

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ANÁLISE DE TRANSFORMADOR PIEZELÉTRICO
RADIAL UTILIZANDO DISCO DE ELETRODO
SECCIONADO PARA CONVERSOR HALF-BRIDGE**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Claiton Mainardi Machado

**Santa Maria, RS, Brasil
2015**

**ANÁLISE DE TRANSFORMADOR PIEZELÉTRICO
RADIAL UTILIZANDO DISCO DE ELETRODO
SECCIONADO PARA CONVERSOR HALF-BRIDGE**

Claiton Mainardi Machado

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**

Orientador: Prof. Dr. Fábio Ecke Bisogno

**Santa Maria, RS, Brasil
2015**

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

Machado, Claiton Mainardi

Análise de Transformador Piezelétrico Radial Utilizando Disco de Eletrodo Seccionado para Conversor Half-Bridge / Claiton Mainardi Machado. Orientador: Fábio Ecke Bisogno. Santa Maria, 2015.

107 p. : 30 cm.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2015

1. Engenharia Elétrica 2. Eletrônica de Potência
3. Transformador Piezelétrico 4. Conversor Half-Bridge
I. Bisogno, Fabio Ecke II. Título.

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Central da UFSM

©2015

Todos os direitos autorais reservados a Claiton Mainardi Machado. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av Prefeito Evandro Behr, 8053, Apto 202, Bairro Pé do Platano, Santa Maria, RS, 97110-620

Fone: +55 55 99949126;

Endereço Eletrônico: Clayton.ege@gmail.com

*Dedico este trabalho a meus pais Rui e Hilda,
a Lucas meu irmão.*

AGRADECIMENTOS

Minha eterna gratidão à minha família, especialmente a meus pais, Rui e Hilda, e ao meu irmão Lucas, pelo amor e educação recebidos em todos os momentos.

A minha namorada Liana Felipeto, meu agradecimento por todo amor, incentivo e inspiração, fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao meu orientador prof. Fábio Ecke Bisogno, pelo exemplo de determinação profissional, pela amizade, confiança e ensinamentos dedicados a este trabalho.

Aos demais professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC): José Renes Pinheiro, Humberto Pinheiro, Hélio Hey, Hilton Gründling, Luciano Schuch, Leandro Michels, Mário Lúcio da Silva Martins, Robinson Figueiredo de Camargo, Cassiano Rech e Vinícius Foletto Montagner.

Meu agradecimento em especial aos colegas do GEPOC: Celso Tischer, Guilherme da Silva e Bernardo Andres que contribuíram para o desenvolvimento prático desse trabalho, agradeço pela amizade, troca de experiências e momentos de descontração.

Também agradeço aos colegas: Thiele Gabi, Gustavo Kock, Antônio Andrade, Rafael Scapini e Jonas Tibola pela amizade, troca de conhecimentos e momentos de descontração. Ao aluno de iniciação científica Klaus Martin.

Gostaria de agradecer também aos amigos e colegas Leonardo Nogueira, Iuri Castro Figueiró e Bruno Toller pelo apoio e pelos momentos de agradável convívio durante a Pós-Graduação.

À Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), que forneceu infraestrutura para o desenvolvimento deste trabalho, e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro. Aos funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), pelo trabalho desenvolvido e pelo suporte acadêmico prestado, fundamental para as atividades do programa.

À Deus pela vida.

*“E o que importa não é o que você tem na vida,
mas quem você tem na vida.”*

William Shakespeare

**Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a dissertação de Mestrado

**ANÁLISE DE TRANSFORMADOR PIEZELÉTRICO RADIAL
UTILIZANDO DISCO DE ELETRODO SECCIONADO PARA
CONVERSOR HALF-BRIDGE**

Elaborada por
Claiton Mainardi Machado

Como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.

COMISSÃO EXAMINADORA:

Fábio Ecke Bisogno, Dr.-Ing.
(Presidente/Orientador)

Álysson Raniere Seidel, Dr. Eng (UFSM)

José Roberto Dias Pereira, Dr. (UEM)

Santa Maria, 27 de Agosto de 2015

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

ANÁLISE DE TRANSFORMADOR PIEZELÉTRICO RADIAL UTILIZANDO DISCO DE ELETRODO SECCIONADO PARA CONVERSOR HALF-BRIDGE

AUTOR: CLAITON MAINARDI MACHADO

ORIENTADOR: FÁBIO ECKE BISOGNO

Local e data da defesa: Santa Maria. 27 de agosto de 2015

Este trabalho apresenta uma análise sobre Transformador Piezométrico (TP), mostrando os principais tipos de dispositivos, características, modos de operação, entre outros pontos importantes. Os parâmetros do modelo clássico de Mason são determinados pela análise da resposta em frequência. A carga nominal é determinada levando em conta a máxima transferência de potência e o rendimento a partir de testes de carga. Para obter o modelo equivalente mais preciso é proposto uma metodologia de otimização do modelo equivalente. O critério utilizado para otimizar o modelo é do menor erro quadrático normalizado e ponderado entre a resposta em frequência do modelo e a resposta experimental do TP. Para comprovar os resultados obtidos pela metodologia de otimização, são apresentados gráficos de resposta em frequência do modelo obtido pela resposta em frequência, do modelo otimizado e a resposta experimental do TP. O modelo otimizado é estendido para diferentes configurações de segmentos do TP. A análise dos segmentos tem como objetivo adequar o TP para aplicações específicas, possibilitando o ajustes de parâmetros, para diferentes condições de resistência de carga para máxima transferência de potência, ganho de tensão e rendimento, entre outros. Resultados práticos com carga nominal são apresentados para todas configurações de segmentos, utilizando como conversor ressonante o conversor Half-Bridge.

Palavras-chave: Transformador Piezométrico, Modelo Elétrico Equivalente, Otimização do Modelo equivalente, Análise de segmentos, Conversor Half-Bridge.

ABSTRACT

Master Thesis

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

ANALYSIS PIEZOELECTRIC RADIAL TRANSFORMER USING DISC ELECTRODE SECTIONED TO HALF-BRIDGE CONVERTER

AUTHOR: CLAITON MAINARDI MACHADO

ADVISOR: FÁBIO ECKE BISOGNO

Place and Date: Santa Maria, August 27th, 2015.

This work presents an analysis of a Piezoelectric Transformer (TP), showing the main types of devices, characteristics, operation modes, among others important points. The parameters of Mason Classic Model are determined by frequency response analysis. The nominal load is determined considering the maximum power transfer and the efficiency from the load tests. In order to obtain a more accurate equivalent model, an optimization methodology of equivalent model is proposed. The criterion used to optimize the model is the minimum standard square error between frequency response of TP and model. To prove the results obtained by the optimization methodology, it is presented, in impedance graphs, the curves of model obtained by frequency response, optimized model and TP. The optimized model is obtained for different segments configurations of TP. The analysis of segments has the goal to adapt the TP to specific applications, enabling the parameters adjust, to different conditions of load impedance to maximum power transfer, voltage gain and efficiency, among others. The Half-Bridge practical results with nominal load are presented to all segments configurations, using as resonant converter.

Keywords: Piezoelectric transformer, Electric model Equivalent, Optimization of the equivalent model, analysis segments, Half-Bridge converter.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| Figura 1.1 – (a) <i>Ring-dot</i> TP (b) <i>Wedge</i> TP (2 segmento) (c) <i>Wedge</i> TP (4 segmento) (d) <i>Moonie</i> TP (e) <i>Smile</i> 1/2 D TP (f) <i>Smile</i> TP (3 segmento) (g) <i>Jin-Jiang</i> TP. Fonte: ERHART et al., 2012..... | 30 |
| Figura 1.2 – TP com uma entrada e duas saídas Fonte: (LI; LIN, 2013) | 31 |
| Figura 1.3 – Conexão com a carga. (a) Auto retificador. (b) Retificação meia onda. (c) Retificador ponte completa. (c) Retificador ponte completa com filtro. Fonte: (NIELSEN et al., 2011) | 32 |
| Figura 1.4 – Retificação dobrador de corrente. Fonte: (ROEDGAARD; WEIRICH; ANDERSEN, 2013), | 33 |
| Figura 2.1 – (a) célula neutra; (b) célula com carga em x; (c) célula com carga em y fonte: (GAIOTTO, 2012) | 37 |
| Figura 2.2 – Cerâmica de material piezolétrico com os eletrodos sobre as faces | 39 |
| Figura 2.3 – Modo Longitudinal (a) Modo Transversal (b) | 40 |
| Figura 2.4 – Modo de vibração dos TPs: Modo Radial (a); Modo Espessura (b); <i>Rosen Type</i> (c) | 40 |
| Figura 2.5 – Processo de conversão de energia do TP radial | 41 |
| Figura 2.6 – Distorção de Cisalhamento | 42 |
| Figura 2.7 – Modelo físico do TP; (a) Primário; (b) Secundário..... | 42 |
| Figura 2.8 – Modelo elétrico do TP; (a) modelo elétrico do atuador e transdutor; (b) atuador e transdutor unidos (c) modelo simplificado do TP | 43 |
| Figura 2.9 – Vista isométrica do TP radial recortado para configuração 1..... | 44 |
| Figura 2.10 – Medida de admitância do TP com secundário em curto-circuito | 45 |
| Figura 2.11 – Círculo de admitância; (a) teórico (b) exemplo de resultado prático (configuração 1)..... | 45 |
| Figura 2.12 – Medida de admitância do TP com primário em curto-circuito | 47 |
| Figura 2.13 – Modelo elétrico equivalente do TP | 48 |
| Figura 2.14 – Impedância do modelo e do TP, para curto-circuito e circuito aberto.. | 49 |
| Figura 2.15 – Impedância do modelo e do TP, para curto-circuito e circuito aberto.. | 49 |
| Figura 2.16 – Impedância para diferentes cargas em função da frequência..... | 50 |
| Figura 2.17 – Rendimento do TP em função da frequência para diferentes cargas..... | 51 |
| Figura 2.18 – Diagrama de blocos da metodologia de otimização..... | 52 |
| Figura 2.19 – Impedância do TP (PCC) e do modelo (MCC) para curto-circuito..... | 55 |
| Figura 2.20 – Impedância do TP (PRc) e do modelo (MRc) com carga nominal | 55 |
| Figura 2.21 – Impedância do TP (PCA) e do modelo (MCA) em circuito aberto | 55 |
| Figura 2.22 – Impedância do PCC e do modelo MCC para configuração 1 | 57 |
| Figura 2.23 – Impedância do PRc e do modelo MRc para configuração 1 | 58 |

| | |
|---|----|
| Figura 2.24 – Impedância do PRc e do modelo MRc para configuração 1 | 58 |
| Figura 2.25 – Impedância do PCA e do modelo MCA para configuração 1 | 58 |
| Figura 2.26 – Vista isométrica do TP radial para configuração 2 | 59 |
| Figura 2.27 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 2 | 60 |
| Figura 2.28 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 2 | 60 |
| Figura 2.29 – TP Vista isométrica do TP radial para configuração 3 | 61 |
| Figura 2.30 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 3 | 61 |
| Figura 2.31 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 3 | 62 |
| Figura 2.32 – Vista isométrica do TP radial para configuração 4 | 62 |
| Figura 2.33 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 4 | 63 |
| Figura 2.34 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 4 | 63 |
| Figura 2.35 – TP Vista isométrica do TP radial para configuração 5 | 63 |
| Figura 2.36 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 5 | 64 |
| Figura 2.37 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 5 | 64 |
| Figura 2.38 – Vista isométrica do TP radial para configuração 6 | 65 |
| Figura 2.39 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 6 | 65 |
| Figura 2.40 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 6 | 66 |
| Figura 2.41 – Vista isométrica do TP radial para configuração 7 | 66 |
| Figura 2.42 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 7 | 67 |
| Figura 2.43 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 7 | 67 |
| Figura 2.44 – Vista isométrica do TP radial para configuração 8 | 67 |
| Figura 2.45 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 8 | 68 |
| Figura 2.46 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 8 | 68 |
| Figura 3.1 – Conversor Half-Bridge com indutor de entrada no TP | 73 |
| Figura 3.2 – Impedância do modelo MRc da configuração 1 para diferentes valores de indutor de entrada com carga de 600 Ω | 74 |
| Figura 3.3 – Impedância do TP configuração 1 com carga de 600 Ω , | 75 |
| Figura 3.4 – Impedância do TP configuração 1 com carga de 600 Ω | 75 |
| Figura 3.5 – Testes prático de potência em função da frequência para o conversor sem L_e , $L_e=595$ uH e $L_e=1.1$ mH | 76 |
| Figura 3.6 – Testes prático de Rendimento em função da frequência para o conversor sem L_e , $L_e=595$ uH e $L_e=1.1$ mH | 76 |
| Figura 3.7 – Testes prático do conversor sem L_e ; canal 1 e 2 V_{GS} das chaves (S_1 e S_2); canal 3 tensão retificada na carga, canal 4 V_{DS} da chave (S_2) | 77 |
| Figura 3.8 – Testes prático do conversor com $L_e=595$ uH; canal 1 e 2 V_{GS} das chaves (S_1 e S_2); canal 3 tensão retificada na carga, canal 4 V_{DS} da chave (S_2) | 78 |
| Figura 3.9 – Testes prático do conversor com $L_e=1.1$ mH; canal 1 e 2 V_{GS} das chaves (S_1 e S_2); canal 3 tensão retificada na carga, canal 4 V_{DS} da chave (S_2) | 78 |

| | |
|---|-----|
| Figura 3.10 – Formas de onda; canal 1 e 2, tensão V_{GS} das chaves S_1 e S_2 ; canal 3, tensão V_{OUT} ; canal 4, tensão V_{DS} da chave S_2 | 80 |
| Figura 3.11 – Potência e rendimento para carga de 600Ω | 80 |
| Figura 3.12 – Formas de onda; canal 1 e 2, tensão V_{GS} das chaves S_1 e S_2 ; canal 3, tensão V_{OUT} ; canal 4, tensão V_{DS} da chave S_2 | 81 |
| Figura 3.13 – Potência e rendimento para carga de 840Ω | 81 |
| Figura 3.14 – Formas de onda; canal 1 e 2, tensão V_{GS} das chaves S_1 e S_2 ; canal 3, tensão V_{OUT} ; canal 4, tensão V_{DS} da chave S_2 | 82 |
| Figura 3.15 – Potência e rendimento para carga de 450Ω | 82 |
| Figura 3.16 – Formas de onda; canal 1 e 2, tensão V_{GS} das chaves S_1 e S_2 ; canal 3, tensão V_{OUT} ; canal 4, tensão V_{DS} da chave S_2 | 83 |
| Figura 3.17 – Potência e rendimento para carga de 860Ω | 83 |
| Figura 3.18 – Formas de onda; canal 1 e 2, tensão V_{GS} das chaves S_1 e S_2 ; canal 3, tensão V_{OUT} ; canal 4, tensão V_{DS} da chave S_2 | 84 |
| Figura 3.19 – Potência e rendimento para carga de 1000Ω | 84 |
| Figura 3.20 – Formas de onda; canal 1 e 2, tensão V_{GS} das chaves S_1 e S_2 ; canal 3, tensão V_{OUT} ; canal 4, tensão V_{DS} da chave S_2 | 85 |
| Figura 3.21 – Potência e rendimento para carga de 1000Ω | 85 |
| Figura 3.22 – Formas de onda; canal 1 e 2, tensão V_{GS} das chaves S_1 e S_2 ; canal 3, tensão V_{OUT} ; canal 4, tensão V_{DS} da chave S_2 | 86 |
| Figura 3.23 – Potência e rendimento para carga de 340Ω | 86 |
| Figura 3.24 – Formas de onda; canal 1 e 2, tensão V_{GS} das chaves S_1 e S_2 ; canal 3, tensão V_{OUT} ; canal 4, tensão V_{DS} da chave S_2 | 87 |
| Figura 3.25 – Potência e rendimento para carga de 1000Ω | 87 |
| Figura B.4.1 – Esquema completo com o CI SG3524 | 101 |
| Figura B.4.2 – Esquema completo com o CI IR2112 | 101 |
| Figura B.4.3 – Yokogawa WT1800 <i>Precision Power Analyzer</i> | 102 |
| Figura B.4.4 – Osciloscópio tektronix TPS2014B | 102 |
| Figura B.4.5 – <i>AP200 Frequency Response Analyzer</i> | 102 |
| Figura B.4.6 – <i>LCR Meter HP4263B</i> | 103 |
| Figura B.4.7 – Foto protótipo completo | 103 |
| Figura B.4.8 – TP radial utilizado no desenvolvimento do trabalho | 104 |
| Figura B.4.9 – Detalhes da confecção dos segmentos | 104 |

LISTA DE TABELAS

| | | |
|---------------|--|----|
| Tabela 2.1 – | Parâmetros para o secundário em curto | 46 |
| Tabela 2.2 – | Parâmetros do modelo equivalente final para configuração 1 | 48 |
| Tabela 2.3 – | Parâmetros dos modelos equivalentes otimizados..... | 54 |
| Tabela 2.4 – | Parâmetros do modelo equivalente para configuração 1 | 57 |
| Tabela 2.5 – | Parâmetros do modelo equivalente para configuração 2 | 60 |
| Tabela 2.6 – | Parâmetros do modelo equivalente para configuração 3 | 61 |
| Tabela 2.7 – | Parâmetros do modelo equivalente para configuração 4 | 62 |
| Tabela 2.8 – | Parâmetros do modelo equivalente para configuração 5 | 64 |
| Tabela 2.9 – | Parâmetros do modelo equivalente para configuração 6 | 65 |
| Tabela 2.10 – | Parâmetros do modelo equivalente para configuração 7 | 66 |
| Tabela 2.11 – | Parâmetros do modelo equivalente para configuração 8 | 68 |
| Tabela 2.12 – | Comparativo entre os modelos equivalente..... | 69 |
| Tabela 3.1 – | Comparativo entre as configurações de segmentos do TP | 88 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|--------------|---|
| EMI..... | <i>Electromagnetic Interference</i> – interferência eletromagnética |
| LED | <i>Light-Emitting Diode</i> – Diodo emissor de Luz |
| MCA..... | Modelo com Secundário em Circuito Aberto |
| MCC..... | Modelo com Secundário em Curto-Circuito |
| MOSFET | <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> |
| MRc..... | Modelo com Carga Nominal |
| TP..... | Transformador Piezelétrico |
| PZT..... | Titanato-zirconato de chumbo |
| ZVS..... | <i>Zero Voltage Switching</i> – Comutação em zero de tensão |
| ZCS..... | <i>Zero current Switching</i> – Comutação em zero de corrente |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|--------------|--|
| C | Capacitor ressonante do TP |
| C_{d1} | Capacitância de entrada do TP |
| C_{d2} | Capacitância de saída do TP |
| C_N | Capacitor ressonante do TP refletido ao secundário |
| C_s | Capacitor ressonante série do circuito equivalente final |
| C_{T1} | Capacitância total da entrada do TP, medida com ponte LCR |
| C_{T2} | Capacitância total da saída do TP, medida com ponte LCR |
| D | Deslocamento elétrico |
| E | Campo elétrico |
| ϵ_r | Permissividade dielétrica relativa |
| f_a | Frequência de anti-ressonância, susceptância=0 no círculo de admitância |
| f_c | Frequência de corte |
| f_m | Frequência da banda lateral |
| $f_{m\max}$ | Frequência da máxima admitância no círculo de admitância |
| f_n | Frequência da admitância mínima |
| f_p | Frequência de ressonância paralela no círculo de admitância |
| f_r | Frequência de ressonância, susceptância=0 no círculo de admitância |
| f_s | Frequência de ressonância série no círculo de admitância |
| G_{\max} | Condutância máxima medida no círculo de admitância |
| L | Indutor ressonante do TP |
| L_N | Indutor ressonante do TP refletido ao secundário |
| P | Polarização |
| R | Resistor que representa as perdas mecânicas do TP |
| R_C | Resistor de carga |
| R_N | Resistor que representa as perdas mecânicas do TP, refletido ao secundário |
| S | Deformação mecânica |
| S_1, S_2 | Interruptores do conversor |
| T | Pressão mecânica |
| V_{cc} | Tensão de entrada do conversor |
| V_{out} | Tensão de saída do Transformador Piezoelétrico |
| V_{GS} | Tensão gate source |
| V_{DS} | Tensão drain source |

