



**FUNDAÇÃO
UNIVERSIDADE
FEDERAL DE
MATO GROSSO DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIAS,
ARQUITETURA E URBANISMO E
GEOGRAFIA**

ENGENHARIA ELÉTRICA

Estudo comparativo entre topologias híbridas para transferência de energia sem fio: simulação e implementação

Rafael de Souza Silva

Campo Grande MS

20 de março de 2022



**FUNDAÇÃO
UNIVERSIDADE
FEDERAL DE
MATO GROSSO DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIAS,
ARQUITETURA E URBANISMO E
GEOGRAFIA**

ENGENHARIA ELÉTRICA

Estudo comparativo entre topologias híbridas para transferência de energia sem fio: simulação e implementação

Rafael de Souza Silva

Orientador: Ruben Barros Godoy

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado à Universidade Federal de
Mato Grosso do Sul na Faculdade de
Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e
Geografia, como requisito parcial para
obtenção do título de Engenheiro(a)
Eletricista.

Campo Grande MS

20 de março de 2022

Estudo comparativo entre topologias híbridas para transferência de energia sem fio: simulação e implementação

Monografia apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, para obtenção da Graduação em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Ruben Barros Godoy
Orientador

Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

Prof. Dr. Tiago Henrique de Abreu Mateus

Campo Grande MS

20 de março de 2022

DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE

Rafael de Souza Silva, residente e domiciliado na cidade de Campo Grande, Estado do Mato Grosso do Sul, portador do RG de nº 1974120 e CPF nº052.346.441-03, declaro que o “Trabalho de Conclusão de Curso” apresentado, com o título **“Estudo comparativo entre topologias híbridas para transferência de energia sem fio: simulação e implementação”** é de minha autoria e assumo a total responsabilidade pelo seu conteúdo e pela originalidade do texto. Declaro que identifiquei e referenciei todas as fontes e informações gerais que foram utilizadas para construção do presente texto. Declaro também que este artigo não foi publicado, em parte, na íntegra ou conteúdo similar em outros meios de comunicação, tendo sido enviado com exclusividade para a Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS).

Campo Grande, 20 de março de 2022.

Rafael de Souza Silva

*Ao Rei eterno, o Deus único, imortal e invisível,
sejam a honra e a glória para todo sempre. Amém.*

II Tm 1:17

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus primordialmente. Sou grato a minha família pelo suporte amplo em minha formação acadêmica. A eles dedico todos os frutos desta graduação. Sou grato a minha companheira Milena Borges pela paciência, apoio e orações.

Sou grato aos professores que tive a honra de assistir. Todos contribuíram para o ideal de profissional competente e ético que almejo ser. Em especial, agradeço ao meu orientador, Ruben Barros Godoy, pelo exemplo, pela dedicação e pela excelência no ensinar. Bem como, sou grato também pelo direcionamento, pela paciência e pelo apoio, sem os quais este trabalho não seria possível.

Sou grato aos companheiros de linha de pesquisa Nicholas Delben de Andrade, Lucas Gutierrez da Silva, Fernanda Balta e Matheus Arakaki pelo auxílio no decorrer do desenvolvimento deste trabalho.

Sou grato a todos os colegas de classe que me acompanharam ao longo desta trajetória, mais do que consigo descrever. Em especial, sou grato aos colegas Lukas Camargo, Thalita Lima e Michele Dilma, pela companhia em dias e noites de estudo.

Sou grato ao movimento Fison UFMS por proporcionar mais que amigos, mas irmãos em fé.

Sou grato ao PET UFMS e à Engefour Jr, por expandir horizontes além da sala de aula.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma contextualização do estado da arte e as principais motivações para a transferência de energia sem fio indutiva por meio de compensação híbrida. Duas topologias de destaque na literatura científica, a Double LCC e a LCC-S, foram objeto de estudo através de análises teóricas, simulações e implementação. Utilizou-se das metodologias presentes na literatura para a realização dos projetos das topologias bem como o projeto de seus componentes. Ambas foram projetadas e simuladas para transferência de 100 W. Obtidos os resultados de simulação por meio do software MATLAB/SIMULINK[®]. Obteve-se a validação experimental das topologias por meio de testes em protótipos. Por fim, pode-se observar a efetividade das metodologias de projeto aplicadas. Foram elencadas vantagens e desvantagens em ambas as topologias para diferentes aplicações. Em conclusões finais, são sugeridos aprimoramentos sob a planta de validação experimental visando a redução de perdas e resultados com maior assertividade por meio de medidas de potência mais apropriadas à aplicação.

Palavras-Chave: Transferência de Potência sem Fio Indutiva, Simulação, Implementação, Double LCC e LCC-S.

ABSTRACT

This work presents a contextualization of the state of the art and the main motivations for inductive wireless power transfer through hybrid compensation. Two outstanding topologies in the scientific literature, the Double LCC and the LCC-S, were the object of study through theoretical analyses, simulations, and implementation. The methodologies present in the literature were used to carry out the projects of the topologies as well as the design of their components. Both were designed and simulated to transfer 100 W. After the simulation results were obtained through the MATLAB/SIMULINK® software, the experimental validation of the topologies was obtained through tests on prototypes. In the end, one can observe the effectiveness of the applied design methodologies. Advantages and disadvantages were listed in both topologies. In final conclusions, improvements are suggested for the experimental validation aiming to reduce losses and to generate results with greater assertiveness based on more appropriate power measurements for the application.

Keywords: Inductive Wireless Power Transfer, Simulation, Implementation, Double LCC and LCC-S.

LISTA DE FIGURAS

Número.....	Página
<i>Figura 1 -Tipos de WPS.....</i>	18
<i>Figura 2 - Desempenho da IWPT ressoante e IWTP não-ressoante.....</i>	19
<i>Figura 3 - Topologias Básicas.....</i>	20
<i>Figura 4 - Compensação CLCL.....</i>	24
<i>Figura 5 - Compensação Double LCC.....</i>	24
<i>Figura 6 - Compensação LCC-S.....</i>	26
<i>Figura 7 - Modelo T equivalente da topologia Double LCC.....</i>	27
<i>Figura 8 - Teorema da superposição aplicado ao modelo T da topologia Double LCC.....</i>	29
<i>Figura 9 - Modelo T equivalente LCC-S.....</i>	32
<i>Figura 10 - Bobinas Planares Espirais.....</i>	37
<i>Figura 11 - Fluxograma do projeto das bobinas principais.....</i>	38
<i>Figura 12 - Estrutura dos modelos de simulação.....</i>	41
<i>Figura 13 - Análise espectral sob U_{AB}.....</i>	42
<i>Figura 14 – Double LCC: Análise de impedância.....</i>	43
<i>Figura 15 - Double LCC: Corrente e tensão sobre S_1.....</i>	44
<i>Figura 16 - Double LCC: Corrente e tensão de entrada.....</i>	44
<i>Figura 17 – Double LCC: Esforços de corrente e tensão nos elementos do circuito.....</i>	45
<i>Figura 18 - Double LCC: impedância em função da frequência.....</i>	46
<i>Figura 19 - Double LCC: rendimento em função da frequência.....</i>	46
<i>Figura 20 - Double LCC: Potências de entrada e saída em função da frequência.....</i>	47
<i>Figura 21 - Double LCC: Correntes de entrada e de saída em função da frequência.....</i>	47
<i>Figura 22 - Double LCC: impedância em função do fator de acoplamento.....</i>	48
<i>Figura 23 - Double LCC: correntes de entrada e de saída em função do fator de Acoplamento.....</i>	49
<i>Figura 24 - Double LCC: potências de entrada e de saída em função do fator de Acoplamento.....</i>	49
<i>Figura 25 - Double LCC: rendimento em função do fator de Acoplamento.....</i>	49
<i>Figura 26 - LCC-S: Análise de impedância.....</i>	50
<i>Figura 27 - LCC-S: Corrente e tensão na Chave S_1.....</i>	51
<i>Figura 28 - LCC-S: Corrente e Tensão de entrada.....</i>	51
<i>Figura 29 – LCC-S: Esforços de corrente e tensão nos elementos do circuito.....</i>	52
<i>Figura 30 - LCC-S: impedância em função da frequência.....</i>	53
<i>Figura 31 - LCC-S: rendimento em função da frequência.....</i>	54
<i>Figura 32 - LCC-S: potências de entrada e de saída em função da frequência.....</i>	54
<i>Figura 33 - LCC-S: Correntes de entrada e de saída em função da frequência.....</i>	55
<i>Figura 34 - LCC-S: impedância em função do fator de acoplamento.....</i>	56
<i>Figura 35 - LCC-S: corrente de entrada e saída em função do fator de acoplamento.....</i>	56
<i>Figura 36 - LCC-S: potências de entrada e saída em função do fator de acoplamento.....</i>	57
<i>Figura 37 - LCC-S: rendimento em função do fator de acoplamento.....</i>	57
<i>Figura 38 - Estimativa do fator de acoplamento em função da variação vertical das bobinas principais.....</i>	58
<i>Figura 39 - Banco resistivo utilizado – ELETELE MOD 10000 - 9900W.....</i>	59
<i>Figura 40 - Bobinas receptora e transmissora utilizadas.....</i>	59
<i>Figura 41 - Fonte de tensão utilizada – Spitzenberger Spies PAS: 5000.....</i>	60

<i>Figura 42 - Indutor com núcleo de ar</i>	<i>60</i>
<i>Figura 43 - Inversor e microcontrolador DSPIC</i>	<i>61</i>
<i>Figura 44 - Bancada utilizada para validação experimental</i>	<i>61</i>
<i>Figura 45 – Double LCC: variação da potência de entrada e da potência de saída em função da frequência de operação</i>	<i>63</i>
<i>Figura 46 – Double LCC: gráfico de variação do rendimento em função da frequência de operação.....</i>	<i>64</i>
<i>Figura 47 – Double LCC: variação da corrente de entrada e da corrente de saída em função da frequência de operação.....</i>	<i>64</i>
<i>Figura 48 - Double LCC: forma de onda e medidas com osciloscópio</i>	<i>65</i>
<i>Figura 49 - Double LCC : variação do rendimento em função do fator de acoplamento</i>	<i>68</i>
<i>Figura 50 - Double LCC: variação das potências de entrada e de saída em função do fator de acoplamento</i>	<i>69</i>
<i>Figura 51 - Double LCC: variação das correntes de entrada e de saída em função do fator acoplamento</i>	<i>69</i>
<i>Figura 52 - LCC-S: variação da potência de entrada e da potência de saída em função da frequência de operação</i>	<i>71</i>
<i>Figura 53 - LCC-S: variação do rendimento em função da frequência de operação.....</i>	<i>71</i>
<i>Figura 54 - LCC-S: variação da corrente de entrada e da corrente de saída em função da frequência de operação</i>	<i>72</i>
<i>Figura 55 - LCC-S: Forma de onda e medidas com osciloscópio</i>	<i>73</i>
<i>Figura 56 - LCC-S: variação do rendimento em função do fator de acoplamento</i>	<i>75</i>
<i>Figura 57 - LCC-S: variação da potência de entrada e da potência de saída em função do fator de acoplamento</i>	<i>76</i>
<i>Figura 58 - LCC-S: variação da corrente de entrada e da corrente de saída em função da variação do fator de acoplamento</i>	<i>76</i>

LISTA DE VARIÁVEIS

C'_{s1} – Capacitância de ressonância secundária da topologia LCC-S referenciada ao primário

L'_s – Indutância receptora secundária do modelo T da topologia LCC-S referenciada ao primário

L'_{e2} – Indutância resultante secundária do modelo T da topologia Double LCC referenciada no primário, com a capacitância de ressonância secundária

C'_2 – Capacitância de ressonância secundária da topologia Double LCC referenciada no primário

C'_{f2} – Capacitância de filtro secundária da topologia Double LCC referenciada no secundário

C_1 – Capacitância de ressonância primária da topologia Double LCC

C_2 – Capacitância de ressonância secundária da topologia Double LCC

C_{P1} – Capacitância de filtro primária da topologia LCC-S

C_{P2} – Capacitância primária de ressonância da topologia LCC-S

C_{S1} – Capacitância de ressonância secundária da topologia LCC-S

C_{f1} – Capacitância de filtro primária da topologia Double LCC

C_{f2} – Capacitância de filtro secundária da topologia Double LCC

I_{Cf1} – Corrente sobre a capacitância de filtro primária da topologia Double LCC

I_{Cf2} – Corrente sobre a capacitância de filtro secundária da topologia Double LCC

I'_2 – Corrente sobre a bobina receptora secundária da topologia Double LCC referenciada ao primário

I'_{2ab} – Corrente sobre a indutância equivalente L'_{e2} no modelo T da topologia Double LCC referenciada no primário

I'_{Lf2AB} – Corrente sobre a indutância de filtro secundária do modelo T da topologia Double LCC gerada pela tensão U_{AB} referenciada ao primário

I'_{Lf2ab} – Corrente sobre a indutância de filtro secundária do modelo T da topologia Double LCC gerada pela tensão U_{ab} referenciada ao primário

I_1 – Corrente sobre a bobina transmissora primária da topologia Double LCC

I_{1AB} – Corrente sobre a indutância equivalente L_{e1} no modelo T da topologia Double LCC gerada pela tensão U_{AB}

I_2 – Corrente sobre a bobina receptora secundária da topologia Double LCC

I_{Lf1} – Corrente sobre o indutor de filtro primário da topologia Double LCC

I_{Lf1AB} – Corrente sobre o indutor de filtro primário do modelo T da topologia Double LCC gerada pela tensão U_{AB}

I_{Lf1ab} – Corrente sobre o indutor de filtro primário do modelo T da topologia Double LCC gerada pela tensão U_{ab}

I_{Lf2} – Corrente sobre a indutância de filtro secundária da topologia Double LCC

I_{out} – Corrente de saída da topologia LCC-S

L'_p – Indutância transmissora primária do modelo T da topologia LCC-S

L'_{f2} – Indutância de filtro secundária da topologia Double LCC referenciada no primário

L'_{s2} – Indutância resultante secundária do modelo T da topologia Double LCC referenciada ao primário

L_1 – Indutância da bobina transmissora da topologia Double LCC

L_2 – Indutância da bobina receptora da topologia Double LCC

L_p – Indutância transmissora primária da topologia LCC-S

L_{p1} – Indutância de filtro primária da topologia LCC-S

L_s – Indutância receptora secundária da topologia LCC-S

L_{e1} – Indutância resultante primária do modelo T da topologia Double LCC com a capacitância de ressonância primária

L_{f1} – Indutância de filtro primária da topologia Double LCC

L_{f2} – Indutância de filtro secundária da topologia Double LCC

L_m – Indutância mútua equivalente do modelo T da topologia Double LCC

L_{s1} – Indutância resultante primária do modelo T da topologia Double LCC

k – Fator de acoplamento

n – Relação de espiras

L_{s2} – Indutância resultante secundária do modelo T da topologia Double LCC

P_{out} – Potência ativa de saída da topologia LCC-S

R'_E – Resistência equivalente de carga referenciada no primário

R_E – Resistência equivalente de carga

R_{out} – Resistência de carga da topologia LCC-S

U'_{ab} – Tensão de saída da topologia Double LCC referenciada no primário

U'_{ab} – Tensão de saída da topologia Double LCC referenciada ao primário

U_{AB} – Tensão de saída do inversor

U_{ab} – Tensão de saída da topologia Double LCC

U_d – Tensão contínua aplicada ao inversor

V_{C_1} – Tensão sobre a capacitância de ressonância primária da topologia Double LCC

V_{C_2} – Tensão sobre a capacitância de ressonância secundária da topologia Double LCC

$V_{C_{f1}}$ – Tensão sobre a capacitância de filtro primária da topologia Double LCC

$V_{C_{f2}}$ – Tensão sobre a capacitância de filtro secundária da topologia Double LCC

ω_0 – Frequência de ressonância

f_s – Frequência de chaveamento

SUMÁRIO

RESUMO	7
ABSTRACT.....	8
LISTA DE FIGURAS	9
LISTA DE VARIÁVEIS.....	11
SUMÁRIO	13
1. INTRODUÇÃO	15
1.1. INTRODUÇÃO	15
1.2. OBJETIVOS	16
1.2.1. OBJETIVOS GERAIS	16
1.2.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	16
1.3. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	17
2. WIRELESS POWER TRANSFER	18
2.1. TOPOLOGIAS CLÁSSICAS DE RESSONÂNCIA	19
2.2. TOPOLOGIAS HÍBRIDAS	23
3. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	27
3.1. METODOLOGIA DE PROJETO	27
3.1.1. <i>Double LCC</i>	27
3.1.2. <i>LCC-S</i>	32
3.2. CÁLCULO DE PARÂMETROS.....	34
3.2.1. <i>Indutâncias de Filtro</i>	36
3.2.2. <i>Indutâncias principais</i>	37
3.3. METODOLOGIA DE SIMULAÇÃO	40
3.4. SIMULAÇÕES: DOUBLE LCC	43
3.4.1. <i>Varredura de impedância da topologia Double LCC</i>	43
3.4.2. <i>Corrente e tensão no inversor em simulação da topologia Double LCC</i>	43
3.4.3. <i>Esforços de tensão e corrente em cada elemento da topologia Double LCC</i>	44
3.4.4. <i>Resposta da topologia Double LCC à variação de frequência</i>	45
3.4.5. <i>Resposta da topologia Double LCC à variação do fator de acoplamento</i>	48
3.5. SIMULAÇÕES: LCC-S.....	50

3.5.1.	<i>Varredura de impedância da topologia LCC-S</i>	50
3.5.2.	<i>Corrente e tensão no inversor em simulação da topologia LCC-S</i>	50
3.5.3.	<i>Esforços de tensão e corrente em cada elemento da topologia LCC-S</i>	51
3.5.4.	<i>Resposta da topologia LCC-S à variação de frequência</i>	53
3.5.5.	<i>Resposta da topologia LCC-S à variação do fator de acoplamento</i>	55
4.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	58
4.1.	METODOLOGIA EXPERIMENTAL	58
4.2.	VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DA TOPOLOGIA DOUBLE LCC	62
4.2.1.	<i>Variação de Frequência</i>	62
4.2.2.	<i>Validação da topologia sobre a frequência de 120,5 kHz</i>	65
4.2.3.	<i>Variação do fator de acoplamento por deslocamento vertical</i>	67
4.3.	VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DA TOPOLOGIA LCC-S	69
4.3.1.	<i>Variação de frequência</i>	70
4.3.2.	<i>Validação da topologia sobre a frequência de 120,5 kHz</i>	72
4.3.3.	<i>Variação do fator de acoplamento por deslocamento vertical</i>	74
5.	CONCLUSÕES	77
5.1.	COMPORTAMENTO DO RENDIMENTO	77
5.1.1.	<i>Rendimento em função da frequência</i>	77
5.1.2.	<i>Rendimento em função do fator de acoplamento</i>	77
5.2.	COMPORTAMENTO DAS CORRENTES	78
5.2.1.	<i>Correntes em função da frequência</i>	78
5.2.2.	<i>Correntes em função da variação do fator de acoplamento</i>	78
5.3.	COMPORTAMENTO DOS GRÁFICOS DE POTÊNCIA DE ENTRADA E POTÊNCIA TRANSFERIDA	79
5.3.1.	<i>Potências de entrada e saída em função da variação de frequência</i>	79
5.3.2.	<i>Potências de entrada e saída em função da variação do fator de acoplamento</i>	79
5.4.	PRINCIPAIS PERDAS	80
5.5.	CONSIDERAÇÕES FINAIS	81
6.	REFERÊNCIAS	82

1. INTRODUÇÃO

1.1. INTRODUÇÃO

Com a evolução dos dispositivos eletrônicos, a transferência de energia sem fio se torna cada vez mais atrativa para diversas aplicações. Os estudos de Nikola Tesla aplicando a tecnologia para implantes biomédicos não atraíram muito interesse comercial em 1960 devido à baixa transferência de potência. Entretanto, após o desenvolvimento dos interruptores de alta frequência (Mosfets) e outras tecnologias na década de 80, a tecnologia se mostrou viável para aplicações de carregamento em implantes subcutâneos, veículos elétricos, eletrônicos portáteis, e outras aplicações industriais [1].

Dentro das aplicações médicas, se pode observar diversos microssistemas como cápsulas endoscópicas, próteses retiniais artificiais, marca-passos, corações artificiais, estimuladores elétricos, entre outros equipamentos que necessitam de baterias. Estas são alocadas em implantes percutâneos e geralmente possuem baixa capacidade de armazenamento energético, limitando assim em horas o desempenho dos aparelhos. O uso de fios não é viável pois torna o paciente suscetível a infecções [2]. Portanto, um sistema de carregamento de baterias sem fio se torna extremamente importante para estas aplicações.

