

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**Projeto e Implementação de um
Dispositivo para Transferência de
Energia Sem Fios por Modos
Ressonantes Autossintonizáveis**

Área de concentração: Automação e Sistemas Elétricos Industriais

Autor: Reinaldo Lima de Abreu

Orientador: Danilo H. Spadoti

Itajubá, Novembro de 2017

Epígrafe

“Se falta de tempo realmente fosse uma justificativa para não realizar seus projetos, somente os desocupados teriam sucesso”

Flávio Augusto da Silva

Resumo

Esta tese de doutorado apresenta uma nova abordagem aplicada à técnica de transferência de energia sem fios por modos ressonantes, introduzindo um dispositivo autossintonizável ao sistema.

Foi realizada a modelagem de todo o sistema de transferência de energia sem fios, calculados os valores analíticos, realizadas simulações numéricas e implementado um circuito experimental visando aperfeiçoar a eficiência do sistema.

Um modelo numérico com casamento em célula em L capacitivo foi projetado para operar na distância de separação de 10 cm. Foi implementado utilizando antenas do tipo quadro de mesma configuração para o sistema emissor e receptor, obtendo-se uma máxima eficiência de 78,39 % para 10 cm, 35,83% para 30 cm, 8,14% para 50 cm e 0,174% para 100 cm.

Posteriormente, propôs-se uma nova abordagem de modelo para autossintonia entre os dispositivos emissor e receptor, realizando a autossintonia por frequência e por capacitância. Foi possível obter para um dos casos (autossintonia por capacitância) uma melhora percentual de eficiência de até 27,39% para 30 cm, 98,53% para 50 cm e 154,16% para 100 cm, ou seja, os valores de eficiência obtidos foram 45,64%, 16,16% e 0,4426%, respectivamente, para 30 cm, 50 cm e 100 cm.

Experimentalmente, foi implementada a célula L capacitiva e por meio de um circuito embarcado com chaveamento por relés, pode-se realizar a autossintonia por capacitância. Nos ensaios experimentais obteve-se eficiências de 72,20% para 10 cm, 59,10% para 20 cm, 43,42% para 30 cm, 27,07% para 40 cm e 14,45% para 50 cm, com isso, validando o sistema de autossintonia proposto.

Palavras-Chave: Energia Sem Fios, Modos Ressonantes, Transferência de Energia, Autossintonia, Antenas.

Abstract

This doctoral thesis presents a new approach applied to the wireless power transfer by resonant mode techniques, introducing a self-tuning device to the system.

The modeling of the entire wireless power transfer system was performed, calculating the analytical values, numerical simulations and finally an experimental circuit was implemented in order to improve the efficiency of the system.

A numerical model with capacitive L-Match circuit was designed to operate at separation distance of 10 cm. It was implemented using loop antennas of the same configuration for the emitter and receiver system, obtaining a maximum efficiency of 78.39% for 10 cm, 35.83% for 30 cm, 8.14% for 50 cm and 0.174% for 100 cm.

Subsequently, a new model approach was proposed for self-tuning between the emitter and receiver devices, performing the self-tuning by frequency and by capacitance. It was possible to obtain, for one of the cases (self-tuning by capacitance), a percentage efficiency improvement of up to 27.39% for 30 cm, 98.53% for 50 cm and 154.16% for 100 cm, in other words, the efficiency values obtained were 45.64%, 16.16% and 0.4426%, respectively, for 30 cm, 50 cm and 100 cm.

Experimentally, the capacitive L-Match has been implemented by an embedded circuit with relay switching, making possible realize the self-tuning by capacitance. In the experimental trials, efficiencies of 72.20% for 10 cm, 59.10% for 20 cm, 43.42% for 30 cm, 27.07% for 40 cm and 14.45% for 50 cm were obtained. , validating the proposed self-tuning system.

Keywords: Wireless Power Transfer, Resonant Modes, Power Transfer, Self-tuning, Antennas.

Sumário

Lista de Figuras	7
1. Introdução	13
1. 1. Motivação	13
1. 2. Objetivos.....	15
1. 3. Riscos da Energia Irradiada	16
1. 4. Contribuições do trabalho.....	19
1. 5. Estrutura do Trabalho	19
2. Desenvolvimento Analítico.....	21
2. 1. Introdução.....	21
2. 2. Modelo de Circuito Referência.....	21
2. 3. Regiões de Campo Eletromagnético	22
2. 4. Antena adotada no projeto.....	23
2. 5. Acoplamento e Indutância Mútua.....	25
2. 6. Modelagem do Circuito Referência.....	29
2. 7. Eficiência da Transferência de Energia x Eficiência Global.....	30
2. 8. Casamento de Impedância.....	33
2. 9. Modelo de Circuito com Casamento de Impedância.....	38
2. 10. Modelagem do Circuito com Casamento de Impedância.....	39
2. 11. Análise da Eficiência dos Modelos	42
2. 12. Conclusão do Capítulo	45
3. Desenvolvimento Numérico	46
3.1. Introdução.....	46
3.2. Validação do Modelo Numérico	46
3.3. Análise da Eficiência para Circuito Referência Sem Casamento de Impedância	50
3.4. Análise da Eficiência em Função da Distância para Circuito Referência Com Casamento de Impedância.....	53
3.5. Conclusão do Capítulo	58
4. Proposta de Autossintonia	59

5. Cometários, Conclusões e Trabalhos Futuros	85
6. Referências	87
ANEXO I – Script Matlab® para Cálculo da Indutância Mútua pelo método de Grover e Babic	91
ANEXO II – Script Matlab® para Automatizar o cálculo da indutância mútua pelo método do Grover e Calcular a Eficiência do Sistema.....	102
ANEXO III – Script Matlab® para Solucionar a equação 2.23 - Casador de impedância célula L com elementos indutivos e capacitivos	104
ANEXO IV – Script Matlab® para Solucionar a equação 2.30 - Casador de impedância célula L com elementos capacitivos.....	106
ANEXO V – Script Matlab® para Cálculo da Eficiência do modelo referência com casador de impedância célula L com elementos indutivos e capacitivos	108
ANEXO VI – Script Matlab® para Cálculo da Eficiência do modelo referência com casador de impedância célula L apenas com elementos capacitivos.....	109
ANEXO VII – Projeto Wattímetro de RF	110
ANEXO VIII – Projeto Placa de Relés para Autossintonia	111
ANEXO IX – Receitas de Combinações de Acionamento dos Relés.....	113

Lista de Figuras

Figura 1.1- Experimento dos pesquisadores do MIT acendendo uma lâmpada de 60W a 2 metros de distância, sem fios [5].	14
Figura 1.2 – Gráfico adaptado de [24] representando a intensidade dos campos magnéticos, campos elétricos e densidade de potência.	18
Figura 2.1 - Modelo de circuito referência adotado no trabalho.	21
Figura 2.2 - Modelo de circuito equivalente para uma antena tipo quadro [10].	23
Figura 2.3 - Modelo adotado para parâmetros das bobinas [10].	24
Figura 2.4 - Caso geral para cálculo da indutância mútua [31].	26
Figura 2.5 - Interface visual do software desenvolvido em Matlab [®] .	28
Figura 2.6 - Circuito Referência adotado.	29
Figura 2.7 - Circuito referência adotado, sendo a1 o sinal de entrada no circuito e b1 o sinal refletido.	32
Figura 2.8- Comportamento na carta de Smith para cada elemento adicionado ao casador de impedância. Na figura são exibidas a cartas de impedância (traços claros) e admitância (traços escuros) sobrepostas [14].	33
Figura 2.9 - Modelo simplificado de circuito com 2 portas [34].	34
Figura 2.10 - Gráfico de fluxo para circuito com 2 portas [34].	35
Figura 2.11- Circuito LC passa baixas 1	36
Figura 2.12- Circuito LC passa baixas 2	36
Figura 2.13- Circuito LC passa alta 1	37
Figura 2.14- Circuito LC passa alta 2	37
Figura 2.15- Célula L Capacitiva	37
Figura 2.16- Modelo de circuito com casador de impedância tipo célula L.	38
Figura 2.17- Circuito para Transferência de Energia Sem Fios com Casador de Impedância tipo célula L capacitivo.	39
Figura 2.18- Modelagem do Casador Célula L Capacitivo.	42
Figura 3.1- Simulação numérica da Indutância Mútua realizada no software Ansys.	47
Figura 3.2- Resultados da Indutância Mútua Analítica x Indutância Mútua Numérica.	48
Figura 3.3- Modelo simulado no Simplorer do circuito transmissor com casador de impedância L capacitivo.	48
Figura 3.4- Resultado do módulo da impedância simulada para o casador de impedância projetado.	49
Figura 3.5- Circuito elaborado no software Simplorer.	50
Figura 3.6- Simulação para o circuito referência com projeto para ressonância em 5 MHz e sem casamento de impedância.	51
Figura 3.7- Impedância de entrada para o circuito referência sem casamento de impedância.	52
Figura 3.8- Resultado obtido em simulação numérica para o circuito referência com casamento de impedância de 1 capacitor para a frequência de 17,56 MHz.	54

Figura 3.9- Impedância de entrada simulada para o circuito referência.....	54
Figura 3.10– Análise da Eficiência em função da frequência para o circuito com casador de impedância célula L.....	55
Figura 3.11- Impedância de Entrada para Casamento Célula L (LC).	56
Figura 3.12 - Análise da Eficiência para circuito com casamento célula L capacitivo..	57
Figura 3.13 - Impedância de entrada para circuito com casador célula L capacitivo (CC).	57
Figura 4.1 - Fluxograma do algoritmo MPPT proposto.	60
Figura 4.2 - Variação da distância de separação d em função das amostras.	62
Figura 4.3 - Simulação do modelo referência com casador de impedância célula L capacitivo para 10 distâncias de separação.	63
Figura 4.4 - Modelo de simulação no domínio discreto com autossintonia em frequência.	63
Figura 4.5 - Simulação no domínio discreto da variação de frequência realizada pelo algoritmo MPPT.....	64
Figura 4.6 - Percentual de melhoria do sistema com autossintonia em relação ao sistema sem autossintonia.	65
Figura 4.7 – Variação da parcela real da impedância de entrada Z_{in} para as distâncias de separação de 100 a 1000 mm.	65
Figura 4.8 - Variação da parcela imaginária da impedância de entrada Z_{in} para as distâncias de separação de 100 a 1000 mm.....	66
Figura 4.9 - Variação do módulo da impedância de entrada Z_{in} para as distâncias de separação de 100 a 1000 mm.	66
Figura 4.10 - Modelo de simulação no domínio discreto com autossintonia em capacitância.	67
Figura 4.11 - Simulação no domínio discreto da variação dos capacitores série realizada pelo algoritmo MPPT.....	68
Figura 4.12 - Simulação no domínio discreto da variação dos capacitores paralelos realizada pelo algoritmo MPPT.....	68
Figura 4.13- Percentual de melhoria do sistema com autossintonia em relação ao sistema sem autossintonia.	69
Figura 4.14 - Variação da parcela real da impedância de entrada Z_{in} para as distâncias de separação de 100 a 1000 mm.	69
Figura 4.15 - Variação da parcela imaginária da impedância de entrada Z_{in} para as distâncias de separação de 100 a 1000 mm.....	70
Figura 4.16 - Variação do módulo da impedância de entrada Z_{in} para as distâncias de separação de 100 a 1000 mm.	70
Figura 4.17 - Circuito desenvolvido para o experimento, composto de 2 placas de relé, 2 controlares arduino, um wattímetro de RF.....	72
Figura 4.18 - Detalhe da placa de relés 1 e placa de relés 2.....	72
Figura 4.19 - Detalhe da folha de dados do circuito integrado AD8307 [36].	73
Figura 4.20 - Projeto do wattímetro de RF desenvolvido no software Kicad.	73
Figura 4.21 – Página 1 do diagrama elétrico da placa de relé, desenvolvida no software Kicad.	74

Figura 4.22 - Placa de relés confeccionada, frente e verso, aguardando solta dos capacitores.....	75
Figura 4.23 - Placa de relés 1 e 2 conectadas ao arduino mega 1 e 2, respectivamente.	77
Figura 4.24 – Antenas quadro L1 e L2 confeccionadas , 33cm de raio e diâmetro do condutor de 10mm.....	78
Figura 4.25 - Configuração utilizada para realização do experimento.....	79
Figura 4.26 - Relação da amostragem em função da distância de separação d. Da amostra 1 a 500 a distância de separação (d) é de 100mm; da amostra 501 a 1000, d=200mm; da amostra 1001 a 1500, d=300mm; da amostra 1501 a 2000, d=400mm e da amostra 2001 a 2500, d=500mm;	80
Figura 4.27 - Eficiência do experimento com autossintonia em capacitância.....	81
Figura 4.28 – Gráfico comparativo entre a eficiência obtida em simulação e experimentalmente, com o algoritmo MPPT operando.	81
Figura 4.29 - Melhoria percentual obtida experimentalmente com o algoritmo MPPT.	82
Figura 4.30 - Máxima eficiência obtida em simulação e experimentalmente para autossintonia em capacitância.	84

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Parâmetros fixos adotados nos cálculos e simulação	62
Tabela 2 - Valores dos Capacitores na placa de relés.....	75

Lista de Publicações

O presente trabalho teve como resultado as publicações listadas abaixo:

- **Título:** “Theoretical Investigation of Wireless Power Transfer by Spiral Planar Antennas”
Evento: 2013 IEEE 4th Latin American Symposium on Circuits and Systems (LASCAS)
Local: 27 de Fevereiro a 1 de Março de 2013 – Cusco – Peru
Modalidade: Apresentação Oral.
- **Título:** “Projeto e Análise de Dispositivo para Transferência de Energia Sem Fios Auto-Sintonizável por Frequência”
Evento: Momag 2016:
12º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo
17º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica
E LAWOFS 2016 - Latin American Workshop on Optical Fiber SensorsXIX
Data: 25 a 29 de Julho de 2016 – Porto Alegre – Rio Grande do Sul - Brasil
Modalidade: Apresentação Oral.
- **Título:** “Self-Tuning of Impedance Matching for Wireless Power Transfer Devices”
Evento: 2016 1st International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT)
Local: 29 de Agosto a 03 de Setembro de 2016 – Belo Horizonte – Minas Gerais - Brasil
Modalidade: Apresentação Oral.
- **Título:** “Self-Tuning of Capacitance for Impedance Matching in Wireless Power Transfer Devices”
Evento: ICM 2017:
29th International Conference on Microelectronics (ICM)
Data: 10 de dezembro de 2017 – Líbano

- **Título:** “Low-Cost Embedded Circuit for Self-Tuning of Impedance Matching in Wireless Power Transfer Devices”
Revista: International Journal of Antennas and Propagation;
Artigo submetido e aguardando resultado.

O projeto de pesquisa PPB – Honeywell/UNIFEI resultou em uma publicação correlata aos trabalhos desta tese:

- **Título:** “Análise do Desempenho de Etiquetas RFID em carros comuns e blindados”
Evento: Momag 2016:
12° CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo
17° SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica
E LAWOFS 2016 - Latin American Workshop on Optical Fiber SensorsXIX
Data: 25 a 29 de Julho de 2016 – Porto Alegre – Rio Grande do Sul - Brasil
Modalidade: Apresentação Oral.

1. INTRODUÇÃO

1.1. Motivação

A técnica de transferência de energia sem fios foi motivada pelos estudos de Nikola Tesla, o qual desenvolveu experimentos e diversas patentes visando sua aplicação [1].

Na época, próximo ao ano de 1880, esta técnica de transferência de energia sem fios teve seu foco aplicado a transferência de grandes blocos de energia e a longas distâncias. Como resultado, obteve uma baixa eficiência, fato que, por muitos anos, gerou um desinteresse de sua utilização em aplicações comerciais.

No final do século XX, com os avanços da microeletrônica e da Tecnologia da Informação (TI), houve uma retomada dos interesses na área de transferência de energia sem fios, visto o grande aumento do número de equipamentos eletrônicos com baixo consumo de energia (<10W) e que fazem uso de baterias. A necessidade de recarregar regularmente estes dispositivos eletrônicos gerou uma mudança de foco do sistema estudado no século XIX, passando a ser objetivada a transferência de pequenos blocos de energia a média/pequenas distâncias (poucas vezes a maior dimensão do equipamento) [2].

Neste contexto, em 2006, um grupo de pesquisadores do Massachusetts Institute of Technology (MIT) investigou a viabilidade de aplicação de um sistema de transferência de energia sem fios ressonante, não irradiante, ou seja, que opera em ressonância e com acoplamento indutivo, sem ter como objetivo principal irradiar sinal eletromagnético. O grupo, liderado pelo professor Dr. Marin Soljačić, demonstrou o acendimento de uma lâmpada incandescente de 60W, sem a necessidade de fios, a uma distância de 2 metros do dispositivo transmissor com uma eficiência de 40% [3, 4, 5]. O resultado do experimento é exibido na Figura 1.1:



Figura 1.1- Experimento dos pesquisadores do MIT acendendo uma lâmpada de 60W a 2 metros de distância, sem fios [5].

Em 2009, Imura e coautores [6], desenvolveram um projeto similar ao dos pesquisadores do MIT, aonde aplicaram a tecnologia de transferência de energia sem fios para recarga de veículos elétricos. A eficiência obtida a uma distância de 28 cm foi de 65%, decaindo abaixo de 20% para distâncias da ordem de 40 cm. O sistema operava em 15,9 MHz e apresentava antenas com 5 enrolamentos no emissor e receptor.

Um modelo mais eficiente foi proposto em 2011, pelo pesquisador Sample e coautores [7], aonde se utilizaram 2 antenas no transmissor e 2 antenas no receptor, o que permitiu eficiências de 76% a 55cm de distância e 50% a 1 metro. O sistema operava em 7,95 MHz e apresentava bobinas com 6 enrolamentos no emissor e no receptor, com raio de 29,5 cm cada.

Porém, em 2012, Thomas e coautores [8], apresentaram um modelo simplificado, demonstrando as equações com base no modelo de parâmetros distribuídos de circuitos. Experimentalmente, obtiveram uma eficiência de 76,9% a uma distância de 20 cm, 41,8% a 35 cm e 13% a 50 cm. O equacionamento do trabalho desses pesquisadores, foi utilizado de base para o desenvolvimento desta tese.

Recentemente, em 2016, Lee e co-autores [9], pesquisadores do mesmo laboratório de Sample [7], descreveram um modelo de sistema adaptativo com enrolamentos secundários, em que obtiveram uma eficiência de 86,3% a 10 cm, mantendo uma boa estabilidade até 30 cm, com uma eficiência de 78,2%.

Diante dos trabalhos e resultados obtidos, nota-se que a comunidade acadêmica e científica retomou as pesquisas sobre o tema de transferência de energia sem fios, contudo, passou a ter como foco principal o aumento da eficiência na transferência de energia a média e curtas distâncias.

Atualmente, ao se desenvolver um sistema de transferência de energia sem fios, no projeto inicial é adotado uma distância de separação fixa, estimando que não há movimentação entre o emissor e receptor. Isto é realizado, para que se possa resolver o equacionamento analítico e projetar todos os componentes do circuito, operando de maneira estática.

Devido ao fato do sistema ser ressonante, uma vez projetado e confeccionado, qualquer variação de distância entre o emissor e receptor, resulta em uma alteração na indutância mútua entre os sistemas. Conseqüentemente, uma alteração no projeto inicial, faz com que a eficiência decaia abruptamente.

1. 2. Objetivos

Este trabalho tem como objetivo propor um novo modelo de dispositivo para transferência de energia sem fios autossintonizável. A hipótese que o trabalho avalia é a partir de um novo modelo, obter eficiências mais elevadas em aplicações de um sistema de transferência de energia sem fios dinâmico (com variação na distância de separação entre o sistema transmissor e receptor), quando comparado a um sistema estático. O foco é manter uma estabilidade dinâmica da eficiência, conforme variação na distância de separação entre o dispositivo transmissor e receptor. Para validar o novo modelo, este trabalho irá descrever o desenvolvimento analítico, numérico e experimental de um "Dispositivo para Transferência de Energia Sem Fios por Modos Ressonantes Autossintonizáveis", tendo sempre como objetivo principal a máxima eficiência do sistema.

1.3. Riscos da Energia Irradiada

A irradiação ocorre quando a energia fornecida a antena é consumida pela mesma, que transforma a energia eletromagnética guiada em energia eletromagnética irradiada. O parâmetro que avalia a intensidade do quão irradiante é uma antena é a resistência de radiação. Quanto maior este parâmetro, mais potência será consumida pela resistência, logo uma maior quantidade de sinal será irradiado [3, 10].

A transmissão de energia sem fios por irradiação foi demonstrada pela primeira vez em 1964, onde um helicóptero foi energizado sem o intermédio de fios, por um feixe direcional de micro-ondas para um grande conjunto de antenas [11].

Com o passar dos anos foram feitas muitas demonstrações de transferência de energia por feixe de micro-ondas. Em [12, 13], foi transferida energia através de um feixe direcional para um conjunto de antenas de 3,2 x 3,6 metros.

Em [14, 15], foram alimentados veículos de reconhecimento aéreo, e em [16] energizou-se veículos de reconhecimento terrestre. Publicações teóricas foram desenvolvidas em [17, 18] para transmissão de energia do espaço para a Terra, e em [19], propõe-se alimentar uma base de fabricação de satélites remotamente.

O presente trabalho, desenvolve um sistema para transferência sem fios de energia não-irradiante. Embora o sistema seja não-irradiante e, para tal, seja usado uma antena tipo espira, que possui um nível de irradiação muito baixo, essa pequena irradiação da antena deve ser avaliada ao implementar o sistema.

De acordo com estudos da Organização Mundial de Saúde (OMS), não há evidências de que a exposição humana a campos eletromagnéticos cause efeitos adversos à saúde, desde que respeitados determinados limites [10].

Internacionalmente foram encontrados 3 instituições que avaliam o perigo de exposição à radiação eletromagnética: O “International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection” (ICNIRP) [20, 21], o “Institute of Electrical and Electronics Engineers” (IEEE) [22] e o “Federal Communications Commission” [23].

No Brasil, a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL) regula esses limites através da Lei 11.934/2009 e pela Resolução 303/2002, com base nas diretrizes da ICNIRP, recomendadas pela OMS.

Nos estudos citados [12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19], foram explorados os efeitos sobre a pele a exposição de ondas eletromagnéticas de até 300 GHz. Cada conjunto de normas tenta quantificar os limites seguros de exposição para ambientes regulados (profissionais cujas profissões exigem a exposição regular a campos eletromagnéticos) e ambientes não controlados (exposição pública comum a radiação). Esses limites são plotados na Figura 1.2 para as forças de irradiação de campo elétrico [V/m] e campo magnético [A/m] (em baixas frequências) e a densidade de potência irradiada [W/m²] (em altas frequências). Analisando os limites fica claro que muitos meios de transmissão de quantidades significativas de energia apresentam riscos de exposição, visto que nenhuma das pesquisas está abaixo das linhas de limite máximos toleráveis pelas entidades IEEE, ICNIRP e FCC.

As letras na Figura 1.2 referem a estudos teóricos (A,E) e análises experimentais (B-D, F, H). As referências para cada letra são: A [19], B [12, 13], C [14], D [15], E [17], F [16] e H [18].

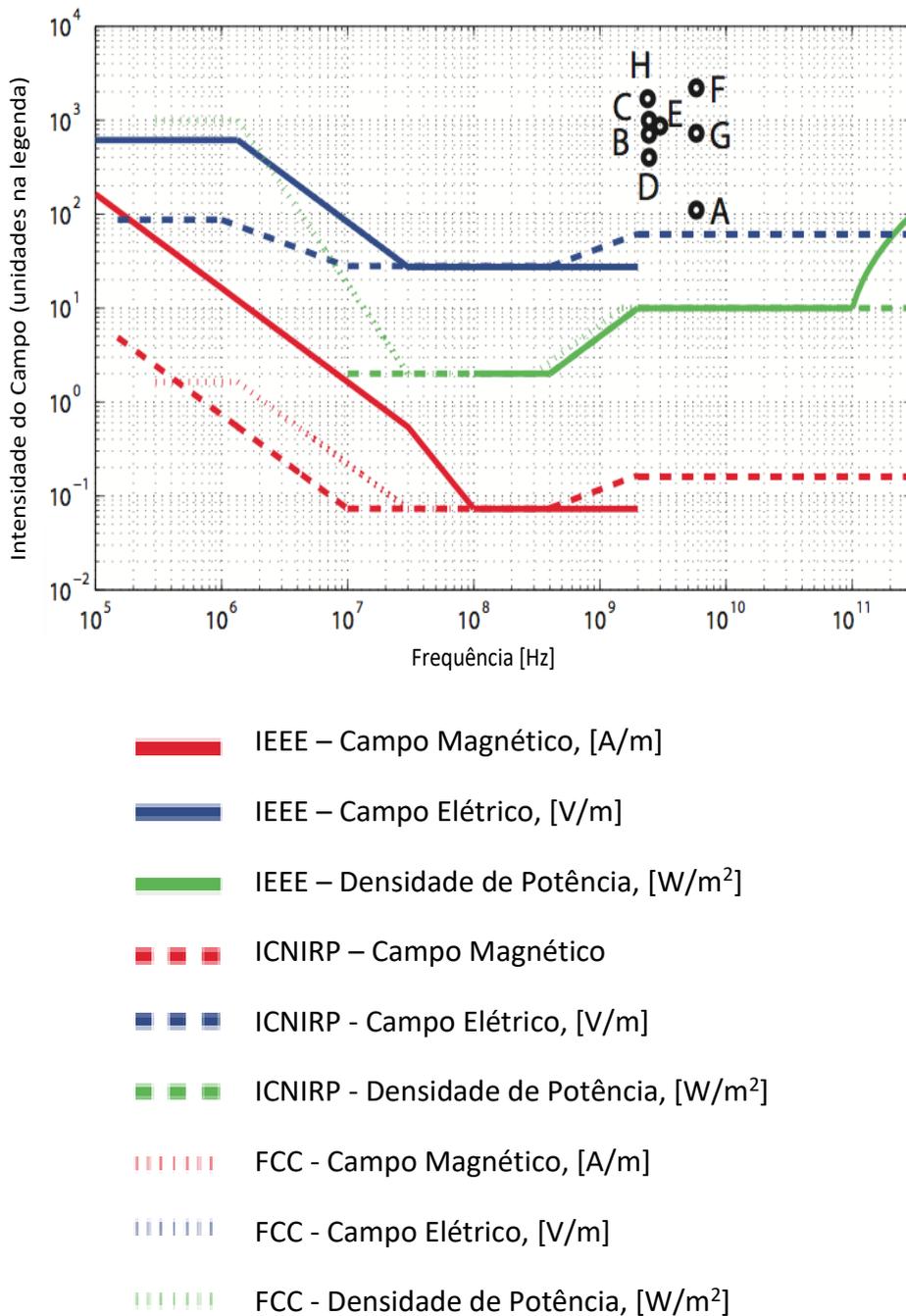


Figura 1.2 – Gráfico adaptado de [24] representando a intensidade dos campos magnéticos, campos elétricos e densidade de potência.

