de ressonância. Esse comportamento é esperado, conhecido como Divisor de Frequência (*Frequency Split*) (Sample, Meyer, & Smith, 2011) , e está associado à mudança no valor da impedância de cada bobina devido ao forte acoplamento entre elas.

Figura 2-8 - η do sistema SCMR com 2 bobinas em relação a variação de K



Fonte: Dados do autor

2.2.1 Divisor de frequência

A transmissão de energia em um sistema SCMR é maximizada quando a impedância da UT somada à impedância da UR e da carga R_L refletida para a UT é igual à impedância da fonte que alimenta o sistema. Adicionalmente, é desejável que as bobinas de um SCMR operem com um fator de potência unitário, ou seja, a soma fasorial de suas reatâncias indutiva, devido a indutância própria e a mútua, e capacitiva seja zero (condição de ressonância), assim um maior valor de eficiência pode ser alcançado pelo sistema. Neste sentido, a distância que separa a UT da UR interfere diretamente na indutância mútua entre as bobinas e conseqüentemente no valor de sua reatância indutiva. Essa alteração no valor

da reatância indutiva resulta em uma alteração na frequência de ressonância do sistema. Esse fenômeno chamado de Divisor de Frequência é mais intenso quando a distância entre as bobinas que compõe o SCMR é pequena. Ele é caracterizado pelo aparecimento de dois picos de ressonância distintos (Zhang & Zhao, 2014).

Esse fenômeno é investigado no trabalho realizado por (Niu, Gu, Chu, & Shen, 2012) que demonstra que a impedância refletida da UR, a impedância da carga, a resistência parasita de cada uma das bobinas, a resistência interna da fonte são fatores que influenciam o valor da frequência de ressonância do SCMR. Em especial a proximidade entre a UT e a UR conduz ao surgimento de dois picos de ressonância distintos daquele observado com um fator de potência unitário, ou seja, quando a soma das reatâncias do sistema é nula. Neste caso, os picos de ressonância do sistema ocorrem em frequências angulares, ω , diferentes daquela calculada para o fator de potência unitário, ω_r . Nesta condição a Equação (2.10) deve ser rescrita considerando esta diferença (Wei, Wang, & Dai, 2014):

$$P_L = \frac{\omega^2 L_M^2 R_L V_f^2}{[(\omega - \omega_r)^2 L_M^2 + R_T(R_R + R_L)]^2} \quad (2.14)$$

Segundo (Wei, Wang, & Dai, 2014), o fenômeno da divisão de frequência ocorre quando a derivada da Equação (2.14) em função da frequência angular ω é igual a zero. A condição de ressonância do sistema é dada pelas raízes da equação resultante dessa derivada. O sistema SCMR é dito criticamente acoplado (*Critical coupling*) quando a corrente na UR é máxima, e isto ocorre quando o coeficiente de acoplamento é igual aquele calculado para um fator de potência unitário ($\omega = \omega_r$). Neste caso, o valor de K do sistema atingiu seu valor máximo, chamado de coeficiente de acoplamento crítico, K_c . Observando a Figura 2-8, o pico da curva em azul indica esta condição, esse é o ponto de maior eficiência na frequência de operação desejada.

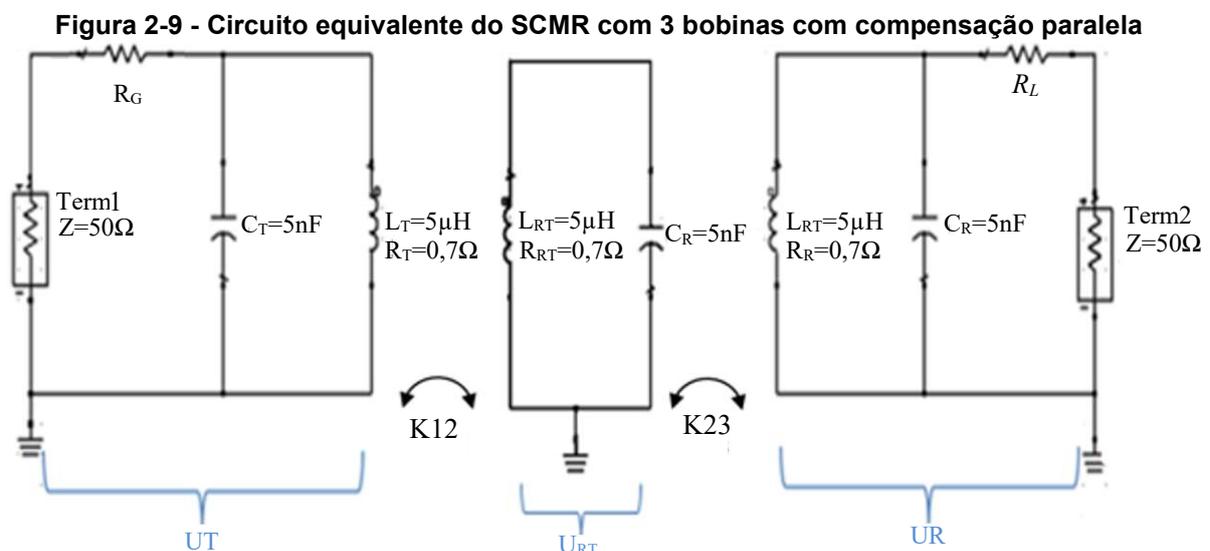
O sistema é dito sub-acoplado (*under coupling*) quando o coeficiente de acoplamento é menor do que aquele calculado para um fator de potência unitário ($K < K_c$); isto quer dizer que a corrente induzida na UR é menor devido a maior distância entre as bobinas e conseqüentemente menor interação entre seus campos magnéticos. Esta condição é observada nas curvas em verde e em amarelo na Figura 2-8.

O sistema é dito sobre-acoplado (*over coupling*) quando seu coeficiente de acoplamento é maior do que aquele calculado para um fator de potência unitário ($K > K_c$); isto quer dizer que, devido à maior proximidade entre as bobinas a interação entre seus campos magnéticos é forte o suficiente para deslocar o pico de eficiência para uma frequência

diferente da projetada (curva em vermelho) ou até gerar dois picos em frequências diferentes daquele calculado para um fator de potência unitário. Essa última condição é representada pelas curvas em preto na Figura 2-8.

2.3 Acoplamento indutivo ressonante com múltiplas bobinas

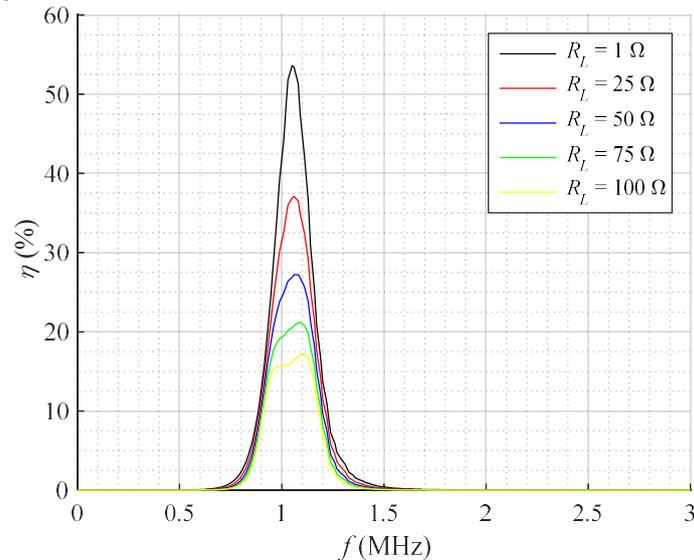
Conforme apresentado na Seção 2.2, a análise da eficiência de transmissão de um SCMR constituído de duas bobinas pode ser estendida para sistemas com mais de duas bobinas. O emprego de mais bobinas no sistema justifica-se também pelo interessante resultado obtido pelo MIT em termos de eficiência no qual foram utilizadas quatro bobinas com forte acoplamento indutivo ressonante (Kurs, et al., 2005). Assim nesta Seção são apresentados e avaliados os resultados de simulações de sistemas SCMR com três e quatro bobinas com o auxílio do software ADS®. A Figura 2-9 ilustra um circuito equivalente de um sistema SCMR composto por três bobinas idênticas. A UT possui indutância $L_T=5\ \mu\text{H}$, resistência própria $R_T=0,7\ \Omega$ e é conectada ao componente Term1 e ao resistor R_G que representa as perdas na fonte, sendo seu valor arbitrariamente definido, $R_G=10\ \Omega$. A unidade retransmissora, U_{RT} e a UR possuem componentes com os mesmos valores da UT, sendo a UR conectada ao componente Term2 e a carga R_L . Todos as unidades foram contrabalanceadas com capacitores de 5 nF ajustados para a frequência de ressonância de $\approx 1\ \text{MHz}$.



Fonte: Dados do autor

O coeficiente K_{12} é relativo ao fator de acoplamento entre a UT e a U_{RT} , e K_{23} é relativo ao fator de acoplamento entre a U_{RT} e a UR. Ambos foram ajustados para 0,2, variando apenas a carga R_L para a faixa de frequência entre 0 e 3 MHz. Os resultados obtidos estão apresentados na Figura 2-10.

Figura 2-10 - η do sistema SCMR com 3 bobinas em relação à variação da carga R_L



Fonte: Dados do autor

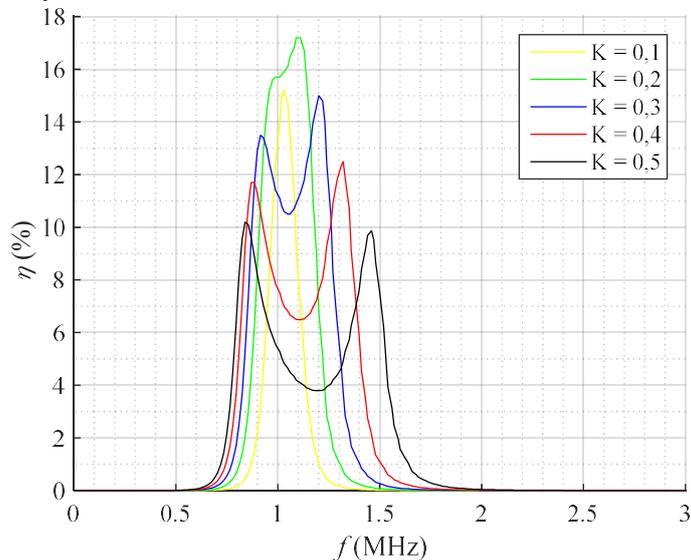
Observa-se pelas curvas da Figura 2-10 que o sistema SCMR com três bobinas apresenta um comportamento mais seletivo que o sistema com duas bobinas, ou seja, a condição de ressonância ocorre em uma faixa de frequência mais estreita com pico em ≈ 1 MHz. É observado um leve deslocamento da frequência de ressonância. A curva em amarelo correspondente a carga de 100Ω apresenta um comportamento que indica o surgimento discreto de um segundo pico de ressonância. O pico máximo de η ocorre para a carga de 1Ω como esperado uma vez que a eficiência é inversamente proporcional ao produto da carga pelas resistências que representam as perdas do sistema. A η obtida, para todas as cargas avaliadas, foi superior àquela obtida para o sistema SCMR com apenas duas bobinas. Adicionalmente a inclusão da U_{RT} proporciona um aumento na distância de transmissão entre a UT e a UR, já que a distância referente a $K=0,2$ é considerada entre a UT e a U_{RT} e entre esta e a UR.

As curvas de eficiência apresentadas na Figura 2-11 foram obtidas considerando uma carga padrão de 100Ω conectada aos terminais da UR. Foi mantido um acoplamento entre

a UT e a U_{RT}, K₁₂=0,2, e variado o acoplamento entre U_{RT} e UR, 0,1<K₂₃<0,5. Verifica-se pela avaliação dos valores de K₂₃ que o valor máximo de η ocorre próximo da frequência de ressonância projetada quando as bobinas estão separadas por uma distância relativamente grande sendo K₂₃<0,2. A medida em que a UR se aproxima da U_{RT}, o que representa um aumento no valor de K₂₃, é evidenciado o fenômeno de divisão de frequência prejudicando a eficiência do sistema. Os picos de ressonância gerados devido ao fenômeno de divisão de frequência ocorrem em frequências cada vez mais distantes da frequência desejada com o aumento no valor de K₂₃.

Os resultados das simulações realizadas indicam que a inclusão de uma bobina retransmissora contribui para o incremento do valor de η e do alcance de transmissão, mesmo considerando que as bobinas utilizadas no sistema apresentam baixos valores de Q o que implica em perdas por dissipação. Desta forma, a η de sistemas pode ser incrementada com a inclusão de bobinas retransmissoras e, em especial, com o projeto de bobinas que apresentam valores elevados de Q , (um estudo para o projeto de bobinas impressas está incluso no Anexo A deste trabalho).

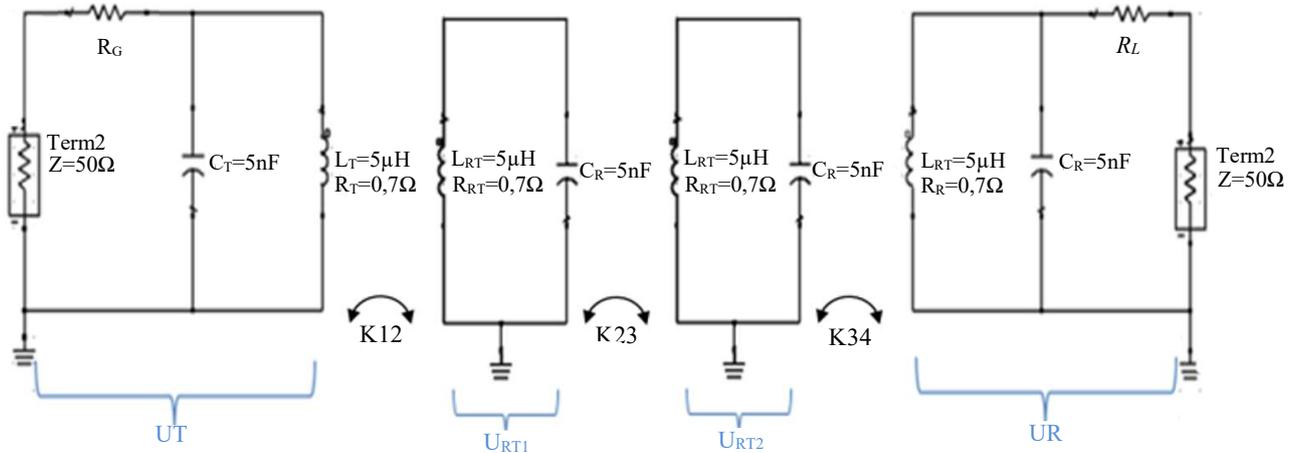
Figura 2-11 - η do sistema SCMR com 3 bobinas em relação à variação de K



Fonte: Dados do autor

Prosseguindo as análises, a η do sistema é avaliada com a adição de uma segunda bobina retransmissora com as mesmas características de capacitância, indutância e resistência próprias, sendo $C_T=C_{RT}=C_R=5$ nF, $L_T=L_{RT}=L_R=5$ μ H e $R_T=R_{RT}=R_R=0,7$ Ω . O circuito equivalente do sistema SCMR com quatro bobinas é na Figura 2-12.

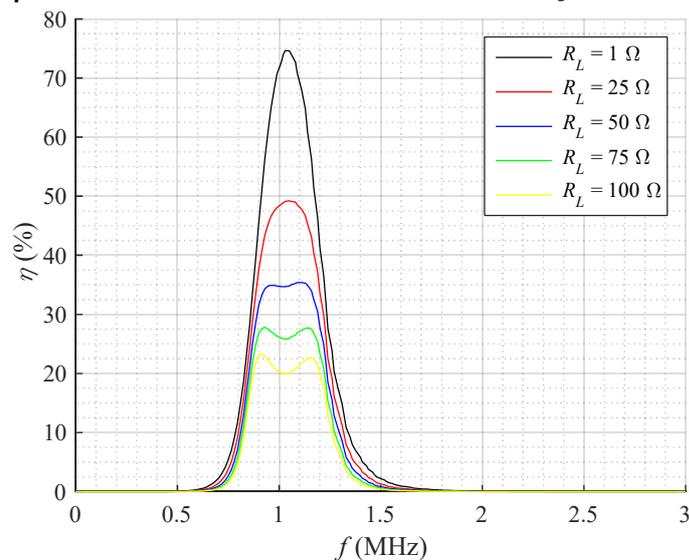
Figura 2-12 - Circuito equivalente do SCMR com 4 bobinas com compensação paralela



Fonte: Dados do autor

Seguindo os mesmos procedimentos empregados na análise do SCMR com três bobinas, a avaliação do SCMR com quatro bobinas considera inicialmente os coeficientes de acoplamento K_{12} , K_{23} e K_{34} iguais a 0,2, variando-se a carga R_L conectada a UR. Os resultados obtidos estão ilustrados na Figura 2-13.

Figura 2-13 - η do sistema SCMR com 4 bobinas em relação a variação da carga R_L

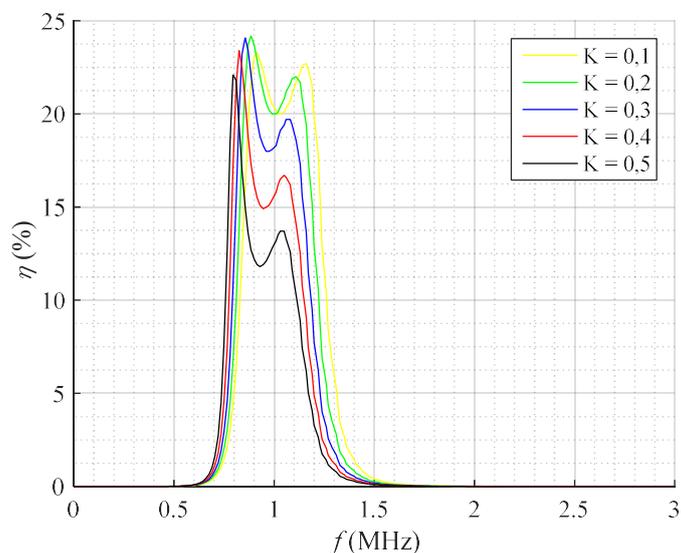


Fonte: Dados do autor

Como pode ser observado a partir dos resultados das simulações realizadas com duas, três e quatro bobinas o aumento da carga R_L resultou na redução da eficiência do SCMR em todos os casos. A inclusão de uma segunda bobina retransmissora, U_{RT2} , no sistema SCMR também contribuiu para o surgimento de um segundo pico de ressonância, sendo estes picos observados nas frequências de aproximadamente 0,9 MHz e 1,3 MHz. Ressalta-se que, como os valores de $K_{12}=K_{23}=K_{34}=0,2$ são iguais, a distância de transmissão que os representa é considerada três vezes, sendo o alcance de transmissão maior em relação ao sistema SCMR com duas e com três bobinas na mesma condição.

Na Figura 2-14 são apresentados os resultados para o sistema agora investigado em relação à variação dos valores de K . Foi ajustado um valor de acoplamento, $K_{12}=K_{34}=0,2$, variando-se K_{23} , $0,1 < K_{23} < 0,5$, que representa a distância entre os dois conjuntos formados, o primeiro constituído pela UT e uma U_{RT1} , e o segundo constituído uma U_{RT2} e a UR com uma carga de 100Ω conectada aos seus terminais. Ressalta-se aqui que a escolha da carga de 100Ω foi realizada de forma arbitrária com o objetivo de padronizar os resultados com uma carga de valor prático.

Figura 2-14 - η do sistema SCMR com 4 bobinas em relação à variação de K



Fonte: Dados do autor

A Tabela 2-1 apresenta os resultados de η do sistema SCMR com duas, três e quatro bobinas em relação a carga R_L considerando $K=0,2$ na frequência de 1 MHz. A análise dos valores indica que para este valor de acoplamento a inclusão de bobinas trouxe uma melhora significativa para o sistema. Observa-se, que o aumento no valor de R_L , conforme

mencionado, reduz os valores de η . Para $R_L=100 \Omega$ a diferença nos valores máximos de η do sistema nas três topologias é de dois pontos percentuais. Observa-se ainda que, para $R_L=75 \Omega$ e $R_L=100 \Omega$ o sistema com três bobinas apresentou valor de η menor que o sistema com duas bobinas, este comportamento se justifica, em parte, pelo deslocamento do pico de ressonância para uma frequência diferente da frequência desejada de 1 MHz. No entanto, novamente, é importante ressaltar que apesar do nível equivalente nos valores de η ocorre um incremento no alcance de transmissão com a inclusão de bobinas, uma vez que a distância equivalente ao coeficiente $K=0,2$ é considerada duas vezes no sistema SCMR com três bobinas e três vezes no sistema com quatro bobinas.

Tabela 2-1 η em relação a R_L para $K=0,2$

SCMR Carga	2-Bobinas	3-Bobinas	4-Bobinas
1 Ω	28,597%	44,183%	61,114%
25 Ω	25,407%	32,864%	42,158%
50 Ω	22,351%	24,995%	30,442%
75 Ω	19,808%	19,579%	23,003%
100 Ω	17,670%	15,715%	17,989%

Fonte: Dados do autor

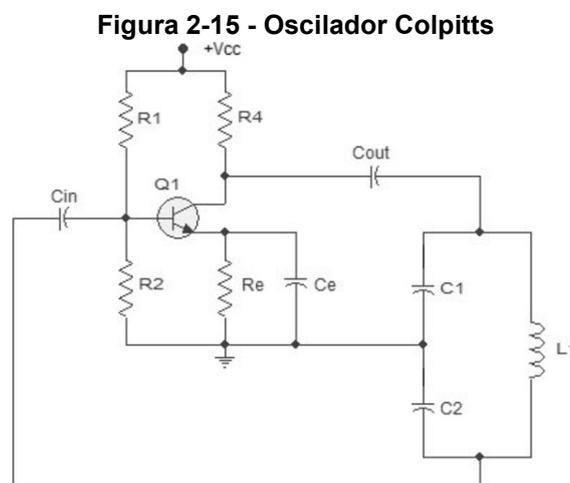
Os resultados das simulações realizadas nesta Seção estão de acordo com aqueles encontrados nas referências utilizadas no que diz respeito às limitações de sistemas SCMR quanto ao alcance e eficiência, bem como suas vantagens (Hui, Zhong, & Lee, 2013) e (Wei, Wang, & Dai, 2014). As simulações realizadas neste capítulo empregam parâmetros de espalhamento para análise da eficiência do circuito equivalente do sistema SCMR. Entretanto, uma análise mais rigorosa pode ser realizada considerando o modelo real de um gerador de sinais. Assim, neste trabalho é proposto o emprego de um circuito oscilador que seja capaz de atuar como fonte de alimentação para o sistema, de forma que a eficiência global do SCMR possa ser avaliada de forma experimental e comparada com os resultados das simulações. O emprego de um circuito oscilador para alimentar o sistema é interessante pois permite sua utilização sem a necessidade do uso de um gerador de sinais comercial.

2.4 Gerador de sinais

Pesquisas sobre WPT com SCMR têm crescido muito em número, mas nem sempre esses estudos provêm informações quanto ao sinal de excitação empregado, por utilizarem um gerador de sinais convencional, analisando a eficiência do sistema a partir da potência entregue pelo gerador à bobina transmissora.

Os estudos sobre eletrônica de potência aplicada a WPT têm investigado inversores e osciladores cujos circuitos variam em complexidade e robustez. Akuzawa (Akuzawa, Tsuj, Matsumori, & Sakai, 2014) desenvolveu um inversor “Classe-E” para aplicação em WPT com potência de 300 W e 95 % de eficiência. Um inversor de mesma categoria, também aplicado em WPT, foi desenvolvido por Zhenya (Wang, Wang, & Zang, 2015) com chaveamento modelado por Comutação com passagem por zero – ZVS (*Zero-Voltage Switching*) e Comutação Derivativa com passagem por zero – ZDS (*Zero-Voltage Derivative Switching*). O projeto desenvolvido por André Kurs (Kurs, et al., 2005) no MIT recebeu destaque na revista Science por atingir uma eficiência de 40 % na transmissão de 60 W de energia a uma distância de 2 m. Nesse projeto a UT foi alimentada por um gerador de sinais denominado Oscilador Colpitts conectado a uma bobina “guia”, ou “*drive*” em inglês, com raio de 25 cm.

O oscilador Colpitts, como ilustrado na Figura 2-15, é capaz de produzir um sinal oscilante como uma onda quadrada ou senoidal de tensão em uma ampla faixa de frequência sobre o indutor L1. Para aplicações em WPT o indutor L1 pode ser utilizado como uma bobina transmissora. Esse modelo de oscilador foi desenvolvido em 1918 pelo engenheiro americano *Edwin H. Colpitts* (Colpitts, 1918).

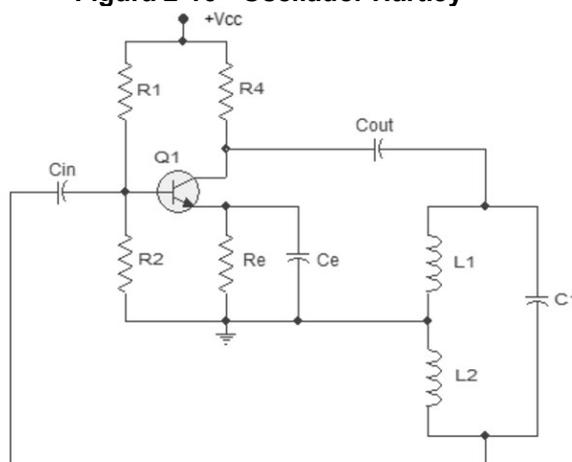


Fonte: Dados do autor

Para aplicações em SCMR, o oscilador Colpitts se adapta melhor devido a sua realimentação ser realizada sobre os capacitores, sendo o indutor L1 utilizado como bobina transmissora; entretanto, sua eficiência é baixa. Ainda no experimento realizado por André Kurs (Kurs, André; et al., 2007) a eficiência de 40 % obtida seria efetivamente de 15 % quando medida considerando-se o oscilador Colpitts utilizado no projeto. A eficiência de um sistema SCMR utilizando como fonte de sinal um oscilador Colpitts é também investigada em (Jang, Lee, & Joon, 2012) onde são propostos métodos para melhorar o casamento de impedância e assim incrementar sua eficiência. Em um sistema de baixa potência, a interferência na frequência de ressonância ocasionada pela presença da mão humana na região próxima do campo magnético gerado por um sistema SCMR utilizando circuito oscilador Colpitts é investigada em (Liu, Gu, & Li, 2015) e (Xiao, Genschow, & Liu, 2015). Esses estudos têm como objetivo de viabilizar a interação humana com celulares sem a necessidade do contato com a tela.

Modelos de oscilador que utilizam indutores e capacitores no circuito são por vezes denominados como osciladores LC. Um outro tipo de oscilador utilizado em SCMR é o oscilador Hartley ilustrado na Figura 2-16. Esse oscilador Hartley foi desenvolvido em 1920 pelo engenheiro americano Ralph Hartley, e tal qual o oscilador Colpitts, apresenta resposta alternada em seus terminais de saída diretamente relacionada ao sinal de entrada. Contudo no oscilador Hartley os indutores L1 e L2 são utilizados como um divisor de potencial para a realimentação positiva da chave Q1, enquanto no oscilador Colpitts esta função é realizada pelos capacitores C1 e C2 (Hartley, 1920).

Figura 2-16 - Oscilador Hartley



Fonte: Dados do autor

O estudo realizado por (Wang, et al., 2016) investiga a eficiência de sistemas SCMR que utilizam dois modelos diferentes para seus circuitos de transmissão. Um dos circuitos de transmissão é composto por um oscilador Colpitts e um retificador de meia onda, e o outro é composto por um oscilador Hartley e um retificador de onda completa. Entretanto, devido às características do oscilador o sistema com o oscilador Hartley emprega duas bobinas transmissoras, como ilustra a Figura 2-16, e por este motivo os resultados com esta configuração apresentaram uma eficiência superior a observada para o circuito utilizando o oscilador Colpitts, que emprega apenas uma bobina no seu circuito de transmissão.

Criado em 1954, o oscilador Royer, ilustrado na Figura 2-17, recebeu esse nome em homenagem a seu inventor George H. Royer e é reconhecido por sua simplicidade, baixo custo e por fornecer como sinal de saída ondas quadradas que podem ser facilmente transformadas em sinais senoidais com a adição de componentes passivos no circuito (Royer, 1954). Um estudo comparativo da aplicação de cobre ou de alumínio nas bobinas de um sistema SCMR é realizado em (Supriyanto, Wulandari, & Suhendar, 2016). Neste trabalho é utilizado um modelo de oscilador LC denominado Royer por possuir um forte sinal de oscilação e um circuito simples.

Figura 2-17 - Oscilador Royer

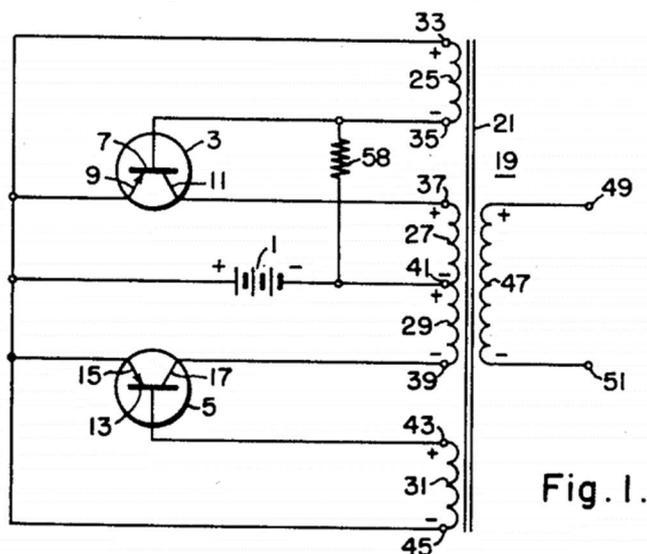


Fig. 1.

Fonte: (Royer, 1954)

No trabalho realizado por (Angrisani, D'Alessandro, & D'Apuzzo, 2014) o emprego de um circuito oscilador do tipo Royer em um sistema SCMR é discriminado em detalhes e em

razão da sua funcionalidade e facilidade de simulação, foi avaliada a resposta do circuito quando da alteração dos valores dos seus componentes. Nesse trabalho, os autores investigam a utilização da tecnologia SCMR para a substituição de baterias em aplicações em que a manutenção ou substituição da bateria seja dispendiosa ou mesmo perigosa, como é o caso de sensores intra-corporais, implantes microeletrônicos e aplicações médicas ou militares em que o baixo nível de carga em baterias auxiliares pode acarretar mal funcionamento. Utilizando duas bobinas idênticas para a transmissão e recepção, cada uma com 14 cm de diâmetro, os autores avaliaram a potência transmitida em relação à distância. Com as bobinas alinhadas a uma distância de 8 cm, o sistema apresentou uma eficiência de 39,12 %, transferindo 8,45 W a uma carga de 20 Ω conectada à bobina receptora. Um sistema SCMR utilizando uma variação do circuito oscilador Royer é proposto por (Si, et al., 2005) para aplicação em sensores biomédicos com objetivo de estabilizar a frequência de operação. Neste caso, a compensação capacitiva é realizada por meio de dois modelos de controle de chaveamento de modo a fornecer uma frequência de operação sem distúrbios significativos para a carga.

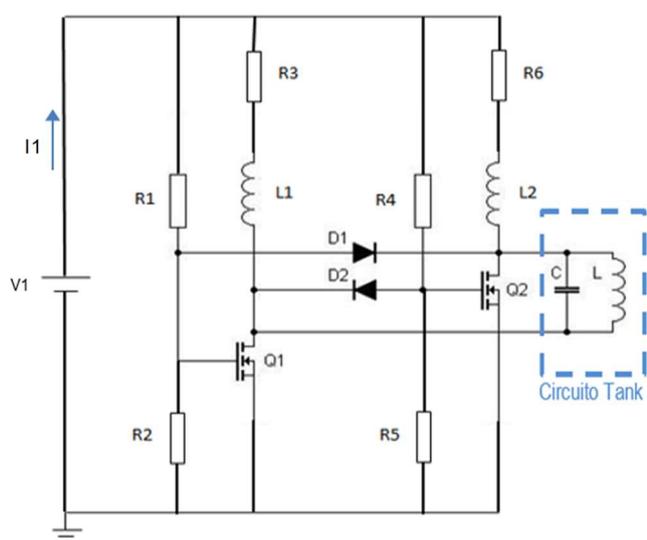
2.4.1 Projeto do conversor

A literatura especializada apresenta dispositivos com as mais variadas topologias, robustez, complexidade e controle, contudo, o propósito deste trabalho é desenvolver um gerador de sinais simples de baixo custo e eficiente. Neste sentido, a pesquisa desenvolvida neste trabalho foi direcionada a um modelo de conversor em que a bobina transmissora fosse parte do circuito oscilante, de forma similar ao modelo desenvolvido em (Si, et al., 2005). O modelo de conversor escolhido é uma variação do circuito de um oscilador Royer e consiste basicamente de 2 MOSFETs, que têm seus ciclos de chaveamento controlados por um circuito “*tank*” ou “circuito ressonante”, composto pela bobina transmissora e um capacitor que definem a frequência de operação de acordo com a sua ressonância, calculada tal qual na Equação (2.5). A topologia desse conversor está ilustrada na Figura 2-18(a) e uma foto do protótipo construído é apresentada na Figura 2-18(b).

O circuito do oscilador foi projetado a partir de simulações realizadas no software Proteus®. O oscilador ressonante é alimentado por uma fonte de alimentação chaveada com tensão de saída $V_1=24$ V, sendo I_1 a corrente de entrada. R1, R2, R4 e R5 são denominados de resistores de “*gate*” com valor de resistência igual a 270 Ω . A função desses resistores é

basicamente agir como divisores de tensão mantendo os valores de tensão entre “*gate*” e “*source*” (V_{gs}) dentro dos limites funcionais estabelecidos para as chaves utilizadas. Q1 e Q2 são “chaves ativas” e no circuito foram utilizados dois transistores de efeito de campo do tipo IRF840 que são controlados por um sinal de tensão V_{gs} máximo de 20 V. D1 e D2 são diodos do tipo 1N7435A e auxiliam na alteração da comutação das chaves Q1 e Q2. Assim, o estado de operação das chaves é controlado de forma que ambas atuem de forma alternada em seus ciclos de condução e bloqueio, através da aplicação de um sinal de tensão em seus respectivos terminais de disparo.

Figura 2-18 - Circuito oscilador Ressonante: (a) topologia e (b) protótipo construído



(a)

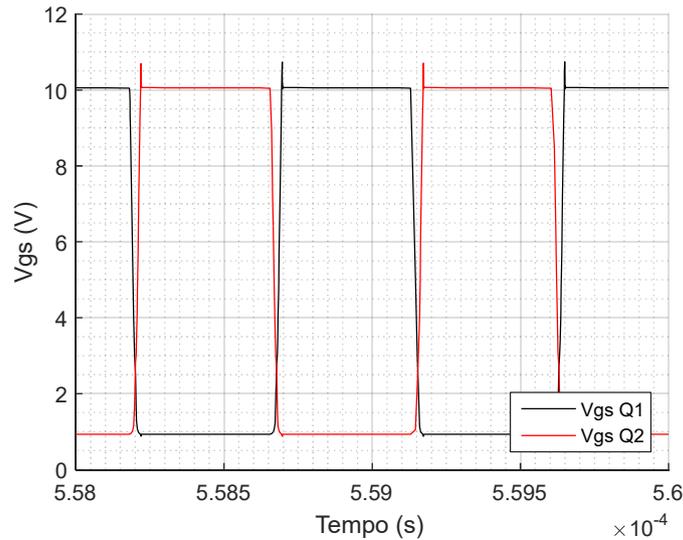


(b)

Fonte: Dados do autor

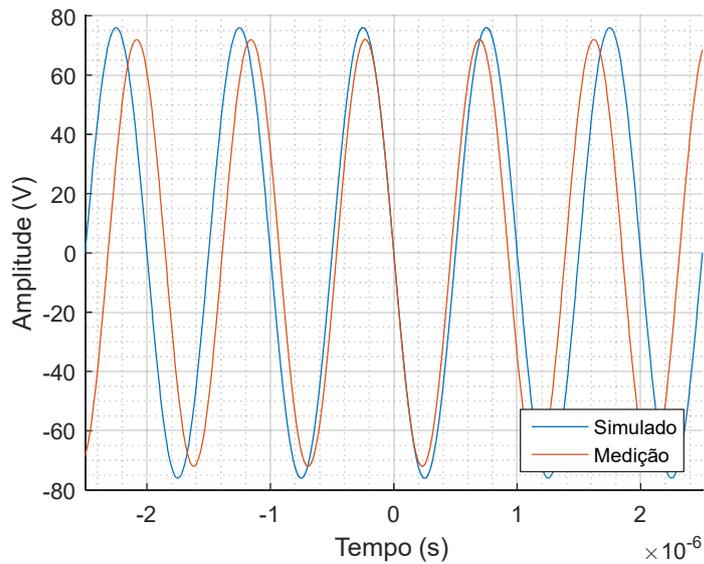
A Figura 2-19 ilustra o sinal de tensão V_{gs} para Q1 e Q2 para o este circuito. Estes osciladores fornecem um sinal retangular na saída que pode ser transformado em um sinal senoidal com a aplicação de componentes passivos; neste circuito esta função é desempenhada pelos indutores L1 e L2. Seus valores de indutância foram alterados na simulação até que a forma da onda de tensão na saída do oscilador apresentasse um comportamento senoidal, o valor mínimo encontrado foi de 10 mH para cada indutor, gerando a onda senoidal ilustrada na Figura 2-20.

Figura 2-19 - Tensão de disparo chaves Q1 e Q2



Fonte: Dados do autor

Figura 2-20 - Tensão de saída do oscilador ressonante



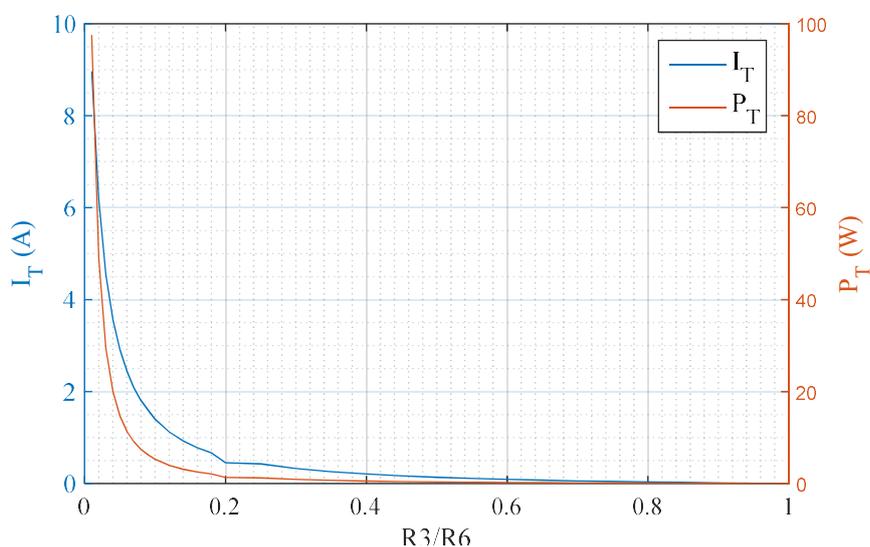
Fonte: Dados do autor

Os indutores L1 e L2, são do tipo toroidal e são compostos por um núcleo de ferrite modelo MMT139T1912 (diâmetro externo de 19 mm, diâmetro interno de 13 mm, altura de 11,5 mm) e 36 espiras em fio cobre esmaltado AWG 19. O protótipo do oscilador construído foi capaz de fornecer um sinal senoidal de tensão com amplitude suficiente para aplicações em SCMR, com pico de tensão igual a 74 V e frequência de 1,12 MHz. Os valores simulados para este circuito alcançaram um valor de pico de tensão de 76 V na frequência de 1 MHz. Essa diferença justifica-se pela utilização de um capacitor com valor comercial de 4,7 nF

para o protótipo em relação a necessidade de um capacitor de $\approx 5,3$ nF sendo a indutância L do circuito “*tank*” de $\approx 4,73$ μ H.