A eletrificação dos transportes é uma tendência mundial, e traz diversas vantagens em contrapartida aos veículos movidos a combustíveis fósseis. As principais são o baixo custo da energia elétrica em relação aos combustíveis fósseis, a baixa emissão de gases de efeito estufa e o alto rendimento energético do veículo elétrico sobre o veículo a combustão. A transferência de energia sem fio se destaca como alternativa viável para o carregamento de veículos elétricos de forma prática em tempo conveniente e também possibilita o carregamento do veículo em modo estacionário e dinâmico [3]. Portanto, a transferência de energia sem fio tem alcançado espaço no mundo moderno, com uma gama de possibilidades em aplicações industriais e comerciais.

Dentre os tipos de transferência de energia sem fio, a transferência de energia sem fio indutiva ressonante (*Inductive Wireless Power Transfer*) se destaca pela sua eficiência na transferência de potência. Entretanto, a tecnologia apresenta limitações técnicas que dificultam as aplicações comerciais. Os produtos atuais demonstram limite de potência transferida menor que o carregamento com fio, possuindo assim um maior tempo de carregamento. Também apresentam aquecimento nos aparelhos, perdas de rendimento com desalinhamento, distância de carregamento eficiente limitada, entre outras características técnicas indesejáveis [4].

Algumas destas características indesejáveis estão associadas as propriedades dos circuitos de compensação implementados. Atualmente são utilizadas principalmente as topologias conhecidas como clássicas. As mesmas, possuem limitações técnicas que resultam na dificuldade de implementação comercial em diversas aplicações.

Visando solucionar as lacunas intrínsecas da transferência de energia das topologias clássicas, propôs-se novas topologias conhecidas como híbridas. Dentre as topologias híbridas, duas delas destacam-se com desempenho notável em rendimento e estabilidade, sendo estas a topologia *Double LCC* (Duplo LCC) e a topologia LCC-S (LCC-Série). Ambas serão discutidas nas seções posteriores deste trabalho.

1.2. OBJETIVOS

1.2.1. OBJETIVOS GERAIS

Este trabalho consiste no estudo comparativo entre topologias híbridas LCC e LCC-S ressonantes de transferência sem fio para circuitos fracamente acoplados.

1.2.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Apresentar o estado da arte sobre as topologias envolvidas.
- Simular ambas as topologias obtendo o desempenho de rendimento, estabilidade, entre outros, quando submetidas a variações de frequência e acoplamento.
- Implementar os circuitos ressonantes em bancada para obter resultados experimentais de ambas as topologias e comparar com resultados de simulação.
- Elencar as principais características das topologias e apontar vantagens e desvantagens.

1.3. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No Capítulo 1, é apresentada uma breve introdução ao tema, bem como as principais motivações para o desenvolvimento do trabalho.

No Capítulo 2, é apresentada uma revisão bibliográfica com o intuito de contextualizar o leitor sobre o estado da arte com as principais topologias estudadas e implementadas, bem como suas características. De modo a compreender as vantagens das aplicações de topologias híbridas para transferência de energia sem fio.

No Capítulo 3, são apresentadas as metodologias de projeto utilizadas para o dimensionamento dos componentes de cada topologia. Também são apresentadas as metodologias de simulação e os gráficos resultantes.

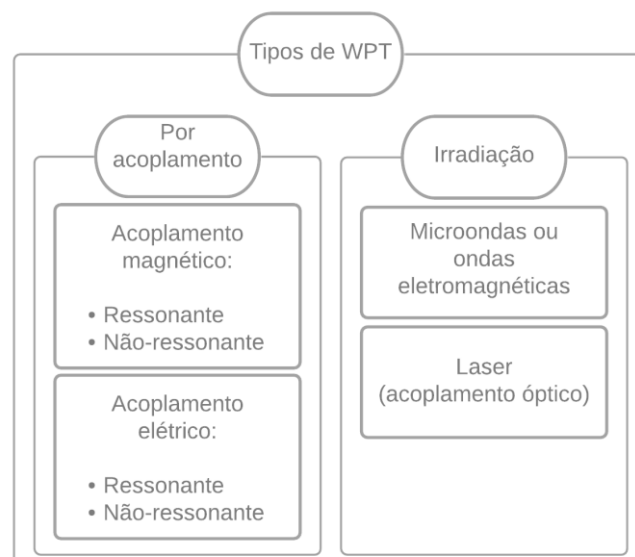
No Capítulo 4, são apresentadas as metodologias utilizadas para validação experimental, bem como são apresentados e comentados os principais resultados obtidos.

No Capítulo 5, são discutidos os resultados apresentados no Capítulo 4 acrescidos das principais conclusões deste trabalho.

2. WIRELESS POWER TRANSFER

A transferência de energia sem fio, também abordada internacionalmente como *Wireless Power Transfer* (WPT), pode ser realizada com microondas, lasers, acoplamento por campo magnético ou elétrico. Podem ser separadas em transmissão com acoplamento ou irradiação. Como descrito no diagrama na Figura 1 [5], os acoplamentos por campos elétricos e magnéticos podem ser realizados aplicando técnicas de ressonância.

Figura 1 -Tipos de WPS

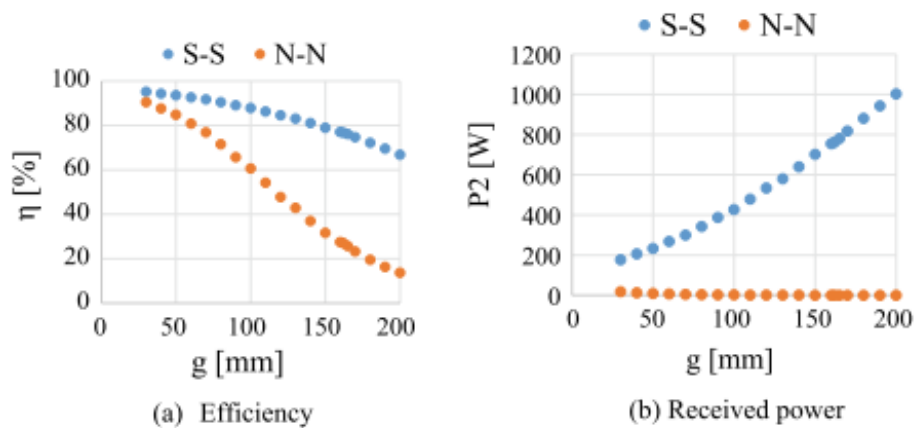


Fonte: Figura adaptada de [5].

Para a Transferência de Energia Sem Fio Indutiva ou *Inductive Wireless Power Transfer* (IWPT), o efeito de ressonância equivale ao efeito de um grande entreferro alocado entre as bobinas transmissora e receptora, concatenando o fluxo magnético resultando em uma transferência com menos perdas por dispersão. A ressonância pode ser obtida alocando uma capacitância no circuito secundário. Entretanto, a transferência indutiva produz uma alta demanda de reativos, comprometendo assim o rendimento da transmissão. A Figura 2 descreve o comportamento do rendimento (2.a) e potência transferida (2.b) para o uso de um sistema IWPT série-série operando na região ressoante

(S-S) e não-ressonante (N-N), sendo $g(\text{mm})$ o espaço entre as bobinas. Devido à baixa eficiência, para circuitos fracamente acoplados o efeito ressonante é de extrema importância para a viabilidade do sistema [5].

Figura 2 - Desempenho da IWPT ressonante e IWTP não-ressoante



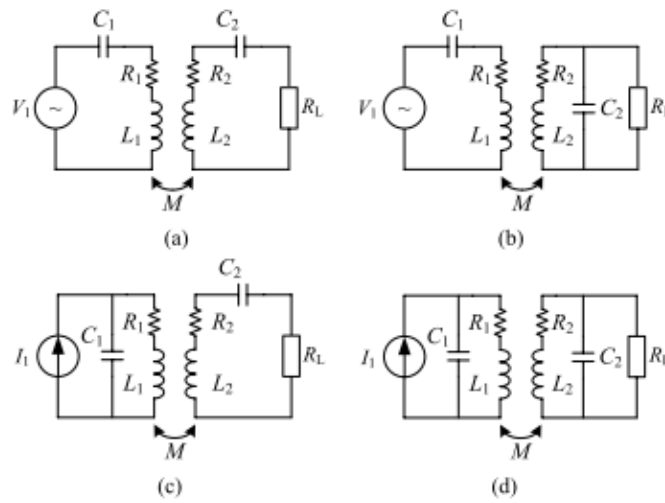
Fonte: [5].

2.1. TOPOLOGIAS CLÁSSICAS DE RESSONÂNCIA

A demanda reativa característica da transmissão por indução necessita ser compensada com elementos capacitivos no circuito primário. Portanto, além da capacitância necessária para a ressonância do circuito secundário, se faz necessária uma capacitância para compensação dos reativos gerados [6]. Quatro topologias clássicas de compensação para sistemas IWPT são conhecidas na literatura. As topologias são a Serie-Serie (SS), Serie-Paralelo (SP), Paralelo-Serie (PS) e Paralelo-Paralelo (PP) como demonstra a Figura 3. Ainda em [6], os autores demonstram através das equações na Tabela 1 as relações das capacitâncias primárias necessárias para compensação nas topologias clássicas. As capacitâncias do circuito primário (C_1) e do secundário (C_2), podem ser calculadas a partir dos valores das indutâncias das bobinas do circuito primário (L_1) e secundário (L_2). As resistências das bobinas primária (R_1) e secundária (R_2), a resistência de carga (R_L), e a indutância mútua entre L_1 e L_2 também são consideradas. V_1 e I_1 são as respectivas fontes de tensão e corrente operando na frequência de

ressonância do circuito (ω_0). Pode-se observar que o cálculo de C_2 é idêntico para todas as topologias, sendo este elemento responsável pela ressonância do circuito secundário. A capacitância C_1 é responsável pela compensação da energia reativa gerada no circuito primário quanto reativos gerados no circuito secundário.

Figura 3 - Topologias Básicas



Fonte: [7]

Tabela 1 - Capacitâncias primárias e secundárias

Topologia	Cap. secundária	Cap. primária
SS	$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_2}$	$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_1}$
SP	$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_2}$	$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot \left(L_1 - \frac{M^2}{L_2}\right)}$
PP	$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_2}$	$C_1 = \frac{1}{\left(\frac{M^2 \cdot R_L}{L_2^2}\right)^2 + \omega_0^2 \cdot \left(L_1 - \frac{M^2}{L_2}\right)^2}$
PS	$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_2}$	$C_1 = \frac{1}{\left(\frac{\omega_0^2 \cdot M^2}{R_L}\right)^2 + \omega_0^2 \cdot L_1^2}$

Fonte: Tabela adaptada [6].

Tratando-se da estabilidade de um sistema IWPT frente a variações de frequência, o fator de qualidade se torna uma importante grandeza. Os fatores de qualidade podem ser calculados a partir das equações descritas na Tabela 2 [6].

Tabela 2 - Fator de Qualidade para topologias clássicas

	Q_p	Q_s
Capacitância secundária em série	$\frac{L_p \cdot R}{\omega_0 \cdot M^2}$	$\frac{\omega_0 \cdot L_s}{R}$
Capacitância secundária em paralelo	$\frac{\omega_0 \cdot L_p \cdot L_s^2}{R \cdot M^2}$	$\frac{R}{\omega_0 \cdot L_s}$

Fonte: Tabela adaptada [6].

As topologias apresentam diferentes comportamentos quando submetidas a variações dos parâmetros para os quais foram projetadas. As duas variações que causam maior dano à estabilidade do sistema são as variações de frequência e de acoplamento. A estabilidade do sistema pode ser perdida com variação de frequência se a topologia apresentar o fenômeno de bifurcação, podendo resultar na transmissão de potência superior à de projeto em frequências diferentes da projetada. Entretanto, respeitando determinadas restrições, conforme (1) a (3), o fenômeno de bifurcação é removido e a estabilidade em frequência é garantida.

$$Q_p > \frac{4 \cdot Q_s^3}{4 \cdot Q_s^2 - 1} \quad (1)$$

$$Q_p > Q_s + \frac{1}{Q_s} \quad (2)$$

$$Q_p > Q_s \quad (3)$$

Em (1) descreve a relação usada para remover a bifurcação na compensação SS. (2) atem-se a relação usada para remover a bifurcação nas compensações PP e SP. Por fim, (3) descreve a relação usada para remover a bifurcação na compensação PS [6].

Como mencionado anteriormente, a estabilidade e o rendimento da transmissão também podem ser comprometidos com a variação do acoplamento. Essa variação ocorre principalmente por alterações na posição das bobinas e é comum em aplicações comerciais. Para acoplamento nulo, ou seja, ausência de bobina receptora, as topologias SS e SP se tornam instáveis. Essa característica se deve à baixa impedância vista pelo primário, quando não há impedância refletida pelo secundário em conjunto com a ressonância entre C_1 e L_1 [8, pp. 87–89].

As topologias SP e PP tem seu rendimento associado a variação do acoplamento pois altera a indutância mútua entre as bobinas que, como demonstram as equações da Tabela 1, é utilizada no cálculo da capacitância de compensação. Portanto, o circuito passa a demandar potências reativas não compensadas no primário, comprometendo o desempenho das topologias. Essa característica não é observada nas topologias SS e PS. Para altas frequências de chaveamento, o valor da indutância mútua pode ser desprezado para o cálculo do rendimento como se observa na Tabela 3.

Tabela 3 - Rendimento das topologias clássicas

SS e PS	$\eta \cong \frac{R_L}{R_2 + R_L}$
SP e PP	$\eta \cong \frac{R_L}{R_2 + R_L + \frac{R_1 \cdot L_2^2}{M^2}}$

Fonte: Tabela adaptada [3].

As topologias PS e PP, devido a capacitância em paralelo no circuito primário, apresentam-se como topologias estáveis ao acoplamento nulo [6]. Entretanto, as variações no fator de acoplamento k entre L_1 e L_2 causam variações no fator de qualidade destas topologias. Em (4) e (5), equações apresentadas na literatura [7] para dimensionamento

das capacitâncias primárias, $C_{1_{ps}}$ e $C_{1_{pp}}$, pode ser observada a correlação existente entre o fator de acoplamento k e o fator de qualidade secundário Q_s nas topologias PS e PP.

$$C_{1_{ps}} = \frac{C_2 \cdot L_2}{L_1} \cdot \frac{1-k^2}{Q_s^2 \cdot k^4 + 1} \quad (4)$$

$$C_{1_{pp}} = \frac{C_2 \cdot L_2}{L_1} \cdot \frac{1-k^2}{Q_s^2 \cdot k^4 + (1-k^2)^2} \quad (5)$$

Portanto, as topologias clássicas, utilizadas em grande parte das aplicações de IWPT atuais, apresentam limitações técnicas específicas de cada circuito. As lacunas de operação destes circuitos limitam a implementação destas topologias em outras aplicações. Por exemplo, a topologia SS que apresenta excelente rendimento na transferência de potência, não apresenta estabilidade para variações no fator de acoplamento. Portanto, sua implementação não é recomendada em aplicações suscetíveis a desalinhamento entre as bobinas. Visando solucionar ou atenuar as limitações de cada circuito, foram desenvolvidas topologias híbridas que obtivessem melhor desempenho na transferência de energia sem fio em relação as topologias clássicas.

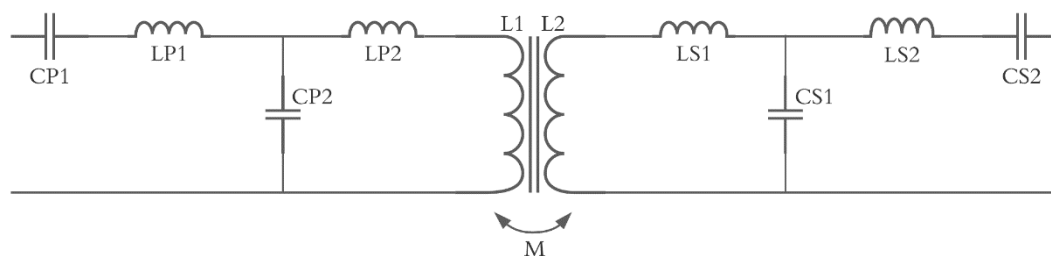
2.2. TOPOLOGIAS HÍBRIDAS

As deficiências das topologias clássicas apresentadas podem ser minimizadas com o uso de ressonâncias múltiplas. São discutidas pela literatura o desempenho de topologias híbridas visando agregar as características entre as topologias clássicas. A compensação Série-Paralelo-Série (SPS), apresentada em [9], têm como proposta a combinação entre as topologias SS e PS. Um dos objetivos das topologias de múltiplas ressonâncias é reduzir o fenômeno de bifurcação [10].

Outras características podem ser agregadas às topologias híbridas, como é o caso da simetria entre os lados primário e secundário, conforme se observa na topologia LCL (indutor-capacitor-indutor). A simetria se torna importante por garantir a possibilidade de bidirecionalidade do fluxo de potência [11]. Além da simetria, a topologia apresenta como

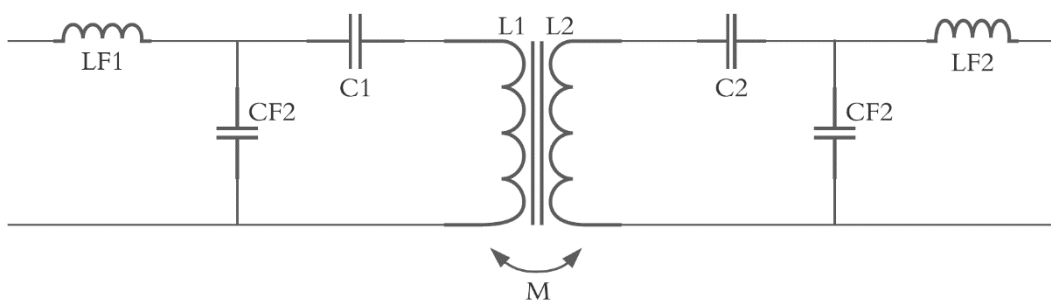
vantagem o fato de consumir apenas potência ativa e a corrente do primário atuar de forma independente da condição de carga operando sob a frequência de ressonância [12]. A principal desvantagem dessa topologia está no tamanho dos indutores de compensação, pois os mesmos aumentam o custo do sistema e reduzem o rendimento. Para reduzir o custo do sistema bem como o tamanho dos indutores, um capacitor é adicionado no circuito de compensação [12]–[14]. Essa variação é usada nas topologias CLCL proposta em [11] e Double-Sided LCC proposta em [12].

Figura 4 - Compensação CLCL



Fonte: Figura adaptada de [11].

Figura 5 - Compensação Double LCC



Fonte: Figura adaptada de [12].

A topologia Double-Sided LCC, apresentada na Figura 5, tem a compensação composta por um indutor e dois capacitores. Essa topologia é promissora pois agrega vantagens como bidirecionalidade, corrente de entrada e corrente de saída

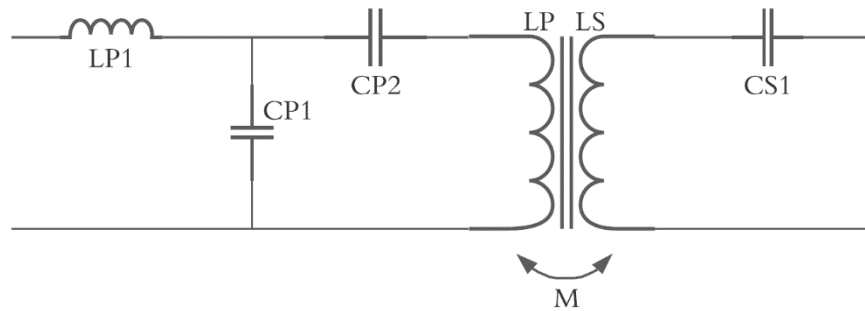
aproximadamente constantes, compensação das bobinas independente da variação da carga e o fator de potência quase unitário em ambos os lados [12]. Outras vantagens são o rendimento e a estabilidade desta topologia. Quando comparada a topologia SS, que contém menos elementos de compensação, observamos que a topologia não alcança o mesmo rendimento devido às perdas nos elementos de compensação. Entretanto, para casos de desalinhamento, o rendimento da SS é reduzido consideravelmente se comparado a LCC, que se mantém estável [8]. Por isso, a topologia é muito indicada para aplicações como carregamento dinâmico.

Além da Double-Sided LCC, a compensação LCC deriva outras variações topológicas como a aplicação com múltiplos receptores apresentada em [15], e a compensação LCC-P abordada em [13]. A topologia LCC-P é composta pela compensação LCC no primário e uma capacitância paralela no secundário. Essa topologia mantém as vantagens da LCC-LCC como corrente de entrada e de saída constantes, facilitando o controle de corrente no receptor. Também agrega menor custo e tamanho, obtendo assim, um receptor mais compacto e de fácil implementação [13]. Entretanto, a característica da simetria é perdida, tornando a variação contraindicada para aplicações bidirecionais.

