

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

FILIFE GUTERRES FERREIRA

**SISTEMAS COMPACTOS DE
TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM
FIO EM CAMPO PRÓXIMO USANDO
ESTRUTURAS COM ABERTURA NO
PLANO DE TERRA**

Porto Alegre
2021

FILIPPE GUTERRES FERREIRA

**SISTEMAS COMPACTOS DE
TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM
FIO EM CAMPO PRÓXIMO USANDO
ESTRUTURAS COM ABERTURA NO
PLANO DE TERRA**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Engenharia da Computação

ORIENTADOR: Prof. Dr. Ivan Muller

COORIENTADOR: Prof. Dr. Giovani Bulla

Porto Alegre
2021

FILIPPE GUTERRES FERREIRA

**SISTEMAS COMPACTOS DE
TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM
FIO EM CAMPO PRÓXIMO USANDO
ESTRUTURAS COM ABERTURA NO
PLANO DE TERRA**

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Ivan Muller, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul –
Porto Alegre, Brasil

Coorientador: _____

Prof. Dr. Giovani Bulla, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul –
Porto Alegre, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Fernando Rangel de Sousa, UFSC

Doutor pela Supérieure des Télécommunications – Paris, França

Prof. Dr. Raphael Martins Brum, UFRGS

Doutor pela Université Montpellier 2 – Montpellier, França

Prof. Dr. Valner João Brusamarello, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Florianópolis, Brasil

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. Sérgio Luís Haffner

Porto Alegre, maio de 2021.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, Joelson e Ana Beatriz, e à minha irmã Joane pelo apoio incondicional durante todos esses anos de estudos.

Agradeço à minha companheira Débora pela paciência e por não poupar esforços para me incentivar a seguir em frente com este trabalho.

Agradeço aos colegas Éderson, Gustavo, Max, Rodolfo, Tiago, Vanessa e Yuri pela parceria, durante esses dois anos de mestrado. Seja na hora sagrada da pausa para o café, seja no apoio para a realização dos trabalhos e tarefas das disciplinas.

Agradeço, também, ao professor Ivan Müller pelo suporte, correções e incentivos durante o desenvolvimento deste trabalho.

Por fim agradeço ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pela provisão da bolsa de mestrado.

RESUMO

Sistemas de transferência de energia sem fio em campo próximo (NF-WPT, *Near-Field Wireless Power Transfer*) tem atraído atenção por suas potenciais aplicações, tais como, dispositivos médicos implantados (IMDs), identificação por rádio frequência (RFID, *Radio Frequency Identification*) e dispositivos eletrônicos portáteis em geral. Nesse contexto, são propostos modelos compactos para sistemas NF-WPT de curto alcance operando em faixas de frequências ISM empregando o conceito de ressonadores de abertura no plano de terra (DGS, *Defected Ground Structure*). Essa técnica permite a miniaturização do ressonador, o que leva ao desenvolvimento de sistemas compactos de NF-WPT. O primeiro modelo proposto neste trabalho, visa possíveis aplicações que requerem transferência de energia e dados simultaneamente. Esse modelo opera em banda dupla nas faixas de frequências de 433 MHz e 900 MHz e faz o uso de DGS circulares sobrepostas a fim de compactar o dispositivo ressonador e obter altos valores de figura de mérito (FoM) comumente empregadas na área de pesquisa. Dessa forma, busca-se contribuir para o avanço do estado da arte dos sistemas WPT baseados em DGS de banda dupla. O segundo modelo proposto visa manter o conceito de compactação dos ressonadores mesmo em faixas de frequências mais baixas. São apresentados o desenvolvimento, construção e medição dos sistemas de WPT usando dispositivos ressonantes baseados em DGS projetados para as faixas de frequências ISM de 6,78 MHz, 27,12 MHz e 40,68 MHz. Ambos os modelos propostos são projetados utilizando o *software* de análise eletromagnética (EM) *Ansys Electronics* e são construídos utilizando o material dielétrico Rogers RO4003. Os ressonadores DGS de banda dupla projetados possuem uma área total de $11,7 \times 10,2 \text{ mm}^2$ e ao serem posicionados a uma distância de 15 mm entre transmissor e receptor apresentam valores de FoM medidas de 0,71 e 1,07 em 440 MHz e 918 MHz, respectivamente. Dois sistemas de banda única foram projetados usando o mesmo dispositivo DGS com dimensões de $13 \times 14 \text{ mm}^2$ e apresentaram FoM medidas de 0,65 e 0,75, a uma distância de 20 mm, respectivamente, para as frequências de 27,25 MHz e 40,25 MHz. Já o sistema projetado na faixa de frequência de 6,78 MHz, apresentou uma FoM de 0,48 a uma distância de 35 mm usando dispositivos com dimensões de $32 \times 35,5 \text{ mm}^2$. Os resultados são comparados com trabalhos relacionados encontrados na literatura.

Palavras-chave: Transferência de energia sem fio, campo próximo, acoplamento ressonante magnético, estruturas com abertura no plano de terra, ressonador de dupla banda.

ABSTRACT

Near-field wireless power transfer systems (NF-WPT) have been attracting attention for their potential applications such as implantable medical devices (IMDs), radio frequency identification (RFID) and portable electronic devices. In this context, compact models are proposed for NF-WPT systems in industrial, scientific and medical (ISM) bands employing the concept of defected ground structure (DGS) resonators. This technique allows the miniaturization of the resonator, which leads to the development of compact NF-WPT systems. The first model that is proposed in this work aims at possible applications that require energy and data transfer simultaneously. It operates in dual band in the frequency bands of 433 MHz and 900 MHz and uses circulars superimposed DGS in order to compact the resonator device and obtain high values of figure of merit (FoM), commonly employed in the search area. In this way, the aim is to contribute to the advancement of the state of the art of WPT systems based on dual-band DGS. The second model proposed aims to maintain the concept of resonator compaction even in lower frequency bands. Three projects are presented in detail from the design to the construction and measurement of WPT systems using resonant devices based on DGS designed in the frequency bands of 6.78 MHz, 27.12 MHz and 40.68 MHz. Both models for proposed NF-WPT systems are designed using the Ansys Electronics electromagnetic analysis software and are built using Rogers RO4003 dielectric material. Dual-band DGS resonators have a total area of $11.7 \times 10.2 \text{ mm}^2$ and an optimal WPT distance of 15 mm between transmitter and receiver. At this distance, the FoMs are measured and presented 0.71 and 1.07 at 440 MHz and 918 MHz, respectively. Two single-band systems are designed using the same DGS device with dimensions of $13 \times 14 \text{ mm}^2$ and presented FoM measures of 0.65 and 0.75, at a distance of 20 mm, respectively, for the frequencies of 27.25 MHz and 40.25 MHz. The system, designed in the frequency range of 6.78 MHz, presented a FoM of 0.48 at an optimized 35 mm WPT distance using devices with dimensions of $32 \times 35.5 \text{ mm}^2$. The results are discussed and compared with related works found in the literature.

Keywords: Wireless power transfer, near-field, magnetic resonant coupling, defected ground structure, dual-band resonator.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 –	Representação das regiões campo de uma antena.	21
Figura 2 –	Diagrama simplificado com a disposição dos elementos que compõem o acoplamento indutivo.	24
Figura 3 –	Diagrama simplificado com a disposição dos elementos que compõem o acoplamento capacitivo.	24
Figura 4 –	Diagrama simplificado com a disposição dos elementos que compõem o acoplamento ressonante elétrico.	25
Figura 5 –	Diagrama simplificado com a disposição dos elementos que compõem o acoplamento ressonante magnético.	26
Figura 6 –	Geometria de uma LM sob uma vista isométrica.	27
Figura 7 –	Protótipo de FRF baseados em DGS sob vistas (b) superior e (a) inferior e (c) comparação de seus resultados simulados e medidos.	28
Figura 8 –	Diferentes formas geométricas utilizadas em DGS.	29
Figura 9 –	Metodologia de projeto de um sistema de NF-WPT baseado em DGS representada em diagrama de blocos.	31
Figura 10 –	Representação de um circuito por um dispositivo concentrado de duas portas.	32
Figura 11 –	Representação de um dispositivo de micro-ondas de n portas.	32
Figura 12 –	Modelo de simulação EM no <i>ANSYS Electronics</i> do ressonador de banda dupla sob vistas isométrica (a) e superior (b).	40
Figura 13 –	Indutância da DGS em função da frequência.	42
Figura 14 –	Fator Q em função da frequência da DGS para a faixa de 433 MHz.	42
Figura 15 –	Fator Q em função da frequência da DGS para a faixa de 900 MHz.	43
Figura 16 –	Valores de capacitância correspondentes à frequência de ressonância desejada para o circuito.	43
Figura 17 –	Modelo de simulação EM no <i>ANSYS Electronics</i> do FRF baseado em DGS de dupla banda.	44
Figura 18 –	Circuito equivalente do FRF de banda dupla usando ressonador DGS.	45
Figura 19 –	Parâmetros S do FRF baseado em DGS obtidos através de simulação EM no <i>software ANSYS Electronics</i> e análise circuital de seu modelo equivalente no <i>software ADS</i>	46
Figura 20 –	Simulação EM da distribuição da densidade superficial de corrente nas DGSs correspondentes a cada uma das duas frequências de ressonância.	47
Figura 21 –	Modelo de simulação EM do sistema WPT de banda dupla baseado em DGS.	48

Figura 22 – Circuito equivalente do Sistema WPT de banda dupla baseado em DGS proposto.	48
Figura 23 – Dimensões finais do ressonador de dupla banda usado para formar o sistema de WPT proposto sob vistas superior e inferior.	49
Figura 24 – Parâmetros S simulados do sistema NF-WPT proposto nos <i>softwares</i> de análises EM e circuital.	51
Figura 25 – Acoplamento mútuo simulado do sistema de WPT na faixa de 433 MHz.	51
Figura 26 – Acoplamento mútuo simulado do sistema de WPT na faixa de 900 MHz.	52
Figura 27 – Gráficos da η_{WPT} simulada em função da distância entre os ressonadores TX e RX em 433 MHz e 900 MHz.	53
Figura 28 – Gráficos da FoM simulada em função da distância entre os ressonadores TX e RX em 433 MHz e 900 MHz.	54
Figura 29 – Ressonador baseado em DGS de dupla banda construído.	54
Figura 30 – Imagem da medição do sistema NF-WPT proposto com distanciamento de 15 mm entre TX e RX.	55
Figura 31 – Parâmetros S medidos e simulados do sistema NF-WPT proposto com distanciamento de 15 mm entre TX e RX.	56
Figura 32 – Parâmetros S medidos e simulados do sistema NF-WPT proposto com distanciamento de 15 mm entre TX e RX na faixa de 433 MHz.	57
Figura 33 – Parâmetros S medidos e simulados do sistema NF-WPT proposto com distanciamento de 15 mm entre TX e RX. na faixa de 900 MHz.	57
Figura 34 – η_{WPT} simulado e medido em função da frequência.	58
Figura 35 – Resultados de simulação EM variando do valor capacitivo de C_{433} dentro da tolerância do capacitor SMD usado.	58
Figura 36 – Modelo de simulação EM no <i>ANSYS Electronics</i> do ressonador de banda única sob vistas isométrica (a) e superior (b).	61
Figura 37 – Indutância da DGS em função da frequência.	62
Figura 38 – Fator Q em função da frequência da DGS para a faixa de 27 MHz e 40 MHz.	63
Figura 39 – Valores de capacitância correspondentes à frequência de ressonância desejada para o circuito.	63
Figura 40 – Modelo de simulação EM no <i>ANSYS Electronics</i> do FRF baseado em DGS.	64
Figura 41 – Circuito equivalente do FRF usando ressonador DGS.	65
Figura 42 – Parâmetros S do FRF baseado em DGS projetado na faixa de 27 MHz e obtidos através de simulação EM no <i>software ANSYS Electronics</i> e análise circuital de seu modelo equivalente no <i>software ADS</i>	65
Figura 43 – Parâmetros S do FRF baseado em DGS projetado na faixa de 40 MHz e obtidos através de simulação EM no <i>software ANSYS Electronics</i> e análise circuital de seu modelo equivalente no <i>software ADS</i>	66
Figura 44 – Modelo de simulação EM do sistema WPT baseado em DGS para os projetos nas faixas de 27 e 40 MHz.	67
Figura 45 – Circuito equivalente do do sistema WPT baseado em DGS para os projetos nas faixas de 27 e 40 MHz.	67

Figura 46 –	Dimensões finais do ressonador usado para formar os sistemas de NF-WPT proposto para as faixas de 27 MHz e 40 MHz sob vistas superior e inferior.	68
Figura 47 –	Carta de Smith da impedância de entrada do sistema de NF-WPT para vários valores de C_s operando em 27,12 MHz.	69
Figura 48 –	Carta de Smith da impedância de entrada do sistema de NF-WPT para vários valores de C_s e operando em 40,68 MHz.	69
Figura 49 –	Parâmetros S simulados do sistema NF-WPT operando na faixa de 27 MHz nos <i>softwares</i> de análises EM e circuital.	70
Figura 50 –	Parâmetros S simulados do sistema NF-WPT operando na faixa de 40 MHz nos <i>softwares</i> de análises EM e circuital.	70
Figura 51 –	Acoplamento mútuo simulado do sistema de NF-WPT de 27 MHz.	71
Figura 52 –	Acoplamento mútuo simulado do sistema de NF-WPT de 40 MHz.	71
Figura 53 –	Ressonador baseado em DGS de dupla banda construído.	72
Figura 54 –	Imagem da medição do sistema NF-WPT proposto na faixa de 27 MHz com distanciamento de 20 mm entre TX e RX.	73
Figura 55 –	Imagem da medição do sistema NF-WPT proposto na faixa de 40 MHz com distanciamento de 20 mm entre TX e RX.	74
Figura 56 –	Parâmetros S medidos e simulados do sistema NF-WPT operando na faixa de 27 MHz com distanciamento de 20 mm entre TX e RX.	74
Figura 57 –	Parâmetros S medidos e simulados do sistema NF-WPT operando na faixa de 40 MHz com distanciamento de 20 mm entre TX e RX.	75
Figura 58 –	η_{WPT} simulado e medido na distância otimizada de 20 mm entre TX e RX em função da frequência na faixa de 27 MHz.	76
Figura 59 –	η_{WPT} simulado e medido na distância otimizada de 20 mm entre TX e RX nem função da frequência na faixa de 40 MHz.	76
Figura 60 –	Gráficos da η_{WPT} simulada e medida em função da distância entre os ressonadores TX e RX operando na frequência de 27,25 MHz.	77
Figura 61 –	Gráficos da η_{WPT} simulada e medida em função da distância entre os ressonadores TX e RX projetados para a faixa de 40,25 MHz.	78
Figura 62 –	$ S_{11} $ e $ S_{21} $ simulados e medidos com ressonadores TX e RX operando na frequência de 27,25 MHz e separados por 10 mm.	78
Figura 63 –	$ S_{11} $ e $ S_{21} $ simulados e medidos com ressonadores TX e RX operando na frequência de 27,25 MHz e separados por 15 mm.	79
Figura 64 –	Gráficos da FoM simulada em função da distância entre os ressonadores TX e RX operando na frequência de 27,25 MHz.	80
Figura 65 –	Gráficos da FoM simulada em função da distância entre os ressonadores TX e RX projetados para a faixa de 40,25 MHz.	80
Figura 66 –	Modelo de simulação EM no <i>ANSYS Electronics</i> do ressonador de banda única sob vistas isométrica (a) e superior (b).	82
Figura 67 –	Indutância da DGS em função da frequência projetada para o sistema de NF-WPT operar em 6,78 MHz.	83
Figura 68 –	Fator Q em função da frequência da DGS para a faixa de 27 MHz e 40 MHz.	83
Figura 69 –	Valores de capacitância correspondentes à frequência de ressonância desejada para o circuito.	84
Figura 70 –	Modelo de simulação EM no <i>ANSYS Electronics</i> do FRF baseado em DGS para o sistema de NF-WPT operando em 6,78 MHz.	84

Figura 71 –	Parâmetros S do FRF baseado em DGS projetado para a frequência de 6,78 MHz e obtidos através de simulação EM no <i>software ANSYS Electronics</i> e análise circuital de seu modelo equivalente no <i>software ADS</i>	85
Figura 72 –	Modelo de simulação EM do sistema WPT baseado em DGS para o projeto operando na frequência 6,78 MHz.	86
Figura 73 –	Dimensões finais do ressonador usado para formar os sistemas de NF-WPT proposto para as faixas de 27 MHz e 40 MHz sob vistas superior e inferior.	86
Figura 74 –	Carta de Smith da impedância de entrada do sistema de NF-WPT para vários valores de C_s operando em 6,78 MHz.	87
Figura 75 –	Parâmetros S simulados do sistema NF-WPT operando na frequência de 6,78 MHz nos <i>softwares</i> de análises EM e circuital.	88
Figura 76 –	Acoplamento mútuo simulado do sistema de NF-WPT de 6,78 MHz.	88
Figura 77 –	Ressonadores baseados em DGS projetados para operarem em 6,78 MHz construído.	89
Figura 78 –	Imagem da medição do sistema NF-WPT proposto na frequência de 6,78 MHz com distanciamento de 35 mm entre TX e RX.	90
Figura 79 –	η_{WPT} simulado e medido na distância otimizada de 35 mm entre TX e RX em função da frequência na faixa de 6,78 MHz.	91
Figura 80 –	Parâmetros S medidos e simulados do sistema NF-WPT operando na frequência de 6,78 MHz com distanciamento de 35 mm entre TX e RX.	91
Figura 81 –	Gráficos da η_{WPT} simulada e medida em função da distância entre os ressonadores TX e RX operando na frequência de 6,78 MHz.	92
Figura 82 –	Gráficos da FoM simulada em função da distância entre os ressonadores TX e RX operando na frequência de 6,78 MHz.	92

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 –	Características físicas e elétricas do material dielétrico Rogers RO4003.	50
Tabela 2 –	Parâmetros para análise do circuito equivalente do sistema de dupla banda proposto.	50
Tabela 3 –	Comparação de sistemas WPT de banda dupla baseados em DGS. . .	59
Tabela 4 –	Parâmetros para simulação do circuito equivalente dos sistemas projetados operando nas faixas de 27 e 40 MHz.	72
Tabela 5 –	Comparação de sistemas WPT de trabalhos relacionados com o sistemas projetados operando nas faixas de 27 e 40 MHz.	81
Tabela 6 –	Parâmetros para simulação do circuito equivalente dos sistemas NF-WPT operando em 6,78 MHz.	87
Tabela 7 –	Comparação de sistemas WPT de trabalhos relacionados com o sistema operando em 6,78 MHz projetado.	93

LISTA DE ABREVIATURAS

ADS	<i>Advanced Design System</i>
A4WP	<i>Alliance for Wireless Power</i>
DGS	Abertura no Plano de Terra (<i>Defected Ground Structure</i>)
E	Campo Elétrico
EM	Eletromagnético(a)
FoM	Figura de Mérito (<i>Figure of Merit</i>)
FRF	Filtro Rejeita-Faixa
H	Campo Magnético
IMD	Dispositivos Médicos Implantados (<i>Implantable Medical Devices</i>)
IoT	Internet das Coisas (<i>Internet of Things</i>)
ISM	<i>Industrial, Scientific and Medical</i>
LM	Linha de Microfita
LT	Linha de Transmissão
NF	Campo Próximo (<i>Near-Field</i>)
NF-WPT	Transferência de Energia sem Fio de Campo Próximo (<i>Near-Field Wireless Power Transfer</i>)
PMA	<i>Power Matters Alliance</i>
RF	Radiofrequência
RFID	Identificação por Radiofrequência (<i>Radio Frequency Identification</i>)
RX	Receptor
SMD	Dispositivo de Montagem em Superfície (<i>Surface Mount Device</i>)
TX	Transmissor
VE	Veículo Elétrico
VNA	Analisador de Redes Vetorial (<i>Vector Network Analyzer</i>)
WPT	Transferência de Energia sem Fio (<i>Wireless Power Transfer</i>)
WPC	<i>Wireless Power Consortium</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

η_{WPT}	Eficiência de Transferência de Energia sem Fio
$\tan\delta$	Tangente de Perdas
ϵ_r	Constante Dielétrica Relativa
ϵ_{ef}	Constante Dielétrica Efetiva
β	Constante de Propagação
λ	Comprimento de Onda
λ_g	Comprimento de Onda Guiado

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	Motivação	17
1.2	Objetivos	19
1.3	Estrutura Textual	19
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	21
2.1	Regiões de Campo	21
2.1.1	Região de Campo Próximo Reativo	22
2.1.2	Região de Campo Próximo Radiante (Região de Fresnel)	22
2.1.3	Região de Campo Distante	22
2.2	Técnicas de Acoplamento para NF-WPT	23
2.2.1	Acoplamento Indutivo	23
2.2.2	Acoplamento Capacitivo	23
2.2.3	Acoplamento Ressonante Elétrico	24
2.2.4	Acoplamento Ressonante Magnético	25
2.3	Implementação de Sistemas NF-WPT baseado em DGS	26
2.4	Parâmetros Z	30
2.5	Parâmetros S	33
3	ANÁLISE DO ESTADO DA ARTE	35
4	MODELO WPT DE BANDA DUPLA	39
4.1	Projeto do Ressonador Dupla-banda	39
4.1.1	Projeto do Filtro Rejeita-faixa	44

4.2	Projeto do Sistema NF-WPT	45
4.3	Construção dos Dispositivos DGS e Análise dos Resultados Medidos	53
5	MODELO WPT DE BANDA ÚNICA	60
5.1	Sistemas de NF-WPT em 27,12 MHz e 40,68 MHz	60
5.1.1	Indutância da DGS	61
5.1.2	Projetos dos Filtros Rejeita-Faixa	64
5.1.3	Projetos dos Sistemas de NF-WPT	65
5.1.4	Construção dos Dispositivos DGS e Análise dos Resultados Medidos	70
5.2	Sistema de NF-WPT (6,78 MHz)	81
5.2.1	Indutância da DGS	81
5.2.2	Projeto do Filtro Rejeita-Faixa	82
5.2.3	Projeto do Sistema de NF-WPT	85
5.2.4	Construção dos Dispositivos DGS e Análise dos Resultados Medidos	89
6	CONCLUSÕES	94
	REFERÊNCIAS	97
	ANEXO A GRÁFICOS DE S_{11} E S_{21} MEDIDOS	101
A.1	Sistema NF-WPT 27 MHz	101
A.2	Sistema NF-WPT 40 MHz	102
A.3	Sistema NF-WPT 6 MHz	103

1 INTRODUÇÃO

Pode-se definir a transferência de energia sem fio (WPT, *Wireless Power Transfer*) como a tecnologia de transferência de energia elétrica de uma fonte sem o uso de cabos para interconexão entre um transmissor (TX) e um receptor (RX), para, por exemplo, carregar a bateria de um dispositivo eletrônico (IMURA, 2020) (HEKAL *et al.*, 2019). O início dessa tecnologia pode ser datado no ano de 1888, quando Heinrich Hertz demonstrou pela primeira vez, a propagação de ondas eletromagnéticas (EM) no espaço livre. Hertz usou refletores parabólicos nas extremidades de transmissão e recepção do sistema (BROWN, 1984). Diferentemente de Hertz, os experimentos de Nikola Tesla eram baseados em comprimentos de onda muito mais longos e que não tinham nenhuma provisão para focalizar as ondas de rádio. Ele é considerado um dos precursores na realização de experimentos de WPT, em função de ter realizado experimentos de transmissão de energia por ondas de rádiofrequência (RF) na virada do século XIX. Sua primeira tentativa de transmitir energia sem fios foi em seu laboratório localizado na cidade de Colorado Springs em 1899, onde construiu uma grande bobina em formato esférico posicionado no topo de uma torre de 60 m. Essa bobina, nomeada posteriormente de bobina de Tesla, ressoou em um frequência de 150 kHz e foi alimentada com 300 kW de potência (BROWN, 1984). Esse foi um dos primeiros experimentos de WPT na história. Além disso, na época, Tesla acreditava que poderia transmitir energia sem fio para lugares distantes da Terra usando ondas EM tendo como base o fenômeno de ressonância (TESLA, 1904).

Contemporaneamente à Nikola Tesla, vários pesquisadores também desenvolveram projetos que visavam à transmissão de energia sem fio. No século XIX a transferência de energia por meio de acoplamento indutivo surgiu com o desenvolvimento do transformador elétrico. Após a Segunda Guerra Mundial, na década de 1960, William C. Brown nos Estados Unidos realizou experimentos de WPT operando em frequências de micro-

ondas. Ele foi o responsável por conduzir o primeiro experimento com drones auxiliado por WPT via micro-ondas, fazendo um pequeno helicóptero voar a 18 m de distância do solo dependendo inteiramente da energia de micro-ondas irradiada por uma antena parabólica. Em 1973, o primeiro sistema de identificação por radiofrequência (RFID, *Radio Frequency Identification*) passivo foi demonstrado no *Los-Alamos National Lab* alimentando etiquetas RFID por indução (LANDT, 2005). Mais recentemente, em 2007, o grupo de pesquisa *WiTricity* liderado pelo MIT conseguiu alimentar lâmpadas de 60 W usando ressonância magnética por meio de bobinas de acoplamento obtendo uma eficiência WPT de 40% a uma distância de 2 m. As bobinas estavam em ressonância com suas próprias capacitâncias parasitas e a frequência de ressonância estava em torno de 10 MHz (KURS *et al.*, 2007). Esse trabalho atraiu muita atenção, tanto que muitos institutos acadêmicos e corporações têm conduzido extensas pesquisas e aplicações da tecnologia WPT desde então, promovendo o tema.

Os experimentos históricos relatados ajudaram a desenvolver as técnicas atuais de WPT. No entanto, exceto por carregadores indutivos comerciais para carregamento de telefones sem fio, escovas de dentes elétricas e barbeadores, como exemplos, a tecnologia WPT não ganhou muitas aplicações práticas no século passado. Apesar desses equipamentos terem ajudado a desenvolver as técnicas atuais de WPT e terem contribuído com o avanço e descobertas nos últimos cem anos, a tecnologia de WPT se tornou efetivamente aplicável e com benefícios sólidos à humanidade apenas nas últimas duas décadas. Isso é devido em grande parte ao avanço exponencial da tecnologia e ao surgimento das necessidades tecnológicas inerentes ao mundo moderno. Outro motivo para o uso efetivo dessa tecnologia em produtos comerciais é o desenvolvimento de técnicas de implementação mais eficazes para WPT que visam a sua aplicação em dispositivos cada vez mais compactos (HEKAL *et al.*, 2019).

Os sistemas de WPT desenvolvidos atualmente são baseados em acoplamento e as aplicações dessa técnica incluem as etiquetas RFID, carregadores para dispositivos eletrônicos portáteis e dispositivos médicos implantados (IMD, *Implanted Medical Devices*) (SUN; XIE; WANG, 2013), além de serem utilizados em sistemas de recarga de alta potência, tais como o carregamento de veículos elétricos (VE) como carros, trens ou ônibus (RIM; MI, 2017). Em aplicações IMD, os dispositivos para WPT podem resultar em melhorias na qualidade de vida para as pessoas que os necessitam (YILMAZ; DEHOLLAIN,

2017). As consequências benéficas tem relação com a possibilidade de evitar a realização de procedimentos cirúrgicos para substituição da baterias de dispositivos implantados, tais como marca-passos. Em outro campo de aplicações, sistemas de WPT podem ser utilizados em ambientes críticos de segurança, como os que contém atmosferas explosivas ou corrosivas, ou qualquer local onde exista risco de segurança quando uma conexão elétrica for realizada ou interrompida (HEKAL *et al.*, 2019).

As técnicas baseadas em acoplamento ressonante indutivo ou capacitivo são as mais difundidas para sistemas WPT em campo próximo (NF-WPT, *Near-Field Wireless Power Transfer*). Esses tipos de acoplamento dependem de circuitos ressonantes que concentram maior energia em uma faixa de frequências definida para que a eficiência de WPT (η_{WPT}) possa ser aprimorada. Em grande maioria são utilizadas bobinas como TX e RX para sistemas WPT de acoplamento ressonante magnético (HEKAL *et al.*, 2019). Devido ao tamanho das bobinas e a necessidade de precisão na fabricação dessas a fim de manter um alto fator de qualidade (Q), buscam-se soluções de dispositivos ressonantes para serem utilizados em pequenos dispositivos eletrônicos e IMDs, por exemplo. É possível encontrar sistemas WPT que utilizam espirais impressas com capacitores montados em superfície (SMD, *Surface-Mount Device*) para obter maior compactação. Atualmente, muitas aplicações de RF e micro-ondas empregaram as estruturas com abertura no plano de terra (DGS, *Defected Ground Structure*) para implementar ressonadores com baixo perfil aerodinâmico. Essas estruturas, que fazem parte deste trabalho, são compactas, tornando-as apropriadas para sistemas de WPT que dispõem de pouca área útil para alocação do ressonador.

1.1 Motivação

A tecnologia de WPT atraiu atenção considerável recentemente devido às suas inúmeras potenciais aplicações. Os métodos de carregamento sem fio hoje desenvolvidos podem dar suporte a diversas aplicações tanto de baixa potência, quanto de alta. Atualmente o desenvolvimento dessa tecnologia está progredindo rapidamente e o que antes era apenas um aglomerado de ideias e princípios hoje está se concretizando em recursos padronizados para produtos comerciais, especialmente para dispositivos portáteis como *smartphones*, *tablets* e *laptops*. Essa ampla gama de dispositivos móveis caracterizados como aplicações de baixo e médio consumo de energia levou a criação de padronizações

tais como o Qi do *Wireless Power Consortium* (WPC), *Power Matters Alliance* (PMA) e o *Alliance for Wireless Power* (A4WP). Esses padrões foram desenvolvidos por diversas empresas em conjunto para garantirem interoperabilidade de uso das plataformas de carregamento por dispositivos de diferentes marcas (LU; KI, 2018).

Na literatura atual, encontram-se diversos projetos com base em sistemas WPT de campo próximo (NF-WPT). O motivo do interesse no desenvolvimento dessa tecnologia são, como dito anteriormente, as suas potenciais aplicações práticas. Dentro dessa temática, encontram-se modelos de sistemas WPT baseados em ressonadores DGS para uma grande variedade de aplicações como IMDs e RFID (Malhotra *et al.*, 2019)(Malhotra; Hashmi, 2019), incluindo sistemas de WPT de multiplas bandas para atenderem a aplicações que requerem transferência de energia e de dados concomitantemente (TAHAR *et al.*, 2019) (Saad *et al.*, 2018). Os ressonadores DGS podem ser projetados em diversos formatos geométricos. Esses dispositivos apresentam resposta em frequência característica de filtro rejeita-faixa (FRF) e a WPT ocorre quando dois desses ressonadores são colocados de frente um para o outro (TAHAR *et al.*, 2017). Além disso, ao serem aplicados em linhas de microfita (LM), quando dois ressonadores são acoplados, a LM é utilizada como um *stub* com terminação em circuito aberto para realizar o casamento de impedância dos dispositivos, maximizando a transferência de potência. O comprimento da LM é um fator limitante no projeto de sistemas WPT em frequências mais baixas. Quanto menor é a frequência de operação, mais comprida será a LM, aumentando o tamanho total da estrutura. Isso limita o projeto de dispositivos ressonantes baseados em DGS em frequências mais baixas. Tipicamente os projetos que implementam DGS em sistemas de WPT visam a obtenção de estruturas compactas e, portanto, conforme (DAUTOV *et al.*, 2020), geralmente essas estruturas são implementadas em frequências acima de 100 MHz.

Diante desse contexto, este trabalho apresenta o projeto em *software* de análise EM, construção e validação experimental de dispositivos baseados em DGS visando explorar o uso dessa estruturas em sistemas de NF-WPT. A primeira proposta apresenta uma sistema de NF-WPT baseado em DGS de banda dupla operando em bandas ISM (*Industrial, Scientific, and Medical*). Esse projeto visa aplicações que requerem faixas de frequência específicas para transferência de energia e de dados. Os resultados medidos indicam uma η_{WPT} de 40,9 % e 49,2 % em uma distância de 15 mm, nas faixas de 433 MHz e 900 MHz, respectivamente, com dispositivos de dimensões de 11,7 x 10,2 mm². Já a segunda

proposta apresenta um modelo de ressonador baseado em DGS implementado para operar em frequências mais baixas. Com esse modelo foram projetados 3 sistemas de NF-WPT de banda única operando nas faixas de frequências ISM de 6,78 MHz, 27,12 MHz e 40,68 MHz (frequências centrais), obtendo η_{WPT} de 45,2 %, 43,9 % e 51,1 %, respectivamente. Nas faixas de 27,12 MHz e 40,68 MHz foi usado o mesmo dispositivo DGS com dimensões de 13 x 14 mm². Para o projeto em 6,78 MHz as dimensões do dispositivo final são de 32 x 35,5 mm². Portanto, ambos os modelos propostos visam a obtenção de dispositivos compactos que utilizem a menor área útil possível e que possam ser usados em aplicações que requerem dispositivos com boa η_{WPT} .