O circuito proposto tem como vantagem sua simplicidade, uma vez que MOSFETs podem ser acionados por nível de tensão, sem a necessidade de grande potência no circuito de disparo e o fato de possuir alta velocidade de comutação, entre 50 ns a 200 ns. Apesar da consistência do sinal de tensão na saída, o oscilador proposto também apresenta limitações quanto a eficiência. Os resistores R3 e R6, presentes no circuito da Figura 2-18(a), limitam a corrente de dreno das chaves Q1 e Q2 e sobre a bobina transmissora, L, em cada um dos ciclos de condução e também são responsáveis pela maior parte da dissipação de energia no oscilador, e afetando assim sua eficiência. Dessa forma, foi realizado um estudo para encontrar os valores de R3 e R6 que forneçam a maior eficiência para o circuito e limitem a corrente dentro da capacidade máxima dos MOSFETs utilizados. Os resultados das simulações realizadas indicaram que a potência entregue à bobina transmissora apresenta valores baixos quando os valores de R3 e R6 são iguais. Foi então realizada uma análise da potência P_T e da corrente I_T sobre a bobina transmissora em função da razão dos valores dos resistores R3 e R6. A Figura 2-21 apresenta os resultados obtidos.

Figura 2-21 - Corrente e potência sobre a UT em função da razão entre os resistores R3 e R6



Fonte: Dados do autor

As curvas do gráfico da Figura 2-21 indicam um melhor desempenho, em termos de potência sobre a bobina transmissora, quando a razão entre os valores dos resistores R3 e R6 é próxima de 10 %. Abaixo desta proporção a potência na saída do oscilador tende a

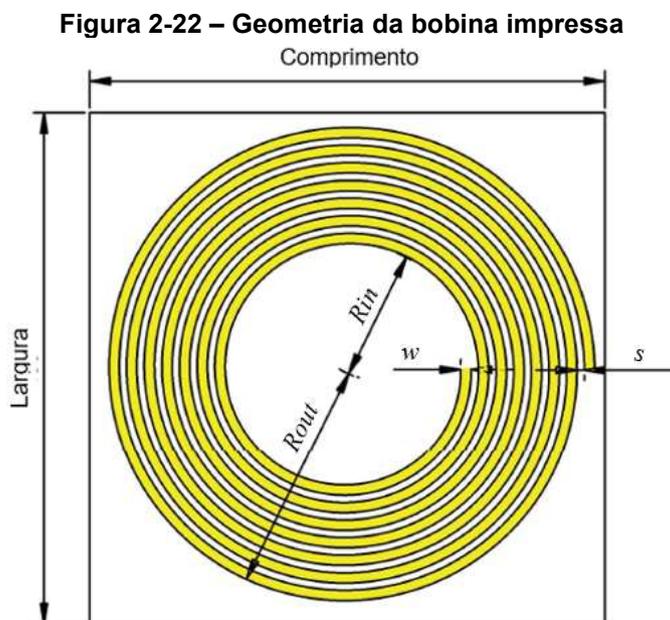
aumentar exponencialmente comprometendo a capacidade da fonte a qual o oscilador está conectado e o limite térmico dos demais componentes do circuito. Assim, foram definidos para o protótipo do oscilador que os valores de R_3 e R_6 são respectivamente, 10Ω e 100Ω . Ressalta-se aqui que a potência do protótipo, apresentada na Figura 2-21, está diretamente associada ao fator de qualidade da bobina transmissora. Os ensaios experimentais realizados com bobinas com menores valores de Q apresentaram maior aquecimento e por consequência pior desempenho em termos de transmissão de potência elétrica. Os resultados experimentais obtidos do oscilador projetado atenderam aos requisitos necessários em relação à proposta desta pesquisa. A potência obtida é superior à fornecida por geradores convencionais podendo assim alimentar cargas que demandam mais potência ou a distâncias maiores. Em contrapartida, o oscilador apresenta perdas significantes por aquecimento e a sua frequência é fixa, definida pelo circuito ressonante e limitada pela velocidade de chaveamento das chaves comutadoras. Isto requer que os elementos do sistema operem na mesma frequência de ressonância sob pena de impactar negativamente sua eficiência. Desta forma, a Seção 2.5 apresenta os resultados experimentais da análise de um sistema SCMR utilizando o oscilador ressonante projetado e construído como gerador de sinais.

2.5 Resultados experimentais do sistema SCMR

Esta Seção apresenta a investigação de um sistema SCMR construído utilizando bobinas impressas. Esta opção se deve à possibilidade de projetar um sistema compacto e com variáveis construtivas mais facilmente controladas em relação à utilização de bobinas de fios. A frequência de operação desejada é de ≈ 1 MHz, assim sendo as bobinas projetadas foram compensadas para operarem nesta frequência. Os resultados desta Seção foram obtidos utilizando como fonte de sinais o oscilador ressonante projetado, e são apresentados no domínio do tempo devido a impossibilidade de os avaliarem fora da frequência de operação do oscilador.

Os parâmetros geométricos das bobinas impressas projetadas para os ensaios estão ilustrados na Figura 2-22, sendo o raio interno da bobina (R_{in}), o raio externo da bobina (R_{out}), a largura da trilha condutora (w) e o espaçamento entre as trilhas (s) e o número de espiras (N). Todas as bobinas foram projetadas para serem impressas sobre uma placa dielétrica de fibra de vidro, FR4, com espessura de 1,5 mm, valores caracterizados de

permissividade elétrica $\epsilon_r=4,3$ e tangente de perdas $\delta=0,015$, e com uma das faces coberta por uma camada de cobre. Um estudo sobre o desempenho de bobinas impressas em relação às suas características geométricas é apresentado no Apêndice A.



Fonte: Dados do autor

A Tabela 2-2 traz um resumo das 6 melhores geometrias otimizadas em relação ao valor de Q com a técnica de otimização apresentada no Apêndice A. O fator de qualidade Q das geometrias apresentadas nessa tabela foi calculado considerando a operação em 1 MHz e seu baixo valor tem impacto direto na eficiência do sistema. Entretanto, considerando as características de bobinas impressas, em especial as dimensões da placa de FR4 que é de 10 cm x 10 cm, impossibilitando a construção de bobinas de grandes dimensões, esse é um valor elevado. A partir desses valores de Q , a Geometria V foi selecionada para construção das bobinas utilizadas nos ensaios desta Seção. As bobinas construídas com as características da Geometria V apresentaram indutância igual a 4,73 μH .

Com o objetivo de avaliar os resultados experimentais obtidos, foram realizadas simulações utilizando as características da bobina da Geometria V e o circuito equivalente do SCMR ilustrado na Figura 2-23. Todas simulações foram realizadas no software ADS®.

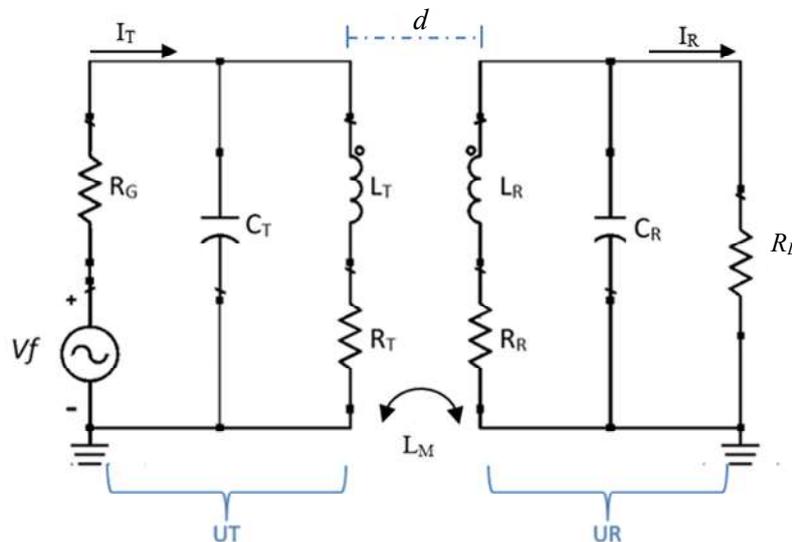
Tabela 2-2 - Parâmetros construtivos das bobinas

Parâmetros	Geometria I	Geometria II	Geometria III	Geometria IV	Geometria V	Geometria VI
w (mm)	1,5	2,5	2	2	2,5	2
s (mm)	0,5	4,5	4	2	1	4
R_{in} (mm)	20	10	10	20	22	10
R_{out} (mm)	45	45	53	72	47	44
N	4	5	7	7	7	5
L (μ H)	1,27	1,15	1,83	5,06	4,32	1,2
R (Ω)	1,1	0,95	0,8	1,09	0,7	1,07
Q	7,25	7,61	14,37	29,17	38,78	7,05

Fonte: Dados do autor

Na Figura 2-23, R_G é a resistência que representa as perdas no gerador de sinais e seu valor é 10Ω , valor equivalente ao resistor R_3 do oscilador ressonante, L_T e R_T são respectivamente a indutância e a resistência característica da bobina da Geometria V, respectivamente $4,73 \mu\text{H}$ e $0,7 \Omega$. Foi utilizado um capacitor C_T de capacitância igual a 5 nF de forma a obter a ressonância na frequência de 1 MHz . A U_R é idêntica à U_T e uma carga R_L de 100Ω foi conectada aos seus terminais, com o objetivo de padronizar a análise dos resultados. Sob estas condições foram medidos o valor da tensão na carga, V_R , e da corrente, I_R , e calculadas a eficiência, η , e a potência, P_{out} , sobre a carga variando a distância, d , entre as bobinas. Os resultados obtidos são apresentados nas Figuras 2-24(a), 2-25(a) e 2-26(a), respectivamente.

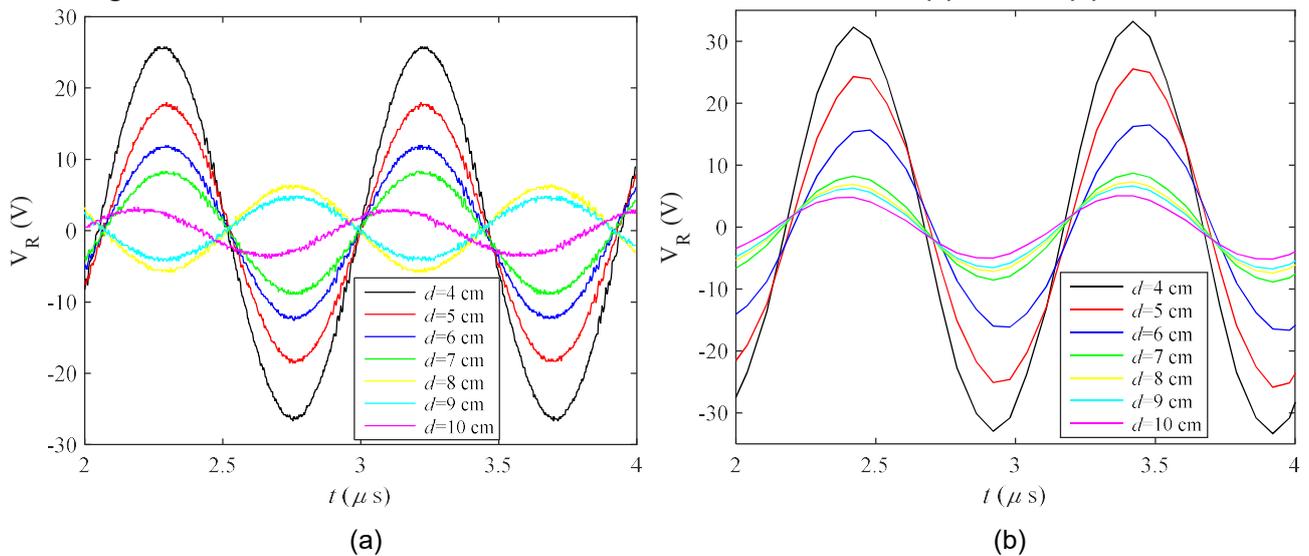
Figura 2-23 - Circuito equivalente SCMR com 2 bobinas



Fonte: Dados do autor

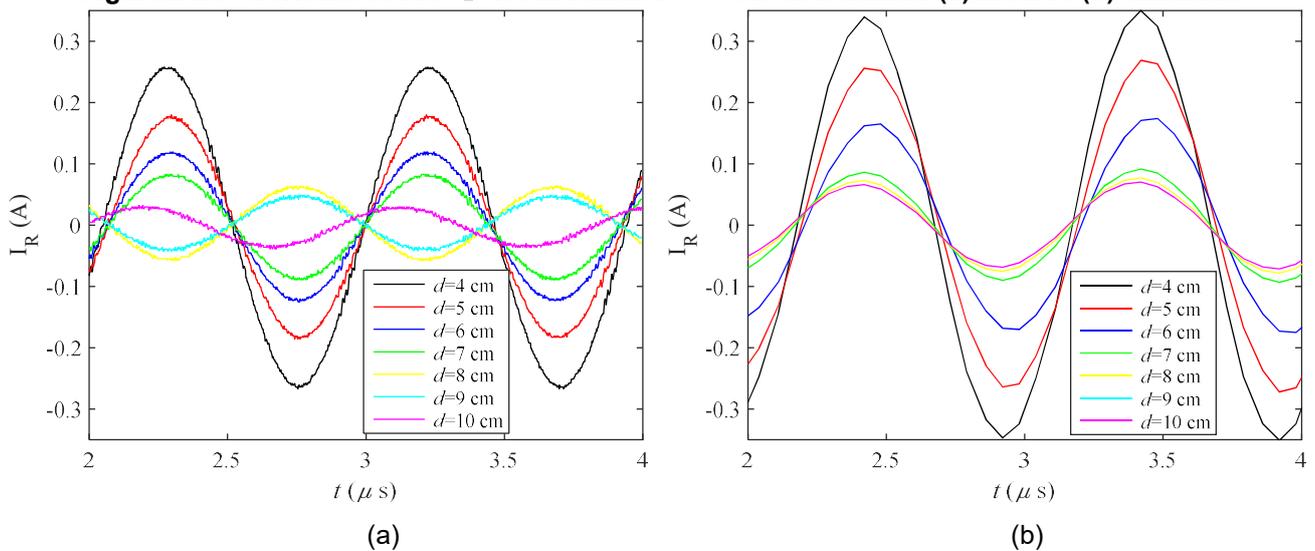
Nos ensaios, as medições foram realizadas a partir de uma distância de 4 cm, para evitar o fenômeno de divisão de frequência, a partir desse valor a distância que separa a UT e a UR foi aumentada de 1 cm em 1 cm até 10 cm. As curvas das simulações ilustradas nas Figuras 2-24(b), 2-25(b) e 2-26(b) foram obtidas com auxílio do software ADS® considerando a indutância mútua, L_M , para cada distância d calculada, conforme as Equações (2.2) e (2.3).

Figura 2-24 - Tensão sobre $R_L=100 \Omega$ variando d entre as bobinas: (a) medido (b) simulado



Fonte: Dados do autor

Figura 2-25 - Corrente sobre $R_L=100 \Omega$ variando d entre as bobinas: (a) medido (b) simulado



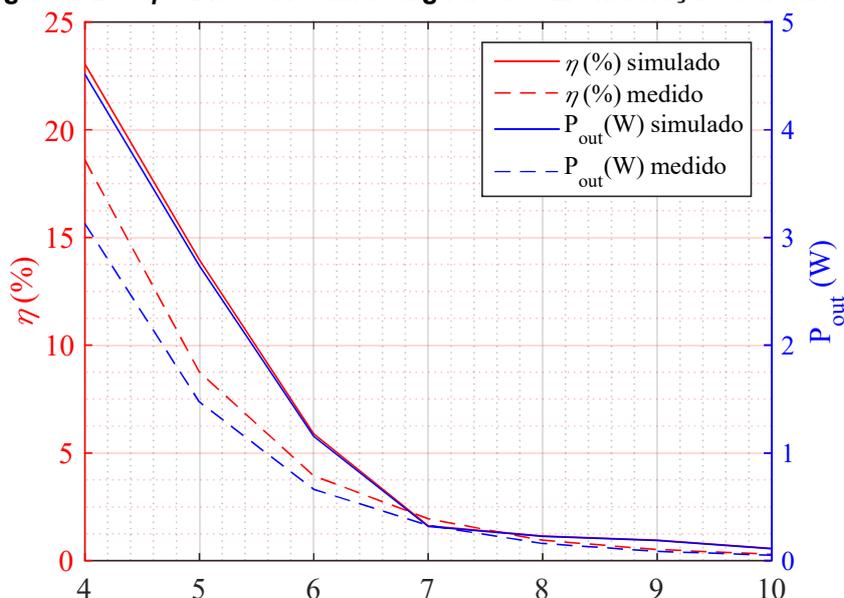
Fonte: Dados do autor

Os valores de tensão e corrente medidos, ilustrados nas Figuras 2-24(a) e 2-25(a), apresentam comportamento similar aos observados nos respectivos resultados simulados de tensão e corrente, ilustrados nas Figuras 2-24(b) e 2-25(b). As curvas dos resultados medidos apresentam um comportamento senoidal na frequência de 1,057 MHz e a frequência dos resultados simulados para tensão e corrente é de 1 MHz.

As curvas medidas apresentam ainda amplitude ligeiramente menor em relação as curvas da simulação; alguns fatores contribuem para esta diferença como: perdas no oscilador ressonante não consideradas no circuito equivalente simulado, diferenças entre a geometria simulada e a construída devido ao processo de construção manual e pequenas imprecisões nas medições em relação à distância no posicionamento das bobinas. Observa-se também a presença de ruídos nas amostras das Figuras 2-24(a) e 2-25(a), esse fenômeno pode ser relacionado à presença de distorções na frequência do sinal devido ao chaveamento dos MOSFETs utilizados no oscilador ressonante. Por vezes a modulação de uma onda senoidal através de transistores ocasiona o surgimento de distorções harmônicas no sinal de saída (Sansen, 1999) e (Dutta, Koley, & Saha, 2014).

As curvas de eficiência ilustradas na Figura 2-26 foram obtidas pela razão entre a potência P_{out} entregue à carga e a potência P_{in} nos terminais de entrada do oscilador ressonante, $\eta = P_{out}/P_{in}$. A potência P_{in} é calculada pelo produto entre os valores medidos da tensão V_1 vezes a corrente I_1 , ilustradas na Figura 2-18, que resultou em $P_{in} = V_1 \times I_1 \approx 20 \text{ W}$.

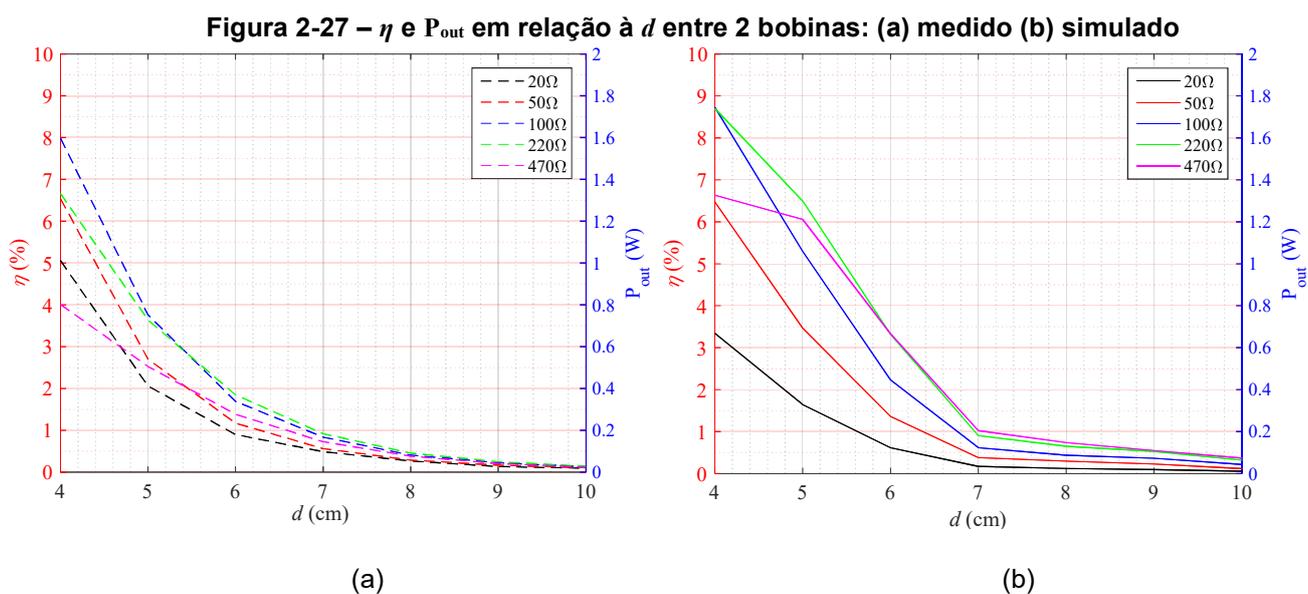
Figura 2-26 - η e P_{out} sobre uma carga de 100Ω em relação à distância



Fonte: Dados do autor

As curvas da potência P_{out} sobre a carga, Figura 2-26, foram obtidas com o cálculo do quadrado da tensão eficaz V_R sobre a carga dividida pelo valor da resistência da carga, $P_{out}=V_R^2/R_L$, neste caso $R_L=100\ \Omega$. Os valores de potência P_{out} medidos apresentam diferença em relação aos valores simulados devido aos mesmos fatores indicados para a diferença de amplitude entre V_R medido e simulado. Conseqüentemente, as curvas de η medida também apresentam diferenças. Ressalta-se aqui que a η medida, apresentada na Figura 2-26(a) considera as perdas no oscilador ressonante representadas no circuito equivalente da Figura 2-23 pelo resistor R_G . Apesar da dificuldade de se representar com precisão no modelo equivalente as perdas do sistema SCMR e especialmente os valores exatos da indutância mútua entre as bobinas, as curvas de η e P_{out} simuladas e medidas apresentam comportamento aproximado. O decaimento exponencial nas curvas de η e P_{out} é uma peculiaridade de sistemas de transmissão de energia sem fio, contudo os níveis de transmissão obtidos são significativos considerando as características das bobinas impressas, que mesmo tendo seus parâmetros construtivos otimizados os valores de Q obtidos são baixos comparados com bobinas de fio.

O desempenho do sistema SCMR com duas bobinas utilizando o oscilador ressonante como gerador de sinais é também avaliado com diferentes cargas conectadas aos terminais da UR e a potência transferida foi medida variando a distância d entre a UT e a UR. A Figura 2-27 apresenta o resultado dessa avaliação em comparação com os resultados simulados.

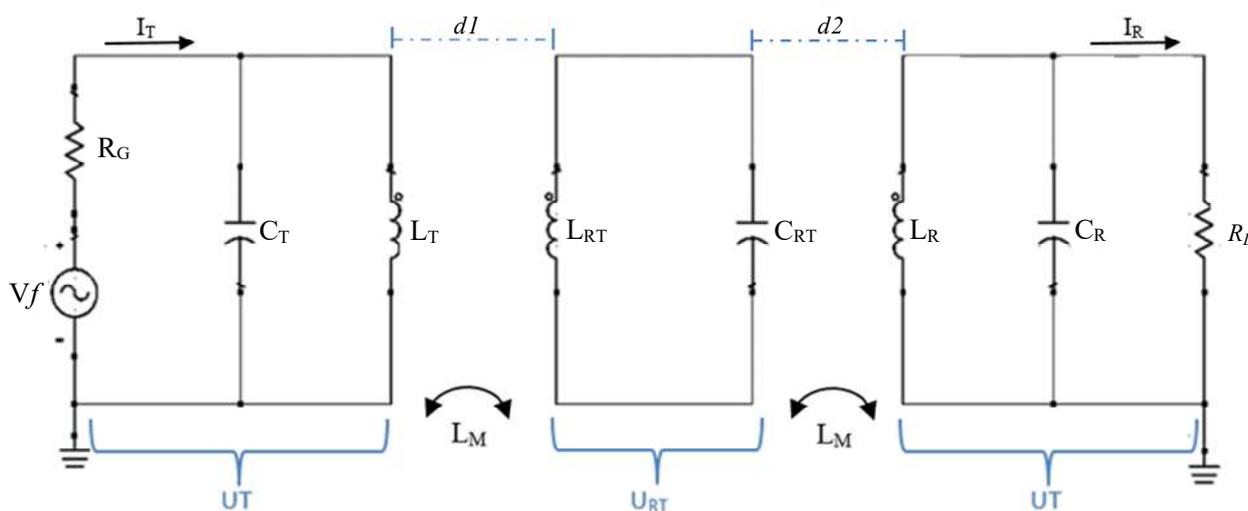


Fonte: Dados do autor

As curvas de η e P_{out} obtidas a partir desse ensaio também mostram um comportamento aproximado entre os valores medidos e os valores simulados. Dentre os resistores utilizados, o desempenho de transmissão medido do sistema SCMR foi maior para uma carga de 100Ω em distâncias menores ($d < 6$ cm), desempenho ligeiramente superior ao medido para a carga de 220Ω . Dentre os resultados de P_{out} medidos, observa-se uma diferença máxima de $0,8$ W entre o melhor e o pior desempenho de transmissão para os resistores a uma distância de 4 cm. Sendo o melhor resultado de $1,6$ W para o resistor de 100Ω e o pior resultado é de $0,8$ W para o resistor de 470Ω . Para distâncias maiores que 6 cm a diferença máxima no desempenho de transmissão dentre todas as cargas do ensaio é menor que $0,2$ W. Nos resultados de P_{out} simulados, o melhor desempenho de transmissão para $d=4$ cm é de $1,7$ W para os resistores de 100Ω e 220Ω , e o pior resultado é de $0,7$ W para o resistor de 20Ω , uma diferença de 1 W. Para $d > 7$ cm, a diferença máxima do desempenho de transmissão dentre todos os resistores simulados é de $0,2$ W.

Com o objetivo de investigar a influência da inclusão de uma terceira bobina no SCMR, uma U_{RT} é posicionada na distância central entre a U_T e a U_R . O circuito equivalente do sistema com três bobinas está ilustrado na Figura 2-28. Nesse ensaio foram também considerados diferentes valores de cargas. As bobinas utilizadas nesta avaliação possuem características da Geometria V.

Figura 2-28 - Circuito equivalente do SCMR com 3 bobinas

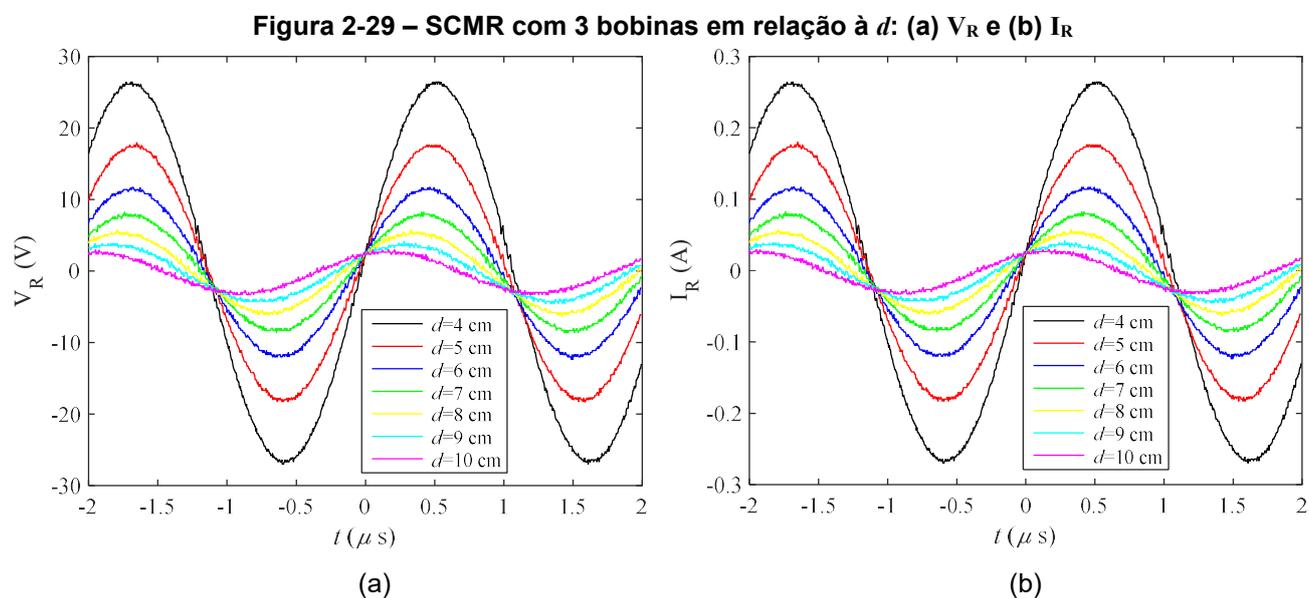


Fonte: Dados do autor

Nos ensaios realizados, o desempenho do SCMR é avaliado em relação a distância de transmissão d mantendo a U_{RT} entre a U_T e a U_R , sendo $d=d1+d2$ e $d1=d2$, conforme

ilustra a Figura 2-28. Essa topologia tem por objetivo garantir que a inclusão da U_{RT} interfira de forma equivalente com o acoplamento magnético do sistema, mantendo uma indutância mútua entre a UT e U_{RT} e entre a U_{RT} e a UR com valores aproximadamente iguais. Entretanto, com essa inclusão a representação do modelo equivalente do sistema se torna mais complexa, devido especialmente a dificuldade de se determinar de forma precisa a indutância mútua entre todas as bobinas do SCMR, o que reduz a fidelidade do modelo numérico em relação ao modelo experimental. Assim, para o sistema SCMR com três bobinas, e também o sistema SCMR com quatro bobinas, são apresentados somente os resultados experimentais.

As Figuras 2-29(a) e 2-29(b) apresentam, respectivamente, os valores medidos da tensão V_R e da corrente I_R sobre uma carga de 100Ω variando-se a distância d entre a UT e a UR. Novamente, a carga de 100Ω foi selecionada de forma arbitrária com o objetivo de padronizar a análise dos resultados. A amplitude das curvas apresentadas é maior em relação as curvas medidas de tensão e corrente ilustradas na Figura 2-24(a) e Figura 2-25(a) que consideram o SCMR com duas bobinas, o que comprova que a inclusão da U_{RT} colabora com o aumento da interação magnética entre as bobinas do sistema. A frequência do sinal de V_R é de $\approx 0,93$ MHz considerando a curva relativa a $d=4$ cm.

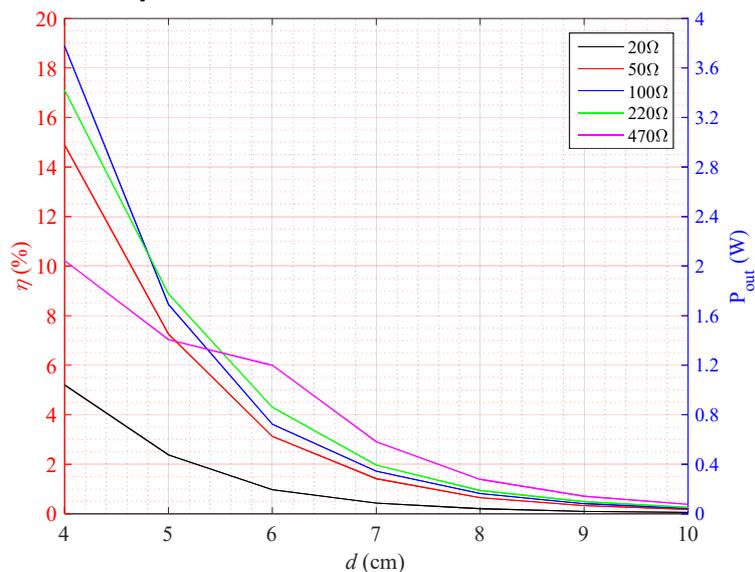


Fonte: Dados do autor

As curvas da Figura 2-30 apresentam a η e a P_{out} para diferentes cargas em relação à distância d , observa-se que o sistema SCMR com 3 bobinas apresentou desempenho superior em comparação ao sistema com apenas 2 bobinas. Considerando a carga de 100

Ω , a inclusão da U_{RT} representou um incremento de até 100% na η , passando de 4 % para 8 % quando $d=5$ cm. Esta carga foi, novamente, a que apresentou melhor desempenho de transmissão para distâncias menores, assim como apurado no SCMR com duas bobinas, seguida da P_{out} para a $R_L=220 \Omega$. Observa-se nos resultados medidos que, o sistema SCMR com três bobinas apresentou maior eficiência considerando $d>6$ cm para o resistor de 470Ω em relação as demais cargas.

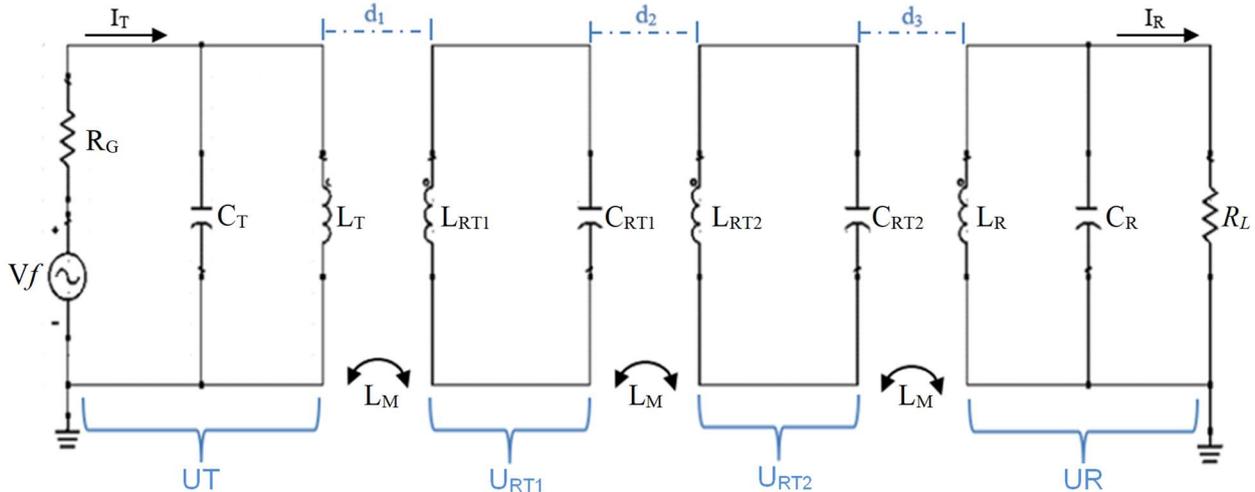
Figura 2-30 - η e P_{out} em um sistema com 3 bobinas em relação à d



Fonte: Dados do autor

O desempenho do SCMR foi ainda avaliado com a adição de uma quarta bobina com as mesmas características da Geometria V, posicionando ambas U_{RT1} e U_{RT2} com espaçamento equidistantes entre a UT e a UR, sendo $d=d1+d2+d3$ e $d1=d2=d3$, conforme ilustra o circuito equivalente da Figura 2-31.

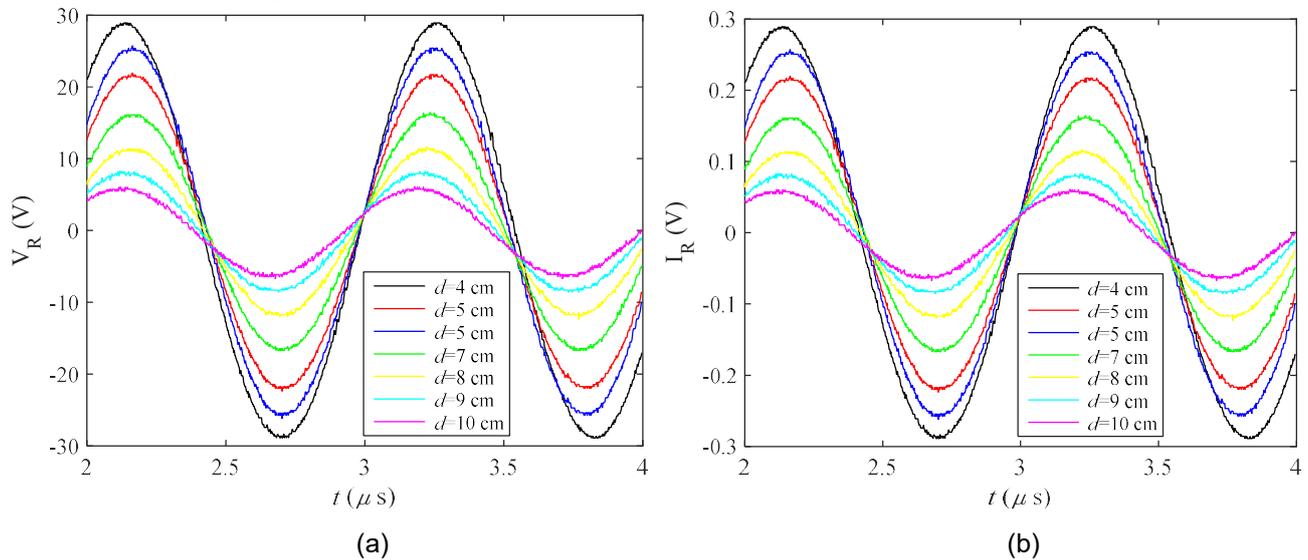
Figura 2-31 - Circuito equivalente WPT com 4 bobinas



Fonte: Dados do autor

As Figuras 2-32(a) e 2-32(b) apresentam os resultados experimentais de V_R e I_R do sistema SCMR com quatro bobinas em relação à distância de transmissão d . A frequência dos sinais de tensão medidos sobre a carga é de 0,97 MHz, considerando a curva para $d=4$ cm.