Outra variação da compensação LCC é apresentada na Figura 6. A compensação LCC-S é composta pela compensação LCC no circuito primário e uma única capacitância série no circuito secundário. As principais vantagens desta topologia estão na saída de corrente constante, independente da condição de carga, e uma excelente tolerância a desalinhamentos entre as bobinas. Com o uso de menos componentes que a topologia

Double-Sided LCC, a LCC-S mostra-se promissora com menor custo, receptor compacto e uma transmissão de potência eficiente e estável [14].

Figura 6 - Compensação LCC-S



Fonte: Figura adaptada de [14].

Dentre as topologias híbridas, se destaca a compensação LCC e as compensações derivadas da mesma. Essas topologias possuem características promissoras apresentadas pela literatura referentes a rendimento, estabilidade, tamanho e custo dos componentes, entre outras. Esse trabalho se propõe a explorar duas topologias híbridas, sendo estas a topologia Double LCC e a topologia LCC-S. Nas seções posteriores serão descritas as respectivas metodologias de projeto e simulação para a mesma potência em ambas topologias, com o intuito de comparar e elencar vantagens e desvantagens em aplicações.

3. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

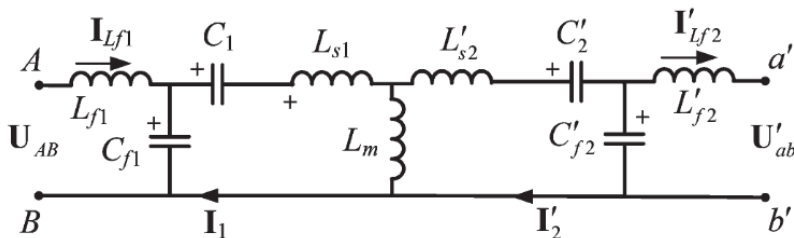
3.1. METODOLOGIA DE PROJETO

3.1.1. Double LCC

Voltando à Figura 5, as bobinas transmissoras e receptoras são representadas pelas indutâncias L_1 e L_2 . C_1 e C_2 são capacitâncias em série que ressonam, respectivamente, com as bobinas L_1 e L_2 . C_{f1} e C_{f2} são capacitâncias de filtro e L_{f1} e L_{f2} são indutâncias de filtro alocadas na entrada e na saída da topologia.

A fim de facilitar o desenvolvimento analítico do circuito, essa topologia é analisada utilizando o modelo T em [12]. O modelo equivalente é demonstrado na Figura 7. Os índices “1” e “2”, referem-se aos lados primário e secundário, respectivamente. As bobinas transmissora e receptora foram substituídas pelo equivalente L_m , calculado conforme (1). As variáveis escritas com aspas simples simbolizam elementos referenciados no lado primário da transmissão, respeitando a relação $n = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$. Importante observar que, com base no fator de acoplamento, parte de L_1 e L_2 corresponde a dispersão das bobinas principais, L_{s1} e L_{s2} , conforme (7) e (8). Os demais elementos desta topologia estão devidamente referenciados ao primário, conforme (9) a (12).

Figura 7 - Modelo T equivalente da topologia Double LCC



Fonte: [12]

$$L_m = k \cdot L_1 \quad (6)$$

$$L_{s1} = (1 - k) \cdot L_1 \quad (7)$$

$$L'_{s2} = (1 - k) \cdot \frac{L_2}{n^2} \quad (8)$$

$$L'_{f2} = \frac{L_{f2}}{n^2} \quad (9)$$

$$C'_2 = C_2 \cdot n^2 \quad (10)$$

$$C'_{f2} = C_{f2} \cdot n^2 \quad (11)$$

$$U'_{ab} = \frac{U_{ab}}{n} \quad (12)$$

A topologia apresenta múltiplas ressonâncias que são expressas de (13) a (16). Entretanto, para a IWPT, é fundamental que todos os conjuntos ressonantes ressonem em uma única frequência. A análise é realizada sobre o teorema da superposição onde as tensões U_{AB} e U'_{ab} são analisadas separadamente na frequência ω_0 .

$$L_{f1} \cdot C_{f1} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (13)$$

$$L_{f2} \cdot C_{f2} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (14)$$

$$L_1 - L_{f1} = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot C_1} \quad (15)$$

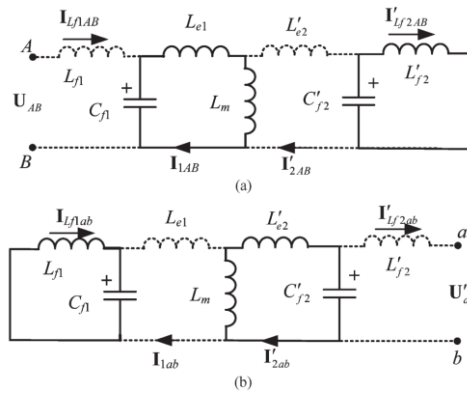
$$L_2 - L_{f2} = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot C_2} \quad (16)$$

A fim de se calcular as correntes e tensões sobre o circuito proposto, sugere-se que o princípio da superposição seja aplicado. Sendo assim, a Figura 8 resume as duas condições consideradas, sendo importante observar que as capacitâncias C_1 e C'_2 e as indutâncias L_{s1} e L'_{s2} (vide Figura 7) foram substituídas pelas indutâncias equivalentes L_{e1} e L'_{e2} , conforme se observa em (17) e (18).

$$L_{e1} = \frac{1}{j \cdot \omega_0} \left(\frac{1}{j \cdot \omega_0 \cdot C_1} + j \cdot \omega_0 \cdot L_{s1} \right) = L_{f1} - k \cdot L_1 \quad (17)$$

$$L'_{e2} = \frac{1}{j \cdot \omega_0} \left(\frac{1}{j \cdot \omega_0 \cdot C'_{f2}} + j \cdot \omega_0 \cdot L'_{s2} \right) = L'_{f2} - k \cdot L_1 \quad (18)$$

Figura 8 - Teorema da superposição aplicado ao modelo T da topologia Double LCC



Fonte: [12]

Analisando inicialmente a Figura 8 (a), onde o secundário está em curto-circuito e U_{AB} alimenta o circuito, devido a ressonância paralela que ocorre entre L'_{f2} e C'_{f2} , I'_{2AB} tem valor nulo. Portanto, conforme (19), o L_{e1} e L_m estarão conectados em série.

$$L_{e1} + L_m = L_{f1} - k \cdot L_{f1} + k \cdot L_1 = L_{f1} \quad (19)$$

Ainda com vistas à Figura 8 (a), outra ressonância paralela é formada entre C_{f1} e L_{f1} , o que resulta em I_{Lf1AB} igual a zero. A nulidade dessas correntes permite concluir que a tensão em C_{f1} é igual a tensão U_{AB} e a tensão em C_{f2} igual a tensão em L_m . Sendo assim, os valores de I_{1AB} e I'_{Lf2AB} podem ser calculados conforme (20) e (21).

$$I_{1AB} = \frac{U_{AB}}{j \cdot \omega_0 \cdot L_{f1}} \quad (20)$$

$$I'_{Lf2AB} = \frac{k \cdot U_{AB} \cdot L_1}{j \cdot \omega_0 \cdot L_{f1} \cdot L'_{f2}} \quad (21)$$

A análise similar pode ser realizada a partir da Figura 8 (b), colocando os terminais primários em curto-circuito e aplicando-se ao secundário tensão U'_{ab} . Os subscritos “ab” descrevem a contribuição de corrente referente a U_{ab} . Análogo a análise realizada para a Figura 8 (a), pode-se concluir que I'_{Lf2ab} e I_{1ab} são nulas. Consequentemente, as correntes resultantes para I'_{2ab} e I_{Lf1ab} podem ser calculadas a partir de (22) e (23).

$$I'_{2ab} = -\frac{U'_{ab}}{j \cdot \omega_0 \cdot L'_{f2}} \quad (22)$$

$$I_{Lf1ab} = -\frac{k \cdot U'_{ab} \cdot L_1}{j \cdot \omega_0 \cdot L_{f1} \cdot L'_{f2}} \quad (23)$$

Se obtivermos as variáveis destacadas em negrito compostas por seu módulo e ângulo, e assumirmos U_{AB} como referência de tensão, obteremos as expressões (24) e (25).

$$\mathbf{U}_{AB} = U_{AB} \angle 0^\circ \quad (24)$$

$$\mathbf{U}'_{ab} = \frac{U'_{ab}}{j} = U'_{ab} \angle -90^\circ \quad (25)$$

Por meio da sobreposição das correntes calculadas em (20) e (23), e, considerando as tensões vetoriais apresentadas em (24) e (25), é possível calcular as correntes resultantes conforme (26) a (29).

$$I_{Lf1} = I_{Lf1ab} = \frac{k \cdot L_1 \cdot U'_{ab}}{\omega_0 \cdot L_{f1} \cdot L'_{f2}} \angle 0^\circ = \frac{k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \cdot U_{ab}}{\omega_0 \cdot L_{f1} \cdot L_{f2}} \angle 0^\circ \quad (26)$$

$$I_1 = I_{1AB} = \frac{U_{AB}}{j \cdot \omega_0 \cdot L_{f1}} = \frac{U_{AB}}{\omega_0 \cdot L_{f1}} \angle -90^\circ \quad (27)$$

$$I_2 = \frac{I'_{f2}}{n} = \frac{I'_{2ab}}{n} = \frac{U'_{ab}}{n \cdot \omega_0 \cdot L'_{f2}} \angle 0^\circ = \frac{U_{ab}}{\omega_0 \cdot L_{f2}} \angle 0^\circ \quad (28)$$

$$I_{Lf2} = \frac{I'_{Lf2}}{n} = \frac{I'_{Lf2AB}}{n} = \frac{k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \cdot U_{AB}}{\omega_0 \cdot L_{f1} \cdot L_{f2}} \angle -90^\circ \quad (29)$$

Visando analisar a resposta do circuito para condições diferentes dos dados de projeto, ou seja, supondo variações no fator de acoplamento e na frequência de operação, torna-se importante conhecer a impedância do sistema vista a partir da fonte de entrada. Uma vez que, para esse cálculo, o ponto de ressonância deve ser desconsiderado, o valor da impedância equivalente obtida contará com muitos termos, conforme se observa em (30) e (31).

$$A = \frac{\left(R_E + j \frac{L_{P2} \omega}{n^2}\right) \left(\frac{-j}{n^2 C_{f2} \omega}\right)}{R_E + j \left(\frac{L_{P2} \omega}{n^2} - \frac{1}{n^2 C_{f2} \omega}\right)} + j \cdot \left(\frac{L_2 \omega (1-k)}{n^2} - \frac{1}{n^2 C_2 \omega}\right) \quad (30)$$

$$Z_{eq} = j \cdot \left[L_{f1} \cdot \omega - \frac{\left(\frac{A \cdot k \cdot L_1 \omega}{A + k \cdot L_1 \omega} + (1-k) \cdot L_1 \cdot \omega - \frac{1}{C_1 \omega}\right) \left(\frac{1}{C_{f1} \omega}\right)}{\frac{A \cdot k \cdot L_1 \omega}{A + k \cdot L_1 \omega} + (1-k) \cdot L_1 \cdot \omega - \frac{1}{C_1 \omega} - \frac{1}{C_{f1} \omega}} \right] \quad (31)$$

Supondo L_1 e L_2 conhecidos e iguais, L_{f1} e L_{f2} podem ser calculados conforme (32) [12].

$$L_{f2} = L_{f1} = \sqrt{\frac{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}{\omega_0 \cdot P} \cdot k \cdot U_{AB} \cdot U_{ab}} \quad (32)$$

A partir das indutâncias de filtro, L_{f1} e L_{f2} , as capacitâncias C_{f1} e C_{f2} podem ser obtidas conforme (13) e (14). Consequentemente, de posse das indutâncias das bobinas principais (L_1 e L_2), as capacitâncias C_1 e C_2 podem ser calculadas segundo (15) e (16).

Utilizando (26) a (29), para frequência de ressonância ω_0 , os esforços de tensão e corrente podem ser calculados em todos os elementos do circuito, como apresentado de (33) a (38).

$$I_{C_{f1}} = I_{L_{f1}} - I_1 \quad (33)$$

$$I_{C_{f2}} = I_2 - I_{L_{f2}} \quad (34)$$

$$V_{C_1} = \frac{I_1}{\omega_0 \cdot C_1} \quad (35)$$

$$V_{C_2} = \frac{I_2}{\omega_0 \cdot C_2} \quad (36)$$

$$V_{C_{f1}} = \frac{I_{C_{f1}}}{\omega_0 \cdot C_{f1}} \quad (37)$$

$$V_{C_{f2}} = \frac{I_{C_{f2}}}{\omega_0 \cdot C_{f2}} \quad (38)$$

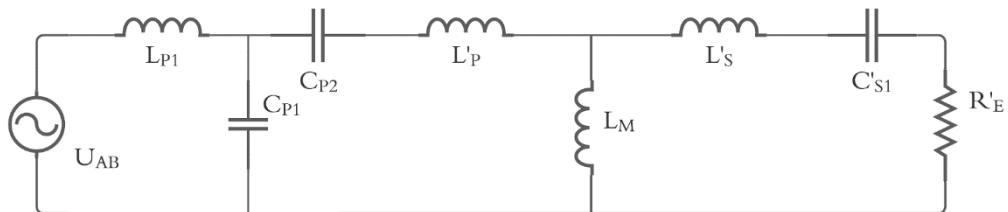
A potência transferida pela topologia, para a frequência de ressonância ω_0 , pode ser calculada em (32).

3.1.2. LCC-S

A topologia LCC-S, apresentada na Figura 6, tem L_P e L_S como bobinas transmissora e receptora. Também contém as capacitâncias primárias C_{P1} e C_{P2} e a capacitância secundária C_{S1} . A topologia possui uma indutância de filtro L_{P1} . Portanto, no circuito primário é utilizada a compensação LCC. O circuito secundário é composto por uma única capacitância em série.

O modelo T equivalente é representado pela Figura 9. As equações de equivalência são descritas de (39) e (44) [14].

Figura 9 - Modelo T equivalente LCC-S



Fonte: Adaptado de [14].

$$L'_P = (1 - k) \cdot L_P \quad (39)$$

$$L'_S = (1 - k).n^2.L_S \quad (40)$$

$$L_M = n.M \quad (41)$$

$$n = \sqrt{\frac{L_P}{L_S}} \quad (42)$$

$$C'_{S1} = \frac{C_{S1}}{n^2} \quad (43)$$

$$R'_E = n^2.R_E \quad (44)$$

Para um valor qualquer de frequência, a impedância equivalente do circuito pode ser calculada de acordo com (45) e (46).

$$A = \frac{n^3.M\left(\frac{1}{C_{S1}} - \omega^2.(1-k).L_S\right) + j.(R_E.n.M.\omega)}{R_E - j.\left[\frac{n^2}{C_{S1}.\omega} - L_S.(1-k).\omega.n^2 - n.M.\omega\right]} \quad (45)$$

$$Z_{eq} = \frac{\left[A + j.\left((1-k).L_P.\omega - \frac{1}{C_{P2}.\omega}\right)\right] \frac{-j}{C_{P1}.\omega}}{A + j.\left((1-k).L_P.\omega - \frac{1}{C_{P2}.\omega} - \frac{1}{C_{P1}.\omega}\right)} + j.L_{P1}.\omega \quad (46)$$

Através das Leis de Kirchhoff, podem ser calculados os esforços de corrente e tensão em cada elemento do circuito apresentado na Figura 9.

$$I_{L_{P1}} = \frac{U_{AB}}{Z_{eq}} \quad (47)$$

$$I_{L_P} = \frac{-j.I_{L_{P1}}.\left(\frac{1}{C_{P1}.\omega_0}\right)}{j.\left[(1-k).L_P.\omega_0 - \frac{1}{C_{P1}.\omega_0} - \frac{1}{C_{P2}.\omega_0}\right] + A} \quad (48)$$

$$I_{C_{P1}} = I_{L_{P1}} - I_{L_P} \quad (49)$$

$$I_{R_E} = \left(\frac{j.I_{L_P}.n.M.\omega_0}{j.\left[n.M.\omega_0 + (1-k).L_S.n^2.\omega_0 - \frac{n^2}{C_{S1}.\omega_0}\right] + R_E}\right).n \quad (50)$$

$$V_{C_{S1}} = \frac{I_{R_E}.\left(\frac{-j}{C_{P1}.\omega_0}\right)}{n} \quad (51)$$

$$V_{C_{P2}} = I_{L_P}.\left(\frac{-j}{C_{P2}.\omega_0}\right) \quad (52)$$

$$V_{C_{P1}} = (I_{L_{P1}} - I_{L_P}).\left(\frac{-j}{C_{P1}.\omega_0}\right) \quad (53)$$

Partido do pressuposto que as bobinas transmissora e receptora estejam selecionadas (L_P e L_S), para o ponto de ressonância, a indutância de filtro L_{P1} e as correntes de saída podem ser calculadas de acordo com (54) e (55). Tendo-se a corrente de saída, a potência na carga e a resistência de carga são relacionadas através de (56).

$$L_{P1} = \frac{8.U_d}{\pi^2.\omega_0.I_{out}} \sqrt{\frac{L_P}{L_S}} \quad (54)$$

$$I_{out} = \frac{8.\sqrt{\frac{L_P}{L_S}}.U_d}{\pi.\omega_0.L_{P1}} \quad (55)$$

$$P_{out} = \frac{64.U_d^2.L_P}{\pi^4.\omega_0^2.L_{P1}^2.L_S} R_{out} \quad (56)$$

As capacitâncias primárias e a capacitância secundária podem ser calculadas de (57) a (59).

$$C_{P1} = \frac{1}{\omega_0^2.L_{P1}} + \frac{1}{\omega_0^2.L_P.k} \quad (57)$$

$$C_{P2} = \frac{1}{\omega_0^2.L_P.(1-k)} \quad (58)$$

$$C_{S1} = \frac{1}{\omega_0^2.(1-k).L_S} \quad (59)$$

3.2. CÁLCULO DE PARÂMETROS

O dimensionamento dos valores teóricos do sistema foi realizado para se obter 100 W de potência transferida com a frequência de operação em 120 kHz e fator de acoplamento de 0,25 escolhido conforme a literatura. Os demais valores utilizados são descritos nas Tabela 4 e Tabela 5.

Tabela 4 - Cálculo de parâmetros Double LCC

Potência transferida (P)	100 W
Frequência de Chaveamento (f_s)	120 kHz
Tensão de entrada (U_d)	36 V
Fator de acoplamento (k)	0,25
Indutância da bobina transmissora (L_1)	360 μ H
Indutância da bobina receptora (L_2)	360 μ H
Indutância de filtro (L_{f1})	35,41 μ H
Indutância de filtro (L_{f2})	35,41 μ H
Capacitância de filtro (C_{f1})	49,67 nF
Capacitância de filtro (C_{f2})	49,67 nF
Capacitância de ressonância (C_1)	5,42 nF
Capacitância de ressonância (C_2)	5,42 nF

Fonte: Autor.

Tabela 5 - Cálculo de parâmetros LCC-S

Potência transferida (P)	100 W
Frequência de Chaveamento (f_s)	120 kHz
Tensão de entrada (U_d)	36 V
Fator de acoplamento (k)	0,25
Indutância da bobina transmissora (L_P)	360 μ H
Indutância da bobina receptora (L_S)	360 μ H
Indutância de filtro (L_{P1})	38,70 μ H
Capacitância primária de filtro (C_{P1})	64,99 nF
Capacitância de ressonância do primário (C_{P2})	6,51 nF
Capacitância de ressonância do secundário (C_{S1})	6,51 nF

Fonte: Autor.

3.2.1. Indutâncias de Filtro

As indutâncias utilizadas em ambos os sistemas foram projetadas com o uso de condutores AWG trançados na formação de cada espira visando a redução de perdas por efeito pelicular [16]. Foram realizados projetos para núcleos de ferrite tipo E e para núcleos de ferrite toroidais. A Tabela 6 descreve os valores de projeto para os indutores de filtro implementados em núcleo tipo E-30/7.

Tabela 6 - Indutores implementados em Núcleo E-30/7

	L_{f1} e L_{f2}	L_{P1}
Indutância teórica	35,4 μ H	38,7 μ H
Corrente máxima	5 A	5 A
Condutor	7x[26AWG]	7x[26AWG]
Espiras	10	11
Air gap	0,0213 cm	0,0236 cm
Indutância estimada	36,0 μ H	39,6 μ H

Fonte: Autor.