SUMÁRIO

| | | |
|-------|---|----|
| 1. | INTRODUÇÃO..... | 29 |
| 1.1 | Considerações gerais..... | 29 |
| 1.2 | Revisão bibliográfica | 29 |
| 1.2.1 | Transformador piezelétrico | 29 |
| 1.2.2 | Aplicação de TP em conversores..... | 31 |
| 1.2.3 | Modelagem de conversores ressonantes | 33 |
| 1.3 | Motivação e justificativa | 34 |
| 1.4 | Objetivos..... | 35 |
| 1.5 | Organização da dissertação | 35 |
| 1.6 | Conclusões do capítulo..... | 36 |
| 2. | TRANSFORMADOR PIEZELÉTRICO..... | 37 |
| 2.1 | Considerações gerais..... | 37 |
| 2.2 | Propriedades piezelétricas | 37 |
| 2.2.1 | Definição das propriedades piezelétricas | 38 |
| 2.3 | Operação de um transformador piezelétrico | 39 |
| 2.4 | Modelo elétrico equivalente..... | 42 |
| 2.5 | Modelo elétrico equivalente pela resposta em frequência | 43 |
| 2.5.1 | Configuração 1 | 44 |
| 2.5.2 | Parâmetros de Entrada..... | 44 |
| 2.5.3 | Parâmetros de Saída | 47 |
| 2.6 | Determinação da resistência de carga nominal | 49 |
| 2.7 | Otimização do modelo elétrico equivalente | 51 |
| 2.8 | Análise das configurações de segmentos do TP | 59 |
| 2.8.1 | Configuração 2..... | 59 |
| 2.8.2 | Configuração 3..... | 61 |
| 2.8.3 | Configuração 4..... | 62 |
| 2.8.4 | Configuração 5..... | 63 |
| 2.8.5 | Configuração 6..... | 65 |
| 2.8.6 | Configuração 7..... | 66 |
| 2.8.7 | Configuração 8..... | 67 |
| 2.9 | Comparativo..... | 69 |
| 2.10 | Conclusões do capítulo..... | 69 |

| | | |
|-------|--|-----|
| 3. | ANÁLISE DA UTILIZAÇÃO DO TP COM DIFERENTES SEGMENTOS PARA CONVERSOR HALF-BRIDGE COM INDUTOR DE ENTRADA | 71 |
| 3.1 | Considerações gerais | 71 |
| 3.2 | Conversores ressonantes | 71 |
| 3.3 | Projeto do driver | 72 |
| 3.3.1 | SG 3524 | 72 |
| 3.3.2 | Ir2112 | 72 |
| 3.4 | Projeto do indutor de entrada | 73 |
| 3.4.1 | Projeto físico do indutor | 73 |
| 3.4.2 | Operação em ZVS | 73 |
| 3.4.3 | Critério de seleção do indutor de entrada | 74 |
| 3.5 | Resultados experimentais | 79 |
| 3.5.1 | Resultados experimentais configuração 1 | 79 |
| 3.5.2 | Resultados experimentais configuração 2 | 80 |
| 3.5.3 | Resultados experimentais configuração 3 | 81 |
| 3.5.4 | Resultados experimentais configuração 4 | 82 |
| 3.5.5 | Resultados experimentais configuração 5 | 83 |
| 3.5.6 | Resultados experimentais configuração 6 | 84 |
| 3.5.7 | Resultados experimentais configuração 7 | 85 |
| 3.5.8 | Resultados experimentais configuração 8 | 86 |
| 3.6 | Comparativos | 87 |
| 3.7 | Conclusões do capítulo | 88 |
| 4. | CONCLUSÕES FINAIS | 89 |
| 4.1 | Considerações gerais | 89 |
| 4.2 | Propostas de trabalhos futuros | 90 |
| | Algoritmo de Otimização do modelo equivalente | 96 |
| | Apêndice B | 101 |
| | Equipamentos Utilizados na Aquisição de Dados | 102 |
| | Fotos do Protótipo | 103 |

1. INTRODUÇÃO

1.1 Considerações gerais

Este capítulo está dedicado a apresentar breves explicações sobre as características básicas do funcionamento dos transformadores piezelétricos (TP), e uma revisão bibliográfica sobre alguns tópicos pertinentes para o desenvolvimento do trabalho tais como; um contexto da evolução dos transformadores piezelétricos; aplicação de TPs em conversores ressonantes, técnicas de modelagem aplicada à conversores ressonantes. O capítulo apresenta as principais vantagens e motivações para utilização dos TPs no desenvolvimento de conversores de energia, por final é apresentado um escopo do trabalho para melhor organização na leitura.

1.2 Revisão bibliográfica

1.2.1 Transformador piezelétrico

O conceito inicial do TP foi proposto por C.A. Rosen em 1954, com o registro da patente (ROSEN; FISH; ROTHENBERG, 1958). Pesquisadores começaram a utilizar cerâmicas piezelétricas para o desenvolvimento de TPs em 1957 nos EUA e em 1961 no Japão, (TANAKA, 1982), na época a tecnologia associada na produção dos TPs era pouco desenvolvida se comparado a tecnologia associada aos transformadores magnéticos que já estava consolidado na indústria, desestimulando a produção de TPs em escala industrial. Anos mais tarde por volta dos anos 90, o crescente desenvolvimento de equipamentos compactos, tais como monitores LCD, fez com que pesquisadores desenvolvessem fontes compactas utilizando TPs. O uso de novos materiais piezelétricos nos TPs, melhorou o rendimento consideravelmente chegando a 92% (KAWASHIMA et al., 1994). Dando sequência no desenvolvimento dos TPs o pesquisador Charles A. Rosen propôs um TP com geometria retangular e com modo de vibração longitudinal denominado Rosen (ROSEN; FISH; ROTHENBERG, 1958).

Estudos apresentados em (ZAITSU et al., 1992) foram importantes para a redução do tamanho dos TPs, com a proposta de trabalhar com a frequências elevadas (2 MHz) e o TP operar no modo de vibração extensional. Já (OHNISHI et al., 1992) considerou o TP multicamadas operando no segundo modo de ressonância com frequência de ressonância superior a 1MHz, onde obteve boas características ressonantes e baixos espúrios de vibrações, chegando a uma densidade de potência de $16\text{W}/\text{cm}^3$ e eficiência superior a 90%.

Em (FLYNN; SANDERS, 1998) os autores discutem aspectos sobre a máxima transferência de energia e densidades de potência de um TP, onde relata que as limitações são impostas pela força do campo elétrico máximo, densidade de carga máxima de superfície e a tensão máxima suportada pelo material piezelétrico.

O método de análise de um TP por elementos finitos, é um processo que permite realizar modelos geométricos de grande complexidade, para analisar seu comportamento por simulação numérica, em circunstâncias semelhante as condições reais (CEBRIÁN, 2011). Uma análise por elementos finitos é realizada para um TP do tipo Rosen (HALLARET, E. SARRUETE). O modelo elétrico equivalente é desenvolvido para validar a análise. Observou que os parâmetros encontrado como relação de transformação de energia e eficiência está relacionado com a frequência de ressonância do TP.

O trabalho desenvolvido por (Erhart et al., 2012), contribui com uma análise do comportamento dos TPs de cerâmica piezelétrica circular com diferentes *layout*, como mostra a Figura 1.1. Características de desempenho, tais como relação de transformação e eficiência, foram estudados, onde se observou que o número de frequências de ressonâncias dependia do padrão da simetria do eletrodo, no caso do TP *Ring-dot* (maior simetria) apresentou um único pico de ressonância e melhor eficiência para faixa de frequência estudada. Quanto a relação de transformação (sem carga) destacou-se o TP *Wedge* (2 segmentos) em relação aos demais, ainda, o trabalho contribui com demonstração de pontos críticos de temperatura na superfície dos TPs. Em (SHAO et al., 2014) é realizada uma análise tridimensional por elementos finitos para calcular a distribuição da temperatura no TP, a fim de verificar o método de cálculo, os resultados simulados do TP foram comparados com os resultados experimentais, os resultados obtidos foram satisfatórios.

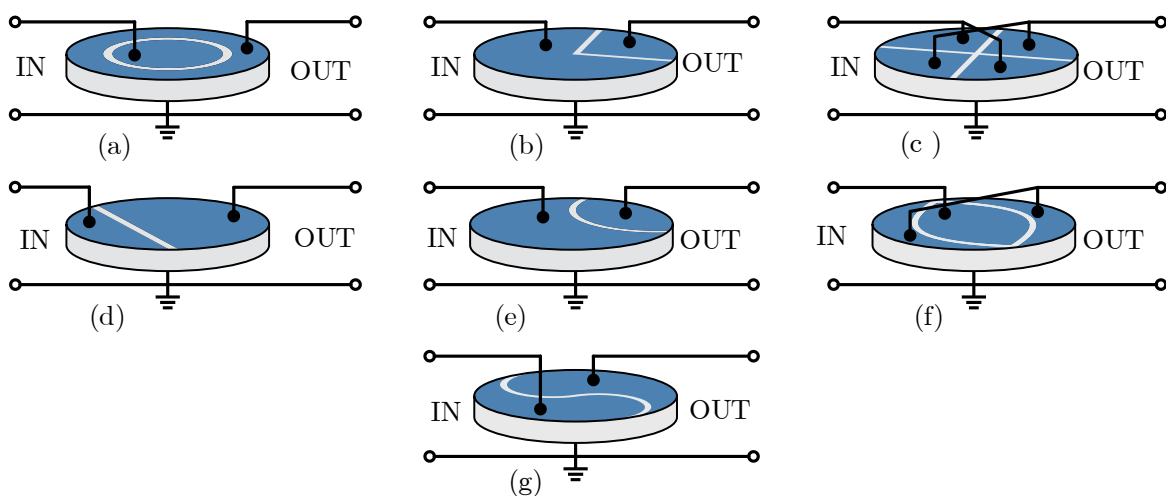


Figura 1.1 – (a) *Ring-dot* TP (b) *Wedge* TP (2 segmento) (c) *Wedge* TP (4 segmento) (d) *Moonie* TP (e) *Smile* 1/2 D TP (f) *Smile* TP (3 segmento) (g) *Jin-Jiang* TP.

Fonte: ERHART et al., 2012

Com o objetivo de obter maior ganho de tensão e potência transferida para carga, (GAIOTTO, 2012) exploraram os modelos de multicamadas, construindo um TP com mais de um elemento piezelétrico como atuador.

Recentemente (LI; LIN, 2013) desenvolveram um TP com uma entrada e duas saídas em uma única cerâmica piezelétrica conforme Figura 1.2, a entrada é do tipo disco na região central da cerâmica e as saídas são do tipo anel na região externa. A configuração utilizada possibilitou diferentes ganhos de tensão. O circuito elétrico equivalente deste TP é obtido usando método analítico, com as equações piezoelétricas combinadas com a teoria elástica para a análise da vibração radial do disco e do anel polarizado no sentido da espessura.

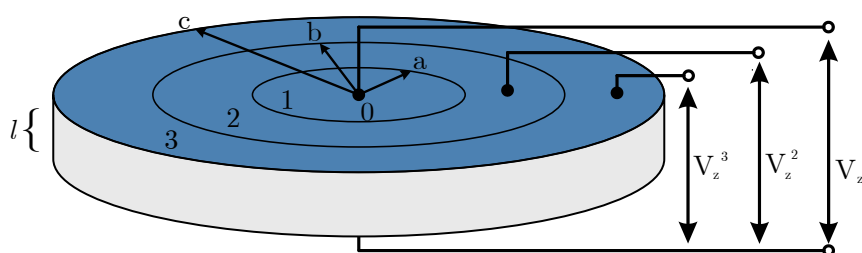


Figura 1.2 – TP com uma entrada e duas saídas Fonte: (LI; LIN, 2013)

1.2.2 Aplicação de TP em conversores

Como os TPs apresentam um modelo elétrico equivalente com componentes reativos, destacam as aplicações com conversores ressonantes tais como conversor Classe-E, conversor Half-Bridge e conversor Full-Bridge (LIN, 1997). A partir de estratégias de modulação e pelas características do modelo do TP é possível obter comutação das chaves do conversor em zero de tensão, tornando o conversor mais eficiente e reduzido nível de ruído inserido na rede (NINOMIYA et al., 1994).

Recentemente os autores (FOSTER et al., 2014) apresentaram uma metodologia de projeto do TP para o conversor meia ponte Half-Bridge que garante o chaveamento das chaves do conversor em zero de tensão (ZVS), um vez que a utilização de um indutor de entrada significa perdas, maior volume e conseqüentemente maior custo no desenvolvimento do conversor, resultados são apresentados confirmando a possibilidade do conversor operar em ZVS, quando os critérios de projeto apresentados são seguidos.

Dentre as diversas aplicações dos TPs, destacam as aplicações em iluminação, nesta área ainda a utilização em LEDs. A iluminação a LED está ficando cada vez mais comum, o desempenho dos LED está aumentando e o preço diminuindo tornando o produto competitivo (ROEDGAARD et al., 2013). Alguns dos desafios de conectar estes dispositivos em redes de corrente alternada é cumprir com exigências de ter um alto fator de potência e baixo custo para competitividade no mercado.

A conexão entre TP e os LEDs, podem ter diferentes configurações, em (NIELSEN et al., 2011) os autores apresentam quatro topologias. A primeira mostrada na Figura 1.3 (a) utiliza-se somente LEDs como auto retificadores, uma vez que LEDs tem comportamento semelhante ao dos diodos. Os LEDs são dispostos em antiparalelos para que ocorra condução de corrente durante todo o período da onda de saída do TP, a configuração traz a desvantagem da necessidade do dobro de LEDs. A segunda configuração em Figura 1.3 (b), o LED está submetido a meio período da corrente de saída do TP, a configuração tem um número reduzido de componentes, mas como desvantagem o dobro de LED como a configuração anterior. Na terceira configuração demonstrada em Figura 1.3 (c), é utilizada a retificação em ponte completa, a qual otimiza a utilização do LED, mas em contrapartida necessita de maior número de componentes. O incremento de um capacitor de filtro após a retificação é apresentado em Figura 1.3 (d), a configuração aplica um nível DC onde a corrente média é aproximadamente igual a corrente de pico. Segundo os autores a melhor escolha de operação é em corrente contínua levando em consideração a qualidade da luz e a durabilidade do LED.

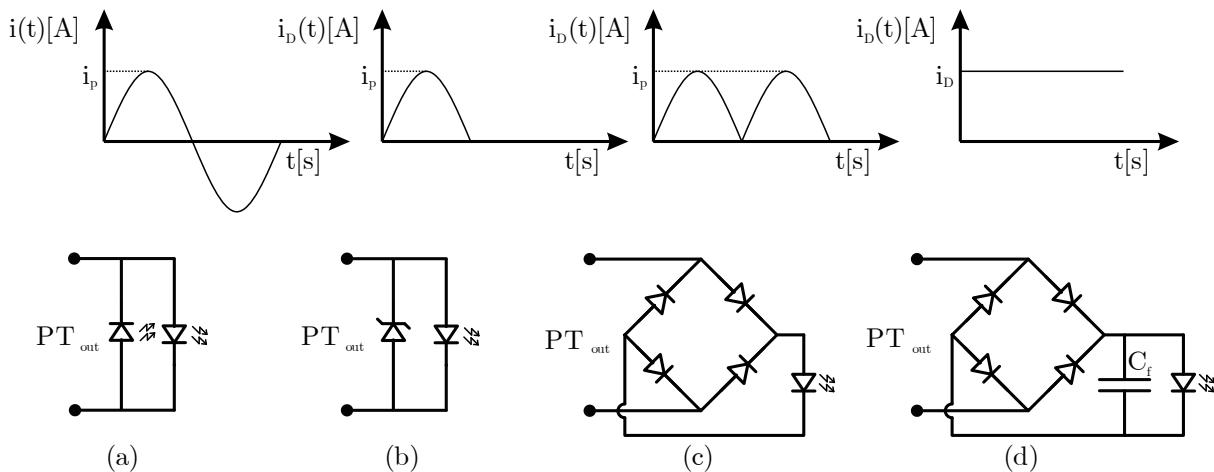


Figura 1.3 – Conexão com a carga. (a) Auto retificador. (b) Retificação meia onda. (c) Retificador ponte completa. (d) Retificador ponte completa com filtro. Fonte: (NIELSEN et al., 2011)

Seguindo com as técnicas de conexão do TP com a carga, os autores (LAI; LEE; WU, 2012), analisam três topologias comumente usada em conversores com TPs, sendo duas semelhantes as apresentada na Figura 1.3, destaca-se a configuração com o circuito dobrador de corrente apresentado na Figura 1.4, a configuração é composta por dois diodos e dois indutores. Entre as três topologias apresentadas os resultados favorecem a utilização do retificador dobrador de corrente quando a carga apresenta impedância mais baixa em relação a saída do TP, no entanto traz a desvantagem da utilização dos indutores adicionais.

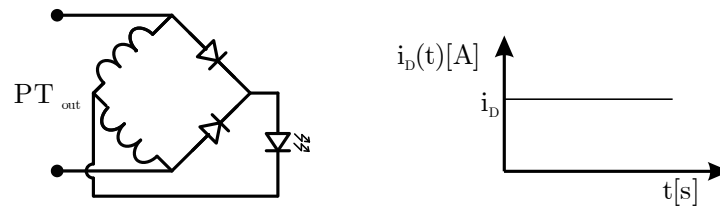


Figura 1.4 – Retificação dobrador de corrente. Fonte: (ROEDGAARD; WEIRICH; ANDERSEN, 2013),

Os TPs ainda podem ser aplicados em conversores onde deseja-se um alto fator de potência, o projeto de um conversor é apresentado em (ROEDGAARD et al., 2013), o autor utiliza um conversor meia ponte Half-Bridge com filtro passivo no estágio de entrada, segundo o autor o TP trabalha em sua frequência de operação ideal, o que garante uma operação com comutação suave e ganho constante.