Figura 2-32 – SCMR com 4 bobinas em relação à d : (a) V_R e (b) I_R

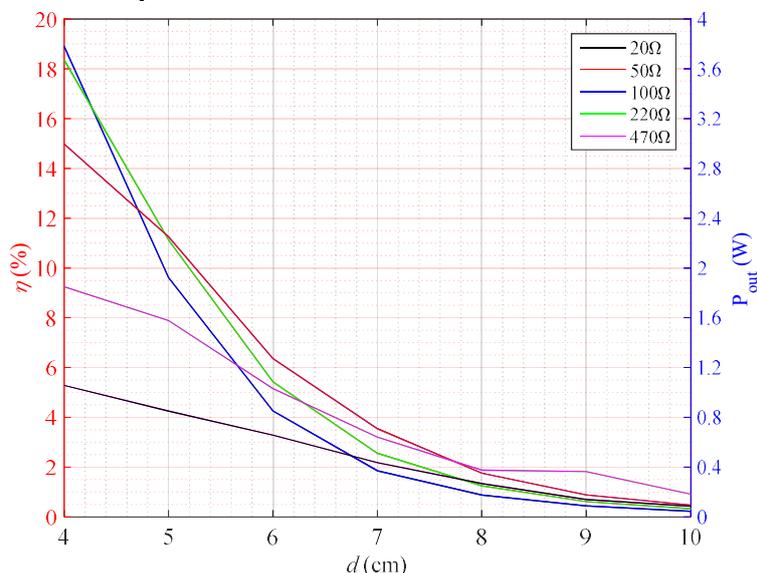


Fonte: Dados do autor

A amplitude das curvas V_R e I_R , ilustradas nas Figuras 2-32(a) e 2-32(b), para o sistema SCMR com quatro bobinas é ligeiramente maior que a amplitude observada no SCMR com três bobinas, esse pequeno acréscimo em parte se deve ao fenômeno de divisão

de frequência. A Figura 2-33 apresenta os resultados de η e P_{out} em um sistema com 4 bobinas em relação à distância.

Figura 2-33 - η e P_{out} em um sistema com 4 bobinas em relação à d



Fonte: Dados do autor

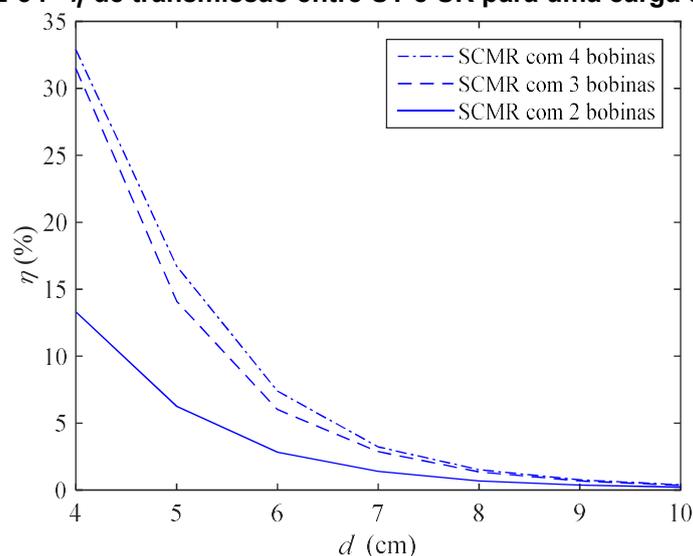
Destaca-se aqui o fato de o oscilador ressonante utilizado operar em uma frequência fixa determinada em razão dos parâmetros da UT. Assim sendo, a inclusão de quarta bobina no sistema interfere na interação magnética do sistema alterando sua frequência de ressonância e por consequência colabora para o surgimento de picos de ressonância fora da frequência de operação do oscilador prejudicando a η e a P_{out} do sistema, ilustradas na Figuras 2-33. Os resistores de 100 Ω e 220 Ω apresentaram maior eficiência para distâncias menores ($d < 5$ cm), para distancias entre 5 cm e 8 cm o resistor de 50 Ω apresentou um resultado melhor que os demais e para distâncias maiores que 8 cm o resistor de 470 Ω apresentou melhor resultado.

2.6 Considerações sobre os resultados

Os resultados de η dos ensaios deste Capítulo consideram todo o sistema, incluindo as perdas no oscilador ressonante, conforme os modelos equivalentes para o sistema SCMR com duas, três e quatro bobinas, ilustrados nas Figuras 2-23, 2-28 e 2-31, respectivamente. Nos ensaios realizados com as três topologias, o desempenho do sistema foi superior para a carga de 100 Ω , considerando distâncias pequenas. Desta forma, considerando essa carga e a potência de ≈ 12 W medida entregue pelo oscilador ressonante a UT, ilustrada na Figura

2-21 ($R3/R6 \approx 0,1$), a eficiência de transmissão entre a UT e a UR foi avaliada e os resultados obtidos estão apresentados na Figura 2-34. Observa-se que esses resultados são mais expressivos que aqueles ilustrados na Figuras 2-27, 2-30 e 2-33 por considerarem exclusivamente a η de transmissão entre a UT e a UR. As análises de η do sistema SCMR com três e com quatro bobinas em relação a variação de K , diretamente relacionado com a distância que separa a UT e a UR, ilustradas nas Figuras 2-11 e 2-14, apresentam valores de amplitude aproximados na frequência de operação de ≈ 1 MHz devido ao aparecimento do fenômeno de divisão de frequência. Esses valores aproximados para a eficiência do sistema SCMR com três e com quatro bobinas também são observados nas curvas da Figura 2-34.

Figura 2-34 - η de transmissão entre UT e UR para uma carga de 100Ω



Fonte: Dados do autor

Ainda em relação a η a inclusão da U_{RT} resulta em um incremento superior a 100% na η do sistema em relação ao sistema com duas bobinas. Apesar dos valores aproximados de η para os sistemas SCMR com três e com quatro bobinas, a inclusão de uma segunda U_{RT} favorece o incremento da P_{out} para distancias maiores sobre todas as cargas de teste, colaborando para o alcance de transmissão. A Tabela 2-3 apresenta os resultados de P_{out} sobre as cargas de teste para $d=6$ cm, $d=7$ cm e $d=8$ cm. Os resultados indicam que a P_{out} do sistema SCMR com quatro bobinas é superior para todas as cargas de teste nas três distâncias apresentadas.

Tabela 2-3 - P_{out} sobre as cargas de teste para $d=6$ cm, $d=7$ cm e $d=8$ cm

d	6cm			7cm			8cm		
SCMR Carga	2 Bobinas	3 Bobinas	4 Bobinas	2 Bobinas	3 Bobinas	4 Bobinas	2 Bobinas	3 Bobinas	4 Bobinas
20 Ω	0,18 W	0,19 W	0,65 W	0,07 W	0,08 W	0,43 W	0,05 W	0,04 W	0,27 W
50 Ω	0,28 W	0,62 W	1,03 W	0,13 W	0,28 W	0,64 W	0,07 W	0,13 W	0,37 W
100 Ω	0,34 W	0,72 W	0,85 W	0,17 W	0,34 W	0,37 W	0,08 W	0,16 W	0,18 W
220 Ω	0,36 W	0,86 W	1,08 W	0,18 W	0,39 W	0,51 W	0,09 W	0,19 W	0,25 W
470 Ω	0,27 W	1,19 W	1,27 W	0,14 W	0,58 W	0,71 W	0,07 W	0,28 W	0,35 W

Fonte: Dados do autor

Em relação aos ensaios realizados neste Capítulo, é importante destacar que as medições foram realizadas com o máximo rigor possível quanto a distância e alinhamento das bobinas, de forma a garantir melhor precisão na análise dos dados coletados. Quanto aos resultados das simulações destaca-se a dificuldade de representação do sistema de transmissão real especialmente em relação à indutância mútua. Entretanto, os gráficos resultantes das simulações e das medições realizadas apresentam um comportamento análogo.

Capítulo 3 - Metamateriais

A eficiência de transmissão em sistemas SCMR é definida como a potência sobre os terminais da carga na UR sobre a potência entregue pela UT. Esta eficiência decai com a razão com o inverso da distância entre as bobinas, d , elevado a sexta potência $(1/d)^6$ em distâncias maiores que três vezes o diâmetro da bobina. Para distâncias menores que três vezes o diâmetro da bobina transmissora a razão para o decaimento da eficiência é de $(1/d)^3$ (Karalis & Soljagic, 2008).

Este decaimento exponencial da eficiência de sistemas com SCMR está relacionado com o fluxo magnético transmitido pela bobina transmissora e capturado pela bobina receptora, e pode ser primordialmente reduzido com o projeto de bobinas com alto Q e por meio da concatenação do fluxo magnético que diverge no ar (Lipworth, 2015). A função de convergir na direção da bobina receptora o fluxo magnético disperso no ar pode ser desempenhada por lentes MTM. O desafio é projetar estas lentes para operar na frequência de ressonância do sistema SCMR e para apresentar o mínimo de perda. Lentes com estas características foram investigadas por (Merlin, 2004), (Urzhumov & Smith, 2011) e (Huang, Urzhumov, Smith, Teo, & Zhang, 2012). Neste capítulo é apresentado um estudo sobre a tecnologia dos MTM e como suas características peculiares podem auxiliar na WPT.

3.1 Introdução

MTM são materiais construídos a partir de materiais comuns encontrados na natureza, com objetivo de se alterar a habilidade com que estes reagem a campos eletromagnéticos (Lipworth, 2015). Esta é uma interpretação genérica das inúmeras definições encontradas na literatura especializada. Grande parte desta literatura é oriunda de estudos recentes, mas a ideia da manipulação das propriedades de um meio para propagação de ondas data do século XIX, em um estudo proposto por *Jagadis Chunder Bose*² em 1898 e *Karl Ferdinand Lindman*³ em 1914 (Bose, 1898), (Eleftheriades & Engeta,

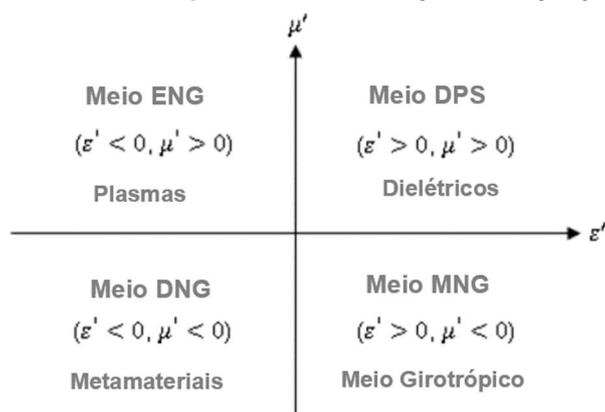
² Físico e cientista indiano (1858-1937) nomeado pelo Instituto de Engenharia Elétrica e Eletrônica – IEEE como um dos fundadores da ciência do rádio (Aggarwal, 2006).

³ Físico Finlandês (1874-1952) considerado o último físico da escola de Heinrich Hertz e o primeiro a demonstrar os efeitos eletromagnéticos em meios denominados *Chirals* (assimétricos) (Eleftheriades & Engeta, 2011).

2011). Já na década de 40, *Winston E. Kock*⁴ aplicou metais em uma estrutura dielétrica, de forma periódica, com o objetivo de alterar a velocidade de fase de ondas eletromagnéticas, os metais agiam como “rádio-refratores” aplicados em sistemas de antenas, o que resultou em um registro de patente (Kock W. , 1948), (Kock W. , 1947). Nesta época, estas estruturas periódicas com características eletromagnéticas especiais eram denominadas de “dielétricos artificiais”. O termo Metamateriais, como utilizado atualmente, está relacionado diretamente com o valor dos parâmetros do meio como: permissividade elétrica ϵ , permeabilidade magnética μ e índice de refração n ; podendo estas características apresentar valores negativos simultaneamente.

Os materiais podem ser classificados de acordo com o sinal de seus parâmetros de ϵ e μ conforme apresentado na Figura 3-1, (Pinheiro, 2016), (Bowler, 2010), (Eleftheriades & Engeta, 2011) e (Balanis, 2012):

Figura 3-1 - Classificação dos Materiais por suas propriedades



Fonte: Adaptado de (Balanis, 2012)

Um meio com $\epsilon < 0$ e $\mu > 0$ é denominado como *Epsilon-negativo Meio - ENG (Epsilon-negative Medium)*, plasmas apresentam estas características em certas frequências, ($\epsilon < 0$; $\mu > 0$). Materiais que possuem $\epsilon > 0$ e $\mu < 0$ são os chamados *Mi-negativo Meio - MNG (Mu-negative Medium)*. Materiais de Meio Duplo Positivo - DPS (*Double Positive Medium*) podem ser facilmente encontrados na natureza e apresentam $\epsilon > 0$ e $\mu > 0$. Estes materiais são também denominados como “Materiais da Mão Direita” devido ao fato de que em seu interior o vetor campo elétrico E e o vetor campo magnético H e o vetor constante de propagação k

⁴ Engenheiro eletricitista americano (1909-1982) primeiro diretor do centro de pesquisas em eletrônica da NASA agência de pesquisas aeroespaciais.

obedecerem a Regra da Mão Direita. Isto significa que estes campos formam uma onda Transversa Eletromagnética – TEM (*Transverse Electromagnetic wave*) e são mutuamente perpendiculares (Capolino, 2009) e (Poyting, 1884):

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu \mathbf{H} \quad \rightarrow \quad \mathbf{k} \times \mathbf{E} = \omega\mu \mathbf{H} , \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\varepsilon \mathbf{E} \quad \rightarrow \quad \mathbf{k} \times \mathbf{H} = -\omega\varepsilon \mathbf{E} , \quad (3.2)$$

$$\mathbf{k} \perp \mathbf{E} \perp \mathbf{H} . \quad (3.3)$$

De acordo com a Figura 3-1 existem ainda os materiais construídos para apresentarem como propriedades de $\varepsilon < 0$ e $\mu < 0$, estes materiais são denominados *Duplo-Negativos Metamateriais* - DNG (*Double-negative MTMs*).

Materiais DNG foram teoricamente investigados por *Victor Georgievich Veselago* (Veselago, 1968) e por *David R. Smith* (Smith & Padilla, 2000) que obtiveram um composto com índice de refração negativo construído com base na estrutura proposta por *John Brian Pendry* (Pendry, Holden, Robbins, & Steward, 1999).

As características peculiares dos materiais DNG podem ser obtidas por meio de um arranjo periódico de células macroscópicas. O termo “macroscópicas” se deve ao fato dessas “células” possuírem periodicidade muito menor que o comprimento de onda ($\ll \lambda/10$) assim, a resposta eletromagnética do campo é homogênea. A geometria dessas células pode ser proposta de modo a originar uma resposta mais sensível ao campo elétrico ou ter a resposta quanto ao campo magnético como predominante.

Em relação a sua composição física, esses arranjos periódicos podem ser aplicados em estruturas volumétricas ou em superfícies, que podem ser planas ou não. Quando empregados em superfícies, os MTM são por vezes denominados de Superfícies Seletivas de Frequência – FSS (*Frequency Seletive Surfaces*) (Campos, 2009).

Devido as suas características os materiais DNG são também chamados Materiais da Mão Esquerda - LHM (*Left-Handed Metamaterials*) devido ao fato destes materiais não obedecerem a “Regra da Mão Direita”. Diferentemente dos materiais DPS, o sistema formado pelos vetores \mathbf{E} , \mathbf{H} e \mathbf{k} tem a sua orientação alterada e conseqüentemente o sentido de propagação, devido à característica negativa de μ e ε , (Veselago, 1968). Alterando os sinais desses parâmetros as Equações (3.1), (3.2) e (3.3) são reescritas como:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega(-\mu)\mathbf{H} \quad \rightarrow \quad \mathbf{k} \times \mathbf{E} = \omega\mu(-\mathbf{H}) , \quad (3.4)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega(-\varepsilon)\mathbf{E} \quad \rightarrow \quad \mathbf{k} \times \mathbf{H} = \omega\varepsilon \mathbf{E} \quad , \quad (3.5)$$

$$-\mathbf{k} \perp \mathbf{E} \perp \mathbf{H} \quad \rightarrow \quad \mathbf{k} \perp \mathbf{E} \perp (-\mathbf{H}) \quad . \quad (3.6)$$

3.2 Estado da arte: MTM aplicados a transmissão de energia sem fios

Muitos estudos têm sido desenvolvidos, nas mais diversas aplicações, para a transmissão de energia elétrica sem a utilização de fios com resultados significativos, porém ainda limitados quanto à potência e alcance. Neste sentido, uma nova tecnologia vem sendo investigada, que é a aplicação de MTM ou FSS, com o exato objetivo de reduzir as limitações da WPT e por consequência ampliar as possibilidades de suas aplicações. Dentre tantos, alguns estudos em especial têm notados resultados. Em (Pinheiro, 2016), é analisado o desempenho de antenas de *microfita*, num espectro de frequência de 1 a 3 GHz, e observou-se uma redução aproximada de -20 dB nas perdas por reflexão quando aplicados MTM sobre substrato e no plano terra, o desempenho da antena foi analisado com tamanhos diferentes de células de MTM e em todos estes foram observados ganhos em relação àqueles observados na antena convencional sem MTM.

O estudo realizado por (Chen, 2016) averigua o comportamento de um sistema SCMR que opera na frequência de 13,56 MHz. Esse sistema é composto por 4 bobinas; sendo duas utilizadas na UT e duas na UR, ambas denominadas respectivamente de bobina guia ou “*drive*” e bobina principal ou “*main*”. Nesse sistema a bobina guia é circular com uma única espira de raio 10 cm e fio de diâmetro igual a 1,25 mm e a bobina principal é planar de dimensões 13 cm x 13 cm e 5 espiras com fio de diâmetro de 1,25 mm. Uma carga de teste é conectada a bobina guia da UR. Esse sistema apresentou uma eficiência de 10,6 % a uma distância de 30 cm, e nesta mesma distância o sistema apresentou uma eficiência de 52,3 % com a inclusão de uma superfície MTM, com dimensões 16 cm x 16 cm e composta por 4 células retangulares, na distância central entre a UT e a UR.

Um exame semelhante foi realizado por (Almeida, Vollaie, & Krahenbuhl, 2014) para o incremento tanto do alcance quanto da eficiência em sistemas SCMR. Nesse trabalho também foi realizada a análise da compensação capacitiva em série e em paralelo das bobinas na UR. Esse sistema é também composto por 4 bobinas circulares de tamanhos diferentes projetadas para ressonarem em 12 MHz. A eficiência foi avaliada em relação à

distância de transmissão utilizando superfícies MTM como lente, posicionando-as entre a UT e a UR. O sistema também foi avaliado utilizando superfícies MTM como refletores para o campo magnético, posicionando superfícies MTM atrás da bobina transmissora e da bobina receptora. Neste caso, foi proposto uma superfície MTM de dimensões 20 cm x 20 cm composta por 4 células dispostas duas a duas. Cada célula é formada por uma espiral retangular com 4 voltas de 5 mm de largura distanciadas também de 5 mm entre cada volta. O sistema proposto com as superfícies MTM como refletores apresentou uma eficiência 40 % maior que a eficiência obtida utilizando as superfícies MTM como lentes.

O trabalho apresentado em (Kang, Yuli, & Zheng, 2015) avalia o desempenho de um MTM composto por células cuja estrutura é baseada em espiral retangular. A célula proposta apresenta característica de permeabilidade negativa na frequência de 4,73 MHz. Nesta frequência, a eficiência do sistema WPT é avaliada em relação à distância, em relação ao ângulo de alinhamento entre a UT e a UR, e em relação à inclusão de uma segunda UR. Como esperado, a eficiência do sistema reduz com o aumento da distância bem como com o aumento do ângulo de alinhamento. Novamente, a aplicação da tecnologia de MTM incrementa consideravelmente o desempenho do sistema, alcançando 50 % de eficiência a uma distância de 200 mm em razão de uma eficiência de 15 % para a mesma distância sem MTM.

Em (Lipworth, 2015), um extenso estudo é realizado para a caracterização de células de MTM em relação aos seus parâmetros eletromagnéticos. Dentre as geometrias propostas, o autor indica duas, ambas baseadas em ressonadores espirais retangulares, para as quais a permeabilidade magnética apresenta valores negativos em uma faixa de frequência entre 10,9 MHz a 12,1 MHz. Nessa faixa de frequência, a atenuação do campo magnético foi calculada posicionando duas bobinas ressonantes distanciadas 11 cm entre si. O resultado obtido utilizando uma superfície MTM como um refletor apontou um melhor desempenho em termos de atenuação do campo magnético em relação aos resultados alcançados com a aplicação de ferrite ou placa de cobre como refletores, apesar da menor espessura do placa de MTM em relação a espessura dos outros materiais.

Uma geometria de espirais retangulares também é proposta em (Yingchun, 2013) para obtenção das características de $\epsilon < 0$ e $\mu < 0$, contudo a face oposta do substrato da célula MTM é composta por estreitas trilhas de material condutivo conectadas de forma a unir a face superior à inferior do substrato por um caminho em “zig-zag”. Seguindo esta geometria, o autor afirma ser possível a obtenção de um material DNG em uma faixa de frequência

entre 14 MHz a 15 MHz, aproximadamente. A eficiência de um sistema WPT é então avaliada em termos da distância com o emprego de placas com o MTM proposto entre a UT e a UR. Um considerável incremento na potência transmitida e no alcance do sistema foi observado, com um ganho de 28,1 dB quando distribuídas 4 placas do MTM ao longo de uma distância de 140 mm entre as bobinas.

Um estudo para a redução da dispersão do campo magnético e da corrente induzida em uma superfície composta por ferrite, utilizada como um refletor em um sistema WPT, foi realizado por (Cho, et al., 2016). Nesse estudo a placa de ferrite foi substituída por uma placa de MTM posicionada atrás da bobina transmissora e da receptora, com objetivo de confinar o campo magnético na região de visada direta entre as bobinas. Para isso, o campo magnético foi calculado em 3 pontos: A, B e C. As coordenadas do ponto C estavam logo à frente da UR, as coordenadas do ponto A e do ponto B estavam fora da visada direta, respectivamente acima e abaixo dos limites superior e inferior das bobinas. Os valores encontrados no ponto C para o sistema sem a aplicação do MTM foram menores do que aqueles encontrados com o MTM, indicando que o material proposto agiu como uma lente para o campo magnético. Nos pontos A e B, os valores encontrados foram menores com a utilização do MTM, o que indicou uma redução na dispersão do campo magnético. Em geral, os resultados demonstraram acréscimo de cerca de 40 % na eficiência de transmissão com redução de 10 % do campo magnético dispersivo com o emprego de MTM.

O emprego de MTM compostos por células periódicas de anéis ressonadores com capacitores agregados - CLSRRs (*Capacitively Loaded Split Ring Resonators*) em uma estrutura em 3 dimensões foi investigado em (Choi & Seo, 2010). A análise deste material apresentou, na frequência de 23,2 MHz, uma permeabilidade magnética relativa com valor igual a -1, atingindo uma eficiência aproximada de 80 % a uma distância de 1,5 m no transporte de energia entre duas bobinas com acoplamento indutivo ressonante forte. O resultado anterior da eficiência do sistema proposto sem a aplicação de MTM era de 59,3 %.

Em (Zhang, Tang, Yao, Li, & Yao, 2015) é proposto um novo conceito para a estrutura de uma célula de MTM construída para interação em campos magnéticos na faixa de frequência de 10 MHz a 30 MHz. Cada célula do MTM proposto é impressa em substrato de FR4 e composta por um modelo geométrico resultado da combinação de 2 espirais retangulares, cada espiral compensada com capacitor e um indutor SMD respectivamente. No primeiro protótipo da célula MTM cada um dos espirais é contrabalanceado com um indutor de 56,8 nH e um capacitor de 12 pF atingindo o pico de ressonância em 22,7 MHz.

No segundo protótipo os espirais são contrabalanceados respectivamente por um indutor de 330 nH e um capacitor de 56 pF de modo a ressonar em 16,40 MHz. A transmissão de energia foi avaliada com o auxílio de um analisador de rede e apresentou resultados ligeiramente melhores à medida que placas de MTM foram instaladas na distância entre a UT e a UR. Para uma distância de 11 cm, o sistema obteve um incremento de 20 % com a disposição de 2 placas de MTM entre a UT e a UR.

Em geral, os resultados da utilização de MTM para WPT conduzem a substanciais ganhos. Sua aplicação pode ser projetada para operação em diversas faixas de frequência, trazendo benefícios quando utilizado como refletor e/ou como para lente para o campo magnético. A Tabela 3-1 apresenta um resumo da avaliação dos trabalhos descritos em relação ao ganho em eficiência de sistemas WPT com a aplicação de MTM.

Tabela 3-1 - Análise de ganho em eficiência pela aplicação de MTM

Referência	Aplicação MTM	Frequência	Distância	Eficiência	Eficiência MTM	Ganho
Chen J. 2006	lente	13,56 MHz	300 mm	10,60%	52,03%	41,43%
Kang et al. 2015	lente	4,75 MHz	50 mm	22,00%	47,00%	25,00%
Lipsworth, 2015	lente	14 MHz	80 mm	-55 dB	-40 dB	15 dB
Pinheiro, 2016	substrato	2,4 GHz	3 m	-4,5 dB (S11)	-26 dB (S11)	21,5 dB (S11)
Yingchun, 2013	refletor/lente	14,6 MHz	140 mm	-32 dB	-5.1 dB	27,3 dB
Cho et al., 2016	refletor/lente	6,78 MHz	200 mm	10,70%	54,90%	44,20%
Choi & Seo, 2010	lente	23,2 MHz	1,5 m	60,00%	81,70%	21,70%
Zhang & et al, 2015	lente	17,6 MHz	200 mm	-23,15 dB	-14,03 dB	9,12 dB

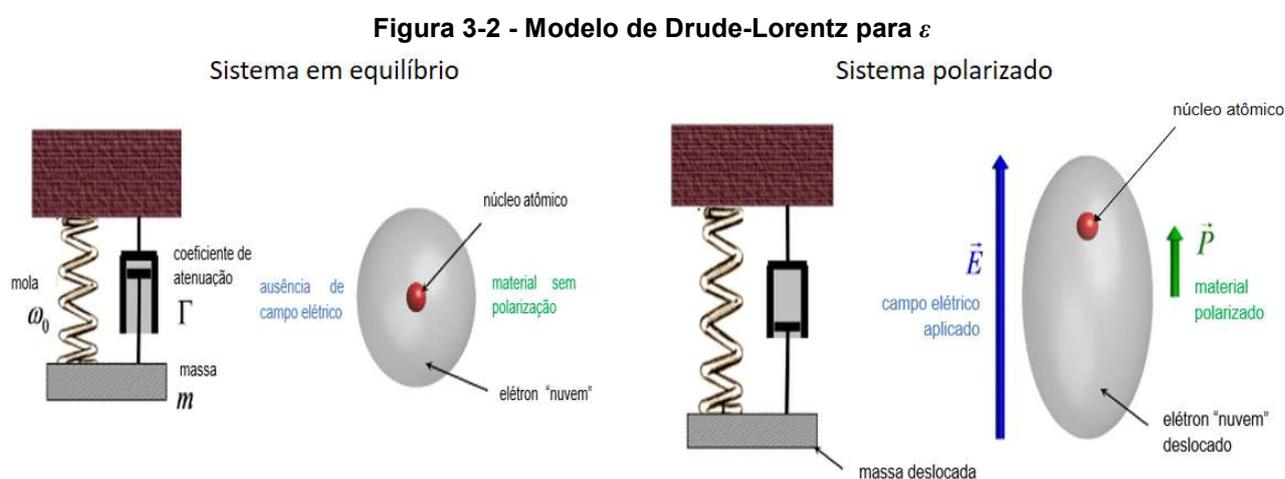
Fonte: Dados do autor

Como pode ser observado, os sistemas são avaliados quanto a sua eficiência considerando valores percentuais ou a transmissão é avaliada em relação ao seu parâmetro S_{12} em dB. A próxima Seção apresenta um modelo matemático comumente utilizado para avaliar a resposta em frequência dos MTM, denominado Modelo de Drude-Lorentz.

3.3 Modelo de *Drude-Lorentz*

Características de materiais como ϵ e μ são por vezes descritas como constantes, contudo estes parâmetros podem ser dependentes da frequência, da posição e da intensidade de campo. Desta forma, modelos matemáticos são propostos para avaliar a resposta em frequência desses materiais. De acordo com a impedância de um material na

qual uma onda eletromagnética propaga, a resposta do campo elétrico pode ser mais significativa, como ocorre nos plasmas ($\epsilon < 0$, $\mu > 0$), em relação a resposta do campo magnético. Assim alguns modelos matemáticos que representam esse fenômeno se concentram no comportamento do elétron na presença de um núcleo e como o momento de dipolo desse sistema reage à presença de um campo elétrico externo (Capolino, 2009). Dentre vários modelos relativos à resposta eletromagnética de MTM se destaca o modelo *Drude*⁵-*Lorentz*⁶, que caracteriza a susceptibilidade elétrica do meio e conseqüentemente sua permissividade elétrica como um sistema massa mola, como ilustra a Figura 3-2.



Fonte: Adaptado de (Siqueira, 2017)

Em outros meios, entretanto, a resposta do meio ao campo magnético pode ser predominante em relação à resposta do meio ao campo elétrico, e o modelo que caracteriza este meio pode também ser descrito de forma similar considerando sua susceptibilidade e sua permeabilidade magnética. Nesse modelo a massa do elétron é sujeita a uma força de um campo elétrico externo, (Rumpt, 2016) e (Gonçalves, 2010), de forma que:

$$(-m\omega^2 + j\omega m\Gamma + m\omega_p^2)\mathbf{r} = -q\mathbf{E}(\omega) \quad , \quad (3.7)$$

onde ω_p é a frequência angular plasmônica, o termo de segunda ordem ($\omega^2 = d^2/dt^2$) está relacionado à força de aceleração ou à taxa de alteração de velocidade do deslocamento da posição das cargas do elétron \mathbf{r} quando da aplicação de um campo elétrico \mathbf{E} , m é a massa

⁵ Paul Karl Ludwig Drude, físico alemão (1863-1906) contemporâneo de Heinrich Hertz especializou-se em aplicação das teorias de James Clerk Maxwell no campo da ótica.

⁶ Hendrik Antoon Lorentz físico holandês (1853-1928) seus trabalhos, entre tantos, colaboraram para o estudo do movimento de corpos que formavam a base da teoria da relatividade de Albert Einstein.

deste elétron. O termo de primeira ordem ($\omega=d/dt$) está relacionado às perdas por atenuação do sistema. Em um sistema “massa-mola” este termo está relacionado às perdas por atrito, sendo Γ o coeficiente de atenuação. No modelo de *Drude-Lorentz* o terceiro termo da Equação (3.7) é nulo, uma vez que não se considera a existência de uma força restauradora, sendo os elétrons livres (Eleftheriades & Engeta, 2011). A direita da igualdade na Equação (3.7) está representada a força elétrica, dada pelo produto da carga elétrica q pelo campo elétrico E , o sinal negativo indica que essa força é contrária aquela que a originou e pode ser descrita através da sua relação constitutiva em termos da permissividade e susceptibilidade elétrica, como indica a Equação (3.8):

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \mathbf{E} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \varepsilon_0 \chi \mathbf{E} , \quad (3.8)$$

onde \mathbf{D} é a densidade do campo elétrico, χ a susceptibilidade elétrica, \mathbf{P} é a densidade de polarização, ε_0 é a permissividade elétrica do vácuo, ε_r é a permissividade complexa relativa constituída de uma parte real e uma parte imaginária, $\varepsilon_r = \varepsilon_r' + j\varepsilon_r''$ (Bowler, 2010). De modo análogo, a análise da resposta magnética do meio pode também ser obtida substituindo corretamente os termos correlatos entre o campo elétrico e o magnético (Engheta & Ziolkowski, 2006). Assim, os modelos de *Drude-Lorentz* para a polarização (ε) e para a magnetização (μ) são respectivamente utilizados para o cálculo e simulação da resposta em frequência de ε e μ em materiais DNG, conforme Equações (3.9) e (3.10):

$$\varepsilon_r(\omega) = \varepsilon_0 \left[1 - \frac{\omega_0^2}{\omega(\omega - j\Gamma_e)} \right] , \quad (3.9)$$

$$\mu_r(\omega) = \mu_0 \left[1 - \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega - j\Gamma_m)} \right] , \quad (3.10)$$

onde μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo e Γ_e e Γ_m são respectivamente os coeficientes de atenuação do campo elétrico e do campo magnético (Gonçalves, 2010) e (Rhode & Poddar, 2016). A análise das Equações (3.9) e (3.10) revela que em uma faixa de frequência próxima da ressonância ε e μ apresentam valores negativos. O valor negativo destes parâmetros está relacionado com uma das características mais interessantes dos MTM em relação a WPT, que é o Índice de Refração Negativo.

3.4 Índice de refração negativo

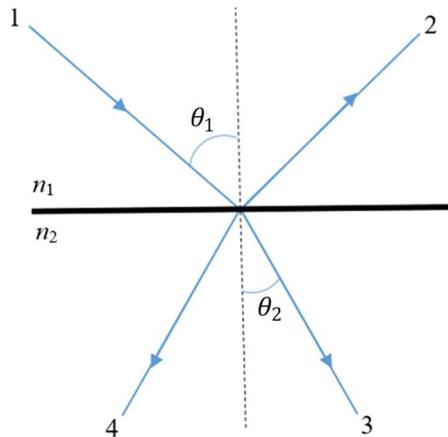
Os parâmetros de campos eletromagnéticos são diretamente afetados pelas características do meio em que esses campos se propagam. As características especiais dos materiais DNG são particularmente interessantes para sistemas SCMR. Nestes sistemas o campo eletromagnético decai rapidamente com a distância de transmissão de energia, e valores negativos de ϵ e μ interferem no índice de refração do meio. Esta qualidade pode produzir materiais com a capacidade de agir como lente para o campo eletromagnético (Smith & Pendry, 2009), (Gonçalves, 2010) e (Balanis, 2012). Segundo a Lei de *Snell* o índice de refração de um meio convencional é dado por:

$$\frac{\sin \theta_2}{\sin \theta_1} = \frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{\epsilon_{r1}\mu_{r1}}{\epsilon_{r2}\mu_{r2}}}, \quad (3.11)$$

onde n_1 e n_2 são os índices de refração do meio 1 e do meio 2, respectivamente, assim como ϵ_{r1} , μ_{r1} , ϵ_{r2} e μ_{r2} são respectivamente a permissividade elétrica relativa e a permeabilidade magnética relativa dos meios 1 e 2. Para a análise desta equação devem ser consideradas as características complexas de ϵ_r e μ_r , de outra forma a aplicação da raiz no cálculo do índice de refração desprezaria a condição de negatividade destes parâmetros. A lei de *Snell* relaciona os ângulos de incidência θ_1 e transmissão θ_2 de uma onda plana eletromagnética (Bingnan & K., 2013), isto é, quando uma onda eletromagnética toca a interface entre dois meios, esta onda pode ser transmitida através deste meio com um ângulo maior ou menor de acordo com seu índice de refração.

A Figura 3-3 ilustra o comportamento geométrico de uma onda plana incidente 1 propagando em um meio n_1 com ângulo de incidência θ_1 , na interface com o meio n_2 . A seta 2 representa a parte refletida da onda. A seta 3 representa a parcela transmitida da onda através do meio n_2 com um ângulo de transmissão θ_2 em relação ao eixo “normal” tracejado. Ainda na Figura 3-3, a seta 4 representa a parcela transmitida da onda no caso de o meio n_2 possuir índice de refração negativo, dessa forma o ângulo de transmissão é igual a $-\theta_2$.

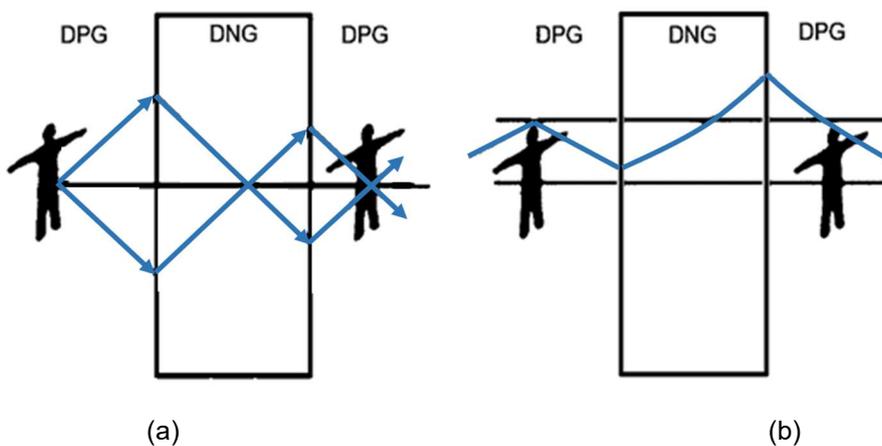
Figura 3-3 - Índice de refração em diferentes meios



Fonte: (Pinheiro, 2016)

A aplicação de materiais com índice de refração negativo em sistemas SCMR consiste do uso de placas de MTM entre a UT e a UR de forma a agirem como lentes eletromagnéticas, convergindo o campo eletromagnético divergente na direção de transmissão (Cho, et al., 2016). Essas características podem também ser projetadas para que uma superfície MTM sirva como refletor para o campo eletromagnético que propaga na direção contrária à de transmissão. Uma onda eletromagnética pode ter seu coeficiente atenuação modificado de forma a ter restaurada parte de sua amplitude ao propagar por meios DNG (Smith & Pendry, 2009). A Figura 3-4(a) ilustra um meio MTM atuando como uma lente ajustando o foco de transmissão de uma onda eletromagnética em uma direção desejada. A Figura 3-4(b) mostra a representação de uma onda eletromagnética sendo amplificada ao passar por um meio MTM.

Figura 3-4 - Índice de refração em MTM



Fonte: Adaptado de (Smith & Pendry, 2009)

Assim, materiais com índice de refração negativo podem definitivamente auxiliar na transmissão de energia sem a utilização de fios. Esta característica peculiar dos MTM pode ser obtida através de um arranjo periódico de macro-células (Campos, 2009). Um estudo sobre a modelagem básica dessas células é apresentado na Seção 3.5 a seguir.

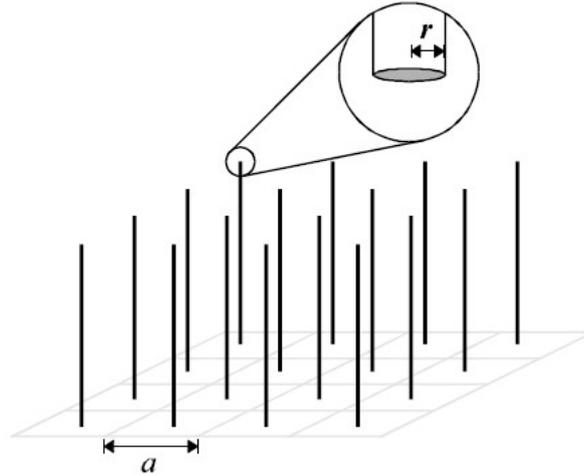
3.5 Modelagem da célula básica

Segundo determina o modelo de Drude-Lorentz, um campo elétrico externo ao ser aplicado a um material provoca a polarização deste material; a medida da resistência de um material a esta polarização é denominada constante dielétrica. Esta constante é dada pela razão entre a energia armazenada pelo material devido à polarização, relacionada à parte real da permissividade complexa, e a energia dissipada no processo de polarização, relacionada à parte imaginária da permissividade complexa do material. Esta relação é também chamada de tangente de perdas, $\tan \delta$, ou fator de dissipação. Analogamente, um campo magnético externo ao ser aplicado a um determinado material provoca a magnetização desse material. A energia armazenada pelo material no processo de magnetização é representada pela parte real da permeabilidade complexa, sendo a energia dissipada representada pela parte imaginária dessa permeabilidade (Pendry J. , 2007).