Observou-se que o air-gap resultante dos projetos em núcleo E-30/7 é de baixo valor e por isso, de difícil implementação manual. Visando facilitar a execução, optou-se pelo uso de núcleos toroidais. A Tabela 7 descreve os valores de projeto para implementação dos indutores de filtro em núcleos toroidais NT-15/9,5/8-2000-IP6.

Tabela 7 - Indutores implementados em Núcleo Toroidal NT-15/9,5/8-2000-IP6

	L_{f1} e L_{f2}	L_{P1}
Indutância teórica	35,4 μ H	38,7 μ H
Corrente máxima	5 A	5 A
Condutor	7x[26AWG]	7x[26AWG]
AL	2000 nH/E ²	2000 nH/E ²

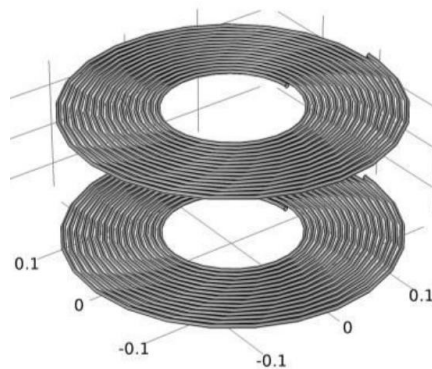
Espiras	4	4
Indutância estimada	32,0 μ H	32,0 μ H

Fonte: Autor.

3.2.2. Indutâncias principais

As bobinas transmissora e receptora podem ser planares implementadas nas formas: quadrada, hexagonal, octogonal ou circular (espiral). Para implementação foi escolhida a forma espiral demonstrada na Figura 10. O número de espiras pode ser calculado a partir de (60) [17].

Figura 10 - Bobinas Planares Espirais



Fonte: [17]

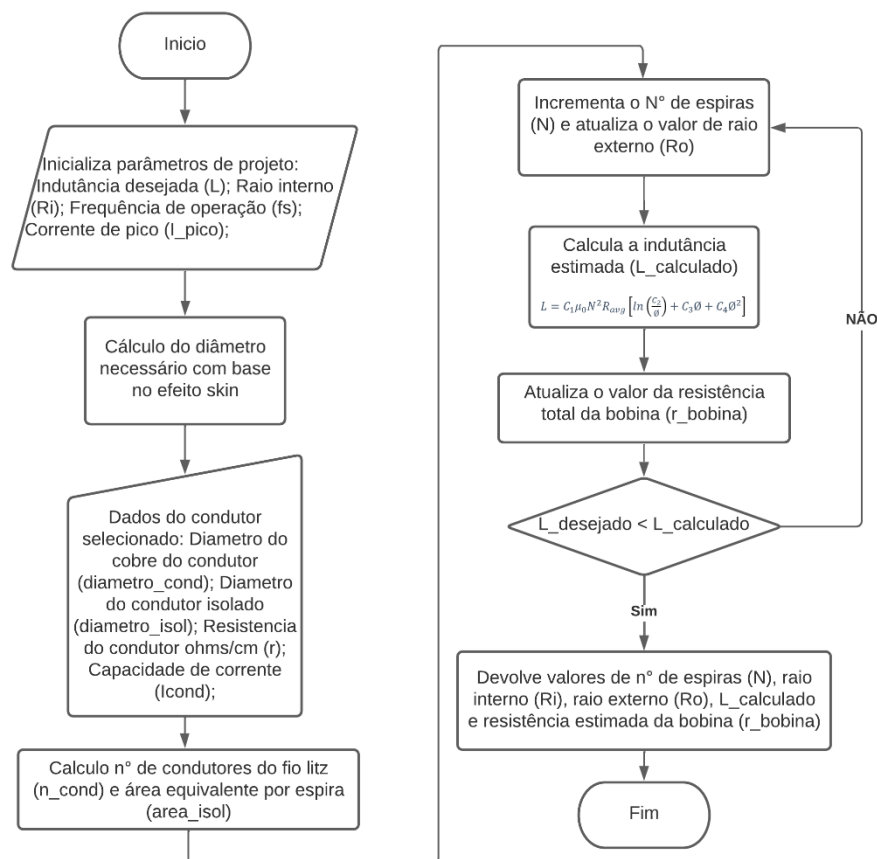
$$L = C_1 \mu_0 N^2 R_{avg} \left[\ln \left(\frac{C_2}{\emptyset} \right) + C_3 \emptyset + C_4 \emptyset^2 \right] \quad (60)$$

Onde, $R_{avg} = \frac{R_0 + R_i}{2}$; $\emptyset = \frac{R_0 - R_i}{R_0 + R_i}$; $C_1 = 1.00$; $C_2 = 2.46$; $C_3 = 0.00$; $C_4 = 0.20$;

Utilizando do programa MATLAB, implementou-se um código para dimensionamento físico das bobinas transmissora e receptora. A Figura 11 descreve o fluxograma do código implementado. Após inseridos os principais parâmetros de projeto, é realizada a seleção dos condutores AWG e o número de condutores utilizados nas

bobinas com base na corrente e no efeito pelicular. Para alcançar a indutância desejada, é realizado o incremento no número de espiras da bobina. As dimensões físicas do condutor equivalente são calculadas e somadas resultando nas dimensões estimadas da bobina completa. Deste modo, são estimadas a quantidade de espiras, a dimensão física da bobina, a resistência equivalente e a indutância resultante.

Figura 11 - Fluxograma do projeto das bobinas principais



Fonte: Autor

Os parâmetros de projeto e as dimensões estimadas para as bobinas transmissora e receptora podem ser visualizados na Tabela 8.

Tabela 8 – Parâmetros de projeto e dimensões das bobinas transmissora e receptora

Indutância estimada	368,5 μ H
Número de espiras	44
Raio interno	5 cm
Raio externo	9,5 cm
Resistência	0,541 Ω
Condutor	5x[26AWG]

Fonte: Autor.

Com os valores de indutância obtidos a partir do projeto das bobinas principais e dos indutores de filtro, os valores de capacitância foram recalculados visando ajustar ao máximo a ressonância de ambas as topologias implementadas. As capacitâncias obtidas são apresentadas na Tabela 9 e na Tabela 10.

Tabela 9 – Capacitâncias projetadas para topologia Double LCC

Capacitância de filtro (C_{f1})	55,0 nF
Capacitância de filtro (C_{f2})	55,0 nF
Capacitância de ressonância (C_1)	5,2 nF
Capacitância de ressonância (C_2)	5,2 nF

Fonte: Autor.

Tabela 10 - Capacitâncias projetadas para topologia LCC-S

Capacitância primária de filtro (C_{P1})	74,1 nF
Capacitância de ressonância do primário (C_{P2})	6,4 nF
Capacitância de ressonância do secundário (C_{S1})	6,4 nF

Fonte: Autor.

Os valores dos esforços de corrente e tensão em cada um dos elementos de projeto estimados por meio das Leis de Kirchhoff estão apresentados nas Tabela 11 e Tabela 12.

Tabela 11 - Esforços de tensão e corrente estimados em projeto para Double LCC

Elemento	Tensão (V)	Corrente (A)
Resistência de carga (R_E)	32,1451	3,0600
Indutância da bobina transmissora (L_1)	339,5512	1,2136
Indutância da bobina receptora (L_2)	336,9472	1,2043
Indutância de filtro (L_{f1})	0,0096	3,0855
Indutância de filtro (L_{f2})	0,0095	3,0600
Capacitância de filtro (C_{f1})	88,5231	3,3155
Capacitância de filtro (C_{f2})	87,7990	3,2884
Capacitância de ressonância (C_1)	297,0052	1,2136
Capacitância de ressonância (C_2)	294,7386	1,2043

Fonte: Autor.

Tabela 12 - Esforços de tensão e corrente estimados em projeto para LCC-S

Elemento	Tensão (V)	Corrente (A)
Resistência de carga (R_E)	89,1466	1,0998
Indutância da bobina transmissora (L_P)	423,1955	1,7200
Indutância da bobina receptora (L_S)	240,9873	1,0998
Indutância de filtro (L_{P1})	96,4571	3,3055
Capacitância primária de filtro (C_{P1})	90,3408	4,4272
Capacitância primária de filtro (C_{P2})	350,1582	1,7200
Capacitância secundária de ressonância (C_{S1})	223,8923	1,0998

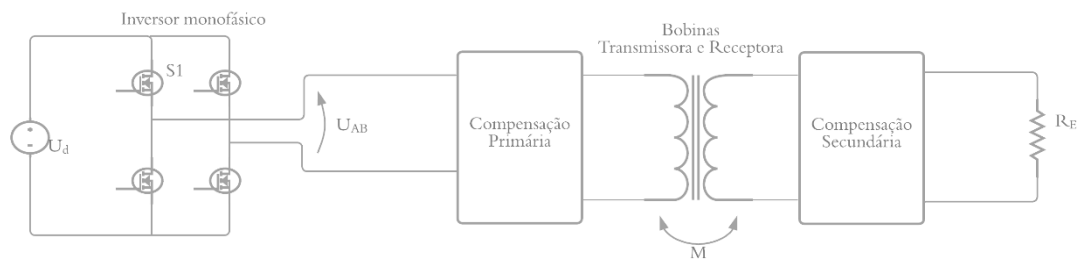
Fonte: Autor.

3.3. METODOLOGIA DE SIMULAÇÃO

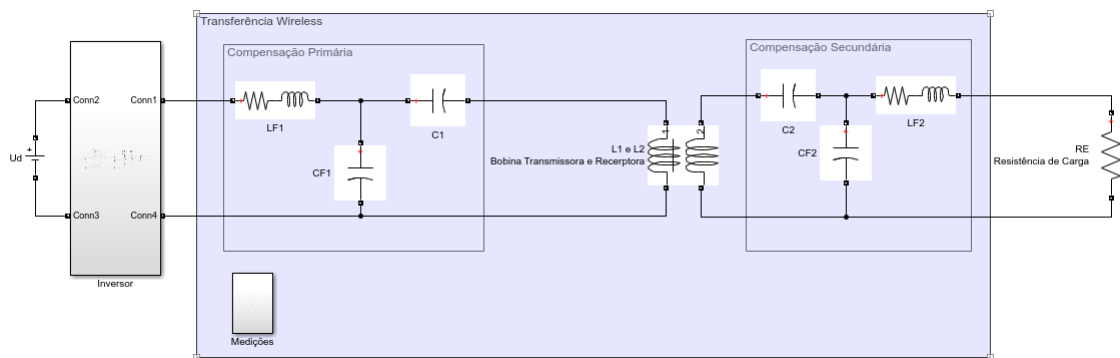
Os modelos de simulação foram desenvolvidos na ferramenta MATLAB/Simulink[®]. Como verifica-se na Figura 12 (a), o modelo é composto por uma fonte de tensão contínua aplicada ao modelo de um inversor monofásico de onda quadrada sem tempo morto. A

Figura 12 (b) e (c) apresentam os modelos desenvolvidos, sendo respectivamente o item (b) a topologia Double LCC, e o item (c) a topologia LCC-S. Visando uma comparação mais assertiva entre as duas topologias híbridas em estudo, optou-se por utilizar os mesmos modelos de simulação, sob as mesmas condições de fornecimento de tensão e visando a mesma transferência de potência. Aplicando-se a análise espectral sob as formas de onda da tensão de saída do inversor (U_{AB}) foram obtidas as características harmônicas visualizadas na Figura 13. Como se observa, a tensão considerada para dimensionamento dos componentes de ressonância e compensação coincide com a tensão eficaz da fundamental (32,41 Vrms).

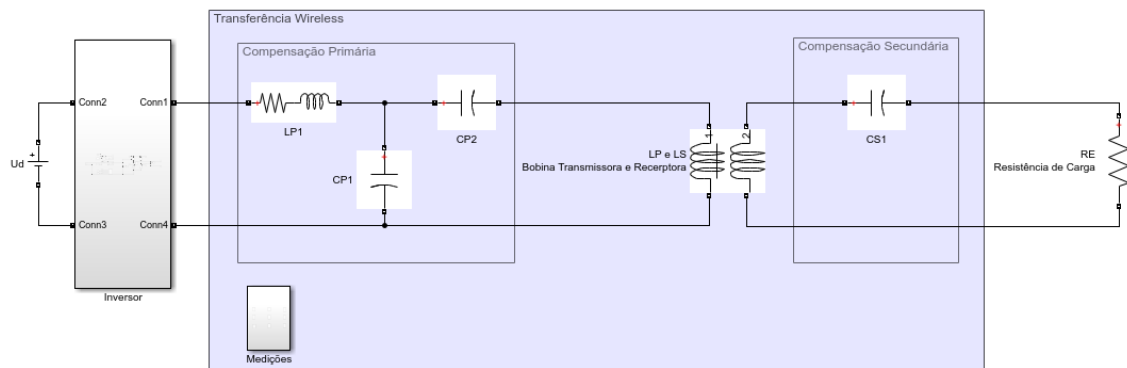
Figura 12 - Estrutura dos modelos de simulação



(a) Modelo genérico de simulação



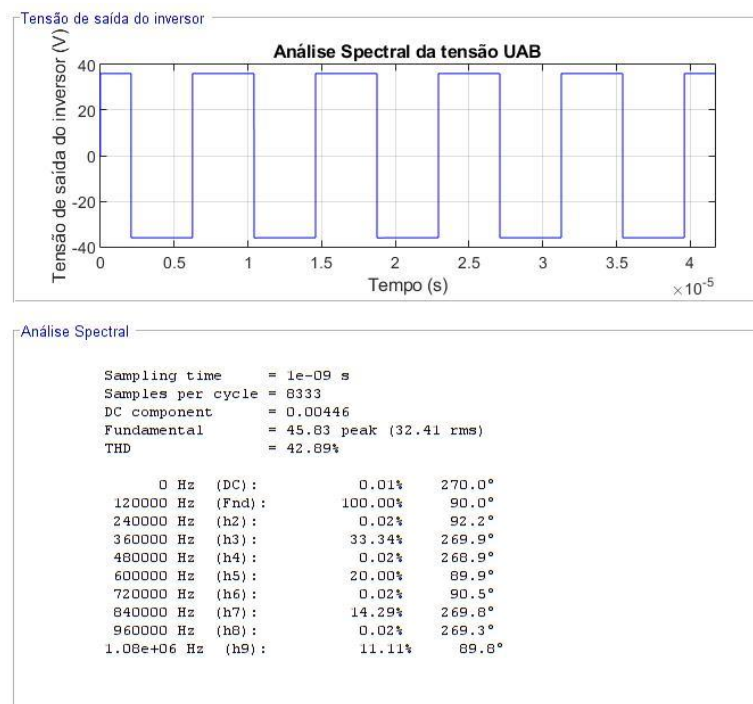
(b) Modelo de simulação da topologia *Double LCC*



(c) Modelo de simulação da topologia LCC-S

Fonte: Autor.

Figura 13 - Análise espectral sob U_{AB}



Fonte: Autor

As simulações realizadas contemplam os 100 primeiros ciclos e cada topologia. A metodologia de solução aplicada ao software é *Runge-Kutta ode4/Fixed-step* e foram utilizados elementos da biblioteca *Power Eletronics – Specialized Technology*. As perdas resistivas nos interruptores de potência e demais elementos deste sistema foram desprezadas.

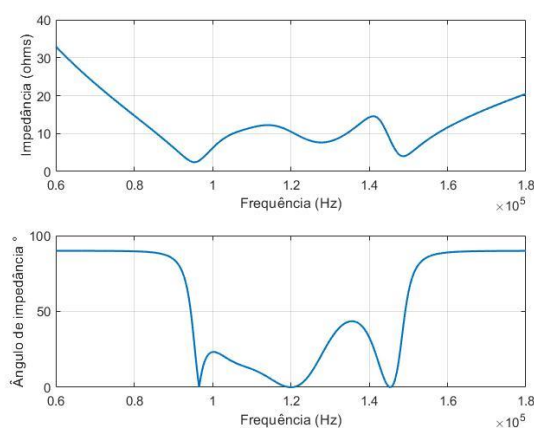
3.4. SIMULAÇÕES: DOUBLE LCC

3.4.1. Varredura de impedância da topologia Double LCC

De início, é importante observar como a impedância do conjunto, vista a partir da tensão de entrada, se comporta para uma ampla faixa de variação de frequência. Sendo assim, pode-se observar na Figura 14, o comportamento do módulo e fase da impedância do sistema quando submetido à variação de até 50% da frequência de operação em torno da frequência de ressonância calculada.

Os vales observados no gráfico referente ao módulo da impedância, indicam as múltiplas ressonâncias do sistema. Por sua vez, os vales observados no gráfico referente ao ângulo de impedância do sistema apontam para a compensação de reativos da topologia.

Figura 14 – Double LCC: Análise de impedância

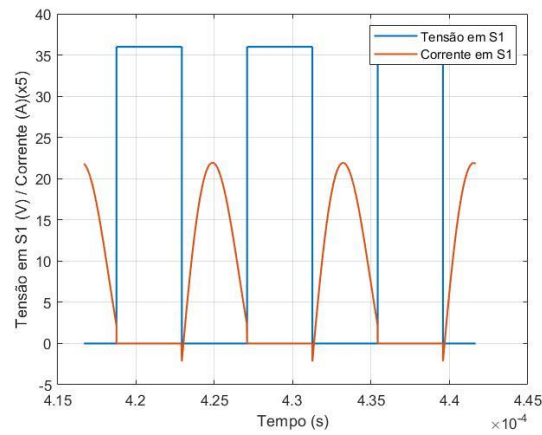


Fonte: Autor.

3.4.2. Corrente e tensão no inversor em simulação da topologia Double LCC

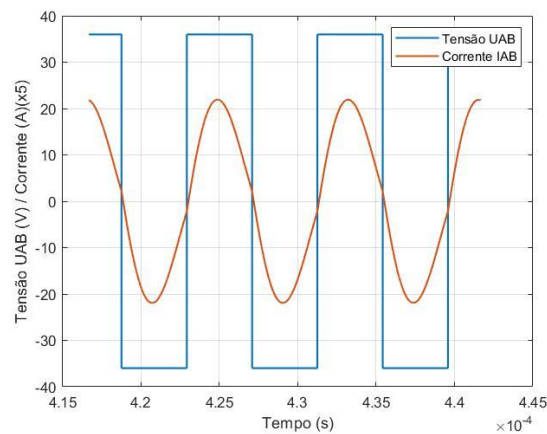
A Figura 15 apresenta os esforços de corrente e tensão sobre a chave S1 do inversor de entrada na simulação, enquanto a Figura 16 demonstra a forma de onda da corrente e da tensão de saída do inversor.

Figura 15 - Double LCC: Corrente e tensão sobre S1



Fonte: Autor.

Figura 16 - Double LCC: Corrente e tensão de entrada

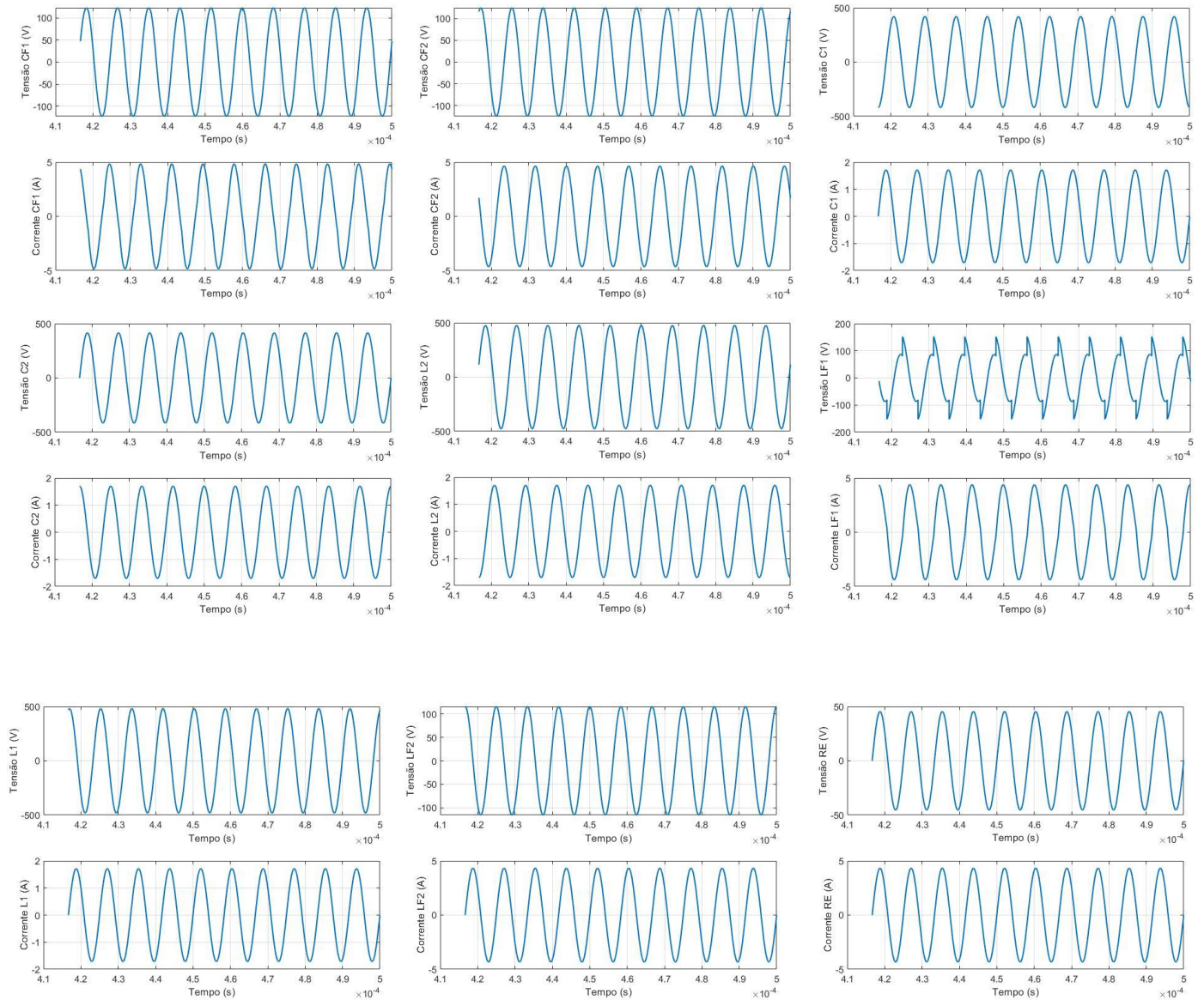


Fonte: Autor.