Em (LAI; LEE; WU, 2012) é realizado um estudo comparativo entre três topologias de acionamento de LEDs utilizando TP. As topologias analisadas são; retificador de onda completa, auto retificador e retificador dobrador de corrente, os resultados experimentais são apresentados para verificar o desempenho das três topologias, segundo os autores os resultados mostram que quando a impedância da carga é muito mais baixa que a impedância de saída do TP a topologia do retificador dobrador de corrente se destaca. A eficiência com esta topologia superou os 80%.

1.2.3 Modelagem de conversores ressonantes

Para obter o modelo matemático de um conversor ressonante autores apresentam técnicas específicas de modelagem para esse tipo de conversor, devido aos componentes armazenadores de energia as técnicas clássicas de modelagem podem não ser eficientes para obter o modelo. A seguir é apresentado algumas técnicas apresentadas na literatura utilizada na modelagem de conversores ressonantes.

Com o objetivo de analisar um conversor desprezando os parâmetros de projeto (KAZIMIERCZUK; PUCZKO, 1987) apresentaram a análise normalizada para o conversor Classe-E, para facilitar a aplicação do método (RADECKER et al., 2004) estendeu a análise normalizada para espaço de estados. A técnica foi aplicada para análise comparativa do conversor Classe-E e o conversor meia ponte Half-Bridge ambos utilizando TP. A análise considerou operação em ZVS e parâmetros normalizados, com os resultados obtidos é possível determinar o ponto ótimo de projeto para cada conversor de maneira precisa.

Para uma análise da dinâmica do conversor Classe-E, (BISOGNO et al., 2005) e (NITTAYARUMPHONG et al., 2005) desenvolveram um modelo dinâmico, o método consiste em separar o conversor em duas partes, um circuito de baixa frequência (filtro de saída) e um circuito de alta frequência (ressonante), é utilizada modulação

em frequência para regulação de ganho (entrada/saída), perturbações de carga e de entrada. Conforme (NITTAYARUMPHONG, 2008) para obter condições de ZVS do conversor Classe-E o autor demonstrou que para cada frequência de chaveamento do conversor existe uma faixa de razão cíclica que proporciona chaveamento em zero de tensão, obtendo a janela de razão cíclica.

O modelo dinâmico apresentado anteriormente resulta em uma função de transferência simplificada, desconsiderando algumas dinâmicas do sistema. Um modelo dinâmico mais adequado para representação de conversores ressoantes é desenvolvido em (SANDERS et al., 1991), a metodologia utilizada permite a derivação do modelo de pequenos sinais para conversores ressoantes, o modelo utiliza a aproximação por séries de Fourier.

A topologia do circuito utilizado por (SANDERS et al., 1991) para demonstrar o método é simples comparado aos conversores ressonantes. A aplicação do método em um conversor de elevada ordem pode ser observado em (DONG et al., 2008), o autor utilizou o conversor Classe-E, para obter o modelo de grandes sinais, no entanto o modelo não é válido para aplicar na malha de controle. Seguindo o conceito de (SANDERS et al., 1991), o modelo dinâmico de pequenos sinais para o Classe-E foi desenvolvido por (ENGLITNER, 2011), o autor utilizou resultados da janela de razão cíclica obtida pela forma normalizada para simplificar as perturbações na razão cíclica durante a derivação do modelo.

1.3 Motivação e justificativa

O constante desenvolvimento de novas tecnologias está possibilitando cada vez mais a compactação de produtos e a alta eficiência energética. Neste sentido a utilização dos TPs pode ser uma alternativa em potencial, uma vez que apresenta grande densidade de potência, ($40\text{W}/\text{cm}^3$) alto rendimento (95%) e frequência de chaveamento elevada. Tais características se aplicam a TPs com potências inferiores a 100W (SYED, 2001), (PRIETO et al., 2001), (YAMANEL et al., 1998).

Em comparação aos transformadores convencionais eletromagnéticos, os TPs apresentam vantagens que podemos destacar, como por exemplo; ser constituído basicamente de material isolante, assim, o TP não apresenta riscos de incêndio caso ocorra um defeito, reduzido número de componentes, consequentemente redução do circuito e menor peso, tornando o processo de fabricação industrial em larga escala mais simples (GAIOTTO, 2012).

Quanto a aplicação dos TPs, existem aplicações tanto elevadoras como abaixadoras, as elevadoras se destacam em inversores para iluminação de lâmpadas do tipo catodo frio, as quais necessitam de elevadas tensões para partida, facilmente obtida com a utilização de TPs, a partir de baterias com níveis de tensões baixo

(SHOYAMA et al., 1997). As características de grande relação de transformação insere os TPs em um mercado em constante crescimento, tais como de celulares, televisores, computadores entre outros, (BISOGNO et al., 2006).

As aplicações como abaixador tem ganhado espaço no mercado, na área de iluminação, os LEDs são uma das fontes de iluminação mais eficientes, no entanto necessitam ser acionadas em baixa tensão, características obtidas com a utilização de conversores com TPs (BISOGNO et al., 2006). Além da iluminação, aplicações como abaixador podem ser encontradas em carregadores, fontes entre outros, principalmente onde deseja-se tamanho reduzido em fontes de potência de até 100W (YAMANEL et al., 1998).

1.4 Objetivos

O objetivo geral da dissertação é explorar as configurações de segmentos de um TP radial, para aplicar em um conversor ressonante Half-Bridge. A análise dos diferentes segmentos tem como objetivo adaptar o TP a uma aplicação desejada. O trabalho também tem como objetivo apresentar uma metodologia para obter um modelo elétrico equivalente do TP com bom grau de fidelidade na resposta em frequência do modelo comparado a resposta experimental do TP.

1.5 Organização da dissertação

Esta Dissertação está organizada em 4 capítulos:

No Capítulo 1 é apresentada a revisão bibliográfica sobre o tema, contextualizando a evolução dos TPs, as principais aplicações e técnicas utilizada para otimização e maior eficiência dos TPs. Também são discutidas algumas das principais topologias de conversores ressonantes apropriados para utilização de TPs, destacando vantagens e limitações de cada conversor. O capítulo apresenta a justificativa e objetivos do desenvolvimento do trabalho.

No Capítulo 2 é apresentado de forma breve as principais propriedades de um material piezelétrico, é relatado como se dá o processo de transferência de energia em um TP, e as principais estruturas de cerâmica utilizada para o desenvolvimento de um TP bem como o princípio de operação. Os parâmetros do modelo clássico de Mason são determinados pela análise da resposta em frequência. O capítulo ainda apresenta uma metodologia de otimização do modelo elétrico equivalente. O modelo equivalente otimizado é estendido para diferentes configurações de segmentos do TP.

No Capítulo 3 são realizados ensaios práticos do conversor Half-Bridge. O capítulo contempla o projeto do driver de acionamento do conversor, o projeto do indutor de entrada, os testes práticos são apresentados para todas configurações de seg-

mentos do TP analisadas neste trabalho, os resultados apresentados são com carga nominal.

O Capítulo 4 é dedicado as considerações finais do trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

1.6 Conclusões do capítulo

O capítulo apresentou uma breve revisão sobre a evolução dos TPs e suas aplicações, observa-se que a aplicação dos TPs é bem ampla e a tecnologia aplicada ao produto vem ganhando espaço quando requer um produto compacto e com alto rendimento entre outros.

Apesar do grande número de aplicações dos TPs, a indústria não acompanha esse desenvolvimento no sentido de desenvolver produtos com PTs, provavelmente com receio de substituir tecnologias já consolidadas por uma tecnologia pouco difundida no mercado.

2. TRANSFORMADOR PIEZELÉTRICO

2.1 Considerações gerais

Este capítulo apresenta os conceitos básicos da piezeletricidade e o processo de conversão de energia dos TPs. São apresentados algumas estruturas de cerâmicas piezelétricas utilizadas no desenvolvimento de TPs, bem como o princípio de operação. O capítulo apresenta a técnica para obter o modelo elétrico equivalente de um TP pela resposta em frequência, e uma metodologia utilizada para otimizar o modelo elétrico equivalente. A obtenção do modelo equivalente do TP é estendido para diferentes configurações de segmentos das cerâmicas a fim de verificar parâmetros do TP como rendimento, resistência de carga, potência transferida para carga entre outros.

2.2 Propriedades piezelétricas

A palavra piezeletricidade tem origem grega que significa “eletricidade por pressão”, (do grego piezo significa pressão). A piezeletricidade é a propriedade que alguns materiais tem de se tornarem eletricamente carregados quando submetidos a uma certa pressão mecânica, o efeito piezelétrico pode ser considerado reversível pois quando se aplica uma diferença de potencial no material piezelétrico ocorre uma deformação mecânica. O efeito piezelétrico está presente em cristais que não tem centro de simetria, como o quartzo, sal de Rochelle (BASICS, 1999). O efeito piezelétrico caracteriza-se pela distorção de uma célula unitária de material piezelétrico como está mostrado na Figura 2.1. A Figura 2.1.(a) demonstra uma célula unitária de quartzo sem aplicação de pressão mecânica ou campo elétrico, na Figura 2.1. (b) e na Figura 2.1. (c) a célula unitária está submetida a uma pressão mecânica ocorrendo a polarização.

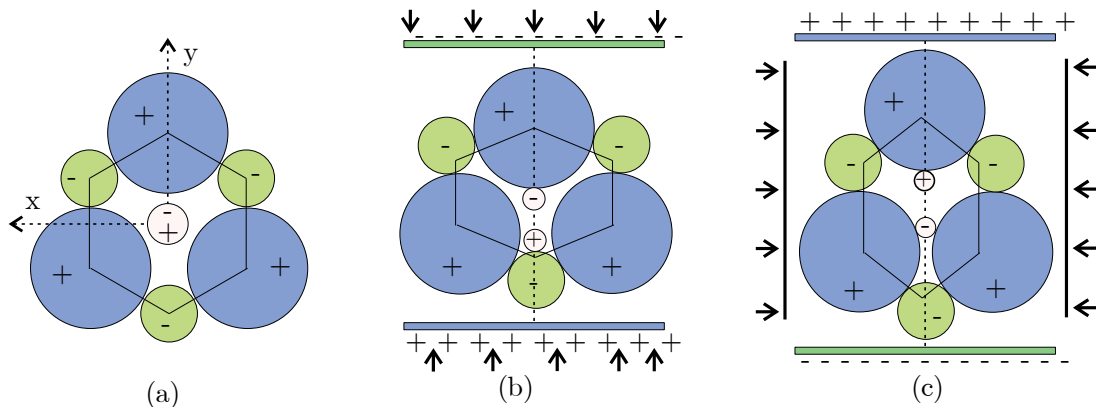


Figura 2.1 – (a) célula neutra; (b) célula com carga em x; (c) célula com carga em y
fonte: (GAIOTTO, 2012)

Quando uma célula está neutra ou seja sem aplicação de pressão mecânica ou de campo elétrico, o centro da posição espacial das cargas negativas é o mesmo das cargas positivas, mas quando a célula é submetida a uma pressão mecânica, a célula deforma-se e o centro da posição espacial das cargas negativas é diferente das cargas positivas, ocorrendo uma diferença de potencial (GAIOTTO, 2012).

2.2.1 Definição das propriedades piezelétricas

A seguir são apresentadas as principais variáveis que descrevem o comportamento dos materiais piezelétrico. As variáveis descrevem a interação entre força aplicada, deformação induzida, a carga e o campo elétrico interno do material (SYED, 2001).

Tensão Mecânica T : A força aplicada ao material por unidade de área (N/m^2).

Deformação Mecânica S : É a deformação relativa do material. Como exemplo, uma barra de comprimento L sofre uma deformação ΔL . Então, o comprimento sofrerá esse acréscimo, com uma deformação associada $\Delta L/L$.

Campo Elétrico E : É a relação entre a tensão aplicada ou gerada à distância entre os eletrodos.

Deslocamento Elétrico D : Também conhecida como densidade de carga, é a carga por unidade de área. Em materiais dielétricos, é relacionado ao campo elétrico pela permissividade dielétrica relativa ϵ_r .

Permissividade Elétrica ϵ : é o fator de proporcionalidade que relaciona o deslocamento elétrico a um campo elétrico sob uma tensão mecânica constante. Este deslocamento pode ser dado como segue:

$$D = \epsilon^T E$$

Constante de Distorção Piezelétrica (d): Refere-se a pressão mecânica desenvolvida em resposta a um campo elétrico aplicado, sem estresse mecânico aplicado. Esta constante pode ser dada como segue:

$$S = d^T E$$

Constante de Elasticidade Piezelétrica ou Compliância (S^E): Relaciona a tensão aplicada devido um estresse mecânico na presença de um campo elétrico constante. Esta constante pode ser dada como segue:

$$S = S^E T$$

Coefficiente de Acoplamento Eletromecânico (k): Definida como a capacidade de um material piezolétrico transformar a energia elétrica em energia mecânica e vice-versa. Sendo dada como:

$$k = \sqrt{\frac{\text{Energia _ Elétrica _ Armazenada}}{\text{Energia _ Mecânica _ de _ Entrada}}}$$

Ou:

$$k = \sqrt{\frac{\text{Energia _ Mecânica _ Armazenada}}{\text{Energia _ Elétrica _ de _ Entrada}}}$$

Densidade: Relacionado com a massa e o volume de um material piezolétrico pela seguinte expressão:

$$\rho = \sqrt{\frac{\text{Massa}}{\text{Volume}}}$$

Fator de Qualidade Mecânica (Q): É a medida das perdas mecânicas (amortecimento) do material, fundamental para se determinar a qualidade de resposta e por sua vez permite analisar a nitidez do pico de ressonância.

2.3 Operação de um transformador piezolétrico

Os transformadores piezolétricos são modelados como um dispositivo que combina um atuador piezolétrico, situado no primário, acoplado de forma mecânica a um transdutor piezolétrico, no lado do secundário. No primário, ocorre o efeito piezolétrico reverso, onde a cerâmica é deformada mediante a aplicação de um campo elétrico. No secundário, ocorre o efeito piezolétrico direto, onde a deformação mecânica provoca uma polarização da cerâmica (ENGLEITNER, 2011). Tanto os transdutores, como os atuadores, são constituídos de materiais piezolétricos, cobertos por uma fina placa metálica (eletrodo), depositada sobre as faces do material ferroelétrico, ou seja, semelhante a um capacitor com dielétrico constituído pelo material ferroelétrico, como mostra a Figura 2.2.

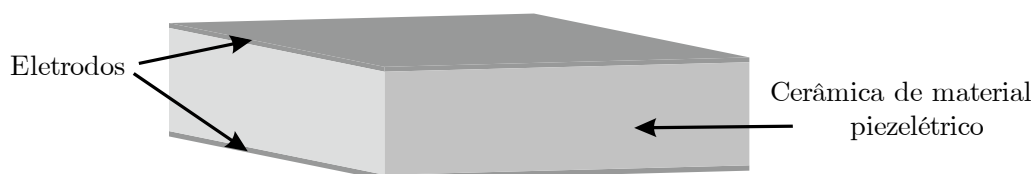


Figura 2.2 – Cerâmica de material piezolétrico com os eletrodos sobre as faces

Os materiais cerâmicos podem ser do tipo “*soft*” ou “*hard*”, sendo que os TPs são construídos com materiais do tipo “*hard*”, que proporcionam maior densidade de potência, pequeno deslocamento e baixa sensibilidade. Quanto à funcionalidade de cada TP, isso dependerá da relação entre polarização (P) e a pressão mecânica exercida (T) em cada estágio, primário ou secundário, sendo que na operação longitudinal, a polarização ocorre de maneira paralela com a pressão, e no modo transversal, a polarização ocorre de maneira perpendicular com a deformação (LIN et al., 2001), como mostra a Figura 2.3.

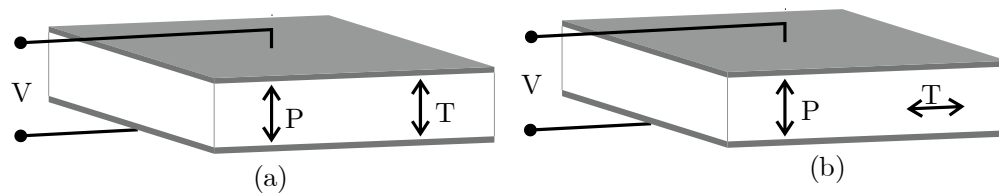


Figura 2.3 – Modo Longitudinal (a) Modo Transversal (b)

Os modos de vibração mais comuns de TPs, de acordo com (LIN; LEE, 1994) e (LIN et al., 2001), são modos de vibração radial, vibração na espessura (*Thickness*) e o *Rosen-type*, mostrados na Figura 2.4, podendo ser “*single layer*” ou “*multi-layer*”, sendo que o “*single*” é composto por dois elementos piezelétricos, enquanto o “*multi*” é composto por três ou mais elementos.

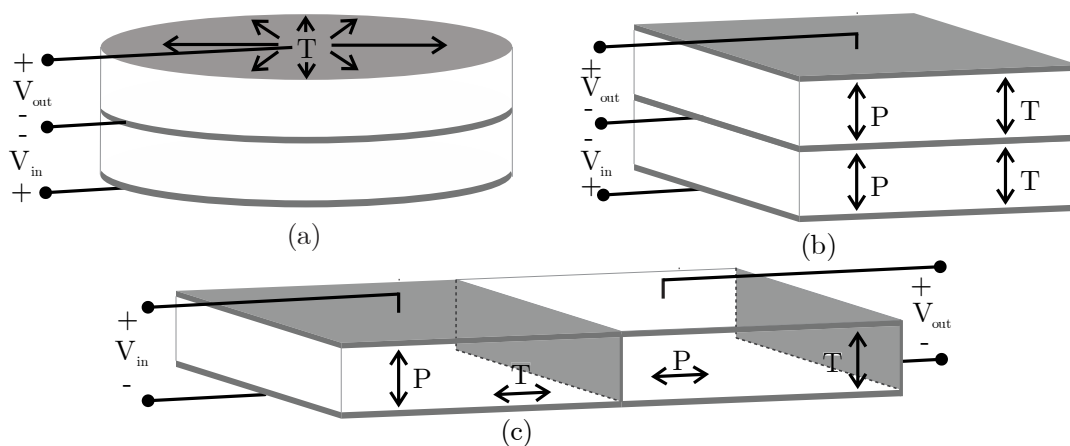


Figura 2.4 – Modo de vibração dos TPs: Modo Radial (a); Modo Espessura (b); *Rosen Type* (c)

O tipo *Rosen Type* apresenta alto ganho de tensão, sendo utilizado em dispositivos que necessitem de alta tensão e baixa potência, como é o caso dos monitores LCDs. O TP modo espessura apresenta baixo ganho de tensão, por isso é conhecido como TP de baixa tensão, sendo aplicado em conversores e adaptadores de tensão.

O TP radial é uma combinação de um atuador piezelétrico no primário, que vibra em modo transversal acoplado em um transdutor piezelétrico no secundário, que também vibra em modo transversal (LIN et al., 2001). Quando a tensão de en-

trada é aplicada no primário, o material polariza-se na direção paralela à espessura (direção 3) como mostra a Figura 2.5. Devido à estrutura cerâmica, a maior vibração ocorre na direção planar, perpendicular à polarização. Essa vibração é transmitida para o secundário, também na direção planar, devido ao acoplamento mecânico. Essa vibração induzirá cargas elétricas nos eletrodos perpendiculares à vibração (direção 3), gerando assim, a tensão de saída. A Figura 2.5 mostra este esquema.