1.2 Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é desenvolver sistemas de NF-WPT de curto alcance em faixas de frequência ISM baseados em DGS visando a compactação desses sistemas.

Os objetivos específicos são:

- Propor um modelo compacto de WPT que opere nas frequências ISM abaixo de 100 MHz baseado em DGS;
- Propor um modelo de banda dupla com alto valor de figura de mérito (FoM);
- Projetar os modelos propostos usando o *software* de simulação eletromagnética (EM) ANSYS Electronics.
- Construir e realizar medidas desses dispositivos a fim de validar os resultados obtidos em ambiente de simulação EM.

1.3 Estrutura Textual

No capítulo seguinte são apresentados os conceitos teóricos básicos para compreender os projetos desenvolvidos e relatados neste documento.

No capítulo 3 é apresentada uma análise sobre o estado da arte.

No Capítulo 4 são mostrados os passos, desde a concepção do projeto em ambiente de simulação EM até a realização das medidas do sistemas WPT de banda dupla proposto

que opera nas faixas de frequências ISM de 433 MHz e 900 MHz. Por fim é apresentado os resultados dos ensaios de medições e comparações com trabalhos semelhantes encontrados na literatura.

No Capítulo 5 o segundo modelo proposto neste trabalho que visa a aplicação dos conceitos de sistemas de WPT usando dispositivos ressonantes baseados em DGS circular nas frequências ISM inferiores a 100 MHz é apresentando. Esse capítulo é separado em duas seções principais. A primeira apresenta detalhadamente o projeto, construção e medição de um sistema WPT de banda única para ser usado em duas faixas de frequências de 27,12 MHz e 40,68 MHz. Na segunda seção é detalhado o projeto, construção e medição de um sistema WPT de na faixa de frequência de 6,78 MHz.

Por fim, no Capítulo 6 estão dispostas as considerações finais do trabalho desenvolvido, apresentando as conclusões do mesmo e sugestões de trabalhos futuros.

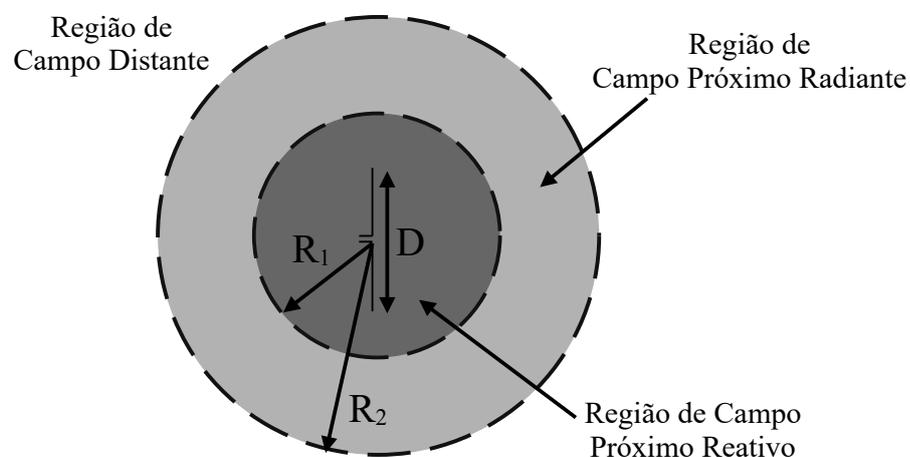
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Nesta seção são apresentados os conceitos teóricos básicos para compreender os projetos de sistemas de NF-WPT baseados em DGS desenvolvidos e apresentados nesse documento.

2.1 Regiões de Campo

A área ao redor de uma antena é comumente dividida em três regiões, campo distante e campos próximos reativo e radiante, na tentativa de identificar a estrutura dos campos elétrico (E) e magnético (H) em cada uma delas. Embora não haja uma mudança significativa na configuração dos campos quando os limites demarcados e representados na Figura 1 são atravessados, existem diferenças entre eles (BALANIS, 2015).

Figura 1 – Representação das regiões campo de uma antena.



Fonte: autoria própria

2.1.1 Região de Campo Próximo Reativo

Conforme pode ser visto na Figura 1, a região de campo próximo reativo compreende a porção imediatamente circundante à antena representada por uma cor cinza escura. Ela é compreendida como a região no entorno da antena a qual contém a maior parte da energia associada aos campos reativos, onde a energia é armazenada, mas não irradiada. Portanto, os limites dessa região são dados por $R_1 > r > 0$, onde $R_1 = 0,62\sqrt{D^3/\lambda}$. Nesse caso, D representa a maior dimensão da antena e λ o seu comprimento de onda de operação. No entanto, para antenas pequenas, como dipolos pequenos ou irradiadores usados em RFID, por exemplo, $R_1 = \lambda/2\pi$ (Nikitin; Rao; Lazar, 2007) (BALANIS, 2015).

2.1.2 Região de Campo Próximo Radiante (Região de Fresnel)

Essa região é também conhecida como região de Fresnel e é compreendida pelo espaço entre a região de campo próximo reativo e a região de campo distante em que os campos são predominantemente radiantes, demarcada pela área em cinza claro na Figura 1. Ainda, se o tamanho máximo da antena é muito menor que o comprimento de onda para qual ela foi projetada, essa região de campo pode não existir. Os limites dessa região são comumente dados por $R_2 > r \geq R_1$, onde $R_2 = 2D^2/\lambda$ (BALANIS, 2015). Alguns autores consideram que o limite superior dessa região compreende uma distância de 10λ (BALANIS, 2015).

2.1.3 Região de Campo Distante

A região de campo distante é também conhecida como região de Fraunhofer e compreende a região onde os E e H possuem características predominantemente de onda plana, sendo E e H perpendiculares entre si e transversais em relação a direção de propagação. Assim a distribuição angular do campo é independente da distância da antena e, para validar um diagrama de irradiação de uma antena, as medições devem ser tomadas nessa região. Além disso, os campos E e H em campo distante, são relacionados entre si por meio de impedância intrínseca do meio, nesse caso, o espaço livre, e sofrem um decaimento de $1/r^2$. Na Figura 1 a região de campo distante compreende todo o espaço em branco a partir do tracejado de raio R_2 . Portanto, os limites dessa região são dados por $\infty \geq r > R_2$, onde $R_2 = 2D^2/\lambda$ quando D for muito maior de λ (BALANIS, 2015).

2.2 Técnicas de Acoplamento para NF-WPT

A região de campo próximo reativo é definida em uma área dentro de um círculo de raio $\lambda/2\pi$ quando o dispositivo irradiador é muito menor que o comprimento de onda em que opera. Nessa região ambos E e H não são irradiados e existem independentemente um do outro podendo um deles predominar nessa região, diferentemente do comportamento dos mesmos em campo distante. Assim a energia pode ser transferida de uma antena, ou ressonador, para outro desses dispositivos, por meio de acoplamentos capacitivo ou indutivo via E ou H, respectivamente (HEKAL *et al.*, 2019). A seguir são apresentadas de forma sucinta, as técnicas de acoplamento mais comuns para sistemas de NF-WPT de curto e médio alcance.

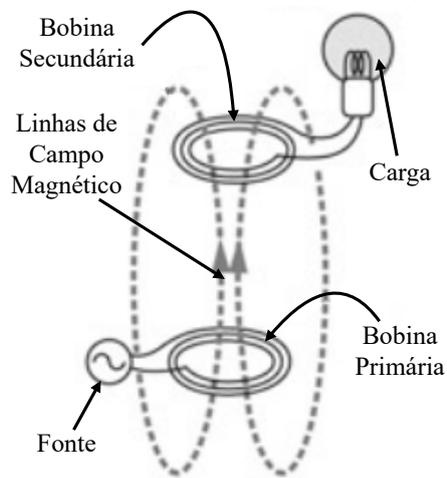
2.2.1 Acoplamento Indutivo

O acoplamento indutivo, também conhecido como acoplamento magnético realiza o acoplamento por meio do campo H. Com isso é possível transferir energia por meio de bobinas, da primária para a secundária, separadas por uma distância específica (IMURA, 2020). Esse esquema é mostrado de forma simplificada na Figura 2. O WPT ocorre quando uma fonte de corrente alternada (AC), ao fornecer energia para uma bobina TX, faz com que a bobina gere um campo H variável no tempo que atravessa a bobina RX induzindo uma corrente que, por conseguinte, alimenta uma carga (HEKAL *et al.*, 2019) (IET ENERGY, 2018).

2.2.2 Acoplamento Capacitivo

O acoplamento capacitivo realiza o acoplamento por meio do campo E, por isso, também pode ser chamado de acoplamento elétrico. Para realizar o acoplamento, esse método utiliza dois capacitores de placas metálicas paralelas separadas por uma distância, que induzem uma corrente de deslocamento. Como pode ser visto na Figura 3, as placas primárias (ou inferiores de cada capacitor) e secundárias (ou superiores de cada capacitor), correspondem, respectivamente ao TX e RX do sistema de WPT. Semelhante às bobinas no método de acoplamento indutivo, ao aplicar uma tensão AC às placas de TX, um campo E variável no tempo é induzido entre as placas dos capacitores, o que produzirá uma corrente de deslocamento que possibilitará a transferência de energia entre as placas. Assim, a carga é alimentada ao ser conectada às placas secundárias (HEKAL *et al.*, 2019)

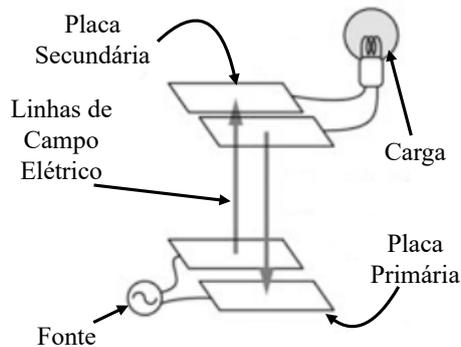
Figura 2 – Diagrama simplificado com a disposição dos elementos que compõem o acoplamento indutivo.



Fonte: Modificado de (IMURA, 2020)

(IET ENERGY, 2018).

Figura 3 – Diagrama simplificado com a disposição dos elementos que compõem o acoplamento capacitivo.



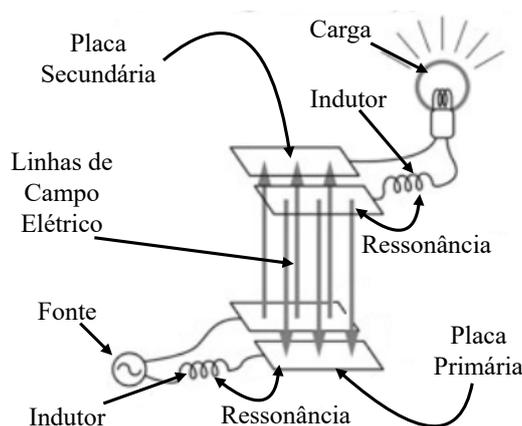
Fonte: Modificado de (IMURA, 2020)

2.2.3 Acoplamento Ressonante Elétrico

O acoplamento por ressonância elétrica é um método de acoplamento que usa um campo E e o fenômeno de ressonância. Para tanto, é adicionado um indutor juntamente às placas metálicas, ou acopladores, para que haja ressonância. O uso da ressonância é feito para alcançar uma maior eficiência de WPT comparado ao acoplamento capacitivo (IMURA, 2020). Na Figura 4 é demonstrado um sistema de WPT simplificado usando

acoplamento por ressonância elétrica.

Figura 4 – Diagrama simplificado com a disposição dos elementos que compõem o acoplamento ressonante elétrico.



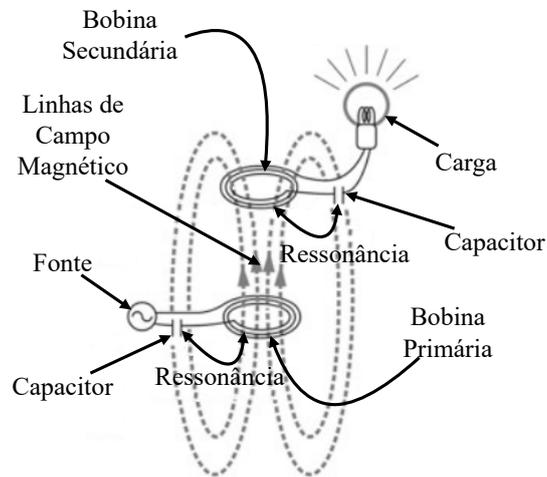
Fonte: Modificado de (IMURA, 2020)

2.2.4 Acoplamento Ressonante Magnético

O método de acoplamento por ressonância magnética, assim como o acoplamento indutivo, utiliza o campo H para realizar a WPT. No entanto, é aplicado também, o fenômeno de ressonância ao inserir um capacitor associado em série ou paralelo à bobina. A associação do capacitor ao circuito é realizada para que as frequências de ressonância nas bobinas primária e secundária sejam iguais (IMURA, 2020). Portanto, em frequências mais altas, sistemas de WPT ressonantes tornam-se uma boa escolha, pois focalizam a energia em uma frequência específica para que a eficiência da transferência de potência possa ser aumentada (HEKAL *et al.*, 2019)(IET ENERGY, 2018).

Na Figura 5 é demonstrado um sistema de WPT simplificado usando ressonância magnética. Nesse caso os capacitores estão associados em série em ambas as bobinas; topologia conhecida como S-S (série-série), condicionando TX e RX a ressonarem na mesma frequência. Esse esquema constitui apenas uma das topologias possíveis, além da já citada, algumas das mais empregadas são: N-N (não ressonante em ambos os lados), N-S (não ressonante,série), S-N (série,não ressonante) e S-P (série,paralelo) (IMURA, 2020).

Figura 5 – Diagrama simplificado com a disposição dos elementos que compõem o acoplamento ressonante magnético.



Fonte: Modificado de (IMURA, 2020)

2.3 Implementação de Sistemas NF-WPT baseado em DGS

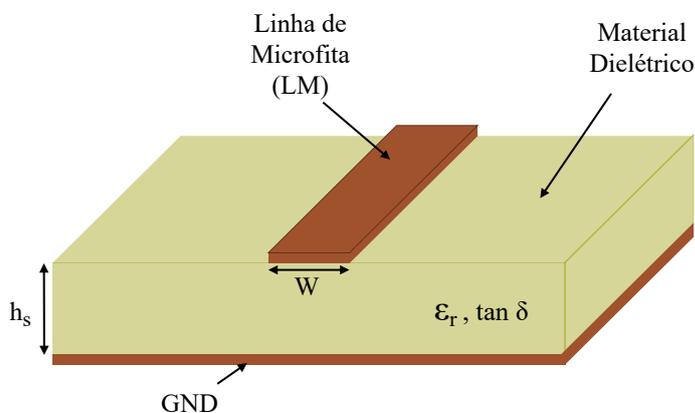
As técnicas de acoplamento, tanto capacitivo, quanto indutivo, com ou sem ressonância, não são radiantes e a maioria dos sistemas de WPT empregam bobinas no caso indutivo e acopladores no caso capacitivo (HEKAL *et al.*, 2019). Tratando-se de acoplamento ressonante o dispositivo TX e RX, geralmente, é chamado de ressonador e até em alguns casos de antenas (IMURA, 2020). As bobinas são em muitos casos de grandes dimensões e necessitam fabricação cuidadosa para manter o alto fator de qualidade (Q). Portanto, há dificuldade de aplicação desses dispositivos em equipamentos eletrônicos pequenos, tais como IMD. Muitas aplicações, principalmente, na faixa de micro-ondas, já empregam DGS como elemento para se obter estruturas compactas e de baixo perfil. Essas características são essenciais para serem implementadas em dispositivos portáteis (DAUTOV *et al.*, 2020) (HEKAL *et al.*, 2019). Em geral, a realização de acoplamento via ressonância magnética requer um ressonador e DGS apresentam, associadas a um capacitor paralelo, um comportamento de circuito ressonante. Isso leva ao uso dessas estruturas para formarem dispositivos ressonantes em sistemas de NF-WPT. Além disso, apresentam uma resposta em frequência característica de FRF e, portanto, o WPT ocorre quando os GND desses ressonadores são colocados um de frente para o outro (TAHAR *et al.*, 2017). Portanto, pode-se obter com esses dispositivos, sistemas compactos de NF-WPT por meio de acoplamento ressonante magnético (DAUTOV *et al.*, 2020) (HEKAL *et al.*,

2019).

A técnica de DGS é descrita como a inserção intencional de aberturas ressonantes em linhas de transmissão (LT) tais como LM, *Stripline* e guias de onda coplanares. Considerando a aplicação de DGS em LM, a mesma é inserida diretamente sobre o GND. Sua inserção leva à perturbação da distribuição da corrente no GND, o que altera as características da LM resultando em modificações da reatância da LM (HEKAL *et al.*, 2019). As LM são linhas de transmissão (LT) planares populares por serem facilmente integradas a dispositivos passivos e ativos de micro-ondas. Na Figura 6 é apresentada a estrutura geométrica de uma LM sendo composta de um condutor de largura W alocado acima de um substrato dielétrico que apresenta uma permissividade elétrica relativa (ϵ_r), tangente de perdas ($\tan\delta$) e uma espessura (h_s) que o separa de um GND (POZAR, 2011).

As aberturas impressas no GND da LM são ressonantes e podem apresentar estrutura periódica ou em cascata (HEKAL *et al.*, 2019). Um exemplo disso é mostrado nas Figuras 7 (a) e (b) onde é apresentado um FRF construído baseado em DGS usando uma geometria semelhante ao fractal do tipo Sierpinski, operando na frequência de 300 MHz (VERMA; RANO; HASHMI, 2017). Além disso, também é mostrada na Figura 7 (c) a boa concordância de seus resultados de simulação EM e de medição. O uso desse formato de DGS demonstra que o projetista pode utilizar geometrias variadas para implementar tais estruturas. Exemplos de geometrias mais comumente encontradas na literatura são mostradas na Figura 8.

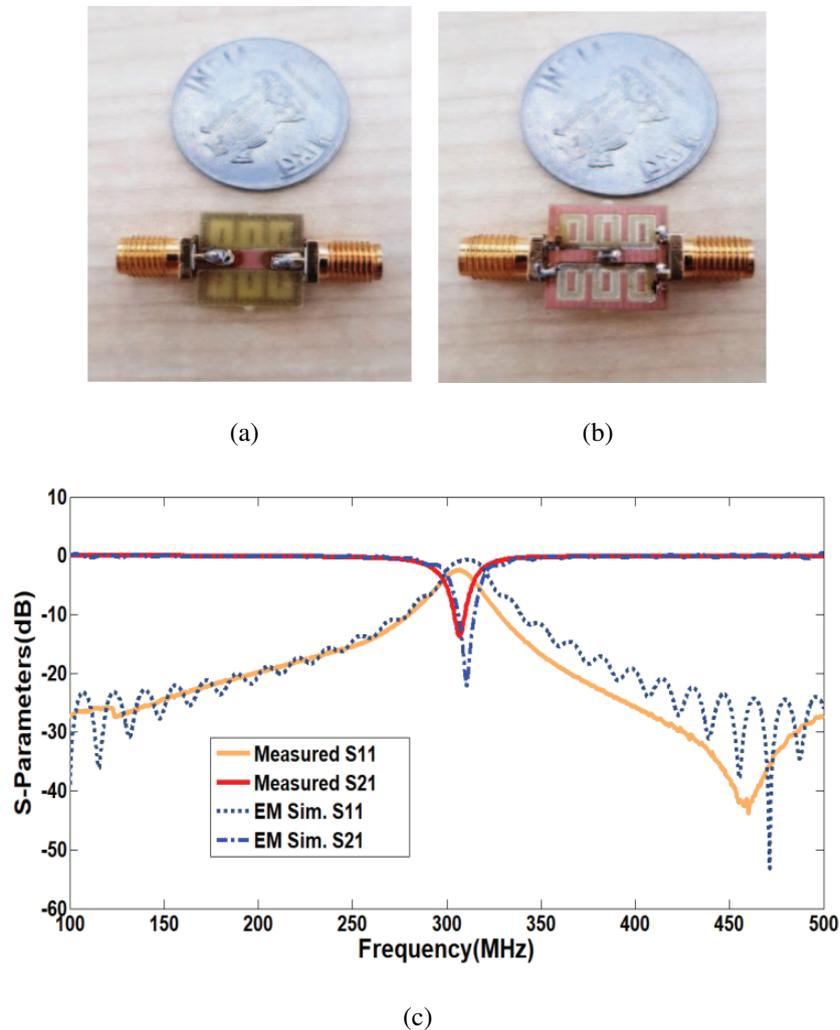
Figura 6 – Geometria de uma LM sob uma vista isométrica.



Fonte: autoria própria.

Um dos desafios de projeto está ligado ao circuito equivalente da DGS, já que, por se

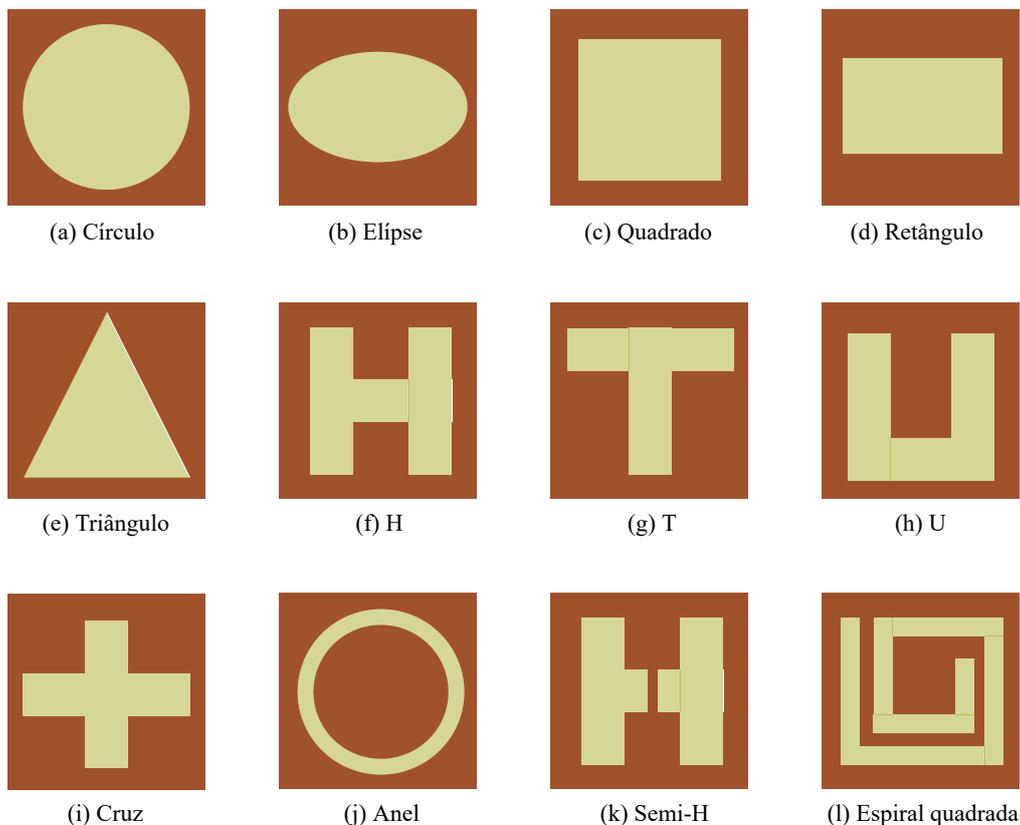
Figura 7 – Protótipo de FRF baseados em DGS sob vistas (b) superior e (a) inferior e (c) comparação de seus resultados simulados e medidos.



Fonte: (VERMA; RANO; HASHMI, 2017).

tratar de uma LT, o circuito do mesmo é modelado por meio de parâmetros distribuídos. Ou seja, suas dimensões físicas influenciam na impedância do dispositivo. Portanto, ao associar um capacitor a essa estrutura formando um ressonador, o conjunto DGS-capacitor compõem um dispositivo dito quase-concentrado. Assim o circuito equivalente pode ser modelado usando elementos LC, onde a DGS apresenta uma reatância indutiva em uma faixa específica de frequências, intrinsecamente ligada a área da mesma. As dimensões físicas da DGS são parâmetros críticos de projeto, havendo métodos utilizados para tentar modelar a mesma por meio de um circuito equivalente, sendo eles: modelagem por ajuste de curva de parâmetros de espalhamento (S), modelagem quase-estática e modelagem usando inversores de admitância (J) (HEKAL *et al.*, 2019) (Karmakar; Roy; Balbin,

Figura 8 – Diferentes formas geométricas utilizadas em DGS.



Fonte: autoria própria.

2006).

A partir dos parâmetros S em função da frequência obtidos por simulação EM é possível compreender a frequência de ressonância do dispositivo. Além disso, pode-se extrair as impedâncias dos dispositivos para serem usadas em seu modelo de circuito equivalente. No entanto, a resposta em frequência do DGS não é previsível até que as soluções sejam otimizadas por meio de estudos de variações paramétricas. Na modelagem quase-estática o circuito equivalente é derivado usando expressões para indutância e capacitância equivalentes obtidas devido ao caminho da corrente de retorno à LM, por conta da perturbação da corrente ocasionada pela DGS (Karmakar; Roy; Balbin, 2006). Já o método baseado em inversores J parte da premissa de reduzir um circuito equivalente pré-determinado, conhecendo a indutância da DGS e o acoplamento mútuo (M) medido entre elas, a um equivalente simplificado o qual é utilizado para determinar os componentes faltantes (Saad *et al.*, 2018) (TAHAR *et al.*, 2017).

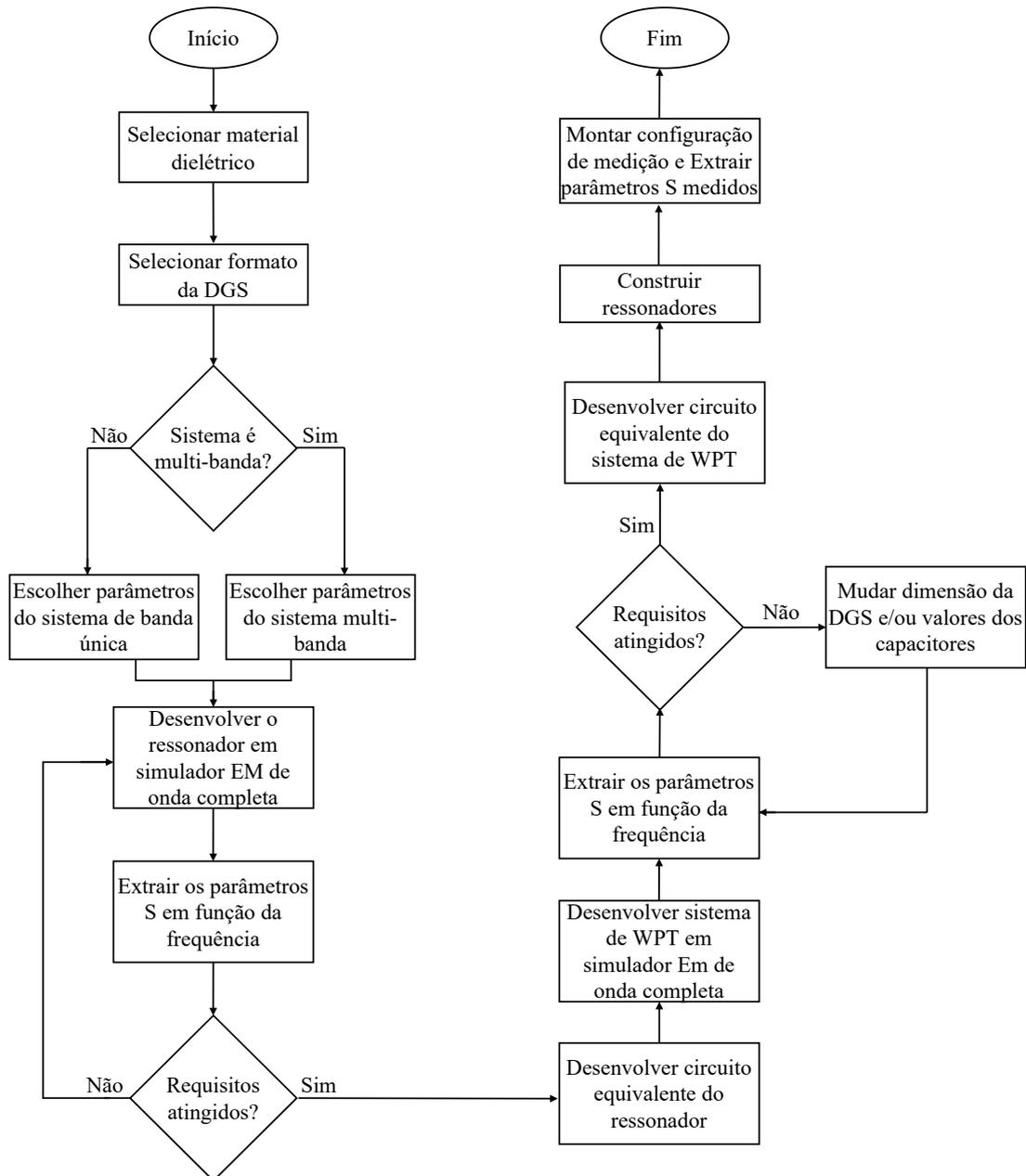
Os projetos realizados e discutidos nessa dissertação foram implementados usando o método de ajuste de curva dos parâmetros S. Na Figura 9 são apresentados em diagramas de blocos os processos realizados para obtenção dos sistemas de NF-WPT propostos. Inicialmente é determinado o material dielétrico utilizado nos projetos considerando as suas características elétricas, tais como: constante dielétrica relativa do material (ϵ_r), tangente de perdas ($\tan\delta$), espessura do material dielétrico (h_s) e espessura das camadas de cobre h_{cobre} . Posteriormente o formato da DGS é escolhido e o modelo de simulação EM do ressonador é desenhado como uma estrutura de duas portas conectando as duas pontas da LM. Esse dispositivo deve ter uma resposta em frequência característica de um FRF com resposta plana na banda de passagem (resposta do tipo Butterworth). Por meio de simulações EM em *software* de onda completa, os parâmetros S desse dispositivo são analisados. Caso os resultados não atinjam os requisitos desejados as dimensões da DGS e o valor de capacitância usada para formar o ressonador são modificadas através de estudos paramétricos até que sejam atingidos. Com os parâmetros S em conformidade, um modelo de circuito equivalente é simulado em *software* de análise circuital usando as características indutivas, capacitivas e de acoplamento obtidas em simulação EM. Posteriormente, são utilizados dois dos dispositivos ressonantes projetados para se modelar um sistema de NF-WPT em ambiente de simulação EM. Esses dispositivos são posicionados com os seus planos de terra direcionados de frente e separados por uma distância para qual o sistema será otimizado. O mesmo processo de verificação dos parâmetros S é realizado até que o requisitos sejam atingidos e posteriormente desenvolvido um circuito equivalente para validar o sistema projetado. Logo, esses dispositivos são construídos e usados como TX e RX para realizar as medições de seus parâmetros S usando um analisador de redes vetorial (VNA).

2.4 Parâmetros Z

Um dispositivo pode ser modelado por um bloco de n portas equivalente e concentrado, como mostrado na Figura 10, podendo ser analisado a partir de seus parâmetros característicos. Isso simplifica a análise do dispositivo ao estabelecer relações de tensões e correntes nas portas do mesmo. Há vários termos representados por matrizes que estabelecem essas relações. As matrizes mais usadas para a análise circuital são:

- Matriz de Impedâncias (Z)

Figura 9 – Metodologia de projeto de um sistema de NF-WPT baseado em DGS representada em diagrama de blocos.

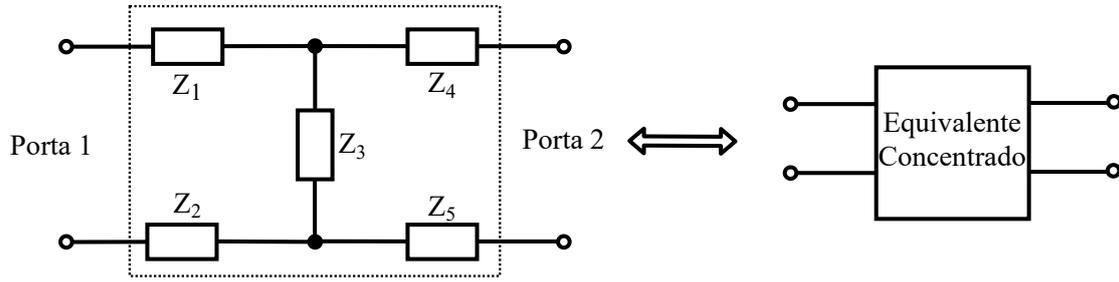


Fonte: autoria própria

- Matriz de Admitâncias (Y)
- Matriz de Espalhamento (S)
- Matriz de Transmissão (ABCD)

Considerando um dispositivo de micro-ondas de n portas representado na Figura 11, em um ponto específico na n -ésima porta, um plano terminal, t_n é definido. Nesse ponto,

Figura 10 – Representação de um circuito por um dispositivo concentrado de duas portas.