3.4.3. Esforços de tensão e corrente em cada elemento da topologia Double LCC

Tomando como referência a nomenclatura dos elementos apresentada na Figura 5, pode-se observar na Figura 17 o comportamento dos esforços de tensão e de corrente em cada elemento da topologia Double LCC. Pode-se observar que os valores correspondem aos esforços esperados e apresentados na Tabela 11.

Figura 17 – Double LCC: Esforços de corrente e tensão nos elementos do circuito.



Fonte: Autor.

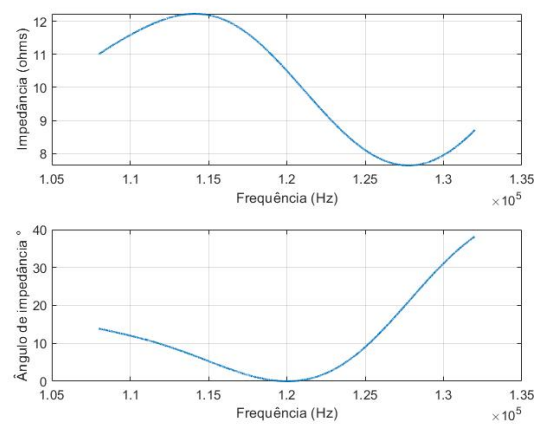
3.4.4. Resposta da topologia Double LCC à variação de frequência

Considerando as múltiplas ressonâncias presentes na topologia em análise, torna-se essencial observar a faixa de maior estabilidade não só para a impedância, como visto na Figura 14, mas também para outras grandezas que podem colapsar a operação da topologia. Sendo assim, as Figuras 18 a 21 demonstram o comportamento das principais grandezas da topologia quando submetidas a variações de até 10% da frequência de ressonância projetada.

Na Figura 18, pode-se observar que o ângulo de impedância refletido no primário é nulo na frequência de ressonância projetada, indicando a compensação completa de reativos da topologia.

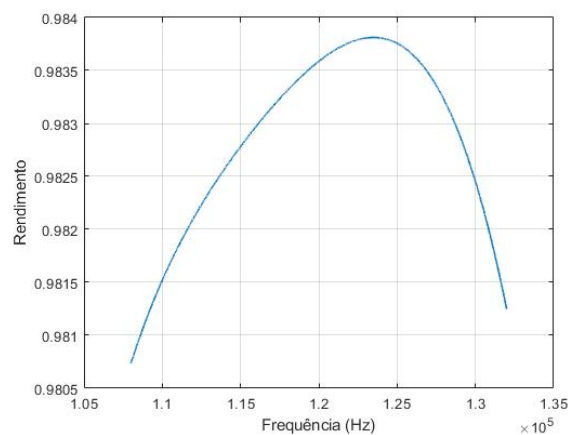
A Figura 19 apresenta o rendimento da topologia, na qual pode-se observar que para os valores estimados nas seções 3.1 e 3.2 e para o intervalo de frequência simulado, a topologia mantém seu rendimento superior a 98% de forma quase constante.

Figura 18 - Double LCC: impedância em função da frequência



Fonte: Autor.

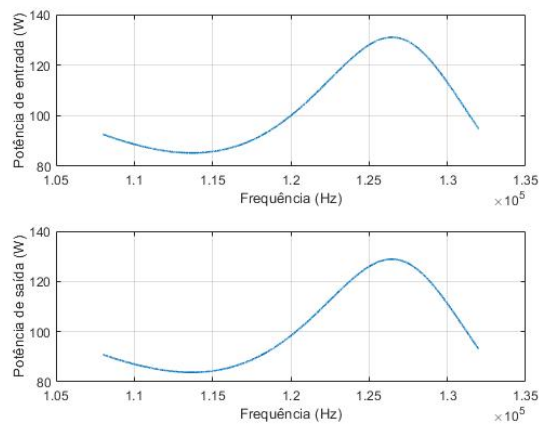
Figura 19 - Double LCC: rendimento em função da frequência



Fonte: Autor.

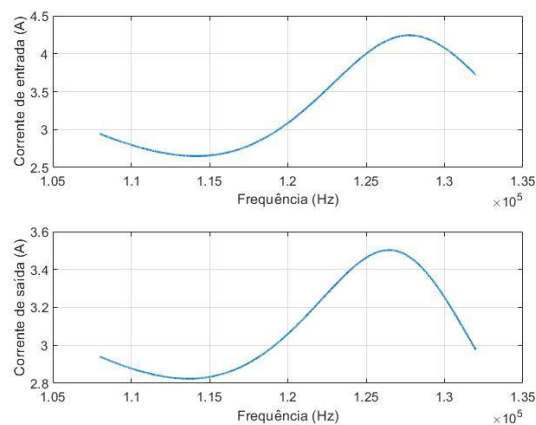
Os gráficos de correntes e potências associados a entrada e saída desta topologia, apresentam à esquerda da frequência de ressonância, regiões de declividade. Enquanto à direita da frequência de ressonância, encontram-se regiões de aclividade. Este comportamento é perceptível nas Figura 20. Portanto, apesar do rendimento constante, a topologia apresenta variações nas respectivas potências transferida e de entrada, bem como nas correntes de carga e de entrada do circuito.

Figura 20 - Double LCC: Potências de entrada e saída em função da frequência



Fonte: Autor.

Figura 21 - Double LCC: Correntes de entrada e de saída em função da frequência



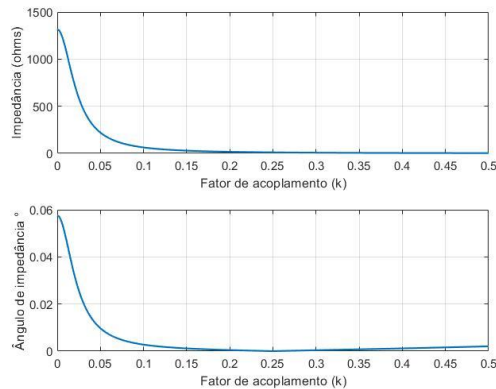
Fonte: Autor.

3.4.5. Resposta da topologia Double LCC à variação do fator de acoplamento

As Figuras 22 a 25 descrevem o comportamento das principais características da topologia Double LCC quando submetida à variação do fator de acoplamento. Optou-se por variar o fator de acoplamento de zero a duas vezes o valor de projeto. Essa variação analisa os efeitos do fator de acoplamento desde o completo desalinhamento entre as bobinas até o perfeito alinhamento e suposta aproximação entre elas.

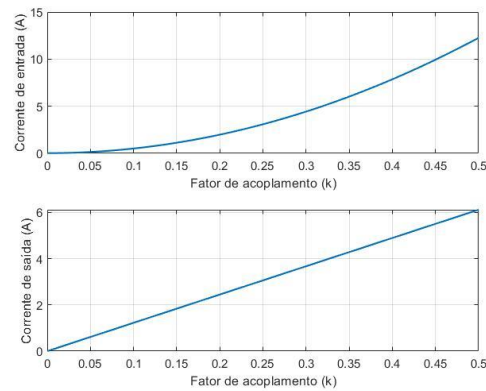
A Figura 23 apresenta aumento expressivo na corrente de entrada desta topologia com o aumento do fator de acoplamento chegando a maior que o triplo da corrente de projeto. A transferência de potência e o rendimento apresentados nas Figura 24, apresentam-se estáveis a esta variação. Para valores acima do fator de acoplamento projetado, o rendimento permanece próximo e constante em seu ponto máximo.

Figura 22 - Double LCC: impedância em função do fator de acoplamento



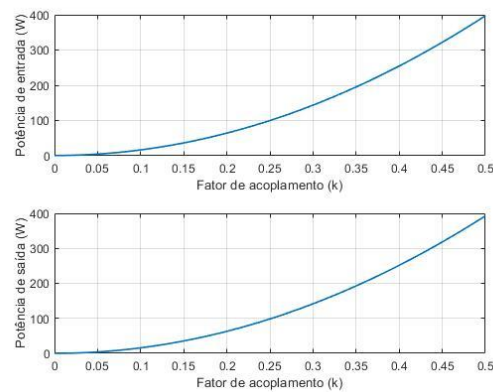
Fonte: Autor.

Figura 23 - Double LCC: correntes de entrada e de saída em função do fator de Acoplamento



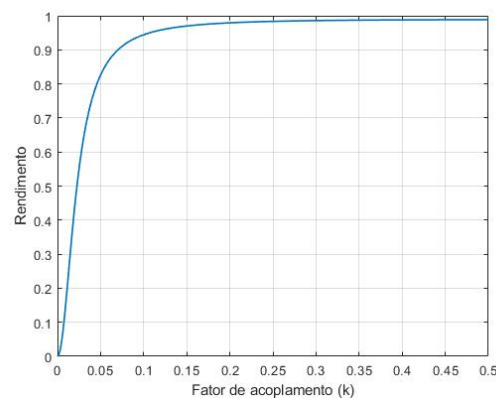
Fonte: Autor.

Figura 24 - Double LCC: potências de entrada e de saída em função do fator de Acoplamento



Fonte: Autor.

Figura 25 - Double LCC: rendimento em função do fator de Acoplamento



Fonte: Autor.

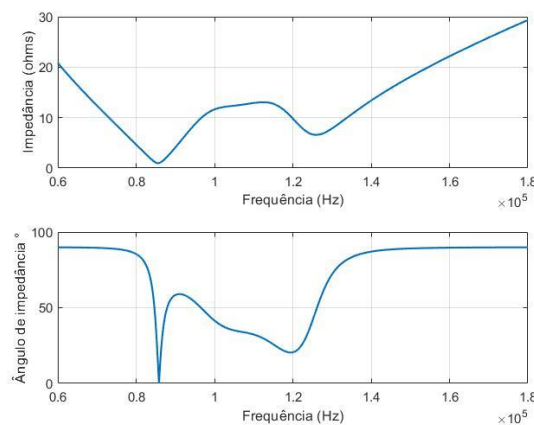
3.5. SIMULAÇÕES: LCC-S

3.5.1. Varredura de impedância da topologia LCC-S

Similar à topologia Double LCC, a primeira análise a ser realizada diz respeito à impedância de entrada. Dessa forma, observa-se na Figura 26 o comportamento do módulo e fase da impedância do sistema quando submetido à variação de até 50% da frequência de operação em torno da frequência de ressonância calculada.

Os vales observados no gráfico referente ao módulo da impedância, indica a ressonância do sistema. Por sua vez, os vales observados no gráfico referente ao ângulo de impedância do sistema indicam a compensação de reativos da topologia.

Figura 26 - LCC-S: Análise de impedância



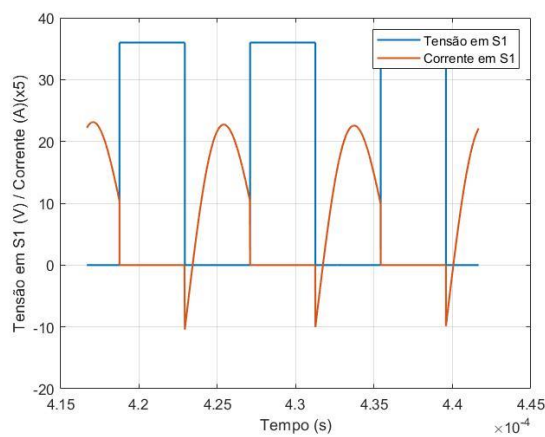
Fonte: Autor.

3.5.2. Corrente e tensão no inversor em simulação da topologia LCC-S

A Figura 27 contém os esforços de corrente e de tensão sobre S1, enquanto na Figura 28 observa-se a forma de onda da corrente e da tensão de saída do inversor.

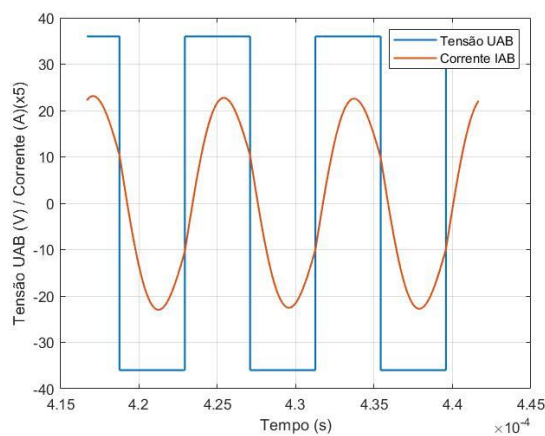
Em ambas figuras, pode-se observar o atraso da corrente em relação à tensão de entrada da topologia.

Figura 27 - LCC-S: Corrente e tensão na Chave S1



Fonte: Autor.

Figura 28 - LCC-S: Corrente e Tensão de entrada

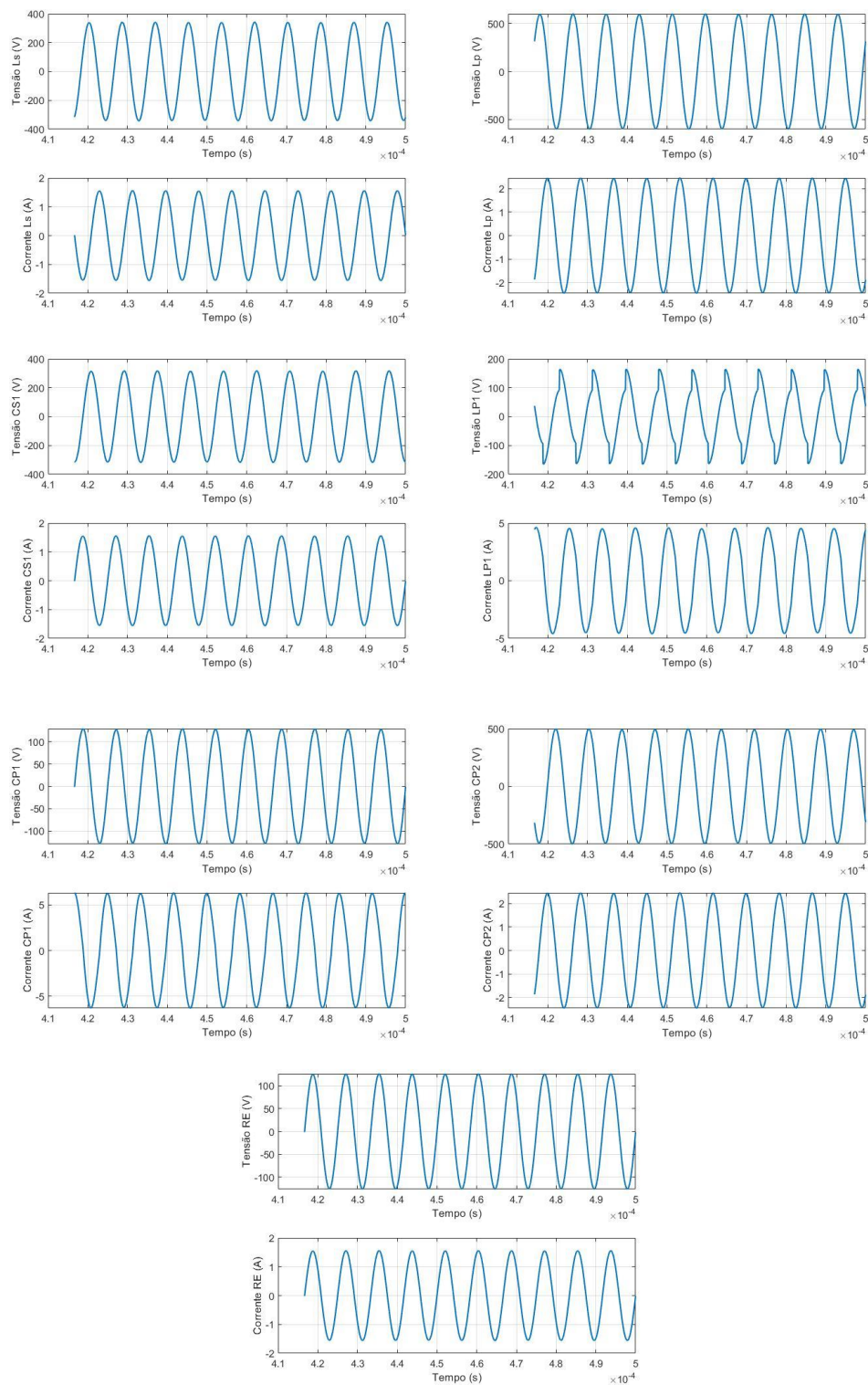


Fonte: Autor.

3.5.3. Esforços de tensão e corrente em cada elemento da topologia LCC-S

Tomando como referência a nomenclatura utilizada na Figura 6, os esforços de tensão e corrente de cada elemento da topologia LCC-S são apresentados na Figura 29. É notável a correspondência entre os valores gráficos e os valores apresentados na Tabela 12.

Figura 29 – LCC-S: Esforços de corrente e tensão nos elementos do circuito



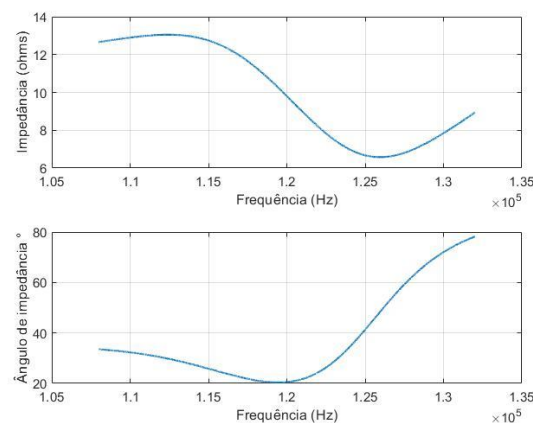
Fonte: Autor.

3.5.4. Resposta da topologia LCC-S à variação de frequência

Considerando ser uma topologia híbrida, com múltiplas ressonâncias, torna-se importante analisar de forma mais criteriosa o comportamento de grandezas essenciais frente às variações de frequência. Sendo assim, além da análise de impedância apresentada na Figura 26, novas análises são apresentadas na Figura 30 submetendo a topologia a variações de até 10% da frequência de ressonância projetada.

A Figura 30 demonstra que a topologia não opera com a compensação completa dos reativos quando vista pela fonte. Visto que para a frequência de ressonância, não se obtém ângulo nulo de impedância. A topologia apresenta por sua vez, operação em ZVS naturalmente, evitando assim, perdas por chaveamento na entrada em condução.

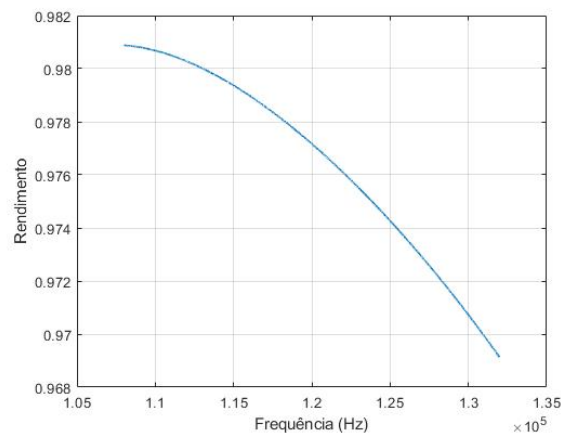
Figura 30 - LCC-S: impedância em função da frequência



Fonte: Autor.