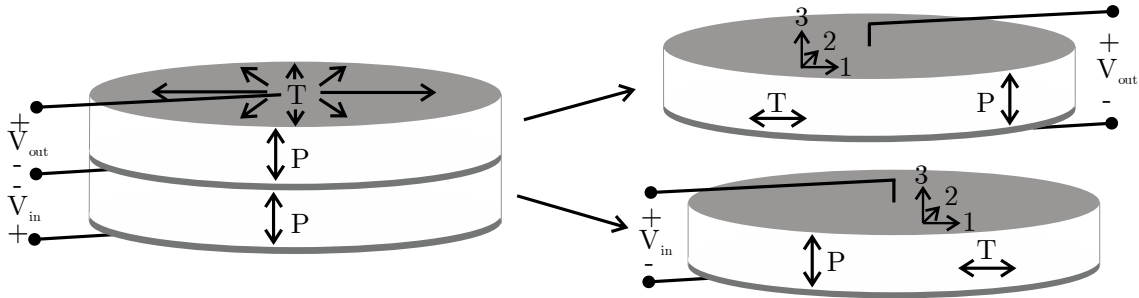


Figura 2.5 – Processo de conversão de energia do TP radial

As equações (2.1) e (2.2) representa as equações piezelétricas lineares para o atuador e o transdutor do TP.

$$S = s^E T + dE \quad (2.1)$$

$$D = dT + \varepsilon^T E \quad (2.2)$$

Assumindo que o sistema é totalmente simétrico ao longo do eixo vertical Z , os parâmetros serão independentes de θ . Para esse caso, o campo elétrico está na direção da polarização, ou seja, as componentes E_r e E_θ são nulas, existindo campo apenas na direção vertical. Dessa maneira, não há dependência do raio r , uma vez que as camadas do piezelétrico estão polarizadas na direção vertical Z , com os eletrodos em paralelo com as faces superior e inferior do TP. Da mesma maneira, o deslocamento elétrico \vec{D} está na direção vertical Z (IKEDA, 1996).

Em uma primeira análise simplificada, pode-se considerar o movimento do TP como sendo apenas radial, desprezando-se os sentidos ortorradiais e verticais, devido à espessura ser muito menor do que o raio. Devido a isso, levam-se em conta apenas as componentes de deformação no sentido radial, S_r , e no sentido rotacional (angular) S_θ , assim como as componentes de tensão mecânica no sentido radial, T_r , e no sentido rotacional, T_θ , ou seja, as componentes de deformação e tensão mecânica no sentido vertical são desprezadas (PIEFORT, 2001). Assim, o TP terá expansão e compressão radial, não existindo a distorção de cisalhamento entre entrada e saída (combinação de forças longitudinais e verticais Figura 2.6) e não existirá a variação da espessura do TP.

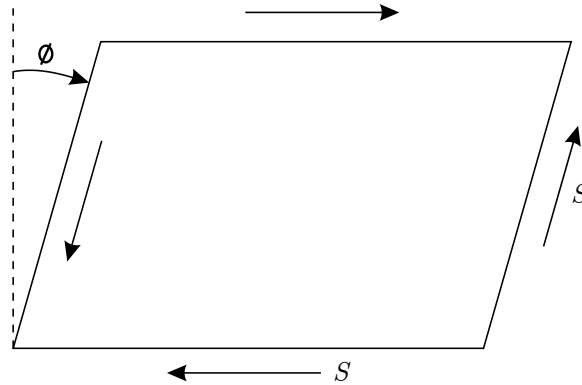


Figura 2.6 – Distorção de Cisalhamento

2.4 Modelo elétrico equivalente

Para representar um TP através de um modelo elétrico equivalente, alguns estudos foram realizados, sendo o modelo clássico de Mason, é o mais difundido. Esse modelo faz uma analogia entre a parte mecânica e elétrica, realizando algumas simplificações, para obter o circuito elétrico ressonante com capacitores de entrada e saída, e uma configuração RLC série entre os capacitores de entrada e saída.

A obtenção dos parâmetros do modelo elétrico equivalente de um TP utilizando equações diferenciais já está desenvolvida a algum tempo na literatura por alguns autores (LIN, 1997), (PIEFORT, 2001). Um dos pontos essenciais são as simplificações a respeito do modelo elétrico equivalente (LIN et al., 2001).

- ✓ Não ocorrem perdas mecânicas entre as camadas de cerâmica, e entre a cerâmica e elementos como a cola de fixação e os fios condutores;
- ✓ O atuador e o transdutor vibram de forma idêntica, sem perdas;
- ✓ Se o TP do tipo radial é considerado, vibrações em outras direções são desprezadas.

O processo de transferência de energia entre o atuador e o transdutor conforme Figura 2.7, acontece com a combinação do diagrama elétrico de um elemento piezoeletrico atuador com o diagrama elétrico de um elemento piezoeletrico transdutor com mostra a Figura 2.8 (a) e em Figura 2.8 (b) o modelo elétrico do atuador e transdutor unidos e em Figura 2.8 (c) o modelo elétrico simplificado (SYED, 2001).

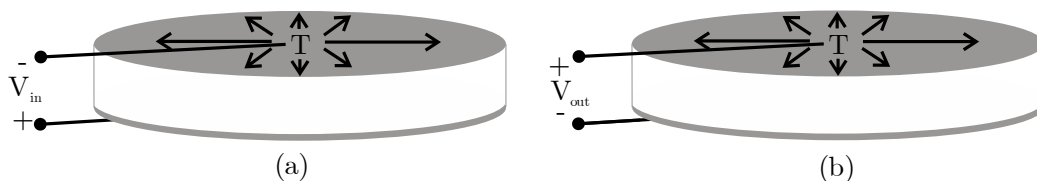


Figura 2.7 – Modelo físico do TP; (a) Primário; (b) Secundário

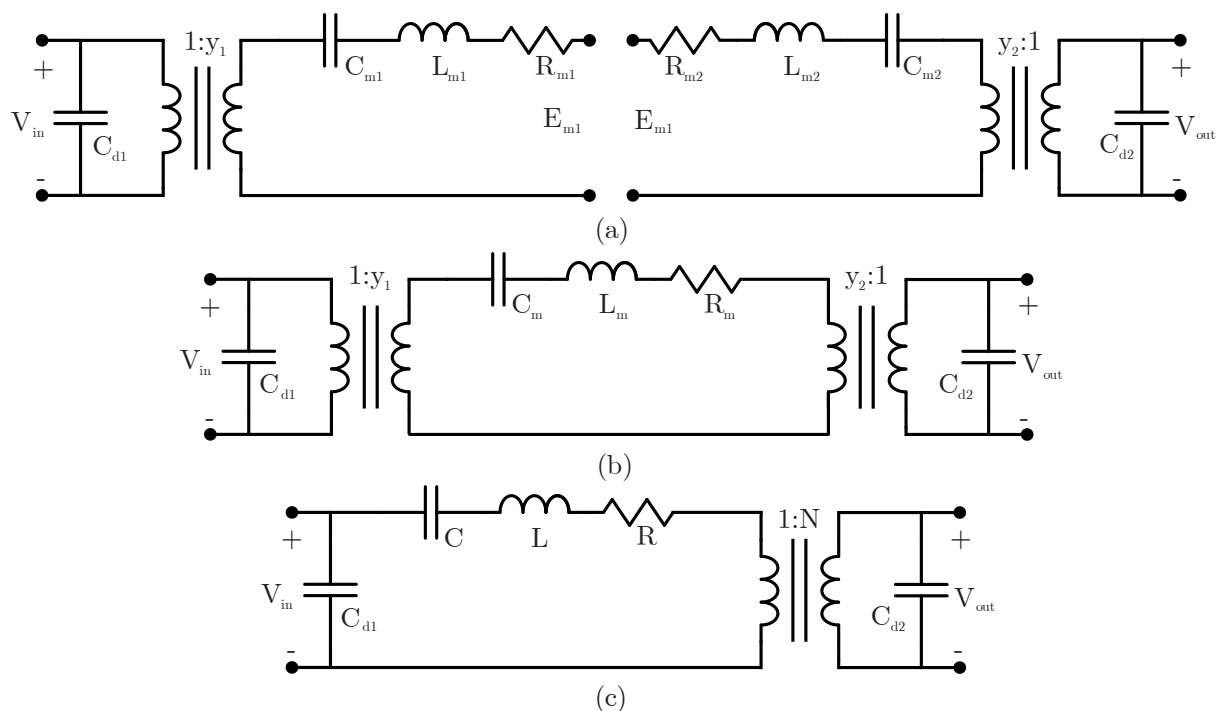


Figura 2.8 – Modelo elétrico do TP; (a) modelo elétrico do atuador e transdutor; (b) atuador e transdutor unidos (c) modelo simplificado do TP

O modelo simplificado é o modelo clássico de Mason, onde o indutor L e o capacitor C representam a analogia elétrica da oscilação mecânica do transformador, o resistor R representa ambas as perdas mecânicas e dielétricas e C_{d1} e C_{d2} são as capacitâncias das seções de entrada e de saída, parcialmente gerada pelos eletrodos (MASON ET AL., 1948).

Além das estruturas de uma camada, como mostrado na Figura 2.5, alguns TPs podem ser compostos por multicamadas, geralmente com o objetivo de aumentar o ganho ou obter parâmetros específicos do modelo conforme a aplicação desejada (LIN, 1997). Esse caso acontece com um Transoner, um TP do tipo Radial com alterações construtivas. A ideia desse dispositivo é construir a seção de saída por um conjunto de discos finos colocados em paralelo e ou série, adequando as capacitâncias de entrada e saída (C_{d1} e C_{d2} na Figura 2.8), possibilitando o casamento de impedância para a máxima transferência de potência e adequando a capacitância de entrada as restrições do projeto do conversor ressonante utilizado (NORVEZ, 2007).

2.5 Modelo elétrico equivalente pela resposta em frequência

A modelagem abordada foi realizada para o TP com a estrutura demonstrada na Figura 2.9 onde o atuador e o transdutor se encontram sob mesma superfície, divididas em pequenas áreas de segmentos. As áreas correspondente ao primário são unidas por pequenos condutores flexíveis assim como as áreas do secundário, para

este TP são consideradas somente vibrações no sentido radial, desprezando quaisquer outras vibrações que não seja neste sentido. Apesar de configurações semelhantes de TPs serem estudados na literatura, a estrutura proposta está pouco explorada. TPs semelhantes são abordados em (LI et al., 2004), onde a relação de transformação é obtida através de atuadores e transdutores em forma de anéis.

2.5.1 Configuração 1

No decorrer do trabalho são analisadas diferentes configurações de segmentos na cerâmica. A configuração apresentada na Figura 2.9 será denominada configuração 1, todas configurações abordadas são realizadas em uma única cerâmica piezoeétrica, mudando somente a configuração das conexões entre os segmentos do primário e secundário.

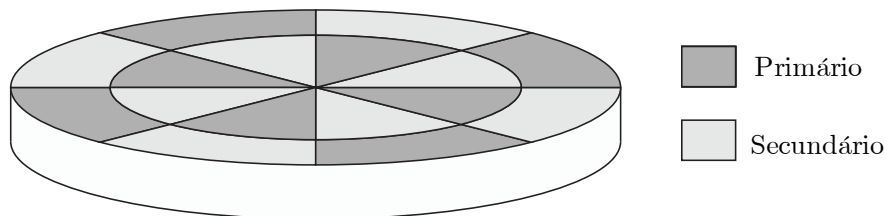


Figura 2.9 – Vista isométrica do TP radial recortado para configuração 1

Existem diferentes formas para o processo de obtenção do modelo elétrico equivalente de um TP, sendo que o método mais comum e prático é baseado na resposta em frequência do TP, em torno de uma frequência de ressonância de interesse (LIN; LEE, 1994). Outra forma é pela geometria e características físicas do material. Para o TP utilizado neste trabalho as características físicas do material são desconhecidas, com isso utilizamos o método de resposta em frequência para obter o modelo elétrico equivalente. Para a aquisição de dados e demonstrar graficamente a resposta em frequência do TP foi utilizado o equipamento AP INSTRUMENTS INC. (*AP200 Frequency Response Analyzer*), e o equipamento AGILENT (*LCR Meter U1733U*) para obter a capacitância equivalente de entrada e saída do TP.

2.5.2 Parâmetros de Entrada

A primeira análise a ser realizada para obtenção dos parâmetros de entrada do TP é curto-circuitando os terminais de saída, conforme a Figura 2.10, e calculando a admitância vista da entrada do TP. Os valores de condutância e susceptância são apresentados no gráfico apresentados na Figura 2.11.

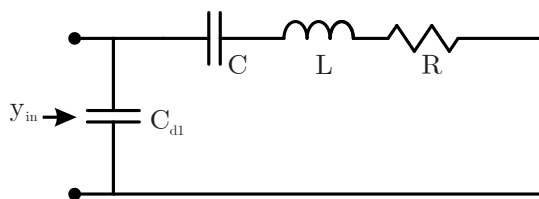


Figura 2.10 – Medida de admitância do TP com secundário em curto-circuito

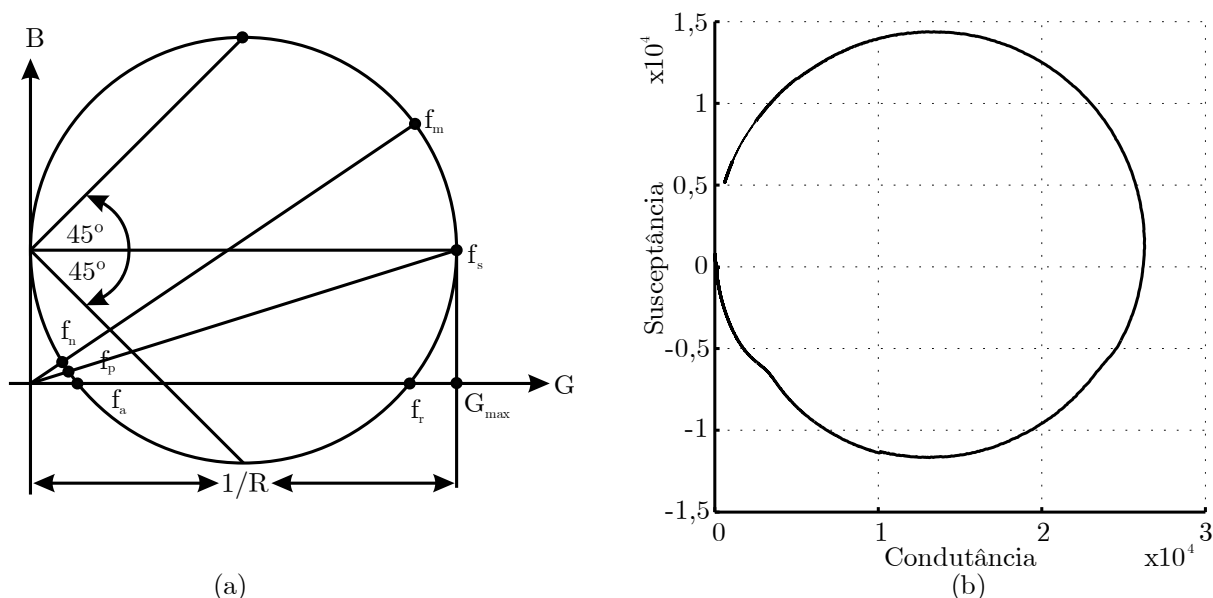


Figura 2.11 – Círculo de admitância; (a) teórico (b) exemplo de resultado prático (configuração 1)

A partir do círculo de admitância, as frequências de interesse podem ser conhecidas e substituídas em (2.3).

$$2\pi f_s = \omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.3)$$

f_m frequência da máxima admitância.

f_s frequência de ressonância série.

$$2\pi f_p = \omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC \parallel C_{d1}}} \quad (2.4)$$

f_r frequência de ressonância, susceptância = 0.

f_a frequência de antirressonância, susceptância = 0.

f_p frequência de ressonância paralela.

f_n frequência da admitância mínima.

Mesmo com esses valores de frequência conhecidos, devemos obter mais um parâmetro para que todos os componentes do modelo sejam encontrados. A partir do circuito da Figura 2.10, mede-se a capacitância na entrada do TP, utilizando-se uma

frequência relativamente baixa para que a impedância do indutor seja baixa e a admitância do capacitor seja maior que $1/R$ (LIN, 1997). A equação que representa o capacitor de entrada está demonstrada em (2.5).

$$C_{T1} = C_{d1} + C \quad (2.5)$$

Com o valor de C_{T1} conhecido e as frequências f_s e f_p conhecidas, a partir da equação (2.6) o valor de C_{d1} pode ser determinado.

$$C_{d1} = \frac{\omega_{s1}^2}{\omega_{p1}^2} C_{T1} \quad (2.6)$$

Retornando a equação (2.5), o valor da capacitância de ressonância C pode ser conhecido.

Com o valor da capacitância de ressonância C determinado substituindo na equação (2.7), o valor da indutância de ressonância L pode ser determinado.

$$L = \frac{1}{\omega_{s1}^2 \cdot C} \quad (2.7)$$

O valor da resistência R que representa as perdas mecânicas é determinado por (2.8), onde G_{MAX} é obtido diretamente do círculo de admitância, onde a condutância atinge o valor máximo.

$$R = \frac{1}{G_{MAX}} \quad (2.8)$$

Os valores obtidos a partir das equações completam o modelo para o secundário em curto-circuito. Os valores são apresentados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Parâmetros para o secundário em curto

| Parâmetros | Representação | Valores |
|----------------------------------|---------------|----------------|
| Capacitor equivalente de entrada | C_{d1} | 4,177 nF |
| Capacitor ressonante equivalente | C | 0,183 nF |
| Indutor ressonante equivalente | L | 63,775 mH |
| Resistência equivalente | R | 43,12 Ω |

2.5.3 Parâmetros de Saída

Para obter os parâmetros restantes do modelo elétrico equivalente, deve-se curto-circuitar a entrada do TP e obter a resposta em frequência como apresentado no item 2.5.1. O circuito a ser analisado é apresentado na Figura 2.12.

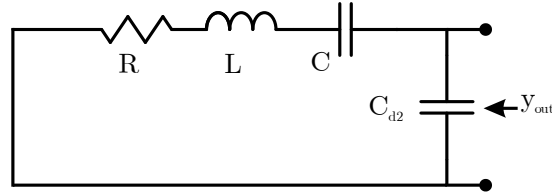


Figura 2.12 – Medida de admitância do TP com primário em curto-circuito

A partir do circuito da Figura 2.12, mede-se a capacitância na entrada do TP. A equação que representa o capacitor de saída C_{T2} está demonstrada em (2.9).

$$C_{T2} = C_{d2} + C_N \quad (2.9)$$

Os valores de f_{s2} e f_{p2} devem ser obtidos pelo círculo de admitância para a os terminais de entrada em curto-circuito do TP, assim, pela equação (2.10), o valor de C_{d2} pode ser definido.

$$C_{d2} = \frac{\omega_{s2}^2}{\omega_{p2}^2} C_{T2} \quad (2.10)$$

Com os valores de C_{d2} e C_{T2} conhecidos e, substituindo em (2.9), o valor de C_N pode ser determinado.