Os primeiros sistemas sugeridos [17, 18] apresentam possíveis riscos de exposição devido ao seus altos valores de densidade de potência. Os demais trabalhos embora apresentem riscos à exposição, são trabalhos que não requerem uma exposição direta a seres humanos, tratando-se de projetos para transmissões de energia a longas distâncias. As mais novas tentativas de irradiar energia incluem esforços internacionais para produzir satélites capazes de transmitir potência através da atmosfera da Terra para

bases estacionárias na superfície da Terra [25, 26, 27]. No entanto, estudos mais recentes teorizam limites quase-seguros de exposição em estações de recepção em terra [28, 29, 30]. Apesar disso, o Satélite de Energia Solar para produzir o equivalente de uma usina de energia nuclear (cerca de 1 GW/s), deveria irradiar a energia de plataformas de tamanhos quilométricos e teria um custo de implementação de bilhões de dólares.

1. 4. Contribuições do trabalho

As principais contribuições desenvolvidas desta tese são especificadas a seguir:

- Modelagem e desenvolvimento analítico das equações de um modelo de transferência de energia sem fios considerando o casamento de impedância com um único capacitor (Itens 2.10 e 3.4.1);
- Modelagem e desenvolvimento analítico de um modelo de transferência de energia sem fios com casador de impedância tipo Célula L com elementos indutivos e capacitivos (Itens 2.10 e 2.11);
- Modelagem e desenvolvimento analítico de um modelo de transferência de energia sem fios com casador de impedância tipo Célula L apenas com elementos capacitivos (Item 2.10 e 2.11);
- Nova proposta de circuito de transferência de energia sem fios utilizando o algoritmo MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) para realizar uma autossintonia do circuito, com foco na máxima eficiência;
- Nova proposta de autossintonia por frequência via algoritmo MPPT;
- Nova proposta e implementação de autossintonia por capacitância via algoritmo MPPT;

1. 5. Estrutura do Trabalho

Este trabalho está estruturado da seguinte forma: o Capítulo 2 apresenta o desenvolvimento analítico, abordando a descrição dos modelos de circuitos adotados e

uma breve revisão das regiões de campo eletromagnético, antenas, indutância mútua, acoplamento e impedâncias aplicadas ao modelo utilizado neste trabalho.

Os Capítulos 3 e 4 apresentam o desenvolvimento deste trabalho, sendo o Capítulo 3 responsável por apresentar o desenvolvimento numérico aplicado aos modelos utilizados, utilizando como ferramenta o software de simulação numérica Ansys Maxwell. Já, o Capítulo 4, apresenta o projeto, simulação e experimento do circuito referência com casador de impedância tipo célula L capacitivo, incluindo os elementos autossintonizáveis ao sistema: Autossintonia por Frequência e Autossintonia por Capacitância.

Por fim, no Capítulo 5, a conclusão e as principais contribuições deste trabalho são descritas, e adicionalmente, apresenta as propostas de estudos futuros que envolvem a continuidade deste trabalho.

2. DESENVOLVIMENTO ANALÍTICO

2.1. Introdução

Neste capítulo, é apresentado o desenvolvimento analítico sobre os modelos de circuitos adotados. Inicialmente é apresentado um modelo referência, escolhido de um circuito para transferência de energia sem fios, sendo detalhado, posteriormente, o regime de operação do circuito e as antenas utilizadas. O modelo é analisado, sendo descritas a indutância mútua, coeficiente de acoplamento, impedâncias e eficiência sobre o sistema. São revisados os conceitos de casamento de impedância, apresentando alguns modelos de casadores de impedância comumente utilizados em experimentos práticos. Posteriormente, é apresentada a modelagem dos circuitos utilizados, considerando os circuitos casadores de impedância. Finalmente, é apresentada uma conclusão descrevendo os pontos principais e peculiaridades do sistema de transferência de energia sem fios.

2.2. Modelo de Circuito Referência

Um modelo de referência foi escolhido para ser usado de base para o desenvolvimento desta tese, este modelo foi proposto por Thomas e Co-autores [8, 24] e exibido na Figura 2.1:

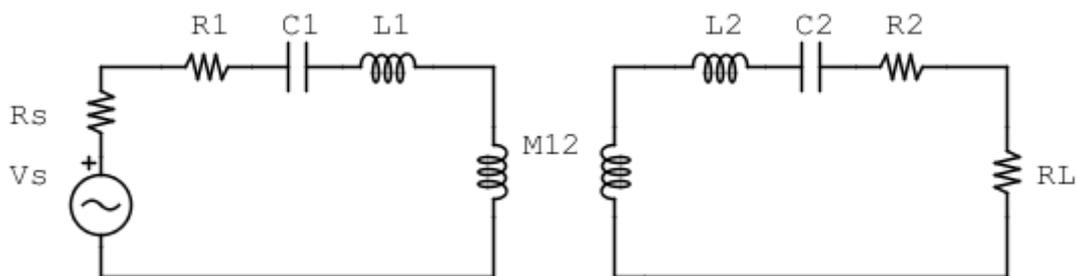


Figura 2.1 - Modelo de circuito referência adotado no trabalho.

Os componentes do circuito são descritos como:

V_s = Fonte de alimentação alternada do circuito emissor [Vac];

R_s = Resistência interna da fonte de alimentação [Ω];

R_1, R_2 = Resistência equivalente do circuito [Ω];

C_1, C_2 = Capacitor de ressonância do circuito [F];

L_1, L_2 = Indutor equivalente da indutância da antena emissora e receptora [H];

M_{12} = Indutor equivalente a indutância mútua do circuito [H];

R_L = Resistência da carga [Ω].

O esquemático exibido na Figura 2.1 é um modelo equivalente de um circuito ressonante RLC série, adicionando uma indutância mútua, resultante do acoplamento da indução gerada entre os circuitos emissor e receptor.

2. 3. Regiões de Campo Eletromagnético

A região de propagação do campo eletromagnético é dividida em: campo próximo, campo distante e zona de transição [2, 10].

A região de campo distante é a região que se estende a mais de dois comprimentos de onda da fonte emissora, nesta região a onda eletromagnética pode ser considerada plana e geralmente é caracterizada por um único tipo de polarização.

Zona de transição é a região entre o campo próximo e o campo distante, e apresenta uma combinação de características encontradas em ambas as regiões.

Esse trabalho foi desenvolvido na região de campo próximo, que se estende até um comprimento de onda de distância da fonte emissora. Nesta região a relação entre o campo elétrico e o campo magnético não é trivial, podendo apresentar simultaneamente diversos tipos de polarização.

O campo próximo é subdividido em 2 regiões: campo próximo reativo e campo próximo irradiado. A região de campo próximo reativo se estende até $\frac{\lambda}{2\pi}$ de distância da antena. Nesta região o campo permanece reativo, ou seja, predominantemente sem

perdas por irradiação. A região de campo próximo irradiado abrange o restante da região de campo próximo, ou seja, de $\frac{\lambda}{2\pi}$ a λ , sendo que nesta região a irradiação cresce proporcionalmente à distância [8].

Neste trabalho, de acordo com o modelo de circuito referência adotado, o dispositivo receptor deve estar sobre a região de campo próximo reativo, a fim de diminuir as perdas por irradiação e, conseqüentemente, permitir uma maior eficiência do sistema.

2.4. Antena adotada no projeto

Antena é um dispositivo que transforma energia eletromagnética guiada em uma energia eletromagnética irradiada, ou o inverso, transforma energia eletromagnética irradiada em energia eletromagnética guiada para linha de transmissão [10].

Em um projeto de um sistema para transferência de energia sem fios por indução, visando a máxima eficiência, a antena escolhida deve possuir uma baixa irradiação de forma a diminuir as perdas.

A antena escolhida para utilização neste trabalho é denominada antena tipo quadro ou espira, e seu equacionamento é definido em [10]:

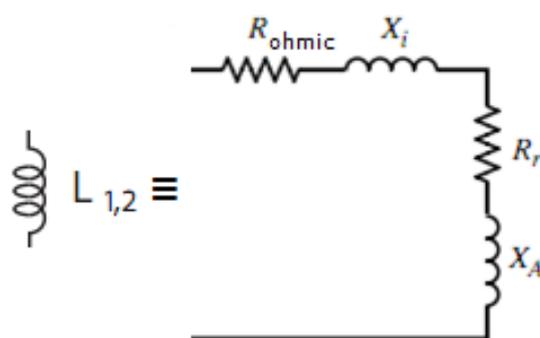


Figura 2.2 - Modelo de circuito equivalente para uma antena tipo quadro [10].

Sendo:

$L_{1,2}$ = Indutância da Antena tipo quadro ou espira emissora/ receptora [H];

R_{ohmic} = Resistência de perdas da antena [Ω];

R_r = Resistência de irradiação [Ω];

X_i = Reatância interna de alta-frequência da antena = ωL_i [Ω];

X_A = Reatância externa indutiva da antena = ωL_A [Ω];

O modelo simplificado adotado para descrever os parâmetros internos de construção das bobinas está apresentado na Figura 2.3.

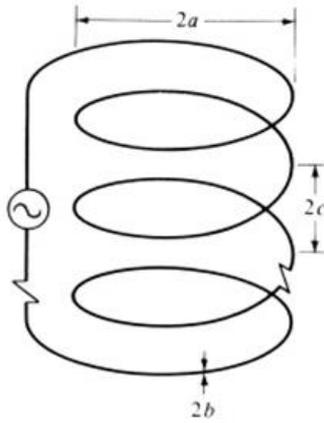


Figura 2.3 - Modelo adotado para parâmetros das bobinas [10].

Sendo: a o raio da bobina, b o raio da bitola da bobina, e $2c$ a distância entre 2 enrolamentos da bobina. O número de espiras é definido pelo termo N .

A resistência de perdas [10] da antena pode ser obtida por:

$$R_{ohmic} = \frac{Na}{b} R_s \left(\frac{R_p}{R_0} + 1 \right) \quad (2.1)$$

Onde:

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} = \text{Impedância de superfície do condutor } [\Omega];$$

R_p = Resistência ôhmica por unidade de comprimento devido ao efeito de proximidade ($N \geq 2$) [Ω/m];

$$R_0 = \frac{NR_s}{2\pi b} = \text{Resistência ôhmica do efeito pelicular por unidade de comprimento } [\Omega/m];$$

μ_0 = Permeabilidade magnética do vácuo = $4\pi * 10^{-7}$ [H/m];

$\sigma = \text{condutividade do cobre} = 5,998 * 10^7 \text{ [S/m]}$.

A expressão para o cálculo da resistência de irradiação é dada em [10] por:

$$R_r = 20\pi^2 \left(\frac{2\pi a}{\lambda} \right)^4 \quad (2.2)$$

Onde, λ é o comprimento de onda do sinal.

Por fim, os termos L_A e L_i representam a indutância da antena (advinda do raio e bitola dos fios) e a indutância interna da antena (advinda do tipo de condutor utilizado) e variável em função da frequência. Estas indutâncias são descritas em [10] por:

$$L_A = \mu_0 a \left[\ln \left(\frac{8a}{b} \right) - 2 \right] \quad (2.3)$$

$$L_i = \frac{a}{\omega b} \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (2.4)$$

2.5. Acoplamento e Indutância Mútua

O coeficiente de acoplamento κ está diretamente relacionado com a intensidade pela qual dois sistemas estão acoplados. Sua relação depende da indutância mútua e as indutâncias das bobinas, conforme descrito abaixo:

$$\kappa = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.5)$$

Quanto maior o coeficiente de acoplamento, maior é a interação entre os circuitos emissor e receptor, logo, maior a eficiência na transferência de energia. Assim no projeto e implementação de dispositivos para transferência de energia sem fios o coeficiente de acoplamento é um dos fatores a ser observado para garantir uma melhor eficiência do sistema.

Indutância mútua (M) surge entre dois ou mais circuitos acoplados com elementos indutores quando possuem uma certa proximidade, gerando acoplamento. Este coeficiente está diretamente relacionado ao fator de acoplamento, que descreve a intensidade pela qual os dois circuitos estão acoplados [10].

A indutância mútua pode ser representada analiticamente, para antenas tipo quadro ou espira, que possuam apenas um enrolamento ($N=1$). O método geral foi proposto por Grover [31]. A Figura 2.4 demonstra o caso geral de bobinas com um único enrolamento e exhibe as variáveis mais relevantes para os cálculos:

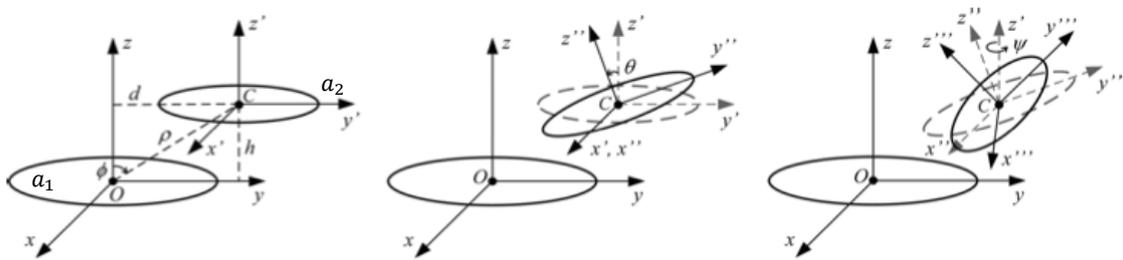


Figura 2.4 - Caso geral para cálculo da indutância mútua [31].

Sendo:

h = distância de separação entre as antenas na direção z [m];

a_1 = raio da antena 1 [m];

a_2 = raio da antena 2 [m];

d = distância de separação na direção y [m];

θ = inclinação da antena 2 com relação a antena 1 sobre eixo z [°];

ϕ = inclinação da antena 1 com relação a antena 2 em relação ao centro C da antena 2;

ρ = distância de separação entre os centros da antena 1 até a antena 2;

ψ = rotação da antena 2 com relação ao eixo z .

A equação que define a indutância mútua para o caso geral é dada por Grover [31], sendo:

$$M_{12} = \frac{\mu_0 a_2}{\pi} \int_0^{2\pi} \frac{[p_1 \cos\varphi + p_2 \sin\varphi + p_3] \psi(k)}{k \sqrt{V_0^3}} d\varphi \quad (2.6)$$

onde :

$$p_1 = \pm \frac{\gamma c'}{l}, \quad p_2 = \mp \frac{\beta l^2 + \gamma a' b'}{lL}, \quad p_3 = \frac{\alpha c'}{L},$$

$$p_4 = \mp \frac{\beta a' b' + \gamma l^2 + \delta b' c'}{lL}, \quad p_5 = \mp \frac{\beta c' + \delta a'}{l},$$

com:

$$\alpha = \frac{a_2}{a_1}, \quad \beta = \frac{x_c}{a_1}, \quad \gamma = \frac{d}{a_1}, \quad \delta = \frac{h}{a_1},$$

e

$$l = \sqrt{a'^2 + c'^2}, \quad L = \sqrt{a'^2 + b'^2 + c'^2},$$

sendo:

$$V_0^2 = \alpha^2 \left[\left(1 - \frac{b'^2 c'^2}{l^2 L^2} \right) \cos^2 \varphi + \frac{c'^2}{l^2} \sin^2 \varphi + \frac{a' b' c'}{l^2 L} \sin 2\varphi \right] + \beta^2 + \gamma^2 \\ \mp 2\alpha \frac{\beta a' b' + \gamma l^2}{lL} \cos \varphi \mp \frac{2\alpha \beta c'}{l} \sin \varphi,$$

definindo:

- a', b', c' os parâmetros que definem a normal ao plano λ , contendo a segunda bobina;

- x_c a coordenada x do centro da bobina 2.

Ainda, na equação 2.6, define-se [31]:

$$k = \frac{4V_0}{A_0 + 2V_0}, \quad e \quad \psi(k) = \left(1 - \frac{k^2}{2} \right) K(k) - E(k),$$

com:

$$A_0 = 1 + a'^2 + \beta'^2 + \gamma^2 + \delta^2 + 2\alpha(p_4 \cos\varphi + p_5 \sin\varphi),$$

onde, os $K(k)$ e $E(k)$ representam as integrais elípticas completas de primeira e segunda ordem, definidas conforme:

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\beta}{\sqrt{1 - \kappa^2 \sin^2 \beta}},$$
$$E(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 - \kappa^2 \sin^2 \beta} d\beta$$

Com base no programa disponibilizado por Babic [32], foi desenvolvido para este trabalho um software a partir das equações acima apresentadas e com interface visual na plataforma Matlab®. A Figura 2.5 apresenta a visualização gráfica do software desenvolvido para o cálculo da indutância mútua (detalhes do código estão descrito no Anexo I). O software realiza o cálculo pelo método de Grover [31, 32] e plota as antenas, conforme dados inseridos na interface.

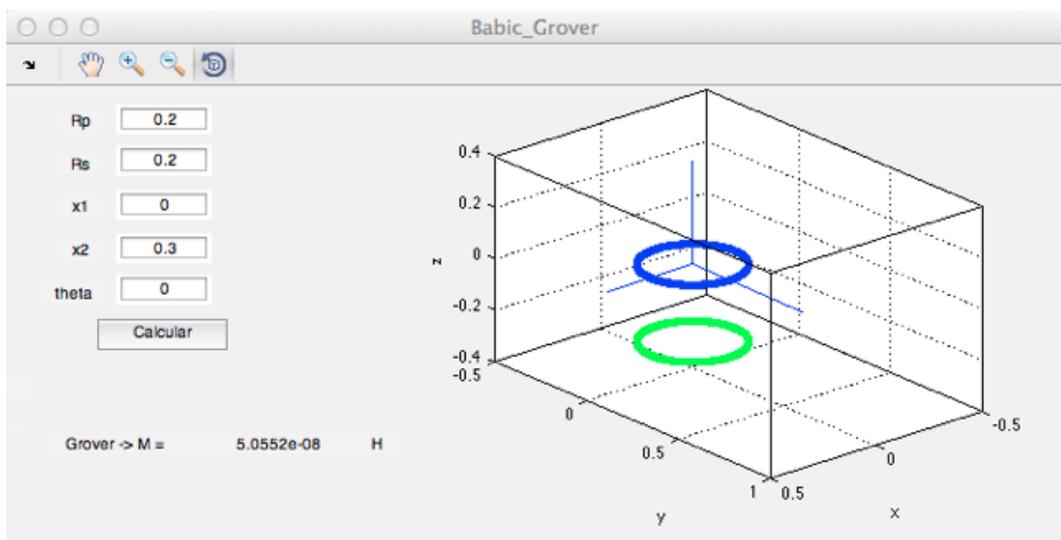


Figura 2.5 - Interface visual do software desenvolvido em Matlab®.

2. 6. Modelagem do Circuito Referência

A modelagem do circuito referência foi realizada baseando-se na Figura 2.6:

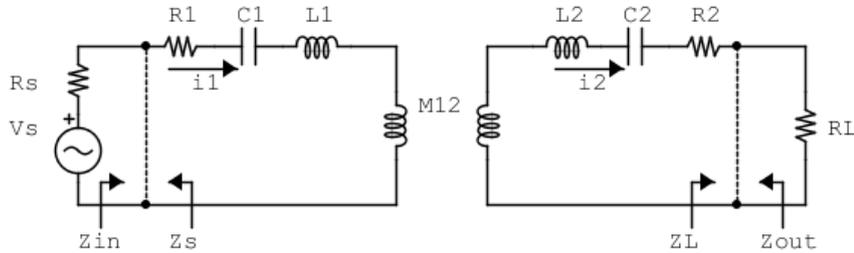


Figura 2.6 - Circuito Referência adotado de [8].

Sendo Z_{in} a impedância de entrada, Z_s a impedância da fonte, Z_L a impedância de carga, Z_{out} a impedância de saída, i_1 a corrente no circuito 1 e i_2 a corrente no circuito 2.

Modelando os circuitos emissor e receptor pela lei de Kirchhoff, temos:

$$V_{in} = i_1 R_1 + \frac{i_1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 i_1 - j\omega M_{12} i_2 \quad (2.7)$$

$$j\omega M_{12} i_1 = i_2 R_2 + \frac{i_2}{j\omega C_2} + j\omega L_2 i_2 + i_2 R_L \quad (2.8)$$

Resolvendo (2.8), i_2 em função de i_1 :

$$i_2 \left(R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 + R_L \right) = j\omega M_{12} i_1$$

$$i_2 = \frac{j\omega M_{12} i_1}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 + R_L} \quad (2.9)$$

Substituindo i_2 em (2.7), tem-se V_{in} em função apenas de i_1 :

$$V_{in} = i_1 R_1 + \frac{i_1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 i_1 + \frac{(\omega M_{12})^2 i_1}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 + R_L} \quad (2.10)$$

A impedância de entrada é definida como $Z_{in} = \frac{V_{in}}{i_1}$, logo:

$$Z_{in} = R_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) + \frac{(\omega M_{12})^2}{R_2 + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) + R_L} \quad (2.11)$$

2.7. Eficiência da Transferência de Energia x Eficiência Global

A eficiência na transferência (η_{trans}) diz respeito a quantidade de energia transferida entre impedância de entrada até a impedância de carga, desconsiderando a impedância da fonte e, conseqüentemente, as perdas por reflexão. Diferentemente, a eficiência global (η_{global}), considera a impedância da fonte e as perdas por reflexão, implementando todo o balanço energético do sistema.

2.7.1. Eficiência da Transferência de Energia

A eficiência da transferência de energia sem fios adotada neste trabalho é definida como sendo a potência na carga sobre a potência total dissipada no circuito:

$$\eta_{trans} = \frac{P_{R_L}}{P_{R_1} + P_{R_2} + P_{R_L}}$$

sendo:

P_{R_L} = Potência sobre a carga R_L ;

P_{R_1} = Potência dissipada sobre a resistência equivalente do circuito transmissor

R_1 ;

P_{R_2} = Potência dissipada sobre a resistência equivalente do circuito receptor R_2 ;

Modelando o circuito exibido na Figura 2.6 e admitindo ressonância, Thomas e co-autores [8,10] obtiveram a equação (2.12):

$$\eta_{trans} = \frac{(\omega M_{12})^2 R_L}{R_1(R_2 + R_L)^2 + (\omega M_{12})^2(R_2 + R_L)} \quad (2.12)$$

Trabalhando a equação (2.12), notam-se três condições para obter alta eficiência [8, 24]:

1) Operar em regime de forte acoplamento:

$$(\omega M_{12})^2 \gg R_1 R_2 \quad (2.13)$$

2) A carga equivalente deve ser maior que as resistências do circuito:

$$R_L \gg R_1, R_2 \quad (2.14)$$

3) A resistência de carga deve ser próxima ao termo da indutância

$$R_L \approx \omega M_{12} \quad (2.15)$$

Garantindo essas três condições, simultaneamente, é possível obter uma eficiência próxima de 100%.

Para os cálculos analíticos da eficiência, descrita pela equação (2.12), incluindo o cálculo da indutância mútua, foi elaborado neste trabalho um script em Matlab[®], detalhado no Anexo II.

2.7.2. Eficiência Global

A eficiência global, ilustrada na Figura 2.7, apresenta as energias e perdas existentes no modelo referência:

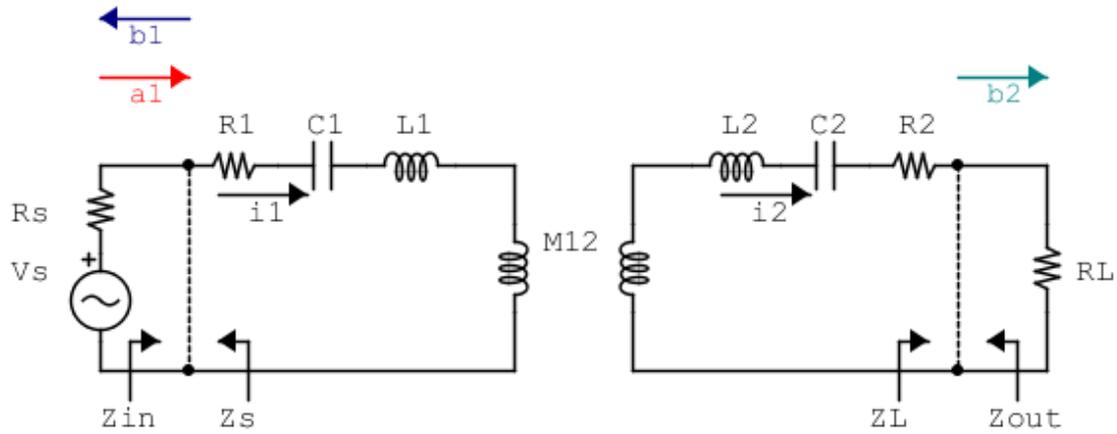


Figura 2.7 - Circuito referência adotado, sendo a_1 o sinal de entrada no circuito e b_1 o sinal refletido.

Onde:

a_1 = onda incidente no circuito referência;

b_1 = onda refletida na entrada do circuito;

b_2 = onda incidente na carga R_L .

Conforme observado na Figura 2.7, os parâmetros S_{11} e S_{21} , podem ser definidos como:

$$S_{11} = \frac{\text{Tensão Refletida na Entrada}}{\text{Tensão Incidente na Entrada}} = \frac{b_1}{a_1}$$

$$S_{21} = \frac{\text{Tensão Incidente na Saída}}{\text{Tensão Incidente na Entrada}} = \frac{b_2}{a_1}$$

Analogamente, é possível obter a eficiência global da transferência de energia, a qual incluiu as perdas por reflexão:

$$\eta_{global} = |S_{21}|^2 = \frac{\text{Potência Incidente na Saída}}{\text{Potência Incidente na Entrada}} = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2} \quad (2.16)$$

Logo, a eficiência da transferência de energia pode ser obtida como:

$$\eta_{trans} = |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = |S_{11}|^2 + \eta_{global}, \text{ ou ainda,}$$

$$\eta_{global} = \eta_{trans} - |S_{11}|^2 \quad (2.17)$$

As equações (2.16) e (2.17), demonstram que, caso não haja um casamento de impedância adequado, a eficiência global do sistema pode ser prejudicada, podendo haver casos em que a eficiência da transferência de energia esteja alta e a eficiência global esteja baixa. Os capítulos 3 e 4 irão exemplificar estas situações.