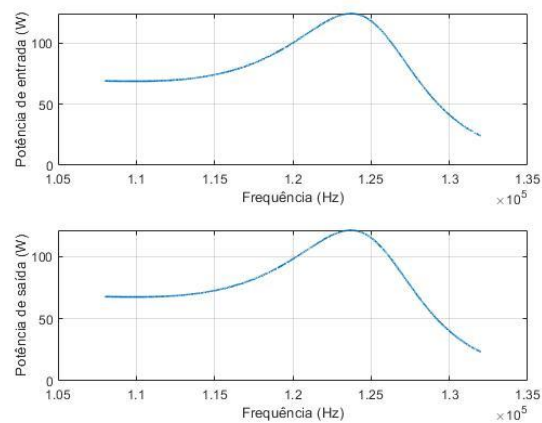
A Figura 31 demonstra o rendimento da topologia para variação da frequência. Pode-se observar que para frequências menores dentro do intervalo simulado, a transmissão apresenta maior rendimento. Por outro lado, a Figura 32 apresenta decaimento da potência transmitida abaixo de 100W. Portanto, justifica-se a seleção do ponto de operação com rendimento inferior contrabalanceando com a potência transferida projetada, otimizando assim, a transmissão de potência de forma global.

Figura 31 - LCC-S: rendimento em função da frequência.



Fonte: Autor.

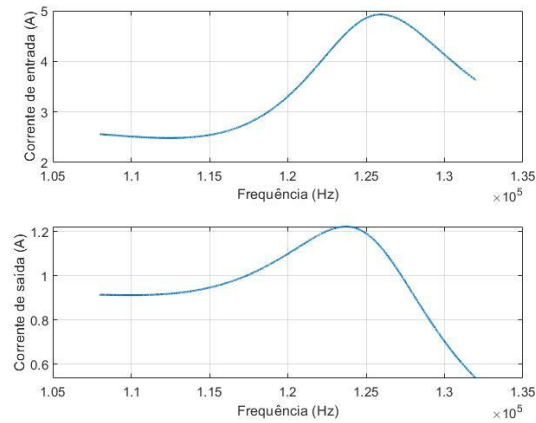
Figura 32 - LCC-S: potências de entrada e de saída em função da frequência



Fonte: Autor.

A corrente de saída apresentada na Figura 33 demonstra-se estável para frequências inferiores à de projeto e sofre mínima variação para frequências superiores. Esta característica apresenta segurança para a carga a possíveis variações de frequência. Por sua vez, a corrente de entrada apresenta valores próximos ao triplo do valor de corrente para a frequência de ressonância.

Figura 33 - LCC-S: Correntes de entrada e de saída em função da frequência



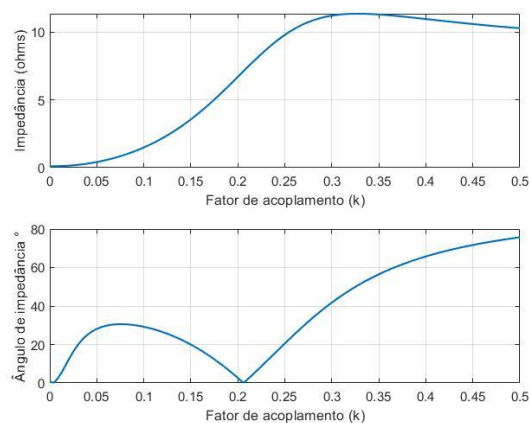
Fonte: Autor.

3.5.5. Resposta da topologia LCC-S à variação do fator de acoplamento

A Figura 34 descrevem o comportamento das principais características da topologia LCC-S quando submetida à variação do fator de acoplamento. Optou-se por variar o fator de acoplamento de zero a duas vezes o valor de projeto. A intenção dessa variação é analisar os efeitos do fator de acoplamento desde um suposto completo desalinhamento entre as bobinas até o perfeito alinhamento em conjunto com uma suposta aproximação entre elas.

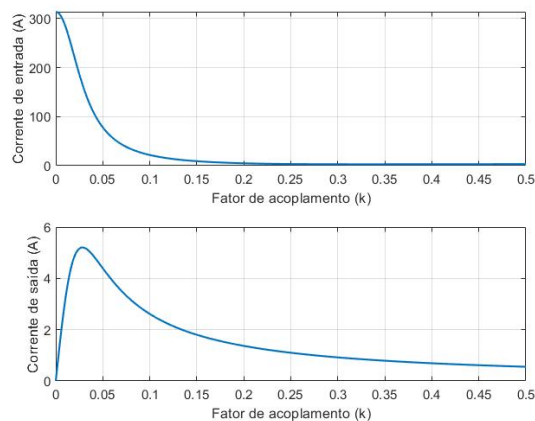
Para acoplamento nulo, a topologia obtém baixa impedância para fonte primária, resultando em elevadas correntes apresentadas na Figura 35. Essa característica pode apresentar risco aos componentes, devido a correntes superiores as máximas correntes admitidas.

Figura 34 - LCC-S: impedância em função do fator de acoplamento



Fonte: Autor.

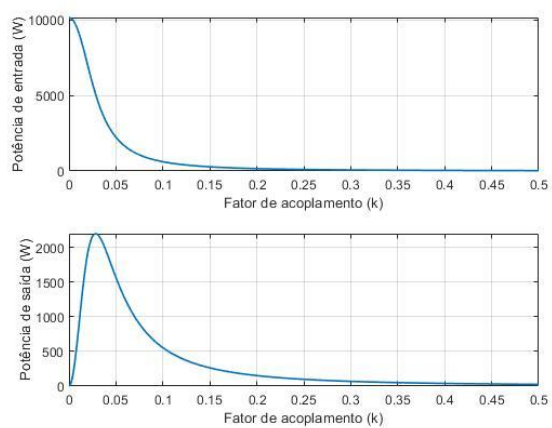
Figura 35 - LCC-S: corrente de entrada e saída em função do fator de acoplamento



Fonte: Autor.

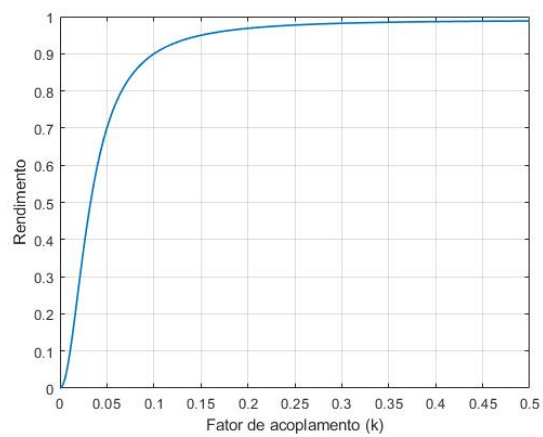
O rendimento apresentado na Figura 37, mantém-se estável para valores superiores de acoplamento, indicando assim, estabilidade para a aproximação das bobinas transmissora e receptora. Entretanto, a Figura 36 apresenta redução na potência transferida para fatores de acoplamento superiores ao fator utilizado em projeto.

Figura 36 - LCC-S: potências de entrada e saída em função do fator de acoplamento



Fonte: Autor.

Figura 37 - LCC-S: rendimento em função do fator de acoplamento



Fonte: Autor.

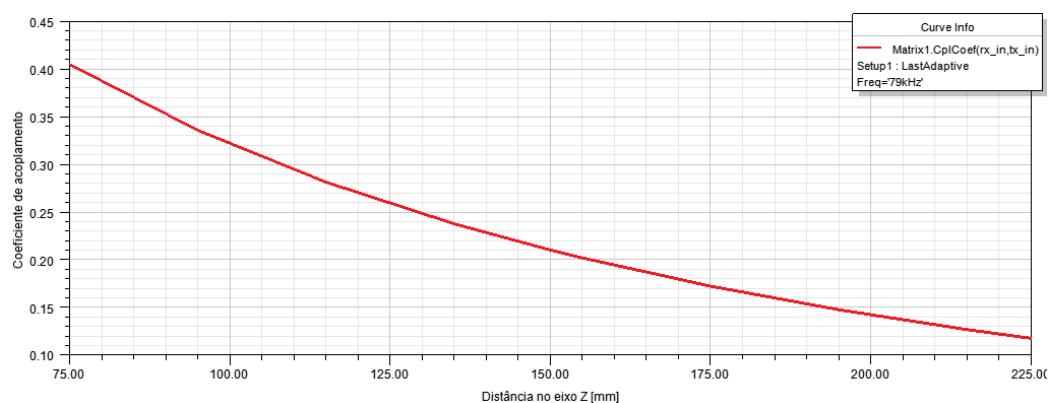
4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1. METODOLOGIA EXPERIMENTAL

Para validação experimental de ambas as topologias apresentadas na Seção 4, utilizou-se uma bancada laboratorial capaz de produzir a frequência, a tensão e a potência para as quais foram dimensionados os elementos do projeto. Essa bancada foi composta por fontes de tensão auxiliares e um inversor monofásico disponível para teste. Foram utilizadas bobinas com indutância compatível com as indutâncias de projeto, entretanto, não adequadas às bitolas de fio litz projetadas para a frequência desejada. Foram utilizados bancos resistivos para simular a carga compatível.

Os fatores de acoplamento utilizados nesta seção, foram estimados por meio do Software *Ansys Maxwell*. A modelagem das bobinas foi desenvolvida pelos acadêmicos de graduação atuantes no Projeto de iniciação científica V2G da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul. Os dados cedidos para o desenvolvimento da validação experimental deste trabalho, são descritos na Figura 38.

Figura 38 - Estimativa do fator de acoplamento em função da variação vertical das bobinas principais



Fonte: Projeto V2G UFMS.

Durante a validação experimental, foi percebido o aquecimento excessivo dos núcleos de ferrite referentes aos indutores de filtro projetados na Seção 3.2.1. Portanto,

optou-se pela confecção de indutores com núcleos de ar, evitando assim a saturação dos núcleos durante a transferência de potência.

As Figuras 39 a 43 apresentam os principais itens já descritos e utilizados na validação experimental.

Figura 39 - Banco resistivo utilizado – ELETELE MOD 10000 - 9900W



Fonte: Autor.

Figura 40 - Bobinas receptora e transmissora utilizadas



Fonte: Autor.

Figura 41 - Fonte de tensão utilizada – Spitzenberger Spies PAS: 5000



Fonte: Autor.

Figura 42 - Indutor com núcleo de ar



Fonte: Autor.

Figura 43 - Inversor e microcontroladorSPIC



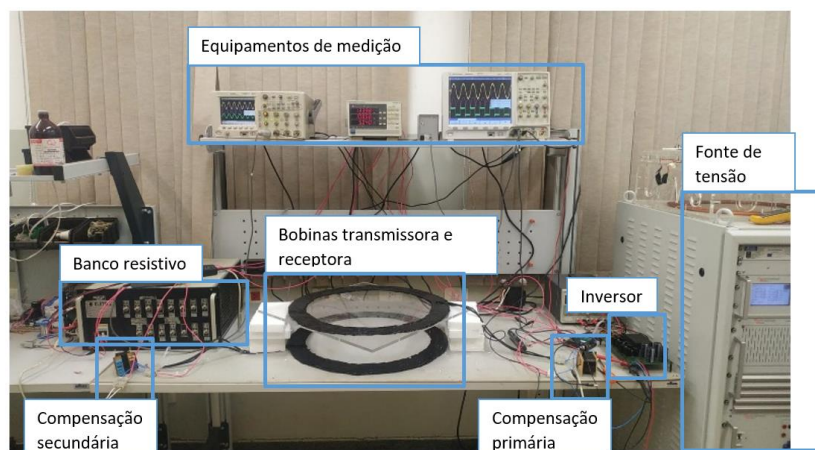
(a) Inversor monofásico

(b) Microcontrolador DSPIC

Fonte: Autor.

Os testes realizados consistem na obtenção dos resultados de tensão (V), corrente (A), potência (W), defasagem angular (graus), formas de onda e rendimento sobre ambas as topologias. Utilizou-se como padrão de medida os dados obtidos por meio de osciloscópio Agilente Technologies: DSO7034A / 350MHz – 2GSa/s.

Figura 44 - Bancada utilizada para validação experimental



Fonte: Autor.

4.2. VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DA TOPOLOGIA DOUBLE LCC

Os elementos utilizados para compor a topologia Double LCC estão resumidos na Tabela 13. As medidas foram obtidas com o equipamento Handheld LCR Meter Keysight U1733C em 100 kHz como frequência de medição.

Tabela 13 – Double LCC: elementos do circuito utilizados na validação experimental

Elemento do circuito conforme Figura 5	Resistência	Indutância / Capacitância
Bobina transmissora (L_1)	3,351 Ω	364,30 μH
Bobina receptora (L_2)	3,050 Ω	359,20 μH
Indutor de filtro (L_{f1})	0,193 Ω	35,00 μH
Indutor de filtro (L_{f2})	0,203 Ω	34,72 μH
Banco capacitivo (C_{f1})	0,285 Ω	50,70 nF
Banco capacitivo (C_{f2})	0,287 Ω	50,57 nF
Banco capacitivo (C_1)	0,979 Ω	5,29 nF
Banco capacitivo (C_2)	0,982 Ω	5,34 nF
Banco resistivo (R_E)	16,410 Ω	-

Fonte: Autor.

Após a confecção manual de placas de circuito impresso para integração dos bancos capacitivos e dos indutores de filtro com núcleos de ar, foram acoplados os circuitos de compensação nas bobinas receptora e transmissora. Utilizou-se no banco resistivo, a combinação que resultava em valor próximo da resistência de carga R_E dimensionada de projeto, com o intuito de obter a transferência de 100 W.

4.2.1. Variação de Frequência

Inicialmente, foram realizadas medições na entrada da topologia e na carga a fim de serem obtidas a potência de entrada e a potência transmitida quando submetida às frequências de operação apresentadas na Tabela 14.

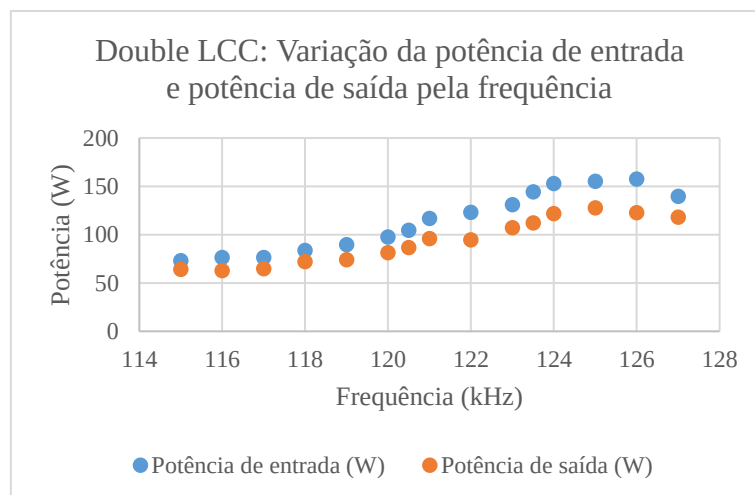
Tabela 14 – Double LCC: variação de frequência e medidas obtidas

Frequência (kHz)	115	116	117	118	119	120	120,5	121	122	123	123,5	124	125	126	127
Potência de entrada (W)	73,1	76,3	76,5	83,6	89,6	97,6	104,6	116,8	123,0	131,1	144,3	152,9	155,4	157,4	139,7
Corrente de entrada (A)	2,287	2,408	2,407	2,615	2,95	3,189	3,42	3,79	3,97	4,229	4,635	4,845	5,09	5,289	5,165
Defasagem (°)	6	8	6	6	17	15	17	13	22	13	11	4	9	16	28
Potência de saída (W)	64,0	62,7	64,7	72,1	74,0	81,4	86,6	95,8	94,6	107,3	112,3	121,7	127,9	122,7	118,1
Corrente de saída (A)	3,121	3,104	3,167	3,281	3,322	3,502	3,625	3,867	3,833	4,114	4,199	4,394	4,491	4,381	4,28
Rendimento	0,876	0,822	0,846	0,862	0,826	0,834	0,828	0,820	0,769	0,818	0,778	0,796	0,823	0,780	0,845

Fonte: Autor.

O comportamento da potência de entrada e da potência de saída, as correntes de entrada e de saída bem como o rendimento para cada uma das frequências de operação estão expressas nas Figuras 45 a 47.

Figura 45 – Double LCC: variação da potência de entrada e da potência de saída em função da frequência de operação

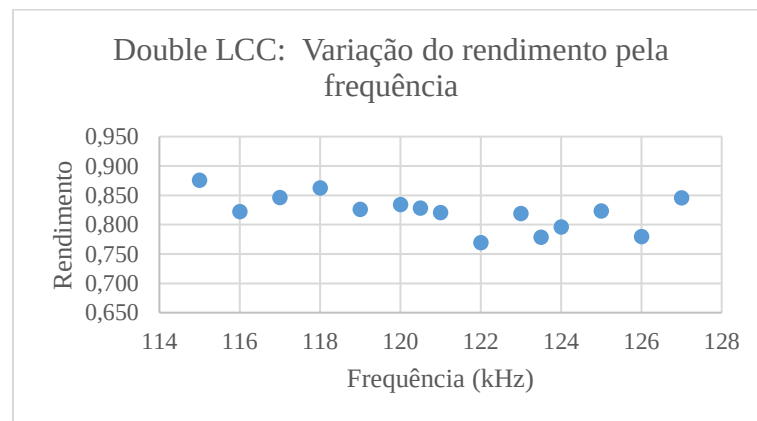


Fonte: Autor.

Pode-se observar a semelhança gráfica entre os resultados apresentados nas seções 3.4 e 3.5 para os resultados experimentais obtidos. A Figura 20 demonstra um comportamento semelhante ao comportamento da potência de entrada e saída apresentada pela Figura 45, salvo a redução significativa da potência transferida pelo protótipo. A Figura 46 apresenta os rendimentos calculados sobre os resultados de potência de entrada

e potência de saída apresentados. Pode-se observar que o rendimento não sofre alterações maiores que 10% no intervalo testado em laboratório. Apesar das perdas resistivas se mostrarem superiores ao modelo de simulação, a topologia apresenta excelente estabilidade em frequência.

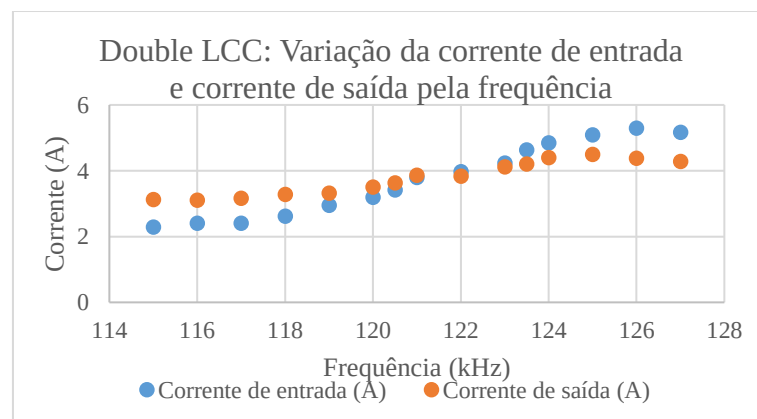
Figura 46 – Double LCC: gráfico de variação do rendimento em função da frequência de operação



Fonte: Autor.

A Figura 47 apresenta comportamento semelhante as respostas de simulação apresentadas na Figura 21. Em ambos os gráficos, a corrente de entrada sobressai a corrente de saída entre 120 kHz e 125 kHz. Essa característica reforça a estabilidade da corrente de saída da topologia a variações de frequência.

Figura 47 – Double LCC: variação da corrente de entrada e da corrente de saída em função da frequência de operação



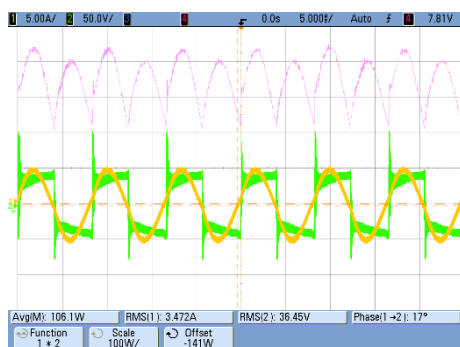
Fonte: Autor.