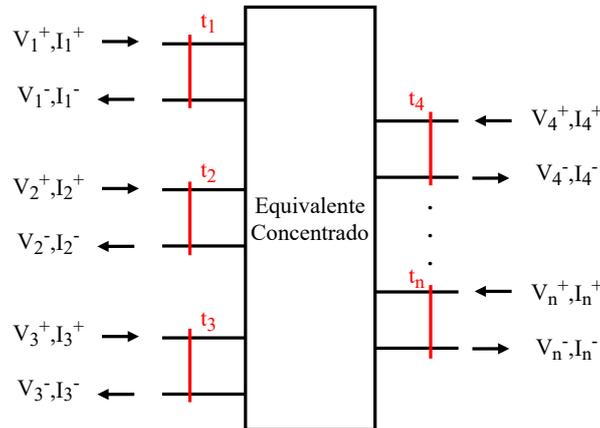


Fonte: autoria própria.

há uma tensão e corrente incidentes, denominadas V_n^+ e I_n^+ , e refletidas V_n^- e I_n^- . O terminal é usado para se obter uma fase de referência para os fasores de tensão e corrente (POZAR, 2011). Portanto, a tensão e corrente no n -ésimo plano é descrito pela equação 1.

$$\begin{cases} V_n = V_n^+ + V_n^- \\ I_n = I_n^+ + I_n^- \end{cases} \quad (1)$$

Figura 11 – Representação de um dispositivo de micro-ondas de n portas.



Fonte: autoria própria.

A matriz de impedância $[Z]$ de um dispositivo em micro-ondas é dada pela equação 2, podendo ser escrita na forma compacta apresentada na equação 3. Os parâmetros dessa matriz podem ser determinados usando a relação apresentada na equação 4. Aplicando-se uma corrente I_j na porta j e deixando em circuito aberto todas as demais portas do dispositivo ($I_k = 0$ para $k \neq j$), pois j é a porta que está sendo energizada. Assim, mede-se a tensão na porta i , que apresenta terminação aberta. Desta forma, Z_{ii} representa a

impedância de entrada, vista na porta i , quando todas as demais portas estão terminadas em aberto. Além disso, Z_{ij} são as impedâncias entre as portas i e j quando todas as outras portas estão terminadas em aberto.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1n} \\ Z_{21} & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ Z_{n1} & Z_{n2} & \cdots & Z_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$[V] = [Z].[I] \quad (3)$$

$$\frac{V_i}{I_j} \Big|_{I_k=0} \text{ para } k \neq j \quad (4)$$

2.5 Parâmetros S

Uma representação mais adequada com as medidas e com a ideia de ondas incidentes, refletidas e transmitidas é dada pela matriz de espalhamento (S). Considerando que V_n^+ é a amplitude da onda de tensão incidente na porta n de um dispositivo de micro-ondas, como o da Figura 11, e V_n^- é a amplitude de onda da tensão refletida, é possível determinar os parâmetros S. A matriz S é definida a partir das ondas de tensão refletidas e incidentes e é dada pela equação 5, podendo, também, ser escrita na forma compacta apresentada na equação 6.

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_n^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_n^+ \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$[V^-] = [S].[V^+] \quad (6)$$

Para se determinar os parâmetros S_{ij} , deve-se aplicar uma onda incidente de tensão na porta j , V_j^+ , e mede-se, posteriormente, a amplitude da onda refletida que sai na porta i , V_i^- . As ondas incidentes em todas as portas, exceto na j -ésima porta devem ser nulas. Isso significa que todas as portas devem ser terminadas com uma carga casada de forma a evitar reflexões. Assim, S_{ii} representa o coeficiente de reflexão visto na porta i quando

todas as outras portas são terminadas com carga casada e S_{ij} é o coeficiente de transmissão da porta j para a porta i quando todas as outras portas são terminadas em carga casada (POZAR, 2011).

3 ANÁLISE DO ESTADO DA ARTE

A literatura está repleta de projetos com diferentes abordagens associadas aos sistemas de WPT. Projetos de NF-WPT baseados em ressonância magnética bem sucedidos e com desempenho aprimorado são recorrentes. Visando à redução do tamanho dos dispositivos ressonantes, diversos trabalhos utilizam estruturas ressonantes baseadas em DGS. Por conta disso, para avaliar os resultados obtidos em diferentes trabalhos que implementam essa técnica, é usada uma FoM que leva em conta os principais parâmetros de WPT, incluindo distância de transferência de energia, eficiência e tamanho do dispositivo.

Um dos primeiros artigos encontrados que apresentam um sistema de NF-WPT baseado em DGS é o (HEKAL; ABDEL-RAHMAN, 2015) o qual é construído com abertura no formato de H. Nesse artigo foi alcançada uma η_{WPT} de 85 % a uma distância de 5 mm e FoM de 0,17 com os dispositivos operando na frequência de 1 GHz. Anteriormente a esse projeto muitos trabalhos que utilizam DGS são encontrados aplicando esse conceito para construir filtros e osciladores em micro-ondas. Alguns exemplos desses tipos de aplicações são apresentados nos artigos (ZHU *et al.*, 2008) e (JUNG *et al.*, 2006).

Em (HEKAL *et al.*, 2016) é apresentado um sistema de NF-WPT que implementa ressonadores DGS no formato semi-H partindo da ideia descrita em (HEKAL; ABDEL-RAHMAN, 2015). Nele é realizada uma comparação entre os formatos de DGS em questão apontando que o formato de semi-H apresenta uma indutância maior e consequentemente uma maior η_{WPT} . Os resultados obtidos foram de 73 % de η_{WPT} a uma distância de 25 mm. Comparado ao trabalho de (HEKAL; ABDEL-RAHMAN, 2015) foi obtida uma η_{WPT} 13 % menor. No entanto, esse sistema opera a uma distância 5 vezes maior, além de operar em uma faixa de frequência de 300 MHz, o que reflete em uma maior FoM de 0,86 contra 0,17. Ainda, em (HEKAL *et al.*, 2016) dois sistemas usando TX e RX baseados em DGS em formato de espiral quadrado de tamanhos iguais (sistema simétrico) e diferentes

(sistema assimétrico) é investigado pela primeira vez. Além disso, essa proposta foi empregada com a finalidade de aumentar a indutância do dispositivo, comparando-o com os formatos H e semi-H. Seus resultados medidos indicam uma η_{WPT} de 88% e 78 % a uma distância de 50 mm e 40 mm, respectivamente, para os sistemas simétrico e assimétrico. Os dispositivos apresentam áreas de TX e RX de 50 x 50 mm² (no caso simétrico, TX e RX apresentam essas medidas) e 30 x 30 mm², respectivamente, operando em uma faixa de 50 MHz.

Em (DAUTOV *et al.*, 2020) é apresentado um relatório acerca do estado da arte sobre o tema. Além das contribuições indicando os desafios e os avanços recentes é realizada uma análise por meio de simulação EM projetando filtros usando diferentes formatos de DGS demonstrando que o fator Q não é influenciado substancialmente pelo formato da DGS. Portanto, o que garante uma maior reatância indutiva da DGS é a sua área. Ainda, indica que os sistemas baseados em DGS apresentam uma η_{WPT} moderada comparada a sistemas que utilizam bobinas e em geral são projetados para operarem em frequências acima de 100 MHz. No entanto, é possível encontrar projetos que implementam sistemas em faixas de frequência abaixo desse limite. O trabalho de (HEKAL *et al.*, 2016) citado anteriormente e a proposta apresentada em (CHALISE *et al.*, 2018) são exemplos de aplicações em frequências abaixo de 100 MHz.

(TAHAR *et al.*, 2017) apresenta DGS retangular que mantém um alto valor de FoM de 1,06 em uma distância de 40 a 44 mm. Isso é possível devido ao sistema projetado operar em uma faixa de frequência de 435 a 460 MHz o que leva a dispositivo DGS com dimensões compactas, comparadas a distância de WPT, de 35,8 x 20 mm². Já (CHALISE *et al.*, 2018) apresenta um sistema de NF-WPT para transferir energia através de tecidos animais. O ressonador DGS apresenta um formato de espiral circular e opera na frequência de 20 MHz. Seus resultados demonstram uma η_{WPT} de 67,7 % a uma distância de 50 mm entre TX e RX. Quando colocado entre TX e RX um tecido vivo (carne de frango) foi observada uma η_{WPT} de 61 %. Esses resultados foram obtidos usando um ressonador com tamanho de 50 x 50 mm². Além disso, o trabalho indica que sistemas de NF-WPT aplicados a IMDs, devem ser projetados considerando o material orgânico presente entre TX e RX.

É possível encontrar uma grande variedade de artigos que ampliaram os esquemas WPT para além da transferência de energia, possibilitando a transferência de dados por

meio de sistemas multibandas. Os trabalhos de (TAHAR *et al.*, 2017), (Saad *et al.*, 2018), (DAUTOV; GUPTA; HASHMI, 2019), (ATALLAH, 2020) e (BARAKAT *et al.*, 2020) são exemplos de projetos de sistemas WPT de banda dupla. Já em (BARAKAT *et al.*, 2019) é proposto um sistema de banda tripla operando nas frequências de 100,8 MHz, 140,7 MHz e 182,2 MHz apresentando uma η_{WPT} de 68%, 60% e 65%, respectivamente, com uma distância de transferência de energia de 30 mm. Além da possibilidade de transferência simultânea de energia e dados, sistemas WPT multibanda podem ser usados para reduzir a potência de transmissão. Assim o projetista pode dividir a potência de entrada igualmente para cada portadora e manter os limites estabelecidos por autoridades reguladoras. Para aplicações de baixo consumo de energia, como IMDs, um sistema multibanda pode melhorar a eficiência significativamente.

Em (TAHAR *et al.*, 2017) é apresentado um sistema NF-WPT de banda dupla usando DGS circulares em cascata. Também é proposta a metodologia de inversores de J pra implementar esse sistema. O trabalho relata η_{WPT} de 71 % e 72 % a uma distância de 16 mm, nas respectivas faixas de frequência de 300 MHz e 700 MHz. Ainda o dispositivo ressonante possui uma área de 30 x 15 mm² e portanto é obtido um FoM de 0,76 e 0,77. Em (Saad *et al.*, 2018) é projetado um sistema de dupla banda com DGS no formato de *bow-tie*. O mesmo é indicado pelo autor como um sistema capaz de transferir energia em ambas as frequências de 470 MHz e 730 MHz com valores de FoM de 0,78 e 0,96, respectivamente. Trantando-se ainda de sistemas de dupla banda, em (DAUTOV; GUPTA; HASHMI, 2019) emprega DGS de formato quadrado ressonando em faixas ISM de 433 MHz e 900 MHz. Nesse trabalho foi obtida uma η_{WPT} de 71 % e 81 % a uma distância de 15 mm e FoM de 0,84 e 0,96, respectivamente.

Mais recentemente (ATALLAH, 2020) e (BARAKAT *et al.*, 2020) apresentaram DGS em formatos diferentes aplicadas para sistemas de dupla banda. (BARAKAT *et al.*, 2020) apresenta, pela primeira vez, a combinação de DGS e indutor em formato de 8 (*8-shaped inductor*). Ambos são empregados na mesma camada e operam em faixas distintas apresentando um alto isolamento de 34 dB entre os canais de transferência de energia e dados. Esse sistema opera nas faixas de 50 MHz e 100 MHz e possui uma área de dispositivo de 30 x 30 mm². As η_{WPT} medidas foram de 78 % e 76 %, nas respectivas faixas a uma distância de 14 mm. (ATALLAH, 2020) apresentam uma DGS no forma de espiral, onde a LM na camada inferior é acoplada a um ressonador em formato de C. Assim, a espiral

e C ressonam em frequências diferentes para se obter um sistema de dupla banda. Com um tamanho de $20 \times 20 \text{ mm}^2$, fornece uma η_{WPT} de 91,2 % e 79,4 %, nas frequências de 280 MHz e 490 MHz, respectivamente, com uma distância de 14 mm.

Como citado anteriormente há uma ampla gama de trabalhos desenvolvidos que buscam a obtenção de sistemas NF-WPT baseados em DGS mais eficientes e compactos. Um dos propósitos desse trabalho foi explorar a aplicação dos ressonadores DGS em sistemas de NF-WPT. Com isso, propõem-se, o desenvolvimento de dois modelos para sistemas NF-WPT em faixas de frequências ISM baseados em DGS. Assim, primeiramente, é desenvolvido o projeto de um sistema NF-WPT de banda dupla, compacto e de alto valor de FoM, que visa possíveis aplicações que requerem faixas específicas para transferência de energia e de dados. Além desse, também é proposto um modelo aplicado a 3 projetos, também operando em faixas ISM, que emprega a substituição da LM por um capacitor SMD para realizar o casamento de impedância na entrada do dispositivo. Apesar dos trabalhos desenvolvidos em (HEKAL *et al.*, 2016), (TAHAR *et al.*, 2017) e (CHALISE *et al.*, 2018) terem sido projetados para frequências inferiores a 100 MHz, seus dispositivos DGS apresentam tamanhos que podem ser comparados ao tamanho de bobinas. Portanto, o método proposto é implementado para se obter sistemas compactos mesmo operando em faixas de frequências mais baixas. Ao final dos capítulos 4 e 5, são detalhados o projeto e construção dos sistemas propostos, e apresentadas tabelas comparativas dos desempenhos obtidos desses sistemas com trabalhos relacionados a eles.

4 MODELO WPT DE BANDA DUPLA

Nesse capítulo é detalhado o projeto do modelo proposto de banda dupla. Inicialmente é apresentado o projeto do ressonador mostrando como foi obtida a indutância das respectivas DGS e a obtenção dos valores iniciais dos capacitores. Após, é apresentado o projeto do FRF de banda dupla que posteriormente é usado para formar o sistema de WPT. Por fim são mostrados os dispositivos construídos e os ensaios de WPT realizados. Além disso, a análise e comparação dos resultados experimentais com as simulações EM e os resultados de trabalhos semelhantes contidos na literatura é realizado.

4.1 Projeto do Ressonador Dupla-banda

Como descrito anteriormente, os ressonadores baseados em DGS podem ser projetados em diversos formatos geométricos. Estruturalmente a DGS é basicamente uma abertura no plano de terra, neste caso, de uma LM. Essa abertura perturba a distribuição de corrente de maneiras variadas e isso leva a várias características de rejeição de faixas de frequências. Independentemente da geometria, esses dispositivos apresentam uma resposta em frequência característica de FRF e o WPT ocorre quando os planos de terra de dois desses dispositivos são aproximados. Com um dispositivo TX e outro RX e havendo acoplamento entre eles, a LM é utilizada como um *stub* com terminação em circuito aberto para realizar o casamento de impedância. Com o propósito de se obter uma estrutura o mais compacta possível, neste trabalho, investigou-se o uso de DGS circulares com diâmetros diferentes e sobrepostas, como mostrada na Figura 12.

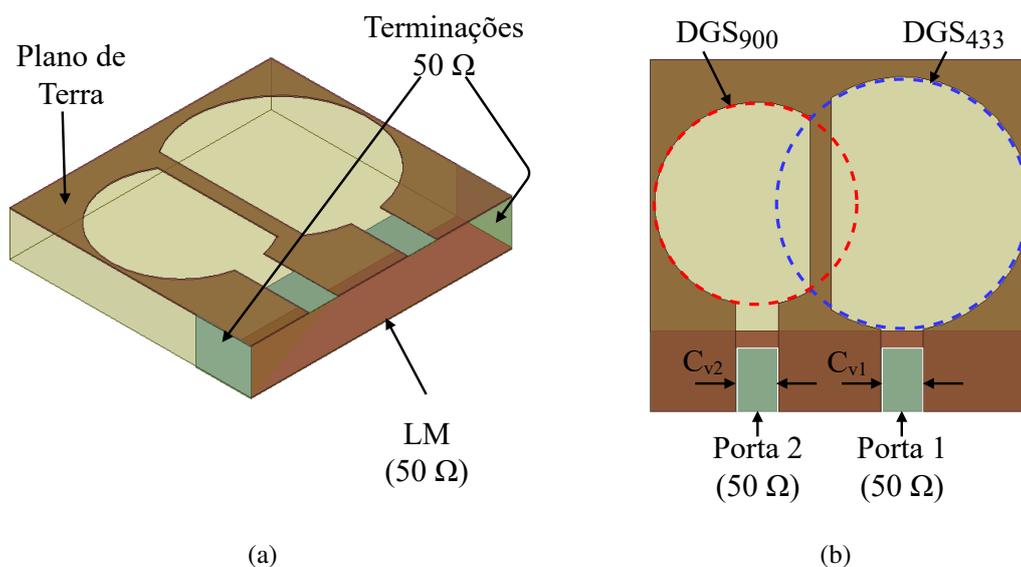
A escolha do formato circular sobreposto foi feita levando-se em conta que a forma geométrica da DGS não influencia substancialmente no fator Q (DAUTOV *et al.*, 2020). Além disso, a medida que as duas estruturas ficam mais próximas uma da outra, o fator de

acoplamento k entre elas aumenta. Assim, a maneira mais intuitiva de aumentar a η_{WPT} , nesse caso, é aumentar o k entre as duas estruturas aproximando TX e RX. No entanto, uma maior proximidade de TX e RX pode levar ao alargamento da faixa de passagem de frequências, representada em $|S_{21}|$ e ao fenômeno de divisão em torno da frequência ressonante, degradando a η_{WPT} . Portanto, a partir da estrutura modelada no *software* de simulação EM buscou-se a verificação do uso da mesma como dispositivo ressonante.

Visando o uso das faixas de frequências ISM, escolheram-se as faixas de 433 MHz e 900 MHz. Essas faixas compreendem, respectivamente, uma largura do espectro de frequências de 433,05 a 434,79 MHz e 902 a 928 MHz (RADIO; FREQUENCIES, 2012). No projeto EM deste trabalho avaliaram-se previamente como satisfatórios os possíveis resultados dentro dessas faixas de frequência. É importante salientar essa questão para não haver confusão no decorrer desse documento, entre a nomenclatura dedicada para a faixa ISM correspondente com a faixa de frequências que a compreende.

Inicialmente, nesse projeto, os valores de indutância de cada DGS foram obtidos por meio de simulação EM no *software ANSYS Electronics* usando *lumped ports* posicionadas nas lacunas C_{v1} e C_{v2} como é mostrado na Figura 12. Além disso, esse modelo apresenta uma LM de 50Ω com terminações em 50Ω .

Figura 12 – Modelo de simulação EM no *ANSYS Electronics* do ressonador de banda dupla sob vistas isométrica (a) e superior (b).



Fonte: autoria própria.

Os resultados simulados são mostrados na Figura 13. Neles são apresentados o grá-

fico da indutância correspondente a cada DGS em função da frequência. Esse gráfico foi obtido usando a equação 7, onde Z_{nn} representa a impedância vista na entrada da DGS correspondente. Os valores de Z_{nn} foram obtidos em ambiente de simulação EM e f_{rn} é a frequência de ressonância. Usando a equação 8 foram calculados os valores iniciais dos capacitores. Ainda, usando esse modelo de simulação EM, o Q de ambas as DGS são obtidas a partir da equação 9. Nas Figuras 14 e 15 são apresentados os Q para ambas as DGS em suas faixas de frequências correspondentes. Juntamente a esses gráficos é disposta a resistência ($Re\{Z_{DGS}\}$) e reatância indutiva ($Im\{Z_{DGS}\}$) das mesmas. Verifica-se que $Re\{Z_{DGS}\} < 0,04$ em toda a extensão das faixas de frequência de ambas as DGSs. Além disso, $Im\{Z_{DGS}\} \approx 38 \Omega$ na faixa de 433 MHz e $320 \Omega < Im\{Z_{DGS}\} < 322 \Omega$ na faixa de 900 MHz. Portanto, $Q \approx 304$ e $320 < Q < 322$, nas respectivas faixas.

$$L_n = \frac{Im\{Z_{nn}\}}{2\pi f_{rn}} \quad (7)$$

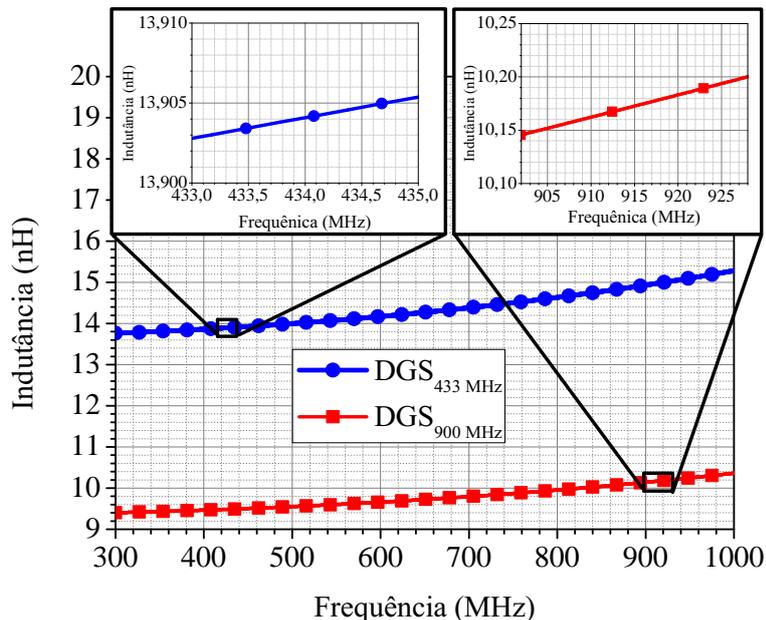
$$C_n = \frac{1}{4\pi^2 L_n f_{rn}^2} \quad (8)$$

$$Q_n = \frac{X_{DGS}}{R_{DGS}} = \frac{Im\{Z_{nn}\}}{Re\{Z_{nn}\}} \quad (9)$$

A partir disso, na Figura 16 são apresentados graficamente, considerando as duas DGS, as capacitâncias necessárias para se obter um circuito ressonante na frequência escolhida. Recortes nas faixas de frequências desejadas desse projeto são mostrados na mesma figura. Considerando a pequena variação do valor de capacitância nessas faixas, os valores iniciais de projeto de C_{433} e C_{915} escolhidos foram de 9,65 pF e 2,95 pF, respectivamente. Os capacitores são colocados juntamente às correspondentes DGS nas lacunas C_{v1} e C_{v2} , mostradas na Figura 12, onde antes eram usadas pelas excitações de alimentação do dispositivo para verificar a impedância das DGS. Com isso, forma-se uma estrutura ressonante de dupla banda dentro das faixas de frequências de 433 MHz e 900 MHz.

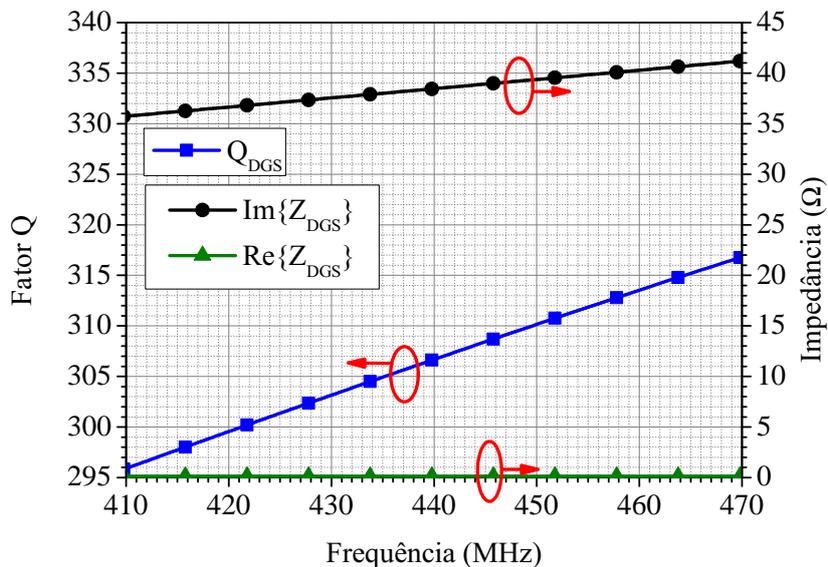
Nota-se, ainda, na Figura 13 que as indutâncias das DGS não variam significativamente dentro das faixas consideradas nesse projeto. Há uma variação de 0,0025 nH e 0,06 nH, respectivamente, correspondentes às DGS projetadas para as faixas de 433 MHz e 900 MHz. Isso mostra que as DGS podem ser usadas para ressonarem em uma ampla

Figura 13 – Indutância da DGS em função da frequência.



Fonte: autoria própria.

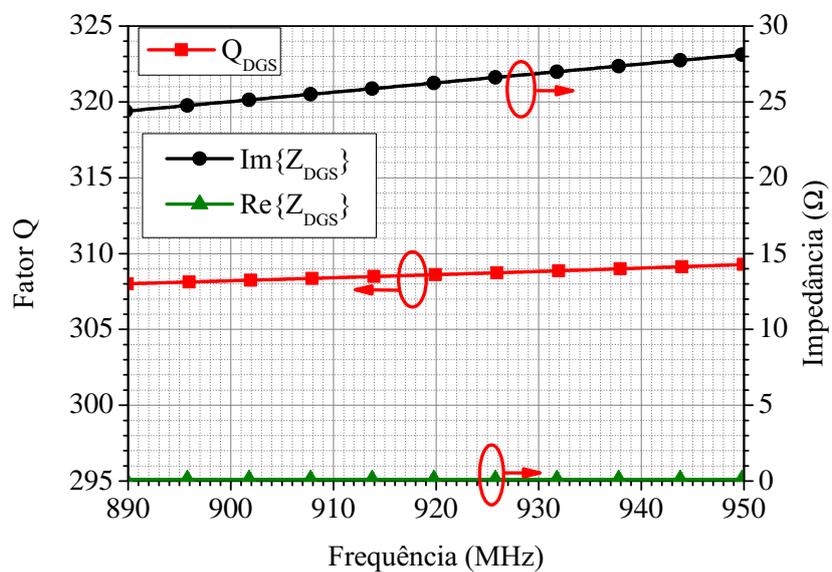
Figura 14 – Fator Q em função da frequência da DGS para a faixa de 433 MHz.



Fonte: autoria própria.

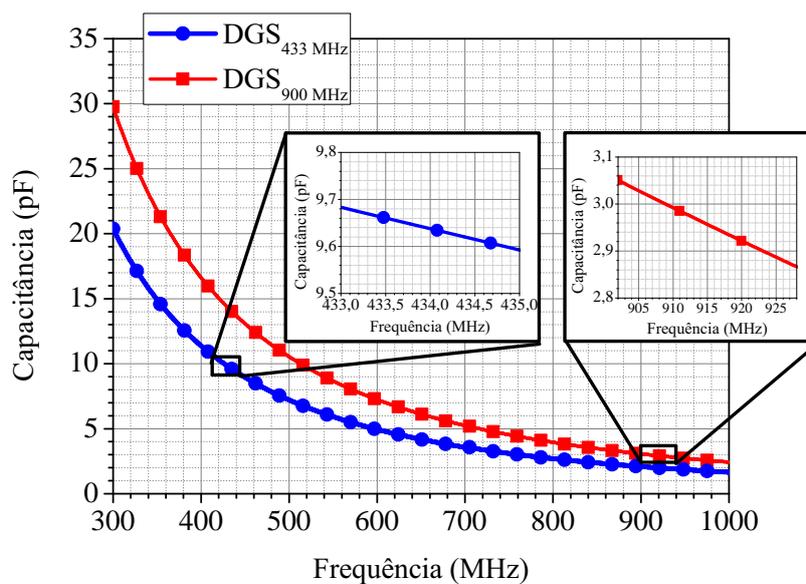
faixa de frequências. Portanto, garante-se que haja um maior controle da frequência de ressonância apenas com a escolha do capacitor usado para compor o ressonador.

Figura 15 – Fator Q em função da frequência da DGS para a faixa de 900 MHz.



Fonte: autoria própria.

Figura 16 – Valores de capacitância correspondentes à frequência de ressonância desejada para o circuito.

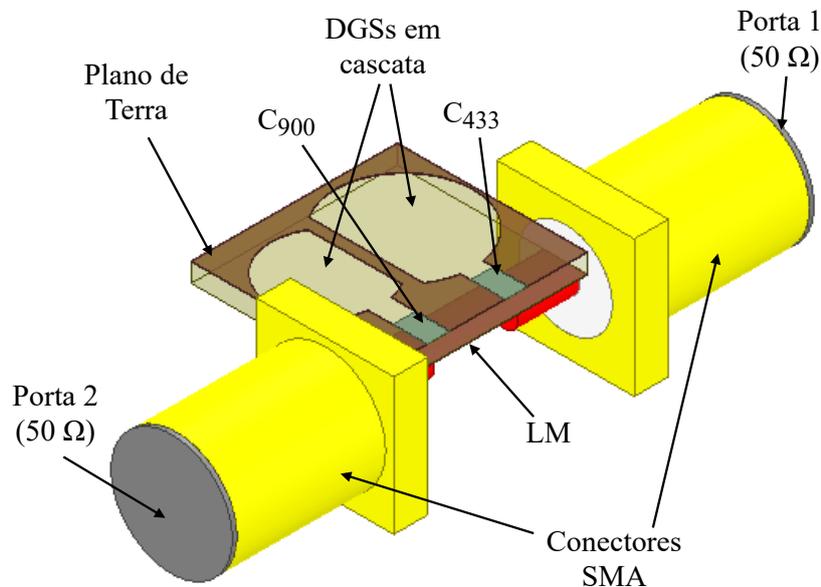


Fonte: autoria própria.

4.1.1 Projeto do Filtro Rejeita-faixa

Nesta subseção, é apresentado o projeto do FRF que emprega as DGS em cascata. O modelo de simulação EM desse dispositivo é mostrado na Figura 17. Diferentemente do modelo de simulação EM do dispositivo DGS o atual apresenta dois conectores SMA fixados em cada uma das pontas da LM, sendo que as Portas 1 e 2, respectivamente, correspondem a entrada e a saída deste dispositivo. Além disso, a estrutura do FRF é composta por capacitores alocados nas lacunas de excitação para garantir diferentes frequências de ressonância para cada combinação DGS-capacitor.

Figura 17 – Modelo de simulação EM no *ANSYS Electronics* do FRF baseado em DGS de dupla banda.

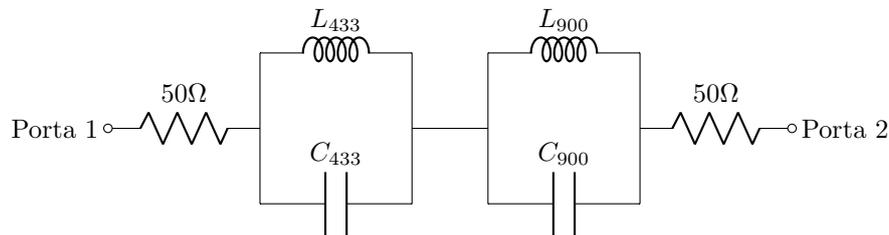


Fonte: autoria própria.

O conjunto formado por DGS e capacitor forma um dispositivo quase-concentrado. Essa nomenclatura é atribuída porque o comportamento desse elemento é aproximadamente a de um elemento concentrado. Ao contrário dos componentes distribuídos, os elementos capacitivos e indutivos quase-concentrados são menos dependentes da frequência, de modo que são usados em projetos de circuitos de microfita de banda larga (PANDEY, 2019). Desde que as dimensões máximas das DGS não excedam 1/10 do comprimento de onda para o qual estão sendo projetadas, as mesmas podem ser modeladas por um circuito LC paralelo. Nesse caso, trata-se de uma estrutura ressonante de banda dupla e o comportamento da mesma é modelado por dois circuitos LC paralelo conectados em

série. Na Figura 18 é apresentado o circuito equivalente do FRF de banda dupla formado pelos ressonadores LC. Os indutores L_{433} e L_{900} representam as indutâncias de cada DGS e os capacitores C_{433} e C_{900} são usados para cancelarem o efeito indutivo das DGS e formarem um ressonador de banda dupla nas faixas de frequências de 433 MHz e 900 MHz. Ainda, as resistências de $50\ \Omega$ representam a impedância vista na entrada e na saída desse dispositivo.