Essas peculiaridades referentes à natureza dos materiais naturais permitem que MTM sejam modelados basicamente em duas estruturas básicas de acordo com (Smith & Padilla, 2000) e (Smith & Pendry, 2009): uma grade densa de fios com característica de $\epsilon < 0$, e uma rede de anéis ressonantes – SRR (*Split Ring Resonators*) com característica de $\mu < 0$ (Smith & Padilla, 2000). Estas estruturas foram os primeiros modelos de macro-células básicas propostas, contudo, diversos estudos têm sido realizados com propostas de geometrias alternativas para obtenção de valores negativos para os parâmetros característicos dos MTM (Jabita, 2013).

A estrutura ilustrada na Figura 3-5, com uma grade de fios finos, quando exposta a um campo elétrico gera um momento de polarização com cargas diferentes entre as pontas dos fios dando origem a uma pequena corrente, um efeito semelhante à polarização de meios ionizantes do plasma, por este motivo este arranjo é denominado de permissividade plasmônica.

Figura 3-5 – ENG com grade de fios condutores



Fonte: (Pendry J. , 2007)

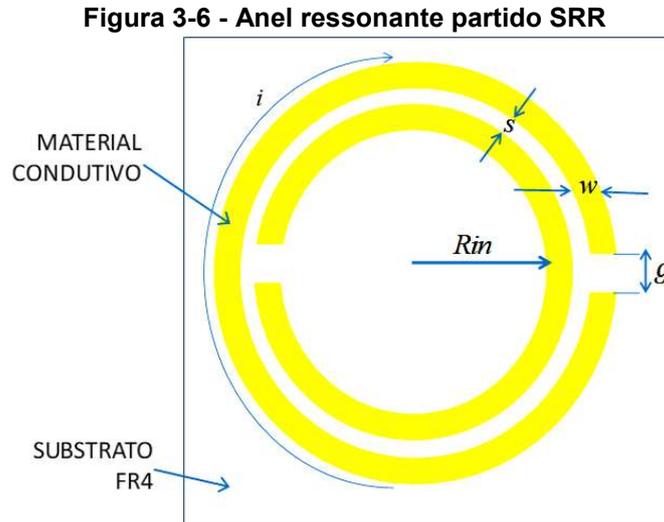
Neste arranjo, os fios devem ser distribuídos com espaçamentos, a , muito menores que o comprimento de onda, a quantidade e o raio dos fios são parâmetros que definem a frequência em que a permissividade elétrica pode apresentar valor negativo. A permissividade elétrica efetiva do conjunto pode ser encontrada pela equação (Pendry J. , 2007):

$$\varepsilon_{ef} = \varepsilon'_{ef} - j\varepsilon''_{ef} = 1 - \frac{f_p^2}{f^2 - j p f} , \quad (3.12)$$

onde f é a frequência da onda incidente, f_p é a frequência plasmônica que é a frequência em que o material apresenta permissividade real igual a zero, e p um fator de perda. Esta equação é análoga a Equação (3.9) que define a permissividade relativa pelo modelo de *Drude-Lorentz*. O estudo realizado por (Smith & Padilla, 2000) correlaciona o fator de perda p ao coeficiente de atenuação Γ_e que está relacionado com a impedância intrínseca do meio. Acima da frequência plasmônica a permissividade elétrica apresenta parte real negativa e a onda experimenta uma reflexão total (Engheta & Ziolkowski, 2006).

Neste trabalho, por se tratar de transmissão por acoplamento magnético ressonante forte, o campo evanescente é predominantemente magnético; assim, a atenção foi concentrada no desenvolvimento de uma estrutura com características MNG. Materiais com características MNG podem ser sintetizados através de SRR; a função desses anéis partidos é de responder ao campo magnético gerando correntes circulantes em uma frequência de ressonância desejada que potencialmente resulta em $\mu < 0$ (Engheta & Ziolkowski, 2006) e (Eleftheriades & Engeta, 2011).

A Figura 3-6 apresenta um exemplo da estrutura de uma célula de anéis partidos, com a sua descrição geométrica: R_{in} seu raio interno, w a largura da trilha condutora, s o espaço entre os anéis, g a distância que representa a partição de cada um dos anéis e a corrente induzida i no material condutivo.



Fonte: Dados do autor

O corte nos anéis é justificável para que estes operem em uma frequência de ressonância desejada na qual o comprimento de onda é muito maior que seu diâmetro. De forma equivalente ao modelo de *Drude-Lorentz* para a permissividade elétrica relativa, a permeabilidade magnética efetiva de um meio composto por anéis ressonantes cortados dispostos de forma periódica pode ser calculada pela equação (Engheta & Ziolkowski, 2006):

$$\mu_r = \mu'_r - j\mu''_r = 1 - \frac{f_{pm}^2 - f_0^2}{f^2 - f_0^2 - jpf} \quad , \quad (3.13)$$

onde f é a frequência do sinal, f_{pm} é a frequência plasmônica magnética, que é a frequência na qual o meio apresenta permeabilidade magnética igual a zero, f_0 é a frequência de ressonância particular do MTM, e p um fator de perda, que em outras literaturas (Smith & Padilla, 2000) está relacionado ao coeficiente de atenuação da onda Γ_m . As propriedades de ressonância de um SRR são dependentes da sua geometria, ilustrada na Figura 3-6, e sua frequência de ressonância é obtida também pela Equação (2.5), sendo sua indutância própria obtida por (Jabita, 2013):

$$L = \mu_0 R_m \left(\ln \frac{8R_m}{h+w} - \frac{1}{2} \right) \quad , \quad (3.14)$$

R_m é o raio médio $R_m=Rin+w/2$, e h é a espessura do material condutor. O cálculo da capacitância da estrutura é dividido em duas partes, a capacitância própria C_s e a capacitância do “gap” C_g , que age como a capacitância entre duas finas placas paralelas (Jabita, 2013):

$$C_g = \varepsilon_0 \left[\frac{wh}{g} + \frac{2\pi h}{\ln\left(\frac{2.4h}{w}\right)} \right] . \quad (3.15)$$

A capacitância própria do anel se deve às cargas acumuladas na superfície do anel condutor e é por vezes denominada capacitância de superfície C_s , aproximada por (Jabita, 2013):

$$C_s = \frac{2\varepsilon_0 h}{\pi} \ln \frac{4Rm}{g} . \quad (3.16)$$

Deve-se também considerar a existência de uma capacitância mútua C_m no substrato entre as células periódicas do MTM em série com a capacitância mútua no ar C_a entre as células que podem ser calculadas por (Jabita, 2013):

$$C_m = \varepsilon_0 \varepsilon_r \left[\frac{wh}{g} + \frac{2\pi h}{\ln\left(\frac{2.4h}{w}\right)} \right] , \quad (3.17)$$

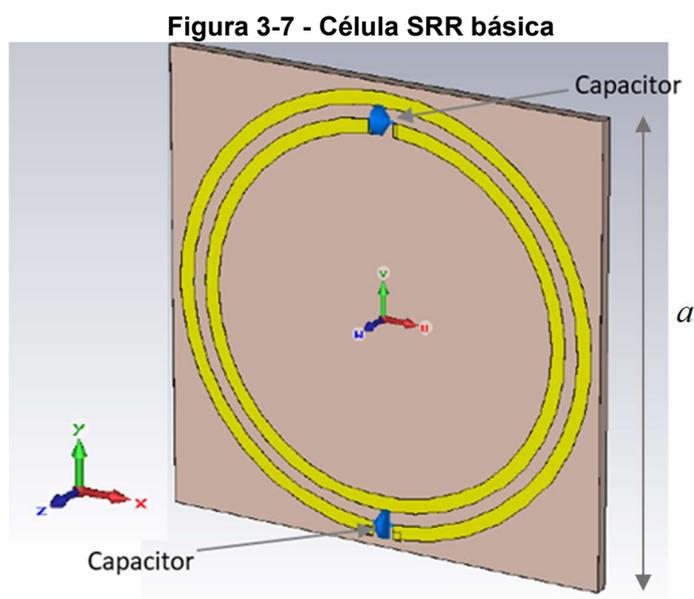
$$C_a = \varepsilon_0 \left[\frac{wh}{g} + \frac{2\pi h}{\ln\left(\frac{2.4h}{w}\right)} \right] . \quad (3.18)$$

A capacitância total do SRR é então dada pela soma das capacitâncias calculadas pelas Equações (3.15), (3.16), (3.17) e (3.18), em série e em paralelo de acordo com a distribuição das células na estrutura. Contudo, as capacitâncias calculadas através destas equações por vezes apresentam valores baixos insuficientes para ressonância na frequência desejada, sendo então necessário a inclusão de capacitores SMD nos anéis partidos.

3.5.1 Otimização da geometria da célula básica

O software CST® foi utilizado no projeto da macro-célula SRR ilustrada na Figura 3-6. Este software possui ferramentas desenvolvidas especialmente para o projeto de estruturas com características dos MTM. Com o objetivo de analisar a característica

periódica dos MTM, as dimensões da estrutura da célula SRR foram parametrizadas de forma a apresentarem tamanho máximo inferior a 50 % do tamanho das bobinas utilizadas neste trabalho, ou seja, o diâmetro máximo das células deve ser menor que 5 cm. A Figura 3-7 apresenta o projeto da estrutura no software, onde observa-se os capacitores agregados posicionados nas lacunas ou “*gaps*” dos anéis partidos, e a é a dimensão da célula.

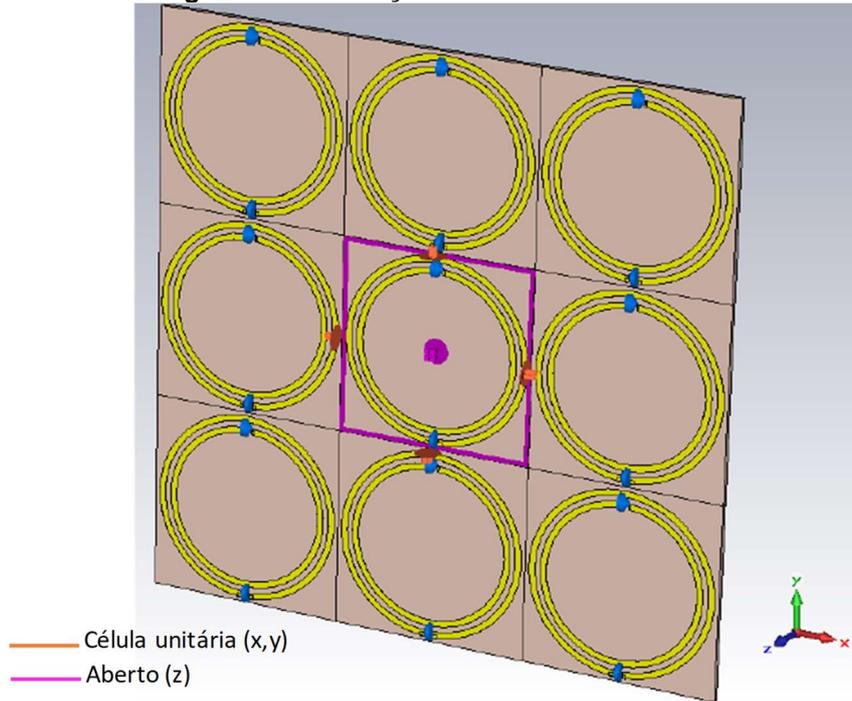


Fonte: Dados do autor

O valor de cada um dos capacitores agregados e dos parâmetros geométricos descritos na Figura 3-6 foram considerados como variáveis de decisão para otimização do parâmetro S_{11} na frequência desejada, ≈ 1 MHz.

O software também requer que sejam parametrizadas as condições de contorno da estrutura a ser analisada. Desta forma, a estrutura ilustrada na Figura 3-7 teve suas condições de contorno em relação aos eixos x e y definidas como célula unitária. Assim, o software pode considerar a influência eletromagnética das células vizinhas à estrutura nos seus cálculos de forma periódica. A condição de contorno em relação ao eixo z é definida como aberta de acordo com o objetivo do uso do MTM como lente para o campo magnético, posicionando-o na visada direta entre as bobinas do sistema SCMR. A Figura 3-8 apresenta a parametrização das condições de contorno do SRR.

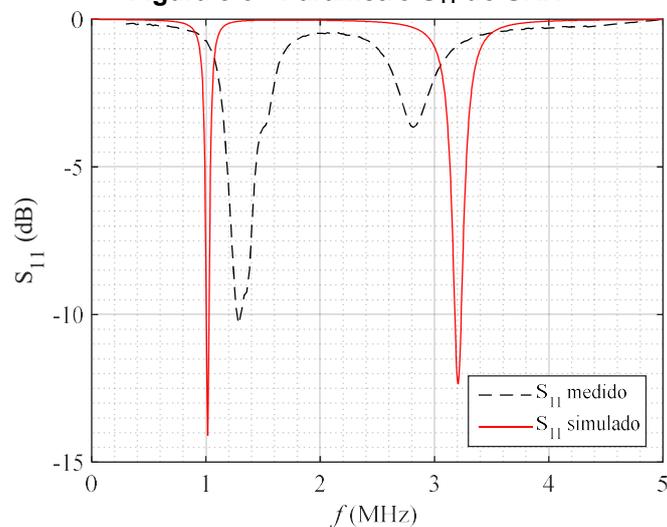
Figura 3-8 - Condições de contorno do SRR



Fonte: Dados do autor

Utilizando os parâmetros geométricos obtidos com a otimização ($R_{in}=19,87$ mm, $w=1,63$ mm, $s=1,47$ mm e a capacitância $C=47$ nF), realizada pelo software CST®, foram construídos SRR em placas de FR4 idênticas às utilizadas para a construção das bobinas do sistema SCMR. A Figura 3-9 apresenta o resultado do parâmetro S_{11} simulado e medido para uma célula SRR.

Figura 3-9 - Parâmetro S_{11} do SRR

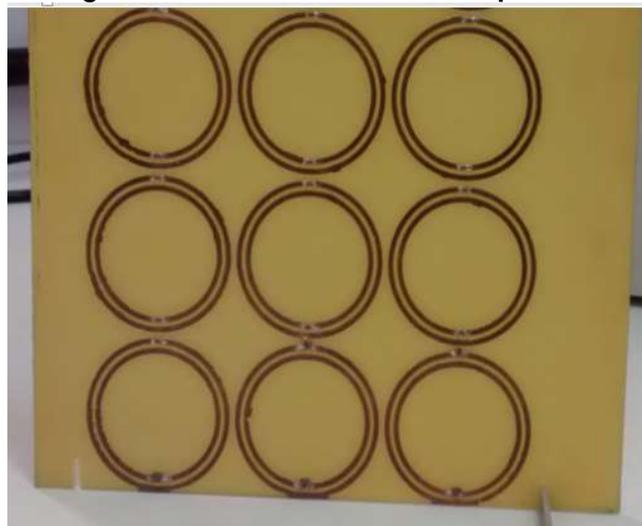


Fonte: Dados do autor

O resultado da medição foi obtido utilizando o analisador de rede *Keysight*® E5071C. Um conector SMA modelo KLC3060PCI foi soldado ao “*gap*” do anel partido externo. As curvas dos parâmetros S_{11} simulado e medido apresentam comportamento semelhante, sendo a frequência de ressonância do protótipo construído de aproximadamente 1,25 MHz. A diferença entre os resultados da medição e da simulação quanto a amplitude e a frequência de ressonância se justificam primordialmente pela dificuldade de construção das células com as dimensões exatas da otimização e a tolerância no valor dos capacitores utilizados.

A Figura 3-10 apresenta a superfície MTM construída com nove células SRR, como a Figura 3-8, distribuídas.

Figura 3-10 - Anéis Ressonadores partidos



Fonte: Dados do autor

3.6 Permeabilidade magnética efetiva do SRR

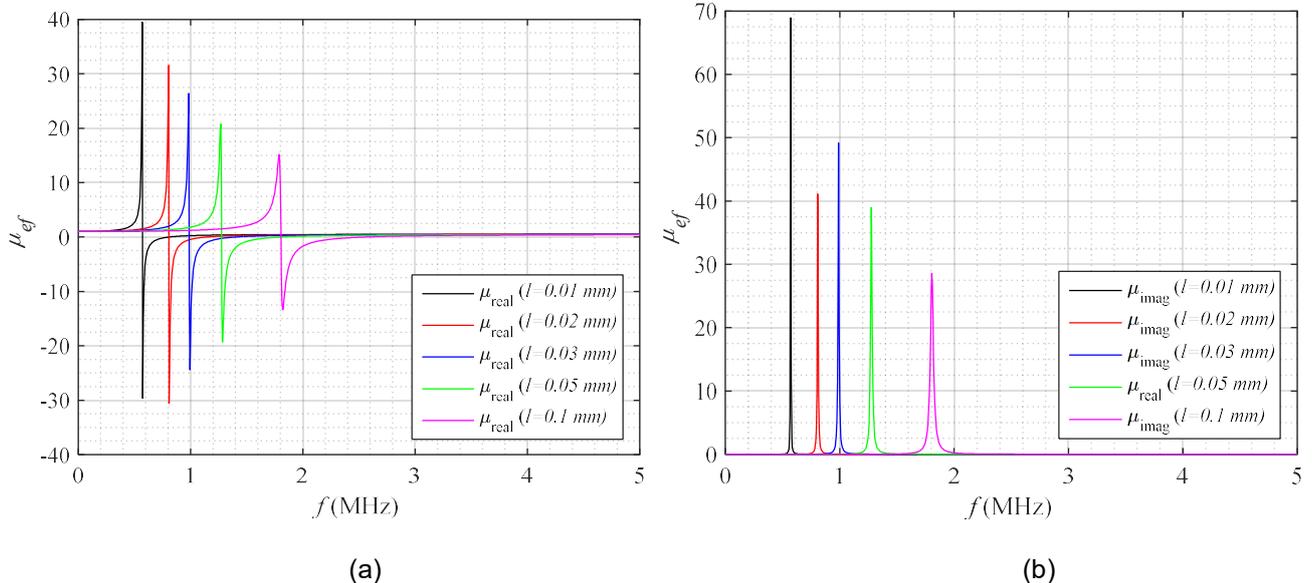
As células SRR circulares construídas na estrutura ilustrada na Figura 3-10 possuem as características geométricas otimizadas pelo CST®. Tomando estes parâmetros a permeabilidade efetiva μ_{ef} do SRR pode ser estimada pela Equação (Pendry, Holden, Robbins, & Steward, 1999):

$$\mu_{ef} = 1 - \frac{\frac{\pi Rin^2}{a^2}}{1 + \frac{2l\sigma}{\omega Rin\mu_0}i - \frac{3l}{\pi^2\mu_0\omega^2 CRin^3}}, \quad (3.19)$$

onde l é o espaçamento entre células sobrepostas, Rin é o raio interno do SRR, a é a dimensão das células SRR, C a capacitância da célula dada pela soma dos capacitores agregados em série, ω é a frequência angular, e σ é a resistividade da célula. A Equação (3.19) foi proposta para o cálculo da permeabilidade efetiva de estruturas MTM volumétricas compostas por células SRR. Neste trabalho, é proposta uma superfície MTM composta por células SRR; assim, como não há células sobrepostas o parâmetro l deveria ser igual a zero. Porém esta condição inviabiliza o cálculo da permeabilidade efetiva utilizando a Equação (3.19), pois provocaria a divisão por zero nos termos dependentes da frequência angular, ω . Com o objetivo de utilizar a Equação (3.19) para superfícies MTM, foi realizada uma investigação sobre os valores de l para os quais a parte real de μ_{ef} é menor que zero em ≈ 1 MHz.

A Figura 3-11 ilustra os resultados obtidos de μ_{ef} com a variação dos valores de l de 0,01 mm a 0,1 mm.

Figura 3-11 – μ_{ef} em relação a l : (a) $\text{real}(\mu_{ef})$ e (b) $\text{imag}(\mu_{ef})$

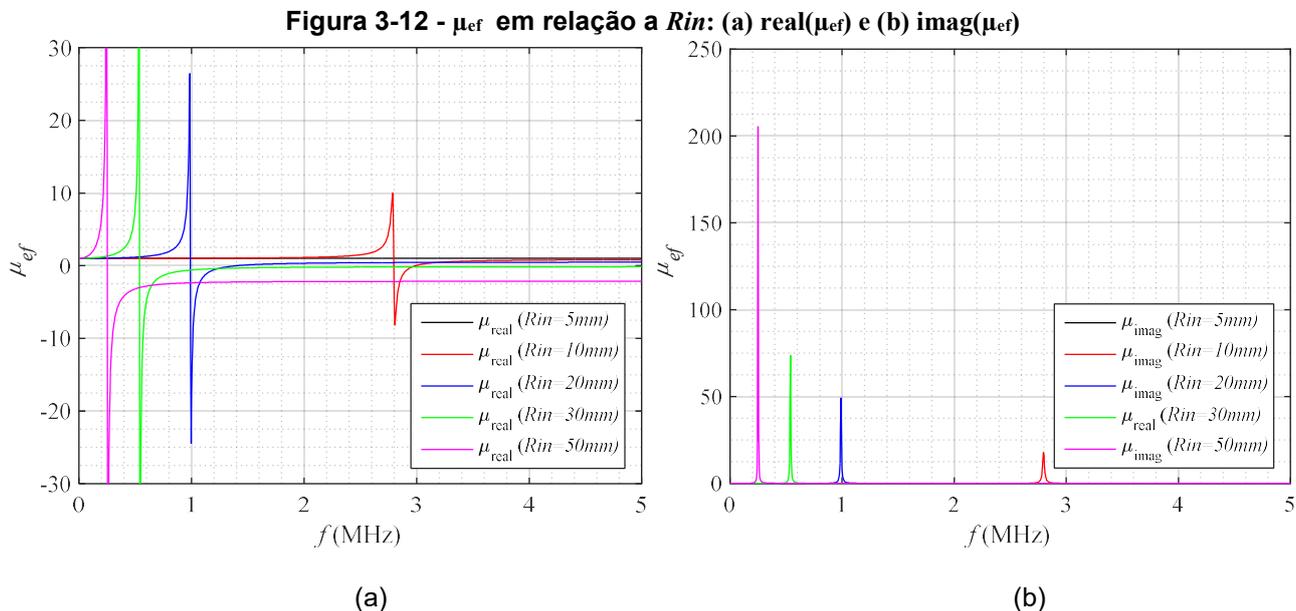


Fonte: Dados do autor

Esses resultados foram obtidos considerando um valor arbitrário para a resistividade da célula, $\sigma=25 \Omega$, e os valores utilizados na construção do protótipo a partir dos valores

otimizados pelo CST®, $R_{in}=20$ mm, $a=50$ mm e capacitância $C=47$ nF. Como não há sobreposição de células SRR, foram considerados valores baixos para l e observa-se que uma pequena variação nestes valores baixos conduz a uma alteração significativa na frequência em que a parte real de μ_{ef} apresenta valores negativos, típicos de MTM. A parte real de μ_{ef} apresentou valores negativos para $l=0,03$ mm na frequência desejada de 1 MHz. Observa-se também que a variação dos valores l provoca grandes alterações na parte imaginária de μ_{ef} , que é relacionada com as perdas do material.

O valor de μ_{ef} também foi avaliado em relação a variação dos valores de R_{in} com o objetivo de se comparar o resultado da otimização realizada pelo CST® com os valores obtidos através da Equação (3.19). Para esta comparação foram considerados os valores: $a=50$ mm, $l=0,03$ mm, capacitância $C=47$ nF e $\sigma=25$ Ω . Os resultados obtidos estão ilustrados na Figura 3-12. Assim, como observado na variação do parâmetro l , a variação no valor do raio interno do SRR conduz a uma grande alteração nos resultados de μ_{ef} que apresentou valor real negativo para $R_{in}=20$ mm, que é um valor aproximado ao obtido com a otimização ($R_{in}=19,87$ mm).

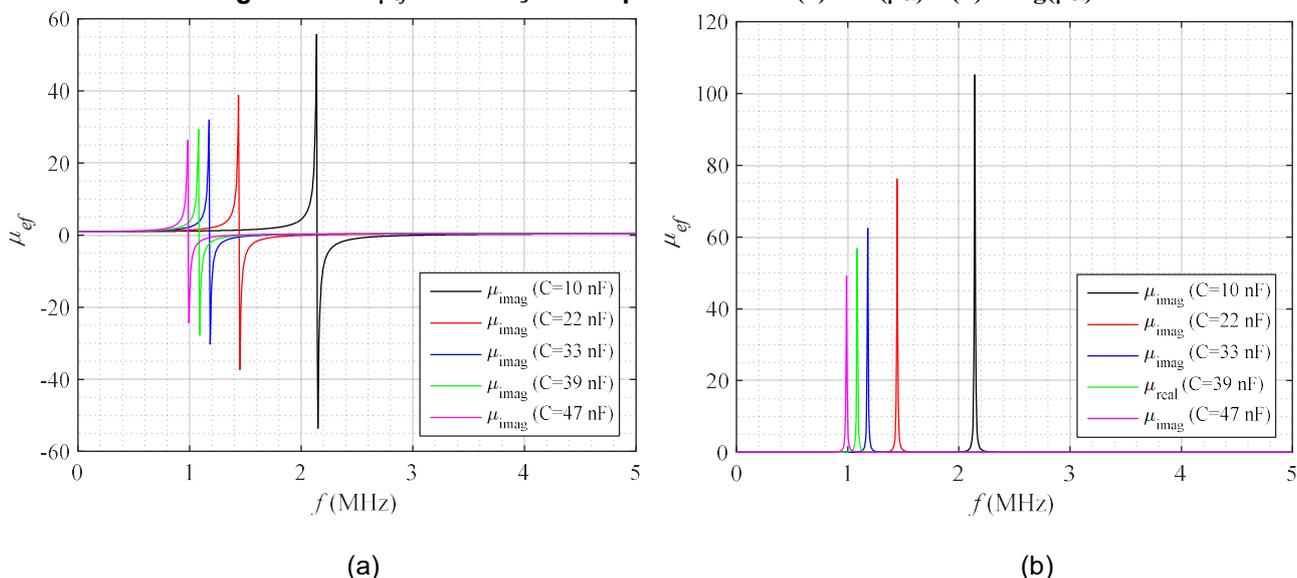


Fonte: Dados do autor

O valor de μ_{ef} foi também avaliado variando-se a capacitância C com valores de capacitores comerciais próximos ao valor de 47 nF obtido com a otimização. A resposta em frequência obtida com esta variação é ilustrada na Figura 3-13 e considera os parâmetros

$R_{in}=20$ mm, $a=50$ mm, $l=0,03$ mm e $\sigma=25$ Ω . As curvas da Figura 3-13(a) indicam que a parte real de μ_{ef} apresenta valor negativo de $\text{real}(\mu_{ef})= -24$ na frequência de projeto de 1 MHz. Para $C=47$ nF, observa-se que a redução do valor de C aumenta o valor da frequência em que este pico negativo ocorre. O aumento do valor de C reduz o desempenho do SRR em relação a amplitude (negativa) da parte real de μ_{ef} , característica peculiar dos MTM. Entretanto, as curvas da Figura 3-13(b) indicam que o aumento do valor de C reduz a amplitude da parte imaginária da μ_{ef} relacionada às perdas do material.

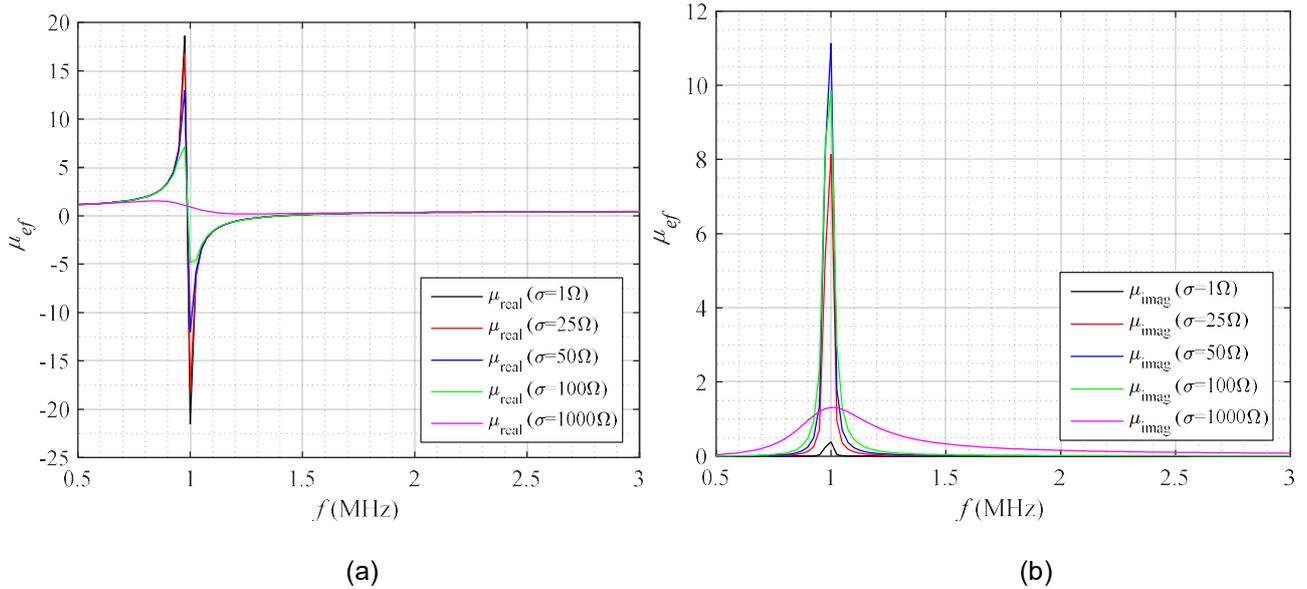
Figura 3-13 - μ_{ef} em relação a capacitância C: (a) $\text{real}(\mu_{ef})$ e (b) $\text{imag}(\mu_{ef})$



Fonte: Dados do autor

Finalmente, a μ_{ef} foi também avaliada em relação ao parâmetro σ relacionado à resistividade da célula SRR (Pendry, Holden, Robbins, & Steward, 1999). A resposta em frequência obtida da μ_{ef} em relação a variação da σ é ilustrada na Figura 3-14, e considera os parâmetros: $R_{in}=20$ mm, $a=50$ mm, $l=0,03$ mm e $C=47$ nF. As curvas da Figura 3-14(a) indicam que a amplitude da parte real da μ_{ef} é inversamente proporcional ao valor de σ e a variação nos valores de σ não conduz a alterações na frequência em que o SRR apresenta valor negativo para a parte real de μ_{ef} . Observa-se, também, na Figura 3-14(b) que a amplitude da parte imaginária de μ_{ef} é inversamente proporcional aos valores de σ .

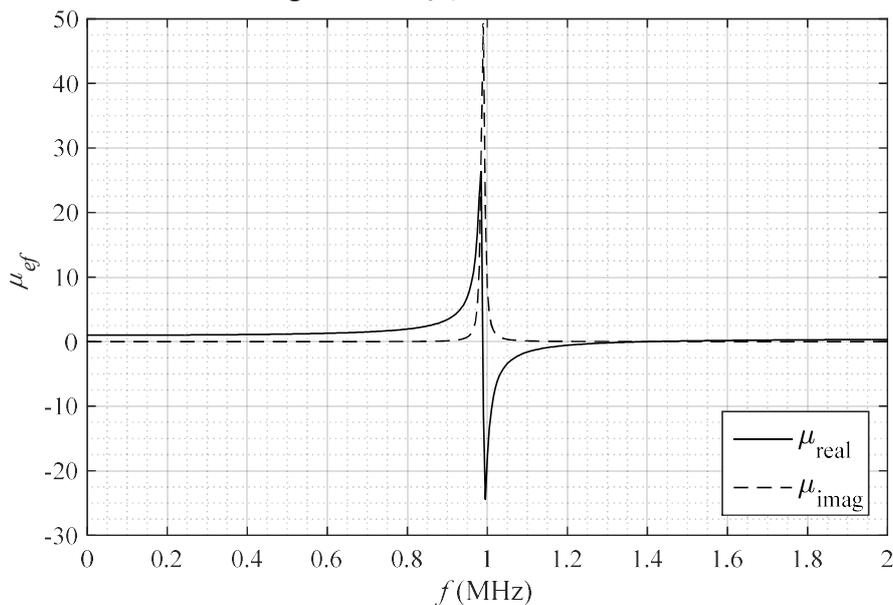
Figura 3-14 - μ_{ef} em relação a σ : (a) $\text{real}(\mu_{ef})$ e (b) $\text{imag}(\mu_{ef})$



Fonte: Dados do autor

Assim, as simulações realizadas nesta Seção indicam que a curva da parte real da permeabilidade apresenta valores negativos, característicos de MTM, para uma estreita faixa de frequência. Os resultados destas simulações corroboram os valores dos parâmetros do SRR obtidos com a otimização realizada com o CST®. A Figura 3-15 apresenta os valores de μ_{ef} obtidos com os valores das simulações realizadas nesta Seção.

Figura 3-15 - μ_{ef} da célula SRR



Fonte: Dados do autor

As curvas da Figura 3-15 são resultantes da avaliação da Equação (3.19) em relação aos parâmetros $R_{in}=20$ mm, $a=50$ mm, $l=0,03$ mm, $C=47$ nF e $\sigma=25$ Ω . A parte real da μ_{ef} apresenta valores negativos entre 1 MHz e 1,35 MHz, esta faixa de frequência é equivalente à faixa de frequência dos picos do parâmetro S_{11} medido para o SRR, ilustrados na Figura 3-9. A equivalência entre esses dados confirma que a estrutura projetada com os SRR apresenta características peculiares de MTM e pode ser aplicada de forma promissora à tecnologia SCMR.

3.7 Considerações sobre os resultados

Neste Capítulo foi apresentado um breve estudo sobre o estado da arte da tecnologia de MTM aplicados à transmissão de energia sem fios. O estudo realizado indica que uma estrutura composta por anéis ressonadores partidos, SRR, pode apresentar permeabilidade magnética efetiva com valor negativo, características peculiares de MTM e desejável para o uso com SCMR. Assim, a geometria de uma célula SRR foi otimizada utilizando o software CST®. Os resultados obtidos foram utilizados para a construção de uma superfície MTM em um substrato de FR4. As características geométricas obtidas também foram avaliadas utilizando uma expressão analítica e os resultados obtidos sugerem que a estrutura SRR projetada apresenta permeabilidade magnética efetiva em uma faixa de frequência entre 1 MHz e 1,3 MHz. O resultado a partir da medição do parâmetro S_{11} do protótipo construído também indica que a estrutura apresenta pico de ressonância em uma frequência de ≈ 1 MHz.

Capítulo 4 – Resultados de um sistema SCMR com MTM

Neste capítulo sistemas SCMR, com duas, três e quatro bobinas, são avaliados em relação a sua eficiência e alcance de transmissão de energia elétrica. A potência desses sistemas também é analisada considerando o oscilador ressonante projetado e a inclusão da superfície MTM construída.

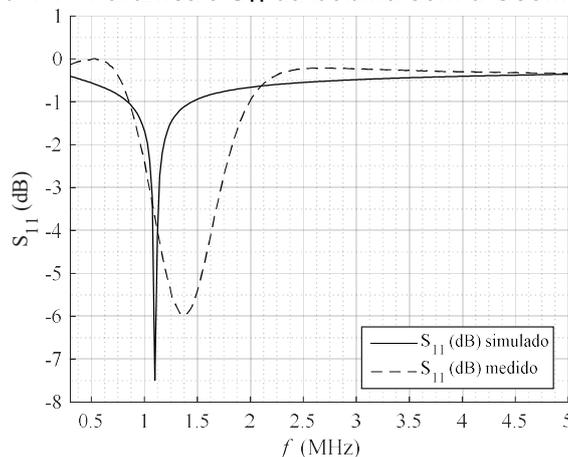
4.1 Descrição geral do sistema

Os ensaios descritos neste Capítulo são realizados para o sistema SCMR composto por duas, três e quatro bobinas de forma semelhante aos ensaios realizados na Seção 2.5. Novamente, as bobinas utilizadas nos ensaios possuem as características da Geometria V. O valor medido da indutância para as bobinas construídas com essas características foi de $L=4,73 \mu\text{H}$, $R\approx 0,7 \Omega$ e $Q=42,37$. As bobinas foram contrabalanceadas com capacitores de $4,7 \text{ nF}$ de forma a ressonarem em uma frequência de $\approx 1 \text{ MHz}$.

Com o objetivo de confirmar a frequência de ressonância da bobina com as características da Geometria V seus parâmetros foram simulados no software ADS®. A linha sólida da Figura 4-1 ilustra o resultado do parâmetro S_{11} simulado. A linha tracejada desta figura ilustra o resultado medido pelo analisador de rede *Keysight*® E5071C. A diferença no valor da frequência em que o pico de ressonância ocorre no resultado da medição em relação ao resultado da simulação se deve a fatores como a imprecisão do processo construtivo da bobina, o uso de capacitores com valores comerciais e mesmo a incertezas na medição. Ressalta-se aqui que os valores baixos do parâmetro S_{11} obtidos são condizentes com o baixo valor do fator de qualidade característico de bobinas impressas, mesmo tendo suas características geométricas otimizadas. Uma vez que a camada condutora em bobinas impressas possui espessura muito fina, e por consequência baixo valor de seção reta, sua resistência é elevada. Essa característica colabora para o aumento das perdas por dissipação prejudicando o valor de Q em bobinas impressas. É importante observar que embora o resultado medido, apresentado na Figura 4-1, possua pico de ressonância em $\approx 1,3 \text{ MHz}$, diferente da frequência desejada de 1 MHz , a curva do parâmetro S_{11} apresenta ressonância em uma banda de frequência próxima da frequência de

ressonância do MTM construído, apresentado na Seção 3.6. Assim, os ensaios realizados neste Capítulo, quanto a eficiência e a potência dos sistemas SCMR investigados, levam também em consideração a inclusão de superfícies MTM como lente para o campo magnético.

Figura 4-1 - Parâmetro S_{11} da bobina com a Geometria V



Fonte: Dados do autor

A avaliação da performance dos sistemas SCMR estudados neste capítulo foi realizada utilizando um gerador de sinais *Keysight*® 33220a e o oscilador ressonante projetado na Seção 2.4.1 como fonte. O gerador *Keysight*® 33220a foi utilizado devido a sua possibilidade de fornecer sinais ao sistema em uma ampla faixa de frequência, o que não pode ser realizado com o oscilador ressonante projetado. Contudo, a potência disponibilizada pelo oscilador ressonante é superior à fornecida pelo gerador.