É possível observar pelos gráficos que o deslocamento do ponto de ressonância está presente na topologia. Isso é consequência natural da tolerância existente nos valores dos elementos do circuito aliada à necessidade de múltiplas ressonâncias na mesma frequência. Sendo assim, visando operação com transferência de potência próxima à projetada, bem como um rendimento aceitável, optou-se por realizar as demais medidas na frequência de 120,5 kHz. Outros pontos não foram obtidos devido as limitações de corrente admissíveis pelos componentes utilizados, visto que, em simulação para maiores frequência a topologia apresenta maiores correntes.

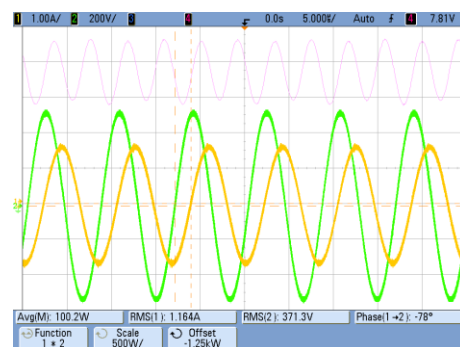
4.2.2. Validação da topologia sobre a frequência de 120,5 kHz

As formas de onda referentes à tensão, corrente e potência nos diferentes estágios da topologia podem ser observadas na Figura 48. O canal 1 (em amarelo) refere-se à corrente. O canal 2 (em verde) refere-se à tensão. Em magenta está a potência instantânea, resultado do produto entre os canais 1 e 2. As medições na saída do inversor e medidas realizadas na carga, apresentam baixa defasagem angular, que para a topologia Double LCC, reforça a operação com o fator de potência unitário comentado nas seções anteriores.

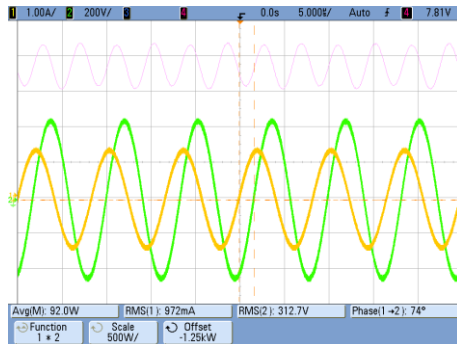
Figura 48 - Double LCC: forma de onda e medidas com osciloscópio



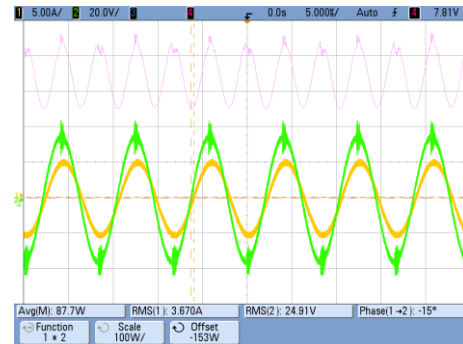
(a) Medições na saída do inversor.



(b) Medições na entrada da bobina de transmissão (L1).



(c) Medições na saída da bobina receptora (L_2).



(d) Resultados de tensão e corrente na carga.

Fonte: Autor.

Os resultados presentes nas formas de onda da Figura 48 foram extraídos para a Tabela 15 visando facilitar a interpretação dos dados. Os valores de tensão e corrente são eficazes e as potências apresentadas são médias obtidas a partir da teoria convencional de cálculo de potência.

Tabela 15 - Double LCC: Medidas obtidas

Medidas							
Saída do Inversor		Entrada de L_1		Saída de L_2		Carga – R_E	
Potência (W)	106,10	Potência (W)	100,2	Potência (W)	92	Potência (W)	87,7
Tensão (V)	36,45	Tensão (V)	371,3	Tensão (V)	312,7	Tensão (V)	24,9
Corrente (A)	3,47	Corrente (A)	1,164	Corrente (A)	0,972	Corrente (A)	3,7
Potência (VA)	110,9	Potência (VA)	481,9	Potência (VA)	333,8	Potência (VA)	90,8
Potência (Var)	32,4	Potência (Var)	471,4	Potência (Var)	320,8	Potência (Var)	23,5
Defasagem (°)	17,00	Defasagem (°)	78	Defasagem (°)	74	Defasagem (°)	15,0
Rendimento global				0,827			
Perdas por estágio				(W)		%	
Compensação primária				5,90		5,6%	
Bobinas				8,2		7,7%	
Compensação secundária				4,3		4,1%	
Perdas Totais				18,4		17,3%	

Fonte: Autor.

O rendimento global alcançado pela topologia encontra-se abaixo do rendimento apresentado em simulação na Seção 3.4. Entre as perdas envolvidas, pode-se apontar as perdas nas bobinas principais como significativas.

Para esta topologia, nota-se que não houve total compensação dos reativos no primário, apontando deslocamento dos pontos ressonantes do circuito com relação a frequência projetada.

4.2.3. Variação do fator de acoplamento por deslocamento vertical

A variação do acoplamento foi realizada por meio de deslocamento vertical da bobina transmissora. Os fatores de acoplamento são estimados por meio dos resultados apresentados na Figura 38. Os testes experimentais foram realizados na frequência de operação de 120,5 kHz. A Tabela 16 contém os resultados obtidos para as principais grandezas referentes à entrada e saída da topologia em estudo.

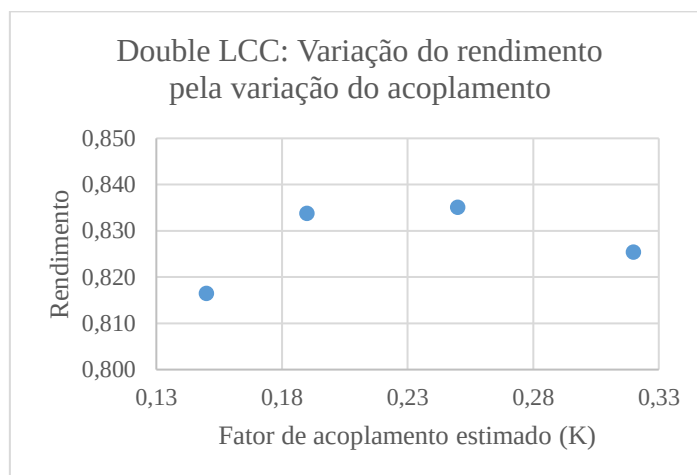
Tabela 16 - Variação do acoplamento e valores mensurados

Distância entre as bobinas (cm)	10 cm	13 cm	16 cm	19 cm
Fator de acoplamento estimado (K)	0,32	0,25	0,19	0,15
Potência de entrada (W)	145,5	104,3	74	54,5
Corrente de entrada (A)	4,749	3,416	2,539	1,992
Potência de saída (W)	120,1	87,1	61,7	44,5
Corrente de saída (A)	4,346	3,651	3,055	2,576
Rendimento	0,825	0,835	0,834	0,817

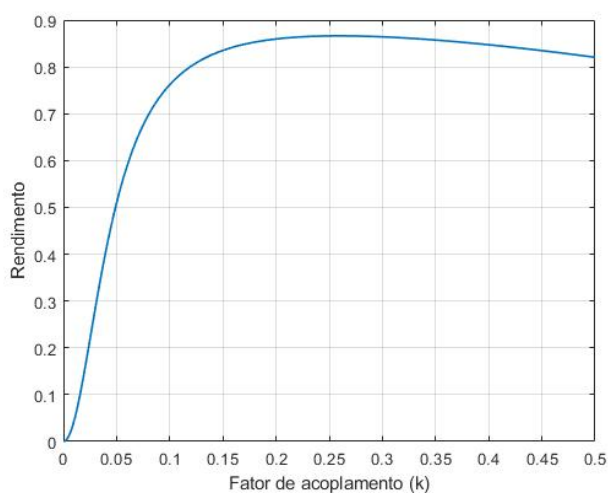
Fonte: Autor.

As Figuras 49 a 51 apresentam o comportamento do rendimento, das potências de entrada e de saída e das correntes de entrada e de saída mediante a variação do fator de acoplamento. A Figura 46 (b) apresenta os resultados obtidos pela repetição da simulação apresentada na seção 3.4.4 com os valores de resistência das bobinas transmissora e receptora substituídos pela média aritmética dos valores efetivamente medidos e apresentados na Tabela 13. Com valores de resistência maiores nas bobinas principais, consequentemente aumentam-se as perdas resistivas, resultando no declínio do rendimento conforme aumenta-se a frequência de operação.

Figura 49 - Double LCC: variação do rendimento em função do fator de acoplamento



(a) Resultados experimentais

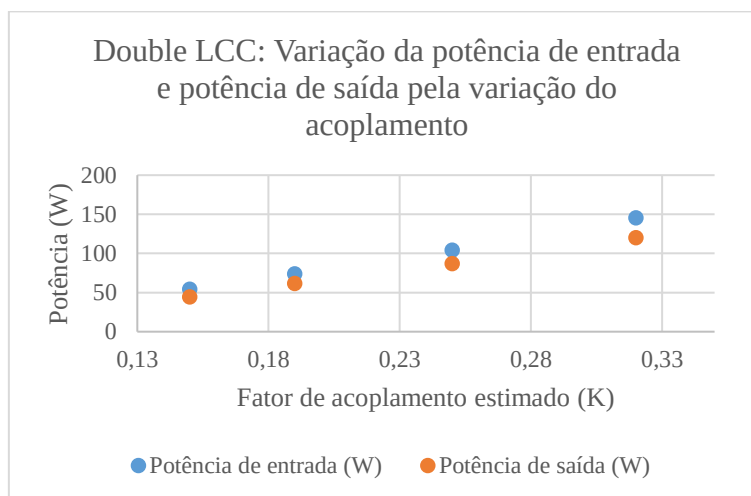


(b) Resultados de simulação

Fonte: Autor.

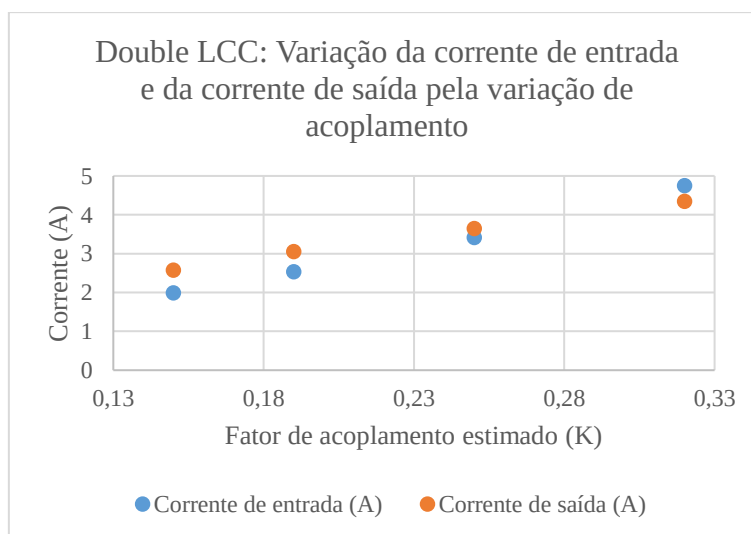
Ao comparar a Figura 50 com a Figura 24, obtemos a validação do comportamento das correntes quando a topologia é submetida a variação do acoplamento. A topologia Double LCC apresenta estabilidade para baixos acoplamentos, visto que a mesma tem sua potência transferida reduzida quanto menor o acoplamento. Essa característica é contrastante com a topologia S-S que por sua vez apresenta instabilidade para baixos acoplamentos, incluindo a operação a vazio.

Figura 50 - Double LCC: variação das potências de entrada e de saída em função do fator de acoplamento



Fonte: Autor.

Figura 51 - Double LCC: variação das correntes de entrada e de saída em função do fator acoplamento



Fonte: Autor.

4.3. VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DA TOPOLOGIA LCC-S

Os elementos utilizados para comporem a topologia LCC-S estão resumidos na Tabela 17. Da mesma forma que a topologia Double LCC, as medidas foram obtidas com o equipamento Handheld LCR Meter Keysight U1733C em 100 kHz como frequência de medição.

Tabela 17 - LCC-S: Características medidas nos elementos usados na validação experimental

Elemento do circuito conforme Figura 6	Resistência	Indutância/Capacitância
Bobina transmissora (L_P)	3,351 Ω	364,30 μ H
Bobina receptora (L_S)	3,050 Ω	359,20 μ H
Indutor de filtro (L_{P1})	0,271 Ω	37,89 μ H
Banco capacitivo (C_{P1})	0,223 Ω	67,30 nF
Banco capacitivo (C_{P2})	1,520 Ω	6,60 nF
Banco capacitivo (C_{S1})	0,051 Ω	6,57 nF
Banco resistivo (R_E)	98,730 Ω	-

Fonte: Autor.

4.3.1. Variação de frequência

Inicialmente, foram realizadas medições na entrada da topologia e na carga a fim de se obter a potência de entrada e a potência transmitida pela topologia quando submetida às frequências de operação apresentadas na Tabela 18.

Tabela 18 - LCC-S: Variação de frequência e medidas obtidas

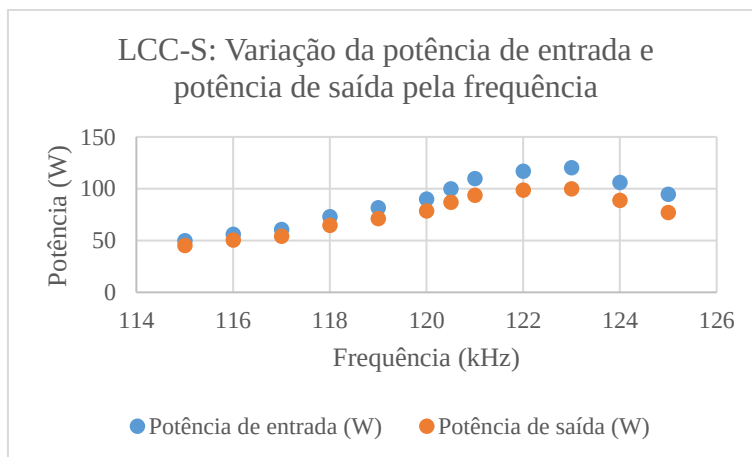
Frequência (kHz)	115	116	117	118	119	120	120,5	121	122	123	124	125
Potência de entrada (W)	49,9	56,2	60,7	73,1	81,7	90,1	100	109,8	117,1	120,5	106,2	94,8
Corrente (A)	1,729	1,852	1,967	2,334	2,607	2,957	3,321	3,707	4,078	4,443	4,734	4,746
Defasagem (°)	25	21	17	15	11	13	13	15	20	22	40	45
Potência de saída (W)	45,2	50,6	54,4	64,7	71,3	78,6	87,1	93,7	98,9	99,9	88,8	77,2
Corrente (A)	0,703	0,742	0,768	0,837	0,879	0,921	0,967	0,998	1,024	1,033	0,972	0,92
Rendimento	0,906	0,900	0,896	0,885	0,873	0,872	0,871	0,853	0,845	0,829	0,836	0,814

Fonte: Autor.

A fim de melhorar o entendimento do comportamento das grandezas presentes na Tabela 18, as Figura 54 permitem a observação de forma gráfica das potências de entrada e de saída, do rendimento e das correntes de entrada e de saída em função da frequência.

Nota-se a semelhança gráfica entre as figuras apresentadas nesta seção e na seção 3.5, de modo a corroborar com a validação experimental do comportamento da topologia LCC-S mediante as variações de frequência.

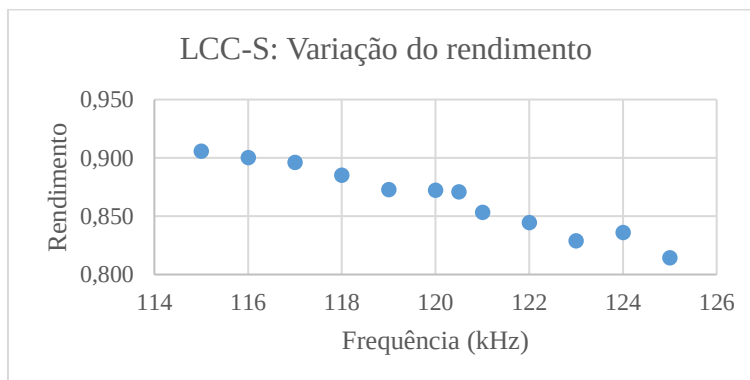
Figura 52 - LCC-S: variação da potência de entrada e da potência de saída em função da frequência de operação



Fonte: Autor.

A Figura 53 apresenta a variação do rendimento em função da frequência aplicada. Pode-se observar que apesar do declínio, a topologia mantém o rendimento acima de 80% de maneira estável.

Figura 53 - LCC-S: variação do rendimento em função da frequência de operação



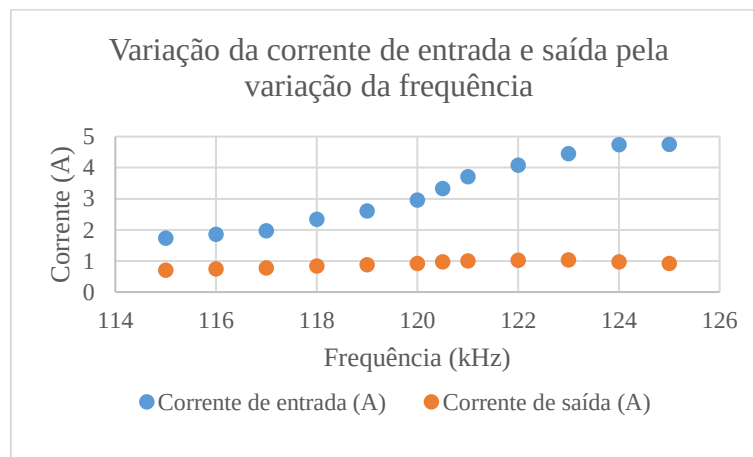
Fonte: Autor.

A Figura 54 apresenta aumento da corrente de entrada com o aumento da frequência de operação, corroborando com o gráfico apresentado na Figura 33. Por sua

vez, a corrente superior associada as resistências de bobina superiores as de projeto, contribuem para o declínio do rendimento com o aumento da frequência apresentado na figura anterior.

A corrente de saída mantém-se com baixa variação quando a topologia é submetida a variações na frequência, apresentando-se assim, promissora para aplicações de corrente constante. O comportamento análogo a uma fonte de corrente condiz com os estudos preliminares.

Figura 54 - LCC-S: variação da corrente de entrada e da corrente de saída em função da frequência de operação



Fonte: Autor.

Com base na Figura 52, observa-se que a frequência de ressonância se dilui em torno de 120 kHz. Contudo, não se pode garantir um ponto de ressonância específico e com elevada precisão. Isso é consequência das variações paramétricas da presença do efeito resistivo nos elementos. Sendo assim, similar à Double LCC, escolheu-se 120,5 kHz como sendo a frequência para os testes subsequentes.

4.3.2. Validação da topologia sobre a frequência de 120,5 kHz

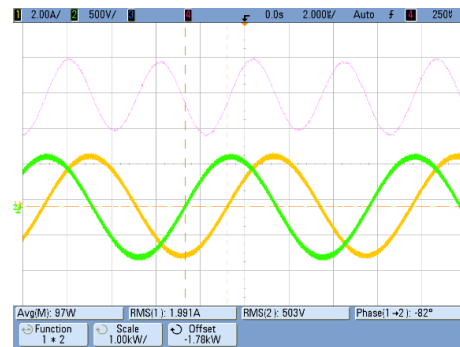
Na Figura 55, são observadas as formas de onda para as tensões, correntes e potências nos diferentes estágios da topologia LCC-S. Os canais seguem o mesmo padrão utilizado para a topologia Double LCC. Nota-se que a topologia LCC-S não se encontra em fase. Apesar desta característica ser esperada, não é possível afirmar com precisão se

a defasagem apresentada é resultado natural da metodologia de projeto aplicada em contrapartida aos efeitos causados pelas imprecisões do protótipo.

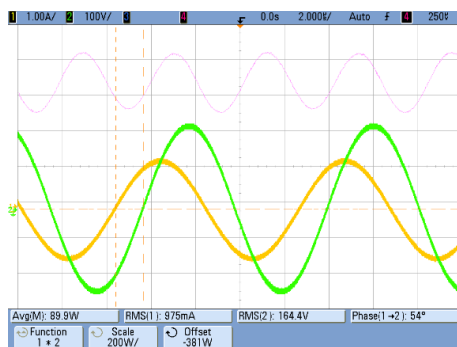
Figura 55 - LCC-S: Formas de onda e medidas com osciloscópio



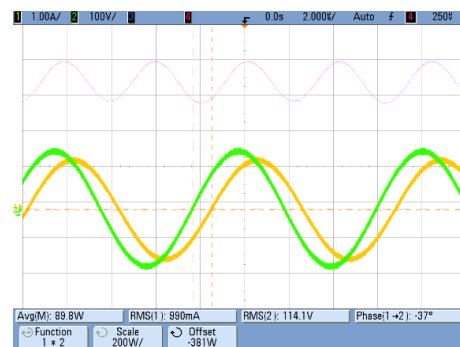
(a) Medições na saída do inversor.