Figura 18 – Circuito equivalente do FRF de banda dupla usando ressonador DGS.



Fonte: autoria própria.

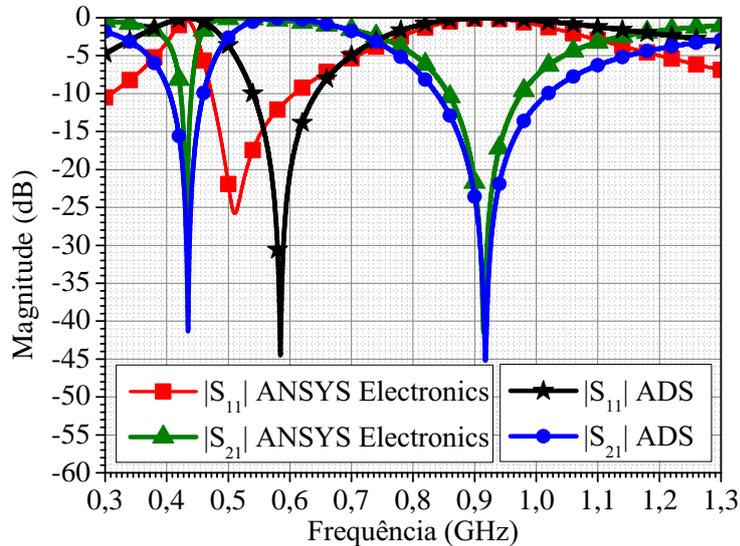
Utilizando os valores de capacitância iniciais de projeto para C_{433} e C_{900} , respectivamente, de 9,65 pF e 2,95 pF, realizou-se uma simulação EM do modelo mostrado na Figura 17. Além disso, para a validação dos resultados da simulação EM o circuito equivalente do ressonador de dupla banda apresentado na Figura 18 foi simulado usando o *software Keysight Advanced Design System (ADS)*. Os parâmetros S de ambas as simulações são mostrados na Figura 19 e demonstram uma boa aproximação dos resultados de simulação EM do ressonador e da análise circuitual de seu circuito equivalente.

Na Figura 20 a independência entre as duas frequências de ressonância é demonstrada ao verificar a distribuição da densidade de corrente superficial (J_s). Em momentos distintos, cada DGS perturba o campo que se propaga através da LM e ressoa em uma frequência diferente. Isso indica um baixo nível de interferência entre os dois DGS em suas faixas de frequência de interesse. Como consequência, considerou-se, a partir desses resultados, a possibilidade do desenvolvimento de um sistema NF-WPT de banda dupla utilizando o ressonador projetado.

4.2 Projeto do Sistema NF-WPT

De modo geral, sistemas WPT necessitam de duas bobinas ou dois ressonadores (também chamados de antenas) operando como TX e RX. A distância de separação entre os

Figura 19 – Parâmetros S do FRF baseado em DGS obtidos através de simulação EM no *software ANSYS Electronics* e análise circuital de seu modelo equivalente no *software ADS*.



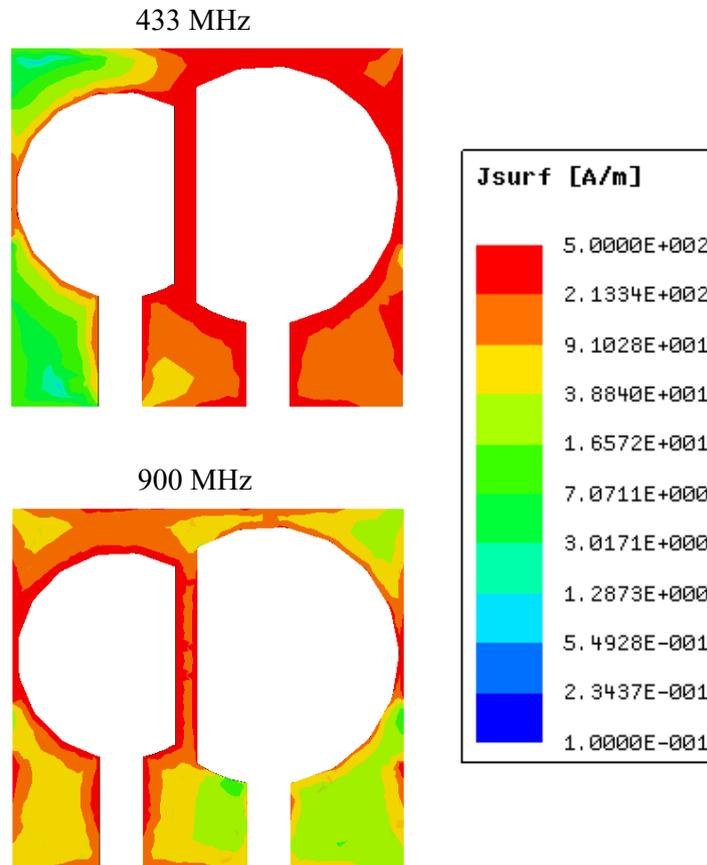
Fonte: autoria própria.

dispositivos TX e RX é um parâmetro crítico de projeto, pois as condições de acoplamento estão intrinsecamente ligadas a esse distanciamento. Ou seja, quanto menor for a distância entre TX e RX maior será o acoplamento entre eles.

Nesta etapa, por meio de simulações EM foram obtidos os parâmetros S de um sistema NF-WPT formado por dois FRF, operando como ressonadores, com os seus planos de terra de frente um para o outro. A Figura 21 apresenta o modelo de simulação EM do sistema WPT proposto. Nele é mostrado dois dispositivos DGS separados por uma distância d com seus respectivos capacitores para formarem os ressonadores nas faixas de frequências de 433 e 900 MHz.

Os dois dispositivos apresentam dimensões idênticas, no entanto são estruturas espelhadas para que as DGSs correspondentes fiquem exatamente uma de frente para outra. Cada um desses dispositivos possui uma porta de excitação formando um sistema de duas portas. Além disso, o circuito deve estar casado em 50Ω para evitar reflexões nas entradas. Portanto, a LM com terminação em aberto atua como um capacitor no circuito para realizar o casamento de impedância. Para definir a capacitância do *stub*, utiliza-se a equação 10 (POZAR, 2011). Nessa equação, β é a constante de propagação e l_{st} é o

Figura 20 – Simulação EM da distribuição da densidade superficial de corrente nas DGSs correspondentes a cada uma das duas frequências de ressonância.



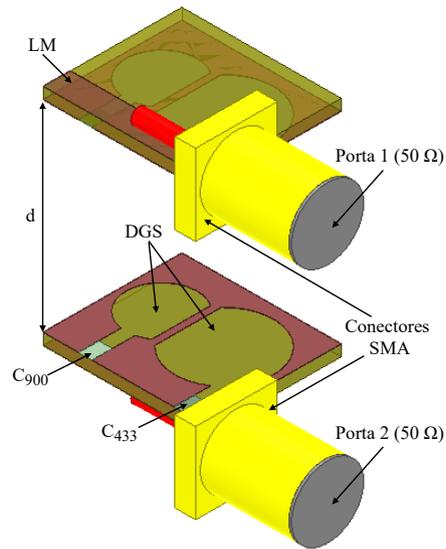
Fonte: autoria própria.

comprimento do *stub*.

$$C_s = \frac{1}{2\pi f_r Z_0} \tan(\beta l_{st}) \quad (10)$$

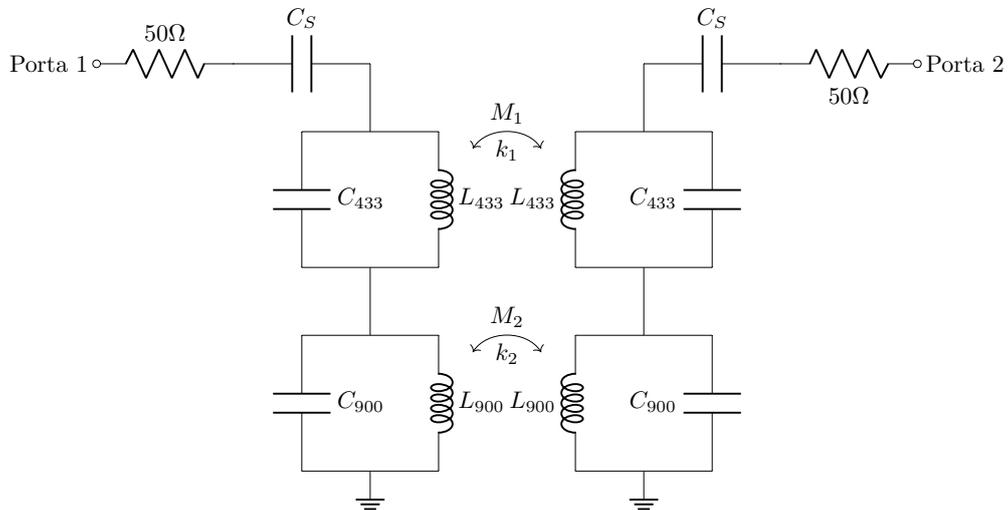
O circuito equivalente desse sistema é mostrado na Figura 22. Nele, L_{433} e L_{900} representam as indutâncias dos ressonadores DGS e C_{433} e C_{900} são os capacitores usados para formarem os ressonadores nas faixas de frequências correspondentes. Já C_s representa a capacitância da LM. Além disso, M_{433} e M_{900} representam os acoplamentos mútuos e k_{433} e k_{900} os coeficientes de acoplamento, respectivamente, nas faixas de 433 e 900 MHz. Os valores dos mesmos são diretamente influenciados pela distância entre os ressonadores e são obtidos pelas equações 11 e 12 que levam em consideração os parâmetros Z do sistema proposto.

Figura 21 – Modelo de simulação EM do sistema WPT de banda dupla baseado em DGS.



Fonte: autoria própria.

Figura 22 – Circuito equivalente do Sistema WPT de banda dupla baseado em DGS proposto.



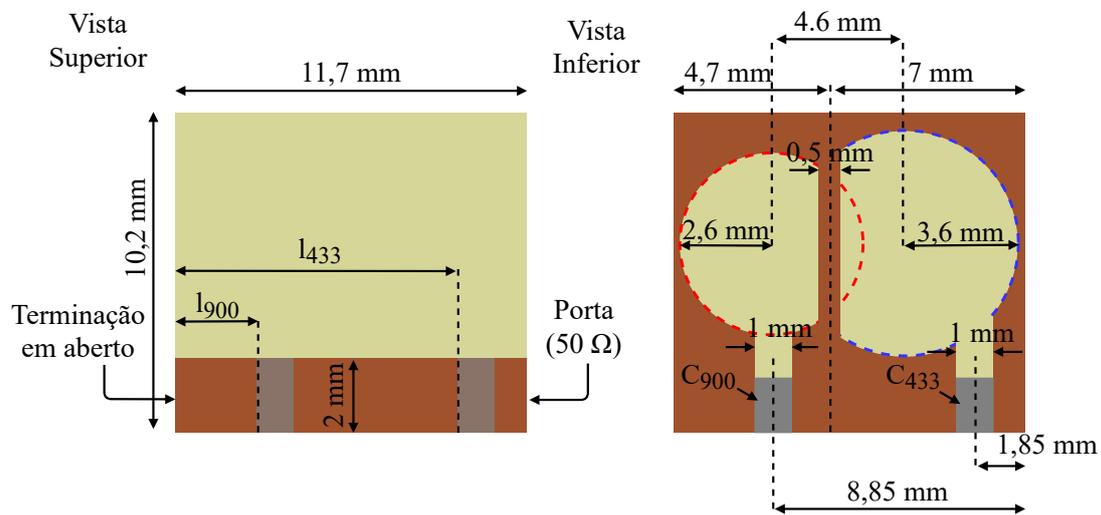
Fonte: autoria própria.

$$M_1 = \frac{\text{Im}\{Z_{21}\}}{2\pi f_{433}} \quad e \quad M_2 = \frac{\text{Im}\{Z_{21}\}}{2\pi f_{900}} \quad (11)$$

$$k_1 = \frac{M_1}{L_{433}} \quad e \quad k_2 = \frac{M_2}{L_{900}} \quad (12)$$

O *stub* apresenta uma largura W para que a LM apresente uma impedância de 50Ω e o seu comprimento é usado para realizar o casamento de impedância dos dispositivos. Para isso, além do comprimento da LM, ambas as lacunas onde os capacitores estão posicionados são deslocadas no sentido do comprimento da LM. Tudo isso foi realizado através de variações paramétricas dessas dimensões em ambiente de simulação EM. Portanto, o dispositivo ressonante com suas dimensões finais é apresentado na Figura 23.

Figura 23 – Dimensões finais do ressonador de dupla banda usado para formar o sistema de WPT proposto sob vistas superior e inferior.



Fonte: autoria própria.

Sobre o valor de C_s , que representa o *stub* no modelo circuital, para o seu cálculo leva-se em consideração a constante de fase β que é calculada a partir das equações 13. λ_g é o comprimento de onda guiado e é dependente da constante dielétrica efetiva ϵ_{ef} . Como se trata de uma LM o ϵ_{ef} pode ser calculado usando a equação 15 (POZAR, 2011). Onde h_s representa a espessura da camada dielétrica do material e W a largura da LM.

$$\beta_n = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (13)$$

$$\lambda_g = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (14)$$

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h_s/W}} \quad (15)$$

O substrato dielétrico usado nesse projeto foi o Rogers RO4003. Suas características físicas e dielétricas estão dispostas na Tabela 1. Nela é apresentada além de $h_s, \epsilon_r, \tan\delta$ e h_{cobre} . Com esses parâmetros, determinam-se os valores dos componentes faltantes que compõem o circuito equivalente desse projeto. Os parâmetros S desse sistema WPT de dupla banda foram otimizados para distância de 15 mm e para um maior valor possível de FoM. Por se tratar de uma estrutura simétrica e recíproca, $|S_{21}| = |S_{12}|$ e $|S_{11}| = |S_{22}|$. Portanto, na Figura 24 são apresentados os parâmetros $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$ simulados. Esses resultados indicam uma boa concordância entre os resultados simulados do sistema de WPT de dupla banda em ambientes EM e circuitual. Além disso, os valores dos componentes usados para simulação circuitual são apresentados na Tabela 2.

Tabela 1 – Características físicas e elétricas do material dielétrico Rogers RO4003.

Característica	Valor
ϵ_r	3,55
$\tan\delta$	0,0027
h_s	0,813 mm
h_{cobre}	0,35 μm

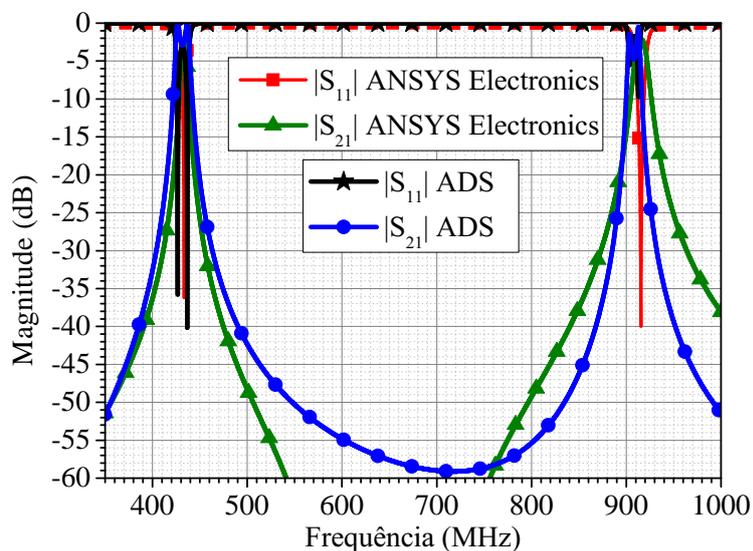
Para realizar a análise circuitual do modelo equivalente do sistema de WPT de dupla banda proposto, os valores de M desse sistema são extraídos por meio da análise EM. Nas Figuras 25 e 26 são mostrados graficamente os valores para M simulados, respectivamente nas faixas de 433 e 900 MHz. Aplicando esses valores na equação (12) é possível calcular o fator k desse sistema. Esses valores são apresentados na Tabela 2 juntamente com os outros parâmetros necessários para realizar a análise circuitual do modelo equivalente.

Tabela 2 – Parâmetros para análise do circuito equivalente do sistema de dupla banda proposto.

f_n	L_n	C_n	C_s	M_n	k_n	Q_n	β_n	l_n (mm)
433,26 MHz	13,90 nH	8,90 pF	0,90 pF	0,27 nH	0,019	304	15,16 rad/m	8,1 mm
916,58 MHz	10,20 nH	3,00 pF	0,23 pF	0,22 nH	0,021	308	32,03 rad/m	2,1 mm

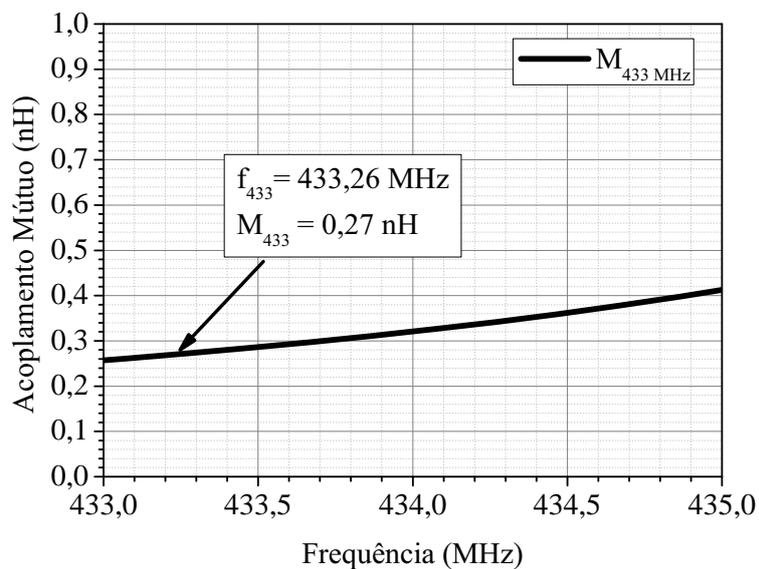
Para calcular a η_{WPT} e a FoM dos sistemas WPTs, usam-se as equações (16) e (17) (TAHAR *et al.*, 2017) (DAUTOV; GUPTA; HASHMI, 2019). Na equação (17) o termo

Figura 24 – Parâmetros S simulados do sistema NF-WPT proposto nos *softwares* de análises EM e circuital.



Fonte: autoria própria.

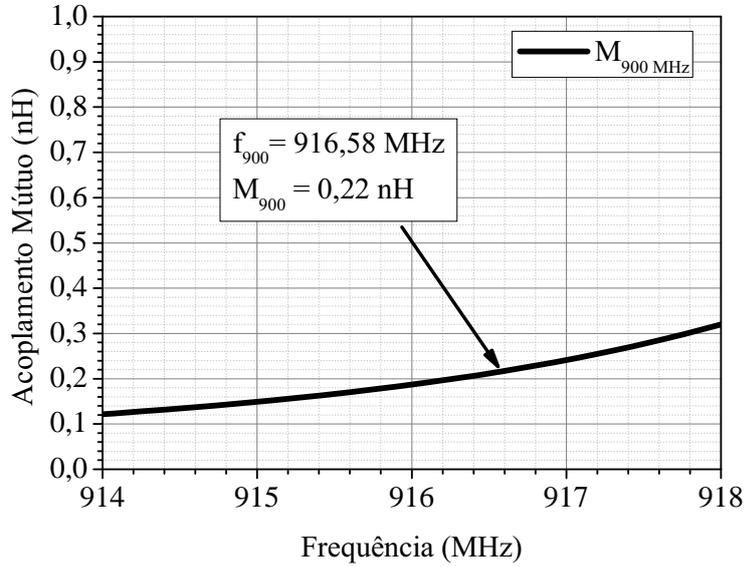
Figura 25 – Acoplamento mútuo simulado do sistema de WPT na faixa de 433 MHz.



Fonte: autoria própria.

$A_{\text{ressonador}}$ se refere a área física do ressonador. Em casos de dupla banda é considerada a área da DGS e as bordas do plano de terra correspondente ao ressonador de cada faixa de frequência. Portanto, conforme a Figura 23 a área correspondente aos ressonadores nas

Figura 26 – Acoplamento mútuo simulado do sistema de WPT na faixa de 900 MHz.



Fonte: autoria própria.

faixas de 433 MHz e 900 MHz são de $7 \times 10,2 \text{ mm}^2$ e $4,7 \times 10 \text{ mm}^2$, respectivamente. Considerando os resultados obtidos por meio de simulação em ambiente EM, os melhores resultados de $|S_{21}|$ são de -3,08 dB e -2,52 dB e de $|S_{11}|$ de -42,68 dB e -46,61 dB em 433,26 MHz e 916,58 MHz. Esses resultados consideram a distância entre TX e RX de 15 mm para a qual o sistema WPT foi otimizado e podem ser melhor visualizados nas Figuras 32 e 33. Como consequência disso, tem-se $\eta_{433} = 49,21 \%$ e $\eta_{433} = 55,97 \%$, o que levam a valores de FoM de 0,87 e 1,21, respectivamente.

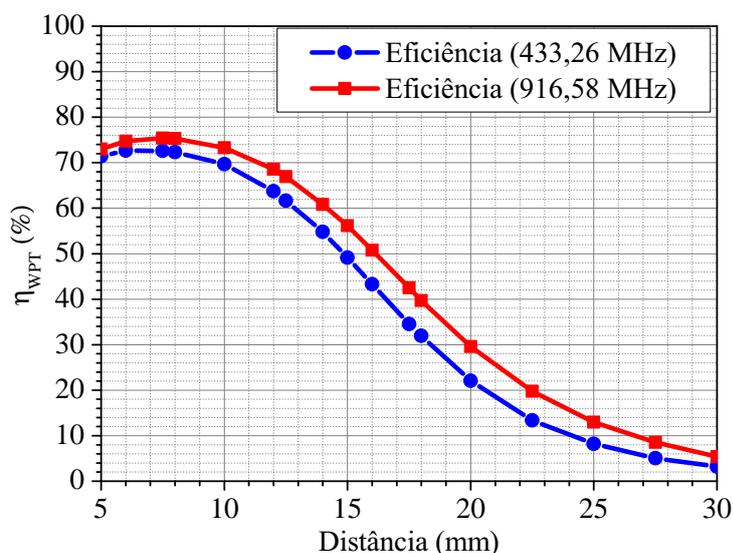
$$\eta_{WPT} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \quad (16)$$

$$FoM = \eta_{WPT} \frac{d}{\sqrt{A_{\text{ressonador}}}} \quad (17)$$

Em ambiente de simulação EM foi realizado um estudo paramétrico da η_{WPT} e FoM em função da distância entre TX e RX. O resultado desses estudos são mostrados nas Figuras 27 e 28. Esses resultados mostram que à distância de 8 mm há máxima η_{WPT} de 72 % em 433,26 MHz e 75,6 % em 916,58 MHz. No entanto os melhores valores de FoM são obtidos em uma distância entre 14 e 15 mm para ambas as faixas de frequência.

Os melhores valores de FoM são de 0,94 e 1,23, à distância de 14 mm, respectivamente nas frequências de 433,26 MHz e 916,58 MHz. Esses resultados mostram, por meio de simulações EM, que o modelo proposto apresenta valores elevados de FoM para a distância entre TX e RX otimizada, atingindo assim o objetivo proposto.

Figura 27 – Gráficos da η_{WPT} simulada em função da distância entre os ressonadores TX e RX em 433 MHz e 900 MHz.



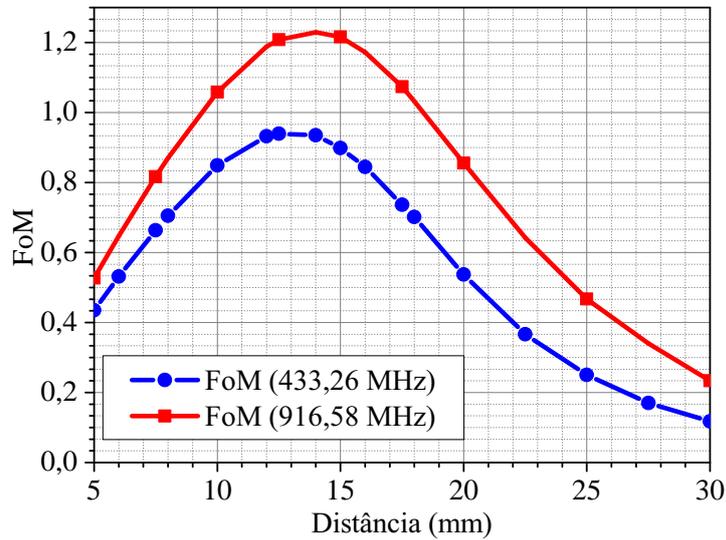
Fonte: autoria própria.

4.3 Construção dos Dispositivos DGS e Análise dos Resultados Medidos

Dois dispositivos baseados em DGS que compõem o sistema WPT de banda dupla foram construídos. Esses dispositivos são mostrados na Figura 29 e as medições realizadas com eles formando o sistema de WPT foram realizadas usando um analisador de redes vetorial (VNA). O equipamento utilizado foi o *FieldFox Keysight* modelo N9912A e a configuração de medição é demonstrada na Figura 30. Além disso, na Figura 30 é apresentado o parâmetro $|S_{21}|$ medido. Nessa configuração foi usada uma régua fixada em uma lâmina de isopor como aparato de medição. Os cabos e os dispositivos foram fixados usando fita adesiva forçando-os a manterem a distância de 15 mm entre TX e RX.

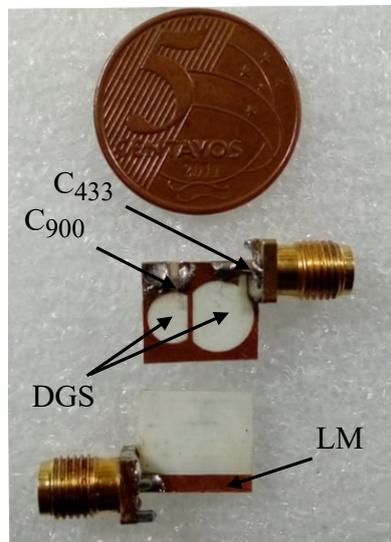
Apesar dos valores de capacitância otimizados por meio de simulação EM para se

Figura 28 – Gráficos da FoM simulada em função da distância entre os ressonadores TX e RX em 433 MHz e 900 MHz.



Fonte: autoria própria.

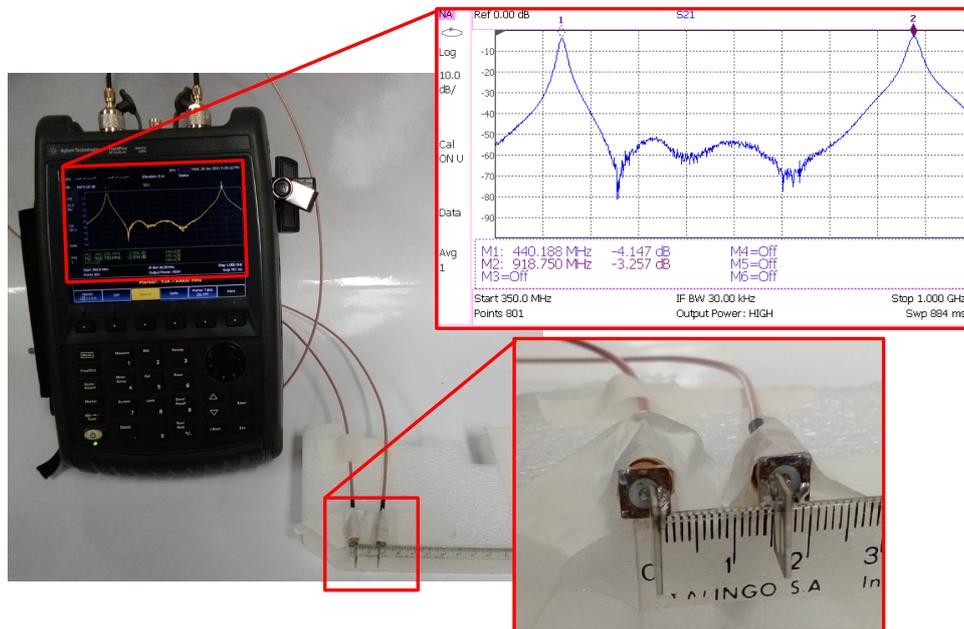
Figura 29 – Ressonador baseado em DGS de dupla banda construído.



Fonte: autoria própria.

obter ressonâncias dentro das faixas de 433 e 900 MHz terem sido de 8,9 pF e 3 pF, por motivos de disponibilidade, os capacitores SMD soldados nos dispositivos para obter ressonância nas frequências selecionadas foram de 8,2 pF e 3 pF, respectivamente. Devido a isso o resultado na faixa de 433 MHz apresentou um deslocamento em frequência de 6,92

Figura 30 – Imagem da medição do sistema NF-WPT proposto com distanciamento de 15 mm entre TX e RX.



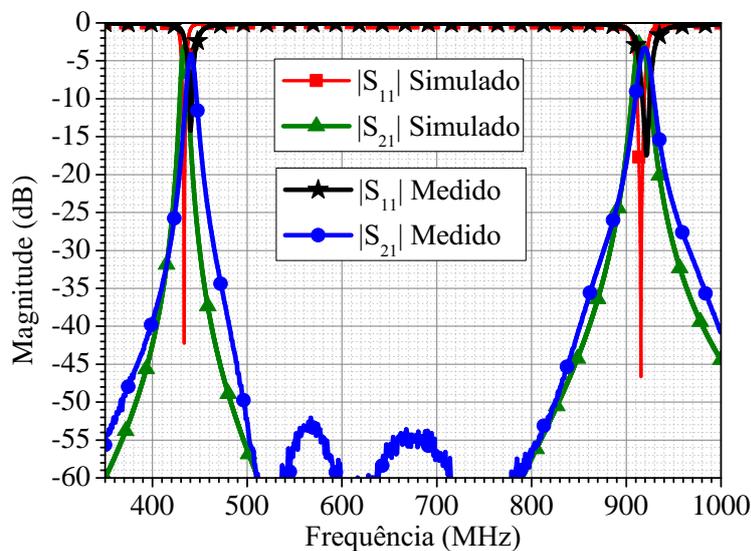
Fonte: autoria própria.

MHz, aproximadamente. Assim a frequência em que se obteve melhor resultado dentro dessa faixa foi de 440,188 MHz. Ainda, na Figura 30 é mostrado que nessa frequência o valor de $|S_{21}|$ é de -4,147 dB. Isso representa uma degradação de 1,397 dB em relação ao melhor resultado obtido em simulação EM. Já na faixa de 900 MHz o melhor resultado medido foi obtido na frequência de 918,75 MHz. Apesar do desvio de 2,17 MHz, a ressonância se manteve dentro da faixa ISM de 900 MHz. Assim como na faixa de 433 MHz, também houve uma degradação no valor de $|S_{21}|$ medido 0,957 dB. Essas degradações são decorrentes da baixa precisão no processo de alinhamento dos ressonadores TX e RX.

Os resultados de medições são comparados com os obtidos em simulação EM na Figura 31. Nas Figura 32 e 33 são mostrados os gráficos de $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$ medidos e simulados nas faixas específicas. Em ambos os gráficos nas faixas específica é mostrada a degradação de $|S_{11}|$ medido em relação ao simulado. Essas degradações levam a uma menor η_{WPT} a qual é mostrada na Figura 34. Nesse gráfico é mostrado que houve uma diminuição da η_{WPT} do sistema projetado. Na frequência de 440,188 MHz obteve-se

uma η_{WPT} de 40,9 %, comparando-a com o melhor resultado simulado, em 433,26 MHz, conclui-se que houve uma diminuição de 7,85 %. Para a faixa de 900 MHz a melhor η_{433} medida, em 918,75 MHz, foi de 49,2 %, 7,16 % abaixo do valor simulado. Apesar da diminuição de η_{433} os valores de FoM se mantiveram elevados. Com valores de 0,71 e 1,07, considerando as frequências de 440,188 MHz e 918,75 MHz, respectivamente.

Figura 31 – Parâmetros S medidos e simulados do sistema NF-WPT proposto com distanciamento de 15 mm entre TX e RX.