4.2 Sistema SCMR alimentado por gerador de sinais

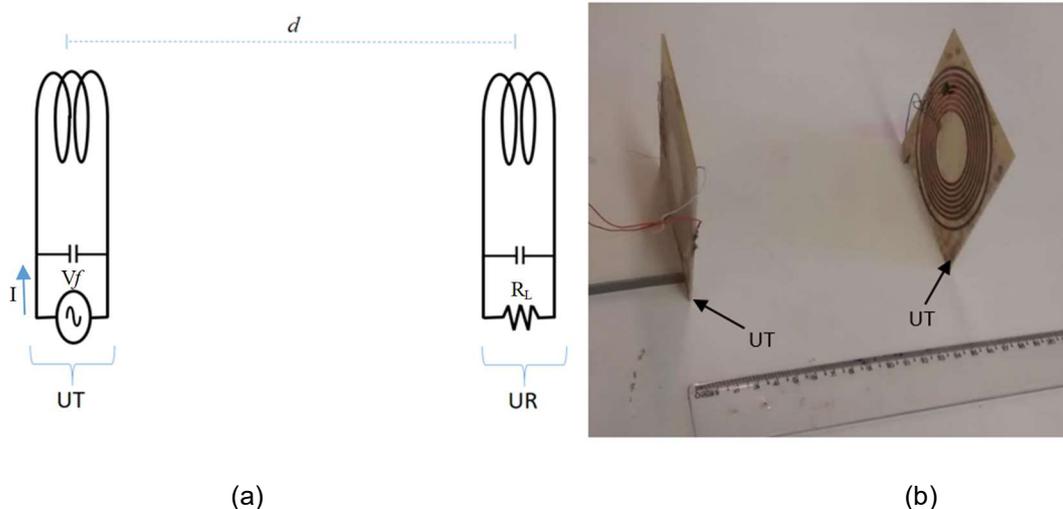
Todos os ensaios apresentados nesta seção foram realizados utilizando o gerador de sinais *Keysight*® 33220a.

4.2.1 Sistema SCMR com 2 bobinas

O ensaio para o sistema SCMR com duas bobinas é equivalente ao ensaio realizado na Seção 2.5 ilustrado pela Figura 2-23. Entretanto, nesta Seção a eficiência η do sistema é

avaliada em relação à frequência de operação e em relação ao alcance do sistema. A Figura 4-2(a) apresenta uma representação simplificada da topologia do sistema SCMR investigado e a Figura 4-2(b) apresenta uma imagem do sistema construído. Os testes desse sistema foram realizados variando-se a frequência f do gerador conectado a UT, $0,8 \text{ MHz} < f < 2,25 \text{ MHz}$, e variando a distância d da UT até a UR, $4 \text{ cm} < d < 15,5 \text{ cm}$. Sua η foi medida sobre uma carga de 100Ω conectada a UR, esta carga foi selecionada de forma arbitrária com objetivo de padronizar a análise dos resultados dos ensaios.⁷

Figura 4-2 - Sistema SCMR com 2 bobinas: (a) topologia básica e (b) protótipo

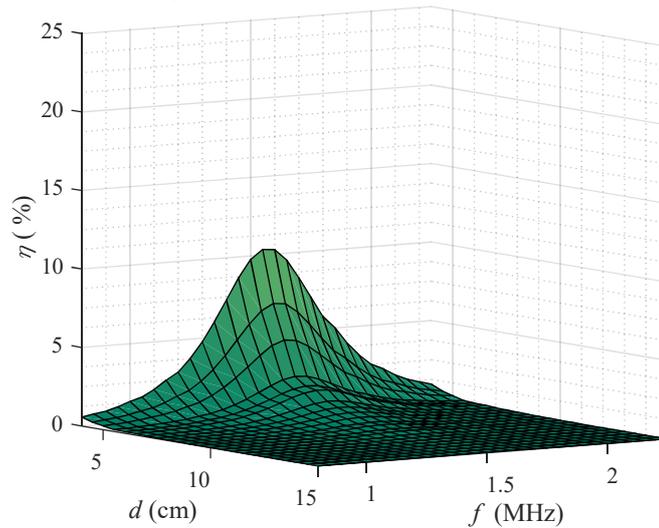


Fonte: Dados do autor

A eficiência η avaliada é dada pela razão da potência sobre a carga R_L pela potência de entrada P_{in} , $\eta = P_{out}/P_{in}$, com $P_{out} = V_R^2/R_L$ e $P_{in} = V_f I \cos \theta$, sendo V_R a tensão eficaz medida sobre os terminais da carga R_L , V é a amplitude eficaz da tensão e I é a amplitude eficaz de corrente fornecida pelo gerador à UT, e θ é o ângulo de defasagem entre V_f e I . Os resultados obtidos estão ilustrados na Figura 4-3.

⁷ O Apêndice B apresenta detalhes das configurações de medições.

Figura 4-3 - η do sistema SCMR com 2 bobinas

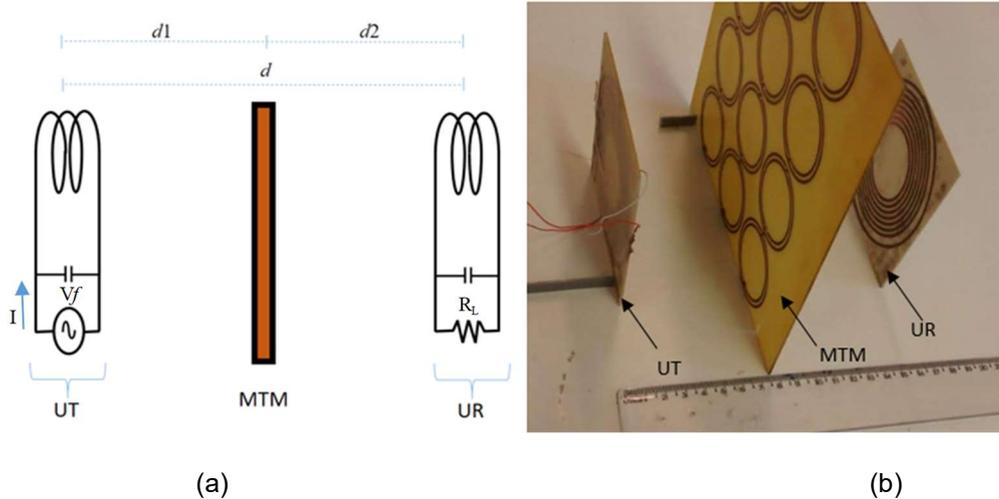


Fonte: Dados do autor

Observa-se que o sistema apresentou um pico de eficiência de aproximadamente 11 % para uma distância de $d=4$ cm na frequência de 1,55 MHz. O desvio no valor da frequência de ressonância em relação ao valor de projeto é resultante do acoplamento entre as UT e UR e as divergências entre o protótipo construído e o modelo simulado. As curvas do gráfico da Figura 4-3 apresentam um comportamento aproximado às curvas da Figura 2-8, onde a η do sistema é avaliada em relação ao coeficiente de acoplamento K . Esse coeficiente é inversamente proporcional à distância e em ambos os gráficos ocorre um decaimento rápido de η com o aumento da distância. Observa-se também, em ambos os gráficos, que fora da frequência de ressonância a performance do sistema decai exponencialmente.

A Figura 4-4 apresenta a topologia do mesmo sistema SCMR composto por duas bobinas e agora com uma superfície MTM posicionada na distância central entre a UT e a UR. O objetivo é avaliar a resposta do sistema em termos de eficiência e alcance de transmissão, considerando a mesma carga $R_L=100 \Omega$.

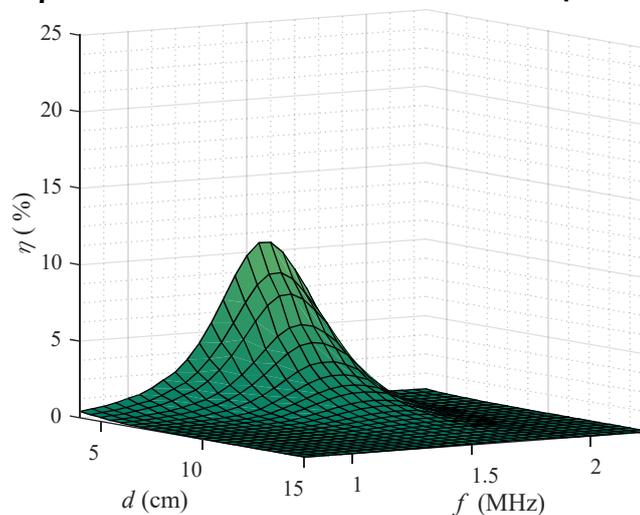
Figura 4-4 - SCMR com 2 bobinas e 1 MTM: (a) topologia e (b) protótipo



Fonte: Dados do autor

A superfície MTM composta por células SRR circulares é posicionada entre a UT e a UR sendo as distâncias $d1+d2=d$ e $d1=d2$, para que a interação magnética seja equivalente entre a superfície MTM e cada uma das unidades. A Figura 4-5 apresenta o comportamento do sistema sob estas condições. Observa-se que a redução da eficiência com a distância apresenta um comportamento suavizado em comparação com o sistema SCMR com duas bobinas sem a superfície MTM. A inclusão do MTM como lente para o campo magnético não trouxe interferência na frequência de ressonância do sistema, a máxima η ocorreu para $f=1,55$ MHz. A uma distância de 5,5 cm, por exemplo, a η do sistema passou de 2,57 % para 5,52 %, um incremento de ≈ 50 % com a inclusão do MTM.

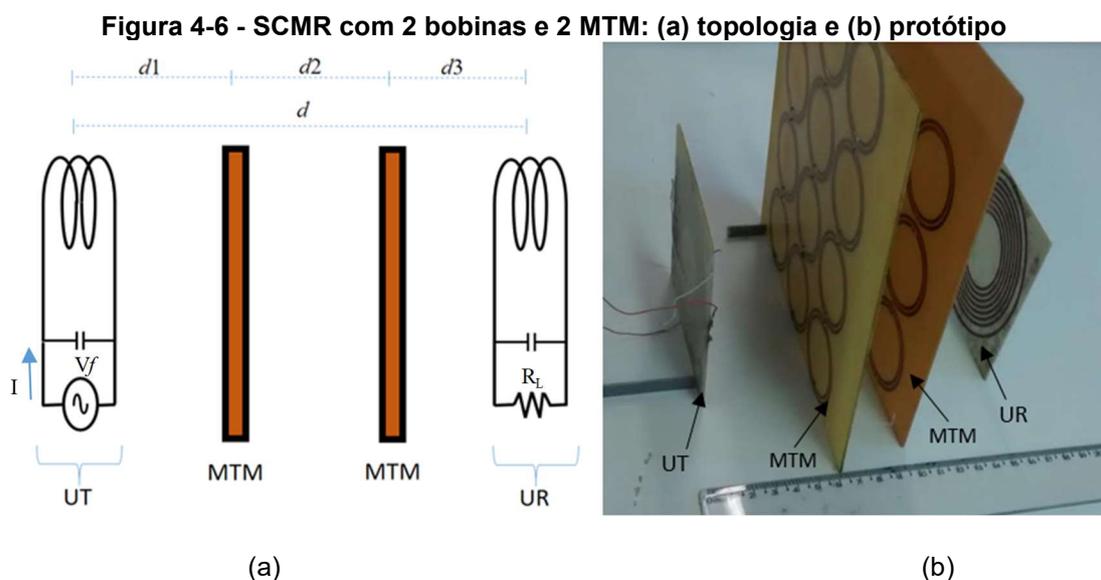
Figura 4-5 - η do sistema SCMR com 2 bobinas e 1 superfície MTM



Fonte: Dados do autor

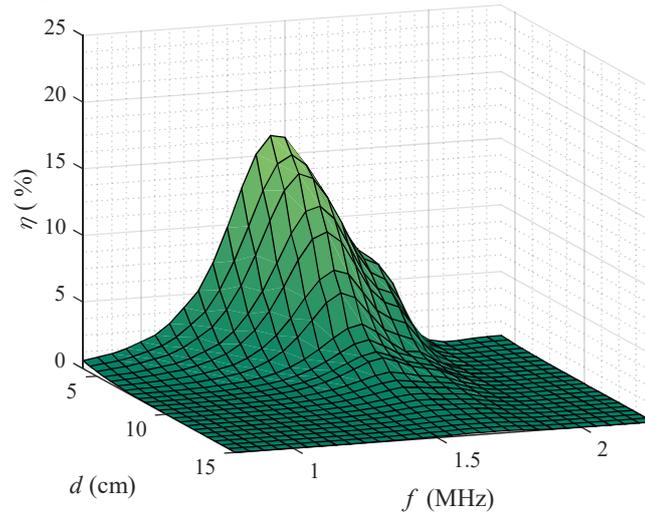
O baixo resultado de eficiência alcançado pelo sistema é esperado uma vez que as bobinas apresentam baixo valor de Q . Esse resultado é comparável com aquele obtido nas simulações realizados na Seção 2.3. Contudo, conforme a literatura especializada assinala no estudo realizado na Seção 3.2, a aplicação de MTM ao sistema SCMR promove um ganho consistente de η quanto ao alcance.

O sistema SCMR com duas bobinas é também investigado considerando a inclusão de mais uma superfície MTM conforme ilustrado na Figura 4-6. Novamente, é mantido um distanciamento equivalente entre os componentes do sistema com $d1+d2+d3=d$ e $d1=d2=d3$. A η do sistema é novamente avaliada sobre uma carga de 100Ω conectada aos terminais da UR, e o resultado obtido está representado na Figura 4-7. A inclusão de mais uma superfície MTM não impactou significativamente na frequência de operação do sistema, o pico de ressonância ocorre em 1,5 MHz.



Fonte: Dados do autor

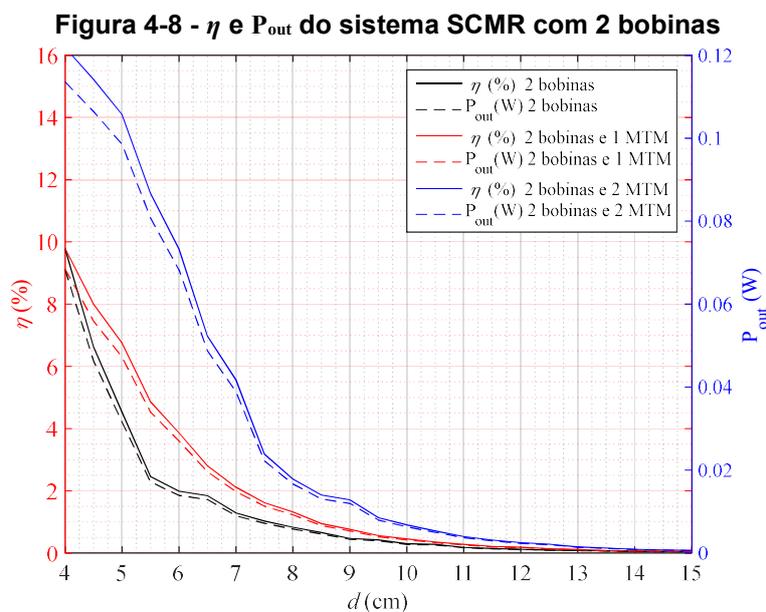
Figura 4-7 - η do sistema SCMR com 2 bobinas e 2 superfície MTM



Fonte: Dados do autor

Observa-se um incremento consistente no valor da η . O aumento da interação magnética dos componentes do sistema provoca a tendência do surgimento de um segundo pico de ressonância em uma frequência próxima a de ressonância.

A Figura 4-8 apresenta uma comparação do desempenho do sistema SCMR em relação a η e P_{out} na frequência de 1,5 MHz para as três topologias investigadas nesta Seção.

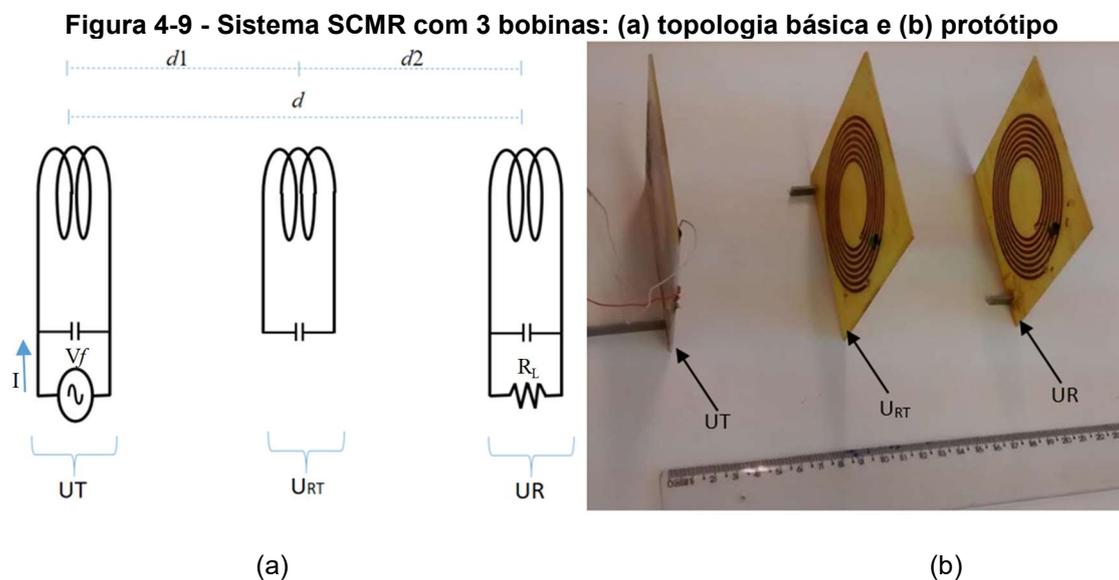


Fonte: Dados do autor

Observa-se que, na frequência de 1,5 MHz a η máxima do sistema SCMR com duas bobinas na distância de 4 cm passou de 9 % para 16 % com a inclusão de duas superfícies MTM. Em relação à potência transferida, nessa distância, ocorreu um incremento de 0,04 W, passando de 0,07 W no sistema SCMR com duas bobinas para 0,11 W com a adição das superfícies MTM. Tomando novamente como exemplo a distância de 5 cm como exemplo, a η do sistema SCMR com MTM obteve um incremento superior a 50 %, passando de 4 % para 14 % com a inclusão da segunda superfície MTM, esse incremento é equivalente a 0,07 W.

4.2.2 Sistema SCMR com 3 bobinas

Os ensaios descritos nesta Seção consideram a inclusão de uma U_{RT} e avalia o impacto desta topologia na eficiência e na potência transferida à carga de 100Ω . A U_{RT} é constituída de uma bobina que possui as mesmas características da UT e da UR e foi posicionada no sistema na distância central entre essas, conforme ilustra a Figura 4-9(a). O protótipo do sistema é ilustrado na Figura 4-9(b).

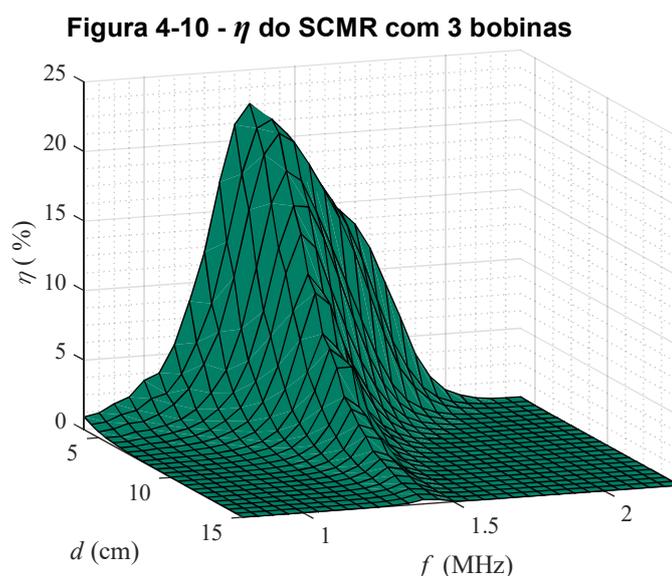


Fonte: Dados do autor

A posição da bobina retransmissora na distância central entre a UT e a UR tem significativa influência na frequência de ressonância do sistema. As medições apresentadas

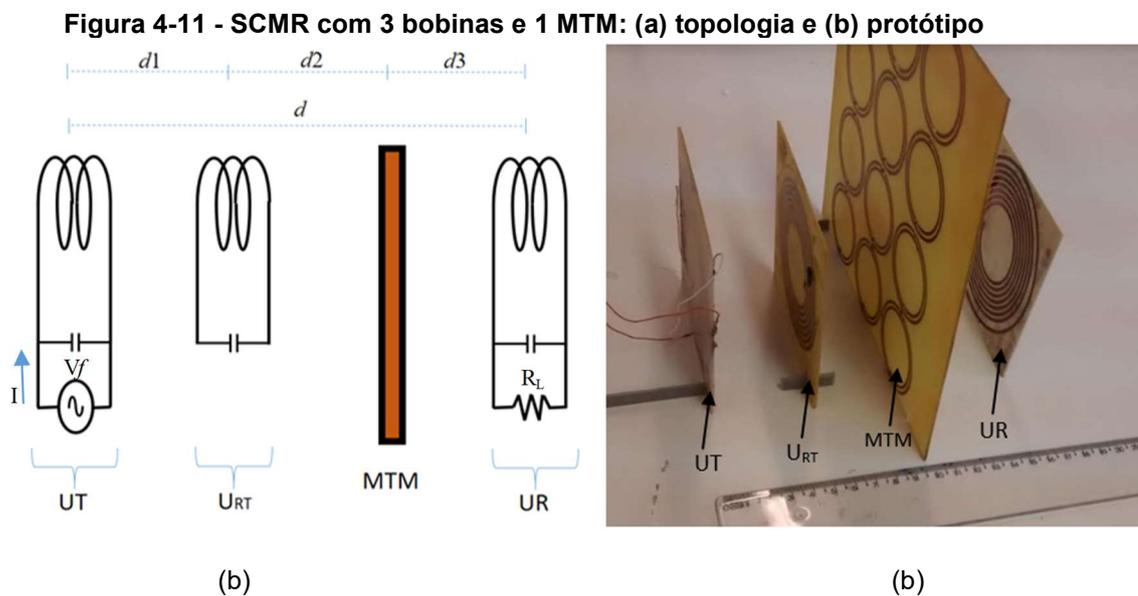
neste teste foram tomadas com a U_{RT} posicionada o mais próximo possível do centro da distância de transmissão, $d_1+d_2=d$ e $d_1=d_2$, com o objetivo de se garantir um acoplamento magnético mútuo entre a UT e a U_{RT} equivalente ao acoplamento magnético mútuo entre a U_{RT} e a UR. A η do sistema foi novamente avaliada sobre uma carga de 100Ω , variando-se simetricamente a distância entre as bobinas do sistema e a frequência do sinal de alimentação. As medições foram tomadas a cada $0,05 \text{ MHz}$ entre $0,8 \text{ MHz}$ até $2,25 \text{ MHz}$ e a cada $0,5 \text{ cm}$ entre 4 cm e $15,5 \text{ cm}$. O resultado ilustrado na Figura 4-10 indica um aumento na eficiência em relação à topologia com duas bobinas e indica também um leve deslocamento do pico de ressonância do sistema, antes de $1,55 \text{ MHz}$, considerando o SCMR com duas bobinas, para $1,4 \text{ MHz}$ com o SCMR com três bobinas.

A inclusão da U_{RT} trouxe um incremento de η ao sistema semelhante ao observado na Figura 2-11 da Seção 2.3. Em ambas figuras, a η do sistema foi de $\approx 20 \%$, o comportamento dos gráficos também é semelhante, apresentando um decaimento exponencial para os valores de frequência fora da ressonância e com o aumento da distância. Salienta-se aqui, que a comparação com o modelo equivalente do sistema SCMR com três bobinas apresentado na Seção 2.3 é quantitativa, uma vez que o modelo não representa com fidelidade o sistema real. Contudo, o resultado da simulação demonstra uma tendência do comportamento do sistema sob condições semelhantes.



Fonte: Dados do autor

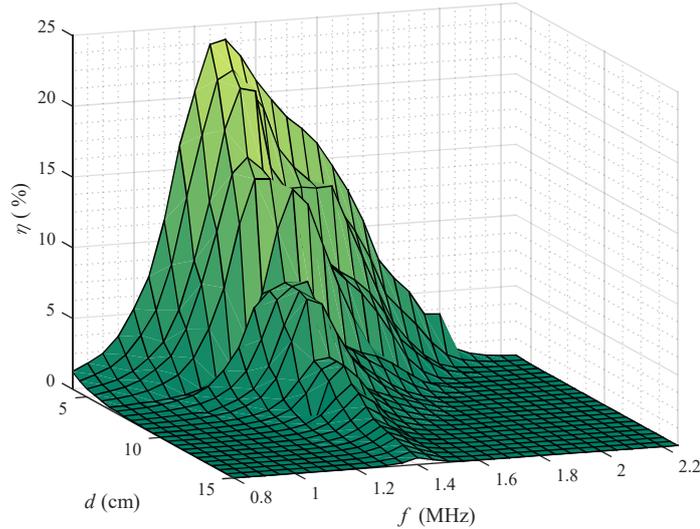
O ensaio seguinte avalia o desempenho do sistema SCMR com três bobinas com a inclusão de uma superfície MTM entre as bobinas, conforme ilustra a Figura 4-11. Os componentes foram distanciados simetricamente, com $d1+d2+d3=d$ e $d1=d2=d3$.



Fonte: Dados do autor

O resultado obtido, apresentado na Figura 4-12, demonstra um incremento na η do sistema SCMR em especial para distâncias maiores. Para menores distâncias as curvas de η do sistema apresentam um comportamento menos estável em relação ao comportamento das curvas apresentado na Figura 4-10. Esse comportamento é justificado em parte pela diferença no valor da distância $d1$ que separa a UT da URT e da soma de $d2$ e $d3$ equivalente à distância que separa a URT e a UR. Desta forma, a indutância mútua entre essas unidades apresenta valores diferentes e por consequência alteram a frequência de ressonância e o desempenho do sistema.

Figura 4-12 - η do sistema SCMR com 3 bobinas e 1 superfície MTM

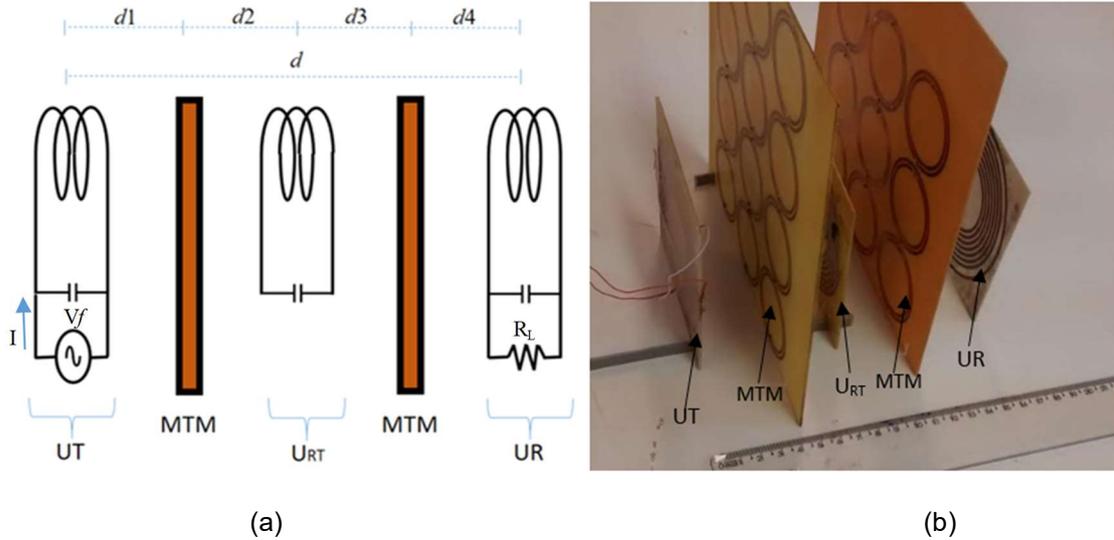


Fonte: Dados do autor

É possível verificar que para valores diferentes de d o sistema apresentou um pico de η em uma frequência distinta, demonstrando certa instabilidade. O valor máximo de η para o sistema SCMR com três bobinas e uma superfície MTM em $d=4$ cm foi de 23,9 % em 1,3 MHz. O valor máximo de η obtido sem a inclusão da superfície MTM foi de 22,57 % em 1,35 MHz para a mesma distância. Considerando $d=5,5$ cm, por exemplo, a η para o sistema SCMR sem MTM foi de 18,5 % em 1,4 MHz e 16,45 % em 1,3 MHz, o que comprova que a posição das bobinas no sistema interfere diretamente na interação magnética podendo alterar a frequência de ressonância e a eficiência do sistema.

Com o objetivo de tornar o sistema simétrico, e assim mais estável, foi incluída uma segunda superfície MTM conforme ilustra a Figura 4-13. A inclusão das superfícies MTM foi feita distribuindo-as de forma equivalente na distância entre a UT e a UR, com $d1+d2+d3+d4=d$ e $d1=d2=d3=d4$.

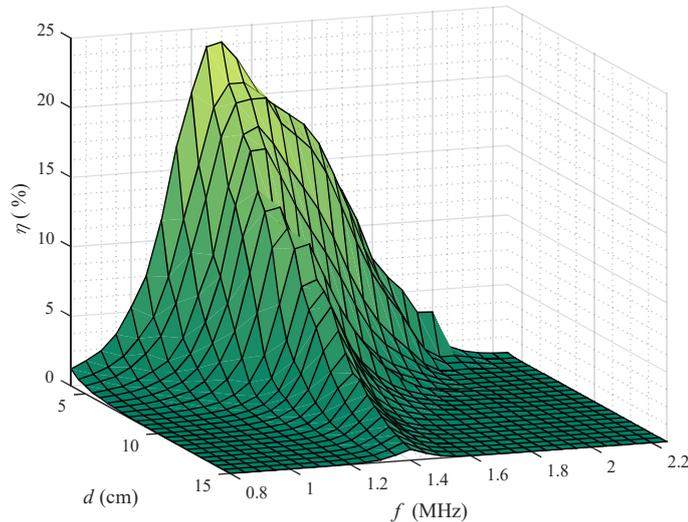
Figura 4-13 - SCMR com 3 bobinas e 2 MTM: (a) topologia e (b) protótipo



Fonte: Dados do autor

O resultado da inclusão de duas superfícies de MTM é apresentado na Figura 4-14, sob esta condição o sistema apresentou um incremento na η e no alcance de transmissão, e as curvas resultantes apresentaram um comportamento mais regular em comparação ao resultado da Figura 4-12.

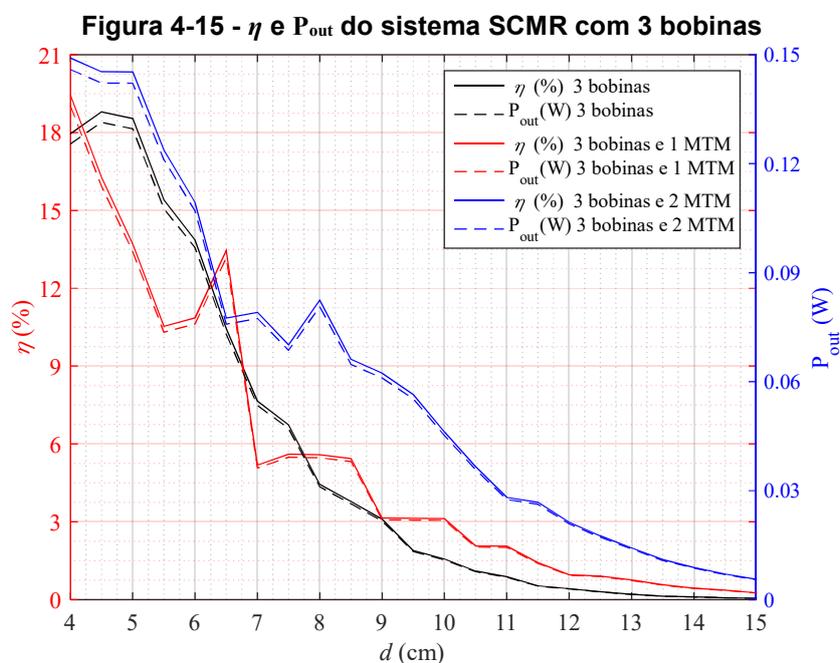
Figura 4-14 - η do sistema SCMR com 3 bobinas e 2 superfície MTM



Fonte: Dados do autor

O pico de ressonância para $d=4$ cm ocorre em 1,3 MHz e a Figura 4-15 apresenta uma análise do desempenho da η e da P_{out} do sistema nessa frequência em relação ao

alcance. Observa-se que para $f=1,3$ MHz, em especial, a inclusão de uma superfície MTM não provocou aumento no valor da η para $d < 7$ cm, isto se justifica em parte pelo posicionamento das bobinas nesta topologia. Entretanto para $d < 7$ cm o sistema SCMR com três bobinas e uma superfície MTM apresenta um incremento na η em relação ao sistema sem o MTM. A inclusão da segunda superfície MTM gerou um aumento significativo na η e P_{out} do sistema SCMR com 3 bobinas em relação à topologia sem MTM. Tomando como exemplo $d=8$ cm, o sistema SCMR com três bobinas apresentou $\eta=4,4$ % e $P_{out}=0,03$ W, nesta distância o sistema SCMR com a inclusão de uma superfície MTM apresentou $\eta=5,59$ % e $P_{out}=0,04$ W, e a inclusão da segunda superfície MTM provocou um incremento substancial apresentando $\eta=11,54$ % e $P_{out}=0,08$ W.

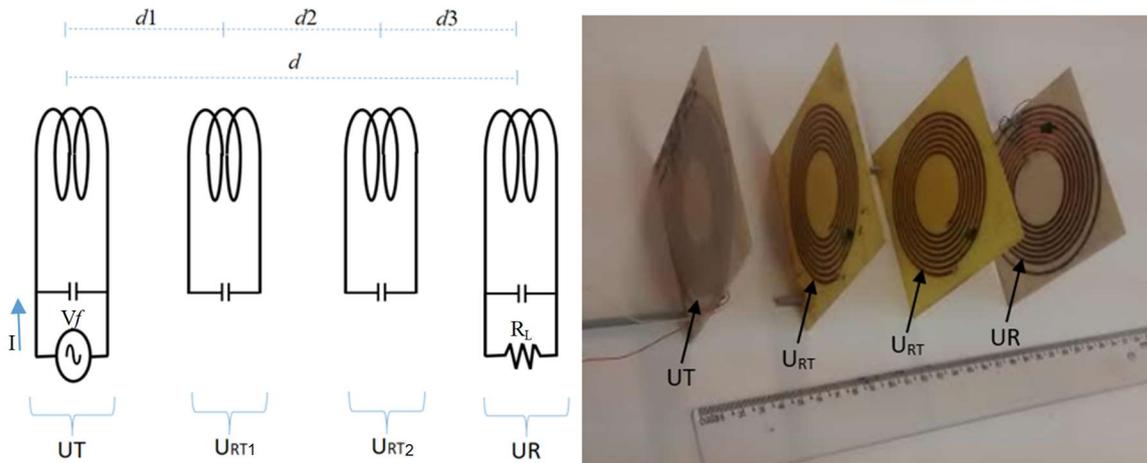


Fonte: Dados do autor

4.2.3 Sistema SCMR com 4 bobinas

O próximo ensaio avalia o desempenho do sistema SCMR composto por quatro bobinas. A distribuição das quatro bobinas na distância que separa a fonte da carga foi feita de forma que o espaçamento entre elas fosse simétrico, conforme ilustra a Figura 4-16(a), $d1+d2+d3=d$ e $d1=d2=d3$.

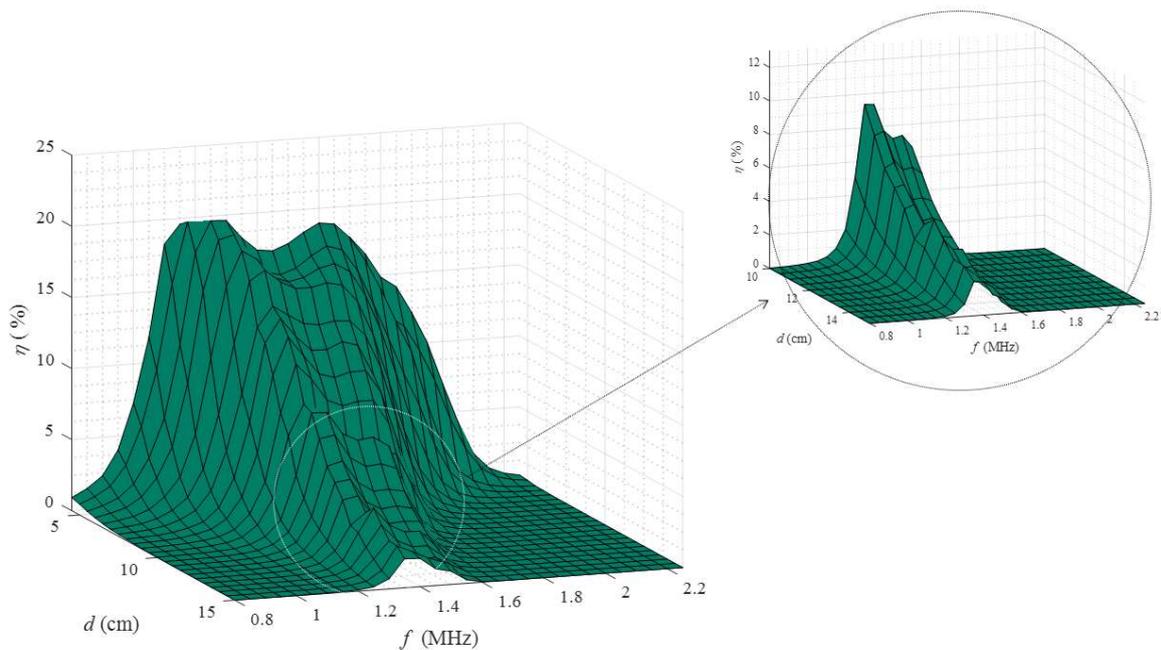
Figura 4-16 - SCMR com 4 bobinas: (a) topologia e (b) protótipo



Fonte: Dados do autor

Novamente, a quarta bobina inserida no conjunto possui as características da Geometria V sendo assim idêntica às demais. A carga de teste permanece também inalterada, $R_L=100 \Omega$. Assim como nos testes anteriores, a eficiência do sistema SCMR com as quatro bobinas foi tomada variando-se a distância e a frequência de operação, os resultados obtidos são ilustrados na Figura 4-17.