O último parâmetro a ser determinado para completar o modelo elétrico pode ser determinado por (2.11) a seguir.

$$L_N = \frac{1}{\omega_{s2}^2 C_N} \quad (2.11)$$

Para finalizar o modelo, devemos obter a relação de transformação do TP, que pode ser determinada por (2.12). Devido à similaridade do primário e secundário da configuração do TP utilizado, alguns parâmetros do modelo equivalente para primário e secundário em curto-circuito, apresentaram valores muito próximos fazendo com que a relação de transformação obtida seja muito próxima de 1:1.

$$N = \sqrt{\frac{L_N}{L}} \quad (2.12)$$

$$L \cong L_N \cong 1 \quad (2.13)$$

Finalmente, o modelo elétrico equivalente do TP está com todos os parâmetros definidos. O circuito resultante é apresentado na Figura 2.13 e os valores finais utilizados no modelo podem ser visualizados na Tabela 2.2.

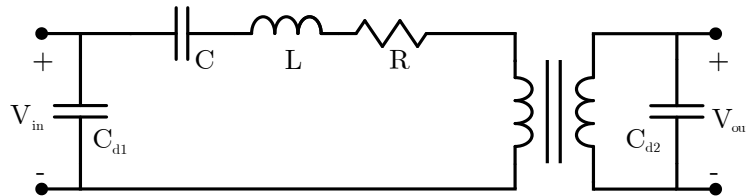


Figura 2.13 – Modelo elétrico equivalente do TP

Para verificar a fidelidade do modelo em relação ao TP, a resposta em frequência com secundário em curto-circuito do modelo (MCC) e do TP (PCC), e a resposta para secundário com circuito aberto do modelo (MCA) e do TP (PCA) é demonstrado nos gráficos das Figura 2.14 e Figura 2.15 magnitude e fase respectivamente. O software utilizado para gerar os gráficos foi o Matlab. As equações utilizadas para apresentar graficamente a resposta em frequência do modelo é apresentado em (2.14) para saída em curto-circuito e (2.15) para saída em circuito aberto. Pelo fato da relação de transformação ser de aproximadamente 1 o valor de C_{d1} é considerado em série com o circuito RLC do modelo. Os valores de frequência utilizado nos cálculos da impedância são os mesmos utilizados no ensaio prático do TP.

$$MCC = Z_{Cd1} \parallel (Z_C + Z_L + R) \quad (2.14)$$

$$MCA = Z_{Cd1} \parallel (Z_C + Z_L + R + Z_{Cd2}) \quad (2.15)$$

Tabela 2.2 – Parâmetros do modelo equivalente final para configuração 1

| Parâmetros | Representação | Valores |
|----------------------------------|---------------|----------------|
| Capacitor equivalente de entrada | C_{d1} | 4,177 nF |
| Capacitor ressonante equivalente | C | 0,183 nF |
| Indutor ressonante equivalente | L | 63,775 mH |
| Resistência equivalente | R | 43,12 Ω |
| Capacitor equivalente de saída | C_{d2} | 4,177 nF |
| Relação de transformação | N | $\cong 1$ |

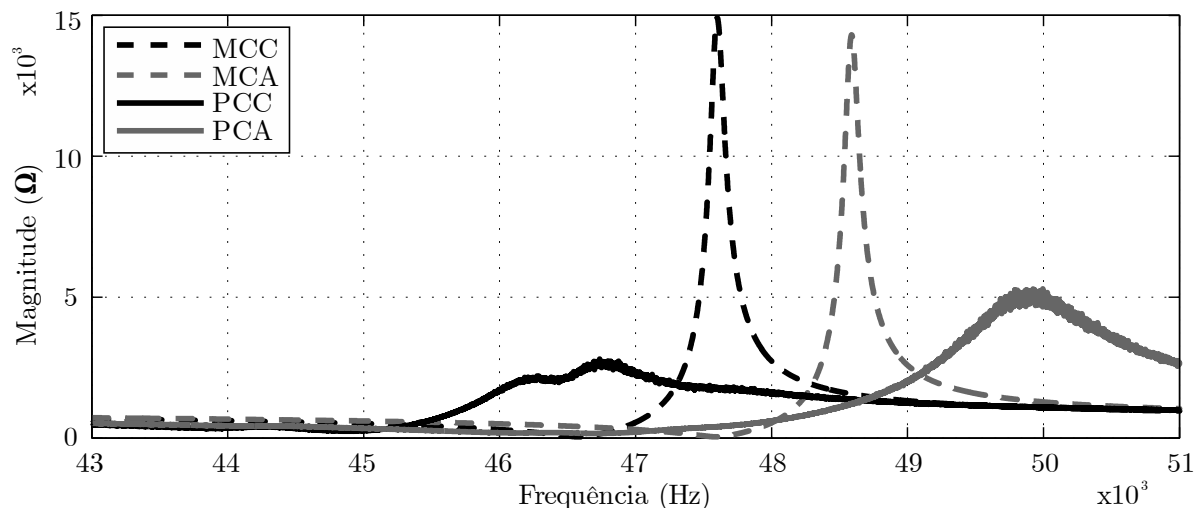


Figura 2.14 – Impedância do modelo e do TP, para curto-circuito e circuito aberto

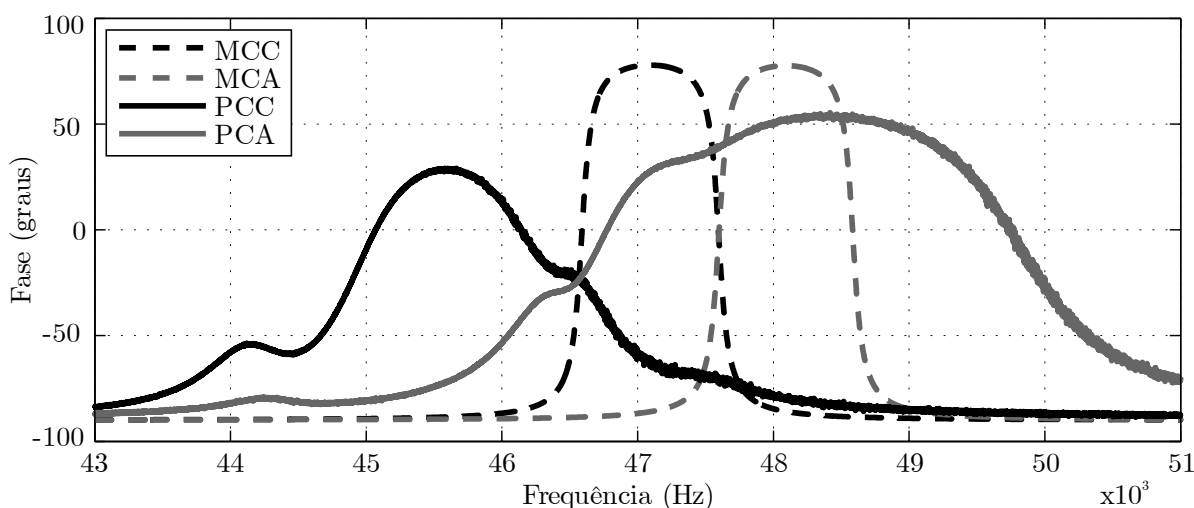


Figura 2.15 – Impedância do modelo e do TP, para curto-circuito e circuito aberto

Verificou-se que a resposta em frequência do modelo apresenta uma diferença significativa em relação a resposta experimental do TP e isso se justifica devido à simplificação utilizada para o modelo e a erro na aquisição de parâmetros do círculo de admitância devido a imprecisão do método gráfico. Para corrigir essas diferenças da resposta em frequência o item seguinte apresenta uma metodologia para minimizar a diferença entre a resposta em frequência do modelo e a resposta experimental do TP.

2.6 Determinação da resistência de carga nominal

A carga a ser aplicada na saída do TP deve ser projetada de tal forma que a máxima potência seja transferida da entrada para saída. Para isso, a resistência de carga deve ser igual à impedância do capacitor de saída C_{d2} , assim a resistência de carga equivalente pode ser definida por (2.16).

$$R_{carga} = R_{C_{d2}} \quad (2.16)$$

Considerando os parâmetros obtidos pela resposta em frequência e, aplicando em (2.17), a carga nominal pode ser determinada.

$$R_{carga} = \frac{1}{\omega_s \cdot C_{d2}} = 810\Omega \quad (2.17)$$

Para verificar se a máxima transferência de potência do TP ocorre para carga teórica determinada a partir do modelo, testes práticos são realizados. A Figura 2.16 mostra algumas curvas de resposta em frequência do TP para diferentes cargas e para secundário em curto-circuito e circuito aberto. Nota-se a maior admitância está nas curvas de curto-circuito e circuito aberto, mas como uma carga tendendo a curto-circuito ou tendendo a circuito aberto a tensão ou a corrente são zero, logo é escolhido como melhor opção uma carga intermediária, como por exemplo 600 Ω . Nota-se que a carga maior que 250 Ω , a resposta começa a se aproximar da resposta para curto-circuito e para carga menor 1 k Ω a resposta começa a se aproximar da resposta para circuito aberto.

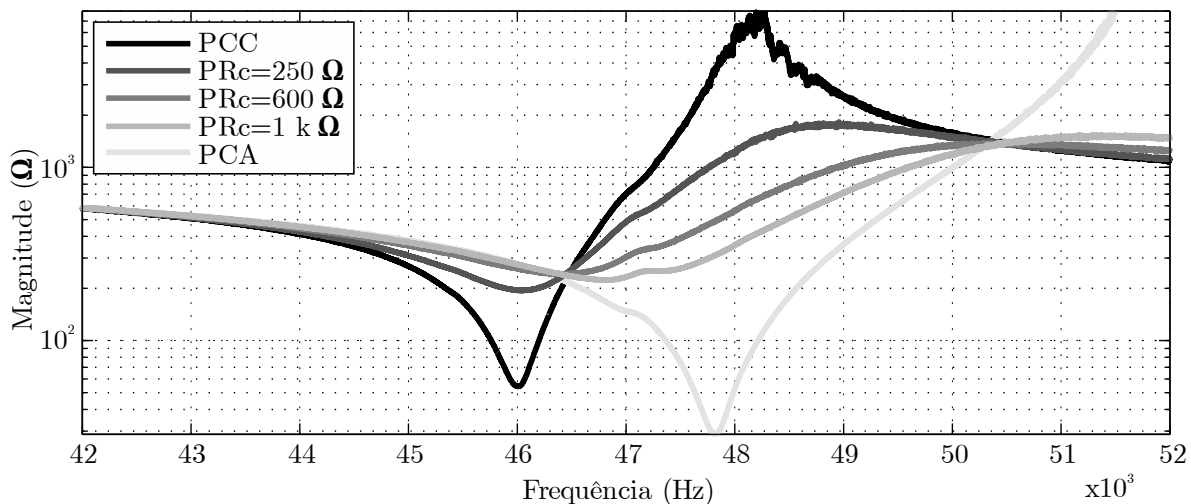


Figura 2.16 – Impedância para diferentes cargas em função da frequência

Na Figura 2.17 são apresentados testes de rendimento na faixa de frequências onde o TP apresenta melhor desempenho. Nota-se que o melhor rendimento está na faixa de frequência de 48 a 50 kHz para as cargas de 0.6 e 1k Ω , chegando a 92%, esses resultados se justificam com o valor teórico determinado anteriormente. Os testes de rendimento foram realizados com sinais de tensão, o que pode implicar em divergência quando o TP estiver operando com potência nominal (considera-se que esta diferença não seja significativa), a análise é importante para verificar o comportamento perante diferentes cargas.

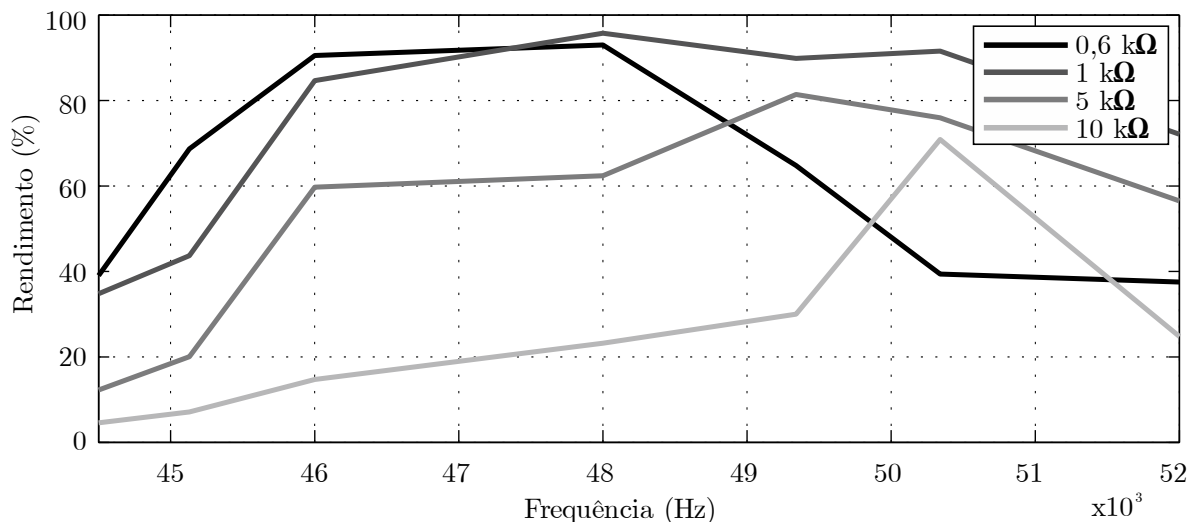


Figura 2.17 – Rendimento do TP em função da frequência para diferentes cargas

Com a faixa de carga nominal conhecida, é determinado o valor de R_C como sendo 600Ω . O valor de R_C vai ser utilizado para a próxima etapa de obtenção do modelo, etapa onde o modelo é otimizado para as condições de curto-circuito, carga nominal e circuito aberto, como segue o próximo item.

2.7 Otimização do modelo elétrico equivalente

Nesta seção é apresentado uma metodologia para otimizar o modelo elétrico equivalente do TP. A metodologia permite aperfeiçoar o modelo para as condições de curto-circuito (MCC), circuito aberto (MCA), carga nominal (MRc) e para um modelo genérico para ambas condições. A otimização tem como objetivo determinar os parâmetros do modelo elétrico equivalente com maior exatidão a fim de deixar a resposta em frequência do modelo o mais próxima possível da resposta do TP. A seguir, na Figura 2.18 é apresentado um diagrama de blocos que apresenta as etapas do método utilizado para realizar a otimização.

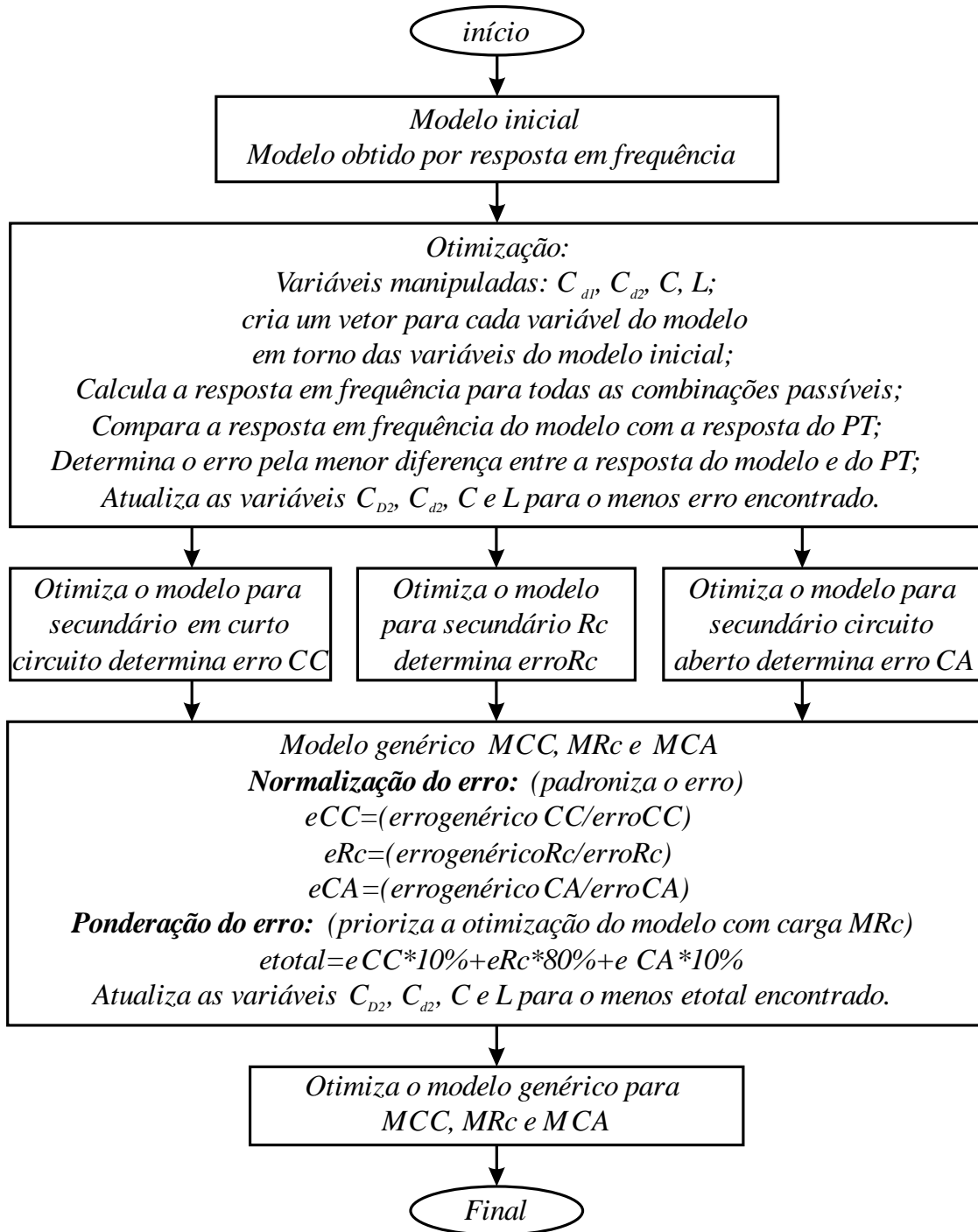


Figura 2.18 – Diagrama de blocos da metodologia de otimização

A primeira etapa é obter o modelo equivalente do TP através da resposta em frequência conforme realizado nos itens anteriores. Os parâmetros do modelo obtido por resposta em frequência serve como parâmetros iniciais da otimização.

Inicialmente, é gerado um vetor para cada variável (C_{d1} , C_{d2} , C e L) com valores em torno dos parâmetros do modelo inicial (resposta em frequência). A faixa de valores de cada vetor determina a flexibilidade do algoritmo de rastrear o melhor valor para cada variável e o número de pontos do vetor estabelecerá o maior número de

possibilidades dentro da faixa determinada. O número elevado de pontos resulta em um elevado tempo de processamento devido ao elevado número de combinações possíveis conforme segue (2.18).

$$N_C = N_P^{N_{Var}} \quad (2.18)$$

N_C número de combinações possíveis.

N_P número de valores de cada variável manipulada.

N_{Var} número de variável manipulada ($C_{d1} + C_{d2} + C + L = 4$).