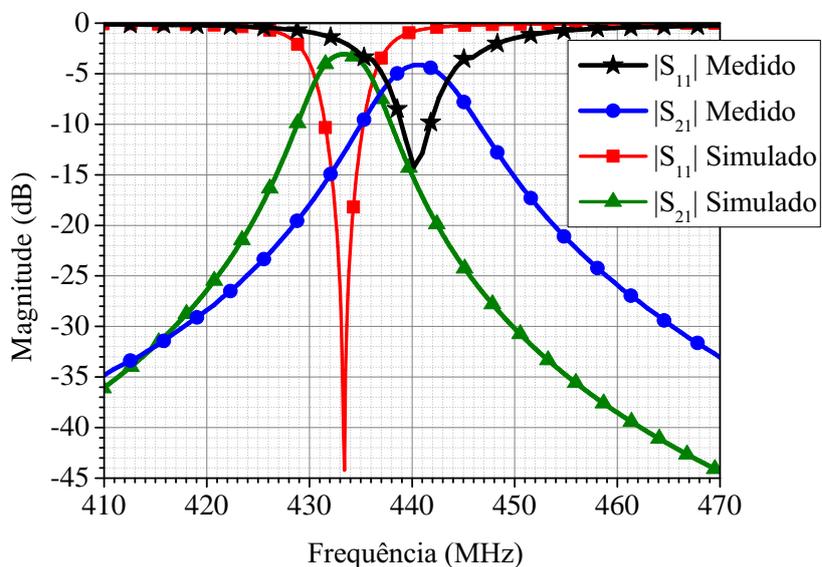


Fonte: autoria própria.

O desvio em frequência na faixa de 433 MHz foi causado pelo uso de um capacitor com valor diferente do simulado, mais especificamente 0,7 pF menor que o valor ideal. Esse capacitor apresenta uma tolerância de $\pm 0,5$ pF e a Figura 35 mostra os gráficos de $|S_{21}|$ simulados para valores de C_{433} dentro dessa faixa de tolerância. Nota-se nesse gráfico que com um valor de 8,6 pF há uma concordância entre $|S_{21}|$ simulado e medido.

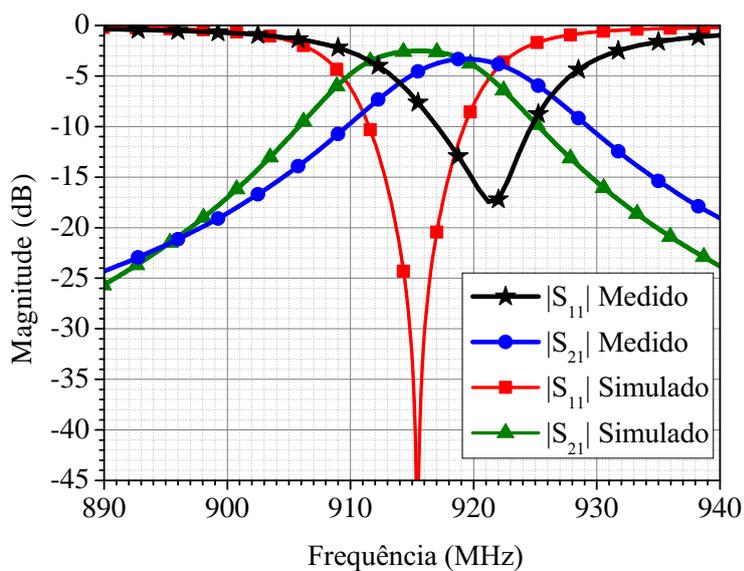
Na Tabela 3 são apresentados os resultados obtidos em trabalhos que propõem sistemas de WPT de banda dupla semelhantes ao projeto desenvolvido. O trabalho (DAUTOV; GUPTA; HASHMI, 2019) foi desenvolvido para atender as mesmas faixas de frequências e distância entre TX e RX, mas usando DGS no formato quadrado. Apesar de os resultados de η_{WPT} e FoM serem melhores na faixa de 433 MHz, o mesmo apresenta um tamanho do ressonador maior e valor de FoM, na faixa de frequência 900 MHz, inferior ao obtido com o modelo proposto nesse presente trabalho. Além disso, mesmo apresentando

Figura 32 – Parâmetros S medidos e simulados do sistema NF-WPT proposto com distanciamento de 15 mm entre TX e RX na faixa de 433 MHz.



Fonte: autoria própria.

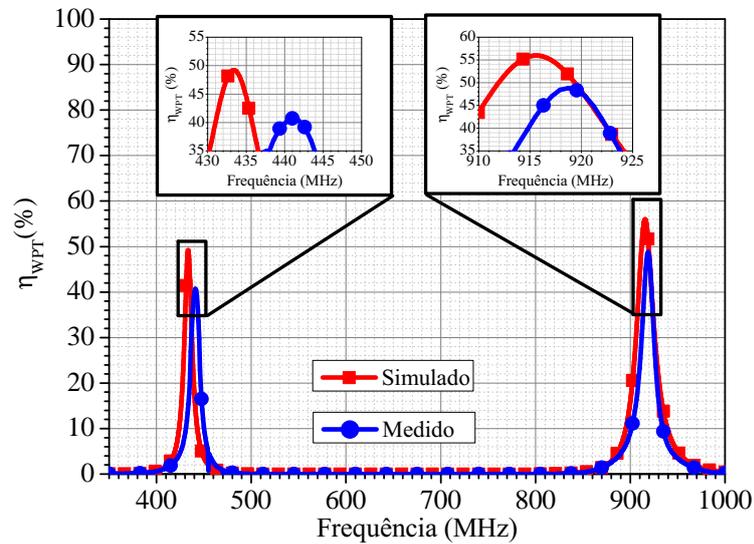
Figura 33 – Parâmetros S medidos e simulados do sistema NF-WPT proposto com distanciamento de 15 mm entre TX e RX. na faixa de 900 MHz.



Fonte: autoria própria.

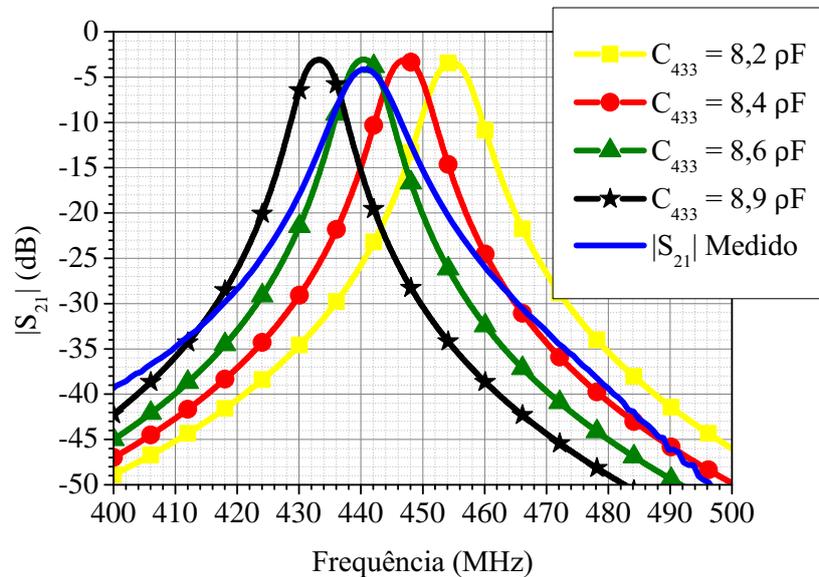
uma η_{WPT} inferior a todos os trabalhos dispostos nessa tabela, o dispositivo desenvolvido apresenta tamanho mais compacto e valores de FoM maiores em comparação com

Figura 34 – η_{WPT} simulado e medido em função da frequência.



Fonte: autoria própria.

Figura 35 – Resultados de simulação EM variando do valor capacitivo de C_{433} dentro da tolerância do capacitor SMD usado.



Fonte: autoria própria.

os outros, considerando faixas de frequências próximas de 900 MHz.

Tabela 3 – Comparação de sistemas WPT de banda dupla baseados em DGS.

Sistema	A(mm ²)	d(mm)	f_0 (MHz)	η_{WPT} (%)	FoM
[1]	30 x 15	16	300 e 700	71 e 72	0,76 e 0,77
[2]	44,9	10	470 e 730	52,3 e 63,7	0,78 e 0,96
[3]	18 x 18	15	433 e 900	77 e 81	0,84 e 0,96
[4]	30 x 30	6	50 e 100	91,2 e 79,4	0,274 e 0,238
[5]	20 x 20	14	280 e 490	78 e 76	0,78 e 0,76
Esse Trabalho	11,7 x 10,2	15	440,188 e 918,75	40,9 e 49,2	0,71 e 1,07

[1] - (TAHAR *et al.*, 2017) ;[2] - (Saad *et al.*, 2018); [3] - (DAUTOV; GUPTA;

HASHMI, 2019); [4] - (BARAKAT *et al.*, 2020); [5] - (ATALLAH, 2020).

5 MODELO WPT DE BANDA ÚNICA

Nesse capítulo é detalhada a proposta de sistema WPT que visa a aplicação de ressonadores DGS em frequências inferiores a 100 MHz. Com esse modelo, foram projetados e construídos três sistemas de WPT operando nas faixas ISM de 40,68 MHz, 27,12 MHz e 6,78 MHz (frequências centrais das suas respectivas faixas ISM). As etapas de projeto são semelhantes as da proposta detalhada anteriormente no capítulo 4, sendo particionadas em obtenção da indutância da DGS, projetos do FRF e dos respectivos sistemas WPT, além da construção dos dispositivos em si e experimentos práticos.

5.1 Sistemas de NF-WPT em 27,12 MHz e 40,68 MHz

Nos sistemas de WPT abordados, a transferência ocorre quando os planos de terra de dois ressonadores baseados em DGS são aproximados, estando um de frente para o outro. Tradicionalmente, havendo acoplamento entre esses dois dispositivos, a LM é utilizada como um *stub* com terminação em circuito aberto para realizar o casamento de impedância. O uso da LM é um fator limitante no projeto de sistemas WPT em frequências mais baixas, pois quanto menor é a frequência de operação, mais comprida será a LM, aumentando o tamanho total da estrutura. Portanto, para que o sistema WPT em 40,68 MHz e 27,12 MHz sejam realizados mantendo, tanto o dispositivo, quanto o sistema, compactos, propõe-se a substituição da LM por um capacitor para realizar o casamento de impedância.

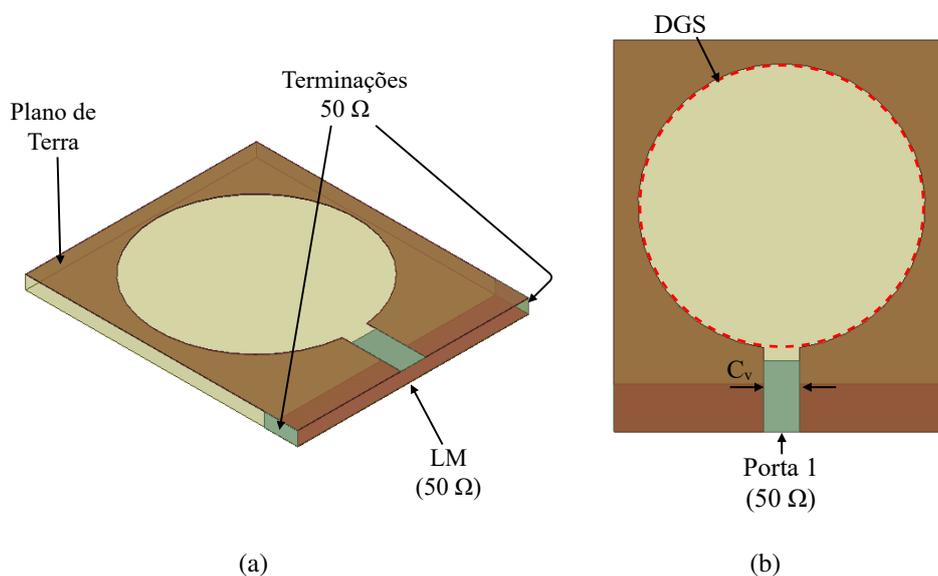
Como a finalidade dessa proposta é tornar possível a utilização de ressonadores DGS em frequências mais baixas e mantendo-os compactos, não houve um critério mais apurado para a escolha do formato da DGS. A DGS proposta visa implementar sistemas de NF-WPT diferentes nas faixas de frequência ISM de 27 MHz e 40 MHz. Essas faixas

compreendem, respectivamente, uma largura do espectro de frequências de 26,957 MHz a 27,283 MHz e 40,66 MHz a 40,7 MHz (RADIO; FREQUENCIES, 2012). Para ambos os projetos as dimensões do ressonador usado para formar cada sistemas de WPT são idênticas e a frequência de ressonância de cada sistema é obtida escolhendo o capacitor próprio para cada faixa de frequência.

5.1.1 Indutância da DGS

Assim como na proposta apresentada no capítulo 4, nessa proposta, os valores de indutância de cada DGS foram obtidos por meio de simulação EM no *software ANSYS Electronics*. Como neste caso se trata de um ressonador de banda única, a estrutura da DGS apresenta apenas uma lacuna, nomeada de C_v e a indutância da mesma é obtida usando *lumped ports* posicionada nessa lacuna como é mostrado na Figura 36.

Figura 36 – Modelo de simulação EM no *ANSYS Electronics* do ressonador de banda única sob vistas isométrica (a) e superior (b).

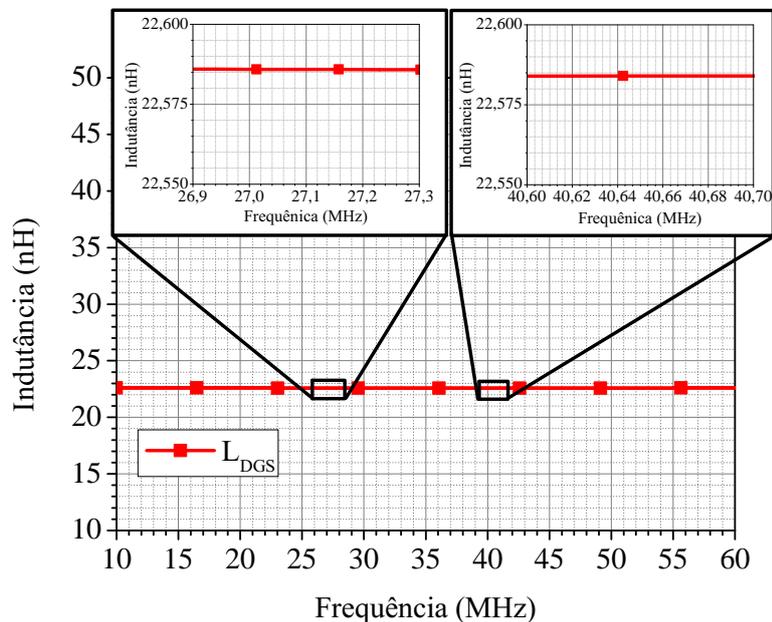


Fonte: autoria própria.

Os resultados simulados são mostrados na Figura 37. Nela é apresentado o gráfico da indutância da DGS em função da frequência. Esse gráfico foi obtido usando a equação 7 e, usando a equação 8, foram calculados os valores iniciais dos capacitores. Nota-se, ainda, na Figura 37 que as indutâncias da DGS não variam significativamente, em uma ampla faixa de frequências, graficamente, em uma faixa de 10 a 60 MHz. Isso mostra que a DGS projetada pode ser usada para ressonar dentro dessa faixa de frequências, condicionando a

escolha da frequência de ressonância pelo capacitor. Portanto, para fins de projeto, o valor de indutância que representa o comportamento da DGS usado é de 22,58 nH. Na Figura 38 é apresentado o fator Q , $Re\{Z_{DGS}\}$ e $Im\{Z_{DGS}\}$ da DGS em função da frequência considerando as faixas de 27 MHz e 40 MHz. Verifica-se que $Re\{Z_{DGS}\}$ possui valor próximo de $0,025 \Omega$ e $0,030 \Omega$ em toda a extensão das respectivas faixas de frequências consideradas nesse projeto. Além disso, $Im\{Z_{DGS}\} \approx 3,80 \Omega$ e $Im\{Z_{DGS}\} \approx 5,71 \Omega$, o que levam a $Q \approx 152$ e $Q \approx 190$ em 27 MHz e 40 MHz, respectivamente.

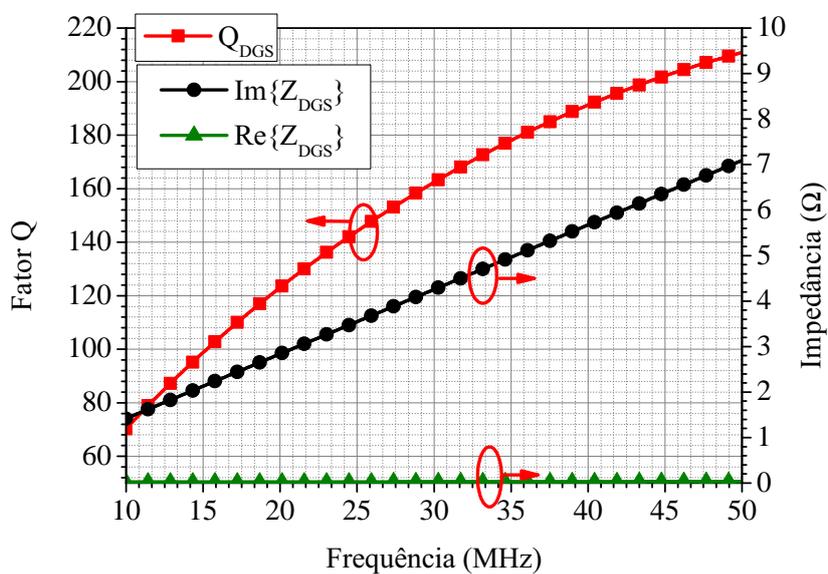
Figura 37 – Indutância da DGS em função da frequência.



Fonte: autoria própria.

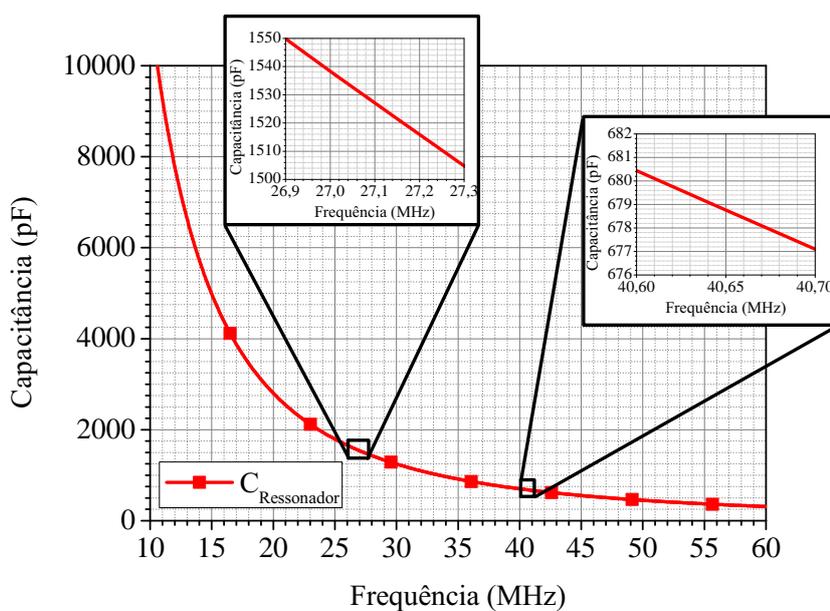
A partir disso, na Figura 39 são apresentados graficamente as capacitâncias necessárias para se obter um circuito ressonante na frequência escolhida. Recortes nas faixas de frequências desejadas desse projeto são mostrados na mesma figura. Considerando a pequena variação do valor de capacitância nessas faixas, os valores iniciais de projeto de C_n escolhidos foram de 1525 pF e 677,8 pF, respectivamente para 27,12 MHz e 40,68 MHz. Essas duas frequências são, respectivamente as frequências centrais das faixas ISM consideradas para essa proposta. Portanto, o capacitor correspondente é colocado juntamente à lacuna C_v , mostrada na Figura 36, onde antes eram usadas pela excitação de alimentação do dispositivo para verificar a impedância da DGS. Com isso, formam-se estruturas ressonantes de banda simples para as faixas de frequências de 27 MHz e 40 MHz.

Figura 38 – Fator Q em função da frequência da DGS para a faixa de 27 MHz e 40 MHz.



Fonte: autoria própria.

Figura 39 – Valores de capacitância correspondentes à frequência de ressonância desejada para o circuito.

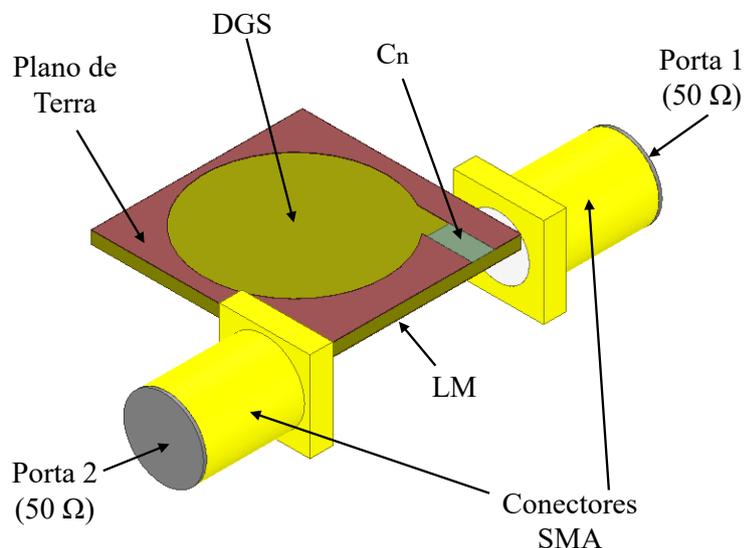


Fonte: autoria própria.

5.1.2 Projetos dos Filtros Rejeita-Faixa

O projeto do FRF que emprega o ressonador DGS com formato circular é apresentado nessa subseção. Na Figura 40 é mostrado o modelo de simulação EM desse dispositivo. Trata-se de um dispositivo de duas portas representadas pelos dois conectores SMA fixados em cada uma das pontas da LM, sendo que, as Portas 1 e 2, respectivamente, correspondem à entrada e à saída deste dispositivo. Além disso, a estrutura do FRF é composta por um capacitor C_n alocado na lacuna de excitação para formar um ressonador representado pelo conjunto DGS-capacitor.

Figura 40 – Modelo de simulação EM no *ANSYS Electronics* do FRF baseado em DGS.

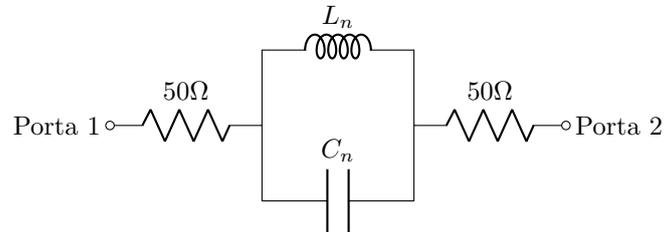


Fonte: autoria própria.

Na Figura 18 é apresentado o circuito equivalente do FRF. Nele o indutor L_n representa a indutância da DGS e C_n é o capacitor usado para cancelar o efeito indutivo da DGS e formar um ressonador LC. Já as resistências de 50Ω representam a impedância na entrada e na saída desse circuito. Como a indutância da DGS se mantém constante em uma ampla faixa de frequências utilizando os valores de capacitância iniciais de projeto para C_n , de 1525 pF e $677,8 \text{ pF}$, respectivamente para as frequências de $27,12 \text{ MHz}$ e $40,68 \text{ MHz}$, realizou-se o projeto dos dois FRF em ambiente de simulação EM. Além disso, para a validação dos resultados da simulação EM o circuito equivalente apresentado na Figura 41 foi simulado usando o ADS para as duas faixas de frequências. Os parâmetros S simulados são mostrados nas Figuras 42 e 43, respectivamente. Esses resultados demonstram uma boa aproximação dos resultados de simulação EM do ressonador

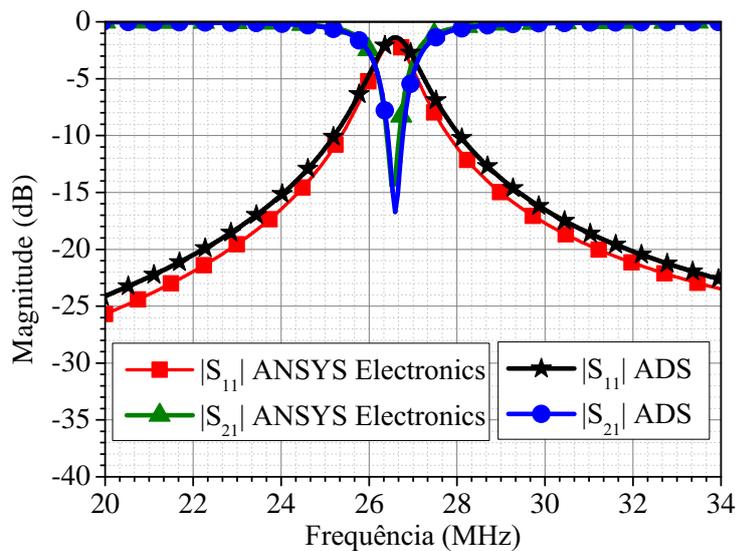
e da análise circuital de seu circuito equivalente para ambos os projetos.

Figura 41 – Circuito equivalente do FRF usando ressonador DGS.



Fonte: autoria própria.

Figura 42 – Parâmetros S do FRF baseado em DGS projetado na faixa de 27 MHz e obtidos através de simulação EM no *software ANSYS Electronics* e análise circuital de seu modelo equivalente no *software ADS*.

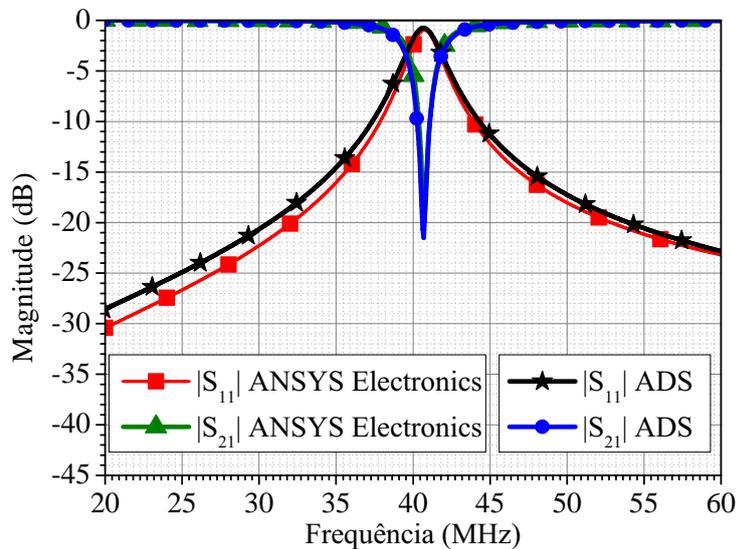


Fonte: autoria própria.

5.1.3 Projetos dos Sistemas de NF-WPT

Nesta etapa de projeto foram obtidos os parâmetros S dos dois sistemas de WPT cada um formado por dois FRF, operando como TX e RX, com os seus planos de terra de frente e separados por uma distância d . A Figura 44 apresenta o modelo de simulação EM dos sistemas de WPT baseados no modelo proposto. Os dois dispositivos apresentam dimensões idênticas e cada um desses dispositivos possui uma porta de excitação formando

Figura 43 – Parâmetros S do FRF baseado em DGS projetado na faixa de 40 MHz e obtidos através de simulação EM no *software ANSYS Electronics* e análise circuital de seu modelo equivalente no *software ADS*.



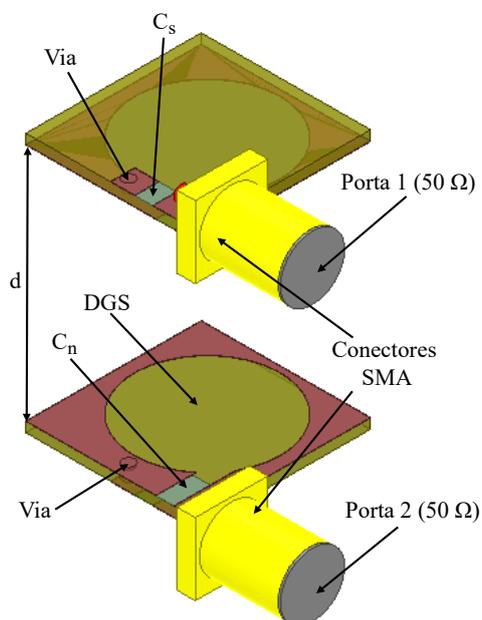
Fonte: autoria própria.

um sistema de duas portas. Além disso, o circuito deve estar casado em 50Ω para evitar reflexões nas entradas.

Assim como a primeira proposta de sistema de NF-WPT, o laminado dielétrico usado neste projeto foi o Rogers RO4003 cujas características elétricas do mesmo estão dispostas na Tabela 1.

No modelo de dupla banda uma LM com terminação em aberto é usada para realizar o casamento de impedância. Como a LM possui o comportamento de um capacitor e sua capacitância pode ser determinada pela equação 10, ao realizar a substituição da mesma por um dispositivo concentrado, no caso um capacitor SMD, o circuito equivalente do modelo proposto não sofre alteração. Portanto, na Figura 45 é apresentado o modelo circuital do sistema de WPT proposto, onde L_n representa a indutância da DGS e C_n é o capacitor posicionado na lacuna C_v para formar um ressonador juntamente com L_n . Além disso, C_s representa o capacitor usado para o casamento de impedância e os resistores de 50Ω representam as impedância vistas na entrada e saída do circuito. Ainda, com referência ao modelo de simulação EM, nota-se que o mesmo apresenta, além do capacitor C_n posto na lacuna da DGS, a estrutura apresenta o capacitor C_s posicionada na entrada

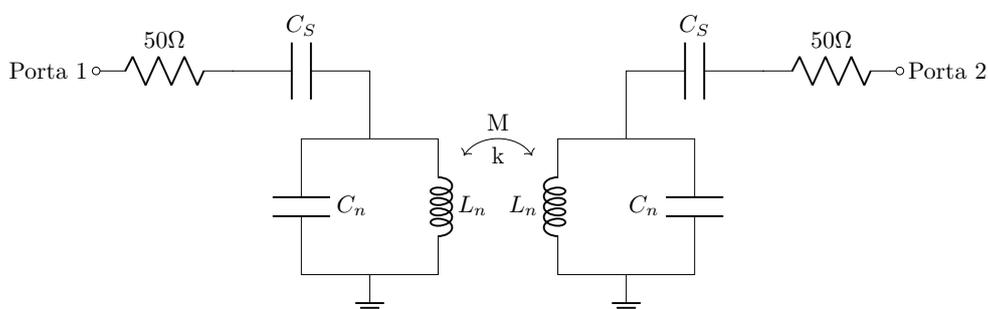
Figura 44 – Modelo de simulação EM do sistema WPT baseado em DGS para os projetos nas faixas de 27 e 40 MHz.



Fonte: autoria própria.

de ambos os dispositivos. Salienta-se, também, a existência de uma via de aterramento conectando um dos terminais do capacitor com o plano de terra do dispositivo. Na Figura 46 é apresentado sob duas perspectivas, superior e inferior, o dispositivo ressonante devidamente dimensionado, apontando o raio da DGS no tracejado vermelho e também o posicionamento dos capacitores C_n e C_s .

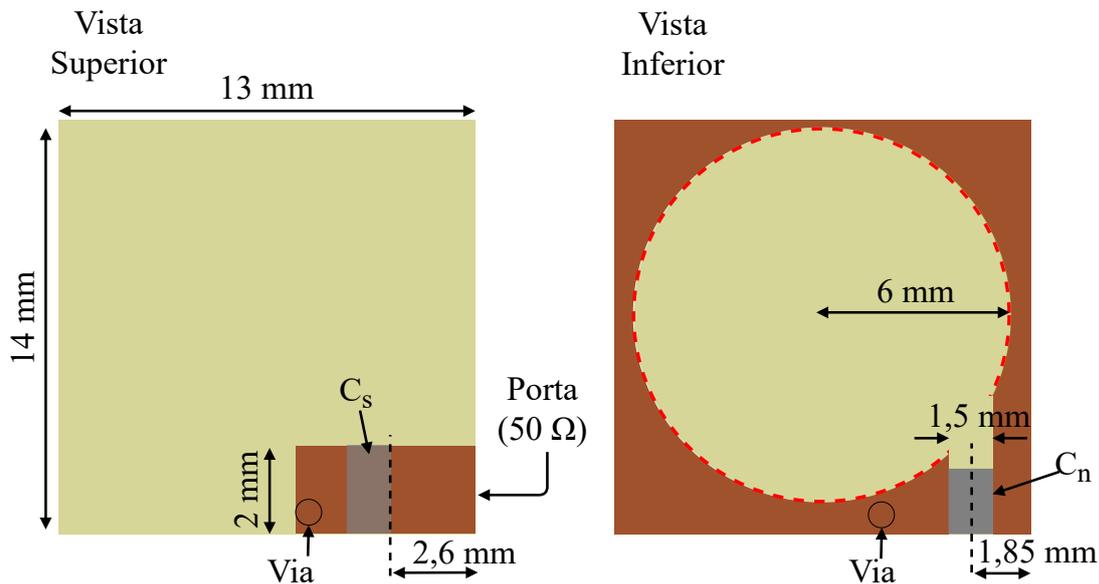
Figura 45 – Circuito equivalente do do sistema WPT baseado em DGS para os projetos nas faixas de 27 e 40 MHz.