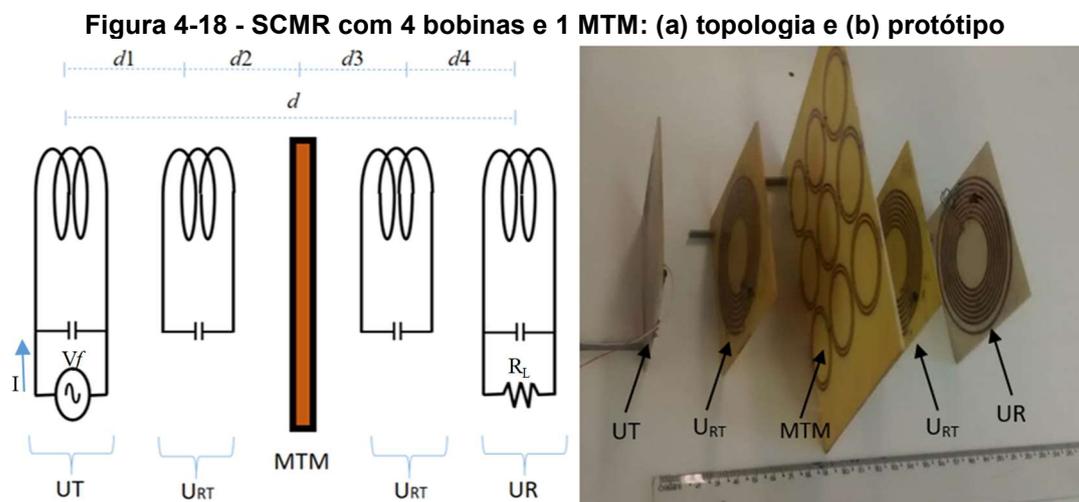
Figura 4-17 - η do sistema SCMR com 4 bobinas



Fonte: Dados do autor

O gráfico da Figura 4-17 apresenta um comportamento semelhante às curvas de simulação de η de um sistema SCMR com quatro bobinas em relação ao coeficiente de acoplamento K apresentadas na Figura 2-14. Observa-se pela análise dos resultados da Figura 4-17 que o aumento do acoplamento magnético ocorrido pela inclusão da U_{RT2} evidencia o fenômeno de divisão de frequência. O valor máximo de η do sistema SCMR com quatro bobinas é inferior ao observado para o sistema com três bobinas, entretanto, essa configuração indica um aumento de η para distâncias maiores, $10\text{ cm} < d < 15,5\text{ cm}$, como ilustra a região em destaque na Figura 4-17, colaborando para o alcance de transmissão do sistema. Assim como na Figura 2-14, os picos de ressonância criados em decorrência do fenômeno de divisão de frequência ocorrem em frequências próximas à observada para o acoplamento crítico K_c , entre 1,2 MHz e 1,6 MHz.

A η do sistema é avaliada com a inclusão de uma superfície MTM, de acordo com a configuração ilustrada na Figura 4-18. É mantido um distanciamento equivalente entre os componentes do sistema, sendo $d_1 + d_2 + d_3 + d_4 = d$ e $d_1 = d_2 = d_3 = d_4$. O ensaio é realizado variando-se d , $4\text{ cm} < d < 15,5\text{ cm}$ e a frequência de operação, $0,8\text{ MHz} < f < 2,25\text{ MHz}$.



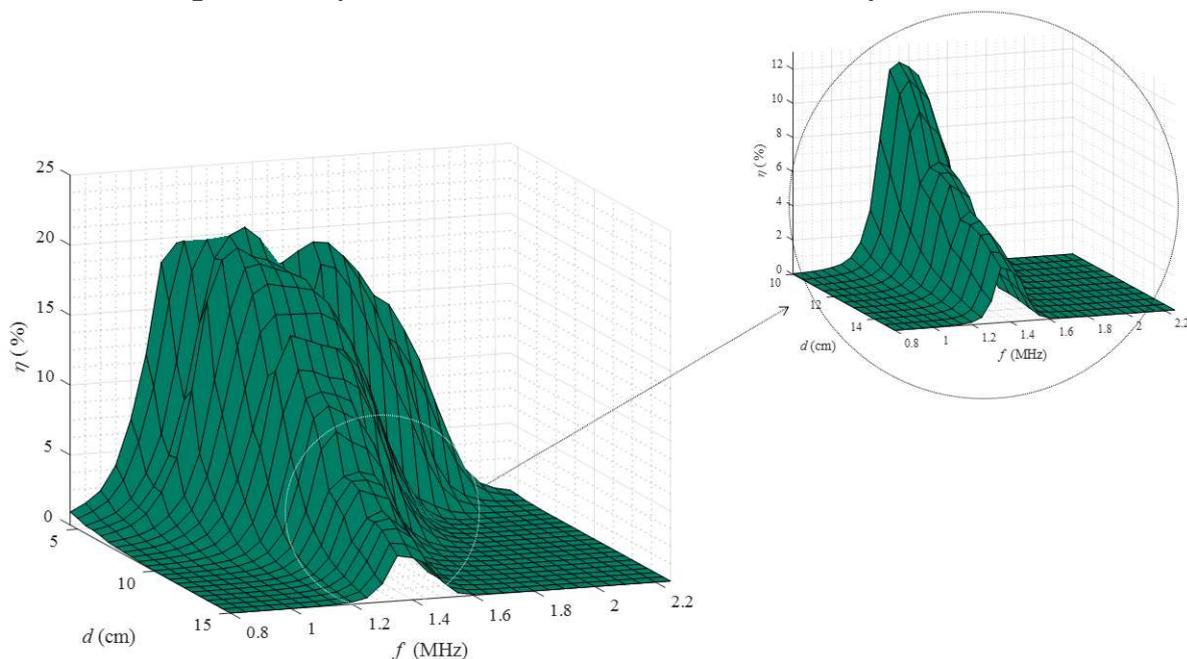
Fonte: Dados do autor

Os resultados das medições com a inclusão de uma placa MTM apresentados na Figura 4-19 indicam uma leve melhora na eficiência, reduzindo parte dos efeitos do fenômeno da divisão de frequência em distâncias maiores que 6 cm. Para distâncias menores, onde a interação magnética entre as bobinas é muito forte, a inclusão do MTM

pouco altera a eficiência, uma vez que o fenômeno de divisão da frequência modifica as características de operação do sistema desviando o pico de ressonância para frequências diferentes daquela desejada para que o MTM funcione como lente para o campo magnético.

O detalhe em destaque na Figura 4-19 apresenta a eficiência do sistema para $10\text{ cm} < d < 15,5\text{ cm}$ e o resultado indica que a inclusão da superfície MTM além de reduzir o efeito do fenômeno de divisão de frequência colabora para aumentar a η e o alcance de transmissão do sistema em comparação com a configuração sem o uso da superfície MTM. O valor máximo da η observado na imagem em destaque é $\approx 25\%$ superior em relação ao valor máximo observado na Figura 4-17 para a configuração sem o uso de MTM que é de $\approx 9\%$.

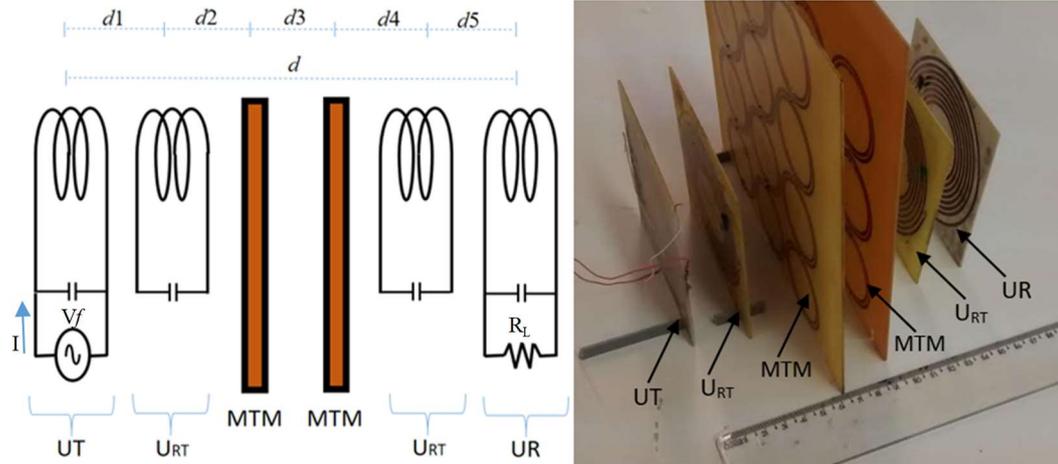
Figura 4-19 - η do sistema SCMR com 4 bobinas e 1 superfície MTM



Fonte: Dados do autor

A inclusão da segunda superfície MTM ao sistema SCMR é ilustrada na Figura 4-20. Novamente é mantido um espaçamento equidistante entre os componentes, $d_1+d_2+d_3+d_4+d_5=d$ e $d_1=d_2=d_3=d_4=d_5$. A η sobre uma carga de $100\ \Omega$ é avaliada variando-se d e f , conforme realizado nos ensaios anteriores.

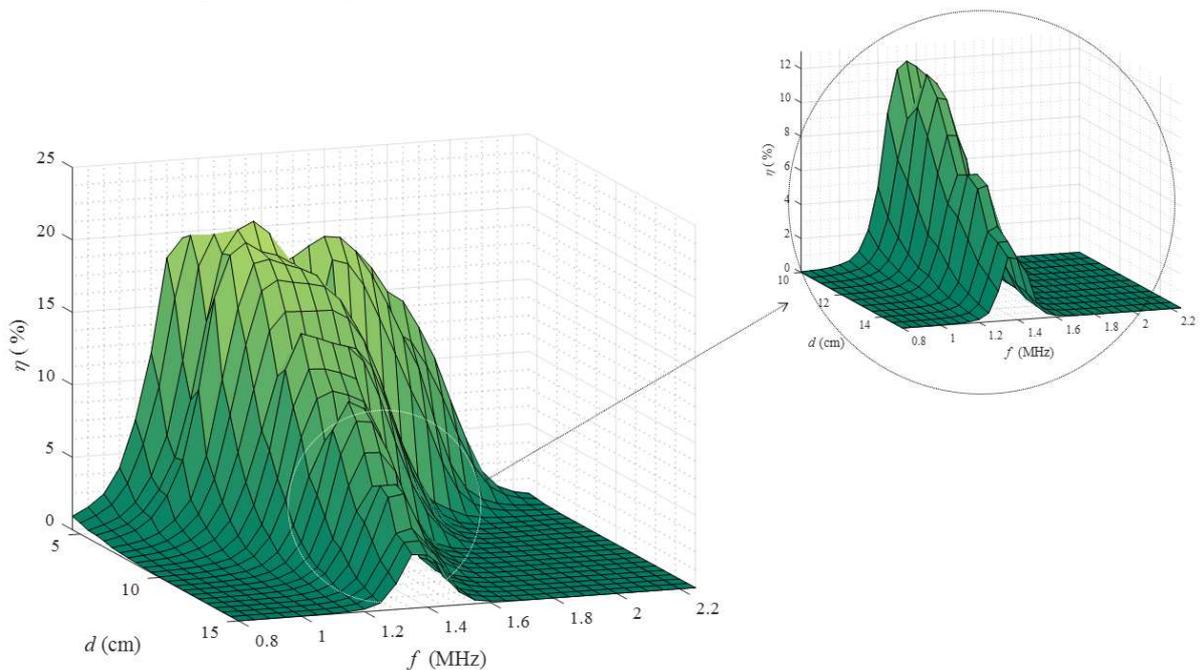
Figura 4-20 - SCMR com 4 bobinas e 2 MTM: circuito equivalente (a) e protótipo (b)



Fonte: Dados do autor

O resultado de η para esta configuração é apresentado na Figura 4-21. A inclusão da segunda superfície MTM trouxe novamente uma leve melhora na η do sistema SCMR, também para distâncias $d > 6$ cm. Para $d < 6$ cm o forte acoplamento magnético resultante produz o fenômeno de divisão de frequência que prejudica a ação da superfície MTM como lente para o campo magnético.

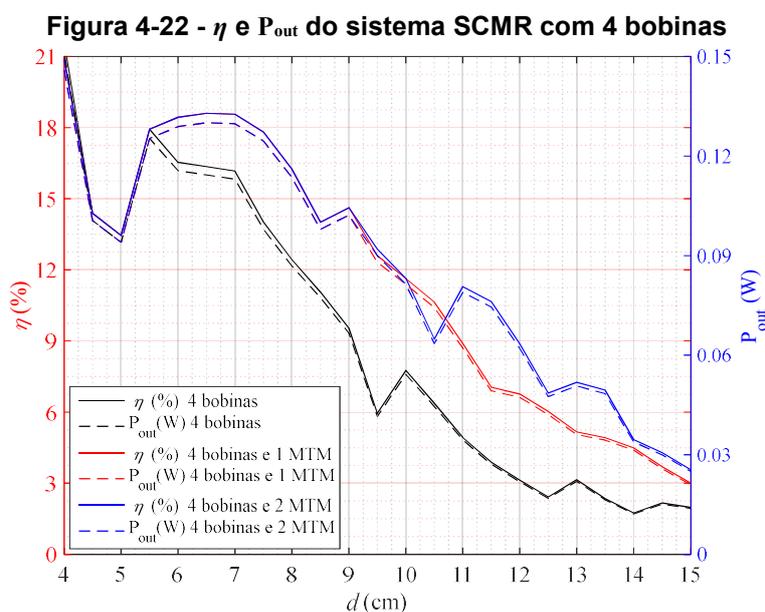
Figura 4-21 - η do sistema SCMR com 4 bobinas e 2 superfície MTM



Fonte: Dados do autor

Apesar de uma melhoria discreta, o sistema SCMR com quatro bobinas aplicando MTM apresenta um avanço substancial em relação à topologia básica com apenas duas bobinas, especialmente quanto ao alcance de transmissão. A imagem em destaque na Figura 4-21 ilustra que a ação da superfície MTM é melhor observada para distâncias maiores, $10\text{ cm} < d < 15,5\text{ cm}$. Tomando como exemplo $d=11\text{ cm}$ na frequência de 1,4 MHz a η do sistema evoluiu de 4,9 % para 8,9 % com a inclusão de uma superfície MTM e para 11,3 % com duas superfícies MTM.

A Figura 4-22 apresenta o resultado do sistema SCMR com quatro bobinas na frequência de 1,4 MHz em relação a η e a P_{out} devido à inclusão de superfícies MTM. Conforme pode ser observado, para pequenas distâncias o sistema apresenta um forte acoplamento magnético que provoca o fenômeno de divisão de frequência, porém para distâncias maiores ($d > 6\text{ cm}$) a inclusão de superfícies MTM incrementam a η e P_{out} do sistema. Esse é um incremento substancial considerando o baixo valor de Q característico de bobinas impressas.



Fonte: Dados do autor

4.3 Sistema SCMR alimentado por oscilador ressonante

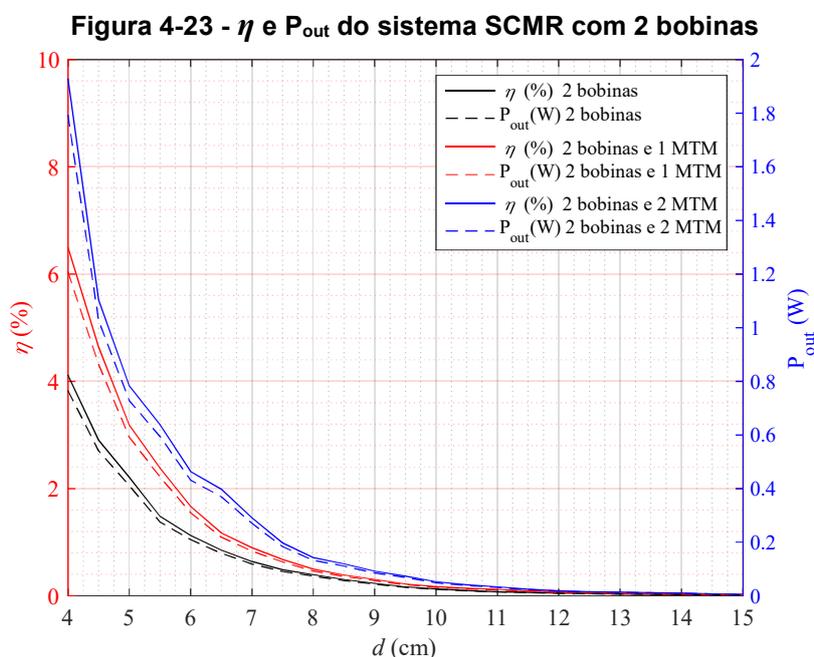
Os resultados apresentados na Seção 4.2, obtidos com um gerador de sinais Keysight® 33220a, apresentam baixo nível de potência devido às limitações do dispositivo.

Com o objetivo de avaliar o desempenho do sistema para potências maiores, todos os ensaios apresentados nesta seção foram realizados utilizando o oscilador ressonante projetado na Seção 2.4.1 como fonte.

4.3.1 Sistema SCMR com 2 bobinas

É importante ressaltar que o oscilador projetado e utilizado como fonte nos ensaios desta Seção opera em uma frequência fixa ($\approx 1,3$ MHz), diferentemente do gerador de sinais, assim a análise de η e de P_{out} é realizada apenas em relação à distância. De forma a padronizar a análise, assim como realizado nas seções anteriores, o desempenho do sistema é avaliado considerando uma carga de 100Ω conectada aos terminais da UR.

A Figura 4-23 mostra o gráfico de η e P_{out} do sistema SCMR com 2 bobinas em relação à distância d e ilustra de forma comparativa os resultados obtidos com a inclusão de superfícies MTM. Os resultados dessas medições consideram as respectivas topologias ilustradas nas Figuras 4-2, 4-4 e 4-6.



Fonte: Dados do autor

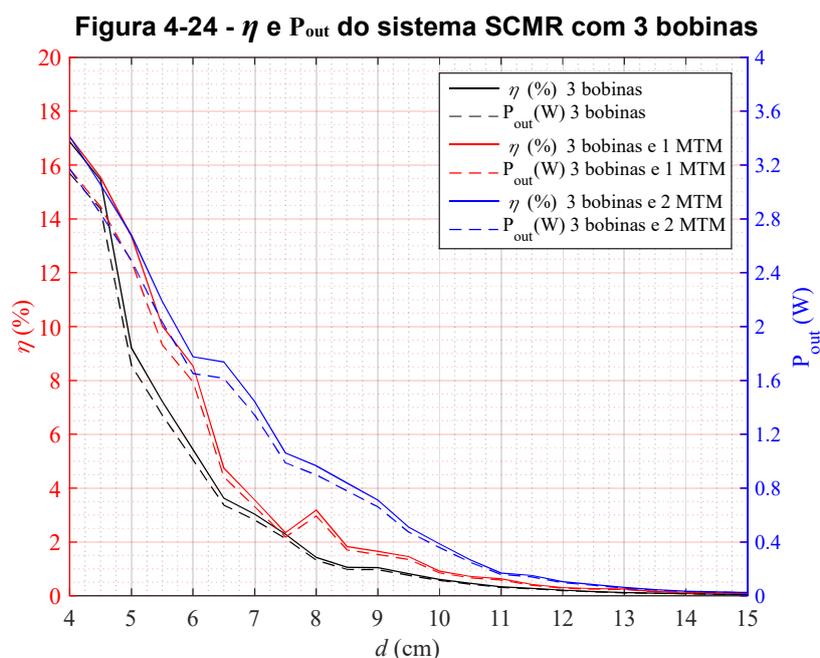
Os resultados indicam que os valores de η obtidos com o oscilador ressonante são próximos aos valores ilustrados na Figura 4-8, entretanto os valores da potência sobre a

carga P_{out} obtidos com o oscilador são muito superiores àqueles obtidos com o gerador de sinais. A potência máxima alcançada com o gerador de sinais alimentando o sistema SCMR com duas superfícies MTM é de 0,11 W para $d=4$ cm, para esta mesma distância a mesma topologia alimentada pelo oscilador ressonante projetado apresentou $P_{out}=1,9$ W.

As curvas de η e P_{out} ilustradas na Figura 4-8 foram obtidas com o sistema sendo alimentado com o gerador de sinais na frequência de ressonância de 1,5 MHz, as curvas da Figura 4-23 foram obtidas com o sistema SCMR sendo alimentado pelo oscilador ressonante em uma frequência de $\approx 1,3$ MHz. Mesmo operando em uma frequência abaixo da de ressonância do sistema, o oscilador projetado foi capaz de transferir uma quantidade significativa de potência.

4.3.2 Sistema SCMR com 3 bobinas

O desempenho do sistema SCMR com três bobinas também foi avaliado, considerando as topologias apresentadas nas Figuras 4-9, 4-11 e 4-13, em relação a η e P_{out} utilizando o oscilador ressonante projetado como fonte. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 4-24.



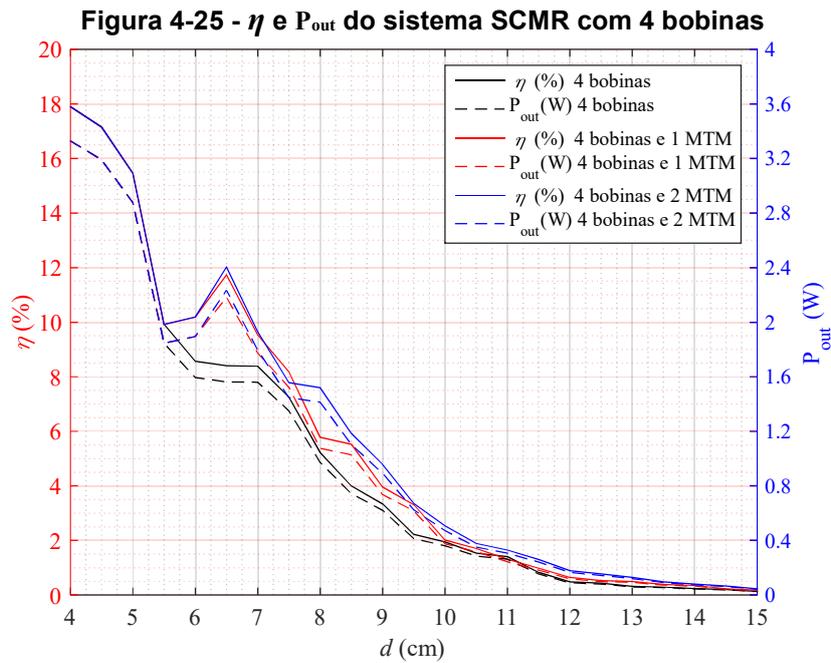
Fonte: Dados do autor

As curvas de η e P_{out} ilustradas na Figura 4-24 foram obtidas com o sistema SCMR com três bobinas sendo alimentado pelo oscilador ressonante em uma frequência de $\approx 1,3$ MHz. Observa-se, como esperado, que a inclusão de superfícies MTM aumentou significativamente o desempenho do sistema. As curvas da Figura 4-24 apresentam um comportamento diferente do comportamento observado na Figura 4-15, que realiza a análise do sistema com a mesma topologia alimentada pelo gerador de sinais. A diferença de comportamento entre as curvas se deve primordialmente à diferença na frequência de operação. Em relação à quantidade de potência transferida a carga, o sistema alimentado pelo oscilador ressonante foi capaz de transferir uma potência máxima de 3,17 W para $d=4$ cm, considerando a topologia com três bobinas e duas superfícies MTM. Considerando a mesma topologia e distância, a potência máxima alcançada com o gerador de sinais foi de 0,15 W.

A inclusão de superfícies MTM ao sistema SCMR com três bobinas trouxe um incremento de 34 % para $d=5,5$ cm, passando de 1,34 W com o sistema sem MTM para 2,03 W com duas superfícies. A elevação máxima da potência transferida é observada em $d=6,5$ cm passando de 0,265 W para 0,899 W, o que corresponde a 239 %. Este incremento do nível de potência transferida e o comportamento das curvas de η apresentados na Figura 4-24 indicam a ação do MTM construído como lente para o campo magnético.

4.3.3 Sistema SCMR com 4 bobinas

Nesta Seção o sistema SCMR com quatro bobinas é avaliado, considerando as topologias ilustradas nas Figuras 4-16, 4-18 e 4-20, em relação η e P_{out} utilizando o oscilador ressonante como fonte. Os resultados obtidos são ilustrados na Figura 4-25. A análise das curvas de P_{out} e η indica que o fenômeno de divisão de frequência prejudica o desempenho do sistema quando as bobinas estão próximas, $d < 6$ cm. Contudo, a inclusão de MTM ao SCMR com quatro bobinas resultou em um aumento de potência de 39,74 %, observado a uma distância de 6,5 cm, em relação à mesma topologia sem a aplicação de MTM.



Fonte: Dados do autor

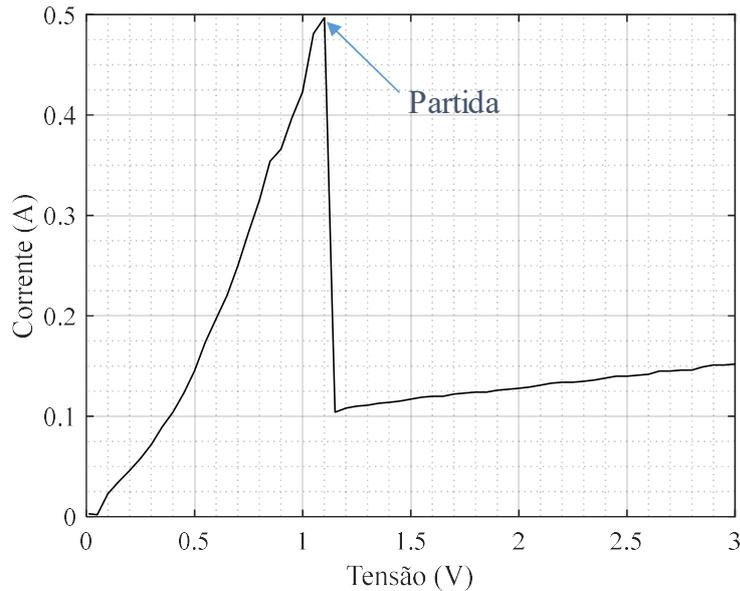
Em comparação com a topologia básica com apenas duas bobinas, o sistema SCMR com quatro bobinas e MTM apresentou um aumento de 1362,5 % na potência transmitida para a uma distância de 6,5 cm, passando de 0,16 W para 2,18 W. Os resultados obtidos nesta Seção em relação a P_{out} são notadamente superiores aos resultados alcançados utilizando o gerador de sinais como fonte.

4.4 Avaliação do SCMR alimentando cargas reais

Devido à capacidade do oscilador ressonante de fornecer maior potência, conforme os resultados ilustrados na Seção 4.3, foi possível investigar a viabilidade de o sistema SCMR para acionar duas cargas diferentes: um micro-motor de corrente contínua e o carregamento de uma bateria de Níquel Metal Hidreto (NiMH) de 6 V.

Inicialmente, para o acionamento do micro-motor foi traçada sua curva de impedância, conforme mostra a Figura 4-26.

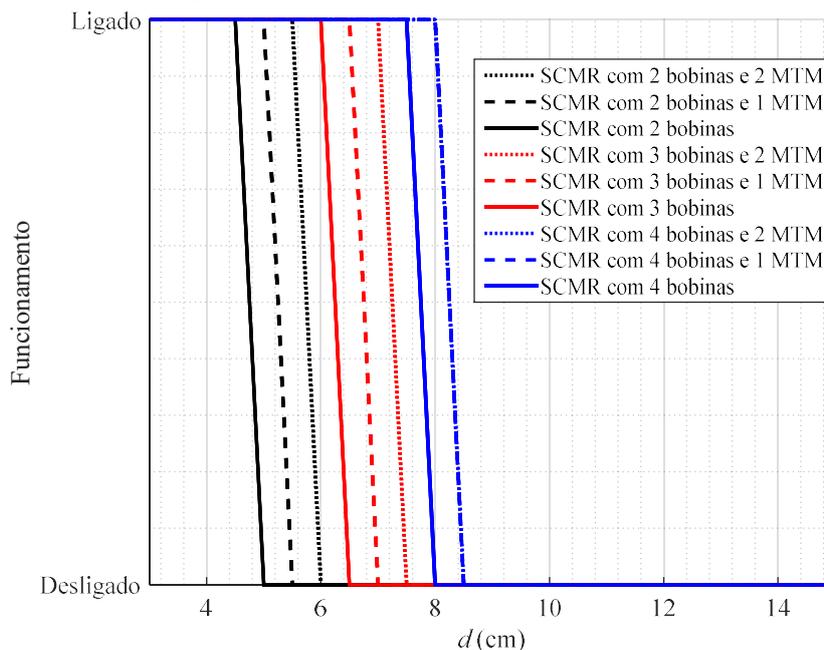
Figura 4-26 - Característica V x I motor



Fonte: Dados do autor

A curva de impedância do motor indica a demanda uma corrente de $\approx 0,5$ A para o motor sair da inércia, e em movimento o motor opera com $\approx 1,5$ V e uma corrente de $\approx 0,15$ A. Verifica-se que a potência necessária para acionar o motor pode ser provida pelo SCMR projetado. Nos testes realizados, foi possível manter o motor funcionando por uma distância de 8,5 cm após a partida. O alcance de funcionamento do motor com cada uma das topologias investigadas dos sistemas SCMR está ilustrado na Figura 4-27. Os eixos horizontais superior e inferior indicam respectivamente a condição de operação do motor, ligado e desligado, em relação à distância. Tomando como exemplo o sistema SCMR com duas bobinas, o motor foi acionado posicionando a UT 2 cm distante da UR e o motor permaneceu em funcionamento até a distância que separa as unidades fosse igual a 5 cm. Considerando o sistema SCMR com quatro bobinas, o motor permanece ligado a uma distância de 8 cm entre a UT e UR. A adição de superfícies MTM incrementou 0,5 cm na distância máxima de funcionamento do motor.

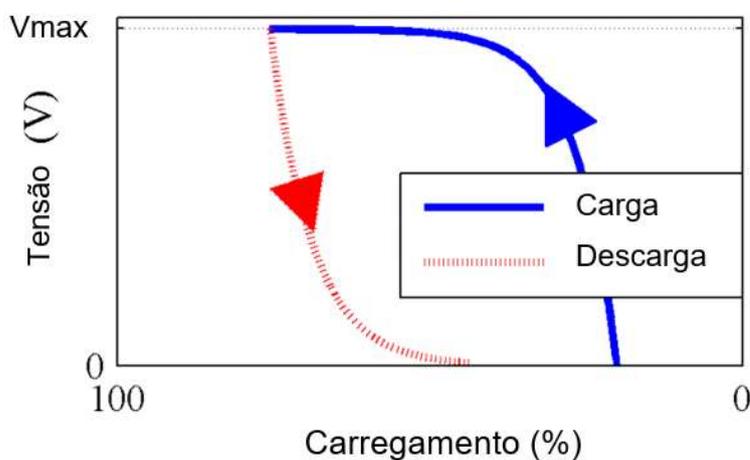
Figura 4-27 - Alcance de funcionamento



Fonte: Dados do autor

De acordo com os valores de potência alcançados nos testes do SCMR alimentado com o oscilador ressonante projetado, além do acionamento do motor, o sistema também é capaz de fornecer energia elétrica para acionar pequenas cargas como sensores, LEDs e carregar baterias. As zonas de operação de baterias recarregáveis, como a utilizada no ensaio desta seção, agem como em um ciclo de histerese como mostra a Figura 4-28, e algumas estratégias devem ser tomadas para evitar o sobrecarregamento e mesmo a explosão de baterias.

Figura 4-28 - Ciclo de operação de baterias recarregáveis

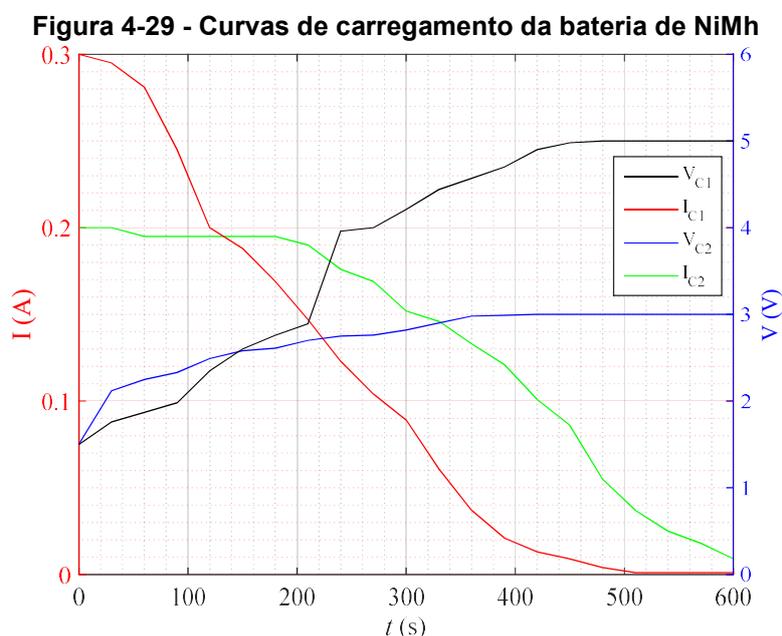


Fonte: Adaptado de (Tremblay & Dessaint, 2009)

Dentre as estratégias de carregamento estão o carregamento lento e o carregamento rápido. A carga "lenta" é definida como uma corrente de carga que pode ser aplicada com segurança a uma bateria indefinidamente sem qualquer tipo de monitoramento ou método de rescisão de carga (às vezes é referido como carregamento de gotejamento). O carregamento rápido requer a aplicação de circuitos auxiliares complexos que aumentam o custo do sistema mas garantem maior segurança (Simpson, 2011). Assim, com o objetivo de caracterizar a carga, foi realizado um levantamento das curvas de carregamento de uma bateria de NiMh de 6 V, com o auxílio de uma fonte controlada. Os resultados ilustrados na Figura 4-29 foram obtidos submetendo a bateria a dois níveis de carregamento:

- $V_{C1}=5\text{ V}$ e $I_{C1}=0,3\text{ A}$.
- $V_{C2}=3\text{ V}$ e $I_{C2}=0,2\text{ A}$.

Estes valores foram selecionados por motivo de segurança e por estarem dentro do limite de operação de carregadores de bateria convencionais.



Fonte: Dados do autor

No primeiro ensaio, com a bateria alimentada com uma tensão de 5 V e corrente de 300 mA, as curvas de tensão (preto) e de corrente (vermelho) de carregamento atingiram o nível de estabilidade em ≈ 500 s. Ressalta-se aqui que para o carregamento completo é

preciso que a bateria permaneça sob esta condição por um período maior. No segundo ensaio, com a bateria submetida a uma tensão de 3 V e uma corrente de 200 mA, a curva de tensão (azul) alcançou seu nível de estabilidade em ≈ 400 s, porém a curva de corrente de carregamento (verde) da bateria alcançou a estabilidade em ≈ 600 s.

Assim, respeitando as estratégias e conhecendo as curvas características de tensão e corrente, o carregamento da bateria foi investigado com as topologias do sistema SCMR desenvolvido. A Tabela 4-1 apresenta os resultados da distância d em que cada uma das topologias estudadas do SCMR foi capaz de fornecer os níveis propostos de tensão e corrente que resultaram nas curvas de carregamento da Figura 4-29.

Tabela 4-1 - Alcance de carregamento da bateria NiMh

SCMR d (cm)	3 V \leftrightarrow 0,2 A															5 V \leftrightarrow 0,3 A														
	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15						
2 Bobinas	■	■	■																											
2 Bobinas e 1 MTM	■	■	■	■																										
2 Bobinas e 2 MTM	■	■	■	■	■																									
3 Bobinas	■	■	■	■	■	■																								
3 Bobinas e 1 MTM	■	■	■	■	■	■	■																							
3 Bobinas e 2 MTM	■	■	■	■	■	■	■	■																						
4 Bobinas	■	■	■	■	■	■	■	■	■																					
4 Bobinas e 1 MTM	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■																				
4 Bobinas e 2 MTM	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■	■																			

■ Carregamento

Fonte: Dados do autor

Os dispositivos de recarga de bateria convencionais são desenvolvidos para detectar corrente de sobrecarga e/ou a temperatura da bateria durante o carregamento de forma a limitar estes parâmetros evitando danos a bateria. Ressalta-se aqui que esta modelagem não é objetivo deste trabalho e sim avaliar a viabilidade de se utilizar sistemas SCMR para carregamento de baterias.

4.5 Considerações sobre os resultados

Neste Capítulo as topologias do sistema SCMR compostas por duas, três e quatro bobinas foram investigadas e seu desempenho foi avaliado com a inclusão de superfícies

MTM. Os resultados obtidos indicaram que as superfícies MTM construídas agiram como lente para o campo magnético aumentando a eficiência e alcance do sistema. O desempenho de todas as topologias propostas em relação a η e a P_{out} foi avaliado em relação à frequência de operação e ao alcance. Os ensaios foram realizados utilizando como fonte um gerador de sinais *Keysight*® 33220a e o oscilador ressonante projetado. Os níveis de potência alcançados com o oscilador ressonante projetado permitiram a investigação da aplicabilidade do sistema SCMR com aplicações reais, alimentando uma bateria de NiMh e um micro-motor.

Capítulo 5 – Conclusões

Foram investigados neste trabalho sistemas compactos para a transmissão de energia elétrica que possuem potencial para serem empregados em aplicações de baixa potência como carregamento de baterias de dispositivos de uso doméstico bem como em implantes biomédicos e sensores IoT (*Internet of Things*). Também foi proposto neste trabalho o projeto de um gerador de sinais que pudesse ser conectado à rede de energia e possibilitasse a alimentação e funcionamento de um sistema de transmissão de energia sem fio fora do ambiente de um laboratório, com o objetivo de difundir o estudo desta tecnologia e viabilizar outras aplicações práticas.

A literatura especializada indica a ocorrência de um decaimento exponencial da eficiência de transmissão em sistemas sem fios com o aumento da distância, este comportamento é observado neste trabalho. A utilização de bobinas impressas prejudica o alcance de transmissão do sistema devido a sua característica de baixo fator de qualidade. O fator de qualidade é o âmago de sistemas de transmissão SCMR e neste trabalho foi realizado um estudo teórico-prático para o projeto de bobinas impressas com o máximo fator de qualidade possível tomando suas características geométricas como parâmetros. Desta forma, com base em equações analíticas e modelos numéricos computacionais, foram projetados protótipos de bobinas impressas que dentro das suas limitações apresentaram melhores valores para o fator de qualidade. Ainda, considerando a natureza peculiar de bobinas impressas, foi observado que, em termos de alcance, a eficiência do sistema pode ser incrementada com a inserção de bobinas retransmissoras. O emprego de retransmissores aumenta a força de acoplamento do conjunto e conseqüentemente a potência transmitida. Esta inserção de bobinas retransmissoras e a posição em que são inseridas no sistema influenciam na interação mútua com o campo magnético, podendo alterar a frequência de ressonância. Esta característica dinâmica torna o sistema altamente suscetível às mais sutis alterações e constitui um desafio para o projeto, onde é desejável que todo o sistema opere e ressoe na mesma frequência.

Novos estudos apontam que a superação das limitações de sistemas SCMR pode ser obtida com o emprego de materiais com características especiais denominados

Metamateriais. As características especiais desses materiais não são encontradas nos materiais na natureza e podem ser alcançadas através do projeto de estruturas periódicas. Para isso, foram pesquisados MTM cuja estrutura é baseada em anéis ressonadores partidos. Esta geometria de MTM é consagrada na literatura, sendo uma das primeiras que apresentaram $\mu < 0$; contudo, a sua escolha neste trabalho se deve também a investigação destas potencialidades para aplicação de menor frequência. Os resultados experimentais assim como as simulações apontaram que a inserção de MTM trouxe pouca ou nenhuma alteração na frequência de ressonância do sistema SCMR e para todas as topologias propostas esta inserção resultou em uma melhora em termos de eficiência e aumento de potência. Estes resultados indicam que os MTM pesquisados agiram como lentes convergindo o campo magnético na direção desejada e corroboram as informações encontradas na literatura.