2.8. Casamento de Impedância

Um circuito é dito com impedância casada, quando a máxima potência é transferida da entrada (fonte) para a carga, isso ocorre, quando a impedância da carga for igual a impedância da fonte [33].

O casamento de impedância é, frequentemente, necessário em circuitos de RF e existem diversos métodos para se casar impedância. Em suma, o circuito casador de impedância projetado irá fazer com que a impedância equivalente do circuito “caminhe” pela Carta da Smith conforme descrito na figura abaixo:

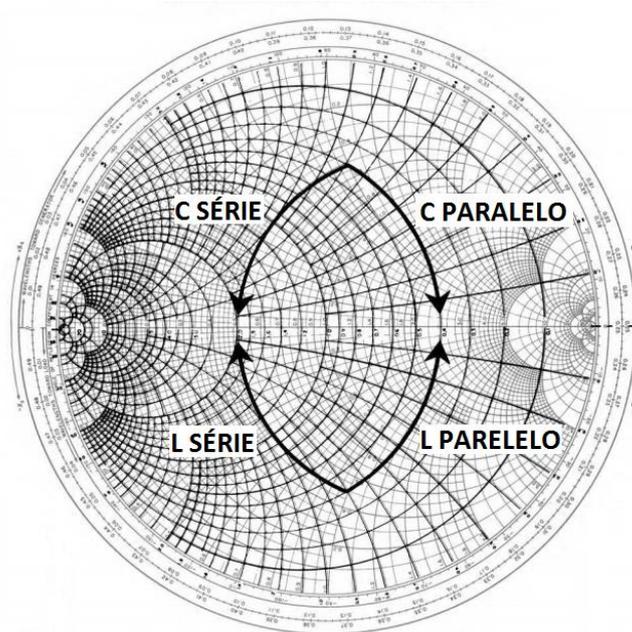


Figura 2.8- Comportamento na carta de Smith para cada elemento adicionado ao casador de impedância. Na figura são exibidas a cartas de impedância (traços claros) e admitância (traços escuros) sobrepostas [14].

Conforme observado na Figura 2.8, pode-se combinar elementos capacitivos e/ou indutivos em série e/ou paralelo para que a impedância equivalente atinja o valor desejado de projeto.

Parâmetros S

Os parâmetros S, utilizados ao longo deste trabalho, são comumente utilizados em circuitos de radiofrequência devido a facilidade de medir e se trabalhar em alta frequência, quando comparado a outros parâmetros [34]. Conforme exibido na Figura 2.7, porém de uma maneira simplificada, a Figura 2.9, ilustra um circuito com 2 portas:

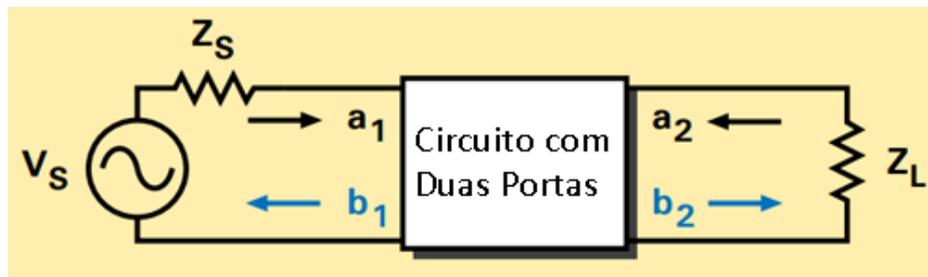


Figura 2.9 - Modelo simplificado de circuito com 2 portas [34].

Sendo a_1 e a_2 as ondas incidentes e b_1, b_2 as ondas refletidas utilizadas na definição do parâmetro S. As equações lineares que descrevem o circuito com 2 portas são dadas por:

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2$$

Sendo assim, os parâmetros S S_{11} , S_{22} , S_{21} e S_{12} são definidos como:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

Note que, as equações lineares somente são válidas para as condições descritas nos parâmetros distribuídos, aonde $a_1=0$ ($Z_s = Z_0$) ou $a_2=0$ ($Z_L = Z_0$), ou seja, os parâmetros S somente são válidos e conseqüentemente podem ser utilizados para análise, caso o sistema possua impedância casada simultaneamente, na transmissão e na recepção.

O gráfico de fluxo para este circuito é exibido na Figura 2.10:

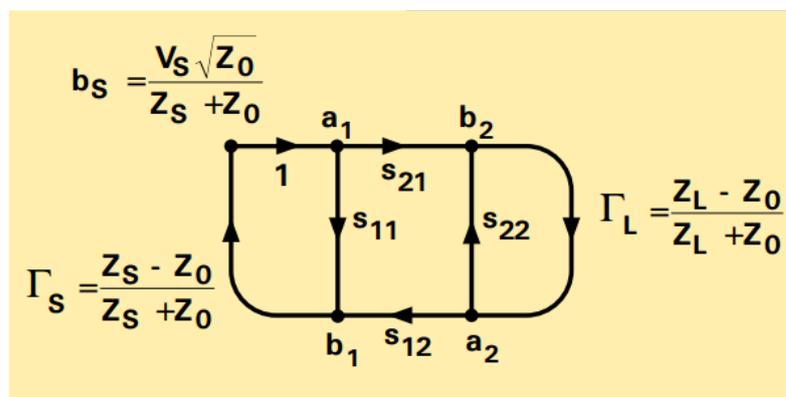


Figura 2.10 - Gráfico de fluxo para circuito com 2 portas [34].

Aonde cada porta é representada por 2 nós, sendo que o nó a_n representa a onda incidente no dispositivo advinda de outro dispositivo na porta n, e o nó b_n representa a onda refletida no nó da porta n. O gráfico ainda mostra que se o coeficiente de reflexão na carga Γ_L for igual a zero ($Z_L = Z_0$) existe somente um caminho conectando b_1 a a_1 , confirmando a definição de S_{11} :

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=\Gamma_L b_2=0}$$

Essa condição de casamento de impedância é muito importante quando se for realizar a análise dos circuitos de transferência de energia sem fios, pois no momento que houver descasamento de impedância, os parâmetros S passam a ter valor apenas qualitativo.

Não foi encontrado na literatura um valor prático definido para que se possa estabelecer o limite de quando o circuito está com impedância casada ou não. Por comparação a valores práticos para projeto de antenas, foi adotado, por convenção, para

este trabalho que, o sistema está dito com impedância casada quando o sinal refletido for menor ou igual a 10% do sinal incidente [35].

Configurações de casamento com célula em L

Trata-se do circuito casador de impedância mais simples e amplamente utilizado em RF. O circuito recebe este nome, pois a disposição dos componentes ilustra a forma da letra L. O casador célula L é, comumente, utilizado com a combinação LC, com configuração de filtro passa alta ou passa baixas, conforme a Figura 2.11, Figura 2.12, Figura 2.13 e Figura 2.14.

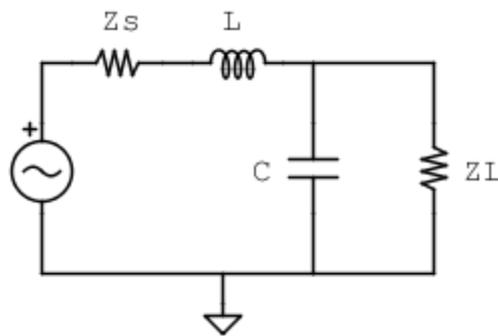


Figura 2.11- Circuito LC passa baixas 1

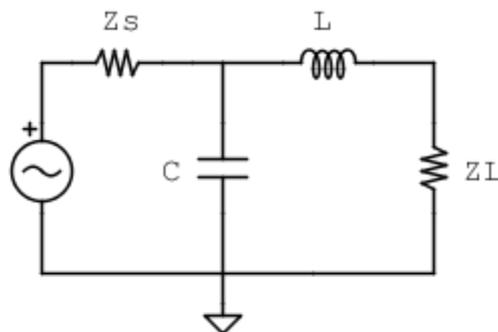


Figura 2.12- Circuito LC passa baixas 2

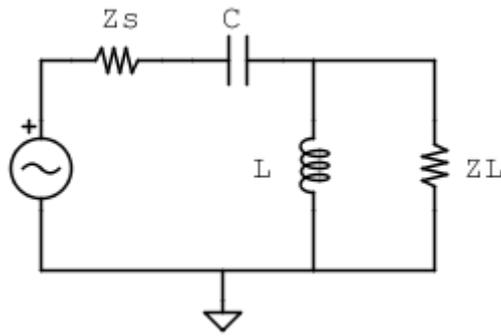


Figura 2.13- Circuito LC passa alta 1

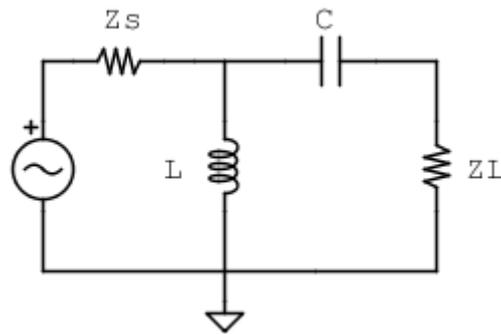


Figura 2.14- Circuito LC passa alta 2

Existe ainda um modelo de célula L, pouco difundido, porém que possui sua aplicação voltada para casamento de impedância em circuitos com carga em grande parte indutiva, que é a célula L totalmente capacitiva, exibido na Figura 2.15:

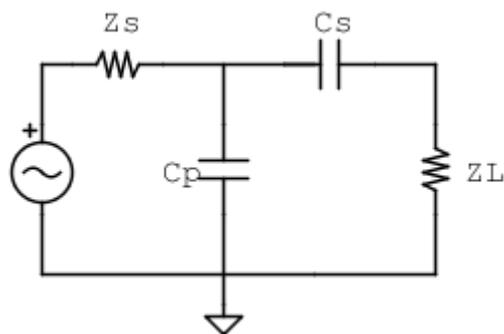


Figura 2.15- Célula L Capacitiva

Para este casador de impedância, conforme pode ser observado na Figura 2.8, a impedância irá “percorrer” pela carta de Smith somente em um sentido, diminuindo a parcela imaginária da impedância, sendo o capacitor série e paralelo responsáveis por diminuir a parcela real da impedância via “caminhos” distintos, permitindo assim, um

maior controle para sintonia da parcela real ao realizar o casamento de impedância desejado.

2.9. Modelo de Circuito com Casamento de Impedância

O modelo de circuito referência (Figura 2.6) foi modificado a fim de se adicionar um casador de impedância e garantir, assim, a máxima transferência de energia. Foram desenvolvidos, neste trabalho, os modelos com casador tipo célula L (capacitor e indutor) e célula L totalmente capacitivo.

Célula L

Baseando-se no casador de impedância da Figura 2.14, foi desenvolvido o modelo de circuito com casamento de impedância célula L:

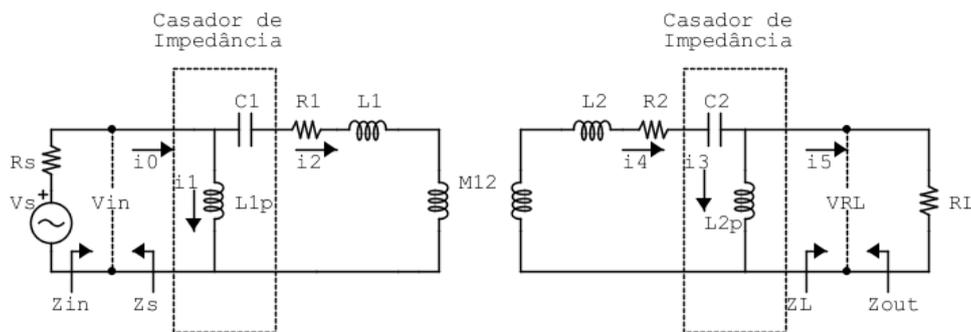


Figura 2.16- Modelo de circuito com casador de impedância tipo célula L.

Entretanto, como o objetivo deste trabalho envolve realizar uma autossintonia, escolheu-se um modelo de circuito casador que permitisse com mais facilidade alterar os parâmetros dos componentes. Assim, adotou-se o casador de impedância célula L totalmente capacitivo, conforme exibido abaixo:

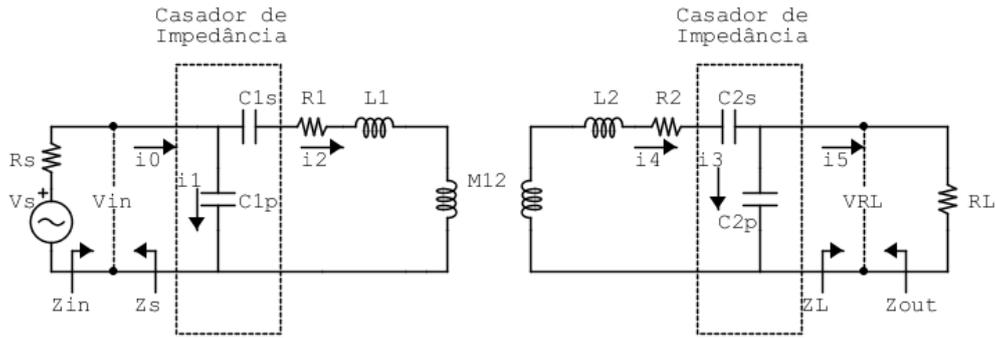


Figura 2.17- Circuito para Transferência de Energia Sem Fios com Casador de Impedância tipo célula L capacitivo.

Conforme apresentado na Figura 2.17, o circuito casador englobou o capacitor em série já existente no circuito referência.

Quando comparado com o circuito referência da Figura 2.6, o circuito com casador de impedância apresenta como vantagem um maior controle sobre a parcela Real da impedância, devido aos capacitores série e paralelo, o que torna mais atrativo o sistema para implementação experimental.

2. 10. Modelagem do Circuito com Casamento de Impedância

A) Célula L

O modelo de circuito referência tipo célula L, descrito na Figura 2.16, foi modelado neste trabalho, a fim de se obter a impedância equivalente Z_{in} . Vale mencionar que esta expansão é uma das contribuições deste trabalho, pois não foram encontradas na literatura nenhuma modelagem matemática teórica com a rigorosa expansão numérica apresentada nesta seção

$$V_{in} = i_1 j\omega L_{1p} = \left(\frac{1}{j\omega C_1} + R_1 + j\omega L_1 \right) i_2 - j\omega M_{12} i_4 \quad (2.18)$$

$$j\omega M_{12} i_2 - \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) i_4 = i_3 j\omega L_{2p} = R_L (i_4 - i_3) = V_{RL} \quad (2.19)$$

Trabalhando a equação (2.19), podemos resolver i_4 em função apenas de i_2 e substituir em (2.18):

$$i_4 = \frac{j\omega M_{12}}{\left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{j\omega L_{2p} R_L}{j\omega L_{2p} + R_L}\right)} i_2 \quad (2.20)$$

$$V_{in} = \left(\frac{1}{j\omega C_1} + R_1 + j\omega L_1\right) i_2 + \frac{(\omega M_{12})^2}{\left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{j\omega L_{2p} R_L}{j\omega L_{2p} + R_L}\right)} i_2 \quad (2.21)$$

Calculando i_0 em função de i_2 :

$$i_0 = \frac{V_{in}}{j\omega L_{1p}} + i_2 \quad (2.22)$$

Calculando Z_{in} da equação (2.21) e (2.22):

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{i_0} = \frac{A}{\frac{A}{j\omega L_{1p}} + 1} \quad (2.23)$$

Aonde tem-se:

$$A = \frac{1}{j\omega C_1} + R_1 + j\omega L_1 + \frac{(\omega M_{12})^2}{\left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{j\omega L_{2p} R_L}{j\omega L_{2p} + R_L}\right)} \quad (2.24)$$

Para o cálculo e busca dos elementos indutores (L_{1p} e L_{2p}) e capacitores (C_1 e C_2) do casador de impedância, baseados na equação (2.23) iguala-se Z_{in} a um valor conhecido. Para resolver este equacionamento, neste trabalho, criou-se um script em Matlab® (Anexo III) que automatiza a solução.

B) Célula L Capacitivo

O circuito de referência da Figura 2.17, foi modelado neste trabalho, a fim de se obter a impedância equivalente Z_{in} :

$$V_{in} = \frac{i_1}{j\omega C_{1p}} = \left(\frac{1}{j\omega C_{1s}} + R_1 + j\omega L_1\right) i_2 - j\omega M_{12} i_4 \quad (2.25)$$

$$j\omega M_{12}i_2 - \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_{2s}}\right)i_4 = \frac{i_3}{j\omega C_{2p}} = R_L(i_4 - i_3) = V_{RL} \quad (2.26)$$

Trabalhando a equação (2.26), podemos resolver i_4 em função apenas de i_2 e substituir em (2.25):

$$i_4 = \frac{i_2 j\omega M_{12}}{\left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_{2s}} + \frac{R_L}{(1 + R_L j\omega C_{2p})}\right)} \quad (2.27)$$

$$V_{in} = \left(\frac{1}{j\omega C_{1s}} + R_1 + j\omega L_1 + \frac{(\omega M_{12})^2}{\left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_{2s}} + \frac{R_L}{(1 + R_L j\omega C_{2p})}\right)} \right) i_2 \quad (2.28)$$

Calculando i_0 em função de i_2 :

$$i_0 = V_{in} j\omega C_{1p} + i_2 \quad (2.29)$$

Calculando Z_{in} da equação (2.28) e (2.29):

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{i_0} = \frac{A}{Aj\omega C_{1p} + 1} \quad (2.30)$$

Aonde, tem-se:

$$A = \frac{1}{j\omega C_{1s}} + R_1 + j\omega L_1 + \frac{(\omega M_{12})^2}{\left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_{2s}} + \frac{R_L}{(1 + R_L j\omega C_{2p})}\right)} \quad (2.31)$$

O cálculo e busca dos elementos capacitores (C_{1s} , C_{1p} , C_{2s} e C_{2p}) do casador de impedância, baseados na equação (2.30) é realizado igualando-se Z_{in} a um valor conhecido. Para resolver este equacionamento, foi criado neste trabalho, um script em Matlab® (Anexo IV) que automatiza a solução desta equação.

Alternativamente, ao invés de se propor um modelamento completo da impedância Z_{in} , Thomas [24] tratou unicamente o casador de impedância, conforme ilustrado na Figura 2.18:

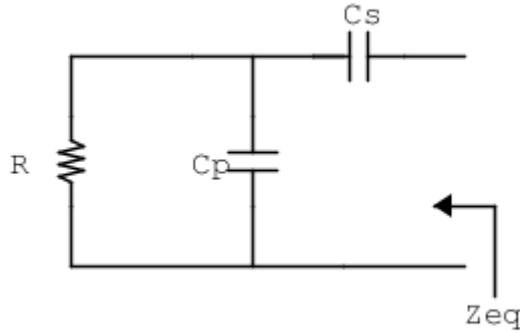


Figura 2.18- Modelagem do Casador Célula L Capacitivo.

Modelando a Figura 2.18, tem-se:

$$Z_{eq} = \left(\frac{1}{j\omega C_p} // R \right) + \frac{1}{j\omega C_s} \quad (2.32)$$

Trabalhando a equação (2.32), Thomas [24] chegou ao modelo simplificado, isolando a parcela real e imaginária:

$$Z_{eq} = \frac{R}{\omega^2 C_p^2 R^2 - 1} - j \frac{(\omega^2 R^2 C_p (C_p + C_s) + 1)}{\omega^3 C_p^2 C_s R^2 - \omega C_s} \quad (2.33)$$

Com a equação (2.33), pode-se igualar a parcela real e imaginária da impedância equivalente Z_{eq} , com a impedância equivalente do circuito de forma a ocorrer casamento de impedância.

2. 11. Análise da Eficiência dos Modelos

A) Modelo Referência

Conforme demonstrado na modelagem do circuito referência (Figura 2.1) sem casamento de impedância, a eficiência é dada pela equação (2.12):

$$\eta_{trans} = \frac{(\omega M_{12})^2 R_L}{R_1 (R_2 + R_L)^2 + (\omega M_{12})^2 (R_2 + R_L)}$$

e Z_{in} dado por (2.11), será, na ressonância, dado por:

$$Z_{in} = R_1 + \frac{(\omega M_{12})^2}{R_2 + R_L} \quad (2.34)$$

Nota-se que Z_{in} , na ressonância, varia em função da frequência (ω), da indutância mútua M_{12} , da resistência interna do circuito receptor R_2 e da resistência da carga R_L . Isolando a frequência, temos:

$$\omega = \frac{\sqrt{(Z_{in} - R_1)(R_2 + R_L)}}{M_{12}} \quad (2.35)$$

Logo, adicionando-se a condição de que há uma resistência na fonte R_s , tal que, $R_s = Z_{in}$, pode-se chegar a uma única frequência em que haverá casamento de impedância para o circuito referência, ou seja, não há como alterar de maneira flexível a frequência de ressonância de forma a manter a máxima transferência de energia.

Um outro resultado interessante pode ser obtido inserindo a frequência definida em (2.35), na equação da eficiência (2.12). Obtém-se uma equação simplificada da eficiência:

$$\eta_{trans_{res}} = \frac{R_L}{Z_{in}} \left(\frac{Z_{in} - R_1}{R_L + R_2} \right) \quad (2.36)$$

Para o caso em que $R_L = Z_{in} = 50\Omega$, tem-se ainda:

$$\eta_{trans_{res}} = \frac{50 - R_1}{50 - R_2} \quad (2.37)$$

Portanto, neste caso, a eficiência será dependente apenas das resistências internas R_1 e R_2 .

Visto o circuito referência, agora, o próximo passo é analisar o modelo de circuito com casamento de impedância. Será analisado o modelos de casamento descritos na Figura 2.16 e Figura 2.15.

B) Modelo de Circuito com Casamento de Impedância Célula L

A utilização do modelo de circuito com casador de impedância tipo célula L, descrito na Figura 2.16, permite que o casamento de impedância seja trabalhado de

forma a se ter uma maior flexibilidade na frequência de ressonância e, conseqüentemente, na eficiência do sistema. Esta maior flexibilidade pode ser facilmente observada ao analisar as equações (2.23) e (2.24). A impedância equivalente pode ser trabalhada de forma a atingir o valor real e imaginário desejado, gerando o casamento de impedância objetivado, sem fixar a frequência de ressonância, fato que não ocorre no modelo sem casador de impedância.

A eficiência para este modelo, calculada neste trabalho, é dada pela equação (2.31) e para seu cálculo foi desenvolvido um script Matlab[®] descrito no Anexo V:

$$\eta_{transcasLC} = \frac{\left| 1 - \frac{R_L}{j\omega L_{2p} + R_L} \right|^2 R_L}{\left| \frac{1}{j\omega M_{12}} \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{j\omega L_{2p} R_L}{j\omega L_{2p} + R_L} \right) \right|^2 R_1 + R_2 + \left| 1 - \frac{R_L}{j\omega L_{2p} + R_L} \right|^2 R_L} \quad (2.31)$$

C) Modelo de Circuito com Casamento de Impedância Célula L Capacitivo

A utilização do modelo de circuito com casador de impedância tipo célula L capacitivo, tem como objetivo garantir uma maior flexibilidade na frequência de ressonância. Para aplicação experimental, utiliza-se como elementos de sintonia apenas capacitores, que possuem uma maior facilidade para se encontrar valores comerciais quando comparado aos indutores. A eficiência para este modelo, foi calculada neste trabalho, e é dada pela equação (2.32) e calculada via script criado em Matlab[®], descrito no Anexo VI:

$$\eta_{transcasCC} = \frac{\left| 1 - \frac{R_L}{\frac{1}{j\omega C_{2p}} + R_L} \right|^2 R_L}{\left| \frac{1}{j\omega M_{12}} \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_{2s}} + \frac{R_L}{1 + R_L j\omega C_{2p}} \right) \right|^2 R_1 + R_2 + \left| 1 - \frac{R_L}{\frac{1}{j\omega C_{2p}} + R_L} \right|^2 R_L} \quad (2.32)$$

2. 12. Conclusão do Capítulo

A base teórica relativa a transferência de energia sem fios foi descrita neste capítulo, que englobou desde a teoria já consagrada na literatura quanto os novos desenvolvimentos diante do circuito modelo adotado.

Foram adicionadas e descritas modificações no circuito modelo, como o equacionamento das correntes e impedância de entrada com a inclusão do casador de impedância totalmente capacitivo.

Uma vez consolidado o desenvolvimento analítico, o próximo passo será realizar a implementação numérica, validando o modelo com as equações apresentadas, e extrapolar os estudos por meio de simulações diversas, ampliando a gama de resultados visando a máxima eficiência na transferência de energia.

3. DESENVOLVIMENTO NUMÉRICO

3.1. Introdução

Este Capítulo apresenta o desenvolvimento numérico realizado sobre o modelo de circuito adotado. Inicialmente, é apresentada a simulação comparando o modelo analítico com o numérico para a indutância mútua. Posteriormente, os modelos implementados para o sistema de transferência de energia são apresentados, contendo o circuito emissor e receptor. Foram analisadas as condições da eficiência em função da frequência em 4 condições: Circuito Referência sem casamento de impedância, Circuito Referência com casamento de impedância, Circuito de Referência com casamento de impedância via Célula L e Circuito Referência com Casamento via Célula L Capacitivo.

O desenvolvimento analítico foi realizado utilizando-se o software comercial Ansys Electronics Desktop, que permite o modelamento e simulação de dispositivos e circuitos eletromagnéticos.

O Ansys Electronics realiza as simulações numéricas utilizando o método dos elementos finitos na discretização dos problemas, uma metodologia de solver bem robusta e muito eficaz. Neste trabalho foi utilizado o Ansys Electronics Desktop 2016.1, com os softwares integrados Maxwell, para o desenvolvimento das antenas e Simplorer, para integração com a física de circuitos.

A geometria utilizada no Maxwell foi a 3D, aonde foi possível desenvolver o modelo físico das antenas emissora e receptora, calculando os campos eletromagnéticos e permitindo o cálculo das indutâncias mútuas do sistema. No Simplorer, foram inseridos os elementos de fonte de alimentação, resistências, capacitâncias e indutâncias. As simulações foram realizadas utilizando-se o domínio da frequência.

3.2. Validação do Modelo Numérico

Para validação do modelo numérico implementado, foi realizada uma simulação de uma antena emissora e uma antena receptora, analisando o valor da indutância mútua

entre elas em função da distância de separação (d). Os valores obtidos em simulação foram comparados com os valores analíticos, calculados pela equação de Grover [31] para antenas com um enrolamento ($N=1$).