Fonte: autoria própria.

Para obter o valor de capacitância de C_s para o melhor casamento de impedância dos dispositivos é realizado um estudo paramétrico em ambiente de simulação EM. Nas Fi-

Figura 46 – Dimensões finais do ressonador usado para formar os sistemas de NF-WPT proposto para as faixas de 27 MHz e 40 MHz sob vistas superior e inferior.

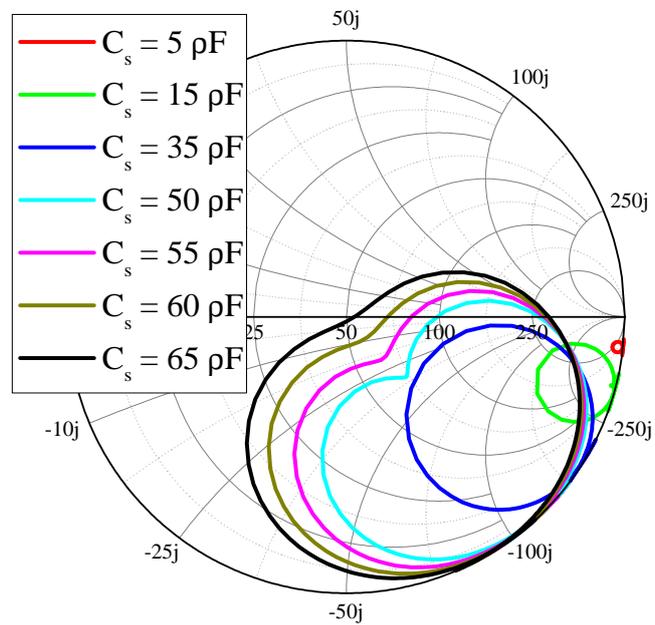


Fonte: autoria própria.

Figuras 47 e 48 são apresentados os parâmetros S_{11} na Carta de Smith (CS) dos respectivos projetos. Quanto mais próximas essas curvas estão do centro da CS, mais casadas estão as impedâncias de entrada dos dispositivos com a referência de 50 Ω. Portanto, os valores de C_s que apresentaram melhor casamento de impedância foram de 65 pF e 34 pF, respectivamente, para os projetos nas faixas de 27 MHz e 40 MHz. É importante, salientar que esses resultados foram obtidos ao realizar a simulação EM com uma distância fixa entre TX e RX de 20 mm. Essa distância foi usada para otimização de ambos os sistemas de WPT e os gráficos de $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$ simulados para essa distância são apresentados nas Figuras 49 e 50. Os mesmos indicam uma boa concordância entre os resultados simulados dos sistemas de WPT em ambientes EM e circuitual.

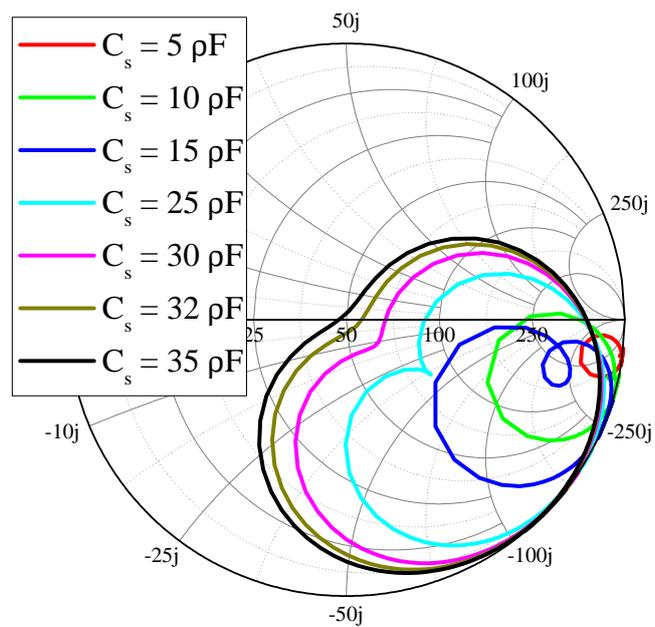
Para realizar a análise circuitual do modelo equivalente dos sistemas de NF-WPT propostos, os valores de M desses sistemas são extraídos por meio da análise EM. Nas Figuras 51 e 52 são mostrados graficamente os valores para M simulados, respectivamente, para os sistemas das faixas de 27 MHz e de 40 MHz. Aplicando esses valores na equação 12 é possível calcular o fator k desse sistema. Esses valores são apresentados nas Tabelas 4 juntamente com os outros parâmetros necessários para realizar a análise circuitual do modelo equivalente.

Figura 47 – Carta de Smith da impedância de entrada do sistema de NF-WPT para vários valores de C_s operando em 27,12 MHz.



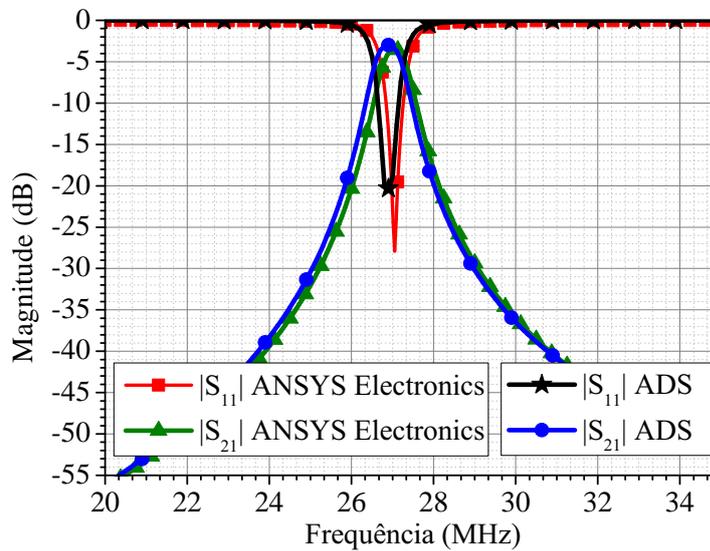
Fonte: autoria própria.

Figura 48 – Carta de Smith da impedância de entrada do sistema de NF-WPT para vários valores de C_s e operando em 40,68 MHz.



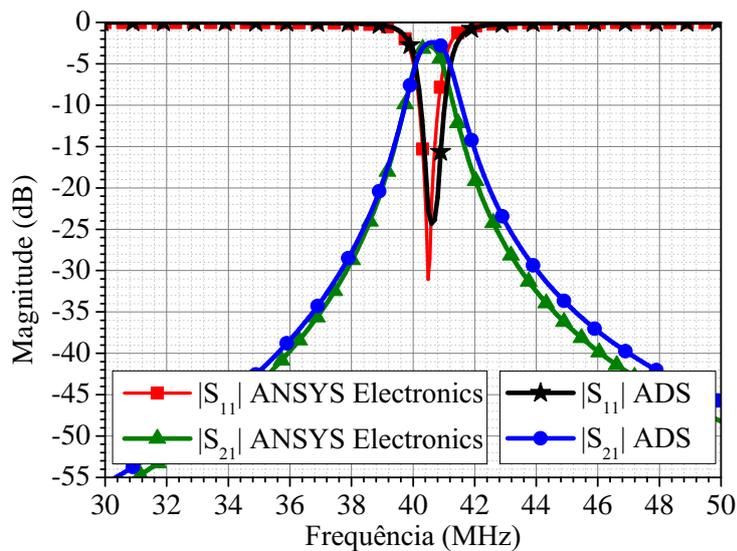
Fonte: autoria própria.

Figura 49 – Parâmetros S simulados do sistema NF-WPT operando na faixa de 27 MHz nos *softwares* de análises EM e circuital.



Fonte: autoria própria.

Figura 50 – Parâmetros S simulados do sistema NF-WPT operando na faixa de 40 MHz nos *softwares* de análises EM e circuital.

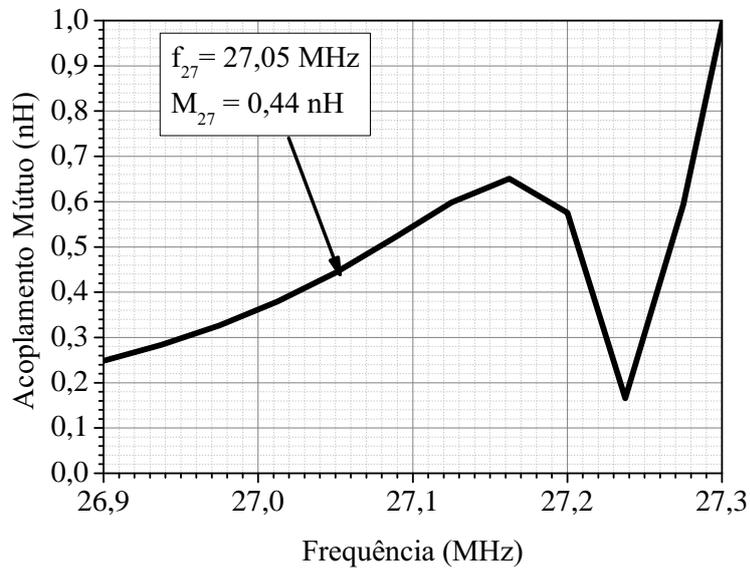


Fonte: autoria própria.

5.1.4 Construção dos Dispositivos DGS e Análise dos Resultados Medidos

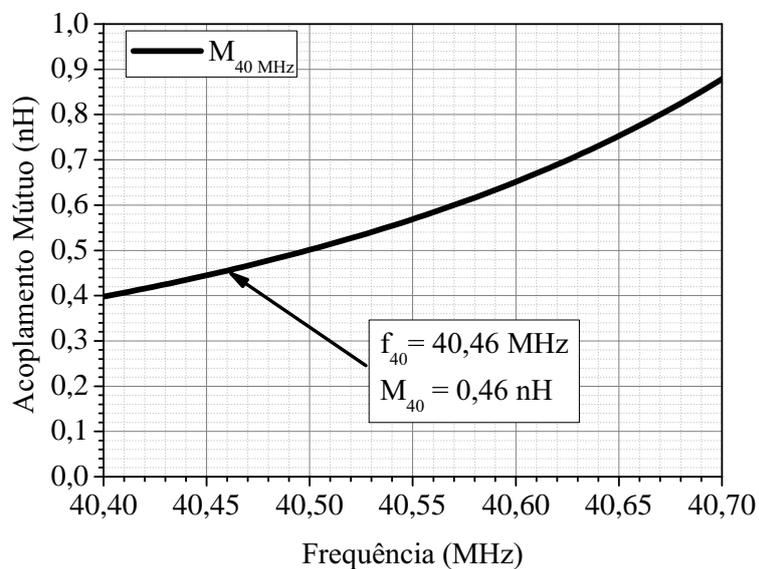
Foram construídos dois dispositivos baseados em DGS para cada sistema projetado. Como as dimensões dos dispositivos são iguais e apenas os capacitores são diferentes entre

Figura 51 – Acoplamento mútuo simulado do sistema de NF-WPT de 27 MHz.



Fonte: autoria própria.

Figura 52 – Acoplamento mútuo simulado do sistema de NF-WPT de 40 MHz.



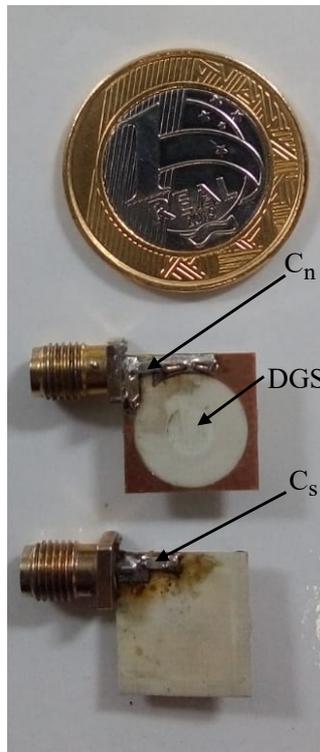
Fonte: autoria própria.

os dois, apenas um deles é mostrado na Figura 53. As medições realizadas com esses dispositivos formando o sistema de NF-WPT são demonstradas nas Figuras 54 e 55, que mostram a configuração de medição desses sistemas. Também nas Figuras 54 e 55 são apresentados os parâmetros $|S_{21}|$ medidos com TX e RX distanciados por 20 mm.

Tabela 4 – Parâmetros para simulação do circuito equivalente dos sistemas projetados operando nas faixas de 27 e 40 MHz.

Sistema NF-WPT	L_n	C_n	C_s	M_n	k_n	Q_n
27,05 MHz	22,58 nH	1500 pF	65 pF	0,44 nH	0,019	152
40,46 MHz	22,58 nH	650 pF	35 pF	0,46 nH	0,020	190

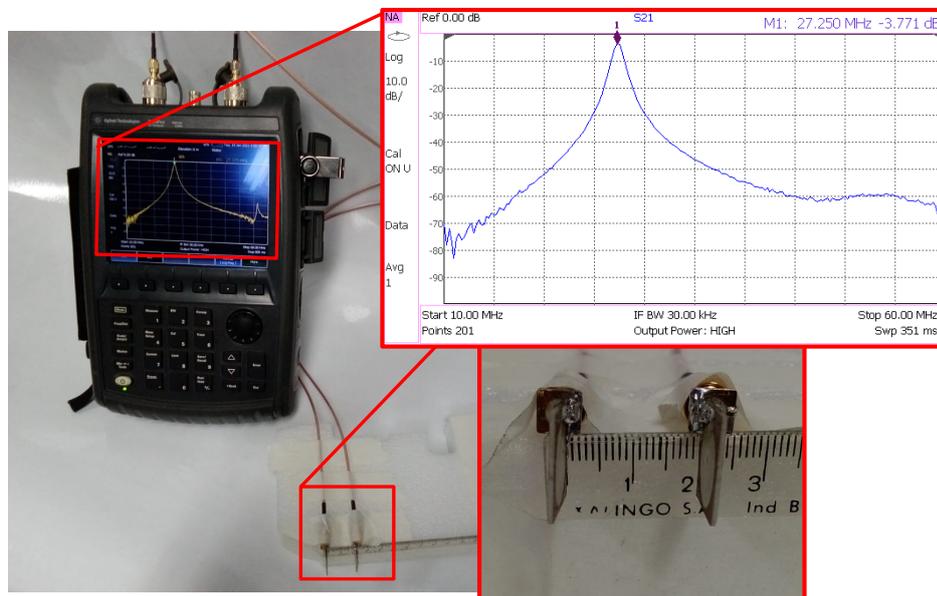
Figura 53 – Ressonador baseado em DGS de dupla banda construído.



Fonte: autoria própria.

As Figuras 54 e 55 mostram que os melhores resultados para $|S_{21}|$, considerando a frequência onde há maior η_{WPT} nas faixas de 27 MHz e 40 MHz, são de -3,771 dB em 27,25 MHz e -3,155 dB em 40,25 MHz. Isso representa uma degradação de 0,401 dB e 0,335 dB em relação aos melhores resultados obtidos em simulação EM, respectivamente. Apesar dos resultados medidos na faixa de 27 MHz terem apresentado um desvio em frequência de 0,2 MHz, o mesmo se manteve dentro da faixa ISM (26,957 a 27,283 MHz) para qual foi projetada a sua operação. Mesmo no projeto EM, na faixa de 40 MHz obteve-se o melhor resultado na frequência de 40,46 MHz, estando fora da faixa ISM (40,66 MHz a 40,7 MHz), apresentando em 40,66 MHz um valor de $|S_{21}|$ de -3,01

Figura 54 – Imagem da medição do sistema NF-WPT proposto na faixa de 27 MHz com distanciamento de 20 mm entre TX e RX.

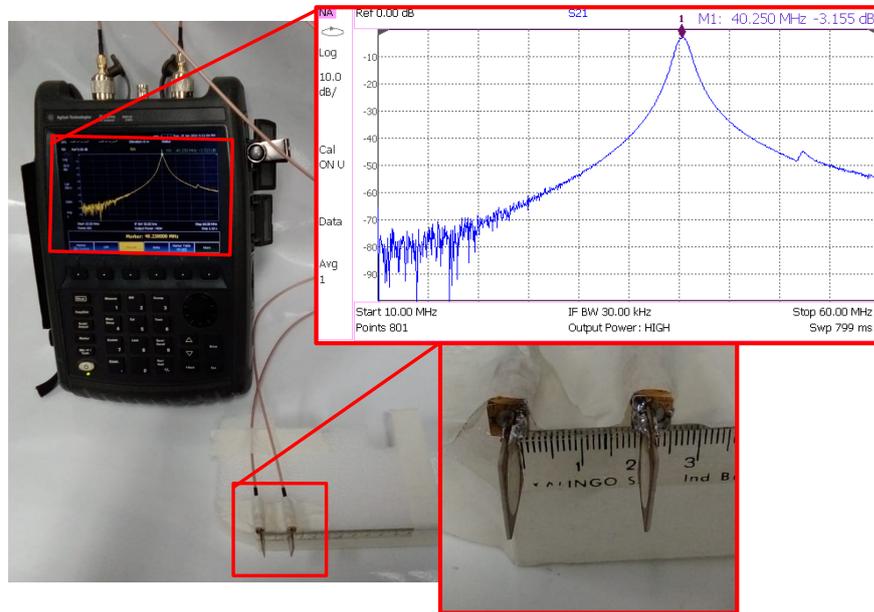


Fonte: autoria própria.

dB. Esse resultado foi obtido em função de não existiria capacitor SMD comercial no valor de capacitância necessário para ressonar dentro da faixa ISM. Portanto, o desvio de frequência considerando o melhor resultado medido de $|S_{21}|$ comparado ao melhor simulado foi de 0,23 MHz. Os parâmetros $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$, simulados e medidos são mostrados nas Figuras 56 e 57, respectivamente, dos projetos nas faixas de 27 e 40 MHz.

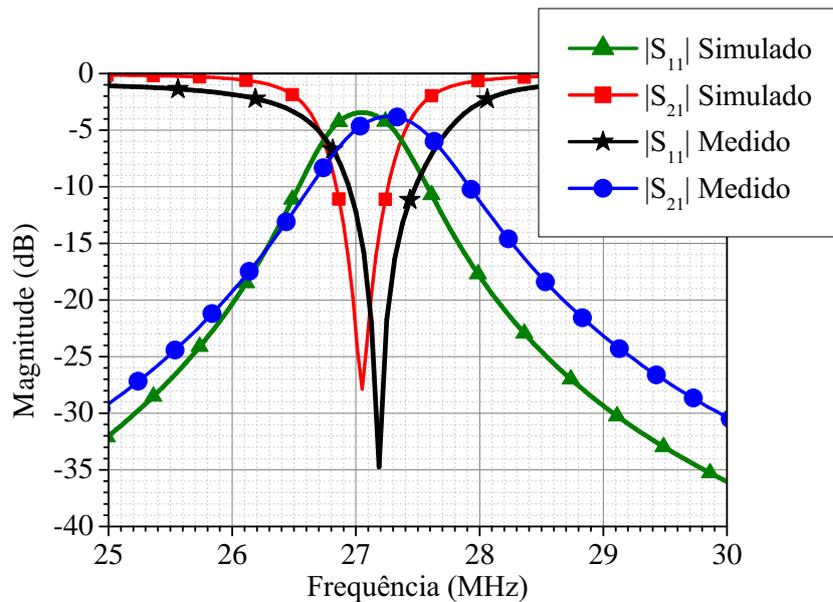
Os capacitores C_n e C_s SMD usados nos dispositivos do projeto na faixa de 27 MHz foram respectivamente de 1500 pF e dois capacitores associados em paralelo de 33 pF. Para o projeto na faixa de 40 MHz os capacitores usados foram de 620 pF e 33 pF. Esses dispositivos apresentam tolerâncias em seus valores nominais entre 5 e 10 %. A variação da capacitância e a baixa precisão no processo de alinhamento dos ressonadores TX e RX são fatores que levam aos desvios em frequência e às degradações dos resultados medidos. Em decorrência principalmente da tolerância dos capacitores, os dispositivos TX e RX não ressoam exatamente na mesma frequência, o que leva à degradação de $|S_{21}|$ medido comparado ao simulado. Esse fator pode explicar também, o pequeno desvio em frequência de $|S_{11}|$ medido em relação ao simulado. Considerando os gráficos medidos

Figura 55 – Imagem da medição do sistema NF-WPT proposto na faixa de 40 MHz com distanciamento de 20 mm entre TX e RX.



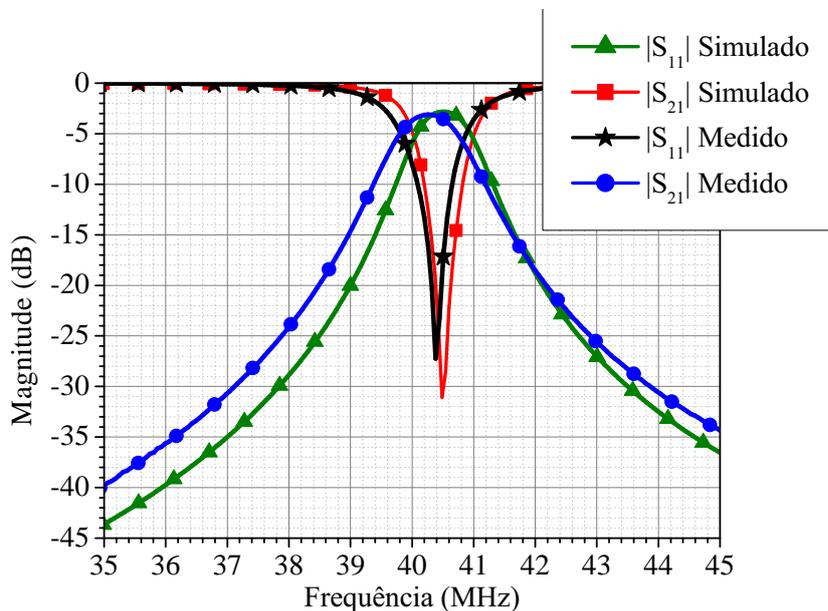
Fonte: autoria própria.

Figura 56 – Parâmetros S medidos e simulados do sistema NF-WPT operando na faixa de 27 MHz com distanciamento de 20 mm entre TX e RX.



Fonte: autoria própria.

Figura 57 – Parâmetros S medidos e simulados do sistema NF-WPT operando na faixa de 40 MHz com distanciamento de 20 mm entre TX e RX.

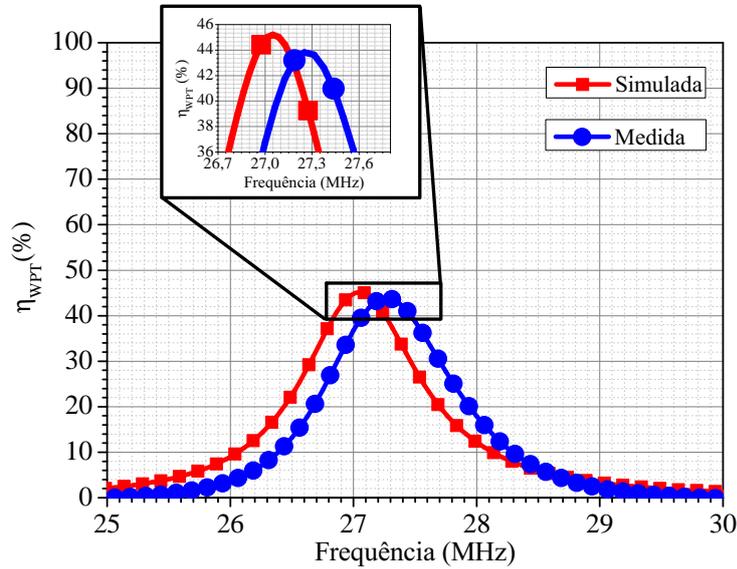


Fonte: autoria própria.

da Figura 54 na frequência de 27,18 MHz é obtida a menor reflexão com $|S_{11}| = -34,65$ dB, que indica 0,0343 % da potência refletida na entrada do sistema de WPT. Apesar disso, na frequência de 27,25 MHz, para qual se obteve a menor degradação de $|S_{21}|$, tem-se próximo de $|S_{11}| = -25$ dB, que indica também uma baixa potência refletida na entrada do sistema de cerca de 0,32 %. Resultados parecidos são constatados na Figura 55, onde o melhor valor de $|S_{11}|$ medido é encontrado na frequência de 40,38 MHz, aproximadamente de -27,10 dB, indicando um nível de 0,19 % de potência refletida. Já em 40,25 MHz para qual se obteve a menor degradação de $|S_{21}|$, tem-se próximo de $|S_{11}| = -17,9$ dB, indicando um nível de potência refletida de 1,62 %.

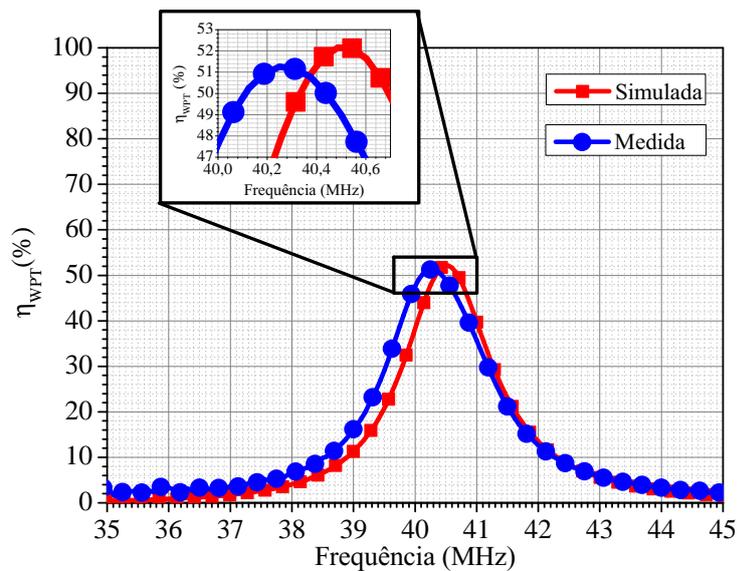
As degradações dos parâmetros $|S_{21}|$ medidos, considerando a distância otimizada entre TX e RX, em ambos os projetos, levam a uma menor η_{WPT} como é mostrado nas Figuras 58 e 59. Nesses gráficos é demonstrado que houve uma diminuição da η_{WPT} dos sistemas projetados. Na frequência de 27,25 MHz obteve-se uma η_{WPT} de 43,9 %, comparando-a com o melhor resultado simulado, em 27,05 MHz, conclui-se que houve uma diminuição de 1,38 %. Para a faixa de 40 MHz a melhor η_{WPT} medida, em 40,25 MHz, a eficiência foi de 51,1 %, 1,12 % abaixo do melhor resultado simulado de η_{WPT} em 40,46 MHz.

Figura 58 – η_{WPT} simulado e medido na distância otimizada de 20 mm entre TX e RX em função da frequência na faixa de 27 MHz.



Fonte: autoria própria.

Figura 59 – η_{WPT} simulado e medido na distância otimizada de 20 mm entre TX e RX em função da frequência na faixa de 40 MHz.

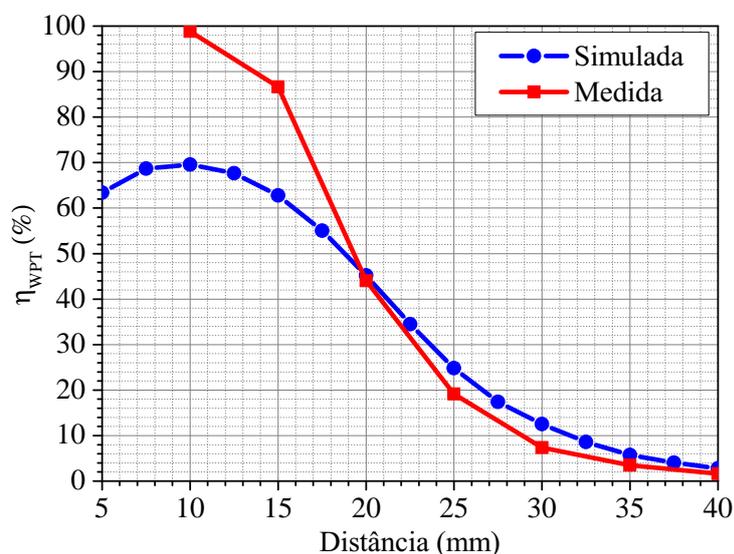


Fonte: autoria própria.

As medições foram realizadas usando um VNA para extrair os parâmetros S_{11} e S_{21} dos sistemas de WPT variando a distância entre os ressonadores de 10 mm até 40 mm

com passos de 5 mm. Nas Figuras 60 e 61 são apresentados, respectivamente, os gráficos de η_{WPT} simulados e medidos em função da variação do distanciamento entre TX e RX. Nota-se que há uma grande discrepância entre as η_{WPT} medidas e simuladas na Figura 60 nas distâncias de 10 e 15 mm. Nesses distanciamentos foram medidas, respectivamente, η_{WPT} de 98,8 % e 86,6 %. Essa elevada diferença deve-se aos $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$ medidos, em 27,25 MHz, serem respectivamente de, -4,02 dB e -2,29 dB em 10 mm, e -13,50 dB e -0,91 dB em 15 mm, divergindo dos parâmetros S obtidos em simulação EM como mostrado nas Figuras 62 e 63. Possíveis erros de posição e alinhamento entre TX e RX, nessas distâncias, podem ter levado a esses resultados. Apesar disso, o comportamento da η_{WPT} medida torna-se coerente ao simulado a partir dos resultados obtidos em 20 mm. No caso das η_{WPT} medidas e simuladas apresentada na Figura 61 não apresentam grandes discrepâncias, apresentando boa aproximação entre eles na distância ótima. Os parâmetros S_{11} e S_{21} medidos para diferentes distâncias dos dois sistemas detalhados são apresentados nos Anexos A.2 e A.3.

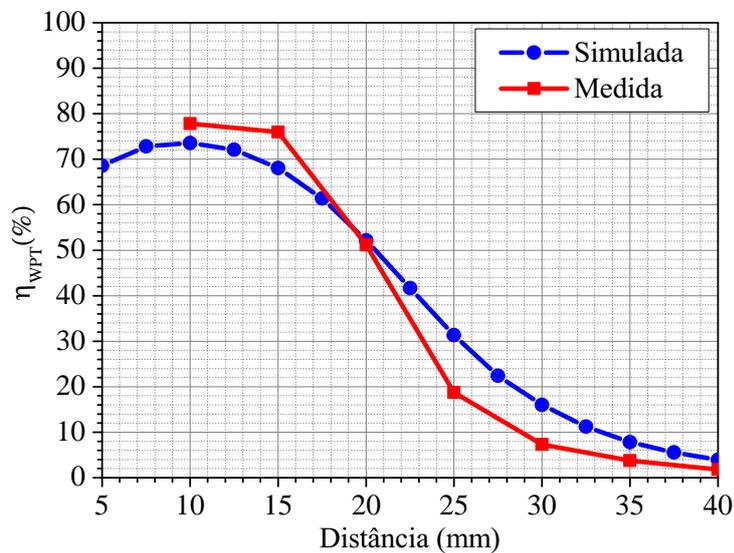
Figura 60 – Gráficos da η_{WPT} simulada e medida em função da distância entre os ressonadores TX e RX operando na frequência de 27,25 MHz.



Fonte: autoria própria.