5.1 Trabalhos futuros

Os resultados alcançados indicam ainda que sistemas SCMR são altamente dinâmicos e suscetíveis às mínimas alterações de seus parâmetros, como a distância entre bobinas, frequência de operação e geometria construtiva. Os dados obtidos são também conclusivos quanto ao aumento de eficiência com a aplicação de MTM e são inspiradores quanto às possibilidades de investigações futuras. Dentre as possibilidades de desenvolvimento futuro destacam-se:

- Projeto de sistemas com maior potência e eficiência;
- projeto de bobinas com geometrias e materiais diferentes capazes de obter valores elevados de Q ;
- projeto de osciladores e sistemas capazes de operar em maiores frequências;
- estudo de novas geometrias de MTM aplicados em superfície e em compostos volumétricos (3D);
- desenvolvimento de MTM que possam agir como refletores e não apenas como lente para o campo magnético;
- desenvolvimento de controladores de potência inteligentes capazes de oferecer regulagem automática da potência entregue à carga;

- estudo de aplicações práticas que possam se beneficiar da tecnologia SCMR e MTM.
- estudo para transmissão de energia sem fios em diferentes meios.

Referências

- Abdolkhani, A. (2016). Fundamentals of inductively coupled Wireless Power Transfer systems. *Intech open science*, p. 25. doi:10.5772/63013 (*)
- Aggarwal, V. (2006). Jagadish Cahndra Bose: The real inventor of Marconi's Wireless receiver. *Div. of Electronics and Communications*. Delhi, India: NSIT (*).
- Akuzawa, Y., Tsuj, K., Matsumori, H., & Sakai, K. (2014). A 95% efficient inverter with 300-W power output for 6.78-MHz magnetic resonant wireless power transfer system. *The Journal of Engineering*, p. 3. doi:joe.2014.0245 (*)
- Akyel, C., Babic, S. I., Wu, K., & Mojica, J. F. (2006). Mutual inductance of thin coaxial circular coils with constant current density in air. *WSEAS International Conference on Telecommunications and Informatics*, pp. 168-175 (*).
- Almeida, J. V., Voltaire, C., & Krahenbuhl, L. (2014). *Enhancing the efficiency of mid-range nonradiative wireless power transfer by using Metamaterials*. Lyon, França: Ecole Centrale Lyon (**).
- Angrisani, L., D'Alessandro, G., & D'Apuzzo, M. (2014). Wireless Power Transmission technology for contactless recharging and batteryless supply. *Journal of energy challenges and mechanics*, 1, p. 7. doi:ISSN2056-9386 (*)
- Balanis, C. A. (2012). *Advanced engineering electromagnetics* (Vol. 2). Hoboken, New Jersey, EUA: John Wiley & Sons. doi:ISBN 978-0-470-58948-9 (****)
- Basar, R., & Ibrahim, F. (2014). Application of Wireless Power Transmission systems in Wireless capsule endoscopy: An overview. *Sensors*, p. 23 (*).
- Bingnan, W., & K., H. T. (2013). Wireless Power Transfer Metamaterials and array of couple resonators. *Mitsubishi electric research laboratories*, 11. Massachusetts: MERLab (*).
- Bocan, K. N., & Sejdí'c, E. (2016). Adaptive transcutaneous power transfer to implantable devices: A state of the art review. *Sensors*, p. 23 (*).
- Bonifácio, N. M. (2010). *Transmissão de Energia sem Fios*. Aveiro, Portugal: Universidade de Aveiro (**).
- Bose, J. C. (1898). On the rotation of plane of polarisation of electric waves by a twisted structure. *Proceedings of the Royal Society of London*, pp. 146-152 (*).
- Bouattoura, G., Kallela, B., & Kanouna, O. (2016). Primary side circuit design of a multi-coil inductive system for powering wireless sensors. *Euroensors Conference*, pp. 920 – 923 (*).

- Bowler, N. (2010). Negative refractive index composite Metamaterials for microwave technology. *InTech Iowa State University* (*).
- Brandão, G. L. (2017). *Sistema para reaproveitamento de energia eletromagnética utilizando Rectennas*. Belo Horizonte: CEFET-MG (**).
- Burali, Y., & Patil, C. (2012). Wireless electricity transmission based on electromagnetic and resonance magnetic coupling. *International Journal Of Computational Engineering Research*, 2(7), pp. 48-51 (*).
- Campos, A. L. (2009). *Superfícies seletivas em frequência - Análise e Projeto*. Natal: IFRN (****).
- Capolino, F. (2009). *Theory and Phenomena of Metamaterials*. Boca Raton, Florida, USA: CRC Press (****).
- Castro, J. F. (2010). Projecto de interface indutivo para aplicação em micro-dispositivos médicos. *FEUP*. Porto, Portugal: Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto (**).
- Chen, J. (2016). MTM-based high-efficiency Wireless Power Transfer system at 13.56MHz for low power applications. *State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Engineering and Technology*, p. 8 (*).
- Chih-Jung, C., Tah-Hsiung, C., Chih-Lung, L., & Zeui-Chown, J. (2010). A study of loosely coupled coils for Wireless Power Transfer. *IEEE Transactions on circuits and systems*, 57 (*).
- Cho, Y., Kim, J. J., Kim, D., Lee, S., Kim, H., Song, C., . . . Kim, J. (2016). Thin PCB-type Metamaterials for improved efficiency and reduced EMF leakage in Wireless Power Transfer systems. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64 (*).
- Choi, J., & Seo, C. (2010). High-efficiency Wireless energy transmission using magnetic resonance based on Metamaterials with relative Permeability equal to -1. *Wireless Communication RF System Laboratories* (*).
- Chopra, S., & Bauer, P. (2011). Analysis and design considerations for a contactless power transfer system. *Transactions on electronics*, pp. 1-6 (*).
- Colpitts, E. H. (1918). Oscillation Generator. *Patent US 1624537*, p. 5 (***).
- Díaz-Rubio, A., Carbonell, J., & Sánchez-Dehesa, J. (2013). Wireless energy transfer between anisotropic metamaterials shells. *Wave Phenomena Group - Universitat Politècnica de Valencia*, p. 16 (*).
- Dubal, P. (2015). Rezenca – Wireless charging standard based on magnetic resonance. *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, p. 3 (*).
- Dutta, A., Koley, K., & Saha, S. K. (2014). Analysis of harmonic distortion in UDG-MOSFETs. *Transactions on Electron Devices*, 61(4), pp. 998-1005. doi:10.1109/TED.2014.2306971 (*)

Eleftheriades, G. V., & Engheta, N. (2011). Metamaterials: Fundamentals and applications in the microwave and optical regimes. *IEEE Proceedings*, 99 (*).

Engheta, N., & Ziolkowski, R. W. (2006). *Metamaterials physics and engineering explorations*. Piscataway, NJ: IEEE Press (****).

Ezzulddin, A. S., & Ibraheem, A. A. (2017). Design and optimization of printed spiral coils used in Wireless Power Transmission systems for powering 10mm² receiver size at 13.56MHz operating frequency. *International Journal of Current Engineering and Technology*, p. 7 (*).

Fomundam, L. (2016). Design of miniaturized high frequency printed coils for Wireless Power Transfer to biomedical implants. *IEEE Radio Frequency Circuits and Systems Research Group*, p. 4 (*).

Fujii, K., Takahashi, M., & Ito, K. (2007). Electric Field Distributions of Wearable Devices. *Transactions on antennas and propagation*. Japão: IEEE (*).

Gonçalves, A. M. (2010). *Electromagnetic waves in Metamaterials: Waveguides and lenses*. Lisboa: Instituto Superior Técnico de Portugal (*).

Hajjine, B., & al, e. (2016). Development of a printed coil for wirelessly charging a tracking elderly patch. *Wireless Engineering and Technology*, pp. 83-95 (*).

Hartley, R. V. (1920). Oscillation Generator. *Patent US1356763A*, p. 5 (**).

Huang, D., Urzhumov, Y., Smith, D. R., Teo, K. H., & Zhang, J. (2012). Magnetic superlens-enhanced inductive coupling for Wireless Power Transfer. *Journal of Applied Physics* (*).

Hui, S. I., Zhong, W. X., & Lee, C. K. (2013). A critical review of recent progress in mid-range Wireless Power Transfer. *Department of Electrical and Electronic Engineering* (*).

Hurley, W. G. (1995). Calculation of self and mutual impedances in planar magnetic structures. *IEEE Transactions on Magnetics*, 31 (*).

IPC-2221A. (2003). Generic Standard on Printed Board Design. Illinois, USA: Association Connecting Electronics Industries (norma regulamentadora).

Ivan, J. V. (1990). Nikola Tesla, the man time forgot. *IEEE Potentials*, 9, pp. 53-54 (*).

Jabita, A. A. (2013). *Design of singly split ring resonator for measurement of dielectric constant of materials using resonant method*. Gavle, Suecia: University of Gavle (**).

Jang, B. J., Lee, S., & Joon, H. (2012). HF-band wireless power transfer system: concept, issues, and design. *Progress In Electromagnetics Research*, 24, pp. 211-231 (*).

Kang, L., Yuli, H., & Zheng, W. (2015). *Experiments on multi-receiver magnetic resonance-based wireless power transfer in low megahertz with Metamaterials*. Xi'an, China: School of Marine Science and Technology (*).

Karalis, A., & Soljacic, M. (2008). Efficient Wireless non-radiative mid-range energy transfer. *Annals of Physics*, 323, pp. 33-48 (*).

- Kesler, M. (2017). Highly resonant Wireless Power Transfer: Safe, efficient, and over distance. *WiTricity Corporation*, p. 13. Retrieved from http://witricity.com/wp-content/uploads/2016/12/White_Paper_20161218.pdf (*)
- Kim, J., & Bien, F. (2013). Electric field coupling technique of Wireless. *IEEE 2013 Tencon*, p. 5 (*).
- Kock, W. (1947). Metallic Structures for Delaying unipolarized Waves. *Bell Telephone Laboratories Patent no. 2.577.619*, p. 10 (**).
- Kock, W. (1948). Metallic delay lenses. *Bell System Technical Journal*, pp. 58-82 (*).
- Kurs, A., Karalis, A., Moffatt, R., Joannopoulos, J. D., Fisher, P., & Soljac, M. (2005). Wireless Power Transfer via strongly coupled magnetic resonances. *American Association for the Advancement of Science*, 83. doi:10.1126/science.1143254 (*)
- Li, S., & Mi, C. C. (2015). Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications. *Journal of emerging and selected topics in power electronics*, p. 14 (*).
- Lipworth, G. S. (2015). *Metamaterial designs for applications in Wireless Power Transfer and computational imaging*. USA: Duke University (**).
- Liu, C., Gu, C., & Li, C. (2015). Non-contact hand interaction with smart phones using the wireless power transfer features. *Radio and Wireless Symposium*, p. 3. doi:10.1109/RWS.2015.7129750 (*)
- Mateu, L., & Moll, F. (2005). Review of energy harvesting techniques and applications for microelectronics. *Proceedings of the SPIE Microtechnologies for the New Millennium*, pp. 359-373 (*).
- McGowan, C. (2009). Optimization of Inductively couple coil using CST Microwave Studio. *Royal Institute of Technology of Computer Science and Communication* (**).
- Melanie, M. (1999). *An Introduction to Genetic Algorithms*. Massachusetts: A Bradford Book The MIT Press (****).
- Merlin, R. (2004). Analytical solution of the almost-perfect-lens problem. *Applied Physics Letters*, 84, 8 (*).
- Miller, B. L., & Goldberg, D. E. (1995). Genetic Algorithms, tournament selection, and the effects of noise. *Complex Systems*, pp. 193- 212 (*).
- Mustashar, S., & et.al. (2014). Analysis and optimization of spiral circular inductive coupling link for bio-implanted applications on air and within human tissue. *Sensors*, ISSN 1424-8220, p. 20 (*).
- Nair, V. V., & Choi, J. R. (2016). An efficiency enhancement technique for a Wireless Power Transmission system based on a multiple coil switching technique. *Energies*, p. 15. doi::10.3390/en9030156 (*)

- Ning, P., Onar, O., & Miller, J. (2013). Genetic algorithm based coil system optimization for wireless power charging of electric vehicles. *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, p. 10 (*).
- Niu, W. Q., Gu, W., Chu, J. X., & Shen, A. D. (2012). Couple-mode analysis of frequency splitting phenomena in CPT systems. *Electronics Letters*. doi:10.1049/el.2012.0953 (*)
- Pencheva, T., Atanassov, K., & Shannon, A. (2009). Modelling of a roulette wheel selection operator in Genetic Algorithms using generalized nets. *BioAutomation*, pp. 257-264 (*).
- Pendry, J. (2007). Low frequency plasmons in thin wire structures. Londres, Inglaterra (*).
- Pendry, J. (2007). Metamaterials and control of electromagnetic fields. *Imperial College London*, 11. London: Optical Society of America (*).
- Pendry, J. B., Holden, A. J., Robbins, D. J., & Steward, W. J. (1999). Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47, p. 10 (*).
- Pereira, L. M., & Resende, U. C. (2015). Design of a resonant Wireless Power Transfer system using printed inductors. *ISEF*, p. 4 (*).
- Pinheiro, D. L. (2016). *Análise de desempenho de antenas microfita com substrato de Metamaterial*. Belo Horizonte, Brasil: PUC-Minas (**).
- Poli, R., Langdon, W. B., & McPhee, N. F. (2008). *A field guide to Genetic programming*. Essex: Creative Commons. doi:978-1-4092-0073-4 (****)
- Poyting, J. H. (1884). On the Transfer of Energy in the Electromagnetic Field. *Philosophical Transactions of the Royal Society of London*, pp. 343–361 (*).
- Queiroz, A. C. (2003). *Mutual inductance and inductance calculations by Maxwell's method*. Rio de Janeiro: UFRJ (*).
- Ranaweera, A. L., Duong, T. P., & Lee, J.-W. (2014). Experimental investigation of compact metamaterial for high efficiency mid-range wireless power transfer applications. *Journal of Applied Physics*, 116, 8. South Korea (*).
- Rhode, U. L., & Poddar, A. K. (2016). Mobius Metamaterials strips: Opportunity, trends, challenges and future. *Microwave Journal*, 59(7), 62-87 (*).
- Rittenhouse, D. (1786). Explanation of an optical deception. *Transactions of the American Philosophic Society*, 2, 37-42. JSTOR. Retrieved from <http://www.jstor.org/stable/10.2307/1005164> (*)
- Royer, G. H. (1954). Eletrical inverter circuits. *Patent US 2783384*, p. 14 (***)
- Rumpt, R. C. (2016). *21st Century Electromagnetics*. Retrieved from EMLab: <http://emlab.utep.edu/ee5390em21.htm>

- Sample, A. P., Meyer, D. A., & Smith, J. R. (2011). Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for Wireless Power Transfer. *IEEE Transaction on industrial electronics*, 58(2), pp. 544-555 (*).
- Sandrolini, L., Reggiani, U., Puccetti, G., & Neau, Y. (2012). Equivalent circuit characterization of resonant magnetic coupling for wireless transmission of electrical energy. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, pp. 753-771 (*).
- Sansen, W. (1999). Distortion in elementary transistor circuits. *Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, 46(3), pp. 315-325.
doi:10.1109/82.754864 (*)
- Shaw, N. (2003). MRI magnet design using Genetic Algorithms. *Corpus Christi College*. Cambridge, UK: Cambridge. Retrieved from http://people.bss.phy.cam.ac.uk/~rea1/camGASP/Nick_Shaw_PhD_Thesis_2003.pdf (**)
- Si, P., Hu, A. P., Budgett, D., Malpas, S., Yang, J., & Gao, J. (2005). Stabilizing the operating frequency of a resonant converter for Wireless Power Transfer to implantable biomedical sensors. *1st International Conference on Sensing Technology*, p. 6 (*).
- Sievenpiper, D. F. (2006). Large aperture rectenna based on planar lens structures. *United States Patent*. Malibu Canyon, USA: Patent no. 7154451 (***).
- Silva, M. T. (2012). Métodos de projeto para acoplamento indutivo aplicado a implantes biomédicos. Belo Horizonte, Minas Gerais: UFMG. Retrieved from <https://www.ppgee.ufmg.br/defesas/276D.PDF> (**)
- Simpson, C. (2011). *Characteristics of rechargeable batteries*. Texas: Texas Instruments. Retrieved from <http://www.ti.com/lit/an/snva533/snva533.pdf>
- Siqueira, G. L. (2017). *Introdução aos Metamateriais eletromagnéticos*. PUC Rio de Janeiro, Instituto de inovação em Metamateriais. Rio de Janeiro: PUC. Retrieved from <http://emlab.utep.edu/ee5390em21.htm>
- Smith, D. R., & Padilla, W. J. (2000). Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. *Physical Reviewed Letters* (*).
- Smith, D., & Pendry, J. B. (2009). Reversing light negative refraction. *Physics Today*, 57, pp. 37-45 (*).
- Supriyanto, T., Wulandari, A., & Suhendar. (2016). Design and comparison wireless power transfer base on copper (Cu) and aluminium (Al) rings loop magnetic coupling. *International Journal of Information and Electronics Engineering*, 6(2), p. 4.
doi:10.18178/ijee.2016.6.2.605 (*)
- Tesla, N. (1914). Apparatus for transmitting electrical energy. USA: Patent 1.119.732 (***).
- Toya, S., Kokuga, T., & Tsuna-gun. (2000). Rechargeable battery pack and charging stand for charging the rechargeable battery pack by electromagnetic induction. USA (*).
- Tremblay, O., & Dessaint, L.-A. (2009). Experimental validation of a battery dynamic model for EV. *World Electric Vehicle Journal*, 3, pp. 289-299 (*).

- Uei-Ming, & Ghovanloo, M. (2007). Design and optimization of printed spiral coils for efficient transcutaneous inductive power transmission. *Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 1, pp. 192-202 (*).
- Urzhumov, Y., & Smith, D. R. (2011). Metamaterial-enhanced Coupling between magnetic dipoles for efficient Wireless Power Transfer. *Physics Rev. and Condens*, 83 (*).
- Veselago, V. G. (1968). The eletrodynamics of substances with simultaneously negative values of permissivity and permeability. *SOV PHYS USPEKHI*, 509-514 (*).
- Vigneaux, G., Cheikh, M., & Takacs, A. (2015). Design and modeling of PCB coils for inductive power charging. *Cambridge University Press*, pp. 143-152. Retrieved from <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01409233> (*)
- Wakrim, L., & Ibnyaich, S. (2016). The study of the ground plane effect on a multiband PIFA antenna by using Genetic Algorithm and Particle Swarm Optimization. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, p. 16 (*).
- Wang, B., & Teo, K. H. (2012). Metamaterials for Wireless Power Transfer. *Mitsubishi Electric Research Laboratories* (*).
- Wang, J., Ho, S. L., Wu, W. N., & Sun, M. (2010). *A comparative study between Witricity and traditional inductive coupling in Wireless energy transmission*. Pittsburgh, USA: IEEE Potentials (*).
- Wang, W., Chen, Y., Yang, S., Chan, A., Wang, Y., & Cao, Q. (2016). Design and experiment of wireless power transfer systems via electromagnetic field near-zone region. *International Journal of Electronics*, p. 15. doi:10.1080/00207217.2016.1138527 (*)
- Wang, Z., Wang, X., & Zang, B. (2015). A magnetic coupled resonance WPT system design method of double-end impedance converter networks with class-E amplifier. *Industrial Electronics Society*, p. 6. doi:10.1109/IECON.2015.7392575 (*)
- Wei, X., Wang, Z., & Dai, H. (2014). A critical review of Wireless Power Transfer via strongly coupled magnetic resonances. *Energies*, p. 26 (*).
- Wenxu, & Chen, J. (2017). A general design of magnetic coupling resonant Wireless power transmission circuit. *IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science*, p. 9. doi:10.1088/1755-1315/69/1/012197 (*)
- Wu, C.-Y., Yeh, S.-H., & Lu, T.-H. (2007). Novel high gain Metamaterial antenna radome for WiMAX operation in the 5.8GHz band. *Industrial Technology Research Institute*, 4. Taiwan: IEEE (*).
- Wu, W. (2011). Design and simulation of printed spiral coil used in Wireless Power Transmission systems for implant medical devices. *33rd Annual International Conference of the IEEE EMBS Boston*, p. 4 (*).
- Xiao, Z., Genschow, D., & Liu, C. (2015). Non-contact human machine interface based on bio-interaction with wireless power transfer features. *RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications*, p. 6. doi:10.1109/IMWS-BIO.2015.7303831 (*)

Yingchun, F. (2013). Experimental study of efficient Wireless Power Transfer system with highly sub-wavelength Metamaterials. *Progress in Electromagnetics Research*, 141 (*).

Yu, S., Zhu, C., & Fan, Y. (2013). Experimental study of efficient WPT system integrating with highly sub-wavelength Metamaterials. *Progress In Electromagnetics Research*, pp. 769–784 (*).

Zhang, X., Yao, S., H. Q., & Xu, Y. (2017). Optimal design and analysis of wireless power transfer system with converter circuit. *Journal on Wireless Communications and Networking*, p. 6 (*).

Zhang, Y., & Zhao, Z. (2014). Frequency splitting analysis of two-coil resonant Wireless Power Transfer. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13, pp. 400 - 402. doi:10.1109/LAWP.2014.2307924 (*)

Zhang, Y., Tang, H., Yao, C., Li, Y., & Yao, S. (2015). *Experiments on adjustable magnetic Metamaterials applied in megahertz Wireless Power Transmission*. Shangai, China: AIP Publishing (*).

Zhu, B., Li, J., & Gao, X. (2015). Review of magnetic coupling resonance Wireless energy transmission. *International Journal of u- and e- Service, Science and Technology*, 8(3), pp. 257-272 (*).

Zhu, N., & O'Connor, I. (2013). iMASKO: A Genetic algorithm based optimization framework for Wireless sensor networks. *Journal of Sensor and Actuator Networks*, pp. 675-699. doi:ISSN 2224-2708 (*)

(*) Artigo em periódico.

(**) Dissertação/Tese.

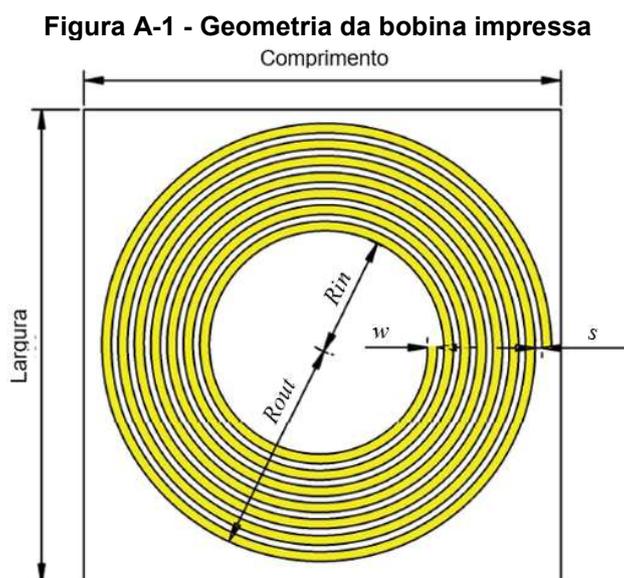
(***) Patente.

(****) Livro.

Apêndice A - Análise de bobinas impressas

A.1 Análise paramétrica

Os parâmetros elétricos de resistência R , indutância L e capacitância C , de bobinas podem ser determinados considerando suas características geométricas construtivas. Deste modo, uma bobina pode então ser projetada para que sua impedância apresente valores desejados em relação as suas variáveis geométricas. Neste trabalho são investigadas bobinas impressas cuja geometria é ilustrada na Figura A-1.



Fonte: Dados do autor

Todas as bobinas foram simuladas e impressas em substrato de FR-4 com espessura de 1,5 mm, permissividade elétrica relativa e tangente de perdas de $\epsilon_r=4,3$ e $\delta=0,015$, respectivamente. O substrato de FR-4 é recoberto em uma das faces por uma camada condutora de cobre de espessura igual a 0,020 mm (Brandão, 2017). A opção por indutores circulares impressos se deve à precisão do processo construtivo que viabiliza uma análise

apurada quanto à variação dos parâmetros da sua geometria e a possibilidade de desenvolver sistemas de transmissão de energia elétrica compactos.

A indutância própria, L , de bobinas impressas pode ser aproximada pela equação (Queiroz, 2003):

$$L = \frac{\mu_0(R_{out} + R_{in})^2 N^2}{4\pi(60R_{out} - 28R_{in})} , \quad (A.1)$$

onde μ_0 é a permeabilidade do vácuo, N é o número de espiras, R_{out} e R_{in} estão representados na Figura A-1. Bobinas impressas apresentam valores baixos para a capacitância C , da ordem de pF, e insuficientes para alcançar os valores para a frequência de ressonância desejada neste trabalho, sendo por este motivo desprezado seu cálculo.

A resistência R da bobina é dada pela soma da resistência característica, R_{cc} , relativa à resistividade do material envolvido, mais a resistência R_{ac} , devido a não uniformidade da distribuição do sinal de corrente na área de seção reta do condutor, A . A resistência R_{cc} pode ser aproximada pela equação:

$$R_{cc} = \frac{\rho l_c}{A} , \quad (A.2)$$

onde ρ é a resistividade do material condutor medida em Ωm , A é a área da seção reta do condutor e l_c o comprimento do condutor, que para a bobina ilustrada na Figura A-1 é dado por (Pereira & Resende, 2015):

$$l_c = \int_0^{2\pi N} \sqrt{(R_{in} + s\theta)^2 + s^2} d\theta , \quad (A.3)$$

onde s é o espaçamento entre cada uma das espiras e θ é o ângulo em radiano de cada espira sendo $\theta = 2\pi$ para uma espira completa, assim o limite superior da integral é obtido pelo número de espiras N multiplicado por 2π . A resistência R_{ac} é relacionada ao efeito pelicular. Como a reatância de uma bobina aumenta com a frequência deslocando sua corrente para as extremidades do condutor, por consequência a área efetiva da seção reta do condutor diminui aumentando sua resistência aparente. A resistência R_{ac} pode então calculada por (Uei-Ming & Ghovanloo, 2007):

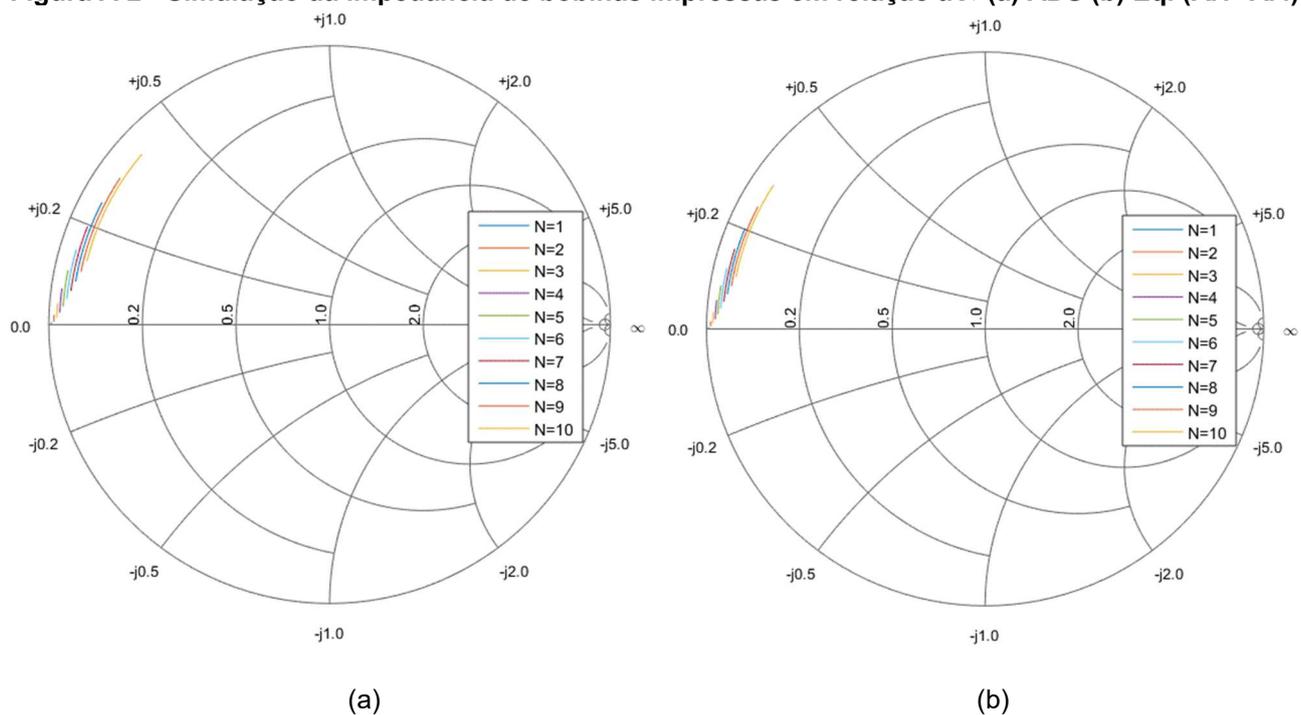
$$R_{ac} = \frac{2\rho l_c}{\pi R_{in} \sqrt{2\rho / (2\omega\mu_0)}} , \quad (A.4)$$

onde ω é a frequência angular, $\omega = 2\pi f$.

A relação entre os parâmetros elétricos e as variáveis geométricas podem então ser consideradas para o projeto de bobinas impressas que apresentem maiores valores de L , menores valores de R e conseqüentemente maior capacidade de transmissão de energia, ou seja, valores elevados de Q . A análise realizada neste apêndice tem como objetivo verificar a influência de cada parâmetro construtivo nos parâmetros elétricos de bobinas impressas circulares. Foram, para isto, utilizadas as Equações (A-1) a (A-4) e os resultados foram comparados com aqueles gerados no software ADS® (*Advanced Desing System*).

A primeira análise realizada investiga a influência do número de espiras da bobina na variação da sua impedância ao longo de uma faixa de frequência entre 500 kHz e 1,5 MHz. Foi considerada uma bobina com valores para a largura da trilha $w=3\text{ mm}$, para o raio interno $R_{in}=100\text{ mm}$ e para o espaçamento entre as trilhas condutoras $s=2\text{ mm}$ e variado o número de espiras de $1 < N < 10$. Os resultados obtidos são apresentados na Figura A-2.

Figura A-2 - Simulação da impedância de bobinas impressas em relação a N (a) ADS (b) Eq. (A.1- A.4)

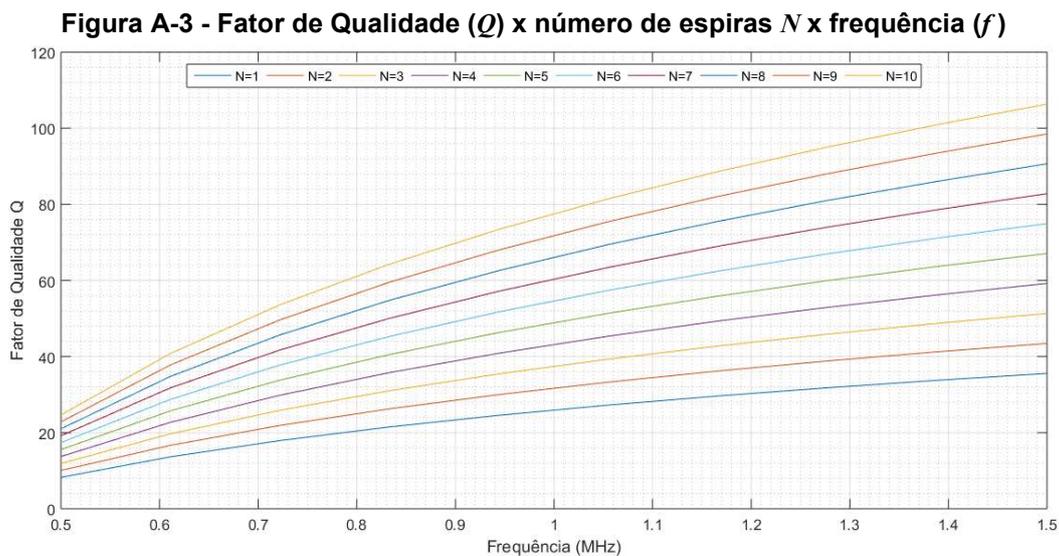


Fonte: Dados do autor

Como pode ser observado os resultados obtidos utilizando as equações apresentadas neste apêndice e aqueles gerados com o ADS® são similares. Verifica-se um aumento no valor da reatância indutiva e da resistência com o aumento do número de espiras. Este comportamento pode também ser confirmado quando da análise de Q dentro da mesma faixa

de frequência. Os valores de Q , calculados conforme a Equação (2.1) e apresentados na Figura A-3, mostram seu aumento com a frequência e com o aumento do número de espiras.

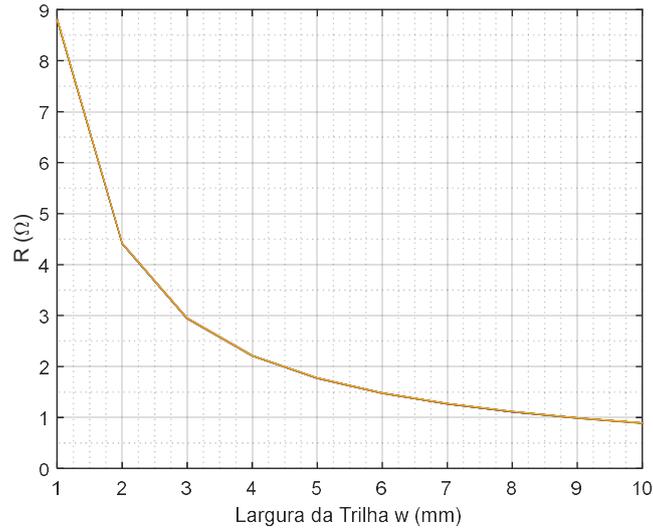
A resistência de bobinas impressas, conforme as Equações (A-2), (A-3) e (A-4), é diretamente proporcional ao seu comprimento. Assim, o aumento do número de espiras implica em um aumento das perdas por dissipação. Porém, o aumento de L é mais expressivo que o de R , o que conduz a um maior aumento de Q .



Fonte: Dados do autor

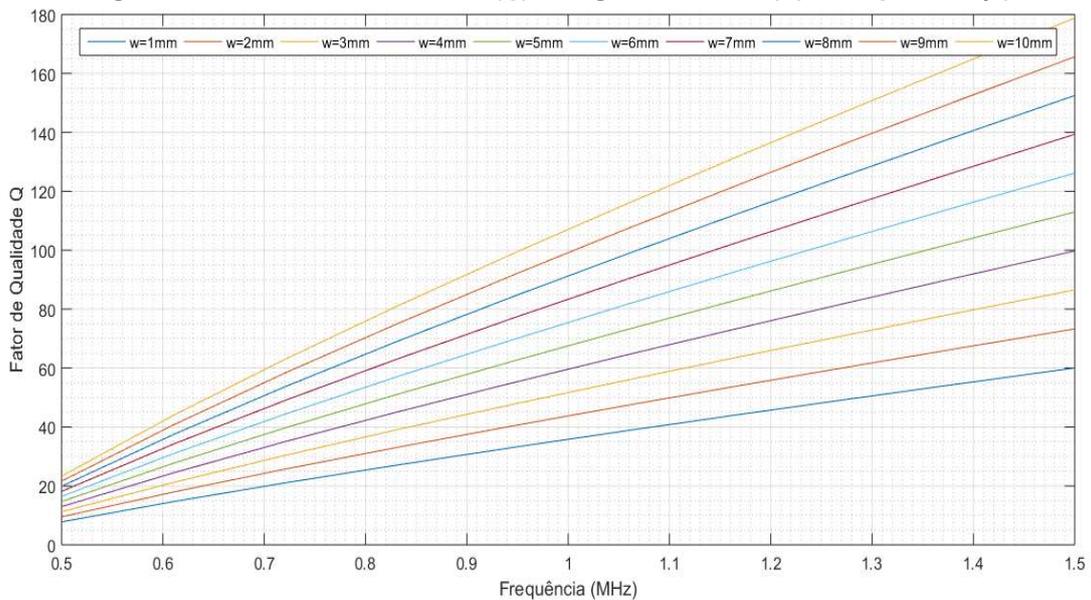
A análise seguinte verifica a alteração nos valores de Q com a variação da largura da trilha, w . Para tanto, fixou-se valores arbitrários para os demais parâmetros, sendo $R_{in}=100$ mm, $s=2$ mm e o número de espiras $N=10$. A largura da trilha, w , foi variada entre 1 e 10 mm. Como esperado, o aumento de w implica em uma maior área condutora e sendo a resistência inversamente proporcional a esta área, observa-se uma redução na resistência total da bobina e conseqüentemente um aumento no valor de Q . A Figura A-4 apresenta o comportamento da resistência para valores de w entre 1 e 10mm. O aumento da largura da trilha provoca uma redução exponencial na resistência da bobina. A partir da Figura A-5 pode ser observado, como esperado, que o aumento do valor de w resulta em um incremento no valor de Q .