Os valores analíticos foram obtidos utilizando um algoritmo desenvolvido em Matlab® (Anexo I).

Os valores numéricos foram simulados no software Maxwell e a Figura 3.1 demonstra o modelo criado para simulação:

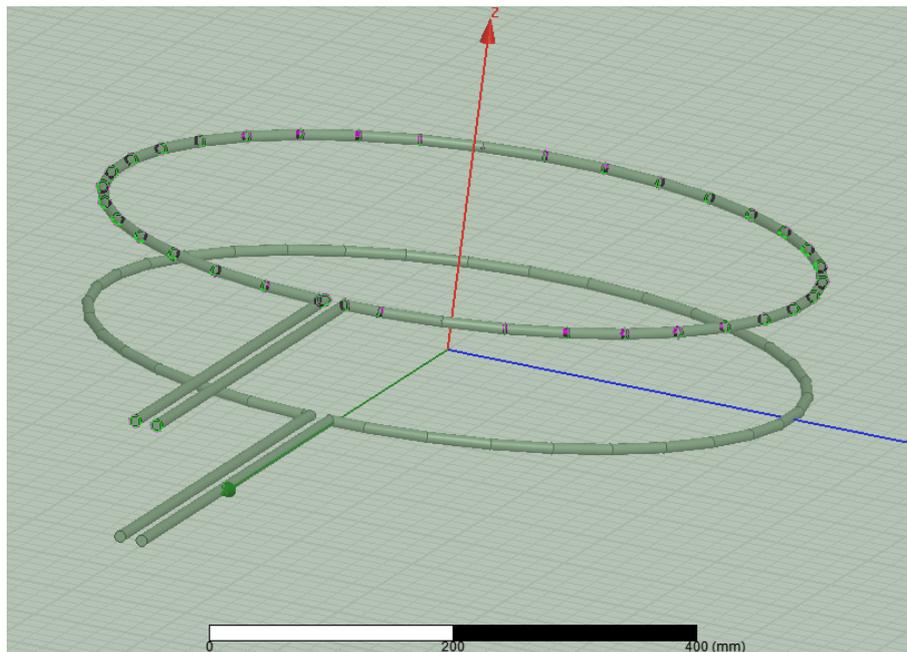


Figura 3.1- Simulação numérica da Indutância Mútua realizada no software Ansys.

Os parâmetros adotados para as antenas foram:

- Raio da Antena Transmissora = 30 cm;
- Raio da Antena Receptora = 30 cm;
- Distância de Separação entre as Antenas= 10 cm a 100 cm;

Os resultados comparativos são exibidos na Figura 3.2:

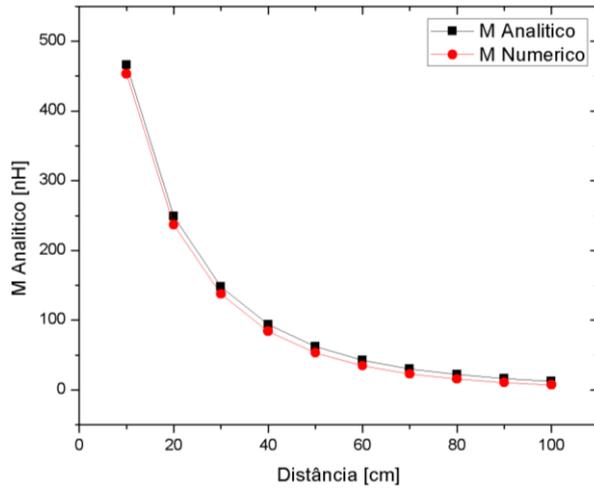


Figura 3.2- Resultados da Indutância Mútua Analítica x Indutância Mútua Numérica.

Conforme observado na Figura 3.2, os resultados apresentaram uma pequena variação, validando o modelo numérico desenvolvido no software Maxwell.

Para validar a simulação numérica do modelo de circuitos, foi desenvolvida uma simulação no Simplorer de um casador de impedância tipo L totalmente capacitivo. Porém, para simplificar a solução analítica, foi adotado apenas o circuito transmissor, conforme descrito na Figura 3.3:

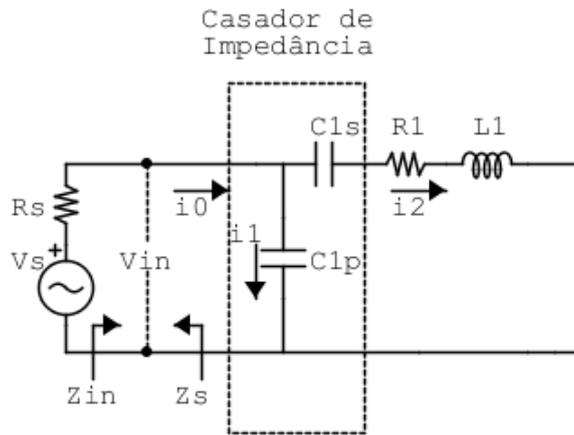


Figura 3.3- Modelo simulado no Simplorer do circuito transmissor com casador de impedância L capacitivo.

Baseando-se na equação geral (2.23) e (2.24), o elemento composto da indutância mútua é extinto, pois neste caso avaliou-se apenas o circuito emissor:

$$A = \frac{1}{j\omega C_2} + R_1 + j\omega L_1 + \frac{(\omega M_{12})^2}{\left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_4} + \frac{R_L}{(1 + R_L j\omega C_3)} \right)}$$

$$A' = \frac{1}{j\omega C_2} + R_1 + j\omega L_1 \quad (3.1)$$

$$Z'_{in} = \frac{V'_{in}}{i_0} = \frac{A'}{A' j\omega C_1 + 1} \quad (3.2)$$

Adotando uma antena quadro com $L_1 = 1,77 \mu H$ e $R_1 = 1,74 \Omega$, que são valores típicos do projeto experimental. Admite-se ainda, $Z_{in} = 50\Omega$ e *frequência* = 5MHz. Substituindo na equação (3.1) e (3.2), obtém-se C_{1p} e C_{1s} :

$$C_{1p} = 3,3432 \text{ nF}, C_{1s} = 685 \text{ pF}$$

Simulando o modelo elaborado no Simplorer com os capacitores calculados analiticamente, o circuito apresentou um casamento de impedância adequado, validando o modelo elaborado no software. O resultado é exibido na Figura 3.4:

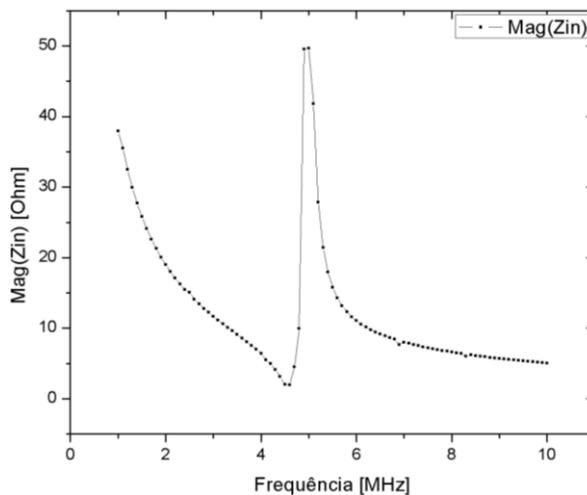


Figura 3.4- Resultado do módulo da impedância simulada para o casador de impedância projetado.

Conforme observado na Figura 3.4, o valor do módulo da impedância resultante foi de 49,7054 Ω para a frequência de 5 MHz, comprovando que o casador de impedância foi projetado adequadamente.

O circuito desenvolvido no Simplorer é exibido na Figura 3.5:

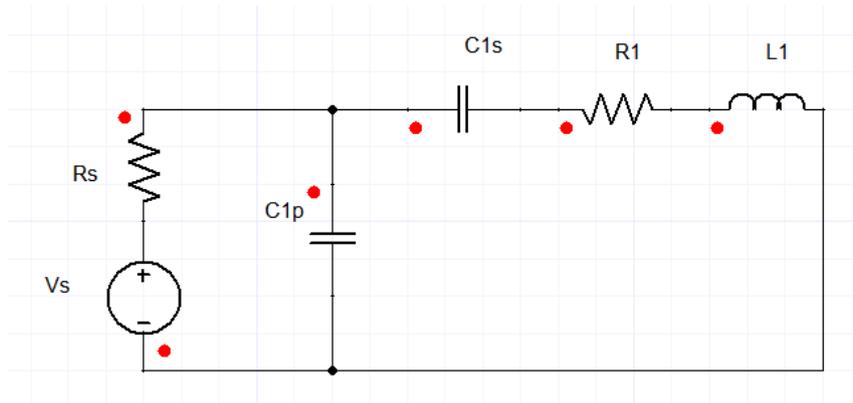


Figura 3.5- Circuito elaborado no software Simplorer.

Este resultado valida o modelo desenvolvido no Simplorer, completando a validação dos modelos numéricos a serem utilizados no trabalho.

A seguir serão feitas diversas análises em relação ao comportamento da eficiência do sistema de transferência de energia em função dos casadores de impedância. Serão consideradas as condições: sem casamento de impedância, com casador de impedância com 1 capacitor, casador de impedância tipo célula L com elementos capacitivos e indutivos e casador célula L somente com elementos capacitivos.

3.3. Análise da Eficiência para Circuito Referência Sem Casamento de Impedância

Esta primeira análise não considera o circuito casador de impedância no circuito de referência, ou seja, realiza-se um projeto tal que haja ressonância, porém, sem atingir as condições de $Z_s = Z_{in}$ e $Z_L = Z_{out}$.

Admite-se as condições para uma antena com raio de 33 cm, separadas por uma distância de 10 cm entre o circuito emissor e o circuito receptor. Estes valores foram utilizados a fim de desenvolver, posteriormente, um experimento prático similar ao experimento realizado por Karalis e coautores [3]. Ao simular essas antenas, foi possível obter os valores de L_1, L_2, R_1, R_2 e M_{12} , e, a partir destes valores foram definidas as condições para realizar o experimento:

$$Z_{in} = Z_L = 50 \Omega$$

$$L_1 = L_2 = 1,98 \mu H$$

$$M_{12} = 453 nH$$

$$R_1 = R_2 = 1,74 \Omega$$

$$Frequência_{ressonância} = 5 MHz$$

Realizam-se os cálculos dos capacitores diretamente através da equação (3.3):

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + M_{12})C}} \rightarrow C = \frac{1}{4\pi^2 f_{res}^2 (L + M_{12})} \quad (3.3)$$

Obtém-se os valores de capacitância $C_1 = C_2 = 416 pF$. Os valores de C_1 e C_2 são iguais, pois foram admitidas antenas idênticas para o circuito emissor e receptor.

Com os valores de todas as grandezas, calcula-se a eficiência η pela equação (2.12) e a impedância de entrada Z_{in} , pela equação (2.11):

$$\eta_{trans} = 66,90\%$$

$$Z_{in} = 5,66 \Omega$$

O resultado da simulação é exibido na Figura 3.6, com $\eta_{trans} = 66,78 \%$ em 5MHz, comprovando o valor calculado.

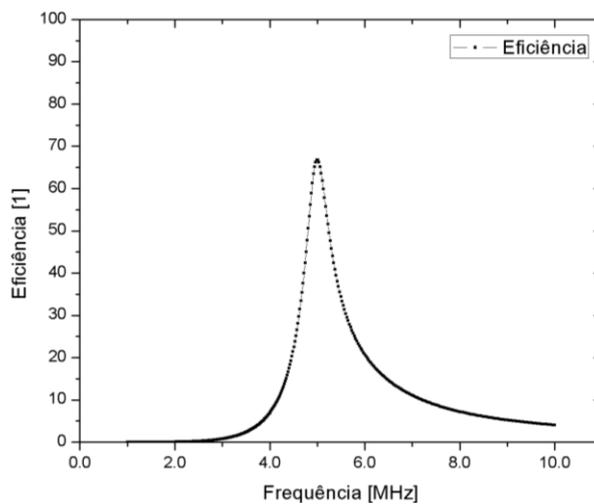


Figura 3.6- Simulação para o circuito referência com projeto para ressonância em 5 MHz e sem casamento de impedância.

A impedância de entrada Z_{in} foi simulada a fim de demonstrar o descasamento do sistema, apresentado na Figura 3.7:

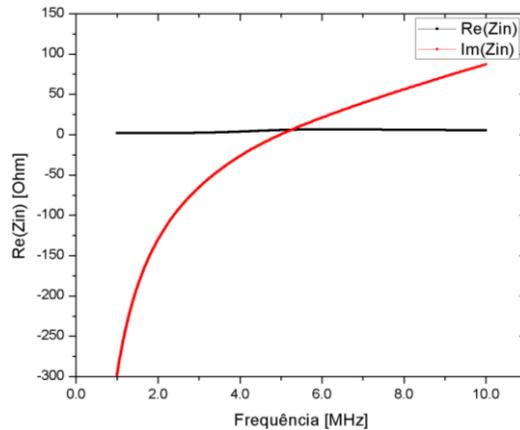


Figura 3.7- Impedância de entrada para o circuito referência sem casamento de impedância.

Analisando a Figura 3.7, é possível notar que a parcela real da impedância $Re(Z_{in})$ apresentou uma variação pequena quando comparada a parcela imaginária da impedância $Im(Z_{in})$. Embora a parcela imaginária tenha chegado a zero na frequência de ressonância, nota-se que a parcela real da impedância ficou distante do valor de 50Ω , condição necessária para haver o casamento de impedância.

A eficiência global do circuito pode ser analisada, calculando o parâmetro S_{11} do circuito, como detalhado a seguir:

$$|S_{11}| = \left| \frac{Z_{in} - Z_s}{Z_{in} + Z_s} \right| = \left| \frac{5,66 - 50}{5,66 + 50} \right| = 0,79680181$$

Substituindo S_{11} na equação (2.17) da eficiência global, temos:

$$\eta_{global}^* = \eta_{trans} - |S_{11}|^2 = 6,88 \%$$

*Este valor deve ser analisado de maneira qualitativa, visto que o sistema não está com impedância casada.

Conclui-se que o resultado da eficiência global caiu 60,02 % devido ao casamento de impedância inadequado. Assim, na elaboração de um sistema experimental o casamento de impedância é um fator extremamente importante para garantir uma eficiência global adequada para o sistema. Não é suficiente, para um bom projeto, calcular apenas a eficiência da transferência de energia, pois ao desconsiderar as perdas

existentes no casamento de impedância, a eficiência global do sistema pode ser muito prejudicada, deixando sua aplicação em alguns casos inviável.

3.4. Análise da Eficiência em Função da Distância para Circuito Referência Com Casamento de Impedância

Uma vez demonstrada a necessidade de se realizar um bom casamento de impedância, a fim de se garantir uma eficiência global adequada, será desenvolvido o projeto de um casador de impedância para utilização com o circuito de referência.

Os dados das impedâncias de carga, impedância da fonte, indutância das antenas, indutância mútua e resistência de perdas utilizados são os mesmos adotados no item 3.3.

3.4.1. Casamento com 1 Capacitor

Diferentemente do procedimento adotado no projeto sem casador de impedância, no qual bastou realizar o cálculo do capacitor para atingir a frequência de ressonância desejada, neste caso, o casamento de impedância deverá ser prioritário. Para realização deste casamento de impedância, será utilizado apenas o capacitor série C_1 para o circuito transmissor e C_2 para o circuito receptor, logo, deverão ser atendidas as condições de casamento de impedância e de frequência de ressonância. Entretanto, como só existe 1 elemento para atingir ambas as condições, atribui-se que o capacitor série será calculado de forma a garantir o casamento de impedância, sendo a frequência de ressonância obtida deste resultado. Utilizando a equação (2.34), temos:

$$Z_{in} = R_1 + \frac{(\omega M_{12})^2}{R_2 + R_L} \rightarrow f = \sqrt{\frac{(50 - 1,74) * (1,74 + 50)}{(453 * 10^{-9})^2}}{2\pi}} = 17,56 \text{ MHz}$$

Logo, o capacitor série foi calculado pela equação (3.3), de forma que o circuito referência ressoe na frequência de 17,56 MHz, o que retornou os capacitores $C_1 = C_2 = 42 \text{ pF}$.

A eficiência na transferência de energia calculada para esta frequência de ressonância foi de 93,27%, o mesmo resultado obtido em simulação, conforme exibido na Figura 3.8. Adicionalmente, verifica-se que há uma faixa de frequências na qual a eficiência é mantida acima dos 90% (Figura 3.8), pois a impedância de entrada (Z_{in}) permaneceu com valores próximos ao valor de $Z_s = 50 \Omega$, observado na Figura 3.9.

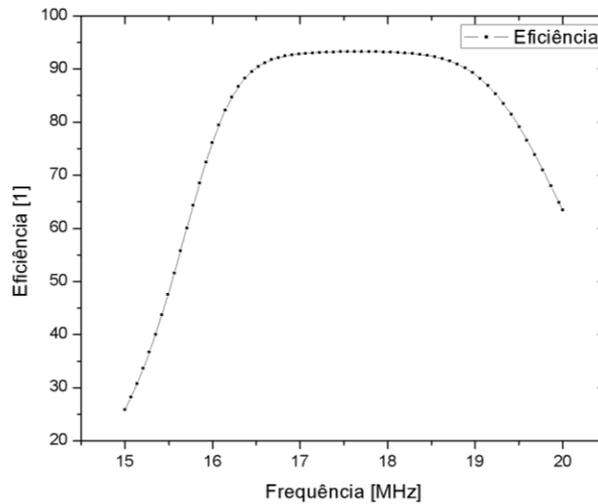


Figura 3.8- Resultado obtido em simulação numérica para o circuito referência com casamento de impedância de 1 capacitor para a frequência de 17,56 MHz.

A impedância de entrada também foi simulada e pode ser exibida na Figura 3.9:

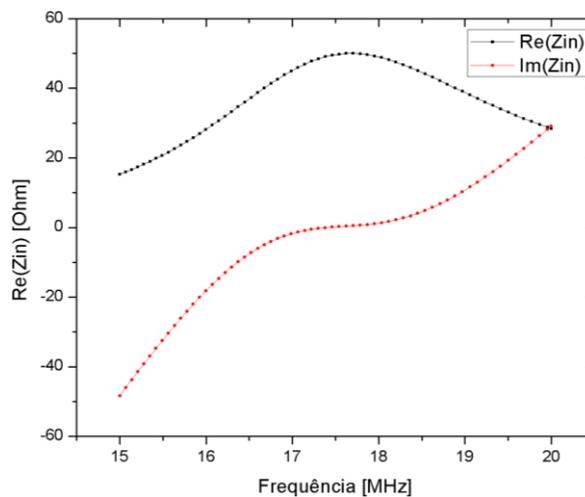


Figura 3.9- Impedância de entrada simulada para o circuito referência.

Como se pode observar, o valor real da impedância de entrada Z_{in} atinge 50Ω na frequência de ressonância e o valor imaginário é zerado, garantindo o casamento de

impedância. Em simulação o valor da eficiência global e eficiência de transmissão apresentaram os mesmos resultados.

3.4.2. Casamento com célula L com elementos capacitivo e indutivo

O projeto do indutor e capacitor do casador de impedância célula L exibido na Figura 2.16 e detalhado nas equações (2.23) e (2.24) não possuem uma solução trivial. Logo, desenvolveu-se um algoritmo em Matlab® (ANEXO II) para fazer uma busca dos valores de C_1 , C_2 , L_{1p} e L_{2p} , chegando ao resultado:

$$C_1 = C_2 = 375 \text{ pF}$$

$$L_{1p} = L_{2p} = 1009 \text{ nH}$$

Com os valores calculados, simulou-se no software Ansys a eficiência do sistema para as mesmas condições do item 3.4.1, obtendo os seguintes resultados:

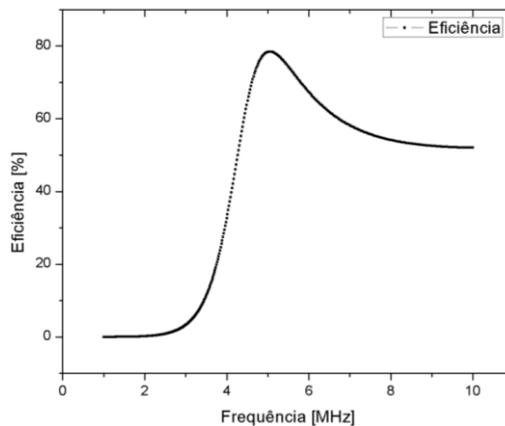


Figura 3.10– Análise da Eficiência em função da frequência para o circuito com casador de impedância célula L.

O máximo valor de eficiência obtido foi de 78,36% na frequência projetada de 5MHz. O valor da impedância de entrada simulado é apresentado na Figura 3.11, a fim de analisar a qualidade do casamento de impedância:

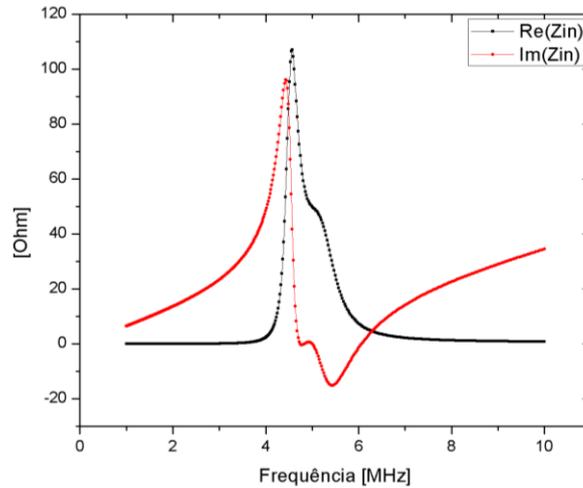


Figura 3.11- Impedância de Entrada para Casamento Célula L (LC).

Na Figura 3.11, a frequência de projeto de 5 MHz apresenta uma Impedância $Z_{in} = 49,91 - j 0,0172$; valor muito próximo ao de projeto ($Z_{in}=50$).

O valor simulado para a eficiência global foi de 78,29%, valor muito próximo ao valor da eficiência de transmissão 78,36%, visto o resultado do casador de impedância.

3.4.3. Casamento com célula L somente com elementos capacitivos

O projeto dos capacitores série e paralelo do circuito com casador de impedância célula L capacitivo, foi exibido na Figura 2.17 e detalhado nas equações (2.30) e (2.31). Assim como o casador de impedância célula L anterior, este não apresenta uma solução trivial. Um script em Matlab[®] foi elaborado a fim de fornecer os valores dos capacitores $C_{1s}, C_{1p}, C_{2s}, C_{2p}$, conforme o projeto desejado (ANEXO III). Adotando os mesmos valores de projeto dos itens 3.4.1 e 3.4.2, os capacitores ficam sendo:

$$C_{1s} = C_{2s} = 804 \text{ pF}$$

$$C_{1p} = C_{2p} = 1004 \text{ pF}$$

Simulando o circuito com os valores calculados, o resultado da eficiência em função da frequência é apresentado na Figura 3.12:

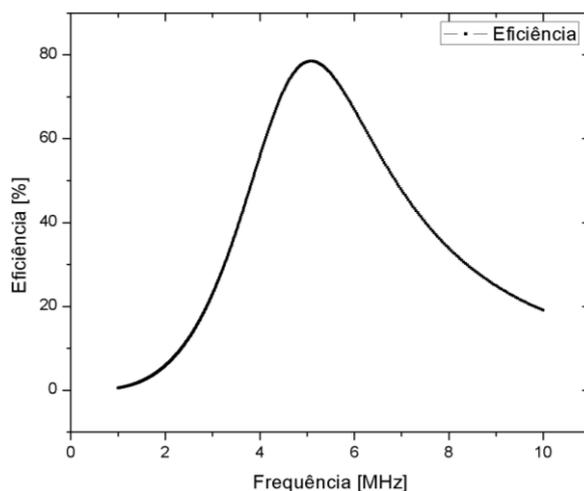


Figura 3.12 - Análise da Eficiência para circuito com casamento célula L capacitivo.

A eficiência obtida na frequência de projeto de 5 MHz foi de 78,36%, o mesmo valor do casador de impedância com elementos L e C. O valor da impedância de entrada também foi analisado a fim de verificar a qualidade do casamento de impedância:

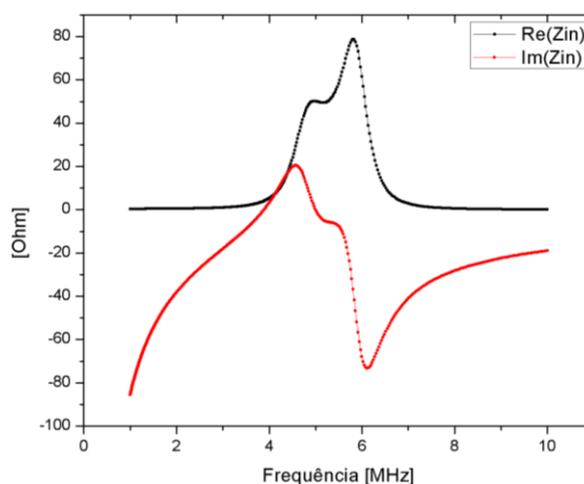


Figura 3.13 - Impedância de entrada para circuito com casador célula L capacitivo (CC).

Na Figura 3.13, a frequência de projeto de 5 MHz apresenta uma Impedância $Z_{in} = 50,11 - j 0,0594$; valor muito próximo ao de projeto ($Z_{in}=50$).

O valor simulado para a eficiência global foi de 78,26%, valor muito próximo ao valor da eficiência de transmissão 78,36%.

3.5. Conclusão do Capítulo

Os modelos numéricos utilizados para simulação da transferência de energia sem fios foram descritos neste capítulo. Foram utilizados os modelos desenvolvido no software Maxwell, utilizado para modelagem das antenas e os modelos desenvolvidos no software Simplorer, utilizado para a física de circuitos.

Desenvolveu-se diversos projetos sobre o circuito modelo, com e sem a utilização de circuitos casadores de impedância: casador com um capacitor, casador tipo célula L com elementos indutivos e capacitivos, casador tipo célula L somente com elementos capacitivos.

Uma vez consolidado o desenvolvimento numérico, o próximo passo será realizar a implementação da nova proposta de circuito com autossintonia, tema principal deste trabalho, a fim de explorar as vantagens e desvantagens do sistema.

4. PROPOSTA DE AUTOSSINTONIA

Como comentado no capítulo inicial, o principal objetivo deste trabalho é propor uma nova abordagem de projeto para o circuito de transferência de energia sem fios, inserindo elementos autossintonizáveis ao circuito. Dessa forma, busca-se, obter sempre a máxima eficiência na transferência de energia mesmo com alterações na posição das antenas transmissoras e receptoras.