Definidos os vetores das variáveis a serem manipuladas, o próximo passo é estabelecer o critério que determina qual valor das variáveis resulta em um melhor modelo. O critério adotado é do menor erro médio quadrático entre a resposta em frequência do modelo e a resposta em frequência experimental do TP, considerando a magnitude da impedância, como segue em (2.19) e (2.20).

A resposta em frequência experimental do TP utilizada na otimização do modelo deve conter na janela de frequência pontos importantes como a frequência de ressonância (frequência de mínima impedância) e a frequência de anti-ressonância (frequência de máxima impedância). As equações que determina a magnitude da impedância dos modelos MCC, MCA e MRc está demonstrado em (2.21), (2.22) e (2.23) respectivamente.

$$E_{Mag} = \sqrt{(Mag_{mod} - Mag_{TP})^2} \quad (2.19)$$

$$E_{médio} = \frac{\sum E_{Mag}}{n_p} \quad (2.20)$$

$$Mag_{MCC} = Z_{Cd1} \parallel (Z_C + Z_L + R) \quad (2.21)$$

$$Mag_{MCA} = Z_{Cd1} \parallel (Z_C + Z_L + R + Z_{Cd2}) \quad (2.22)$$

$$Mag_{MRc} = Z_{Cd1} \parallel ((Z_C + Z_L + R) + (Z_{Cd2} \parallel Rc)) \quad (2.23)$$

Desta forma, é determinado o erro médio para cada modelo, $E_{médioMCC}$, $E_{médioMCA}$ e $E_{médioMRc}$.

Considerando:

E_{mog} erro quadrático em Ω da magnitude da impedância entre o modelo e a resposta experimental do TP.

Mag_{mod} magnitude da impedância do modelo

Mag_{TP} magnitude da impedância experimental do TP.

$E_{médio}$ média do erro dentro da janela de frequência analisada.

n_p número de pontos dentro da janela de frequência analisada (experimental).

A partir do erro médio é possível definir a combinação de valores para as variáveis que resultam no modelo que melhor representa o TP, uma vez que a cada combinação de variáveis o erro é comparado com um erro inicial relativamente grande, e as variáveis são atualizadas a cada combinação que resulta em um menor erro médio.

Aplicando a metodologia de otimização no modelo obtido através da resposta em frequência, é apresentado na Tabela 2.3, os três modelos otimizados., modelo para secundário em curto-circuito (MCC), modelo para secundário em circuito aberto (MCA) e modelo para secundário com carga nominal (MRc). Os parâmetros estão apresentados na Tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Parâmetros dos modelos equivalentes otimizados

| Parâmetros | Modelo MCC | Modelo MCA | Modelo MRc |
|------------|------------|------------|------------|
| C_{d1} | 3,6098 nF | 1,8937 nF | 5,4874 nF |
| C_{d2} | 15,066 pF | 3,0430 nF | 9,5025 nF |
| C | 284,63 pF | 262,49 pF | 766,57 pF |
| L | 41,5m H | 43,9 mH | 16,1 mH |
| Rc | 150 | 150 | 150 |
| Erro médio | 154,8 | 557,6 | 38,2 |

A resposta em frequência para os modelos MCC, MR_c e MCA otimizados está apresentado nos gráficos da Figura 2.19 a Figura 2.21. Observa-se que a resposta em frequência dos modelos estão relativamente próximos a resposta experimental do TP. As equações utilizadas para representar graficamente as respostas em frequência dos modelos MCC, MCA e MRc são apresentadas em(2.21), (2.22) e (2.23) respectivamente.

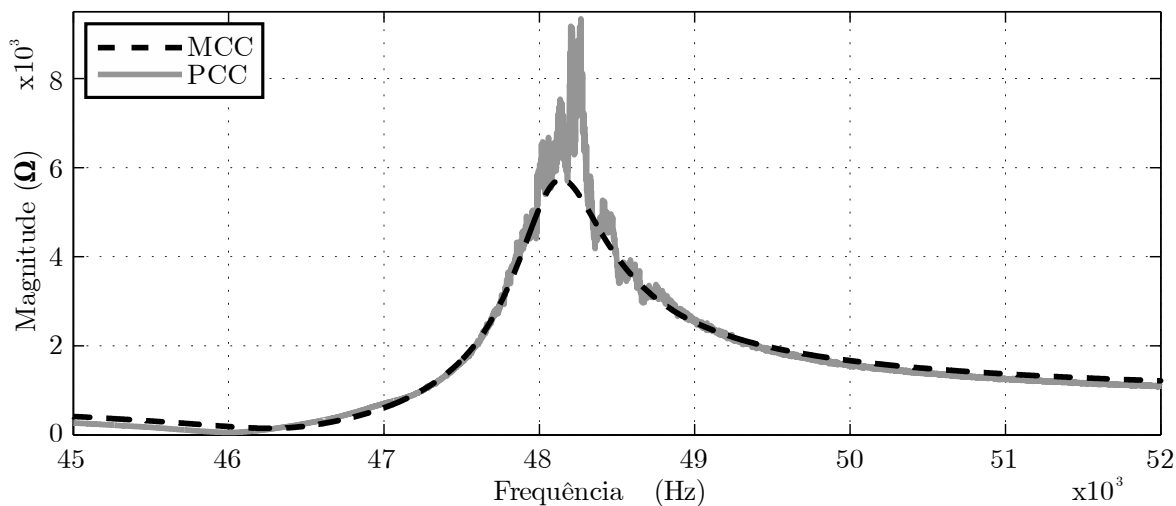


Figura 2.19 – Impedância do TP (PCC) e do modelo (MCC) para curto-circuito

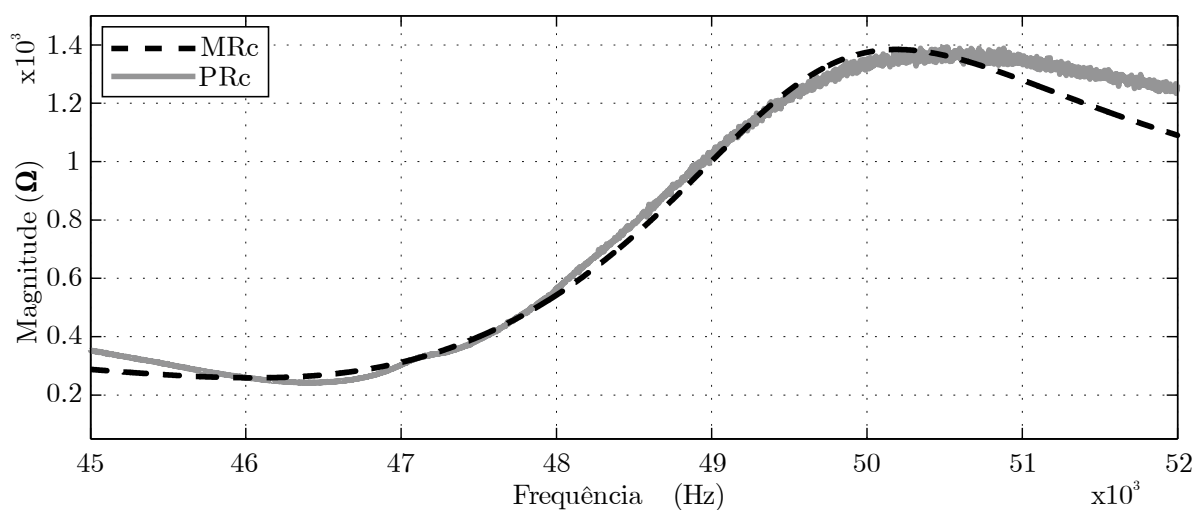


Figura 2.20 – Impedância do TP (PRc) e do modelo (MRc) com carga nominal

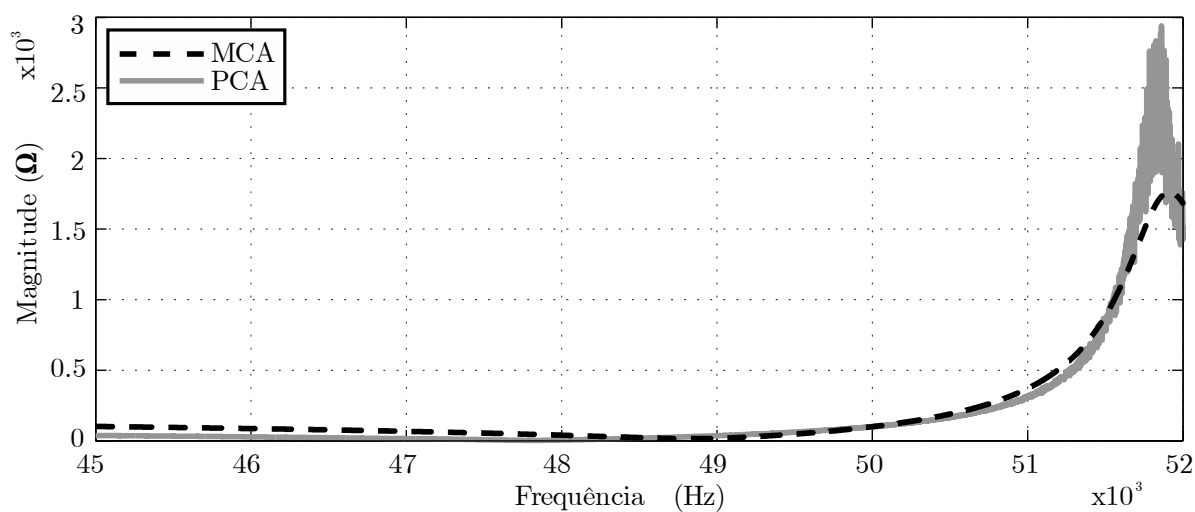


Figura 2.21 – Impedância do TP (PCA) e do modelo (MCA) em circuito aberto

De forma isolada (um modelo para cada condição, curto-circuito, carga nominal e circuito aberto) os modelos representam de maneira adequada o TP, no entanto,

é necessário obter um modelo genérico, ou seja, um modelo único que represente o TP para as diferentes situações como curto-circuito, circuito aberto e com carga nominal.

De forma semelhante à de otimização dos modelos MCC, MCA e MR_C, o modelo genérico parte dos parâmetros do modelo MR_C otimizado como parâmetros iniciais e diferencia-se no critério para a escolha dos melhores valores para as variáveis do modelo. Os critérios são apresentados a seguir.

Normalização do erro:

A normalização do erro é realizada devido a amplitude da impedância apresentar grandes diferenças para os diferentes modelos MCC, MCA e MR_C. Por exemplo, no caso do modelo MCA a amplitude da impedância é algumas vezes maior que o modelo MCC e MR_C, conforme Figura 2.19 a Figura 2.21, fazendo com que o erro tenha maiores proporções em comparação aos demais modelos, causando uma maior influência no cálculo do erro total conforme (2.24).

$$E_{total} = \frac{E_{mGCC}}{E_{médioCC}} + \frac{E_{mGCA}}{E_{médioCA}} + \frac{E_{mGRc}}{E_{médioRc}} \quad (2.24)$$

Considerando:

E_{total} somatório dos erros normalizados.

E_{mGCC} , E_{mGCA} e E_{mGRc} erro médio do modelo genérico.

$E_{médioCC}$, $E_{médioCA}$ e $E_{médioRc}$ erros médios dos modelos isolados.

Ponderação do erro:

O critério da ponderação do erro é aplicado para priorizar o modelo para a condição de carga nominal, ou seja, obter o modelo genérico com uma maior fidelidade de representação do TP para as condições de carga nominal R_C. Para isso, no cálculo do erro total é atribuído o peso de 80% para o erro do modelo MRc e 10% para os erros dos modelos MCC e MCA, conforme estabelece (2.25).

$$E_{total} = \left(\frac{E_{mGCC}}{E_{médioCC}} \right) \cdot 10\% + \left(\frac{E_{mGCA}}{E_{médioCA}} \right) \cdot 10\% + \left(\frac{E_{mGRc}}{E_{médioRc}} \right) \cdot 80\% \quad (2.25)$$

Com os critérios estabelecidos, a determinação do melhor modelo retorna à metodologia de otimização dos modelos isolados anteriores, onde a cada combinação de variáveis, o erro total é comparado com um erro inicial relativamente grande. A cada combinação que resulta em um erro total menor que o erro anterior, o valor das variáveis é atualizado até que todas as combinações possíveis sejam testadas.

Para uma melhor otimização do modelo, pode-se realizar iterações, ou seja, utilizar as variáveis otimizadas como parâmetros iniciais do modelo a ser otimizado, as-

sim, a cada nova iteração o algoritmo rastreará um menor erro. O processo pode ser repetido até que o erro não tenha diminuição significativa.

Os valores correspondentes as variáveis do modelo genérico são apresentadas na Tabela 2.4.

Tabela 2.4 – Parâmetros do modelo equivalente para configuração 1

| Parâmetros | Representação | Valores |
|----------------------------------|---------------|--------------|
| Capacitor equivalente de entrada | C_{d1} | 5,0573 nF |
| Capacitor ressonante equivalente | C | 744,63 pF |
| Indutor ressonante equivalente | L | 16,7 mH |
| Resistência equivalente | R | 150 Ω |
| Capacitor equivalente de saída | C_{d2} | 7,5084 nF |
| Relação de transformação | N | $\cong 1$ |
| Resistência de carga | R_c | 600 Ω |

A Figura 2.22 apresenta a resposta em frequência do modelo genérico otimizado (MCC), e a resposta experimental do TP (PCC) com secundário em curto-circuito.

As Figura 2.23 e Figura 2.24, apresenta as respostas em frequência (magnitude e fase respectivamente) do modelo (MRc) e a resposta experimental do TP (PRc) com carga nominal de 600 Ω .

A Figura 2.25 apresenta a resposta em frequência do modelo genérico otimizado (MCA), e a resposta experimental do TP (PCA) com secundário em circuito aberto

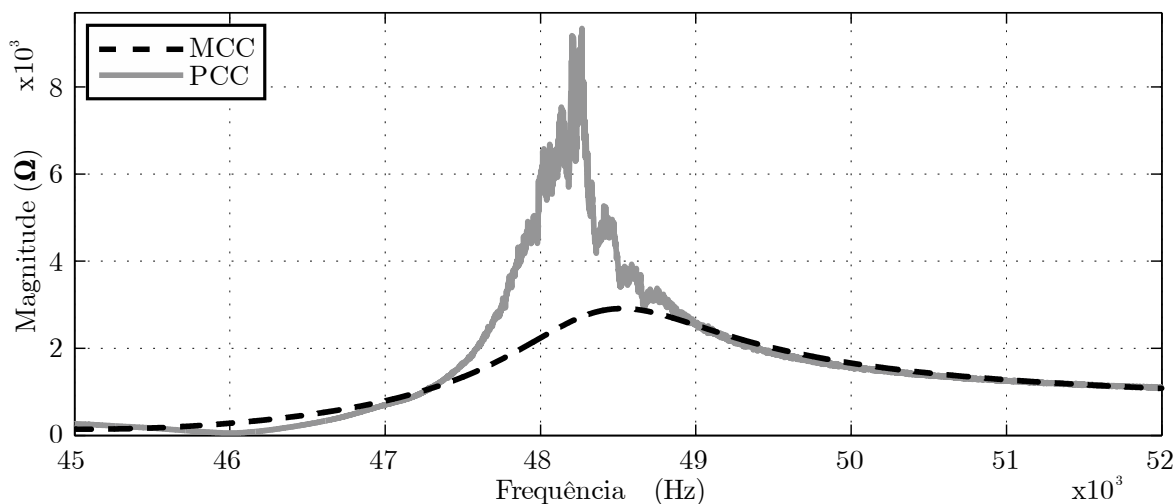


Figura 2.22 – Impedância do PCC e do modelo MCC para configuração 1

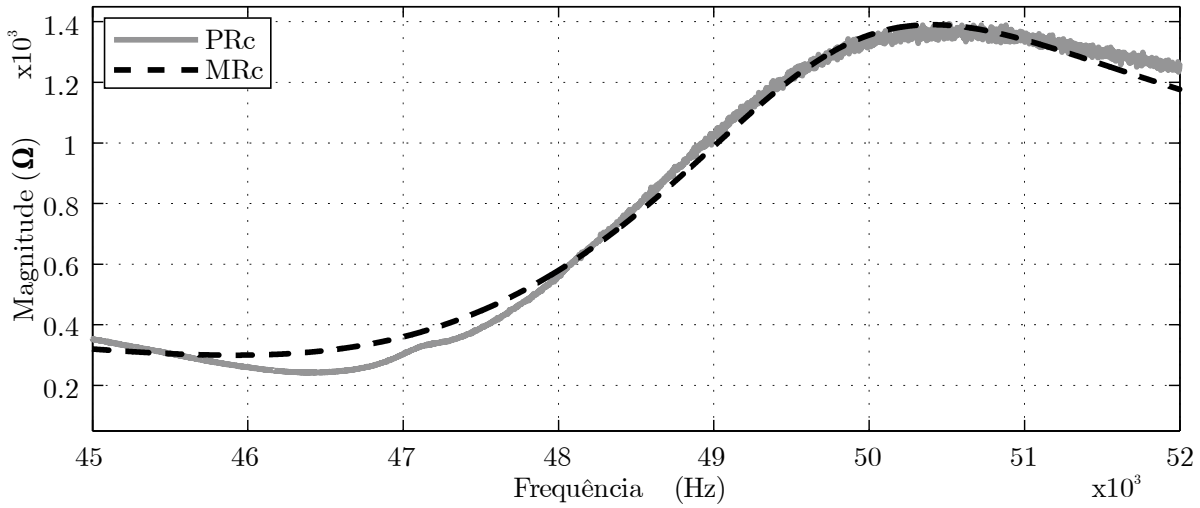


Figura 2.23 – Impedância do PRc e do modelo MRc para configuração 1

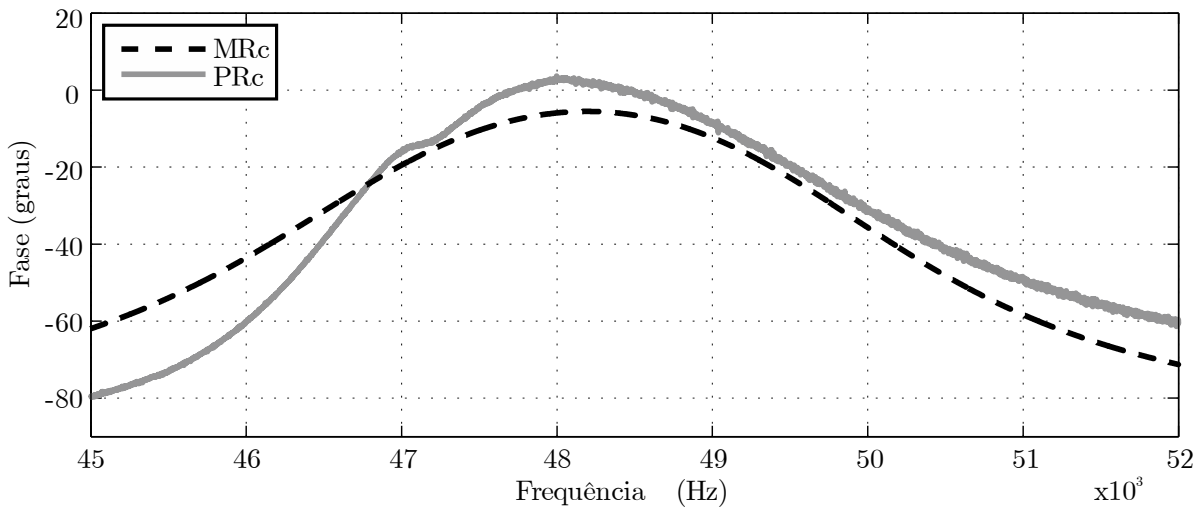


Figura 2.24 – Impedância do PRc e do modelo MRc para configuração 1

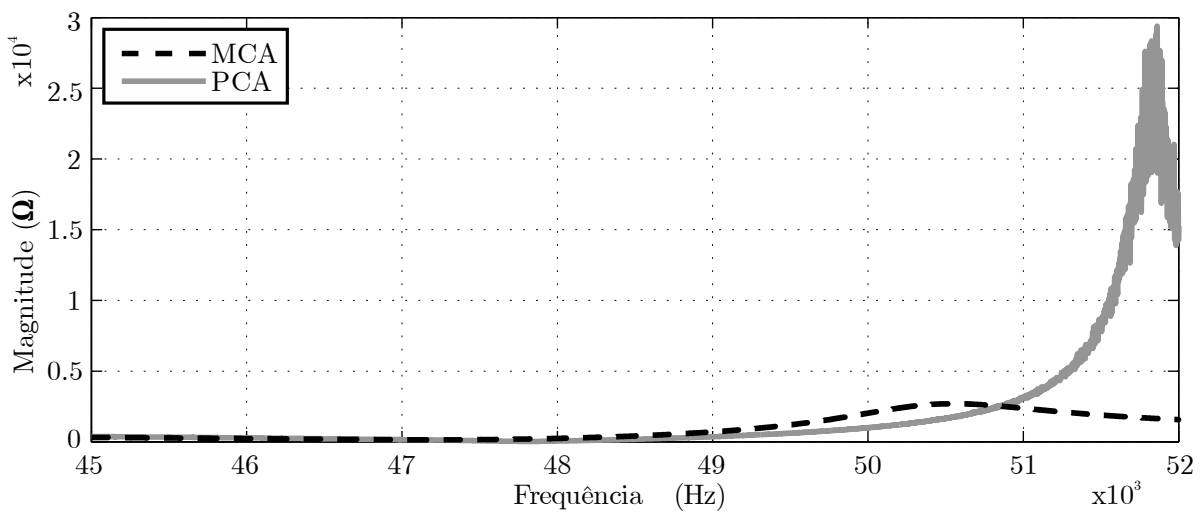


Figura 2.25 – Impedância do PCA e do modelo MCA para configuração 1

Pode-se observar que o modelo apresenta erro moderado para MCC e MCA, e em compensação, possui um erro mínimo para a condição de carga nominal, como era esperado devido a maior ponderação do erro para essa condição.