(b) Medições na entrada da bobina transmissora (LP)



(c) Medições na saída da bobina receptora (LS).



(d) Resultados de tensão e corrente na carga.

Fonte: Autor.

A Tabela 19 resume os valores das grandezas apresentadas na Figura 55. Na tabela 19 também é possível observar como as perdas estão distribuídas ao longo dos estágios da topologia. O rendimento global alcançado reflete as perdas resistivas superiores às previstas nas bobinas transmissora e receptora. Destaca-se que em comparação à Tabela 15, a topologia apresenta menos perdas na compensação secundária como esperado, devido ao uso de menos componentes em sua concepção.

Tabela 19 - LCC-S: Valores obtidos

Medidas							
<i>Saída do Inversor</i>		<i>Entrada de L_p</i>		<i>Saída de L_s</i>		<i>Carga – R_E</i>	
Potência (W)	103,3	Potência (W)	97,00	Potência (W)	89,90	Potência (W)	89,8
Tensão (V)	34,61	Tensão (V)	503,00	Tensão (V)	164,40	Tensão (V)	114,1
Corrente (A)	3,388	Corrente (A)	1,99	Corrente (A)	0,98	Corrente (A)	0,99
Potência (VA)	106,46	Potência (VA)	696,97	Potência (VA)	152,95	Potência (VA)	112,44
Potência (Var)	25,76	Potência (Var)	690,19	Potência (Var)	123,74	Potência (Var)	67,67
Defasagem (°)	14	Defasagem (°)	82,00	Defasagem (°)	54,00	Defasagem (°)	37
Rendimento				0,869			
Perdas				(W)		%	
Compensação primária				6,3		6,1%	
Bobinas				7,1		6,9%	
Compensação secundária				0,1		0,1%	
Perdas Totais				13,5		13,1%	

Fonte: Autor.

4.3.3. Variação do fator de acoplamento por deslocamento vertical

Análoga aos resultados obtidos na seção 3.7.3, a Tabela 20 contém os resultados obtidos para as principais grandezas referentes à entrada e saída da topologia em estudo.

Tabela 20 - LCC-S: Variação de acoplamento

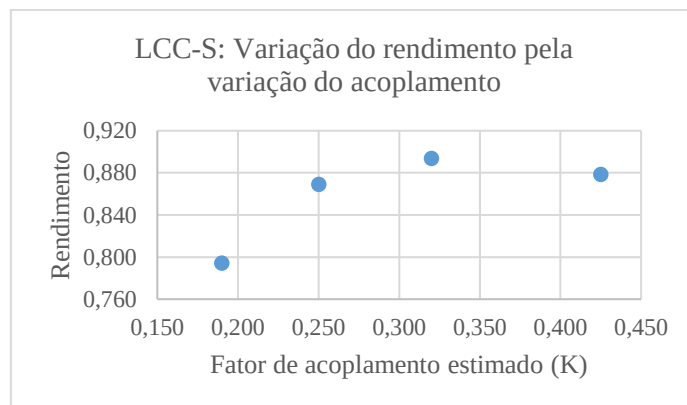
Distância (cm)	7 cm	10 cm	13 cm	16 cm
Fator de acoplamento estimado (K)	0,425	0,320	0,250	0,190
Potência de entrada (W)	28,8	51,8	99,5	165,8
Corrente (A)	2,189	2,083	3,244	5,84
Potência de saída (W)	25,3	46,3	86,5	131,7
Corrente (A)	0,538	0,723	0,975	1,197
Rendimento	0,878	0,894	0,869	0,794

Fonte: Autor.

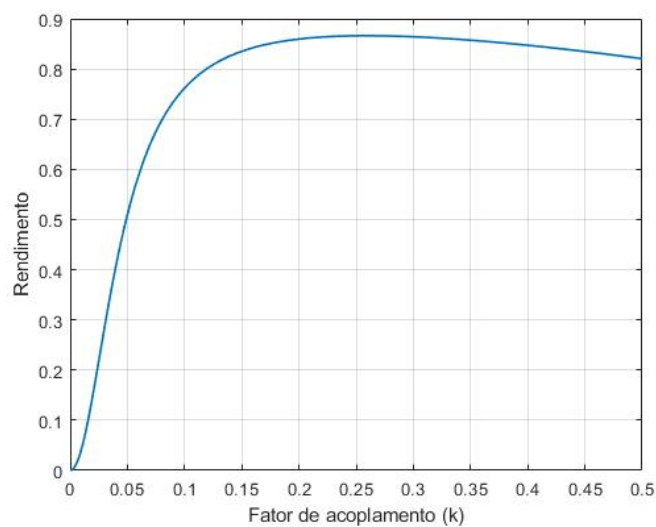
As Figuras 56 a 58 apresentam o comportamento do rendimento, das potências de entrada e de saída e das correntes de entrada e de saída com a variação do fator de acoplamento. A Figura 56 (b) apresenta o gráfico de rendimento da topologia LCC-S em simulação, quando substituídos os valores resistivos de forma análoga a Figura 49. Pode-

se notar o efeito das perdas resistivas sobre a topologia. Em comparação a Figura 37, a topologia apresenta declínio para fatores de acoplamento superiores, bem como o rendimento global reduzido.

Figura 56 - LCC-S: variação do rendimento em função do fator de acoplamento



(a) Resultados experimentais

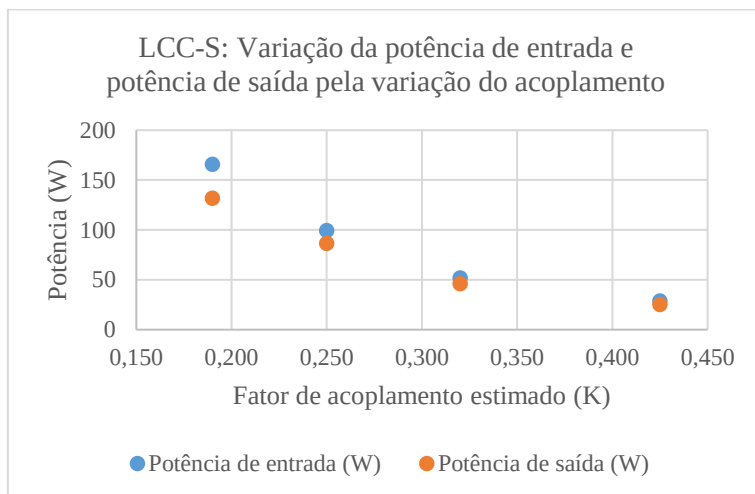


(b) Resultados de simulação

Fonte: Autor.

Em contrapartida ao excelente rendimento apresentado para fatores de acoplamento superiores, a potência transferida é comprometida para estas circunstâncias, como demonstra a Figura 57.

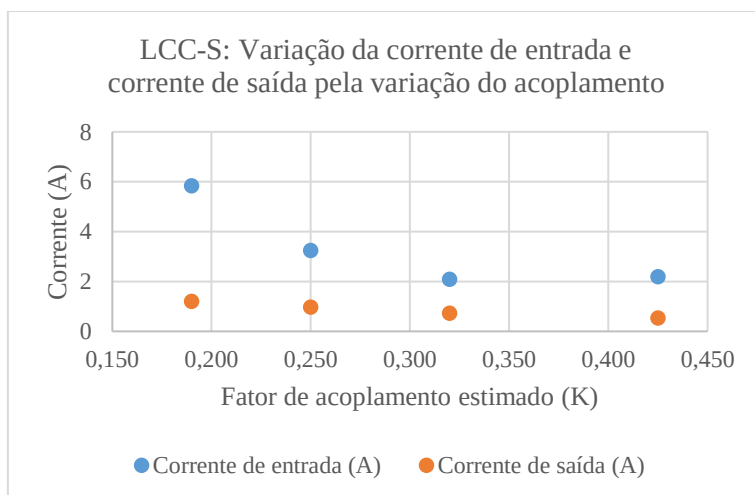
Figura 57 - LCC-S: variação da potência de entrada e da potência de saída em função do fator de acoplamento



Fonte: Autor.

As correntes de entrada e saída, validam os gráficos apresentados na Figura 35. A topologia demonstra-se instável para operações com fator de acoplamento nulo, ou seja, em desalinhamento total das bobinas principais. Os fatores de acoplamento abaixo do fator projetado, apresentam aumento significativo na corrente de entrada do circuito.

Figura 58 - LCC-S: variação da corrente de entrada e da corrente de saída em função da variação do fator de acoplamento



Fonte: Autor.

5. CONCLUSÕES

5.1. COMPORTAMENTO DO RENDIMENTO

5.1.1. *Rendimento em função da frequência*

O comportamento dos gráficos de rendimento obtidos por meio da variação da frequência na Figura 53, corroboram com os gráficos obtidos em simulação na Figura 31. O rendimento de ambas as topologias se apresenta estável a variações de frequência.

Um ponto importante a se considerar é que as Tabela 17 apresentam resistências consideravelmente superiores às consideradas em simulação para os indutores de filtro e para as bobinas transmissora e receptora. Nos bancos capacitivos, também não foram consideradas resistências internas nas simulações. Nas Figura 54, observa-se o aumento das correntes de entrada e saída à medida que a frequência aumenta, o que potencializa as perdas condutivas, justificando a declividade sobre os gráficos de rendimento. Ainda pode-se notar que, entre as topologias analisadas, os maiores valores de rendimento para a mesma frequência pertencem a topologia LCC-S, sendo essa uma característica consequente da redução de elementos de compensação.

5.1.2. *Rendimento em função do fator de acoplamento*

Os pontos recolhidos na validação experimental demonstram que a topologia Double LCC responde de forma estável a variações no acoplamento da topologia, facilitando aplicações com desalinhamento frequente das bobinas receptora e transmissora.

A topologia LCC-S por sua vez, apresenta-se estável para aplicações com fatores de acoplamento superiores, entretanto, torna-se instável ao acoplamento nulo. Deste modo, a topologia tem desvantagem em aplicações com constantes desalinhamentos.

5.2. COMPORTAMENTO DAS CORRENTES

5.2.1. *Correntes em função da frequência*

Os gráficos referentes às correntes de entrada e de saída apresentados nas Figura 54 apresentam boa semelhança com os resultados obtidos por meio de simulação nas Figura 33.

É possível observar nas Tabela 18 a defasagem entre a corrente e a tensão de entrada nas topologias. Note que a topologia LCC-S apresenta um comportamento que coincide com os resultados obtidos na análise de impedância obtida na Figura 30. Esse comportamento, demonstra que na frequência de 120,5 kHz a topologia apresenta o melhor rendimento para a potência de projeto, como também a maior compensação da energia reativa, obtendo assim a menor defasagem. Entretanto, para topologia Double LCC, o comportamento da defasagem angular entre corrente de entrada e tensão de entrada difere da apontada pela Figura 18. A Tabela 14 aponta diferentes pontos de redução da defasagem angular, sendo o menor deles para a frequência de 124 kHz. Este comportamento pode ser resultante do deslocamento das múltiplas ressonâncias que compõem a topologia. Ou seja, é possível que na validação experimental, os elementos de compensação e as bobinas estejam ressonando em pontos deslocados em torno da frequência de projeto, resultando em um gráfico com múltiplas ressonâncias, próximas umas das outras. Conforme visto na seção de resultados experimentais, apesar da melhor compensação de reativos ser obtida em 124 kHz, optou-se pela validação da topologia em 120,5 kHz, onde o rendimento apresenta-se maior e as potências de entrada e de saída estão bem próximas às de projeto.

5.2.2. *Correntes em função da variação do fator de acoplamento*

As Figura 58, obtidas na validação experimental, se alinham com o comportamento esperado para correntes de entrada e de saída simuladas e apresentadas nas Figura 35. É possível observar que para acoplamentos reduzidos ao de projeto, as correntes no primário da topologia LCC-S aumentam. Comportamento este, característico das topologias que possuem compensação série no secundário.

Para a topologia Double LCC, nota-se que para variações de acoplamento, as correntes apresentam maior estabilidade, visto que sofrem variação, porém em proporção menor que a topologia LCC-S, principalmente quando submetidas a acoplamentos inferiores ao de projeto.

5.3. COMPORTAMENTO DOS GRÁFICOS DE POTÊNCIA DE ENTRADA E POTÊNCIA TRANSFERIDA

5.3.1. Potências de entrada e saída em função da variação de frequência

Os gráficos referentes às potências de entrada e de saída, apresentados nas Figura 52, são coerentes com os gráficos obtidos nas Figura 32 obtidos através das simulações. Em ambas as topologias, as potências de entrada e de saída apresentam auge seguido de declive demonstrando os efeitos da ressonância na transferência de potência.

Pode ser observado em ambas as topologias uma região de ressonância em torno da frequência de projeto de 120 kHz, coincidindo com o projeto proposto. A imprecisão do ponto de ressonância em ambas as topologias pode ser resultante da dificuldade em se obter os exatos parâmetros de compensação. Além da tolerância dos componentes, ao se observar os parâmetros projetados, apresentados nas Tabelas 4 e 5, e os parâmetros utilizados para a validação experimental, Tabelas 13 e 17, confirma-se a divergência entre valores. Há ainda a presença do efeito resistivo que de certa forma modifica a influência da ressonância. A frequência de operação foi escolhida em 120,5 kHz para ambas as topologias devido aos valores de potência de entrada e de saída corresponderem aproximadamente ao valor de projeto de 100W.

5.3.2. Potências de entrada e saída em função da variação do fator de acoplamento

Os gráficos apresentados nas Figura 57 confirmam os resultados esperados a partir da simulação, conforme gráficos nas Figura 36. É perceptível que as topologias se comportam de maneira oposta para variação de fator de acoplamento. Enquanto a topologia Double LCC apresenta maior transferência de potência em função do aumento

do fator de acoplamento, a topologia LCC-S apresenta redução na potência transmitida. Enquanto a topologia Double LCC apresenta menor transferência de potência à medida que o fator de acoplamento diminui, a topologia LCC-S apresenta acentuado.

5.4. PRINCIPAIS PERDAS

As principais perdas são descritas na Tabela 19, que apresentam os valores mensurados por meio do osciloscópio, obtendo o valor médio sobre a curva de potência instantânea obtida pela multiplicação instantânea dos valores de tensão e de corrente.

Para topologia Double LCC foram obtidos 17,3% de perdas, sendo 7,7% a transmissão sem fio, 5,6% na compensação primária e 4,1% na compensação secundária. A topologia LCC-S apresentou 6,9% das perdas localizadas na transmissão sem fio, 6,1% localizada na compensação primária e 0,1% sobre a compensação secundária. Claramente, a topologia LCC-S apresenta maior rendimento em relação à topologia Double LCC. Comportamento esperado devido ao menor número de elementos de compensação e, portanto, menores perdas resistivas.

Pode-se observar que a topologia LCC-S, é dimensionada em sua metodologia de projeto descrita na Seção 3.1.2, sobre a corrente de saída em 1A, de modo que as correntes que circulam nas bobinas primárias e secundárias são menores que na topologia Double LCC, podendo resultar na menor perda resistiva sobre a mesma bobina utilizada para ambos os testes sobre a mesma frequência. É razoável considerar que no percentual apresentado há perdas por efeito skin presentes, principalmente, nas conexões não constituídas por fios litz, e nas bobinas onde, apesar de serem compostas por fio litz, não foram devidamente dimensionadas para a frequência de operação em 120 kHz.

5.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

As principais dificuldades de implementação se deram pela confecção dos elementos de compensação. A necessidade da utilização de núcleos de ar para evitar a saturação dos indutores, resultou em componentes de tamanho expressivo. Com a utilização de núcleos de ar, pode-se observar a dispersão magnética destes elementos. Por sua vez, a dispersão magnética interferia diretamente no comportamento da planta. Esta característica foi observada em laboratório ao reposicionar as placas que continham os indutores e resultar no aumento e redução de potências transferida e de entrada, conforme o sentido que posicionávamos o capo magnético do indutor em relação ao campo magnético das bobinas transmissora e receptora.

Outra dificuldade em obter resultados experimentais é resultante da estabilidade térmica dos componentes, alcançada após considerável tempo de transmissão. Pode-se observar expressivo ganho de potência transferida e rendimento quando resfriados os bancos capacitivos por meio de ventilação forçada.

Para complemento dos resultados obtidos neste trabalho, considera-se fundamental a redução das perdas nas bobinas transmissora e receptora, substituindo-as por espiras projetadas para frequência de 120 kHz. A utilização de equipamentos próprios para medição de potência instantânea pode proporcionar medidas com menos interferência, resultando em maior efetividade na medição da potência efetivamente transferida, bem como a medida das demais perdas no sistema.

Também são consideráveis os ganhos que podem ser obtidos por meio de bancos capacitivos com baixa resistência e submetidos a ventilação forçada, reduzindo perdas por aquecimento.

Sugere-se também o estudo e modelagem de ambas topologias considerando as bobinas transmissora e receptora acopladas magneticamente aos indutores de filtro.

Ambas topologias são promissoras para aplicações comerciais, possuindo, entretanto, singularidades entre si. Tem-se como primordial o estudo prévio da aplicação visando selecionar a topologia que, elencando as vantagens e desvantagens técnicas, obtenha melhor desempenho.

6. REFERÊNCIAS

- [1] D. Pradeep Kumar Reddy and J. Mohana, *Wireless power transfer: Between Distance and Efficiency*, vol. 8, no. 4. 2016.
- [2] T. Sun, X. Xie, and Z. Wang, *Wireless power transfer for medical microsystems*, vol. 9781461477. 2013.
- [3] A. Triviño, J. M. González-González, and J. A. Aguado, “Wireless Power Transfer Technologies Applied to Electric Vehicles: A Review,” *Energies*, vol. 14, no. 6, p. 1547, 2021, doi: 10.3390/en14061547.
- [4] A. Luis, “Por que carregamento sem fio é tão lento? Entenda,” *Tekimobile*, 2020. <https://www.tekimobile.com/carregamento-sem-fio-porque-lento/>.
- [5] T. Imura, *Wireless Transfer Power: Using Magnetic and Electric Resonance Coupling Techniques*. 2020.
- [6] C. Sen Wang, G. A. Covic, and O. H. Stielau, “Power Transfer Capability and Bifurcation Phenomena of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 1, pp. 148–157, 2004, doi: 10.1109/TIE.2003.822038.
- [7] S. Li and C. C. Mi, “Wireless power transfer for electric vehicle applications,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 3, no. 1, pp. 4–17, 2015, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2319453.
- [8] A. Triviño-Cabrera, J. M. González-González, and J. A. Aguado, *Wireless Power Transfer for Electric Vehicles: Foundations and Design Approach*. 2020.
- [9] J. L. Villa, J. Sallán, J. F. Sanz Osorio, and A. Llombart, “High-misalignment tolerant compensation topology for ICPT systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 945–951, 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2161055.
- [10] C. Sen Wang, G. A. Covic, and O. H. Stielau, “Investigating an LCL load resonant inverter for inductive power transfer applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 4, pp. 995–1002, 2004, doi: 10.1109/TPEL.2004.830098.

- [11] D. J. Thrimawithana and U. K. Madawala, "A generalized steady-state model for bidirectional ipt systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 10, pp. 4681–4689, 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2237416.
- [12] S. Li, W. Li, J. Deng, T. D. Nguyen, and C. C. Mi, "A Double-Sided LCC Compensation Network and Its Tuning Method for Wireless Power Transfer," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, no. 6, pp. 2261–2273, 2015, doi: 10.1109/TVT.2014.2347006.
- [13] Z. Yan, Y. Zhang, B. Song, K. Zhang, T. Kan, and C. Mi, "An LCC-p compensated wireless power transfer system with a constant current output and reduced receiver size," *Energies*, vol. 12, no. 1, 2019, doi: 10.3390/en12010172.
- [14] J. Yang, X. Zhang, K. Zhang, X. Cui, C. Jiao, and X. Yang, "Design of LCC-S Compensation Topology and Optimization of Misalignment Tolerance for Inductive Power Transfer," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 191309–191318, 2020, doi: 10.1109/access.2020.3032563.
- [15] C. Cheng *et al.*, "A Load-Independent LCC-Compensated Wireless Power Transfer System for Multiple Loads with a Compact Coupler Design," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 6, pp. 4507–4515, 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2931260.
- [16] Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. 2006.
- [17] A. M. Ahmed and O. O. Khalifa, "Wireless power transfer for electric vehicle charging," *AIP Conf. Proc.*, vol. 2306, 2020, doi: 10.1063/5.0032383.