O Capítulo 3 abordou uma série de projetos e simulações numéricas sobre o modelo de circuito referência. Foi possível observar que conforme há variação na frequência ou na distância de separação, o circuito modifica sua sintonia, o casamento de impedância e, conseqüentemente, afeta a eficiência do sistema.

Uma vez que o circuito seja projetado com casamento de impedância adequado, o sistema estará sujeito a sua máxima eficiência. Caso ocorra alteração na distância de separação 'd', haverá uma variação nas impedâncias do circuito, alterando a frequência de ressonância e o casamento de impedância, conseqüentemente, implicando numa diminuição da eficiência. Uma solução prática para que o sistema retome a sua máxima eficiência é refazer todo o projeto, alterando os elementos do circuito de forma a se obter novamente a frequência de ressonância e o casamento de impedância.

A proposta do sistema autossintonizável é adicionar um elemento de medição sobre a carga R_L , um wattímetro, e a partir desta medição em tempo real, atuar sobre os elementos do circuito, elementos variáveis passíveis de controle.

Vale mencionar que é a primeira vez que se busca fazer esta autossintonia desta forma, ou seja, em tempo real e por meio de elementos de baixo custo (wattímetro monitorando a carga). Os trabalhos anteriores que apresentam elementos sintonizáveis, operam de forma manual ou utilizando equipamentos de alto custo (Analisadores de Rede Vetorial), ou seja, há uma necessidade de se alterar fisicamente algum parâmetro e fazer uso de equipamentos de difícil acesso. No trabalho do desenvolvido por Thomas e co-autores [8], o elemento sintonizável era controlado por duas fontes DC reguláveis, porém essa sintonia deveria ser feita interpretando os dados do analisador de rede vetorial e de forma totalmente manual, o que não permite flexibilidade ao sistema.

O modelo adotado para realizar a medição e atuar sobre o circuito foi baseado no algoritmo MPPT (*Maximum Power Point Tracking*).

4.1. Algoritmo MPPT Heurístico

O algoritmo MPPT Heurístico (*Maximum Power Point Tracking*) é um método de busca que objetiva determinar o ponto de operação de maior geração de energia elétrica e é aplicado, comumente, em sistemas fotovoltaicos. A base do modelo trata de medir a corrente e tensão, obtendo a potência de um painel fotovoltaico de forma a tomar uma decisão de aumento ou diminuição de uma variável de controle, dispensando um conhecimento prévio do painel fotovoltaico [35].

O modelo sugerido neste trabalho utiliza o MPPT aplicado no processo de transferência de energia sem fios, e visa realizar a medição de potência sobre a carga R_L . A partir desta medição, deve-se atuar sobre a frequência do sistema, por meio de um gerador de sinais controlável, buscando sempre o ponto de máxima transferência de potência, conforme descrito no fluxograma da Figura 4.1:

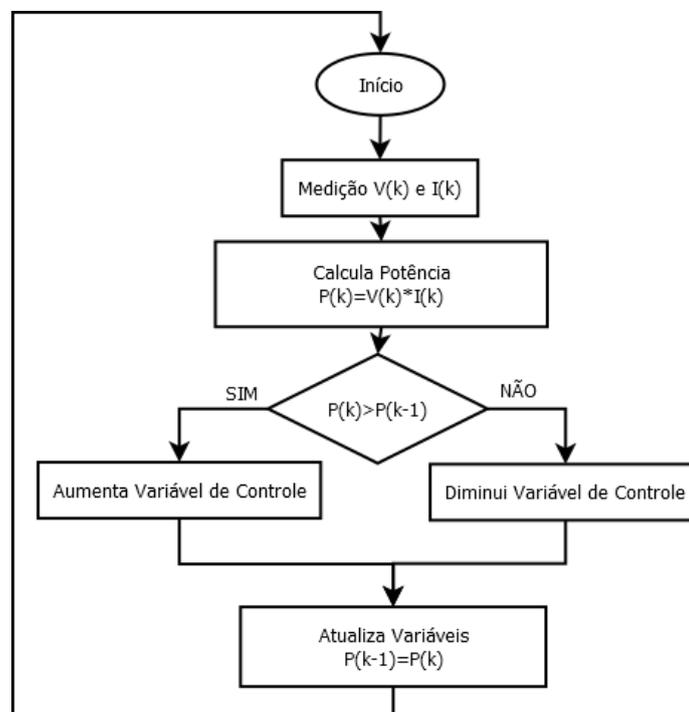


Figura 4.1 - Fluxograma do algoritmo MPPT proposto.

Onde:

k = amostra atual;

$k-1$ = amostra anterior

V = Tensão na carga R_L ;

I = Corrente na carga R_L ;

P = Potência na carga R_L ;

Serão implementadas simulações utilizando a autossintonia por frequência (item 4.2), autossintonia por capacitância no (item 4.3) e será implementado um experimento com a autossintonia por capacitância (item 4.4).

4.2. Análise da Eficiência com Autossintonia em Frequência

Os resultados foram implementados objetivando sempre atingir a máxima eficiência dentre as condições de projeto. Dessa forma, é possível garantir que o circuito esteja operando sempre na frequência de ressonância projetada e com o casamento de impedância adequado, mesmo com alterações na distância entre as antenas. Foram realizadas a investigação numérica para 10 diferentes distâncias de separação entre as antenas: $d=100\text{mm}$, $d=200\text{mm}$, $d=300\text{mm}$, $d=400\text{mm}$, $d=500\text{mm}$, $d=600\text{mm}$, $d=700\text{mm}$, $d=800\text{mm}$, $d=900\text{mm}$ e $d=1000\text{mm}$. O algoritmo MPPT foi implementado, analisando a potência sobre a carga R_L e atuando sobre a frequência, conforme ilustrado no fluxograma da Figura 4.1, aonde a variável de controle é a frequência da fonte.

Para as simulações, foram realizados 9 degraus alterando a distância de separação entre as espiras (d), ou seja, variou-se a distância de separação ‘ d ’ ao longo do domínio discreto conforme exibido na Figura 4.2:

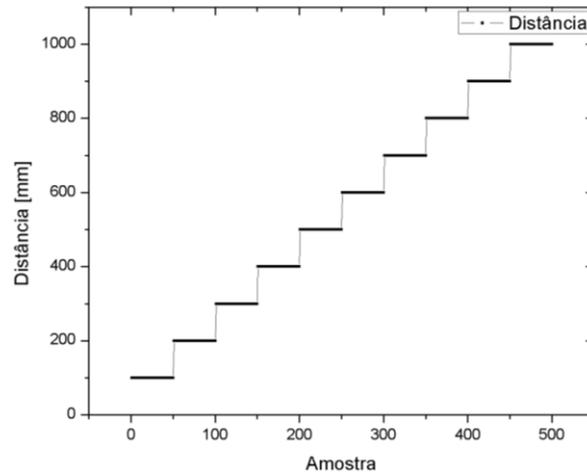


Figura 4.2 - Variação da distância de separação d em função das amostras.

Partindo desta rotina de ensaio, foi adotado o modelo de circuito referência com casamento de impedância via célula L capacitivo, conforme descrito no item 3.4.3. Os parâmetros foram os mesmos do item 3.4.2 e 3.4.3, resumidos, na Tabela 1:

Tabela 1 – Parâmetros fixos adotados nos cálculos e simulação

Parâmetros	Valores
R_s [Ω]	50
$Freq_{res}$ [MHz]	5
b [cm]	1
a [cm]	30
R_L [Ω]	50
N	1
C_{1s}, C_{2s} [pF]	804
C_{1p}, C_{2p} [pF]	1004

Primeiramente, foram simulados os valores de máxima eficiência em função da frequência para as 10 distâncias propostas, de 100mm a 1000mm. Adotando como base os parâmetros fixos da Tabela 1, o resultado da simulação é exibido na Figura 4.3:

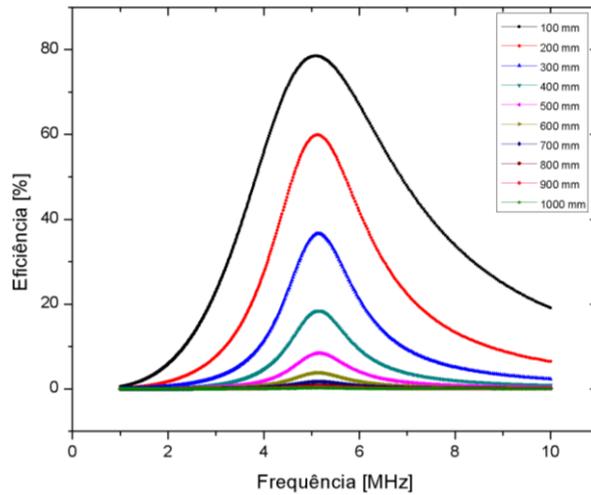


Figura 4.3 - Simulação do modelo referência com casador de impedância célula L capacitivo para 10 distâncias de separação.

Como demonstrado na Figura 4.3, a eficiência é máxima na distância e frequência de projeto, ou seja, 100 mm e 5 MHz. Sendo que conforme a distância de separação aumenta, menor é a eficiência do sistema. Esta simulação não possui autossintonia.

O resultado da simulação do modelo com autossintonia em frequência, utilizando o algoritmo MPPT, é demonstrado na Figura 4.4. A fim de ilustrar o comportamento do sistema no domínio discreto, seguiu-se a sequência de separação apresentada na Figura 4.2:

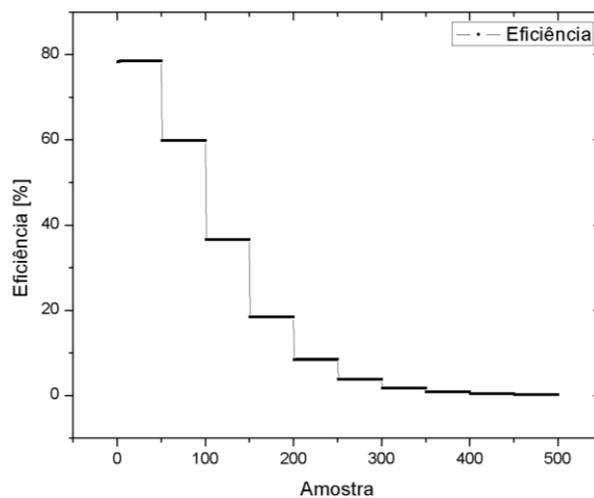


Figura 4.4 - Modelo de simulação no domínio discreto com autossintonia em frequência.

O passo utilizado no algoritmo MPPT foi de 20 kHz, ou seja, a cada nova amostra o algoritmo faz a leitura da potência sobre a carga R_L e corrige o sinal de entrada, incrementando ou decrementando a frequência em 20 kHz. Busca-se, dessa forma, sempre obter a máxima potência na carga R_L e, conseqüentemente, a máxima eficiência do sistema.

A variação de frequência implementada com o objetivo de garantir a máxima eficiência (Figura 4.4), apresentou uma pequena variação de no máximo 200 kHz. A Figura 4.5 exibe as frequências alteradas ao longo do domínio discreto pelo algoritmo MPPT, de forma a buscar as máximas eficiências do sistema.

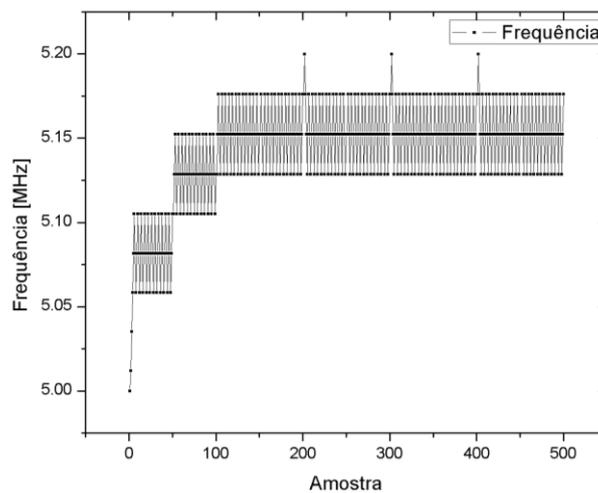


Figura 4.5 - Simulação no domínio discreto da variação de frequência realizada pelo algoritmo MPPT.

De modo a obter uma melhor visualização do percentual de variação da eficiência obtido no sistema com autossintonia (Figura 4.4), em comparação com sistema sem autossintonia (Figura 4.3), calcula-se a relação entre as eficiências, para demonstrar a melhor performance do sistema:

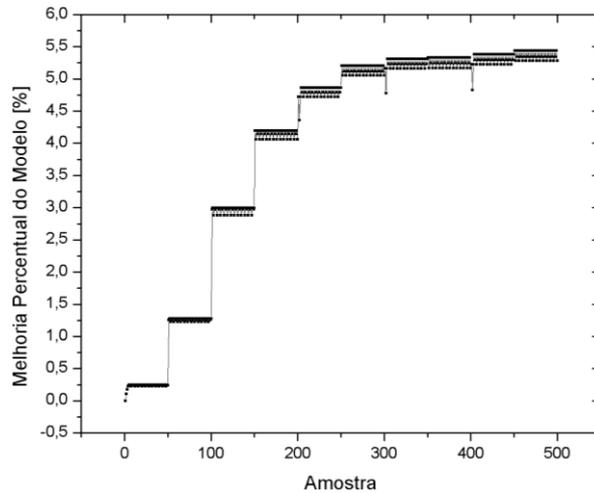


Figura 4.6 - Percentual de melhoria do sistema com autossintonia em relação ao sistema sem autossintonia.

Nota-se, na Figura 4.6, uma melhoria percentual de até 5,44% ao se utilizar o sistema com autossintonia em frequência. Embora este resultado não tenha apresentado um resultado muito relevante, essa abordagem pode se mostrar promissora para outros modelos de antenas, visto que neste estudo a antena apresentava apenas um enrolamento.

Ademais, analisou-se, ainda, a variação dos valores da impedância de entrada Z_{in} , conforme a variação de distância 'd'. Os resultados desta impedância são exibidos nas Figura 4.7:

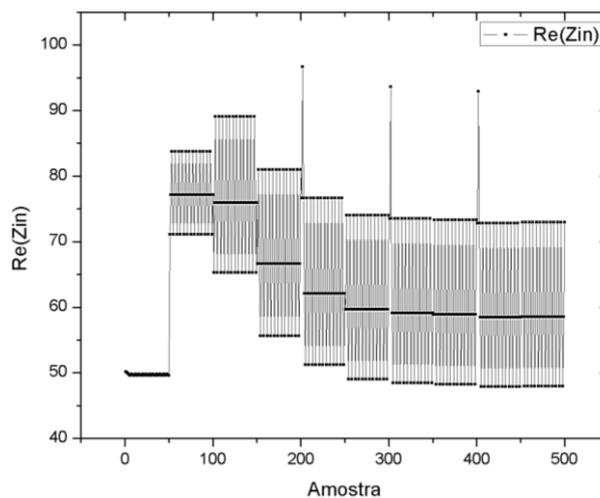


Figura 4.7 – Variação da parcela real da impedância de entrada Z_{in} para as distâncias de separação de 100 a 1000 mm.

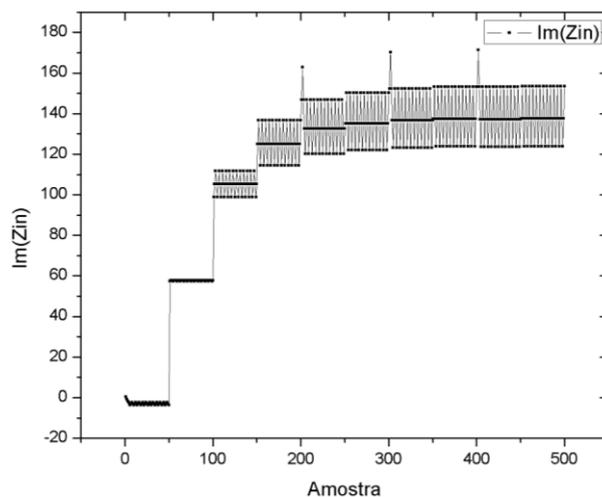


Figura 4.8 - Variação da parcela imaginária da impedância de entrada Z_{in} para as distâncias de separação de 100 a 1000 mm.

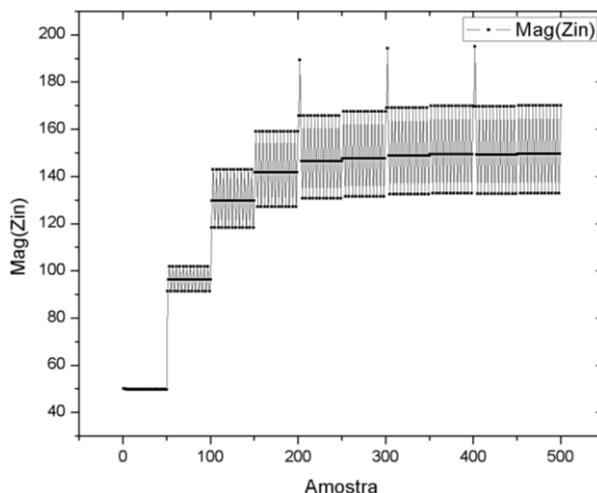


Figura 4.9 - Variação do módulo da impedância de entrada Z_{in} para as distâncias de separação de 100 a 1000 mm.

Avaliando a impedância de entrada, fica evidente o descasamento de impedância que ocorre conforme aumenta a distância de separação ‘d’ entre as antenas. O algoritmo MPPT com atuação no incremento/decremento de frequência não foi capaz de compensar esse descasamento a fim de manter $Z_{in} = 50 \Omega$. Esse é o principal motivo pelo qual não foi possível se obter um maior aumento de eficiência quando comparado ao sistema sem autossintonia.

4.3. Análise da Eficiência com Autossintonia em Capacitância

As simulações foram implementadas utilizando como base os mesmos parâmetros do item 4.2. O algoritmo MPPT analisou a potência sobre a carga R_L e atuou sobre os capacitores série e paralelo ($C_{1s}, C_{2s}, C_{1p}, C_{2p}$), conforme ilustrado no fluxograma da Figura 4.1. Porém, agora, a variável de controle passa a ser os capacitores e não mais a frequência do gerador de sinais, neste caso, a frequência é mantida fixa e os capacitores são trocados conforme o projeto. A troca desses capacitores, pode ser feita via elementos de atuação, por exemplo, relés ou via capacitores sintonizáveis.

A simulação do modelo de circuito com autossintonia nos capacitores, utilizando o algoritmo MPPT é demonstrado na Figura 4.10. Novamente, a fim de se ilustrar o comportamento do sistema no domínio discreto, seguiu-se a sequência de separação apresentada na Figura 4.2:

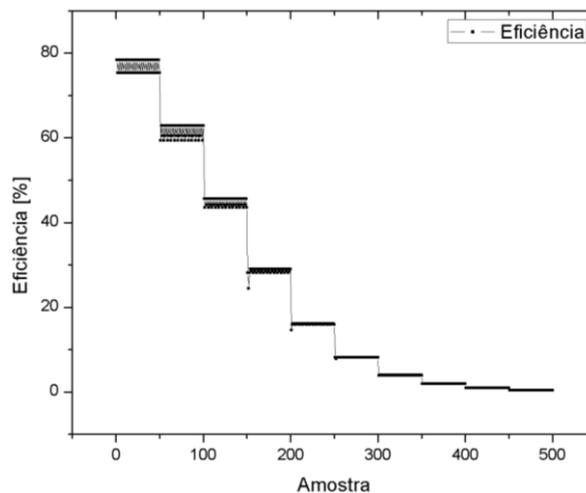


Figura 4.10 - Modelo de simulação no domínio discreto com autossintonia em capacitância.

Na Figura 4.10 é possível observar o algoritmo MPPT buscando o ponto de maior eficiência, o algoritmo sempre irá estabilizar entre 3 pontos, buscando o máximo ponto de eficiência: um ponto de pico e os dois pontos laterais de menor eficiência.

A variação dos capacitores em função da distância de separação pode ser observada nas Figura 4.11, para o capacitor paralelo (C_p) e o capacitor série (C_s), respectivamente.

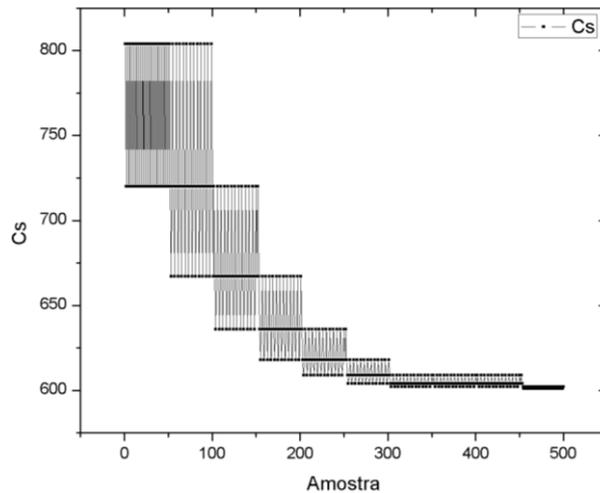


Figura 4.11 - Simulação no domínio discreto da variação dos capacitores série realizada pelo algoritmo MPPT.

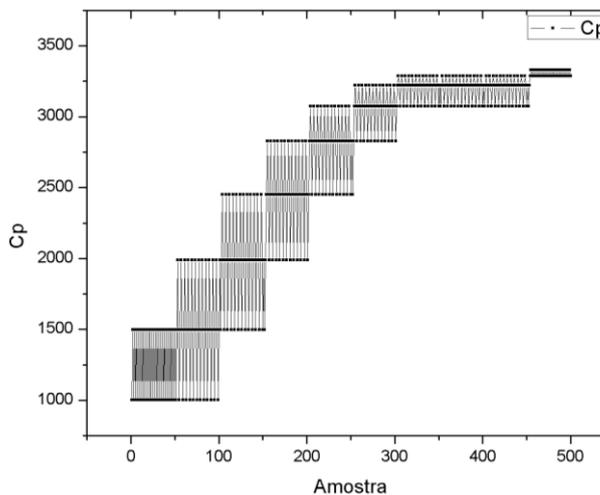


Figura 4.12 - Simulação no domínio discreto da variação dos capacitores paralelos realizada pelo algoritmo MPPT.

Os capacitores em série sofrem um decréscimo de seu valor a fim de corrigir a eficiência no algoritmo MPPT. Por outro lado, os capacitores em paralelo sofrem um acréscimo de seu valor. Isso é justificado, de maneira não trivial, ao analisar a carta de Smith (Figura 2.8) e o comportamento da impedância do sistema, aonde conforme há variação da distância de separação a impedância de entrada (Z_{in}) se “desloca” pela carta de Smith e os capacitores de sintonia se ajustam para seguir esse comportamento.

De forma a ilustrar de uma maneira mais clara o percentual de melhoria da eficiência com o uso da autossintonia em capacitância, a Figura 4.13 apresenta um

gráfico que relaciona a eficiência com autossintonia em relação a eficiência sem autossintonia.

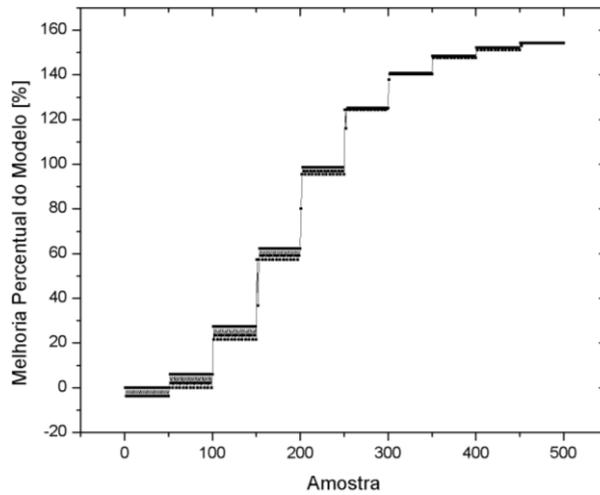


Figura 4.13- Percentual de melhoria do sistema com autossintonia em relação ao sistema sem autossintonia.

A Figura 4.13 demonstra uma melhoria percentual de até 154,16% ao se utilizar o sistema com autossintonia em capacitância com relação ao sistema sem autossintonia, um resultado muito relevante para implementações práticas.

O resultado obtido com a autossintonia em capacitância foi promissor, pois os valores de Z_{in} ficaram bem próximos ao valor de projeto ($Z_{in} = 50 \Omega$). Os valores de Z_{in} são exibidos nas Figura 4.14:

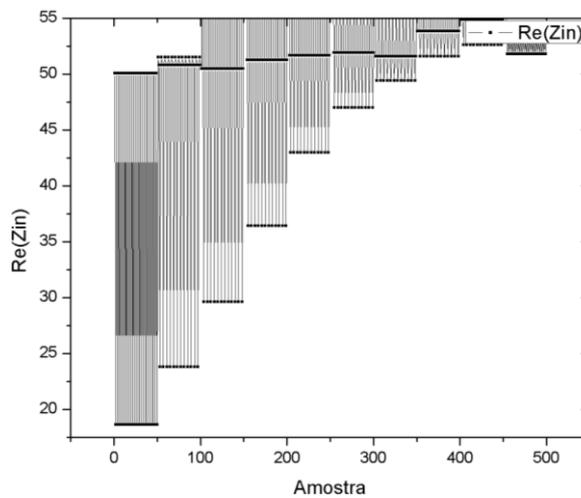


Figura 4.14 - Variação da parcela real da impedância de entrada Z_{in} para as distâncias de separação de 100 a 1000 mm.

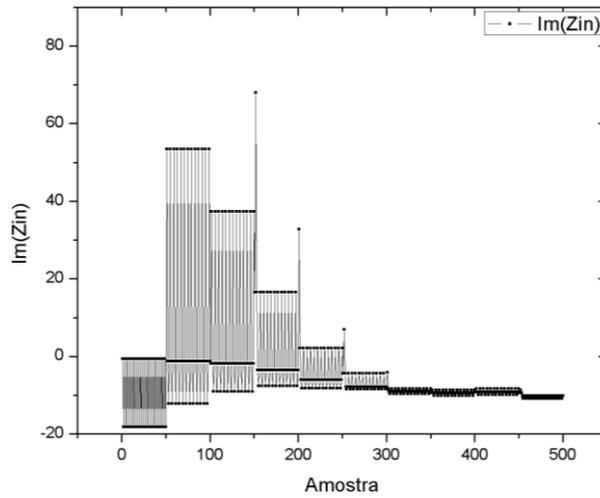


Figura 4.15 - Variação da parcela imaginária da impedância de entrada Z_{in} para as distâncias de separação de 100 a 1000 mm.