2.8 Análise das configurações de segmentos do TP

Utilizando a metodologia de otimização do modelo elétrico equivalente do TP apresentada no item 3.7, novas configurações de segmentos da cerâmica são analisadas para verificar o comportamento de parâmetros do TP tais como: modelo equivalente, impedância de máxima transferência de potência e rendimento. A análise dos segmentos permite escolher uma configuração mais adequada para as possíveis aplicações do TP.

O critério para determinar a resistência de carga a ser utilizada em cada configuração de segmentos do TP foi a da máxima transferência de potência. Para cada configuração de segmentos foi testado a impedância que resultou em uma maior potência na carga. A resistência de carga encontrada foi utilizada na etapa de otimização dos modelos apresentados a seguir.

Os gráficos de resposta em frequência apresentados para as próximas configurações de segmentos são referentes a condição de carga nominal, por ser de maior interesse analisar o comportamento para essa condição.

2.8.1 Configuração 2

Na configuração 2 o atuador está localizado na região interna do TP, e o transdutor está localizado na região externa como mostra a Figura 2.26.

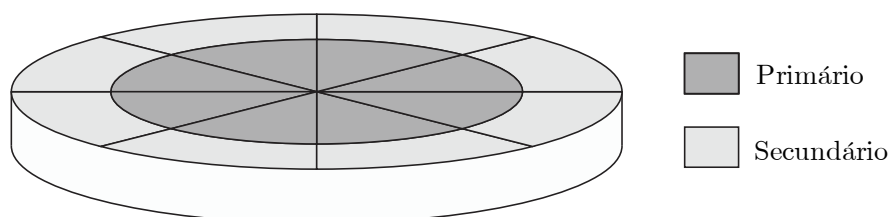


Figura 2.26 – Vista isométrica do TP radial para configuração 2

Os parâmetros do modelo equivalente apresentado nas Tabela 2.5 a Tabela 2.11 são obtidos de forma semelhante ao modelo obtido anteriormente para configuração 1.

Tabela 2.5 – Parâmetros do modelo equivalente para configuração 2

| Parâmetros | Representação | Valores |
|----------------------------------|---------------|--------------|
| Capacitor equivalente de entrada | C_{d1} | 1,8886 nF |
| Capacitor ressonante equivalente | C | 286,11 pF |
| Indutor ressonante equivalente | L | 39,4 mH |
| Resistência equivalente | R | 10 Ω |
| Capacitor equivalente de saída | C_{d2} | 935,58 pF |
| Relação de transformação | N | $\cong 1$ |
| Resistência de carga | R_C | 840 Ω |

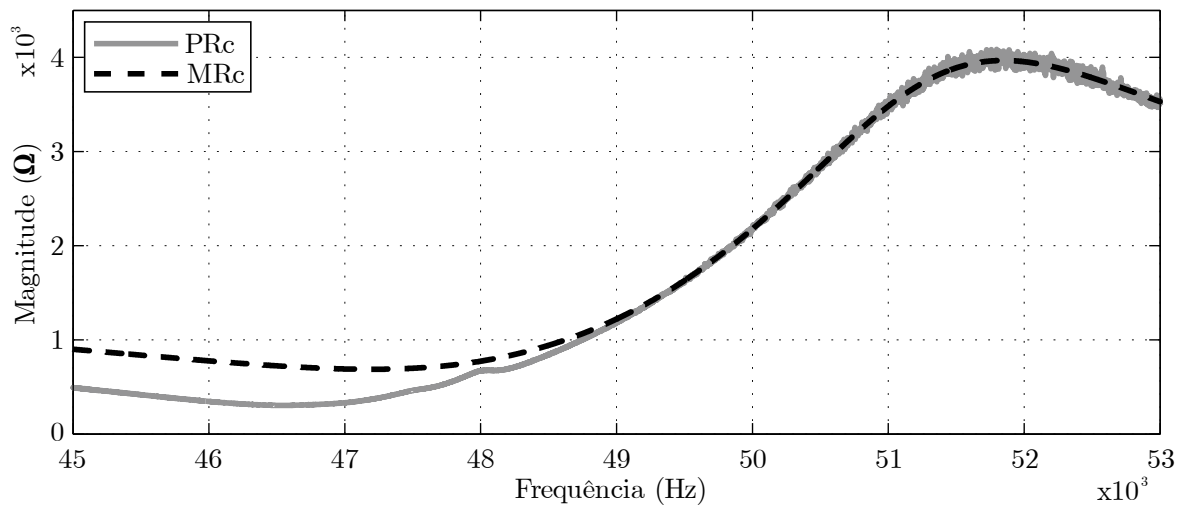


Figura 2.27 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 2

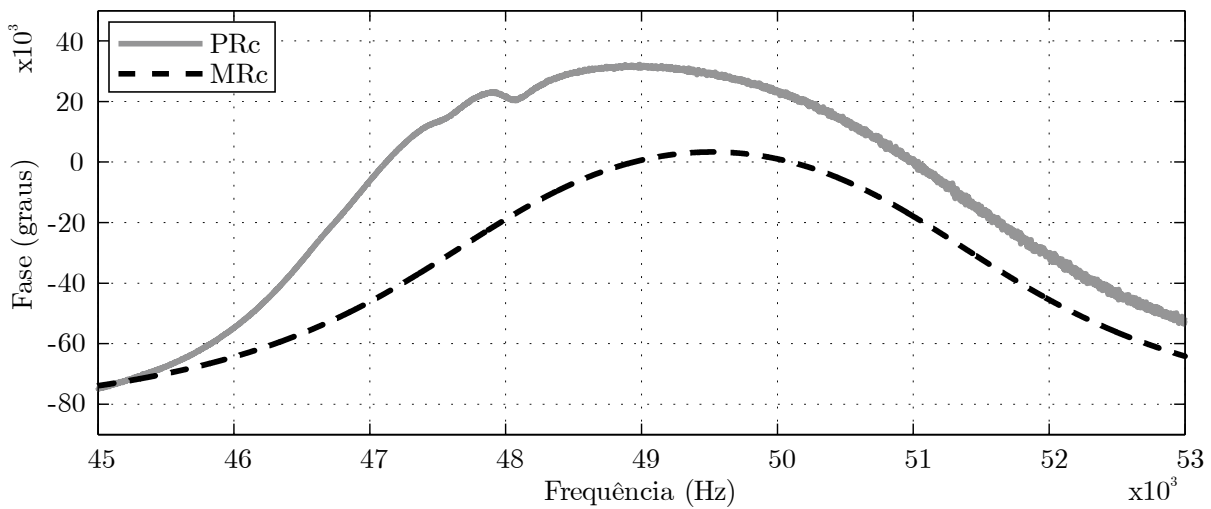


Figura 2.28 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 2

Para a configuração 2 observa-se de acordo com a Figura 2.27 que a frequência de ressonância do TP está aproximadamente em 46,6 kHz, e a fase apresenta comportamento capacitivo em uma faixa de frequência conforme mostra a Figura 2.28.

2.8.2 Configuração 3

Na configuração 3 o atuador está localizado na região externa do TP, e o transdutor está localizado na região interna como mostra a Figura 2.29.

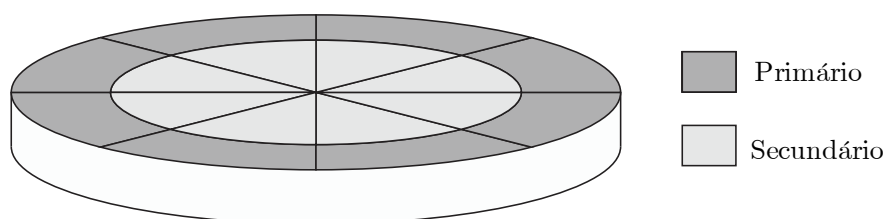


Figura 2.29 – TP Vista isométrica do TP radial para configuração 3

Tabela 2.6 – Parâmetros do modelo equivalente para configuração 3

| Parâmetros | Representação | Valores |
|----------------------------------|---------------|--------------|
| Capacitor equivalente de entrada | C_{d1} | 4,9450 nF |
| Capacitor ressonante equivalente | C | 366,95 pF |
| Indutor ressonante equivalente | L | 32,1 mH |
| Resistência equivalente | R | 140 Ω |
| Capacitor equivalente de saída | C_{d2} | 1.4620 nF |
| Relação de transformação | N | $\cong 1$ |
| Resistência de carga | R_C | 450 Ω |

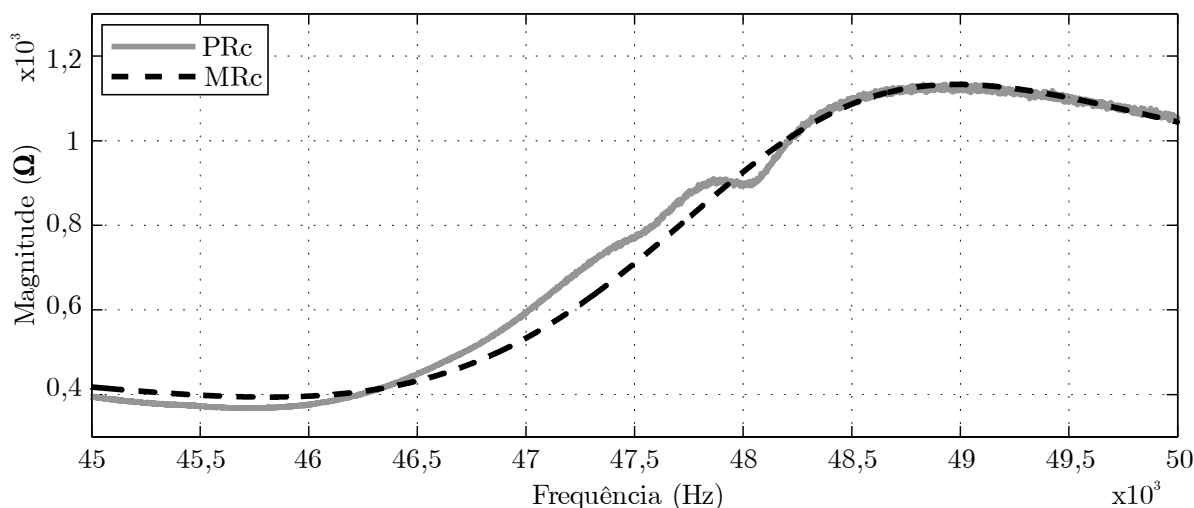


Figura 2.30 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 3

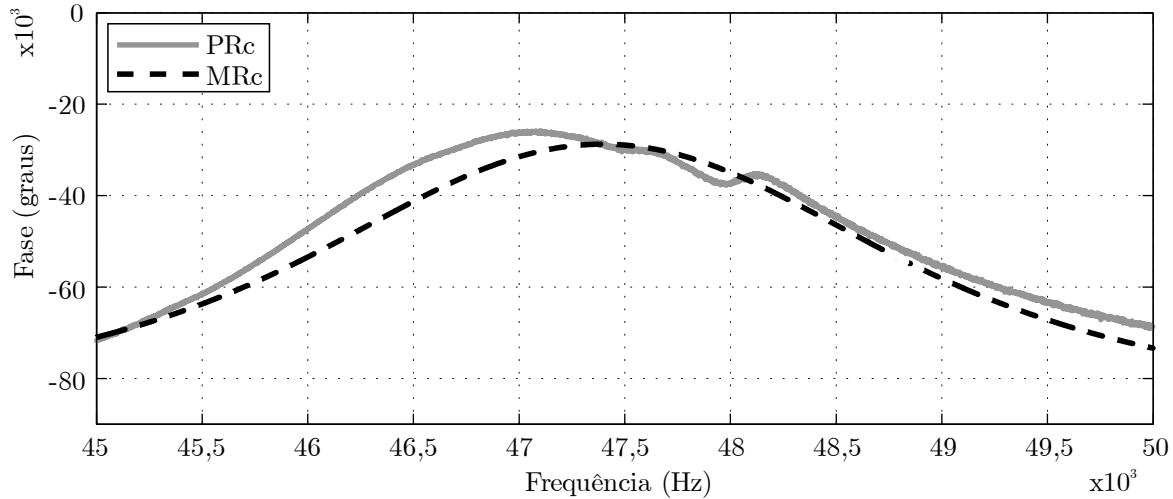


Figura 2.31 – Impedância do TP PRC e do modelo MRC para configuração 3

Para a configuração 3 observa-se, de acordo com a Figura 2.30 que a frequência de ressonância do TP está aproximadamente em 45,7 kHz, e a fase apresenta comportamento indutivo em toda faixa de frequência analisada conforme mostra a Figura 2.31.

2.8.3 Configuração 4

Na configuração 4 o atuador está localizado na região interna e na metade da região externa do TP, já o transdutor está localizado na metade da região externa como mostra a Figura 2.32.

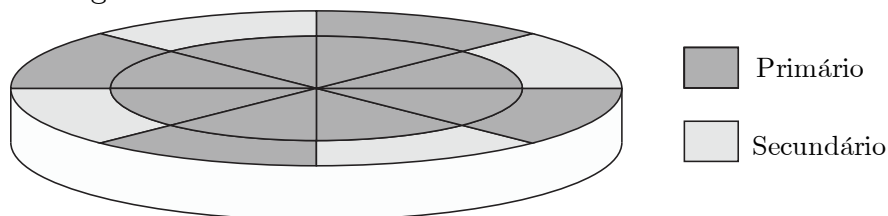


Figura 2.32 – Vista isométrica do TP radial para configuração 4

Tabela 2.7 – Parâmetros do modelo equivalente para configuração 4

| Parâmetros | Representação | Valores |
|----------------------------------|---------------|--------------|
| Capacitor equivalente de entrada | C_{d1} | 4,1104 nF |
| Capacitor ressonante equivalente | C | 807,66 pF |
| Indutor ressonante equivalente | L | 15,5 mH |
| Resistência equivalente | R | 150 Ω |
| Capacitor equivalente de saída | C_{d2} | 0,1367 nF |
| Relação de transformação | N | $\cong 1$ |
| Resistência de carga | R_C | 860 Ω |

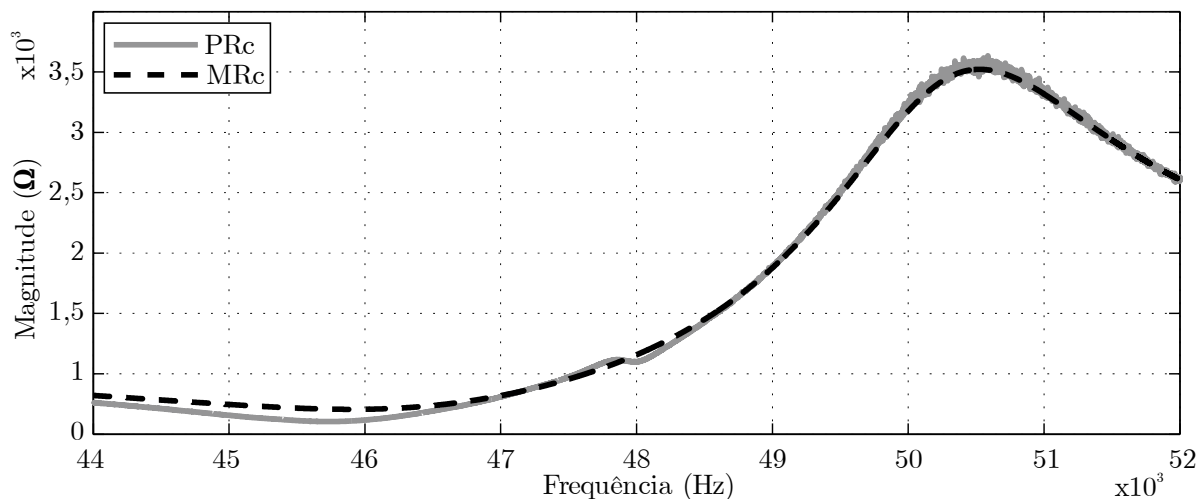


Figura 2.33 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 4

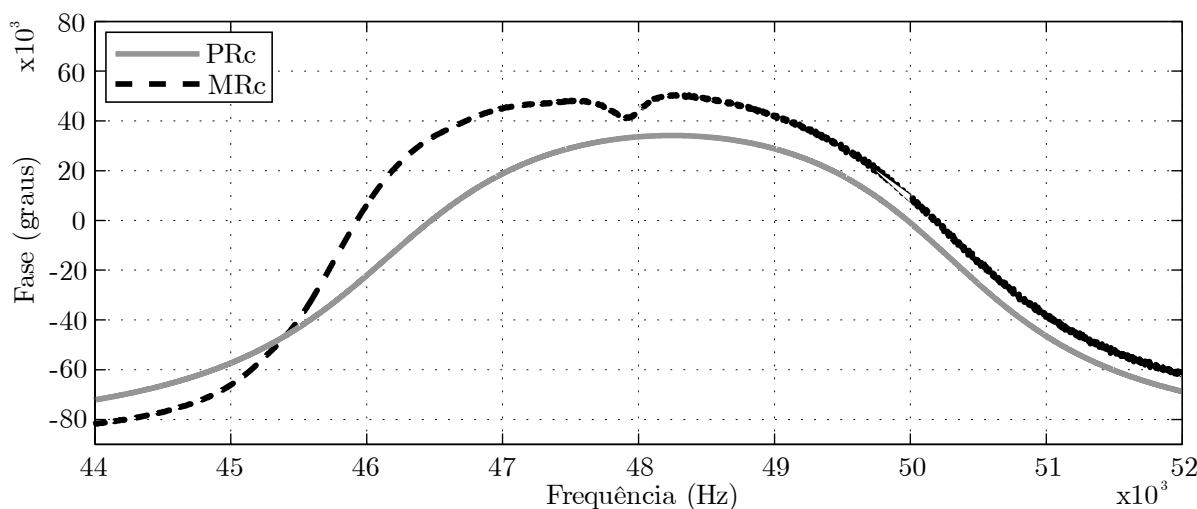


Figura 2.34 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 4

Para a configuração 4 observa-se de acordo com a Figura 2.33 que a frequência de ressonância do TP está aproximadamente em 45,7 kHz, e a fase apresenta comportamento capacitivo em uma faixa de frequência conforme mostra a Figura 2.34.