Figura A-4 - Resistência do indutor (R) x largura da trilha (w)



Fonte: Dados do autor

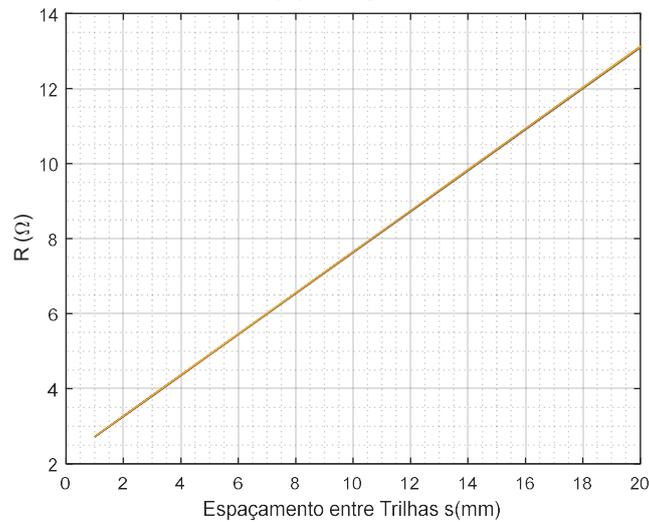
Figura A-5 - Fator de Qualidade (Q) x largura da trilha (w) x frequência (f)



Fonte: Dados do Autor

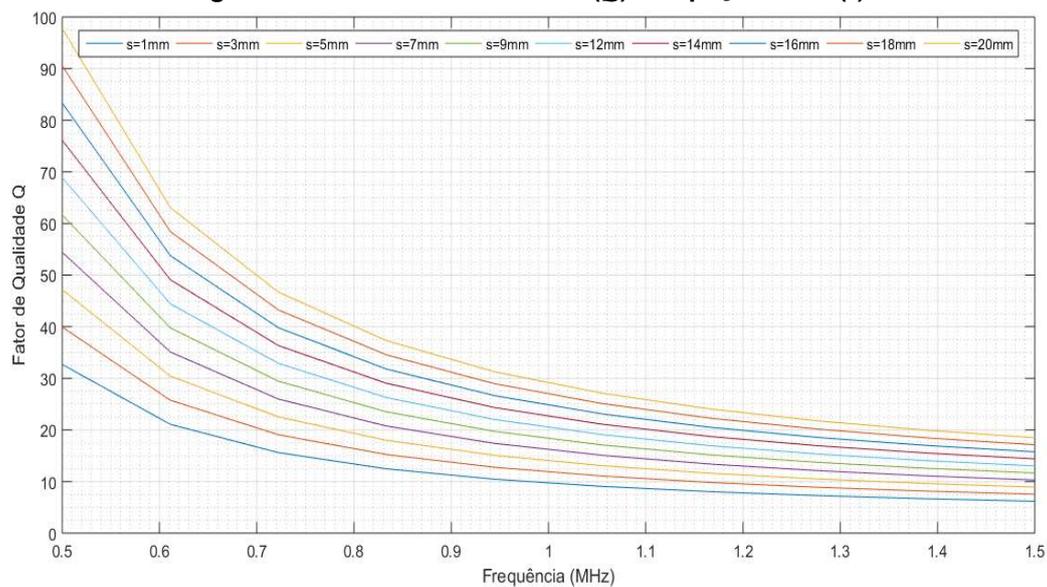
Prosseguindo, na Figura A-6 é apresentado o resultado da avaliação do comportamento da resistência em função da variação do espaçamento entre trilhas, s entre 1 e 20 mm. Os parâmetros geométricos da bobina foram fixados, com $R_{in}=100$ mm, $w=2$ mm e o número de espiras $N=10$. Como pode ser observado, o aumento no valor de s provocou uma elevação expressiva no valor da resistência total da bobina e por consequência reduziu o seu fator de qualidade. Conforme resultado apresentado na Figura A-7.

Figura A-6 - Resistência (R) x espaçamento entre trilhas (s)



Fonte: Dados do Autor

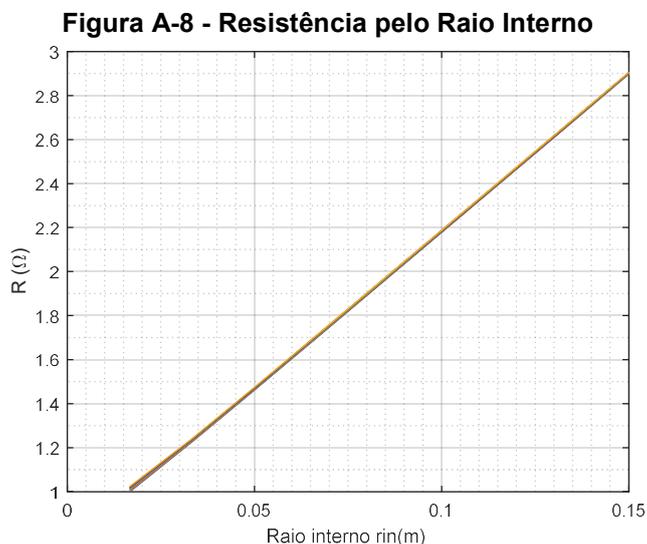
Figura A-7 - Fator de Qualidade (Q) x espaçamento (s)



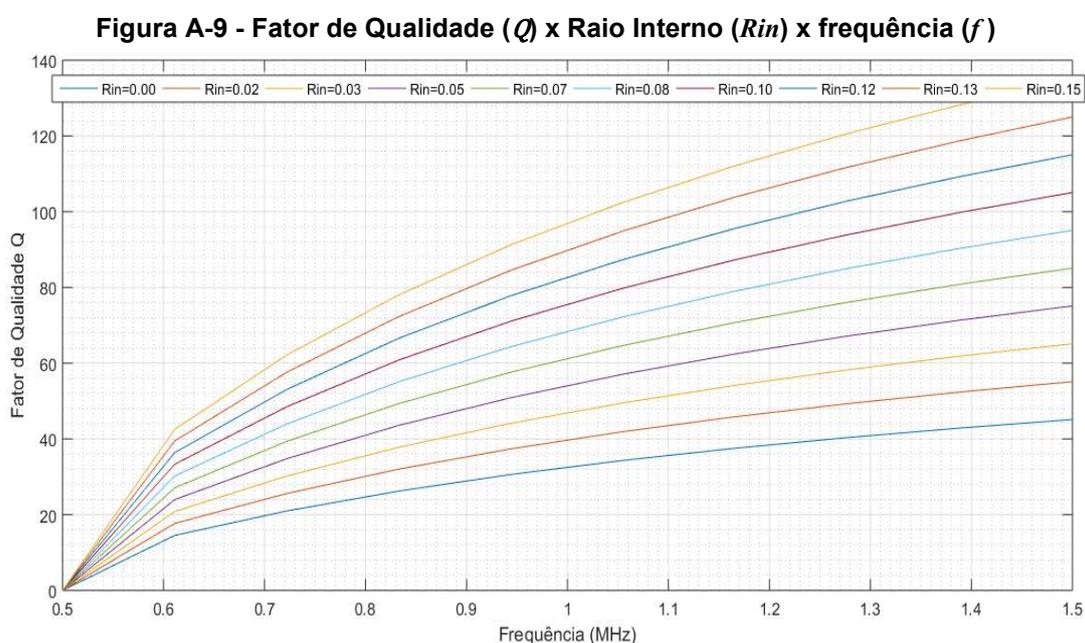
Fonte: Dados do Autor

A próxima análise realizada investiga a influência do valor de R_{in} na resistência da bobina. Conforme as análises anteriores, os demais parâmetros geométricos foram mantidos fixos, $w=2\text{mm}$, $s=2\text{mm}$, $N=10$, variando R_{in} entre 0 e 150 mm. A Figura A-8 mostra que o aumento no valor de R_{in} resulta em aumento da resistência. Apesar do aumento do valor da

resistência total da bobina com o incremento de R_{in} , o seu valor de Q apresentou um crescimento exponencial como mostra a Figura A-9.



Fonte: Dados do Autor



Fonte: Dados do Autor

Desta forma, tendo sido analisada a influência dos parâmetros construtivos no fator de qualidade de uma bobina impressa, conclui-se que o aumento nos valores de w , N e R_{in} colaboram diretamente para o incremento de Q , e o incremento de s colabora negativamente

neste sentido. Assim sendo, a melhor geometria da bobina a ser utilizada neste trabalho pode ser definida com base nestes parâmetros e tendo como limitador o tamanho da placa disponível para sua impressão. Em relação a este limite deve-se definir o valor de R_{out} que é calculado por:

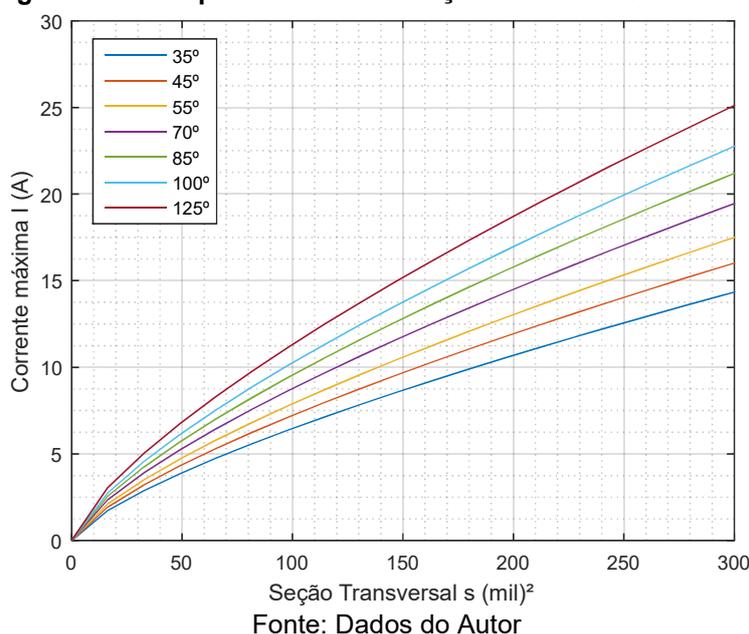
$$R_{out} = R_{in} + (w + s)N \quad . \quad (A.5)$$

Outro importante limite que se deve considerar é a capacidade de condução de corrente, que em circuitos impressos é regulamentada pela norma (IPC-2221A, 2003). Esta norma estabelece o valor máximo de corrente I em relação a área da seção reta da camada condutora de acordo com a equação (A.6) e ilustrada no gráfico da Figura A-10:

$$I = u\Delta T^{0.44}A^{0.725} \quad , \quad (A.6)$$

onde A é a seção reta da faixa condutora, ΔT é a variação de temperatura em relação à temperatura ambiente em graus Celsius, e u é uma constante relacionada à posição da camada condutora, sendo $u=0,048$ quando a camada condutora é exposta como no caso sob estudo.

Figura A-10 - Capacidade de condução de corrente IPC-2221A



De acordo com as aspirações e limitações deste trabalho, definiu-se o valor de 10A como o limite do valor de corrente. Assim sendo, trilhas condutoras de 3 mm são suficientes para atender a este quesito.

A.2 Otimização de bobinas impressas

A análise da influência dos parâmetros construtivos de bobinas impressas no valor de Q foi feita separadamente e verificado como cada um desses parâmetros altera a capacidade de armazenar e transmitir energia dessas bobinas, expressa por valores elevados de Q . Nesta Seção esses parâmetros construtivos são tratados como um problema de otimização, seus valores são analisados em conjunto como variáveis de decisão do projeto. A solução deste problema é a maximização do valor de Q de uma bobina impressa, sendo a função objetivo dada por (Melanie, 1999) :

$$f(x) = (-1)Q(x) \quad , \quad (A.7)$$

onde x é o vetor das variáveis de decisão do projeto, dado por:

$$x = [N \quad Rin \quad w \quad s] \quad . \quad (A.8)$$

Em geral, problemas de otimização tratam da minimização de um problema, o sinal negativo na Equação (A.7) se deve ao fato de que o problema de otimização em questão busca a maximização de Q (Melanie, 1999) . O modelo matemático aqui construído possui quatro variáveis de otimização ($n=4$) que são definidas no conjunto dos números reais ($x \in \mathbb{R}^n$). Como se trata de um problema prático da engenharia, se faz necessário estabelecer restrições no modelo matemático para que a otimização forneça soluções compatíveis com o processo construtivo disponível no laboratório.

Assim, alguns limites para os valores das variáveis de decisão são estabelecidos visando obter uma solução factível para o problema, a Tabela A-1 apresenta estes limites, onde C é o comprimento de um lado da placa de FR4 em que a bobina é impressa e o limite superior do número de espiras, N_{sup} , é determinado por:

$$N_{sup} = \left(\frac{C}{2} + \frac{2}{3}s - Rin \right) - FS \quad , \quad (A.9)$$

onde FS é um fator de segurança para que as medidas da bobina não extrapole o limite geométrico do substrato, sendo $FS=1$. O limite inferior do raio interno, Rin_{inf} , é definido por:

$$Rin_{inf} = w + s \quad . \quad (A.10)$$

Tabela A-1 - Limites das variáveis de decisão

Variável de Decisão	Limite Inferior	Limite Superior
$N =$ Número de espiras	1	N_{Sup}
$Rin =$ Raio interno	Rin_{inf}	$C/4$
$w =$ Largura da trilha	$0,001(m)$	$0,003(m)$
$s =$ Espaçamento entre trilhas	$0,001(m)$	$0,005(m)$

Fonte: Dados do autor

Por se tratar de um problema com um único objetivo, neste trabalho optou-se pela utilização de um algoritmo genético – AG, como estratégia de otimização. Os AGs são compostos por uma família de métodos de otimização que seguem a estratégia de otimização por populações (Melanie, 1999). Estes algoritmos trabalham com uma população de soluções potenciais ou candidatas pertencentes à região de busca do problema. Um processo evolutivo definido pela estratégia de otimização do AG é imposto sobre a população, visando a evolução das soluções candidatas de forma que as mesmas se aproximem gradualmente da melhor solução do problema, por vezes dita solução global. Vale ressaltar que esta evolução se dá devido à pressão seletiva imposta pelo processo de otimização e exercida pela função de aptidão, também conhecida como função de mérito ou função desempenho (Zhu & O'Connor, 2013), (Ning, Onar, & Miller, 2013) e (Zhang, Yao, Hao, & Xu, 2017).

Os AGs começam gerando uma população inicial e em seguida entram em uma rotina com a finalidade de estimar uma solução que se aproxime o máximo possível da solução ótima global. Esta rotina é composta pelos elementos básicos de um GA (avaliação, seleção e recombinação), os quais são apresentados no pseudocódigo 1 detalhado na Figura A-11.

Figura A-11 - Pseudocódigo (Fluxograma)

	Entrada: Tamanho da população N_{pop} e Número máximo de gerações N_{ger}
	Saída: Estimativa de x^*
1	Início
2	$pop^{(1)} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{N_{pop}}]^T \leftarrow$ População inicial
3	Para $t = 1$ até N_{ger} faça
4	$d^{(t)} \leftarrow$ Avaliação($pop^{(t)}$)
5	$pais^{(t)} \leftarrow$ Seleção($pop^{(t)}, d^{(t)}$)
6	$filhos^{(t)} \leftarrow$ Recombinação($pais^{(t)}$)
7	$filho_{elit} \leftarrow$ elitismo($filhos^{(t)}$)
8	$pop \leftarrow$ atualização($filhos^{(t)}, filho_{elit}$)
9	Fim
10	Fim

Fonte: Dados do autor

A população inicial do algoritmo genético, desenvolvido neste trabalho e apresentada na linha 2 do pseudocódigo, é gerada aleatoriamente dentro dos limites estabelecidos na Tabela A-1. Desse modo, os indivíduos da população são gerados conforme a equação:

$$x_i = \begin{bmatrix} (N_{Sup} - N_{Inf}) \cdot U(0,1) + N_{Inf} \\ (Rin_{Sup} - Rin_{Inf}) \cdot U(0,1) + Rin_{Inf} \\ (w_{Sup} - w_{Inf}) \cdot U(0,1) + w_{Inf} \\ (s_{Sup} - s_{Inf}) \cdot U(0,1) + s_{Inf} \end{bmatrix}^T, \quad (A. 11)$$

onde x_i é uma solução candidata, os subscritos $_{Sup}$ e $_{Inf}$ são, respectivamente, referentes aos limites superior e inferior dos parâmetros construtivos da bobina, $U(0,1)$ é a geração de um único número aleatório distribuído uniformemente no intervalo (0,1).

A avaliação, descrita na linha 4 do pseudocódigo, representa a implementação do mecanismo que calcula a função de aptidão, que atribui explicitamente um valor real a cada indivíduo da população corrente. Esta atribuição confere aos indivíduos melhores avaliados uma maior probabilidade de disseminar o seu material genético para as próximas gerações. Neste trabalho a determinação da função de mérito se dá por meio do método da inversão, dado por:

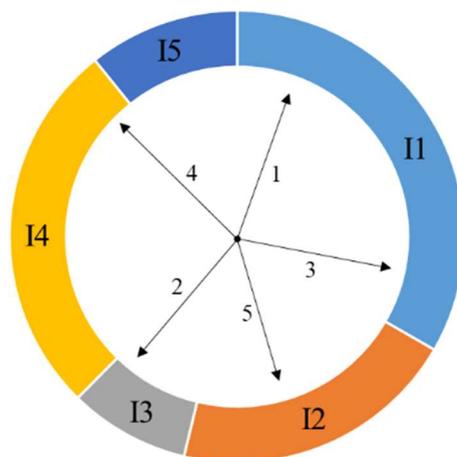
$$d(x) = \frac{1}{h(x) + \lambda}, \quad (A. 12)$$

sendo $h(x)$ a função pseudo-objetivo dada pela soma da função objetivo e da função penalidade multiplicada pelo multiplicador de Lagrange e λ uma constante definida pelo programador. Neste trabalho λ é igual a unidade.

A seleção, apresentada na linha 5 do pseudocódigo, emprega os valores de aptidão a fim de selecionar os indivíduos da população corrente que serão utilizados no processo de recombinação para formação da próxima geração. Este operador impõe a pressão seletiva sobre a população, favorecendo os indivíduos mais aptos. Neste trabalho, a seleção é realizada por meio dos métodos da roleta e do torneio com igual probabilidade de ocorrência.

No método da roleta, cada indivíduo da população corrente é representado na roleta proporcionalmente ao seu valor de aptidão. Assim, aos indivíduos com alta aptidão é conferida uma porção da roleta maior, enquanto que aos indivíduos de aptidão menor é dada uma porção relativamente menor. Por fim, a roleta é girada a fim de selecionar os indivíduos que participarão do processo de recombinação. A Figura A-12 ilustra o método de seleção Roleta (Poli, Langdon, & McPhee, 2008) e (Pencheva, Atanassov, & Shannon, 2009).

Figura A-12 - Representação gráfica do método de seleção Roleta



Fonte: Dados do autor

No método de seleção por Torneio, escolhem-se dois indivíduos da população corrente aleatoriamente. O indivíduo escolhido que possui maior valor de aptidão possui uma maior probabilidade de vencer o torneio e, conseqüentemente, ser selecionado para participar da recombinação. O operador de seleção é repetido um determinado número de vezes até que o número de indivíduos selecionados seja igual ao tamanho da população

(Pencheva, Atanassov, & Shannon, 2009) e (Miller & Goldberg, 1995). A Tabela A-2 traz a representação do método de seleção por Torneio, com valores de Aptidão e Probabilidade selecionados arbitrariamente para o problema de otimização.

Tabela A-2 - Representação do método de seleção por Torneio

Indivíduo	Valor de Aptidão	Torneio	Probabilidade $p = 0,75$	Indivíduo Selecionado
I1	310	I5 × I3	Menor que 0,75	I5
I2	190	I1 × I4	Menor que 0,75	I1
I3	80	I2 × I1	Menor que 0,75	I1
I4	250	I4 × I5	Maior que 0,75	I5
I5	100	I3 × I2	Menor que 0,75	I2

Fonte: Dados do autor

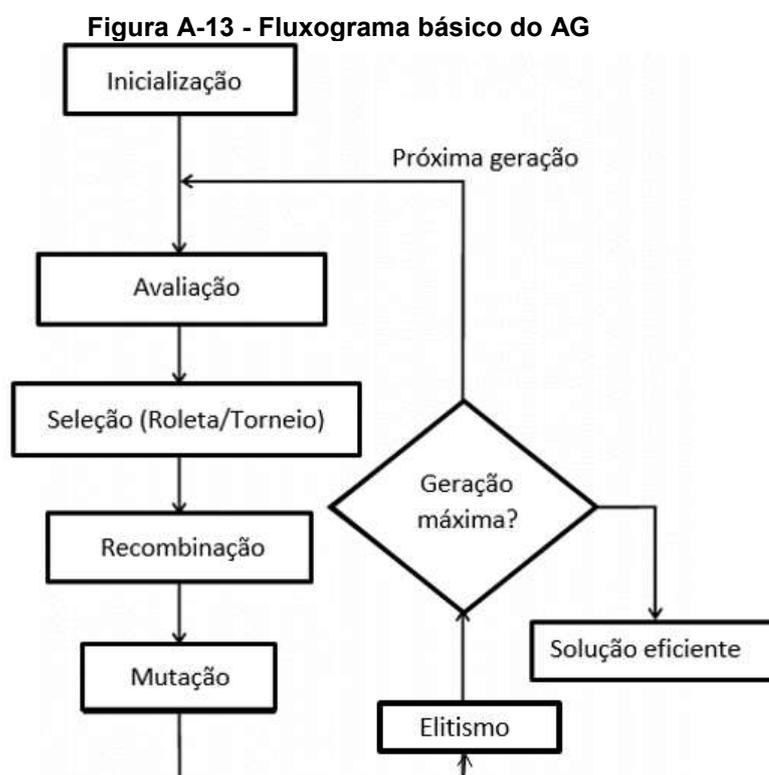
Na linha 6 do pseudocódigo da Figura A-1, a população da próxima geração é obtida a partir dos operadores de recombinação. A exploração da região de busca é realizada por operadores heurísticos de cruzamento e mutação. Esses operadores são baseados por heurísticas específicas geralmente associadas a uma componente aleatória. Os métodos de cruzamento utilizados neste trabalho são os cruzamentos real polarizado e do algoritmo evolução diferencial. Já os métodos de mutação são as mutações mão uniforme e polinomial.

Finalmente, na linha 7 aplica-se o elitismo e na linha 8 atualiza-se a população da próxima geração. O operador de cruzamento propaga, com uma maior probabilidade, as características genéticas dos indivíduos melhores adaptados, ou seja, com maior valor de aptidão. Já o operador de mutação impede com que o processo de otimização tenha uma convergência prematura, aumentando a diversidade da população. E por fim, o elitismo garante que o melhor indivíduo da população corrente esteja na próxima geração.

Destaca-se que embora os operadores genéticos apresentem um certo grau de aleatoriedade, a busca pela solução realizada pelo AG não se caracteriza por ser uma busca aleatória. Isso acontece devido ao operador de seleção que possui uma componente de determinismo. Tal componente orienta o algoritmo na direção das melhores regiões, o que pode ser entendido como pressão seletiva. Além disso, os AGs, assim como outros métodos baseados em populações, não fornecem garantia de encontrar a solução ótima global do problema.

A rigor, afirma-se que os AGs fornecem uma aproximação da solução global, a qual é denominada como solução eficiente (Ning, Onar, & Miller, 2013) e (Wakrim & Ibnyaich, 2016). A Figura A-13 traz o Fluxograma de um AG.

Seguindo as premissas apresentadas para a programação de um AG bem como as peculiaridades do problema de otimização deste apêndice, foi gerado um código em Matlab® para a maximização do fator de qualidade de bobinas impressas tomando os limites das variáveis de decisão que são os parâmetros geométricos da bobina em questão.

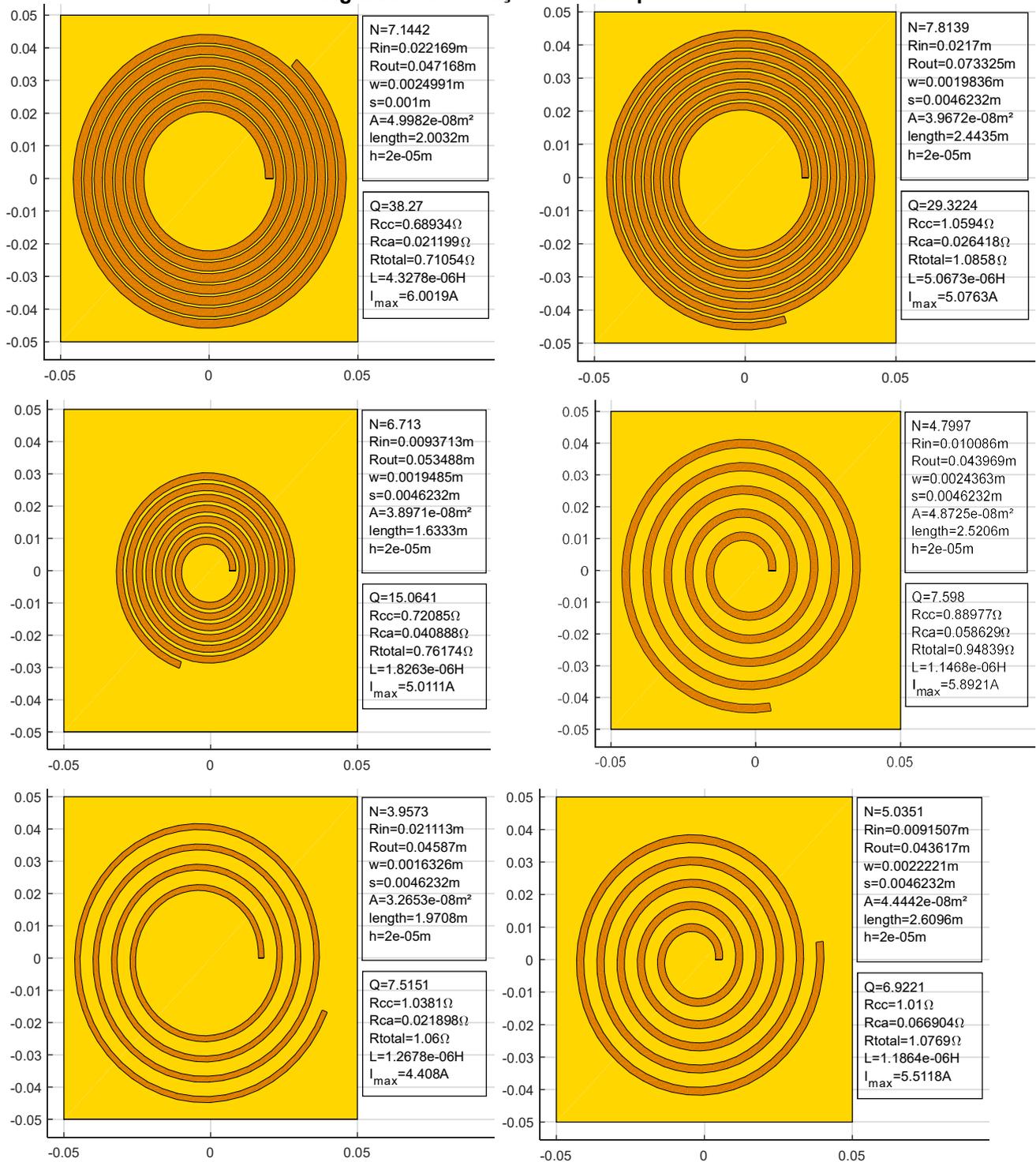


Fonte: Adaptado de (Shaw, 2003)

A Figura A-14 mostra a evolução nos resultados de 6 bobinas geradas, para impressão em uma placa quadrada com 10 cm de lado, a partir de uma população inicial de 6 indivíduos. O melhor resultado de $Q = 38,27$ foi encontrado pelo AG para uma frequência de operação de 1 MHz. Os parâmetros desta bobina foram $N= 7,14$, $w= 2,49$ mm, $s= 1$ mm e $R_{in}= 22$ mm e sua indutância foi de $L=4,32\mu H$. Estes valores encontrados foram aplicados na construção da Geometria V, utilizado nas medições e testes. Salienta-se aqui a

dificuldade de reprodução fiel e precisão possível de ser alcançada no processo construtivo dos valores calculados para os parâmetros geométricos da bobina.

Figura A-14 - Soluções obtidas pelo AG

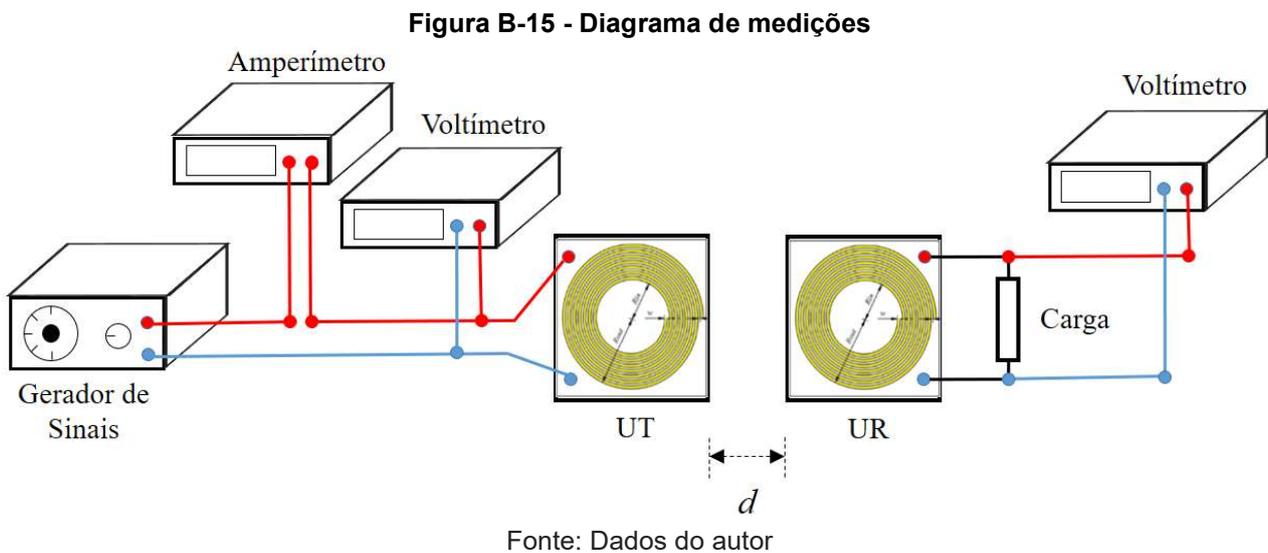


Fonte: Dados do autor

O uso de indutores impressos é muito difundido em aplicações biomédicas e em sistemas de Identificação por Rádio Frequência – RFID (*Radio-Frequency Identification*) devido à possibilidade de reduzir o tamanho de dispositivos. O valor de Q para esse tipo de bobina é baixo comparado com aquele encontrado em indutores de fio. Porém para aplicações em que a frequência de operação é fixa e em sistemas onde não são necessários ajustes na indutância, seu uso é recomendado (Silva, 2012) e (Castro, 2010).

Apêndice B - Configurações de Medições

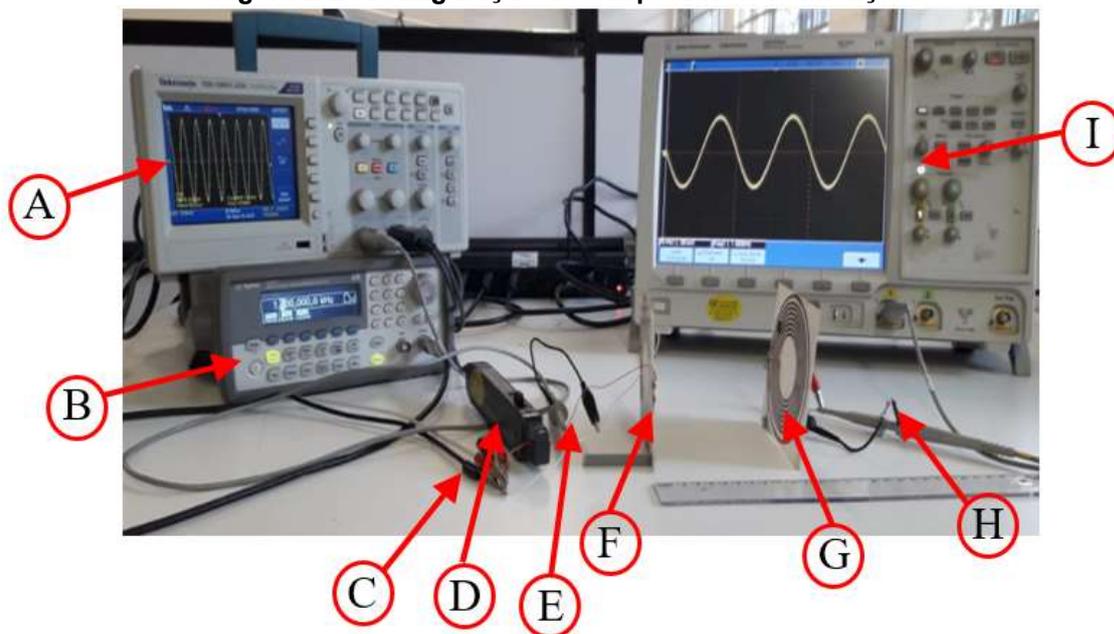
As medições de eficiência e potência de transmissão apresentadas nas Seções 4.2 e 4.3 deste trabalho foram realizadas de forma meticulosa, seguindo os detalhes descritos neste Apêndice. As bobinas que compõem a UT, U_{RT} e a UR são posicionadas sempre na visada direta com a máximo rigor possível no alinhamento entre elas, de forma a garantir uma maior interação das bobinas com o campo magnético próximo. A Figura B-1 apresenta um esquema da configuração dos dispositivos utilizados para a avaliação do sistema SCMR em relação a eficiência.



Ressalta-se aqui novamente, que a avaliação da eficiência e da potência do sistema SCMR em relação a distância foi realizada a cada 0,5 cm a partir de $d=4$ cm até $d=15,5$ cm. Estas características do sistema também foram avaliadas em relação a frequência, sendo as medições tomadas a cada 50 kHz a partir de $f=0,8$ MHz até $f=2,25$ MHz.

A Figura B-2 apresenta a configuração dos dispositivos de medições aplicados em um sistema SCMR com duas bobinas, assim como no diagrama ilustrado na Figura B-1. Nas medições de eficiência e potência do sistema utilizando o gerador de sinais, as funções do amperímetro e do voltímetro são realizadas utilizando um osciloscópio digital com ponteiros de corrente e tensão respectivamente.

Figura B-2- Configuração dos dispositivos de medições

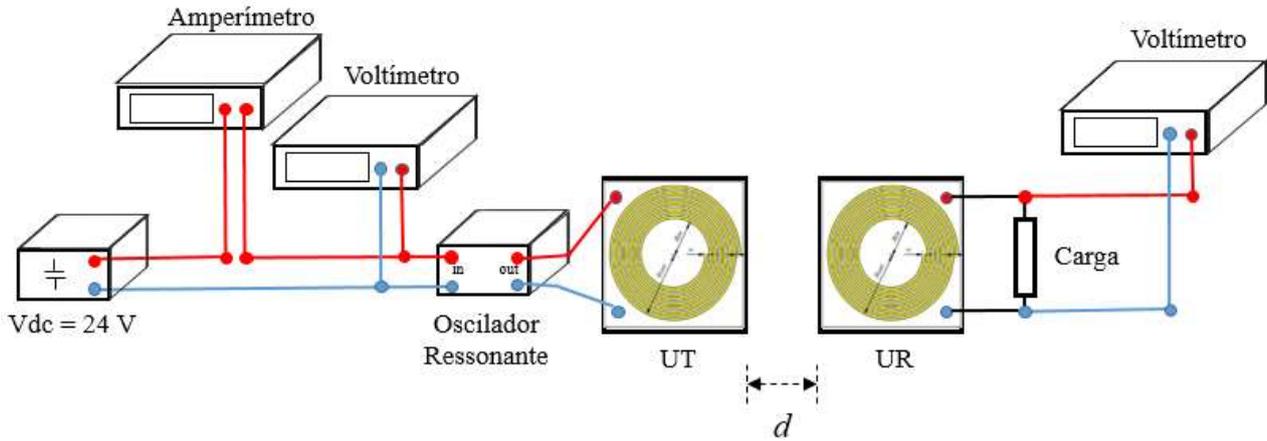


Fonte: Dados do autor

- A- Osciloscópio digital *Tektronic*® TDS-1001C-EDU
- B- Gerador de sinais *Keysight*® 33220a
- C- Ponta de Prova Minipa MTL-7
- D- Ponteira de corrente *Keysight*® N2782a
- E- Ponteira de Tensão para Osciloscópio de 100MHz CATII 300V Tektronix TPP0100
- F- Unidade Transmissora
- G- Unidade Receptora
- H- Ponteira de Tensão para Osciloscópio de 100MHz CATII 300V Tektronix TPP0100
- I- Osciloscópio digital *Keysight*® DSO7032a

A Figura B-3 ilustra o diagrama de medições em que o sistema SCMR é alimentado pelo oscilador ressonante projetado.

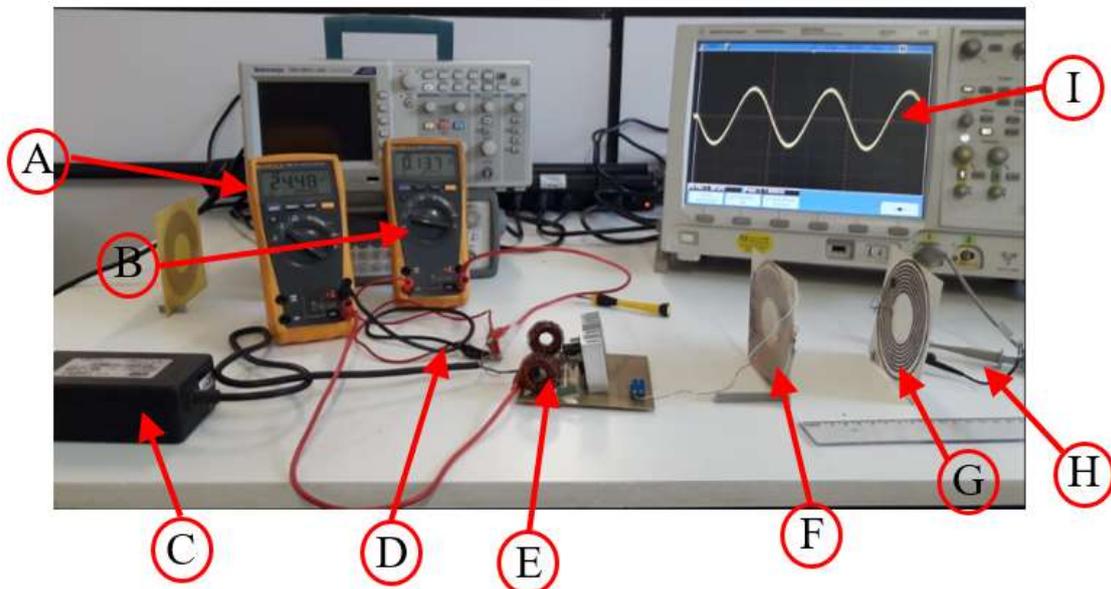
Figura B-3 - Diagrama de medições



Fonte: Dados do autor

As medições de eficiência e potência do sistema SCMR com esta topologia ilustrada na Figura B-3 consideram as perdas no oscilador ressonante. A Figura B-4 apresenta a configuração dos dispositivos de medição.

Figura B-4 - Configuração dos dispositivos de medições



Fonte: Dados do autor

- A- Voltímetro FLUKE® 179 TRM
- B- Amperímetro FLUKE® 179 TRM
- C- Fonte Daruma URMAT® MFA-6022 (24 Vdc – 2,5 A)

- D- Pontas de prova FLUKE®
- E- Oscilador Ressonante
- F- Unidade Transmissora
- G- Unidade Receptora
- H- Ponteira de Tensão para Osciloscópio de 100MHz CATII 300V Tektronix TPP0100
- I- Osciloscópio digital *Keysight*® DSO7032a

As medições de eficiência e potência realizadas com o oscilador ressonante em relação a distância foram realizadas de modo semelhante as medições realizadas com o uso do gerador de sinais, sendo tomadas a cada 0,5 cm a partir de $d=4$ cm até $d=15,5$ cm, lembrando que estes parâmetros não podem ser avaliados em relação a frequência, uma vez que o oscilador ressonante opera em uma frequência fixa. As medições realizadas para o sistema SCMR com três e com quatro bobinas e com a inclusão das superfícies MTM obedecem também as configurações apresentadas neste Apêndice, sendo as U_{RT} e o MTM posicionados na distância central simetricamente entre a UT e a UR