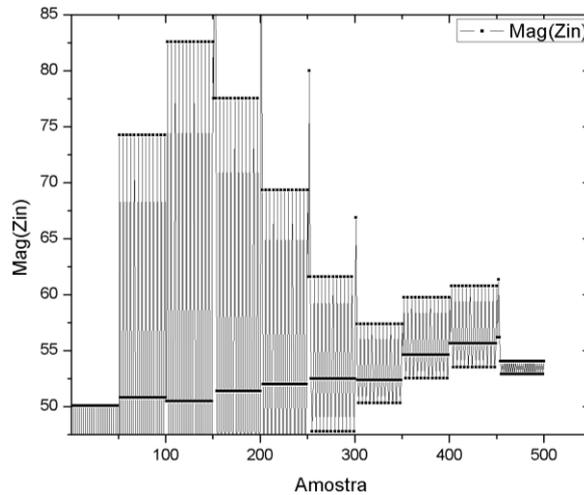


Figura 4.16 - Variação do módulo da impedância de entrada Z_{in} para as distâncias de separação de 100 a 1000 mm.

A impedância de entrada Z_{in} se manteve próxima ao valor de projeto, ou seja, $Z_{in}=50\Omega$. Com isso, conclui-se que algoritmo MPPT com atuação no incremento/decremento de capacitância foi capaz de compensar o descasamento de impedância ocasionado pela variação da distância de separação 'd'.

4.4. Implementação Experimental da Autossintonia em Capacitância

Uma vez realizadas as simulações numéricas e validadas pelas equações analíticas, foi desenvolvido, experimentalmente, o modelo para transferência de energia sem fios com autossintonia em capacitância.

O primeiro passo para desenvolver o projeto experimental foi levantar e adquirir os equipamentos necessários para implementação, e, diante dos mesmos, desenvolver o projeto de acordo com as características disponíveis nos equipamentos.

Para fins de implementação foram disponibilizados:

Tabela 4.1 – Lista de equipamentos disponíveis para uso.

Equipamento	Características Principais
1 Gerador de Funções - BK Precision 4017A	Frequência de Geração de até 10 MHz
1 Osciloscópio – Agilent Technologies MSO-X 2002A	Frequência de Medição de até 70 MHz 2 GSa/s
1 Analisador de Rede Vetorial Portátil - DG8SAQ VNWA v3	Faixa de Medição de até 1,3 GHz
1 Analisador de Rede Vetorial – Deviser NA7300A	
2 Placa de Desenvolvimento Arduino Mega 2560	Placa de Desenvolvimento embarcado com 54 I/O's Digitais

O projeto fará uso de todos os equipamentos descritos na Tabela 4.1, além de se fazer necessário construir alguns circuitos, como um wattímetro e duas placas de relés que atuarão na autossintonia.

O experimento será composto do seguinte circuito, esquematizado na Figura 4.17:

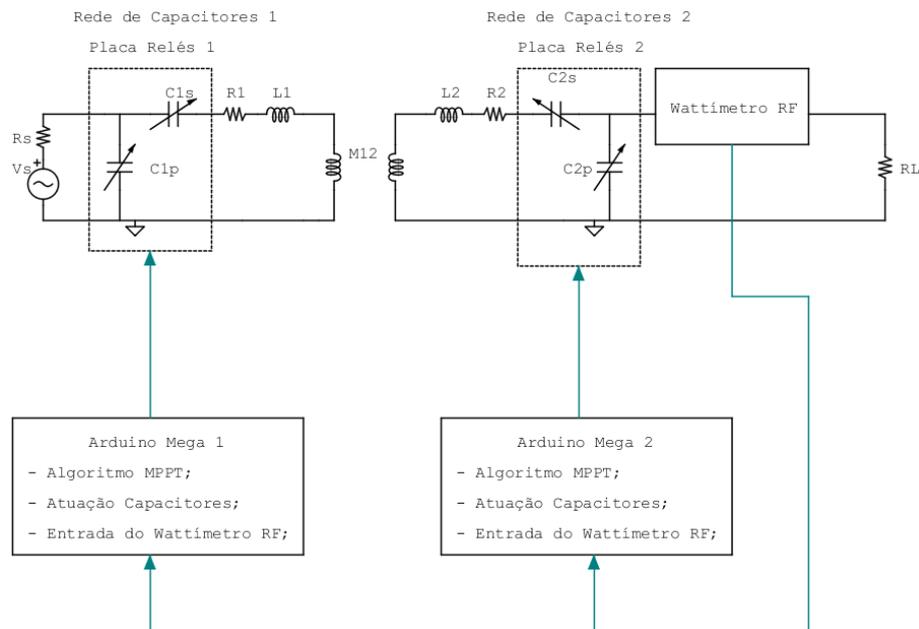


Figura 4.17 - Circuito desenvolvido para o experimento, composto de 2 placas de relé, 2 controlares arduino, um wattímetro de RF.

O circuito exibido na Figura 4.17, faz uso de um wattímetro de RF de baixo custo, duas placas de desenvolvimento Arduino Mega 2560 e duas placas de relés com 32 relés cada, sendo 16 relés para adicionar ou remover capacitores em série e 16 relés para adicionar ou remover capacitores em paralelo, formando a célula L totalmente capacitiva, conforme exibido no detalhe da Figura 4.18:

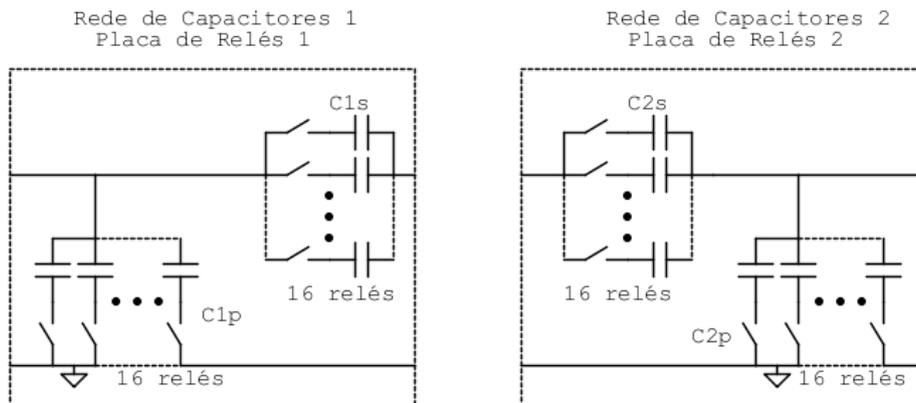


Figura 4.18 - Detalhe da placa de relés 1 e placa de relés 2.

4.4.1 Wattímetro de RF

O wattímetro de RF, foi desenvolvido baseado no circuito integrado AD8307 do fabricante Analog Devices, que se trata de um amplificador logarítmico que realiza medição de DC até 500MHz, conforme esquematizado na Figura 4.19.

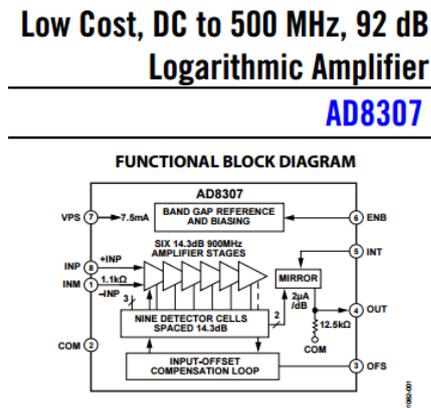


Figura 4.19 - Detalhe da folha de dados do circuito integrado AD8307 [36].

Baseando-se na folha de dados do circuito integrado e alguns circuitos referências que constam no mesmo, foi elaborado um diagrama elétrico para que o wattímetro de RF fosse confeccionado. O diagrama elétrico, apresentado na Figura 4.20, foi desenvolvido no software Kicad para posterior confecção da Placa de Circuito Impresso (PCI):

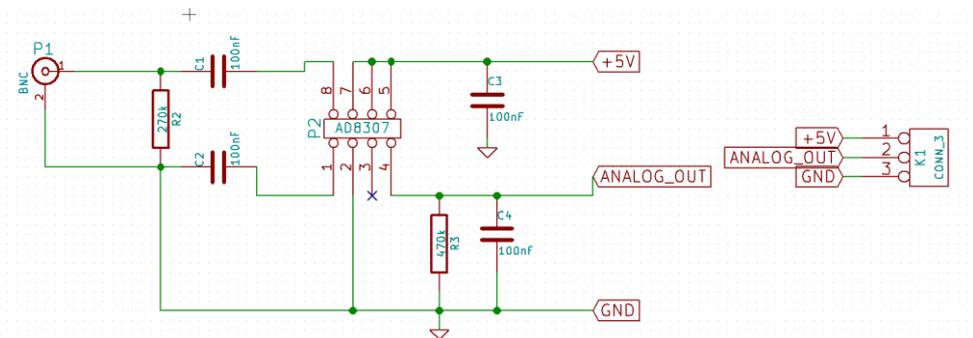


Figura 4.20 - Projeto do wattímetro de RF desenvolvido no software Kicad.

O wattímetro de RF foi confeccionado, testado e calibrado com auxílio de um gerador de sinais de RF para utilização junto ao circuito do experimento. Note que foi

selecionado empiricamente o resistor R2 com um valor elevado na entrada, de forma que quando o wattímetro fosse inserido sobre o circuito, o mesmo seja sensibilizado para leitura, porém não influencie o casamento de impedância.

A leitura do wattímetro é realizada via pino ANALOG_OUT, que é plugado diretamente nos pinos A0 dos 2 arduinos mega, aonde é possível se ler um valor de sinal DC proporcional a potência da leitura do wattímetro. Maiores detalhes do circuito confeccionado podem ser observados no ANEXO VII.

4.4.2 Placa de Relés

De forma a se obter uma rede de capacitores, foi projetada e desenvolvida duas placas de relés com capacitores. Cada capacitor é adicionado ou removido do circuito, individualmente de acordo com um comando digital advindo de um dos controladores. O projeto do esquemático, Figura 4.21, e layout da PCI foi desenvolvido no software Kicad e pode ser analisado no ANEXO VIII.

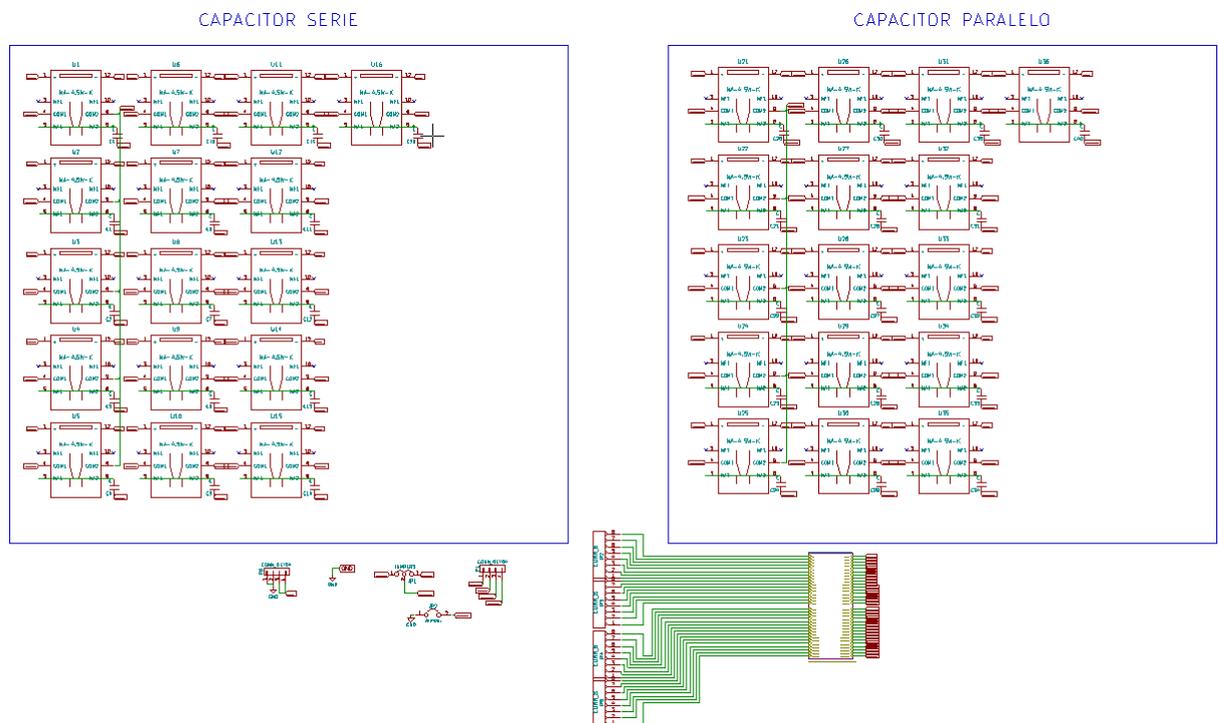


Figura 4.21 – Página 1 do diagrama elétrico da placa de relé, desenvolvida no software Kicad (ANEXO VIII.1).

A placa de relé foi fabricada e confeccionada para receber os capacitores está apresentada na Figura 4.22:

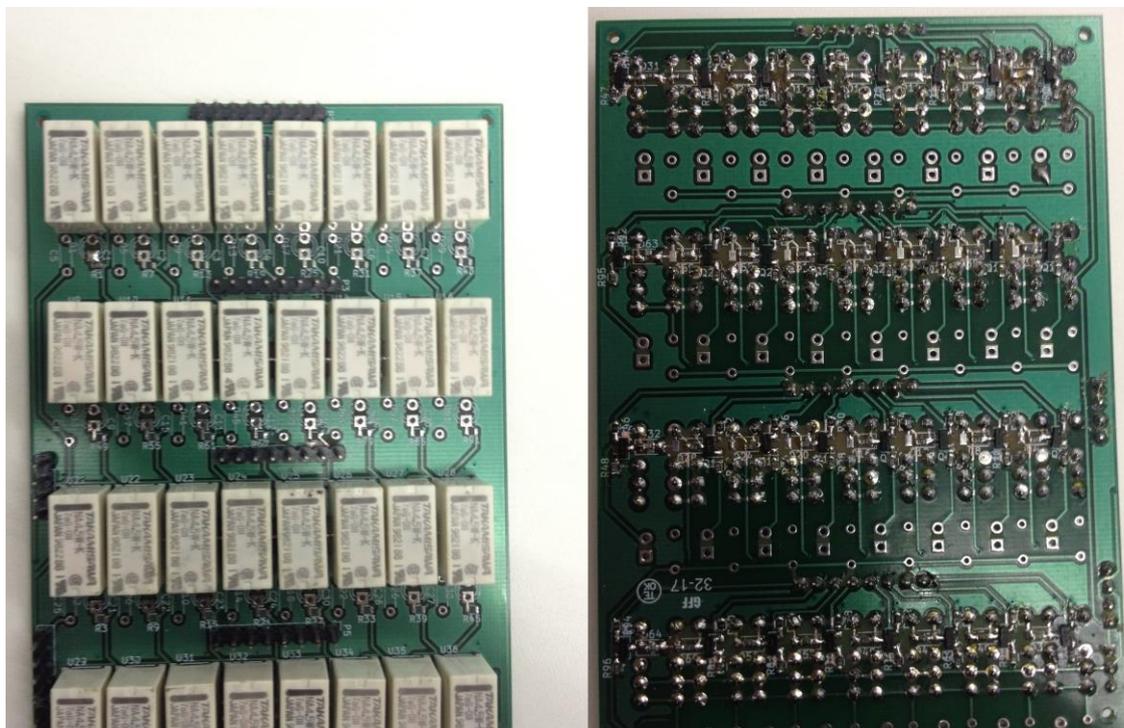


Figura 4.22 - Placa de relés confeccionada, frente e verso, aguardando solta dos capacitores.

Os capacitores foram selecionados para que houvesse uma combinação de valores que suportassem os limites do projeto realizado no item 4.3, aonde o valor de capacitância mínimo dentro da autossintonia foi de 601pF até o valor máximo de 3,3 nF, estes valores foram adotados diante dos resultados obtidos em simulação. Logo foram adicionados os capacitores da Tabela 4.2:

Tabela 2 - Valores dos Capacitores na placa de relés.

Item	Valor Capacitância [pF]	Valores Somados [pF]
Relé 1	1,5	1,5
Relé 2	1,5	3,0
Relé 3	1,5	4,5
Relé 4	1,5	6,0

Relé 5	1,5	7,5
Relé 6	5,6	13,1
Relé 7	15,0	28,1
Relé 8	22	50,1
Relé 9	56	106,1
Relé 10	100	206,1
Relé 11	220	426,1
Relé 12	330	756,1
Relé 13	470	1226,1
Relé 14	820	2046,1
Relé 15	1000	3046,1
Relé 16	1000	4046,1

O relé utilizado foi um relé miniatura do fabricante Fujitsu, 2 polos 2A, modelo NA4.5W-K, com 2 contatos NA/NF. O relé possui uma capacitância adjacente entre terminais de 0,5pF informado na folha de dados do fabricante, ou seja, quando desenergizado, apresenta uma capacitância entre os terminais COMUM/COMUM ou NA/NA de 0,5pF, o que no circuito equivalente de 16 relés, representaria um acréscimo de 8 pF ao circuito.

Uma vez definido os capacitores, os mesmos foram soldados e a placa foi conectada ao controlador Arduino Mega. Para avaliar a capacitância real apresentada pelo circuito com 16 relés da placa de relés, foram realizadas medições nas duas placas com o analisador de rede vetorial Deviser NA7100 e obtido uma variação de 57pF (com apenas um relé de 1,5pF acionado) até 4155pF (com os 16 relés acionados). As duas placas apresentaram valores muito próximos e podem ser considerados iguais, exemplificadas na Figura 4.23.

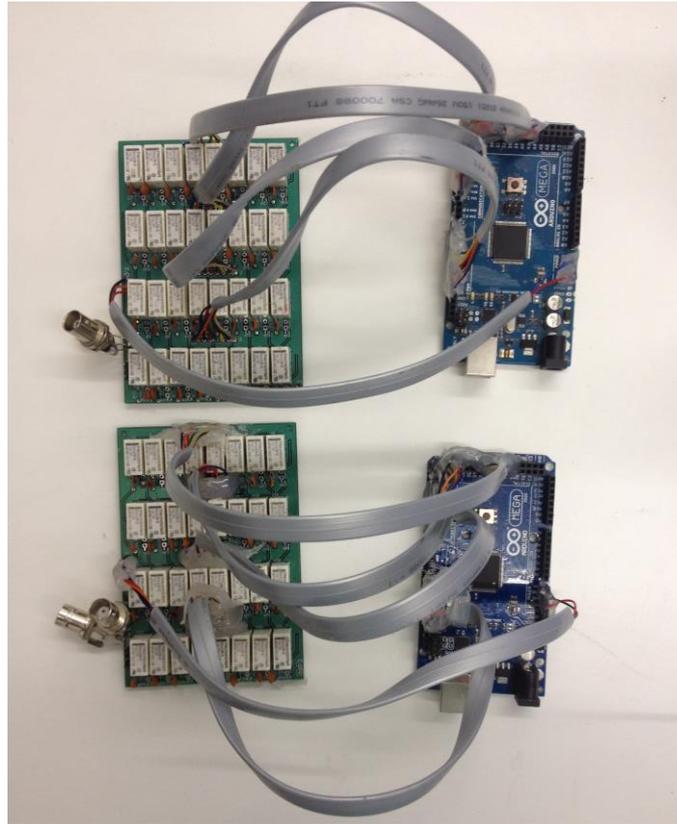


Figura 4.23 - Placa de relés 1 e 2 conectadas ao arduino mega 1 e 2, respectivamente.

Ao acionar os pinos digitais da placa controladora Arduino Mega, os relés são controlados individualmente, de forma que se possa ter controle da capacitância série e paralelo do sistema. Ao acionar os relés, o contato NA é fechado entre o contato Comum e um novo capacitor é adicionado em paralelo aos demais, acrescentando seu valor de capacitância equivalente, conforme exibido na Figura 4.18.

O algoritmo MPPT foi implementado no firmware dos controladores Arduino Mega, conforme exibido na Figura 4.1. Nota-se que o fluxograma simples, sendo que a atuação sobre o circuito é feita via variável de controle é incrementada ou diminuída, isso implica diretamente no aumento ou diminuição da capacitância série e paralelo, controladas individualmente.

De forma a simplificar as combinações de acionamentos de relés em função das capacitâncias equivalentes do arranjo, foi implementada uma receita ordenada no firmware constando 2000 combinações possíveis de acionamentos de relés, partindo de

470 pF até 3624,5 pF, com isso a chamada variável de controle será a posição do vetor de receitas criado. Algumas combinações podem ser observadas no ANEXO IX.

4.4.3 Antenas

Para se manter os valores previamente simulados, foram confeccionadas 2 antenas quadro com 33cm de raio e diâmetro do condutor de cobre de 10 mm, conforme apresentada na Figura 4.24:



Figura 4.24 – Antenas quadro L1 e L2 confeccionadas , 33cm de raio e diâmetro do condutor de 10mm.

Ao realizar a medição das antenas no analisador de rede vetorial, obteve-se para 5 MHz, uma indutância de 1,98 uH para a L1 e 1,97uH para L2, mantendo-se as condições simuladas no item 4.3.

4.4.4 Experimento

Com todos os itens devidamente montados e validados, foi implementado o algoritmo MPPT nos controladores Arduino Mega 1 e Arduino Mega 2 para que se possa realizar o controle da capacitância de maneira automatizada e realizar a leitura do wattímetro como sinal de controle. Os firmwares dos controladores utilizados foram iguais e pode ser analisado no ANEXO IV.

O setup utilizado para o desenvolvimento experimental é exibido na Figura 4.25:

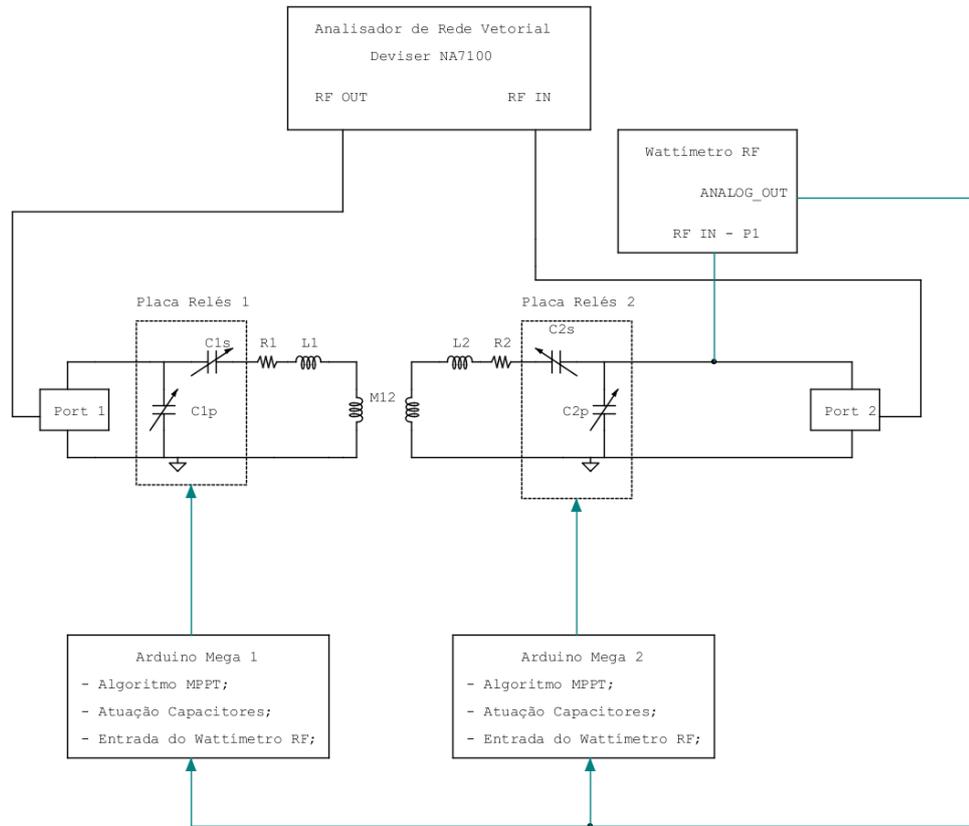


Figura 4.25 - Configuração utilizada para realização do experimento.

Aonde tem-se:

$L_1, L_2 =$ Antenas 1 e 2;

$R_1, R_2 =$ Resistência equivalente do circuito transmissor 1 e receptor 2;

$C_{1S}, C_{1P}, C_{2S}, C_{2P} =$ Capacitores série e paralelo das placas de relés 1 e 2;

Port 1 = Conexão da porta 1 (RF OUT) do analisador de rede vetorial, com 50Ω ;

Port 2 = Conexão da porta 2 (RF IN) do analisador de rede vetorial, com 50Ω ;

Houve uma certa dificuldade para se capturar os dados experimentais, visto que para se comparar com o resultado simulado, dever-se-ia capturar diversos dados para cada atuação do algoritmo MPPT, dentre eles, eficiência, capacitância paralela,

capacitância série, parcela real da impedância, parcela imaginária da impedância e magnitude da impedância.

Como se trata de um algoritmo dinâmico e o analisador de rede não possui opção de salvar os dados dinamicamente, a alternativa foi colocar um atraso no sistema MPPT para que fosse possível se coletar os dados e salvar manualmente os pontos.

Outra dificuldade se encontra no fato do analisador de rede exibir apenas uma grandeza por vez, sendo necessário alterar manualmente a configuração do equipamento durante o ensaio, caso fosse necessário coletar mais de uma grandeza durante os testes. Após algumas tentativas sem sucesso, optou-se por rodar o teste, capturando apenas uma grandeza.