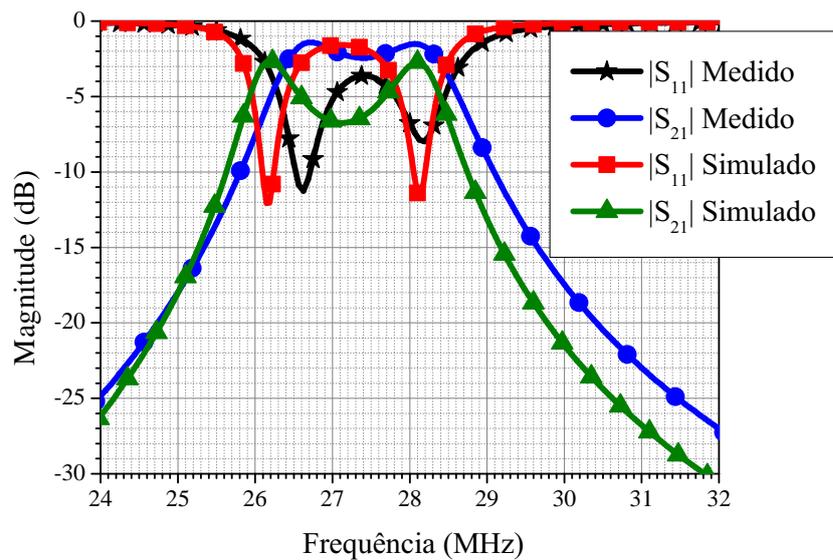
Nas Figuras 64 e 65 são apresentados, respectivamente, os gráficos de FoM simulados e medidos em função do distanciamento entre TX e RX. Como para calcular a FoM é considerado diretamente a η_{WPT} , a FoM medida na frequência de 27,05 MHz, mostrada

Figura 61 – Gráficos da η_{WPT} simulada e medida em função da distância entre os ressonadores TX e RX projetados para a faixa de 40,25 MHz.



Fonte: autoria própria.

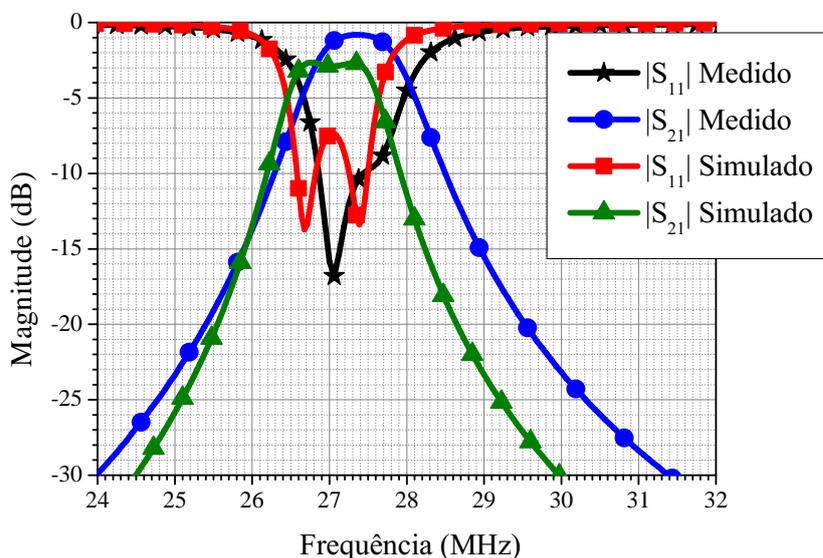
Figura 62 – $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$ simulados e medidos com ressonadores TX e RX operando na frequência de 27,25 MHz e separados por 10 mm.



Fonte: autoria própria.

na Figura 64 apresenta uma divergência significativa nas distâncias de 10 e 15 mm. No entanto, por conta da η_{WPT} medida e simulada apresentarem valores coerentes, na dis-

Figura 63 – $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$ simulados e medidos com ressonadores TX e RX operando na frequência de 27,25 MHz e separados por 15 mm.

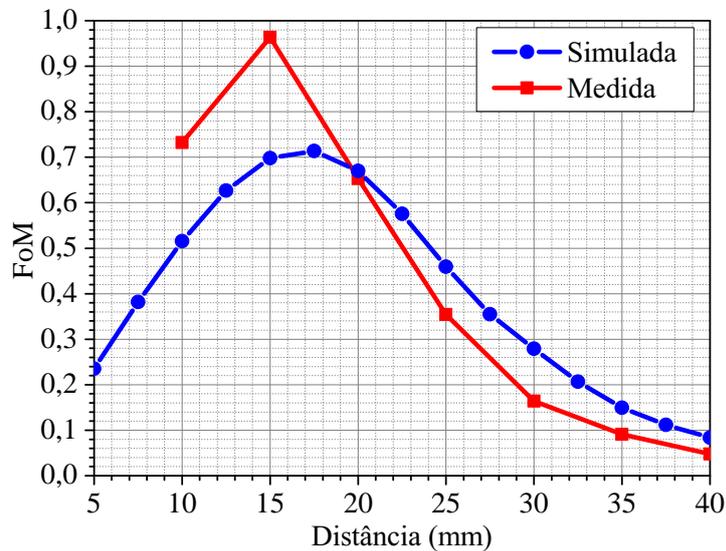


Fonte: autoria própria.

tância ótima a FoM medida é de 0,65, aproximadamente. Na Figura 65, mostra-se que a FoM medida na distância de 20 mm é de 0,75.

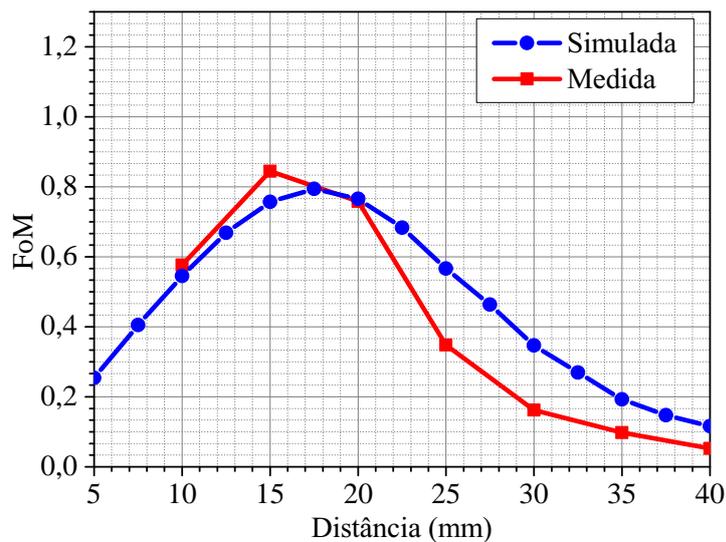
Os resultados das medições dos sistemas de WPT propostos demonstram boa concordância na distância otimizada de projeto em comparação ao seu modelo de simulação EM. Na Tabela 5.1.4 são apresentados os resultados obtidos em trabalhos que propõem sistemas de WPT operando em frequências próximas as dos dispositivos desenvolvidos. O trabalho de (WANG *et al.*, 2006) propõe um sistema de telemetria para uma prótese de retina usando duas pequenas bobinas para formarem uma sistema de banda dupla nas frequências de 1 MHz para transmissão de energia e 20 MHz para dados. Desconsiderando o fato de que esse trabalho apresenta um protótipo que opera em banda dupla, ambos os sistemas de NF-WPT propostos apresentam um dispositivo mais compacto, com um alcance e η_{WPT} maiores que o trabalho de (WANG *et al.*, 2006). Apesar disso, o sistema de banda dupla foi projetado para uma aplicação específica a qual os dispositivos propostos nessa seção não poderiam ser utilizados. Já o trabalho de (HEKAL *et al.*, 2016), que apresenta um sistema de WPT baseado em DGS em formato de espiral quadrada e opera na frequência de 50 MHz, apresenta η_{WPT} , alcance e FoM maiores que ambos os trabalhos propostos. No entanto o seu dispositivo ressonante possui uma área física pelo

Figura 64 – Gráficos da FoM simulada em função da distância entre os ressonadores TX e RX operando na frequência de 27,25 MHz.



Fonte: autoria própria.

Figura 65 – Gráficos da FoM simulada em função da distância entre os ressonadores TX e RX projetados para a faixa de 40,25 MHz.



Fonte: autoria própria.

menos 8 vezes maior. Ainda, em (CHALISE *et al.*, 2018) é proposto um sistema de WPT baseado em DGS em forma de espiral operando na frequência de 20 MHz. Esse sistema

apresenta uma η_{WPT} e distância entre TX e RX também maiores que ambos as propostas aqui apresentadas, além de ter uma FoM melhor que o projeto na faixa de 27,25 MHz. No entanto, o seu dispositivo ressonador apresenta uma área 13 vezes maior que os ressonadores projetados nesse trabalho e FoM menor que o dispositivo projetado para 40,25 MHz.

Tabela 5 – Comparação de sistemas WPT de trabalhos relacionados com o sistemas projetados operando nas faixas de 27 e 40 MHz.

Sistema WPT	A(mm ²)	d(mm)	f_0 (MHz)	η_{WPT} (%)	FoM
[1]	17 x 17	7	1 e 20	30 e 30	0,14 e 0,19
[2]	40 x 40	50	50	68,5	0,856
[3]	50 x 50	50	20	67,7	0,677
Projetado (27 MHz)	13 x 14	20	27,25	43,9	0,65
Projetado (40 MHz)	13 x 14	20	40,25	51,1	0,75

[1] - (WANG *et al.*, 2006); [2] - (HEKAL *et al.*, 2016); [3] - (CHALISE *et al.*, 2018).

5.2 Sistema de NF-WPT (6,78 MHz)

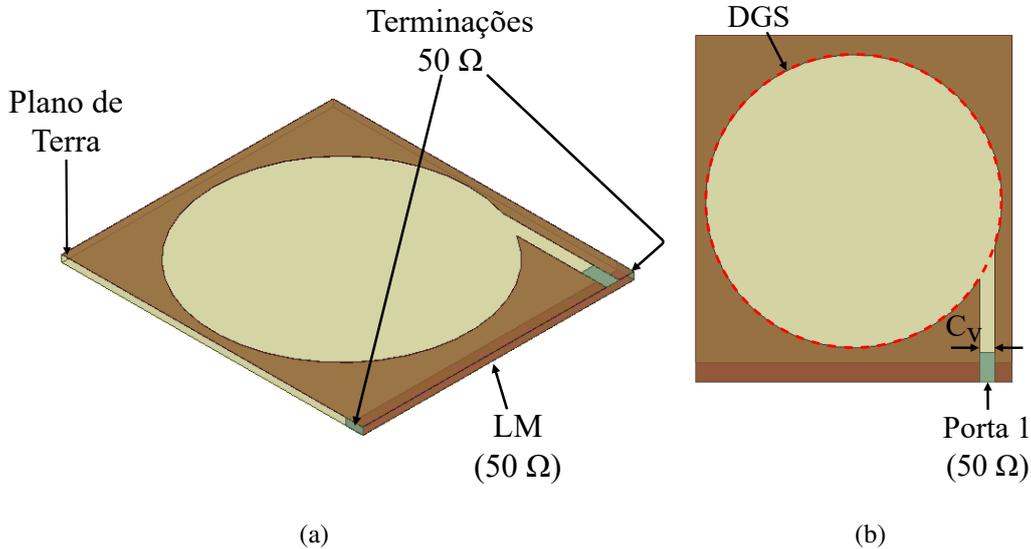
Além dos dois sistemas de NF-WPT apresentados na seção anterior, usando o mesmo princípio do modelo proposto, foi projetado um sistema de NF-WPT na faixa ISM com frequência central de 6,78 MHz. Essa faixa apresenta uma largura de banda de 30 kHz, compreendendo as frequências dentro do espectro de 6,765 a 6,795 MHz.

5.2.1 Indutância da DGS

O modelo de simulação EM usado primeiramente para se obter a indutância da DGS é mostrado na Figuras 66 (a) e (b). Nota-se que a estrutura é idêntica à utilizada para os sistemas de 27 e 40 MHz, no entanto as dimensões do dispositivos são maiores. Esse aumento do tamanho do dispositivos foi necessário para se elevar a indutância da DGS a fim de se obter uma η_{WPT} próxima de 50 % para em uma distância ótima de 35 mm.

Os resultados da simulação EM são mostrados na Figura 67. Nele é apresentado o gráfico da indutância da DGS em função da frequência. Assim como nos outros projetos, nota-se, ainda na Figura 67 que a indutância da DGS não varia significativamente em um

Figura 66 – Modelo de simulação EM no *ANSYS Electronics* do ressonador de banda única sob vistas isométrica (a) e superior (b).



Fonte: autoria própria.

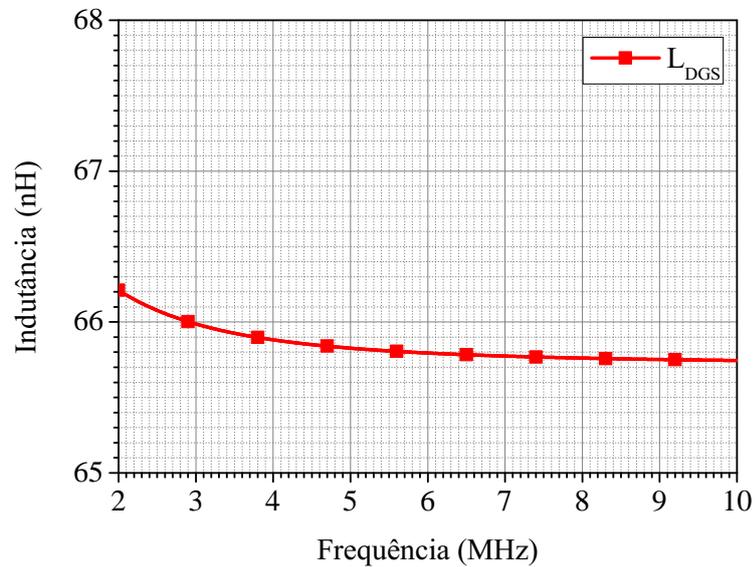
ampla faixa de frequências, abrangendo a faixa de frequência desse projeto. Demonstra-se com isso que essa DGS pode ser usada para ressonar nessa ampla faixa de frequências, condicionando a escolha da frequência de ressonância pelo capacitor usado para compor o ressonador. Assim, para fins de projeto, o valor da indutância usado para representar o comportamento da DGS é de 65,8 nH. Ainda, na Figura 68 é apresentado o fator Q , $Re\{Z_{DGS}\}$ e $Im\{Z_{DGS}\}$ da DGS em função da frequência. Verifica-se que $Re\{Z_{DGS}\} \approx 0,037 \Omega$ e $Im\{Z_{DGS}\} \approx 2,8 \Omega$ o que resulta em um $Q \approx 75$ na frequência central de 6,78 MHz.

Na Figura 69 são apresentadas graficamente as capacitâncias necessárias para se obter um circuito ressonante na frequência escolhida. Um recorte na faixa de frequências desejada para esse projeto é mostrado na mesma figura. Portanto, o valor inicial de projeto escolhido para C_n ressonar em 6,78 MHz foi de 8,35 nF. Assim, o capacitor correspondente é colocado na lacuna C_v , mostrada na Figura 66, para formar uma estrutura ressonante de banda simples.

5.2.2 Projeto do Filtro Rejeita-Faixa

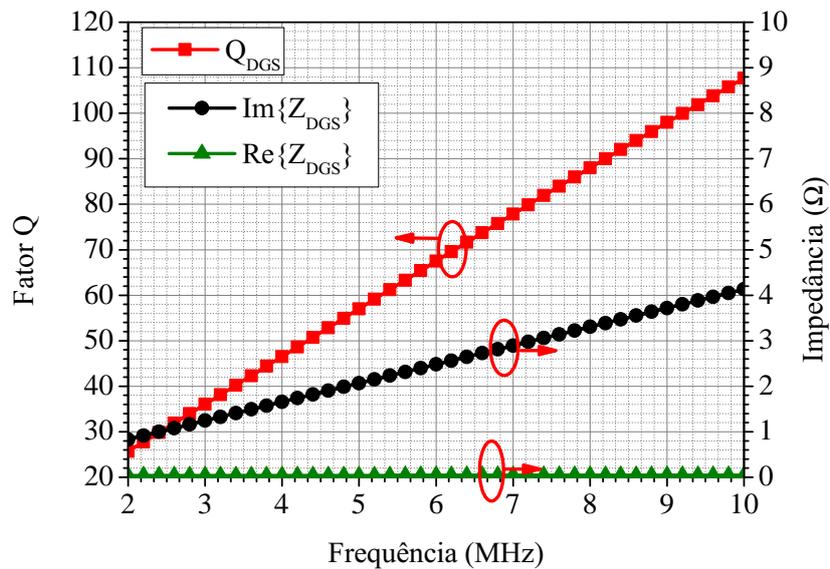
Na Figura 70 é mostrado o modelo de simulação EM do FRF que emprega o ressonador projetado para 6,78 MHz. Seu circuito equivalente é o mesmo apresentado na Figura

Figura 67 – Indutância da DGS em função da frequência projetada para o sistema de NF-WPT operar em 6,78 MHz.



Fonte: autoria própria.

Figura 68 – Fator Q em função da frequência da DGS para a faixa de 27 MHz e 40 MHz.

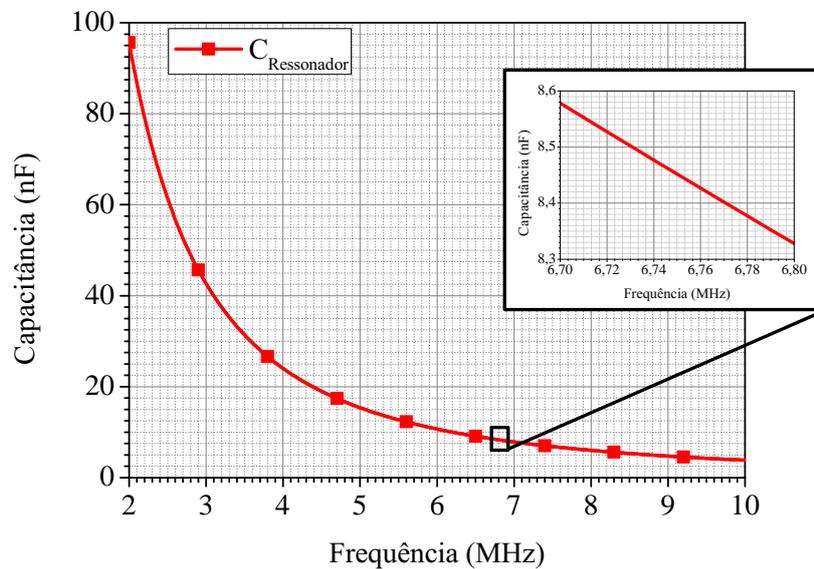


Fonte: autoria própria.

18. Assim, L_n representa a indutância dessa DGS de 65,8 nH e C_n o capacitor de 8,35 nF.

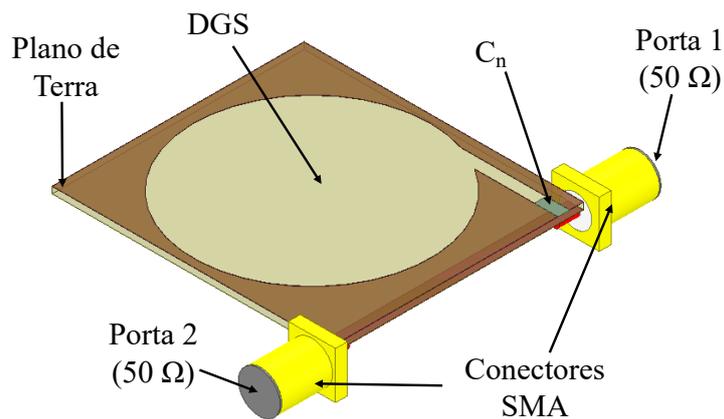
Os parâmetros $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$ resultantes de simulação EM e circuital são mostradas na

Figura 69 – Valores de capacitância correspondentes à frequência de ressonância desejada para o circuito.



Fonte: autoria própria.

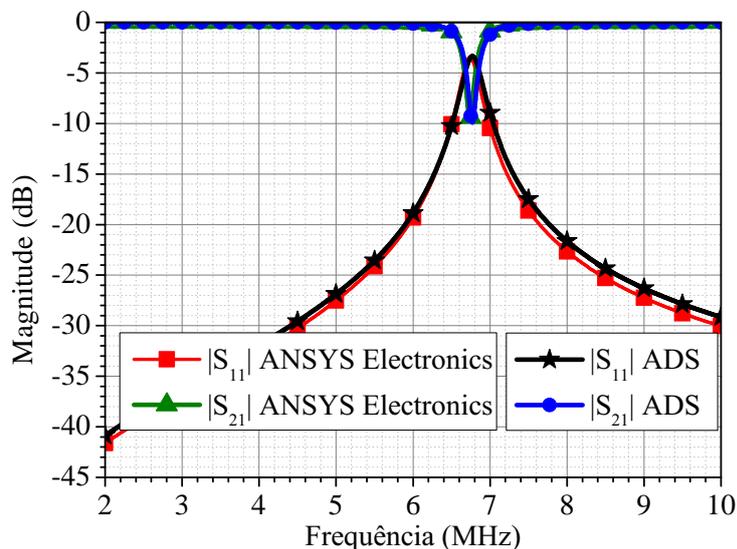
Figura 70 – Modelo de simulação EM no *ANSYS Electronics* do FRF baseado em DGS para o sistema de NF-WPT operando em 6,78 MHz.



Fonte: autoria própria.

Figura 71. Assim como nos projetos anteriores, esses resultados demonstram uma boa aproximação entre os resultados de simulação EM do e análise circuital.

Figura 71 – Parâmetros S do FRF baseado em DGS projetado para a frequência de 6,78 MHz e obtidos através de simulação EM no *software ANSYS Electronics* e análise circuital de seu modelo equivalente no *software ADS*.



Fonte: autoria própria.

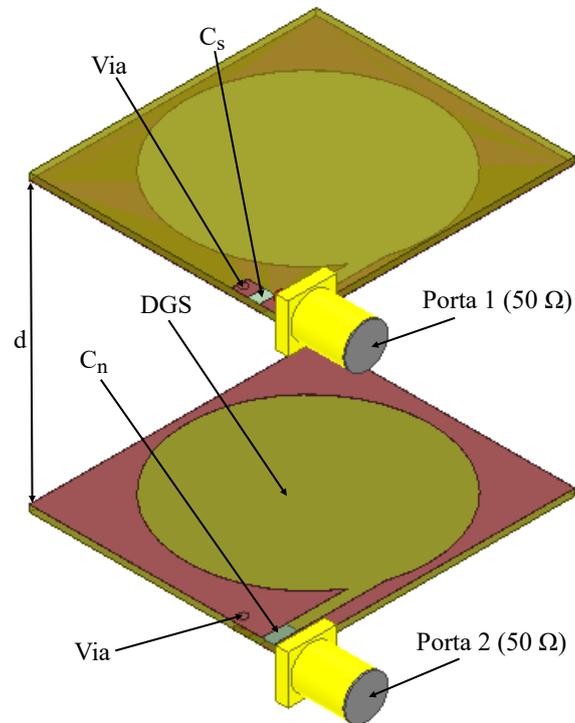
5.2.3 Projeto do Sistema de NF-WPT

Para o projeto do sistema de NF-WPT proposto, foram usados dois dos FRF projetados para comporem esse sistema. Assim, cada um desses dispositivos possui uma porta de excitação formando um sistema de duas portas. Além disso, a entrada desses dispositivos devem estar casadas em 50Ω para evitar um reflexões. A Figura 72 apresenta o modelo de simulação EM desse sistema com os dois dispositivos projetados com o laminado dielétrico Rogers RO4003.

O modelo circuital do sistema de NF-WPT desse projeto é o mesmo mostrado na Figura 45 onde L_n representa a indutância da DGS, C_n é o capacitor posicionado na lacuna C_v para formar um ressonador e C_s representa o capacitor usado para o casamento de impedância. Na Figura 46 é apresentado sob duas perspectivas, superior e inferior, o dispositivo ressonante devidamente dimensionado, apontando, o raio da DGS no tracejado vermelho e também o posicionamento dos capacitores C_n e C_s .

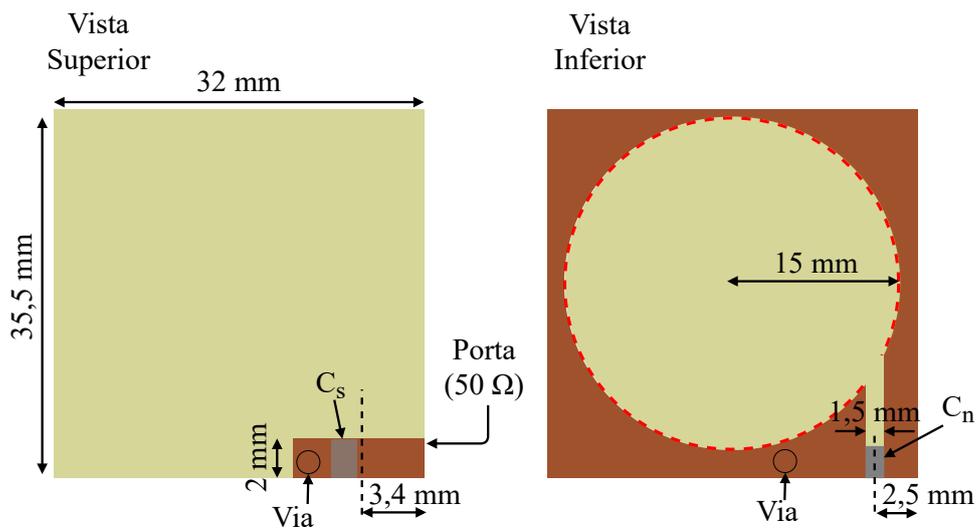
O resultado do estudo paramétrico do valor de capacitância de C_s para realizar o casamento de impedância dos dispositivos é mostrado na Figura 74. Assim, o melhor

Figura 72 – Modelo de simulação EM do sistema WPT baseado em DGS para o projeto operando na frequência 6,78 MHz.



Fonte: autoria própria.

Figura 73 – Dimensões finais do ressonador usado para formar os sistemas de NF-WPT proposto para as faixas de 27 MHz e 40 MHz sob vistas superior e inferior.

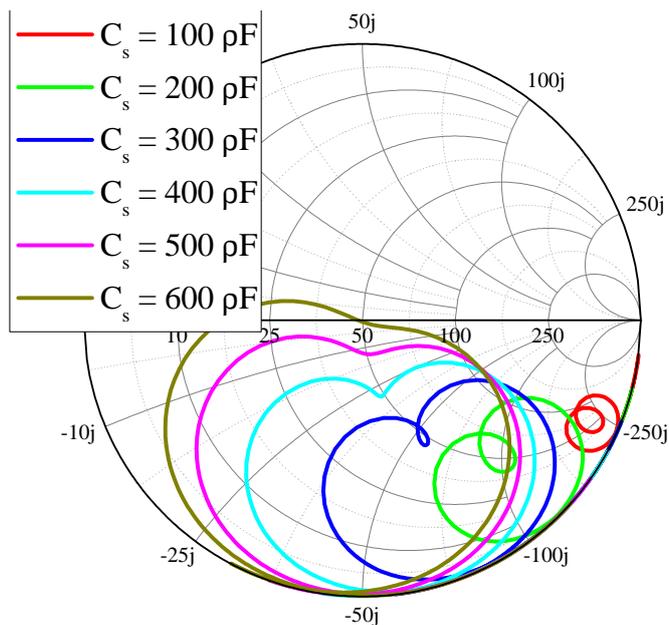


Fonte: autoria própria.

casamento de impedância é obtido usando um valor de C_s de 600 pF. Esses resultados foram obtidos ao realizar a simulação EM com uma distância fixa entre TX e RX de

35 mm. Essa distância foi usada para otimização do sistemas de WPT em ambiente de simulação EM e os gráficos de $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$ simulados para essa distância são apresentados nas Figuras 75, indicando uma boa concordância com o análise circuital.

Figura 74 – Carta de Smith da impedância de entrada do sistema de NF-WPT para vários valores de C_s operando em 6,78 MHz.



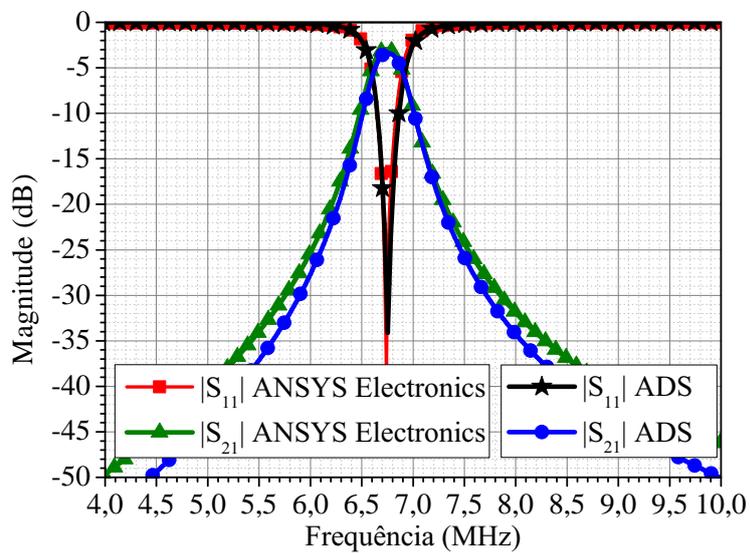
Fonte: autoria própria.

Para realizar a análise circuital do modelo equivalente dos sistema de NF-WPT propostos, o M simulado desse sistema é mostrado na Figura 76. Aplicando esses valores na equação 12 é possível calcular o fator k desse sistema. Esses valores são apresentados na Tabela 5.2.3 juntamente com os outros parâmetros necessários para realizar a análise circuital do modelo equivalente.

Tabela 6 – Parâmetros para simulação do circuito equivalente dos sistemas NF-WPT operando em 6,78 MHz.

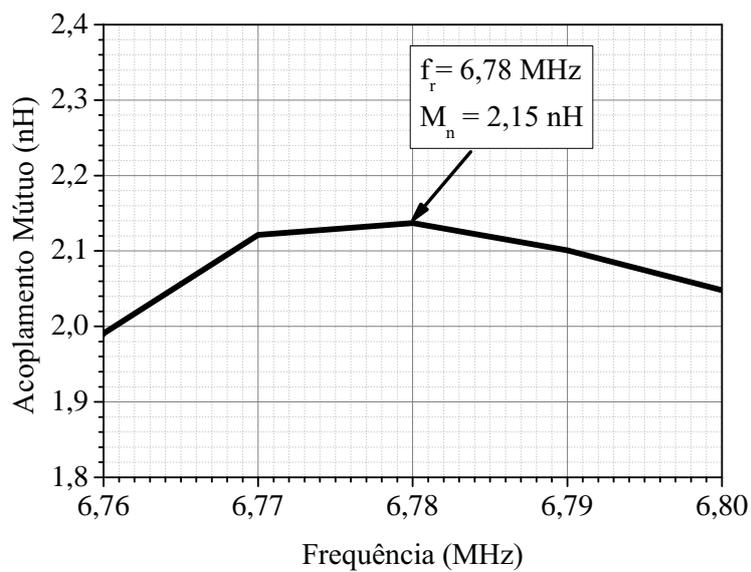
Sistema NF-WPT	L_n	C_n	C_s	M_n	k_n	Q_n
6,78 MHz	65,8 nH	8,2 nF	600 pF	2,15 nH	0,033	75

Figura 75 – Parâmetros S simulados do sistema NF-WPT operando na frequência de 6,78 MHz nos *softwares* de análises EM e circuital.



Fonte: autoria própria.

Figura 76 – Acoplamento mútuo simulado do sistema de NF-WPT de 6,78 MHz.

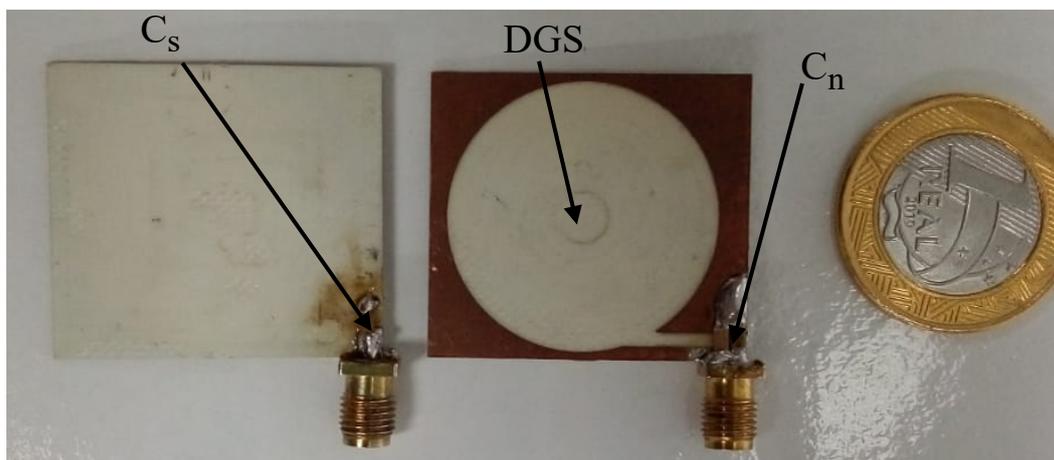


Fonte: autoria própria.