A eficiência é a grandeza de maior interesse para o projeto, logo, foi coletado o parâmetro S_{21} , aonde a partir da equação 2.16, foi permitido calcular a eficiência global $\eta_{global} = |S_{21}|^2$. Foi adicionado ao algoritmo MPPT um atraso de 5 segundos, para que manualmente fosse anotado o dado do parâmetro S_{21} e movimentada a antena 2, para gerar as condições de distância de separação exibidas na Figura 4.2, quando chegasse o momento das amostras 500, 1000, 1500, 2000 e 2500, conforme exibido na Figura 4.26:

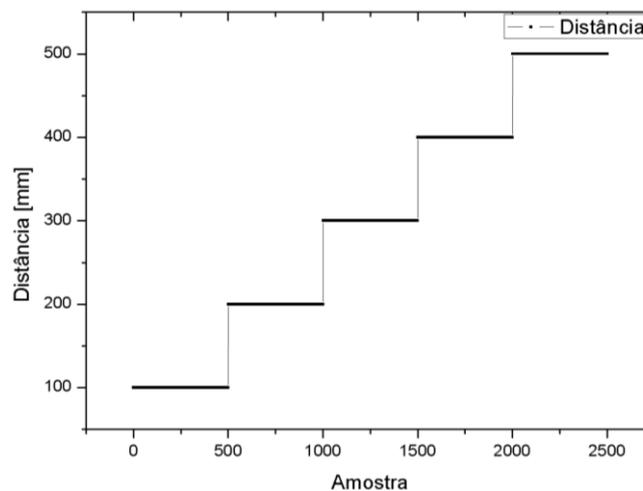


Figura 4.26 - Relação da amostragem em função da distância de separação d . Da amostra 1 a 500 a distância de separação (d) é de 100mm; da amostra 501 a 1000, $d=200$ mm; da amostra 1001 a 1500, $d=300$ mm; da amostra 1501 a 2000, $d=400$ mm e da amostra 2001 a 2500, $d=500$ mm;

O resultado da eficiência experimental é exibido na Figura 4.27:

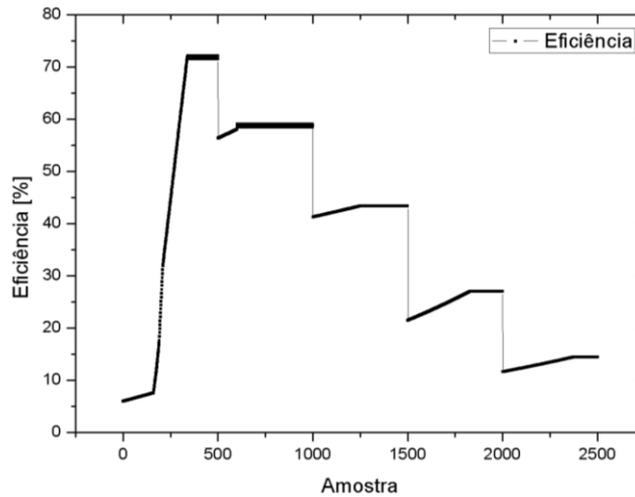


Figura 4.27 - Eficiência do experimento com autossintonia em capacitância.

Como existem 2000 receitas de combinação de capacitância no controlador, nota-se claramente que o sistema consumiu uma quantidade maior de amostras para estabilizar. Lembrando que o intervalo de tempo entre amostras é configurável.

Para comparar os resultados obtidos no experimento com os resultados obtidos em simulação, submeteu-se a simulação as mesmas condições de amostragem e distância de separação (d) do experimento, porém mantendo as condições de passos de capacitância descritas no item 4.3. O resultado é exibido na Figura 4.28 :

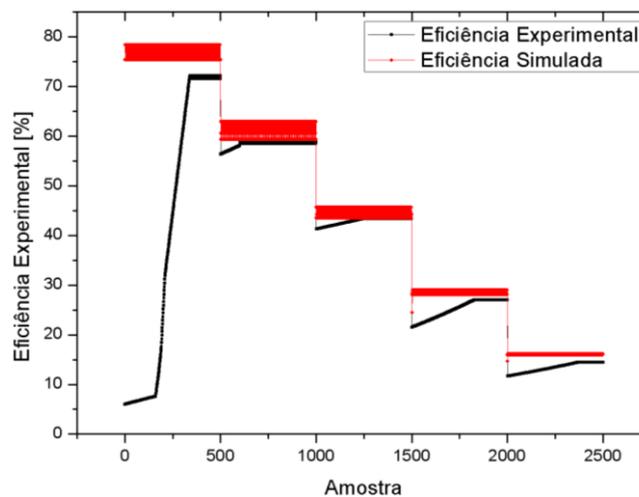


Figura 4.28 – Gráfico comparativo entre a eficiência obtida em simulação e experimentalmente, com o algoritmo MPPT operando.

No experimento, durante o intervalo de amostragem de 0 a 500 amostras houve uma variação mais intensa na eficiência, isso é justificável pois ao energizar os dispositivos o mesmo inicia com os capacitores com o seu menor valor disponível 470pF para ambos, sendo necessário cerca de 300 amostras para que o sistema de controle atinja valores de eficiência maiores que 65%, momento então que o sistema estabiliza a eficiência entre 71,58% e 72,20%. Na amostra 501, há um degrau na distância de separação que passa de 100mm para 200mm, logo a eficiência cai instantaneamente para 56,37% e o sistema MPPT inicia a busca da máxima eficiência, consumindo cerca de 130 amostras para que a eficiência se estabilize entre 58,50% e 59,10%. No momento que a distância de separação passa para 300mm, na amostra 1001, a eficiência decai para 41,28% e o algoritmo consome cerca de 165 amostras para se estabilizar, com a eficiência passando para o intervalo de 42,71% a 43,43%. No momento que o sistema passa para a amostra 1501, $d=400\text{mm}$, a eficiência decai para 21,50%, consome aproximadamente 200 amostras e se estabiliza com valores de eficiência de 27,01% a 27,07%. E finalmente, quando $d=500\text{mm}$, a partir da amostra 2001, a eficiência decai para 11,65% e o sistema consome cerca de 350 amostras para se estabilizar, com valores de eficiência de 14,43% a 14,45%.

De forma a se visualizar a melhoria percentual que o sistema apresentou, quando utilizado o algoritmo MPPT experimentalmente, apresentado na Figura 4.29, um gráfico que compara o quanto o algoritmo melhorou percentualmente a eficiência:

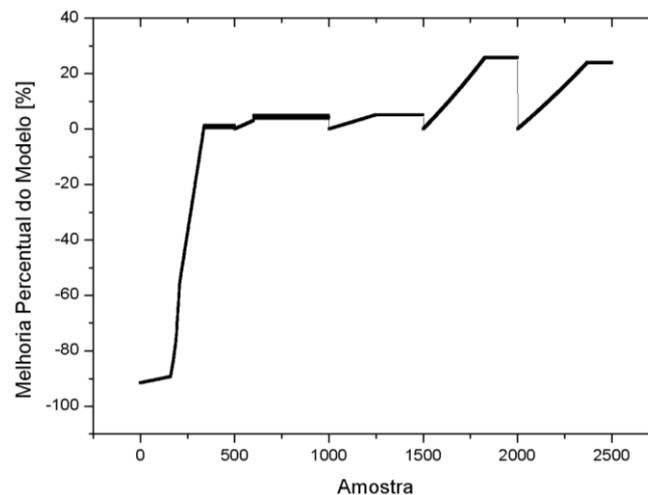


Figura 4.29 - Melhoria percentual obtida experimentalmente com o algoritmo MPPT.

A Figura 4.29 demonstra que para distâncias de separação maiores, $d > 300\text{mm}$, o sistema apresentou uma melhoria percentual maior, chegando a 25,90% para 400mm e 24,09% para 500mm, isso se deve ao fato de que quanto maior a distância de separação, mais seletivo fica o sistema (menor a largura de banda), conforme observado em simulação exibido na Figura 4.3. Experimentalmente não foi estudado os resultados para distâncias de separação maiores que 500mm.

4.5. Conclusão do Capítulo

Uma nova abordagem de projeto de circuito para transferência de energia sem fios foi realizada neste capítulo. Realizou-se simulações de transferência de energia sem fios com autossintonia em frequência e capacitância, descrevendo a metodologia de projeto e análise dos parâmetros de impedância do circuito e eficiência do mesmo.

Como conclusão para as simulações realizadas neste capítulo, ambas as técnicas de autossintonia apresentaram melhoria de eficiência quando comparadas ao projeto sem autossintonia, chegando a melhoria máxima de 5,44% para o circuito com autossintonia em frequência e 154,16 % para autossintonia em capacitância, ambos para a distância de separação de 1000 mm.

Experimentalmente foram estudados os resultados para o algoritmo operando com distâncias de separação de 100 mm, 200 mm, 300 mm, 400 mm e 500 mm, atingindo uma melhoria percentual de até 25,90%, em 400 mm e 24,09% para 500 mm.

A autossintonia por capacitância apresentou um resultado melhor que a autossintonia por frequência. Isto é justificável ao analisar o gráfico do módulo da impedância de entrada Z_{in} de ambas as técnicas (Figura 4.9 e Figura 4.16). No primeiro caso, embora a eficiência sofra variações de incremento e decremento em seu valor, o módulo da impedância continua a crescer, portanto não foi possível atingir a condição de casamento de impedância somente atuando na frequência do sinal de entrada, na distância de separação de 1000mm $Mag(Z_{in}) = 149,53$. Já, no segundo caso, a autossintonia por capacitância permitiu um melhor controle sobre a impedância de entrada, permitindo na maior distância de separação ($d=1000\text{mm}$) atingir a impedância $Mag(Z_{in}) = 52,93$.

Experimentalmente, a autossintonia em capacitância apresentou um resultado inferior de eficiência que o simulado, para a distância de 500 mm, obteve-se 14,45% de eficiência, em comparação aos 16,15 % da eficiência simulada, conforme observado na Figura 4.28. Isso impactou na melhora percentual numa redução de 98,53% do simulado para 24,03% do experimental.

A máxima eficiência obtida para autossintonia em capacitância, ainda foi comparada em função da distância, na Figura 4.30:

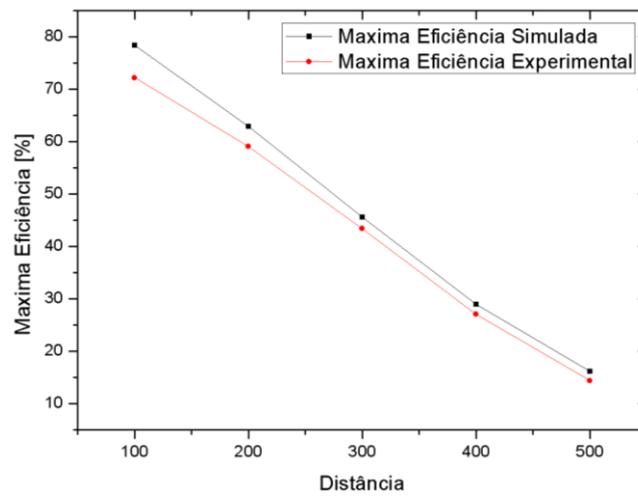


Figura 4.30 - Máxima eficiência obtida em simulação e experimentalmente para autossintonia em capacitância.

A Figura 4.30 mostra que a máxima eficiência alcançada em simulação foi sempre maior que a máxima eficiência alcançada experimentalmente, isso pode ser justificável pelas imperfeições existentes na montagem experimental, como: não uniformidade nas antenas, dimensões das antenas que podem apresentar pequenas variações, qualidade do condutor elétrico utilizado, existência de múltiplos pontos de conexões para cabos.

Apesar da variação existente entre a eficiência simulada e experimental, os resultados ficaram muito próximos, validando o modelo proposto.

5. COMETÁRIOS, CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Nesta tese foi proposto, pela primeira vez, um projeto de circuito para transferência de energia sem fios com autossintonia utilizando o algoritmo MPPT, que faz uso apenas de um wattímetro sobre a carga para poder atuar sobre a variável de controle (frequência ou capacitância).

Foi realizado o desenvolvimento analítico das equações necessárias para implementação das técnicas de autossintonia por frequência e autossintonia por capacitância. Validado um modelo por simulação 3D no software Ansys e implementada as simulações de 4 modelos de circuitos: modelo referência sem casamento de impedância, modelo referência com casamento de impedância de 1 capacitor, modelo referência com casador de impedância célula L com elementos indutivos e capacitivos, modelo referência com casador de impedância célula L apenas com elementos capacitivos.

O desenvolvimento experimental foi feito para o modelo de referência com casador de impedância célula L apenas com elementos capacitivos, inserindo o algoritmo MPPT que atuou sobre uma rede de capacitores a fim de controlar dinamicamente a o casador de impedância.

A nova abordagem, utilizando a autossintonia em frequência e em capacitância, possui como principal diferencial a utilização em sistemas móveis, com foco em aplicações experimentais.

Atualmente, o desenvolvimento de circuitos de transferência de energia sem fios por modos ressonantes, requerem equipamentos de valores elevados para sua implementação experimental, como por exemplo: analisadores de impedância, analisadores de rede vetorial, gerador de funções de precisão, amplificadores, wattímetros de RF e analisadores de espectro.

Esta tese apresentou um modelo promissor de sistema de autossintonia utilizando um algoritmo MPPT, o qual, uma vez validado, faz uso apenas de um wattímetro de RF como elemento de medição, dispensando: analisador de espectro, analisador de impedância e analisador de rede vetorial. Isso permite uma implementação

experimental em sistemas móveis com um custo mais baixo. Ademais, por se tratar de um sistema de sintonia em tempo real, garante-se sempre a máxima eficiência no sistema.

Diante das análises desenvolvidas, conclui-se que para um bom projeto do sistema de autossintonia, deve-se conhecer os limites de distância de separação entre o dispositivo emissor e receptor, assim pode-se prever qual será a eficiência máxima e mínima diante do projeto.

Como considerações nesse estudo, tem-se que as antenas não sofreram variação de inclinação entre elas, sempre operando na mesma disposição, fator a ser considerado em implementações experimentais.

Tomando como exemplo a distância de separação $d=300\text{mm}$, utilizando como base o projeto do casador de impedância para a distância de 100 mm obteve-se para o sistema sem autossintonia $\eta = 35,82\%$; para o sistema com autossintonia por frequência $\eta = 36,59\%$ e para o sistema com autossintonia por capacitância $\eta = 45,63\%$ em simulação e $\eta = 43,42\%$ experimentalmente. Nota-se, portanto, um aumento de eficiência ao utilizar ambas as técnicas, porém a autossintonia por capacitância apresentou melhores resultados, devido a sua maior capacidade de ajustar a impedância de entrada.

Como sugestão para outros trabalhos, propõe-se:

- A utilização da técnica de autossintonia por meio do algoritmo MPPT, alterando a variável de controle, ou seja, ao invés de se atuar na capacitância chaveando o sistema por relés, é possível utilizar capacitores variáveis digitalmente, diodos varicap (excitado por tensão contínua) ou até mesmo mecanicamente;
- Implementar um dispositivo que realize a captura dos dados experimentais de maneira automatizada, para agilizar os experimentos realizados;
- Montagem de experimentos trocando a alimentação do circuito de senoide para onda quadrada, por meio da utilização de sinal de corrente contínua chaveado por transistor;
- Desenvolver um estudo do algoritmo MPPT com chaveamento por capacitância para outras antenas, como a espiral plana.

6. REFERÊNCIAS

- [1] N. Tesla, “Apparatus for transmitting electrical energy.”. Estados Unidos Patente 1.119.732, 1914.
- [2] J. A. J. Ribeiro, Propagação das Ondas Eletromagnéticas - Princípios e Aplicações, Érica, 2008.
- [3] A. Karalis, J. D. Joannopoulos e M. Soljačić, “Efficient wireless non- radiative mid-range energy transfer,” *ANNALS OF PHYSICS*, vol. 323, 2006.
- [4] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher e M. Soljačić, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,” *Science*, nº 317, pp. 83-85, 2007.
- [5] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher e M. Soljačić, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,” *Supporting Online Material, Science Express*, 2007.
- [6] T. Imura, H. Okabe e Y. Hori, “Basic experimental study on helical antennas of wireless power transfer for electric vehicles by using magnetic resonant couplings,” *IEEE Vehicle Power Propulsion Conference 2009*, p. 936–940, Setembro 2009.
- [7] A. P. Sample, D. A. Meyer e J. R. Smith, “Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, nº 2, p. 544–554, 2011.
- [8] E. M. Thomas, J. D. Heeb, C. Pfeiffer e A. Grbic, “A Power Link Study of Wireless Non-Radiative Power Transfer Systems Using Resonant Shielded Loops,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 59, pp. 2125-2136, 2012.
- [9] G. Lee, B. H. Water, Y. G. Shin, J. R. Smith e W. S. Park, “A Reconfigurable Resonant Coil for Range Adaptation Wireless Power Transfer,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, pp. 624-632, 2016.
- [10] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, Third Edition ed., Wiley-Interscience, 2005, pp. 231-281.
- [11] W. C. Brown, “The History of Power Transmission by Radio Waves,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, p. 1230–1242, 09 1984.

- [12] N. Shimokura, N. Kaya, M. Shinohara e H. Matsumoto, “Point-to-Point Microwave Power Transmission Experiment,” *Electrical Engineering in Japan*, vol. 120, n° 1, p. 33–39, 1997.
- [13] N. Shimokura e H. Matsumoto, “Study of Large Rectenna Array for Microwave Energy Transmission,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, p. 261–268, 1998.
- [14] Y. Fujino, M. Fujita, N. Kaya, A. Kunimi, M. Ishii, N. Ogihara, N. Kusaka e S. Ida, “A Dual Polarization Microwave Power Transmission System for Microwave Propelled Airship Experiment,” *Proceedings of ISAP '96*, p. 393–396, 1996.
- [15] J. J. Schlesak, A. Alden e T. Ohno, “A Microwave Powered High Altitude Platform,” *Microwave Symposium Digest*, p. 283–286, 1988.
- [16] N. Shinohara, K. Nagano, T. Ishii, S. Kawasaki, T. Fujiwara, S. Nakayama, Y. Takahashi, S. Sasaki, K. Tanaka, Y. Hisada, T. Fujino, S. Mihara, T. Anzai e Y. Kobayashi, “Experiment of Microwave Power Transmission to the Moving Rover,” *ISAP 2007*, p. 648–651, 2007.
- [17] W. C. Brown, “Adaptive Microwave Techniques to Help Solve Future Energy Problems,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, p. 753–763, 1973.
- [18] R. M. Dickinson, “Evaluation of a Microwave High-Power Reception-Conversion Array for Wireless Power Transmission,” *Technical Memorandum 33-741 of National Aeronautics and Space Administration (NASA) Jet Propulsion Laboratory*, 1975.
- [19] J. O. McSpadden, F. E. Little, M. B. Duke e A. Ignatiev, “An In-Space Wireless Energy Transmission Experiment,” em *Energy Conservation Engineering Conference*, 1996.
- [20] I. C. o. N.-I. R. P. (ICNIRP), “Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz),” em *Health Physics Society*, 1998.
- [21] I. C. o. N.-I. R. P. (ICNIRP), “Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz),” em *Health Physics Society*, 2009.
- [22] I. I. C. o. E. S. (SCC39), “IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz,” em *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, 2006.

- [23] J. L. Ulcek e R. F. Cleveland, “Evaluating Compliance with FCC Guidelines for Human Exposure to Radiofrequency Electromagnetic Fields,” em *Standards Development Branch, Allocations and Standards Division, Office of Engineering and Technology, Federal Communications Commission (FCC)*, 1997.
- [24] E. M. Thomas, J. D. Heebl e A. Grbic, “Shielded loops for wireless non- radiative power transfer,” em *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium* , Toronto, 2010.
- [25] J. O. McSpadden e J. C. Mankins, “Space Solar Power Programs and Microwave Wireless Power Transmission Technology,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 3, p. 46–57, 2002.
- [26] H. Matsumoto, “Research on Solar Power Satellites and Microwave Power Transmission in Japan,” *IEEE Microwave Magazine*, p. 36–45, 2002.
- [27] A. Covert, “Japan Wants to Power 300,000 homes with Wireless Energy from Space,” *Popular Science*, 2009.
- [28] DRAFT, “Supporting Document for the URSI White Paper on Solar Power Satellite Systems,” em *International Union of Radio Science (URSI) InterCommission Working Group on SPS*, 2005.
- [29] J. C. Lin, “Health Effects: Space Solar-Power Stations, Wireless Power Transmissions, and Biological Implications,” *IEEE Microwave Magazine*, p. 36–41, 2002.
- [30] F. E. Little, “Solar Power Satellites: Recent Developments,” *tech. rep., Texas A&M University, Center for Space Power*, 2002.
- [31] F. W. Grover, *Inductance Calculations*, Dover Publications, 2009.
- [32] S. I. Babic, F. Sirois e C. Akyel, “Validity Check of Mutual Inductance Formulas for Circular Filaments with Lateral and Angular Misalignments,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 8, pp. 15-26, 2009.
- [33] C. Bowick, *RF Circuit Design*, Elsevier, 2008.
- [34] A. N. 95-1, *S-Parameter Techniques*, Hewlett Packard, 1997.
- [35] J. A. Ribeiro, *Engenharia de Microondas - Fundamentos e Aplicações*, Érica.
- [36] M. A. Elgendy, B. Zahawi e D. J. Atkinson, “Analysis of the Performance of DC Photovoltaic Pumping Systems with Maximum Power Point Tracking,” *4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives Renewable*, pp. 426-430,

2008.

[37] “Folha de Dados AD8307,” 2015. [Online]. Available:
<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8307.pdf>. [Acesso em 2017].

ANEXO I – SCRIPT MATLAB® PARA CÁLCULO DA INDUTÂNCIA MÚTUA PELO MÉTODO DE GROVER E BABIC

```
function varargout = Babic_Grover(varargin)
% BABIC_GROVER MATLAB code for Babic_Grover.fig
%   BABIC_GROVER, by itself, creates a new BABIC_GROVER or raises the existing
%   singleton*.
%
%   H = BABIC_GROVER returns the handle to a new BABIC_GROVER or the handle to
%   the existing singleton*.
%
%   BABIC_GROVER('CALLBACK',hObject,eventData,handles,...) calls the local
%   function named CALLBACK in BABIC_GROVER.M with the given input arguments.
%
%   BABIC_GROVER('Property','Value',...) creates a new BABIC_GROVER or raises the
%   existing singleton*. Starting from the left, property value pairs are
%   applied to the GUI before Babic_Grover_OpeningFcn gets called. An
%   unrecognized property name or invalid value makes property application
%   stop. All inputs are passed to Babic_Grover_OpeningFcn via varargin.
%
%   *See GUI Options on GUIDE's Tools menu. Choose "GUI allows only one
%   instance to run (singleton)".
%
% See also: GUIDE, GUIDATA, GUIHANDLES
% Edit the above text to modify the response to help Babic_Grover
% Last Modified by GUIDE v2.5 21-Sep-2011 10:24:54
% Begin initialization code - DO NOT EDIT

gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',    mfilename, ...
                  'gui_Singleton', gui_Singleton, ...
                  'gui_OpeningFcn', @Babic_Grover_OpeningFcn, ...
                  'gui_OutputFcn', @Babic_Grover_OutputFcn, ...
                  'gui_LayoutFcn', [], ...
                  'gui_Callback', []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end
if nargout
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end
% End initialization code - DO NOT EDIT

% --- Executes just before Babic_Grover is made visible.
```

```

function Babc_Grover_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
% This function has no output args, see OutputFcn.
% hObject handle to figure
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
% varargin command line arguments to Babc_Grover (see VARARGIN)

% Choose default command line output for Babc_Grover
handles.output = hObject;

% Update handles structure
guidata(hObject, handles);

% UIWAIT makes Babc_Grover wait for user response (see UIRESUME)
% uiwait(handles.figure1);

% --- Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = Babc_Grover_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
% varargout cell array for returning output args (see VARARGOUT);
% hObject handle to figure
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Get default command line output from handles structure
varargout{1} = handles.output;

% --- Executes on button press in bt_calcula.
function bt_calcula_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to bt_calcula (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

Rp = get(handles.edit_Rp,'String');
Rs = get(handles.edit_Rs,'String');
x1 = get(handles.edit_x1,'String');
x2 = get(handles.edit_x2,'String');
theta = get(handles.edit_theta,'String');

Rp=str2num(Rp);
Rs=str2num(Rs);
x1=str2num(x1);
x2=str2num(x2);
theta=str2num(theta);

```

```

theta=theta*(pi/180);
h=x1-x2*cos(theta);
d=x2*sin(theta);
psi=0*(pi/180);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Computation of mutual inductance (M) by Grover's formula (179)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Conversion of above notation in Grover's notation
A=Rp; a=Rs; rho=d; d=h;

M_Grover=Grover_179(A,a,rho,d,theta,psi);

Rp=A; Rs=a;
xc=0; yc=rho; zc=d;
a=sin(psi)*sin(theta);
b=-cos(psi)*sin(theta);
c=cos(theta);

M_Babic=Babic_24(Rp,Rs,[xc yc zc],[a b c]);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% For the sake of validating what we are computing, we draw the two
% circular loops...
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Preliminary computations
n_pts=701;
pc=[xc yc zc]; % Le centre de la boucle secondaire
r1=Rs*[-sin(psi)*cos(theta) ; cos(psi)*cos(theta) ; sin(theta)]; % Calculs faits sur une feuille
en faisant tourner le point Rs*[0 1 0] selon theta et psi
n=[a b c]; n=n/norm(n);
r2=cross(n,r1);
u=r2/norm(r2);
v=cross(n,u);
figure(1)
clf
hold on
handles.axes1();
clf
hold on
grid

```

```

for tt=0:2*pi/n_pts:2*pi*(1-1/n_pts),
    pp=Rp*[cos(tt) sin(tt) 0];
    plot3(pp(1),pp(2),pp(3),'b');
    ps=pc+Rs*u*cos(tt)+Rs*v*sin(tt);
    plot3(ps(1),ps(2),ps(3),'g');
end
box on
set(gca,'DataAspectRatioMode','Manual');
line([0 2*Rp],[0 0],[0 0]);
line([0 0],[0 3*Rp],[0 0]);
line([0 0],[0 0],[0 2*Rp]);
xlabel('x'); ylabel('y'); zlabel('z');
%axis(Rp*[-2 2 -2 3 -1 2]);
view([1 0.7 0.7]);

%total = str2num(a) + str2num(b);
%c = num2str(total);
% need to convert the answer back into String type to display it
%set(handles.answer_staticText,'String',c);

M_Grover=num2str(M_Grover);
M_Babic=num2str(M_Babic);
set(handles.Text_M_Grover,'String',M_Grover);
set(handles.Text_M_Babic,'String',M_Babic);
guidata(hObject, handles);

function edit_Rp_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit_Rp (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit_Rp as text
%        str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit_Rp as a double

%Grava o conteúdo do edit_Rp como String. Se a String
%n,,o È um n'mero ent,,o coloca 0.
input = str2num(get(hObject,'String'));

%Checa se a entrada entra vazia. Se estiver, define como 0.
if (isempty(input))
    set(hObject,'String','0')
end
guidata(hObject, handles);

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit_Rp_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit_Rp (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%    See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit_Rs_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit_Rs (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit_Rs as text
%    str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit_Rs as a double

%Grava o conteúdo do edit_Rs como String. Se a String
%n,,o É um n´mero ent,,o coloca 0.
input = str2num(get(hObject,'String'));

%Checa se a entrada entra vazia. Se estiver, define como 0.
if (isempty(input))
    set(hObject,'String','0')
end
guidata(hObject, handles);

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit_Rs_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit_Rs (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%    See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit_x1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit_x1 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB

```

```

% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit_x1 as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit_x1 as a double

%Grava o conteúdo do edit_x1 como String. Se a String
%n,,o È um n'mero ent,,o coloca 0.
input = str2num(get(hObject,'String'));

%Checa se a entrada entra vazia. Se estiver, define como 0.
if (isempty(input))
    set(hObject,'String','0')
end
guidata(hObject, handles);

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit_x1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to edit_x1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit4_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to edit4 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit4 as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit4 as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit4_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to edit4 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

end

```
function edit5_Callback(hObject, eventdata, handles)
```

```
% hObject handle to edit5 (see GCBO)
```

```
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
```

```
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
```

```
% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit5 as text
```

```
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit5 as a double
```

```
% --- Executes during object creation, after setting all properties.
```

```
function edit5_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
```

```
% hObject handle to edit5 (see GCBO)
```

```
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
```

```
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called
```

```
% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
```

```
% See ISPC and COMPUTER.
```

```
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
```

```
set(hObject,'BackgroundColor','white');
```

```
end
```

```
function edit6_Callback(hObject, eventdata, handles)
```

```
% hObject handle to edit6 (see GCBO)
```

```
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
```

```
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
```

```
% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit6 as text
```

```
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit6 as a double
```

```
% --- Executes during object creation, after setting all properties.
```

```
function edit6_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
```

```
% hObject handle to edit6 (see GCBO)
```

```
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
```

```
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called
```

```
% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
```

```
% See ISPC and COMPUTER.
```

```
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
```

```
set(hObject,'BackgroundColor','white');
```

```
end
```

```
function edit7_Callback(hObject, eventdata, handles)
```

```
% hObject handle to edit7 (see GCBO)
```

```
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
```

```

% handles  structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit7 as text
%      str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit7 as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit7_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject  handle to edit7 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles  empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%      See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit8_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject  handle to edit8 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles  structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit8 as text
%      str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit8 as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit8_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject  handle to edit8 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles  empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%      See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on selection change in popupmenu1.
function popupmenu1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject  handle to popupmenu1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles  structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: contents = cellstr(get(hObject,'String')) returns popupmenu1 contents as cell array

```

```

% contents{get(hObject,'Value')} returns selected item from popupmenu1

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function popupmenu1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to popupmenu1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: popupmenu controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% -----
function Untitled_1_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to Untitled_1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

function edit_x2_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to edit_x2 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit_x2 as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit_x2 as a double

%Grava o conteudo do edit_x2 como String. Se a String
%n,,o È um n'mero ent,,o coloca 0.
input = str2num(get(hObject,'String'));

%Checa se a entrada entra vazia. Se estiver, define como 0.
if (isempty(input))
    set(hObject,'String','0')
end
guidata(hObject, handles);

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit_x2_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to edit_x2 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.

```

```

% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

function edit_theta_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to edit_theta (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit_theta as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit_theta as a double

```

```

%Grava o conteudo do edit_theta como String. Se a String
%n,,o È um n'mero ent,,o coloca 0.
input = str2num(get(hObject,'String'));

```

```

%Checa se a entrada entra vazia. Se estiver, define como 0.
if (isempty(input))
    set(hObject,'String','0')
end
guidata(hObject, handles);

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit_theta_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to edit_theta (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

```

```

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

function edit11_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to edit11 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit11 as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit11 as a double

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit11_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)

```

```

% hObject handle to edit11 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function axes1_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to axes1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called
% Hint: place code in OpeningFcn to populate axes1

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function axes2_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to axes1 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: place code in OpeningFcn to populate axes1

```

ANEXO II – SCRIPT MATLAB® PARA AUTOMATIZAR O CÁLCULO DA INDUTÂNCIA MÚTUA PELO MÉTODO DO GROVER E CALCULAR A EFICIÊNCIA DO SISTEMA

% Script para Automatizar os cálculos da indutância Mútua pelo Método do
% Grover, de forma a varrer uma faixa de distâncias

clear all

clc

pos=1;

% Valores de entrada

Rp=0.3; %Raio Bobina Primária

Rs=0.3; %Raio Bobina Secundária

x1=0; %Posição Bobina 1

theta=0; % Inclinação entre as antenas

freq = 5e6;

%Definições

u0= 4*pi*10^-7;

sigma = 5.998*10^7;

lambda=3e8./freq;

RL=50;

r2 = Rs;

r1=Rp;

N=1;

C=2*pi*r2;

w=2*pi*freq;

Rss = sqrt(w*u0/(2*sigma));

Rohmic = (r2./r1).*Rss;

Rrad = 20*(pi^2)*((C./lambda).^4);

R12=Rohmic+Rrad;

%Entrar com a Faixa de distâncias que se deseja calcular

%Neste caso de 10 cm a 1 m, com incrementos de 10 cm

for Distancia = 0.1:0.1:1

x2=Distancia; %Posição Bobina 2

h=x1-x2*cos(theta);

d=x2*sin(theta);

psi=0*(pi/180);

A=Rp; a=Rs; rho=d; d=h;

M_Grover=Grover_179(A,a,rho,d,theta,psi);

disp([' A=' num2str(A)]);

disp([' a=' num2str(a)]);

disp([' rho=' num2str(rho)]);

disp([' d=' num2str(d)]);

disp([' theta=' num2str(theta)]);

```

disp([' psi=' num2str(psi)]);
disp([' M=' num2str(M_Grover*1e9) ' nH']);

M(pos,1)=M_Grover;          %indutancia mutua
M(pos,2)= (((w*M(pos,1)).^2)*RL)/(R12.*((R12+RL).^2)+((w*M(pos,1)).^2).*(R12+RL));
%eficiencia
M(pos,3)=Distancia;
distanciax(pos)=Distancia;
pos=pos+1;
end

```

ANEXO III – SCRIPT MATLAB® PARA SOLUCIONAR A EQUAÇÃO 2.23 - CASADOR DE IMPEDÂNCIA CÉLULA L COM ELEMENTOS INDUTIVOS E CAPACITIVOS

% Script para solucionar a equação 2.23 - Busca de indutor e capacitor

```
clear all
```

```
clc
```

% Tolerância para busca dos elementos indutores e capacitores

```
tolerancia_R=0.05; %50 ohm+tolerancia
```

```
tolerancia_I=0.05;
```

```
freq=5e6;
```

```
w=2*pi*freq;
```

```
R1=1.74;
```

```
L1 = 1.98e-6;
```

```
M12=453e-9;
```

```
R2=R1;
```

```
L2=L1;
```

```
RL=50;
```

```
pos=1;
```

```
C1start=300e-12;
```

```
C1end=400e-12;
```

```
C1step=1e-12;
```

```
L1pstart=1e-6;
```

```
L1pend=1.02e-6;
```

```
L1pstep=1e-9;
```

```
h = waitbar(0,'Processando...');
```

```
pos=1;
```

```
aux=1;
```

```
num_pontos=(((C1end-C1start)/C1step)+1)*(((L1pend-L1pstart)/L1pstep)+1);
```

```
for C1 = C1start:C1step:C1end
```

```
    C2=C1;
```

```
    for L1p = L1pstart:L1pstep:L1pend
```

```
        L2p=L1p;
```

```
        A = (1/(w*C1*j)) + R1 + w*L1*j + (w*M12)^2/(R2 + w*L2*j + 1/(w*C2*j) +  
((RL*w*L2p*j)/(w*L2p*j+RL)));
```

```
        Zin=A/((A/(w*L1*j))+1);
```

```
        if (Zin>=(50-tolerancia_R) && Zin<=(50+tolerancia_R) && imag(Zin)>=-tolerancia_I  
&& imag(Zin)<=tolerancia_I
```

```
            Zin
```

```
            C1
```

```
            L1p
```

```
            Resultado(aux,1)=Zin;
```

```
            Resultado(aux,2)=C1;
```

```
Resultado(aux,3)=L1p;
aux=aux+1;
end
perc = ((pos)/(num_pontos));
waitbar(perc,h,sprintf('%d%% Concluido (Por favor Não feche essa
janela)',int16(perc*100)));
pos=pos+1;
end
end

close(h)
```

ANEXO IV – SCRIPT MATLAB® PARA SOLUCIONAR A EQUAÇÃO 2.30 - CASADOR DE IMPEDÂNCIA CÉLULA L COM ELEMENTOS CAPACITIVOS

% Script para solucionar a equação 2.30 - Busca de capacitores

$$A = 1/j\omega C_2 + R_1 + j\omega L_1 + (\omega M_{12})^2 / (R_2 + j\omega L_2 + 1/j\omega C_4 + R_L / (1 + R_L j\omega C_3))$$

$$Z_{in} = A / (A j\omega C_1 + 1)$$

clear all

clc

freq=5e6;

w=2*pi*freq;

R1=1.74;

L1 = 1.98e-6;

M12=453e-9;

R2=R1;

L2=L1;

RL=50;

pos=1;

C1start=1.003e-9;

C1end=1.004e-9;

C1step=1e-12;

C2start=803e-12;

C2end=804e-12;

C2step=1e-12;

h = waitbar(0,'Processando...');

pos=1;

aux=1;

num_pontos=(((C1end-C1start)/C1step)+1)*(((C2end-C2start)/C2step)+1);

for C1 = C1start:C1step:C1end

 for C2 = C2start:C2step:C2end

$$A = (1/(w*C_2*j)) + R_1 + w*L_1*j + (w*M_{12})^2 / (R_2 + w*L_2*j + 1/(w*C_2*j) + R_L / (1 + R_L*w*C_1*j));$$

 Zin=A/(A*w*C1*j+1);

 if (Zin>=49.9 && Zin<=50.1 && imag(Zin)>=-1 && imag(Zin)<=1)

 Zin

 C1

 C2

 Resultado(aux,1)=Zin;

 Resultado(aux,2)=C1;

```
Resultado(aux,3)=C2;
aux=aux+1;
end
perc = ((pos)/(num_pontos));
waitbar(perc,h,sprintf('%d%% Concluido (Por favor Não feche essa
janela)',int16(perc*100)));
pos=pos+1;
end
end

close(h)
```

**ANEXO V – SCRIPT MATLAB® PARA CÁLCULO DA EFICIÊNCIA DO MODELO REFERÊNCIA
COM CASADOR DE IMPEDÂNCIA CÉLULA L COM ELEMENTOS INDUTIVOS E CAPACITIVOS**

%Script calculo eficiencia casador celula L com elementos indutivos e capacitivos

clear all

clc

freq=5e6;

w=2*pi*freq;

R1=1.74;

L1 = 1.98e-6;

M12=453e-9;

R2=R1;

L2=L1;

RL=50;

C2=375e-12;

L2p=1009e-9;

A=((abs(1-RL/(w*L2p*j+RL)))^2)*RL;

B=abs(1/(w*M12*j))^2;

C=(abs(R2+w*L2*j+(1/(w*C2*j)))+((RL*w*L2p*j)/(w*L2p*j+RL)))^2)*R1;

D=R2;

eficiencia=A/(B*C+D+A)

**ANEXO VI – SCRIPT MATLAB® PARA CÁLCULO DA EFICIÊNCIA DO MODELO REFERÊNCIA
COM CASADOR DE IMPEDÂNCIA CÉLULA L APENAS COM ELEMENTOS CAPACITIVOS**

%Script calculo eficiência casador celula L capacitiva

clear all

clc

freq=5e6;

w=2*pi*freq;

R1=1.74;

L1 = 1.98e-6;

M12=453e-9;

R2=R1;

L2=L1;

RL=50;

C3=1.004e-9;

C4=804e-12;

A=((abs(1-RL/((1/(w*C3*j))+RL)))^2)*RL;

B=abs(1/(w*M12*j))^2;

C=(abs(R2+w*L2*j+(1/(w*C4*j)))+(RL/(1+RL*w*C3*j)))^2)*R1;

D=R2;

eficiencia=A/(B*C+D+A)

ANEXO VII – PROJETO WATTÍMETRO DE RF

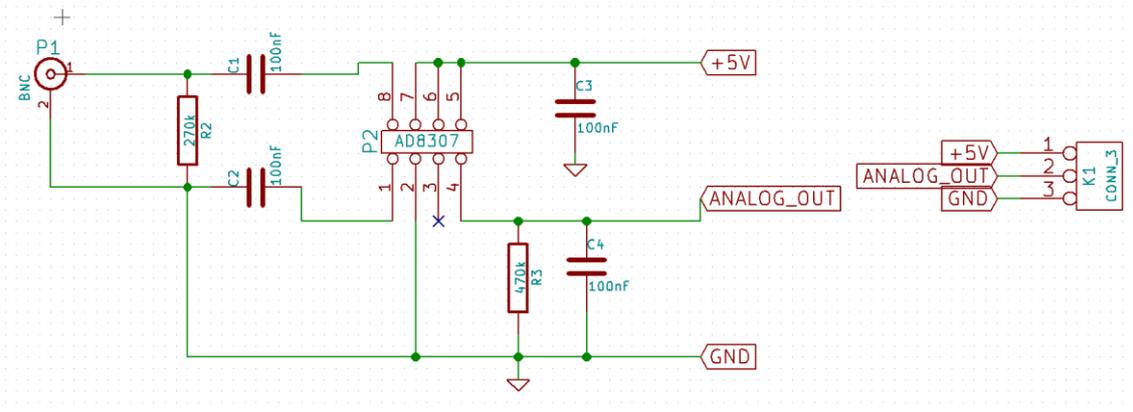


Figura VII.1 - Projeto Elétrico desenvolvido no software Kicad.

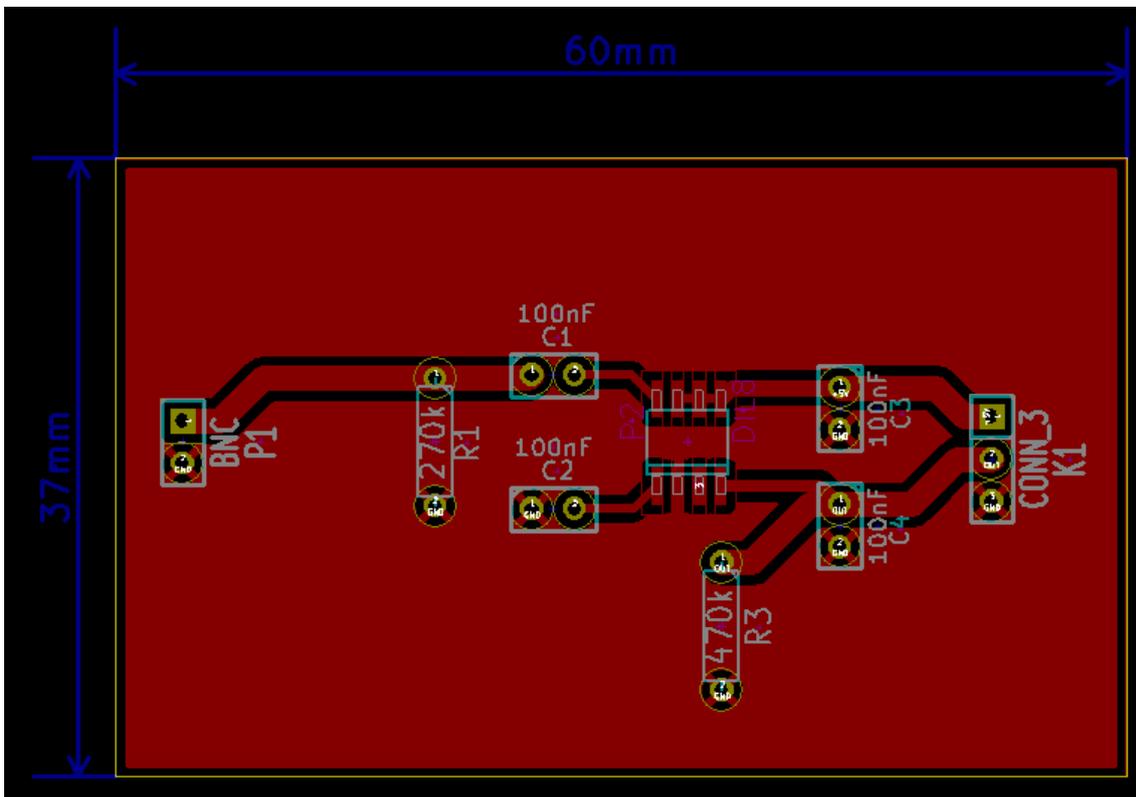


Figura VII.2 – Layout da placa de circuito impresso confeccionada.

ANEXO VIII – PROJETO PLACA DE RELÉS PARA AUTOSSINTONIA

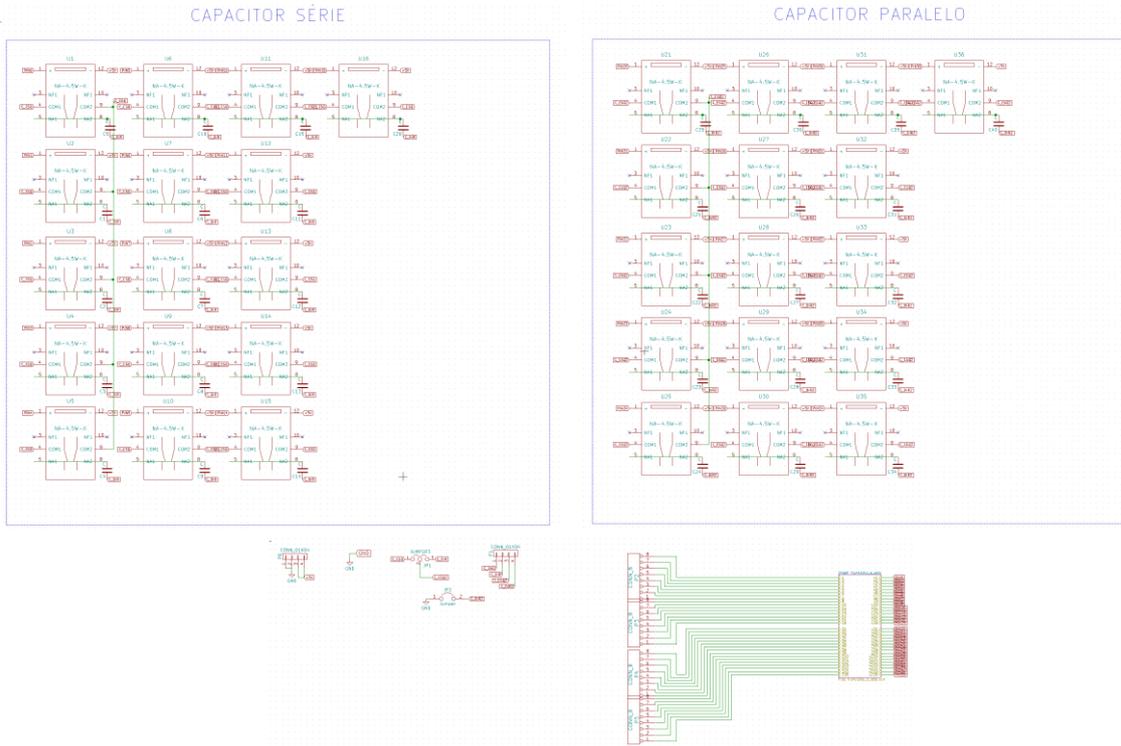


Figura VIII.1 - Página 1 do diagrama elétrico da placa de relés.

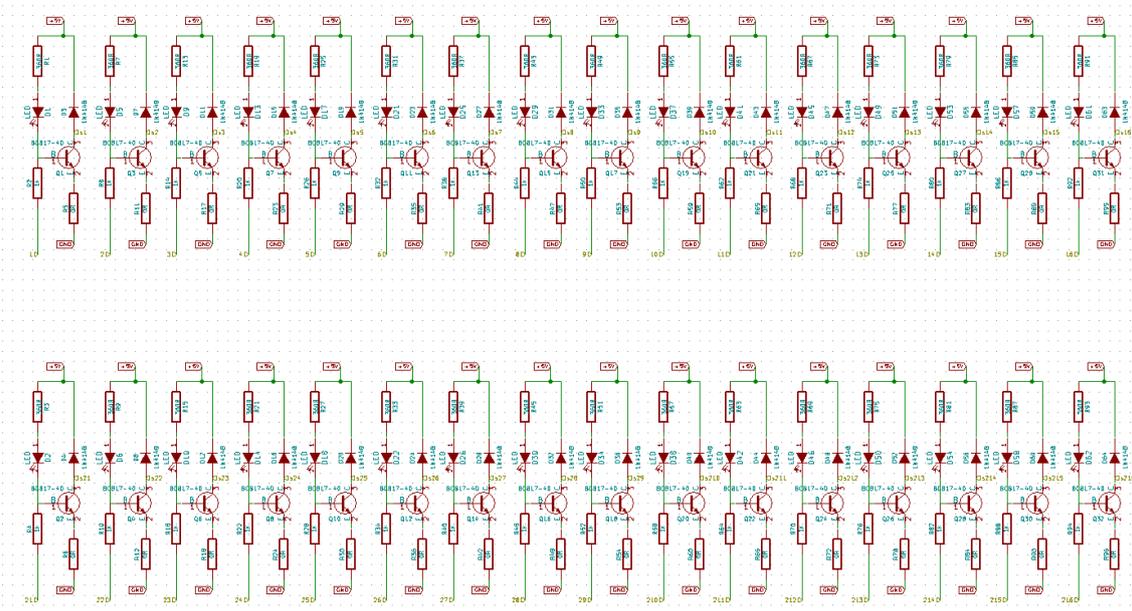


Figura VIII.2 - Página 2 do diagrama elétrico da placa de relés.

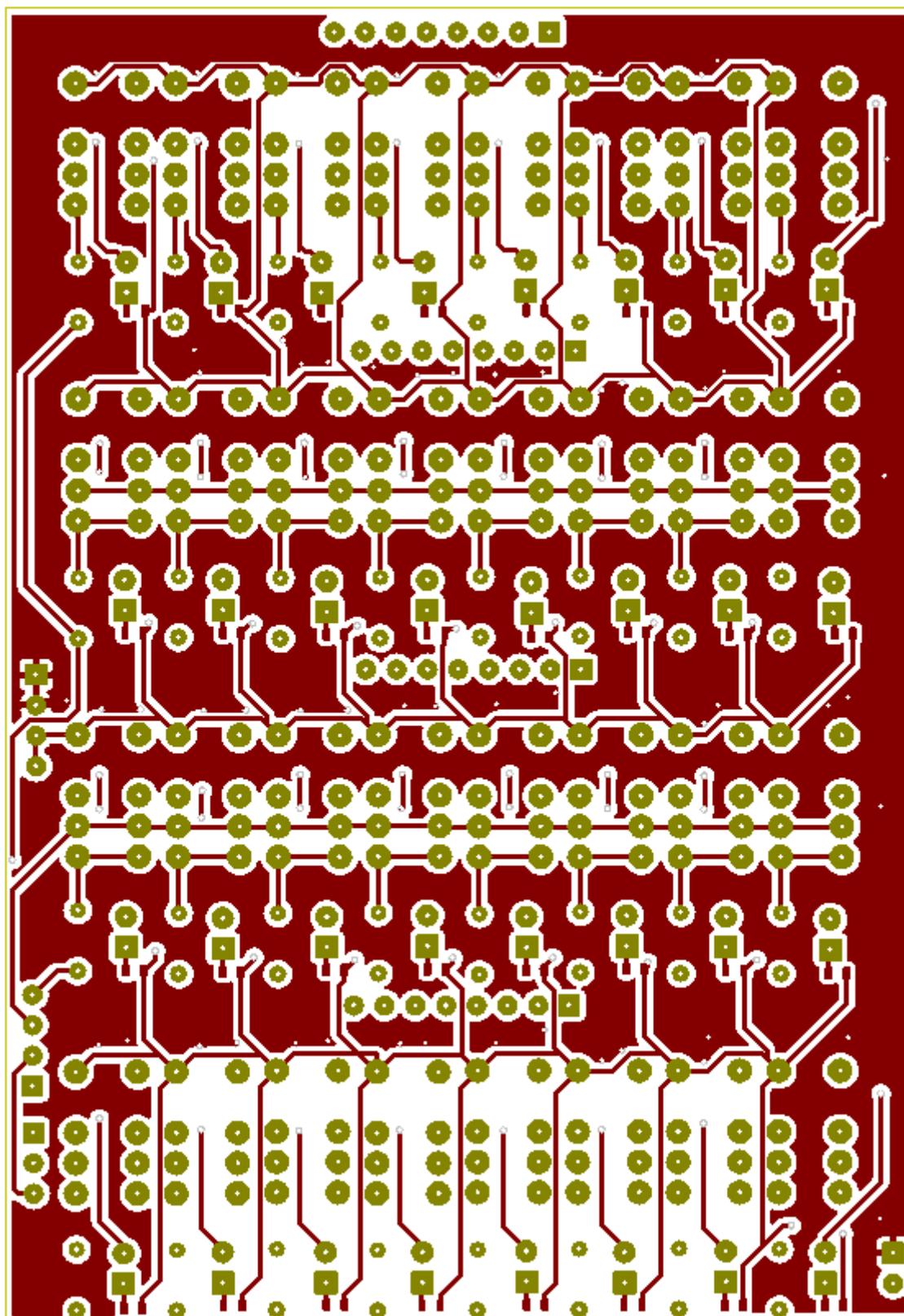


Figura VIII.3 - Layout da PCI da placa de relés, com dimensão 74,9mm x 109,4mm.

ANEXO IX – RECEITAS DE COMBINAÇÕES DE ACIONAMENTO DOS RELÉS

Receita	Capacitância [pF]	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	5,6	15	22	56	100	220	330	470	820	1000	1000	Valor Word
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	
1	470	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	8
2	471,5	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	32776
3	473	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	49160
4	474,5	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	57352
5	475,6	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1032
6	477,1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	33800
7	478,6	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	50184
8	480,1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	58376
	...																	
1991	3611,5	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	32879
1992	3613	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	49263
1993	3614,5	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	57455
1994	3615,6	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1135
1995	3617,1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	33903
1996	3618,6	1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	50287
1997	3620	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	31
1998	3621,5	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	32799
1999	3623	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	49183
2000	3624,5	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	57375

Aonde temos em azul o número do relé e ainda:

- 1 representa relé acionado (contato NA fechado) ;
- 0 representa relé não energizado (contato NA aberto).