5.2.4 Construção dos Dispositivos DGS e Análise dos Resultados Medidos

Com os dispositivos contruídos, apresentados na Figura 77, foram realizadas as medições do sistema de NF-WPT conforme demonstrado na Figura 78. A Figura também apresenta o parâmetro $|S_{21}|$ medido com TX e RX distanciados por 35 mm que em 6,78 MHz, tem-se $|S_{21}|$ medido de -3,42 dB. Isso representa uma degradação de 0,05 dB em relação ao $|S_{21}|$ simulado em 6,78 MHz. Essa diferença, apesar de pequena, pode representar uma perda na η_{WPT} de cerca de 1,14 %. Isso é demonstrado na Figura 79 que apresenta η_{WPT} medido e simulado na distância ótima.

Figura 77 – Ressonadores baseados em DGS projetados para operarem em 6,78 MHz construído.

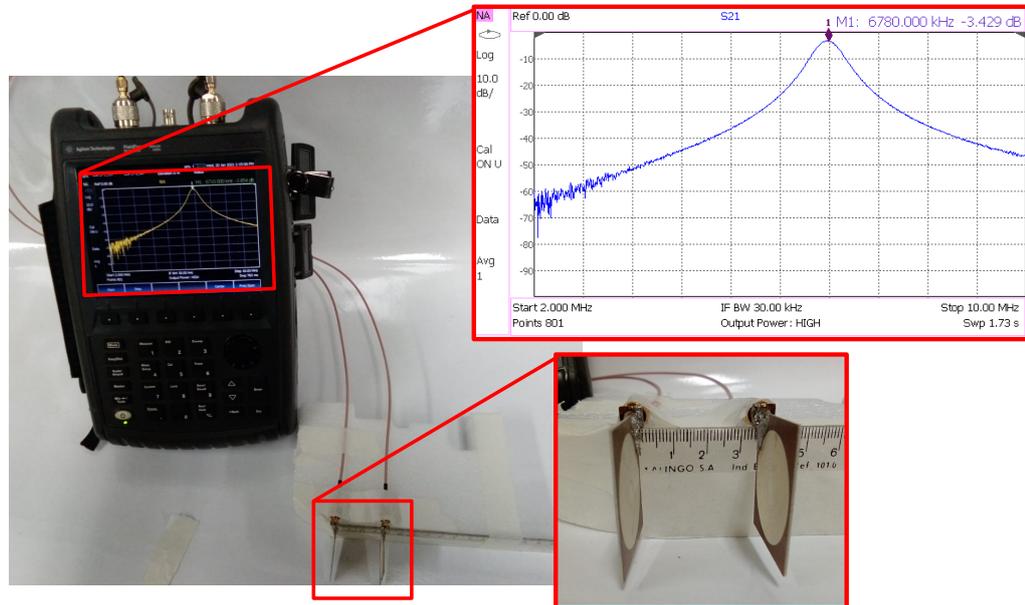


Fonte: autoria própria.

Para representar a capacitância C_n foram usados dois capacitores SMD em paralelo de 1,5 e 6,8 nF para se obter um valor próximo dos 8,2 nF usados na simulação EM. Já para C_s foi usado um capacitor SMD de 620 pF, valor esse 20 pF maior que o do usado em simulação EM. Como esses capacitores apresentam tolerância de $\pm 10\%$, levam os dispositivos TX e RX a não ressoarem exatamente na mesma frequência. Isso acarreta em uma leve degradação de $|S_{21}|$ e um pequeno desvio em frequência de $|S_{11}|$ medido em relação ao simulado. Na Figura 80, são apresentados os parâmetros $|S_{11}|$ e $|S_{21}|$ simulados e medidos na distância otimizada de 35 mm.

As medições foram realizadas usando um VNA para extrair os parâmetros S_{11} e S_{21} dos sistemas de WPT variando-se a distância entre os ressonadores de 10 mm até 70 mm com passos de 5 mm. Na Figura 60 e 61 são apresentados, respectivamente, os gráficos

Figura 78 – Imagem da medição do sistema NF-WPT proposto na frequência de 6,78 MHz com distanciamento de 35 mm entre TX e RX.

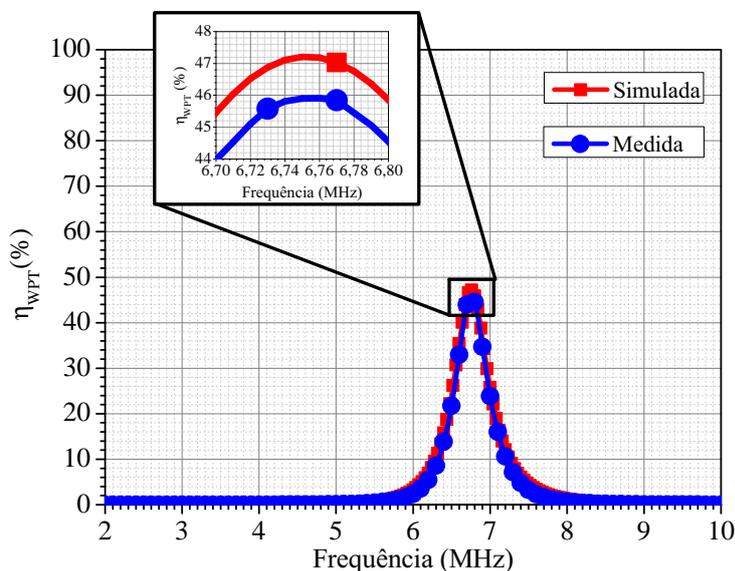


Fonte: autoria própria.

de η_{WPT} e FoM simulados e medidos em função da variação do distanciamento entre TX e RX. Nota-se que há uma boa aproximação entre os resultados apresentados e na frequência para qual a distância foi otimizada, de 35 mm, η_{WPT} e FoM medidos, foram de 45,2 % e 0,48, respectivamente. Além disso, os parâmetros S_{11} e S_{21} medidos para diferentes distâncias desse sistema são apresentados no Anexo A.3.

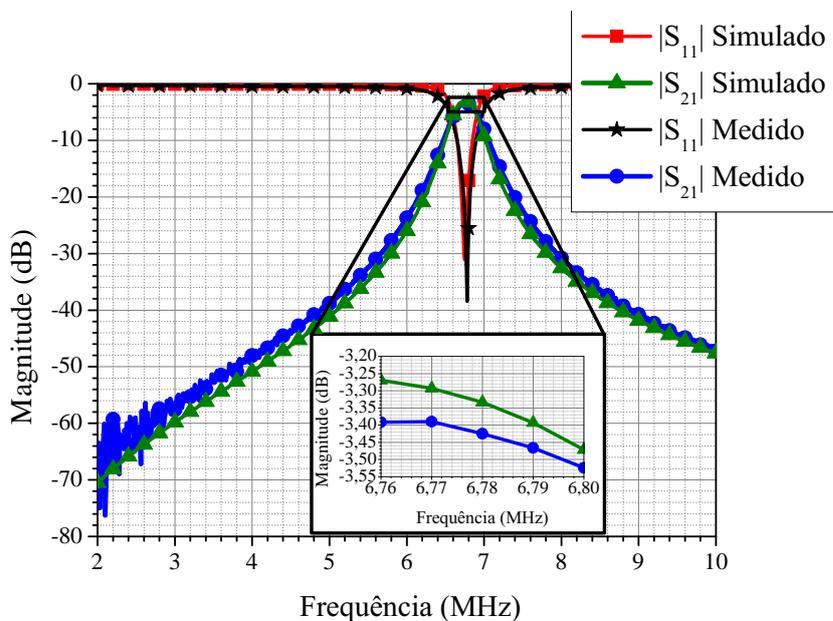
Os resultados das medições dos sistemas de NF-WPT propostos demonstram boa concordância em comparação ao seu modelo de simulação EM. Na Tabela 7 são apresentados os resultados obtidos em trabalhos que propõem sistemas de WPT operando em frequências próximas a do dispositivo desenvolvido. Como não foram encontrados estudos que implementem sistemas de WPT baseados em DGS nessa faixa de frequência, comparou-se os resultados obtidos com o trabalho de (AHN; MERCIER, 2016). Nele é empregado um TX de WPT, usando duas bobinas de tamanhos diferentes, que podem operar simultaneamente em 200 kHz e 6,78 MHz para alimentar dois RX operando em padrões de frequência diferentes, respectivamente, padrões WPC e A4WP. Comparando os seus resultados na frequência de 6,78 MHz com as do sistema projetado e detalhado nessa seção,

Figura 79 – η_{WPT} simulado e medido na distância otimizada de 35 mm entre TX e RX em função da frequência na faixa de 6,78 MHz.



Fonte: autoria própria.

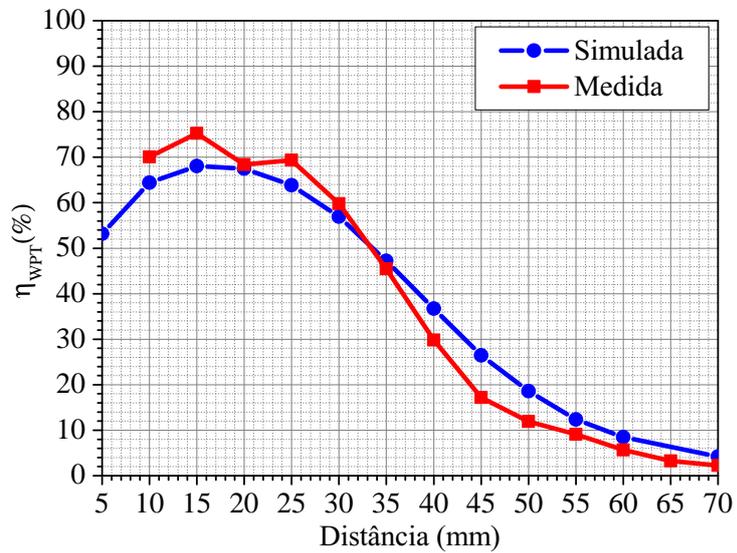
Figura 80 – Parâmetros S medidos e simulados do sistema NF-WPT operando na frequência de 6,78 MHz com distanciamento de 35 mm entre TX e RX.



Fonte: autoria própria.

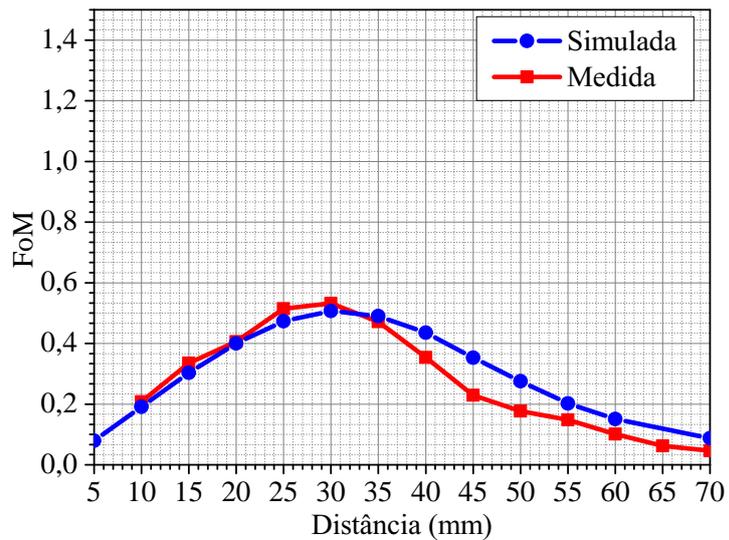
o mesmo apresenta uma η_{WPT} 32,9 % maior. Apesar disso, o projeto desenvolvido e relatado nessa seção possui um dispositivo TX mais compacto e um alcance maior, o que

Figura 81 – Gráficos da η_{WPT} simulada e medida em função da distância entre os ressonadores TX e RX operando na frequência de 6,78 MHz.



Fonte: autoria própria.

Figura 82 – Gráficos da FoM simulada em função da distância entre os ressonadores TX e RX operando na frequência de 6,78 MHz.



Fonte: autoria própria.

acarreta a um valor de FoM mais elevado que o do trabalho citado.

Tabela 7 – Comparação de sistemas WPT de trabalhos relacionados com o sistema operando em 6,78 MHz projetado.

Sistema WPT	A(mm ²)	d(mm)	f_0 (MHz)	η_{WPT} (%)	FoM
[1]	125 x 89	25	0,2 e 6,78	70,6 e 78,1	0,17 e 0,19
Projetado (6,78 MHz)	32 x 35,5	35	6,78	45,2 %	0,48

1 - (AHN; MERCIER, 2016).

6 CONCLUSÕES

Nesse trabalho foram projetados, construídos e medidos sistemas de NF-WPT com o intuito de explorar o uso de ressonadores DGS para compactação desses sistemas. Nesse sentido, quatro projetos foram apresentados aplicando esse conceito. Primeiramente, foi detalhado um sistema de dupla banda operando em bandas ISM e visando aplicações que requerem transferência de energia e dados. Em sequência, outros três projetos de banda única são apresentados implementando um modelo de dispositivo DGS que substitui a LM, usada para o casamento de impedâncias desses dispositivos, por um capacitor SMD para que os dispositivos se mantenham compactos mesmo operando em faixas ISM inferiores a 100 MHz. Além disso, dois desses projetos utilizam a mesma estrutura de DGS mostrando que a frequência de ressonância pode ser controlada ao selecionar o valor de capacitância associada a ele.

Os dispositivos DGS implementados apresentam para o caso de dupla banda uma geometria usando círculos de tamanhos diferentes e sobrepostos, geometria essa não encontrada no melhor esforço de pesquisa da literatura relacionada. Essa diferença de tamanho entre os ressonadores foi realizada visando a compactação do dispositivo mantendo o mesmo nível de η_{WPT} nas duas faixas de frequências. Os projetos de banda única foram projetados com o mesmo intuito de se obter ressonadores compactos, mas operando em faixas frequências mais baixas. Nessas faixas de frequência são encontrados trabalhos que aplicam o conceito DGS, no entanto, são dispositivos que possuem tamanhos comparáveis ao de bobinas convencionais. Apesar dos projetos desenvolvidos apresentarem η_{WPT} medidas menores do que as medidas em trabalhos relacionados, foi possível obter estruturas com dimensões reduzidas.

O sistema de banda dupla foi otimizado para que na distância de 15 mm apresentasse altos valores FoM. Mesmo que as η_{WPT} medidas tenham sofrido degradações, o

valor de FoM na frequência de 440,188 MHz pode ser considerado compatível aos valores obtidos em trabalhos que implementam sistemas em frequências próximas, no entanto com dimensões menores. Além disso, o fato de se usar capacitores comerciais de valores menores do que o projetado, levou a um desvio em frequência de 6,92 MHz, fazendo com que o sistema projetado operasse fora da faixa ISM de 433 MHz. No entanto, na frequência de 918,75 MHz, mesmo com degradação pelo mesmo motivo, o valor de FoM se manteve alto quando comparado aos trabalhos semelhantes que operam nessa faixa de frequências. Ambas as degradações observadas podem ser decorrentes da baixa precisão no alinhamento entre os ressonadores TX e RX ocasionado por imprecisões mecânicas no aparato de medição utilizado. Ainda assim, o ressonador de dupla banda projetado e construído apresenta dimensões totais de $11,7 \times 10,2 \text{ mm}^2$. Novamente, na pesquisa realizada, não foi encontrado dispositivo baseado em DGS usado em sistemas de NF-WPT que apresentasse essas dimensões, sugerindo a contribuição desse trabalho no desenvolvimento do estado da arte.

Para os dois sistemas de banda única nas frequências de 27,25 MHz e 40,25 MHz baseados no modelo proposto, os resultados medidos apresentaram boa concordância com os simulados para a distância de 20 mm. Apesar das pequenas degradações de η_{WPT} e desvios em frequência, o FoM para o qual esses dispositivos foram otimizados mantiveram-se em valores próximos aos obtidos em simulação EM. Ainda, mesmo que as FoMs estejam abaixo quando comparadas aos dos trabalhos relacionados citados, o ressonador DGS desenvolvido apresenta dimensões entre 8 e 13 vezes menores que as referências. No sistema que emprega o mesmo modelo proposto e foi projetado para operar na faixa ISM de 6,78 MHz, seus resultados medidos indicam também, boa concordância com a simulação EM. Isso mostra que a proposta de substituição da LM por um capacitor para realizar o casamento de impedância do sistema é possível, mantendo os dispositivos compactos mesmo em faixas de frequências mais baixas.

Como possíveis trabalhos futuros, sugere-se:

- Realizar um estudo da influência do desalinhamento entre os ressonadores TX e RX na η_{WPT} ;
- Projetar sistemas multibandas baseados em DGS em faixas de frequências usando os dispositivos de banda única construídos;

- Desenvolver sistemas integrados aos dispositivos DGSs para converter a potência de RF recebida para corrente contínua.

REFERÊNCIAS

AHN, D.; MERCIER, P. P. Wireless Power Transfer with Concurrent 200-kHz and 6.78-MHz Operation in a Single-Transmitter Device. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S.l.], v. 31, n. 7, p. 5018–5029, 2016.

ATALLAH, e. a. Compact coupled resonators for small size dual-frequency wireless power transfer (DFWPT) systems. **IET Microwaves, Antennas and Propagation**, [S.l.], v. 14, n. 7, p. 617–628, 2020.

BALANIS, C. A. **Antenna theory: analysis and design**. [S.l.]: John wiley & sons, 2015.

BARAKAT, A. *et al.* Triple-Band Near-Field Wireless Power Transfer System Using Coupled Defected Ground Structure Band Stop Filters. **IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest**, [S.l.], v. 2019-June, p. 1411–1414, 2019.

BARAKAT, A. *et al.* High Isolation Simultaneous Wireless Power and Information Transfer System Using Coexisting DGS resonators and Figure-8 Inductors. , [S.l.], p. 1172–1175, 2020.

BROWN, W. C. The history of power transmission by radio waves. **IEEE Transactions on microwave theory and techniques**, [S.l.], v. 32, n. 9, p. 1230–1242, 1984.

CHALISE, S. *et al.* High efficiency wireless power transfer system using spiral DGS resonators through biological tissues. **IMBioc 2018 - 2018 IEEE/MTT-S International Microwave Biomedical Conference**, [S.l.], v. 1, p. 43–45, 2018.

DAUTOV, K.; GUPTA, R.; HASHMI, M. A Performance Enhanced Dual-band Wireless Power Transfer System for Practical ISM Bands. **Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC**, [S.l.], v. 2019-Decem, p. 1259–1261, 2019.

DAUTOV, K. *et al.* Recent Advancements in Defected Ground Structure-Based Near-Field Wireless Power Transfer Systems. **IEEE Access**, [S.l.], v. 8, p. 81298–81309, 2020.

HEKAL, S.; ABDEL-RAHMAN, A. B. New compact design for short range wireless power transmission at 1GHz using H-slot resonators. *In: EUROPEAN CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION (EUCAP), 2015., 2015. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5.

HEKAL, S. *et al.* A novel technique for compact size wireless power transfer applications using defected ground structures. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S.l.], v. 65, n. 2, p. 591–599, 2016.

HEKAL, S. *et al.* Asymmetric strongly coupled printed resonators for wireless charging applications. *In: IEEE 17TH ANNUAL WIRELESS AND MICROWAVE TECHNOLOGY CONFERENCE (WAMICON), 2016., 2016. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5.

HEKAL, S. *et al.* Compact wireless power transfer system using defected ground bandstop filters. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, [S.l.], v. 26, n. 10, p. 849–851, 2016.

HEKAL, S. *et al.* **Compact Size Wireless Power Transfer Using Defected Ground Structures**. [S.l.: s.n.], 2019. 35 p.

IET ENERGY, E. **Wireless Power Transfer: theory, technology, and applications**. [S.l.: s.n.], 2018.

IMURA, T. **Wireless Transfer Power**. [S.l.: s.n.], 2020.

JUNG, J. *et al.* Power enhancement of microwave oscillator using a high-Q spiral-shaped DGS resonator. *In: ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE, 2006., 2006. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2006. p. 635–640.

Karmakar, N. C.; Roy, S. M.; Balbin, I. Quasi-static modeling of defected ground structure. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S.l.], v. 54, n. 5, p. 2160–2168, 2006.

- KURS, A. *et al.* Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. **science**, [S.l.], v. 317, n. 5834, p. 83–86, 2007.
- LANDT, J. The history of RFID. **IEEE potentials**, [S.l.], v. 24, n. 4, p. 8–11, 2005.
- LU, Y.; KI, W.-H. **CMOS Integrated Circuit Design for Wireless Power Transfer**. [S.l.: s.n.], 2018.
- Malhotra, S.; Hashmi, M. Near-Field WPT using Defected Ground Structures for UHF RFID Applications. *In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON RFID TECHNOLOGY AND APPLICATIONS (RFID-TA), 2019., 2019. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2019. p. 16–21.
- Malhotra, S. *et al.* Dual-band WPT system using Semi-H DGS for Biomedical Applications. *In: IEEE ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE (APMC), 2019., 2019. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2019. p. 720–722.
- Nikitin, P. V.; Rao, K. V. S.; Lazar, S. An Overview of Near Field UHF RFID. *In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON RFID, 2007., 2007. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2007. p. 167–174.
- PANDEY, A. **Practical microstrip and printed antenna design**. [S.l.]: Artech House, 2019.
- POZAR, D. M. **Microwave engineering**. [S.l.]: John wiley & sons, 2011.
- RADIO, I.; FREQUENCIES, I. ARTICLE 5 Frequency allocations. **Section IV–Table of Frequency Allocations**, [S.l.], 2012.
- RIM, C. T.; MI, C. **Wireless Power Transfer for Electric Vehicles and Mobile Devices**. [S.l.: s.n.], 2017.
- Saad, M. R. *et al.* High FOM Dual Band Wireless Power Transfer using Bow-tie Defected Ground Structure Resonators. *In: IEEE WIRELESS POWER TRANSFER CONFERENCE (WPTC), 2018., 2018. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–4.
- SUN, T.; XIE, X.; WANG, Z. **Wireless power transfer for medical microsystems**. [S.l.: s.n.], 2013. 1–183 p. v. 9781461477.

TAHAR, F. *et al.* Dual-Band Defected Ground Structures Wireless Power Transfer System With Independent External and Inter-Resonator Coupling. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, [S.l.], v. 64, n. 12, p. 1372–1376, 2017.

TAHAR, F. *et al.* 1.06 FoM and Compact Wireless Power Transfer System Using Rectangular Defected Ground Structure Resonators. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, [S.l.], v. 27, n. 11, p. 1025–1027, 2017.

TAHAR, F. *et al.* Compact Dual-Band Wireless Power Transfer Using Overlapped Single Loop Defected Ground Structure. **2018 IEEE Wireless Power Transfer Conference, WPTC 2018**, [S.l.], v. 1, p. 2018–2021, 2019.

TESLA, N. The transmission of electrical energy without wires. **Electrical World and Engineer**, [S.l.], v. 1, p. 1904, 1904.

VERMA, S.; RANO, D.; HASHMI, M. A novel miniaturized band stop filter using fractal type defected ground structure (DGS). *In: IEEE ASIA PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE (APMC), 2017., 2017. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2017. p. 799–802.

WANG, G. *et al.* A dual band wireless power and data telemetry for retinal prosthesis. **Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology - Proceedings**, [S.l.], p. 4392–4395, 2006.

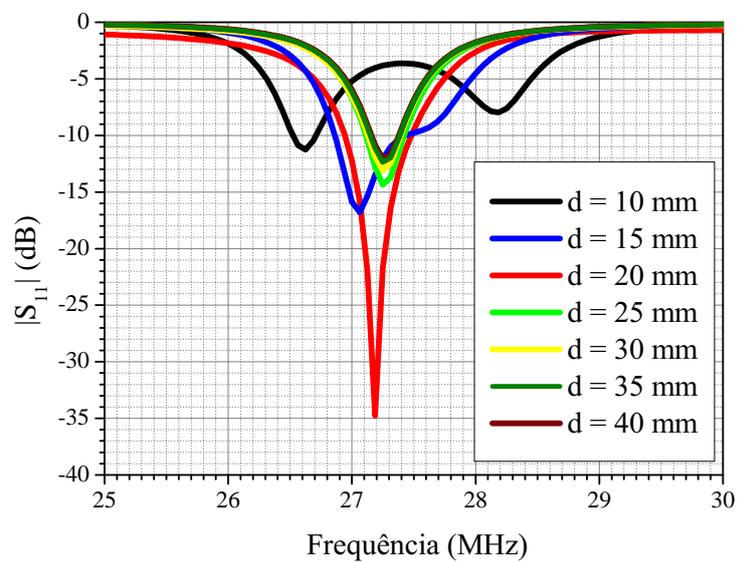
YILMAZ, G.; DEHOLLAIN, C. **Wireless Power Transfer and Data Communication for Neural Implants**. [S.l.: s.n.], 2017. eBook p.

ZHU, Y. *et al.* Novel compact meander-slot DGS with high quality factor. **Microwave and Optical Technology Letters**, [S.l.], v. 50, n. 12, p. 3164–3169, 2008.

ANEXO A GRÁFICOS DE $|S_{11}|$ E $|S_{21}|$ MEDIDOS

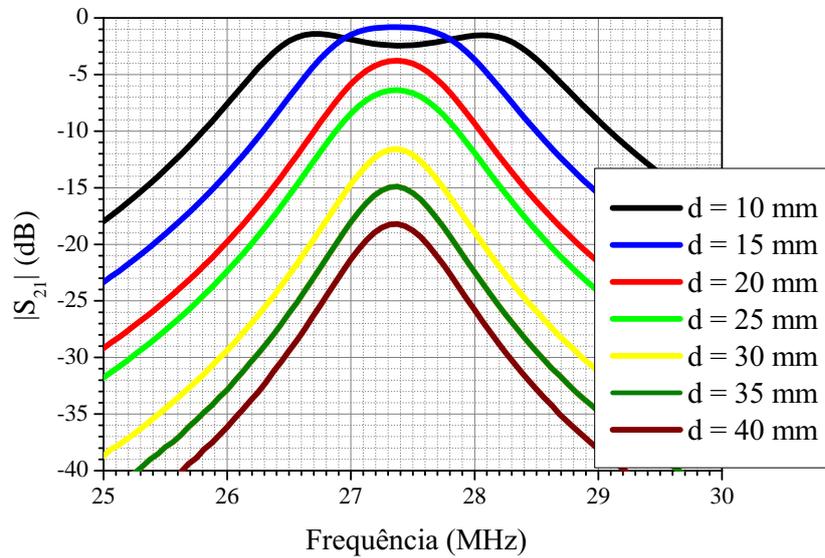
A.1 Sistema NF-WPT 27 MHz

Figura 83 – Gráficos de $|S_{11}|$ medido em função da distância entre os ressonadores TX e RX.



Fonte: autoria própria.

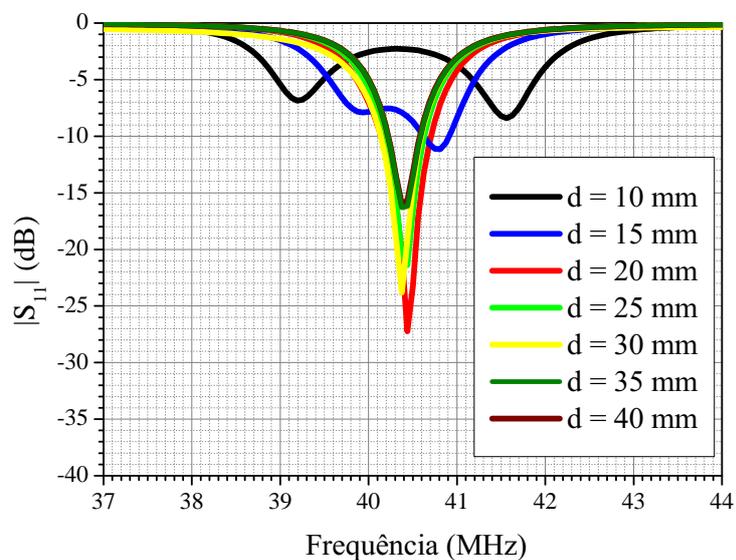
Figura 84 – Gráficos de $|S_{21}|$ medido em função da distância entre os ressonadores TX e RX.



Fonte: autoria própria.

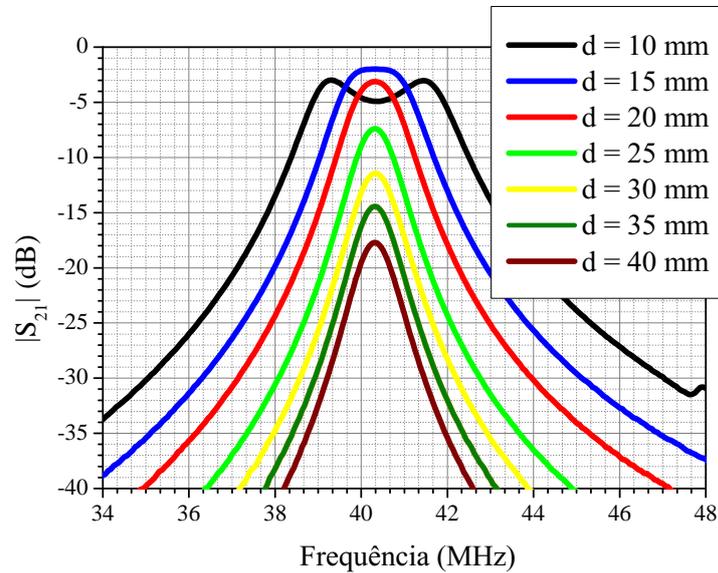
A.2 Sistema NF-WPT 40 MHz

Figura 85 – Gráficos de $|S_{11}|$ medido em função da distância entre os ressonadores TX e RX.



Fonte: autoria própria.

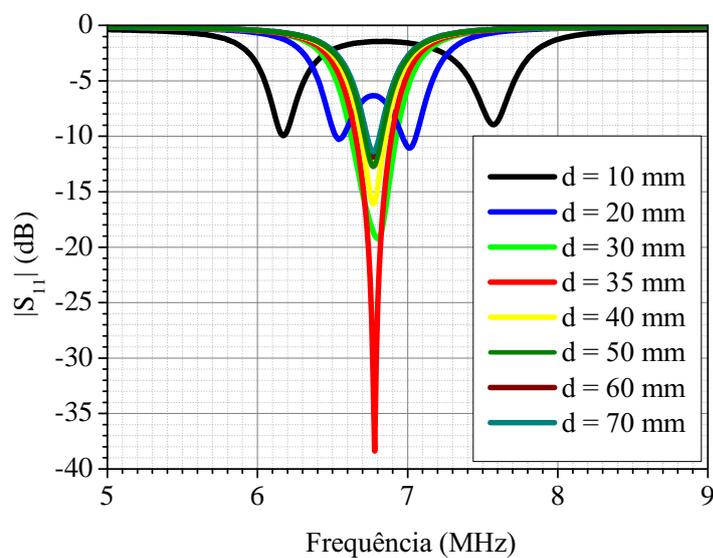
Figura 86 – Gráficos de $|S_{21}|$ medido em função da distância entre os ressonadores TX e RX.



Fonte: autoria própria.

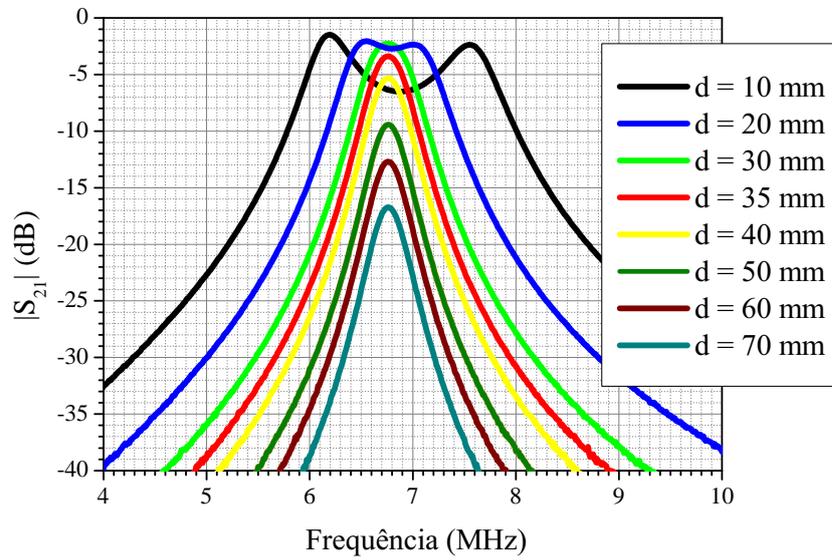
A.3 Sistema NF-WPT 6 MHz

Figura 87 – Gráficos de $|S_{11}|$ medido em função da distância entre os ressonadores TX e RX.



Fonte: autoria própria.

Figura 88 – Gráficos de $|S_{21}|$ medido em função da distância entre os ressonadores TX e RX.



Fonte: autoria própria.