2.8.4 Configuração 5

Na configuração 5 o atuador está localizado na metade da região externa do TP, já o transdutor está localizado na região interna e na metade da região externa como mostra a Figura 2.35.

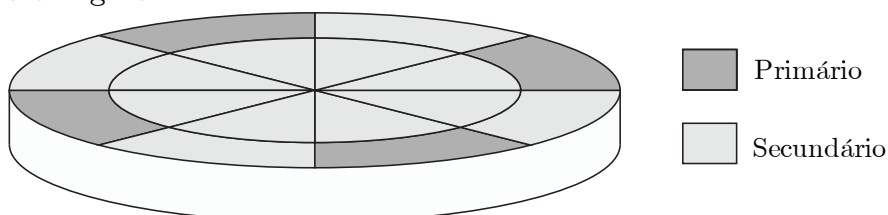


Figura 2.35 – TP Vista isométrica do TP radial para configuração 5

Tabela 2.8 – Parâmetros do modelo equivalente para configuração 5

| Parâmetros | Representação | Valores |
|----------------------------------|---------------|---------------|
| Capacitor equivalente de entrada | C_{d1} | 2,9432 nF |
| Capacitor ressonante equivalente | C | 158,38 pF |
| Indutor ressonante equivalente | L | 66,8 mH |
| Resistência equivalente | R | 1000 Ω |
| Capacitor equivalente de saída | C_{d2} | 193,10 pF |
| Relação de transformação | N | $\cong 1$ |
| Resistência de carga | R_C | 1000 Ω |

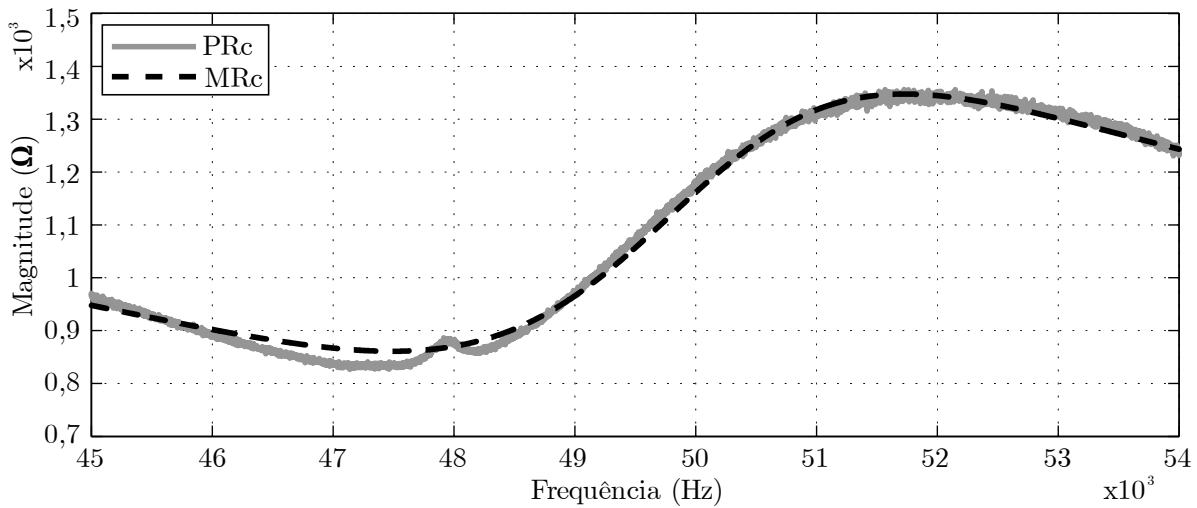


Figura 2.36 – Impedância do TP PRC e do modelo MRc para configuração 5

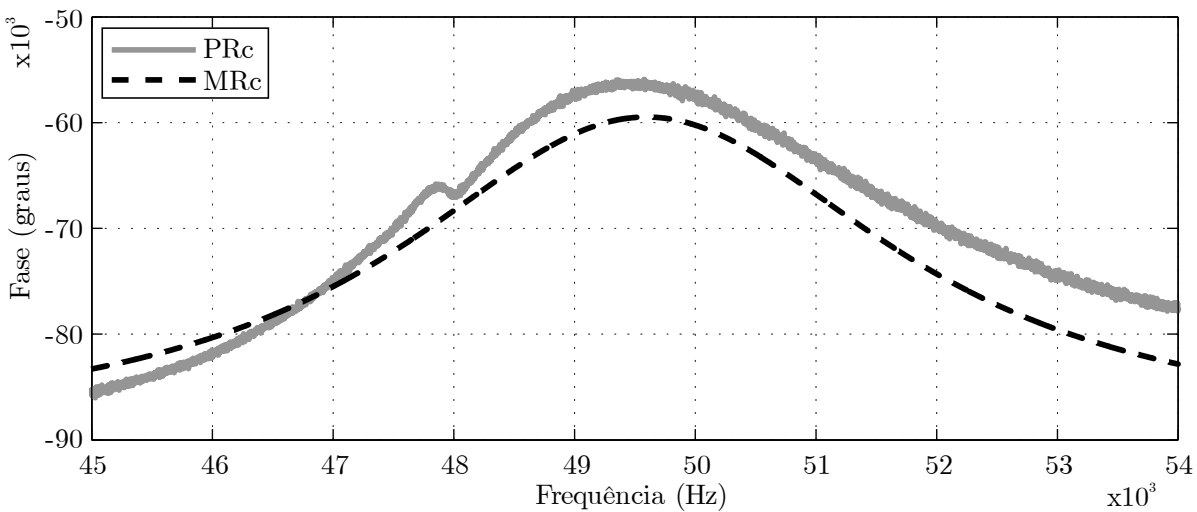


Figura 2.37 – Impedância do TP PRC e do modelo MRc para configuração 5

Para a configuração 5 observa-se de acordo com a Figura 2.36 que a frequência de ressonância do TP está aproximadamente em 47,4 kHz, e a fase apresenta compor-

tamento indutivo em toda faixa de frequência analisada conforme mostra a Figura 2.37.

2.8.5 Configuração 6

Na configuração 6 o atuador está localizado na região externa e na metade da região interna do TP, já o transdutor está localizado na metade da região interna como mostra a Figura 2.38.

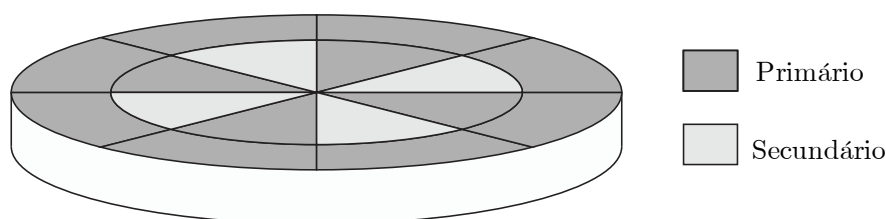


Figura 2.38 – Vista isométrica do TP radial para configuração 6

Tabela 2.9 – Parâmetros do modelo equivalente para configuração 6

| Parâmetros | Representação | Valores |
|----------------------------------|---------------|---------------|
| Capacitor equivalente de entrada | C_{d1} | 5,7208 nF |
| Capacitor ressonante equivalente | C | 836,67 pF |
| Indutor ressonante equivalente | L | 14,6 mH |
| Resistência equivalente | R | 190 Ω |
| Capacitor equivalente de saída | C_{d2} | 0,26221 nF |
| Relação de transformação | N | $\cong 1$ |
| Resistência de carga | R_C | 1000 Ω |

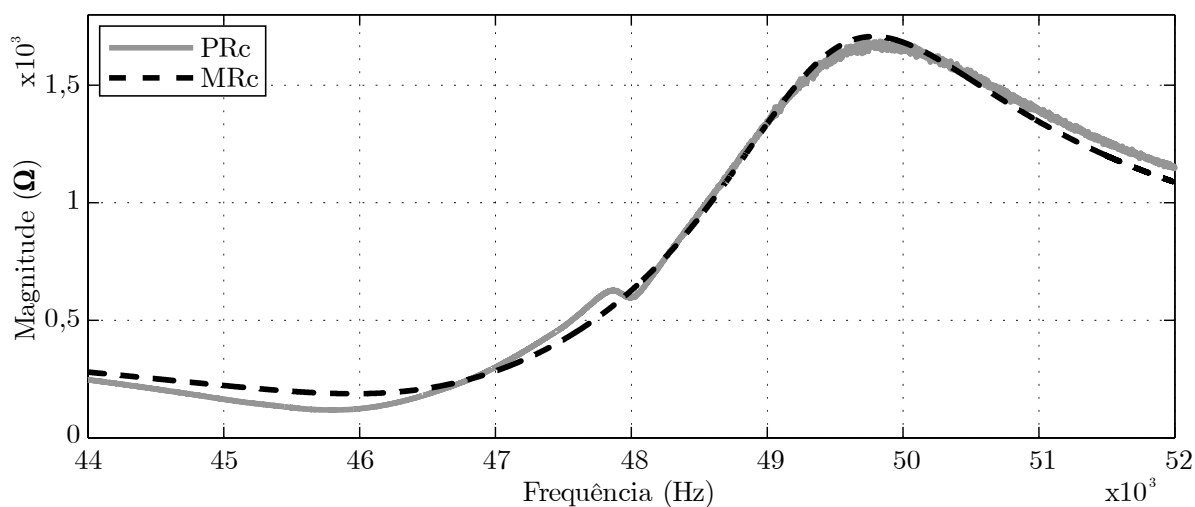


Figura 2.39 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 6

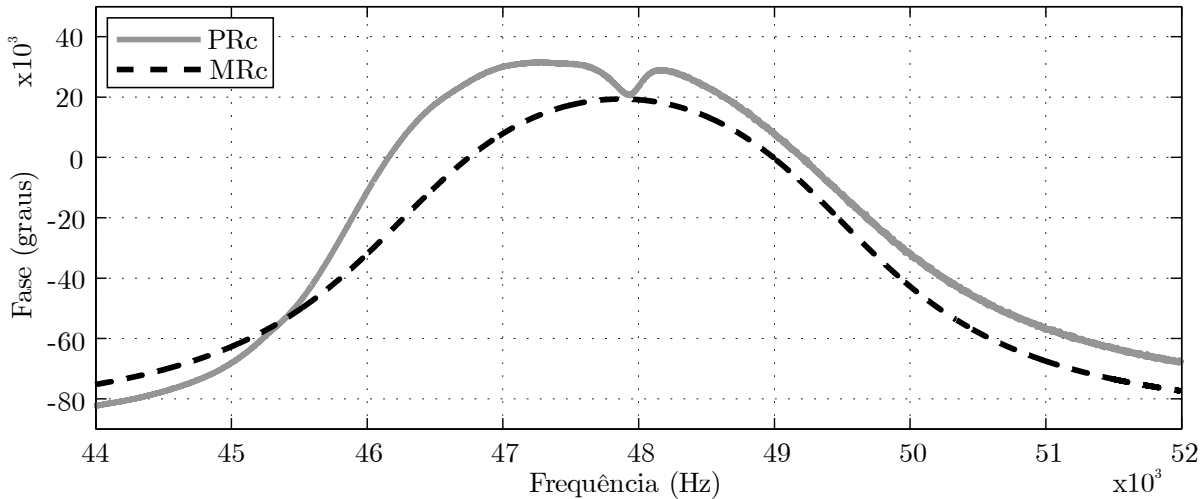


Figura 2.40 – Impedância do TP PRC e do modelo MRC para configuração 6

Para a configuração 6 observa-se de acordo com a Figura 2.39 que a frequência de ressonância do TP está aproximadamente em 45,8 kHz, e a fase apresenta comportamento capacitivo em uma faixa de frequência conforme mostra a Figura 2.40.

2.8.6 Configuração 7

Na configuração 7 o atuador está localizado na metade da região interna do TP, já o transdutor está localizado na região externa e na metade da região interna como mostra a Figura 2.41

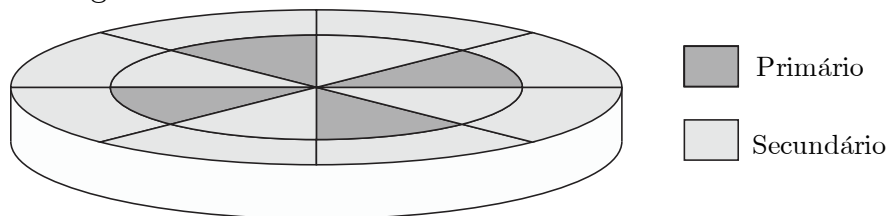


Figura 2.41 – Vista isométrica do TP radial para configuração 7

Tabela 2.10 – Parâmetros do modelo equivalente para configuração 7

| Parâmetros | Representação | Valores |
|----------------------------------|---------------|---------------|
| Capacitor equivalente de entrada | C_{d1} | 1,8982 nF |
| Capacitor ressonante equivalente | C | 237,21 pF |
| Indutor ressonante equivalente | L | 50,3 mH |
| Resistência equivalente | R | 1250 Ω |
| Capacitor equivalente de saída | C_{d2} | 2,9041 nF |
| Relação de transformação | N | $\cong 1$ |
| Resistência de carga | R_C | 340 Ω |

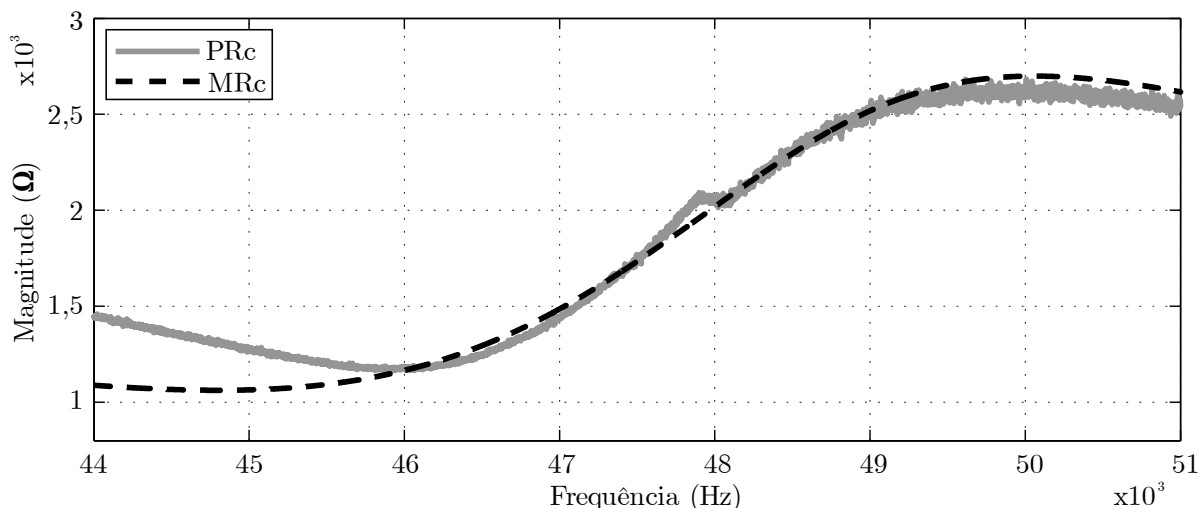


Figura 2.42 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 7

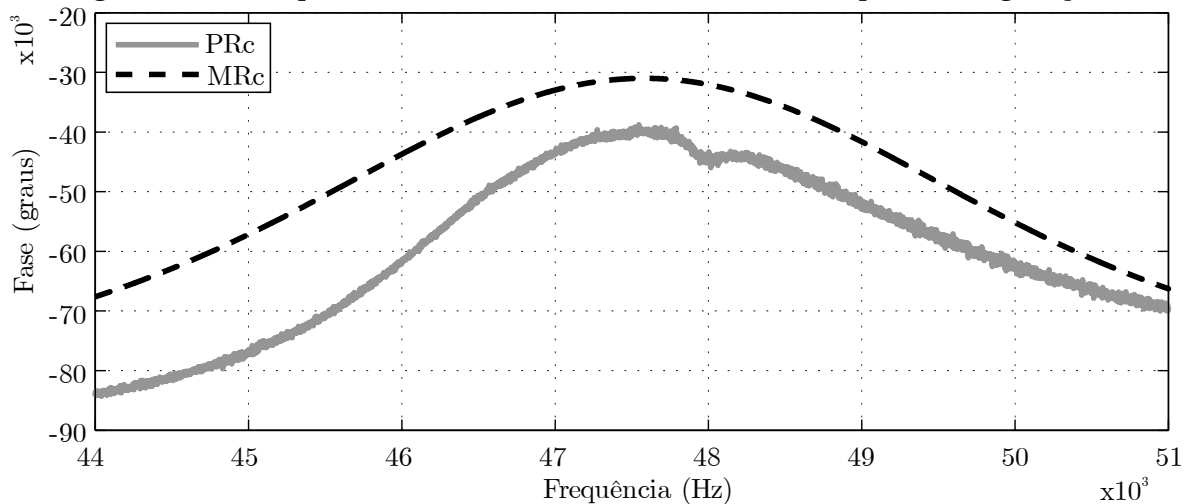


Figura 2.43 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 7

Para a configuração 7 observa-se de acordo com a Figura 2.42 que a frequência de ressonância do TP está aproximadamente em 46 kHz, e a fase apresenta comportamento indutivo em toda faixa de frequência analisada conforme mostra a Figura 2.43.

2.8.7 Configuração 8

Na configuração 8 o atuador está localizado na metade da região interna e externa do TP, de forma semelhante o transdutor está localizado na metade da região interna e externa como mostra a Figura 2.44.

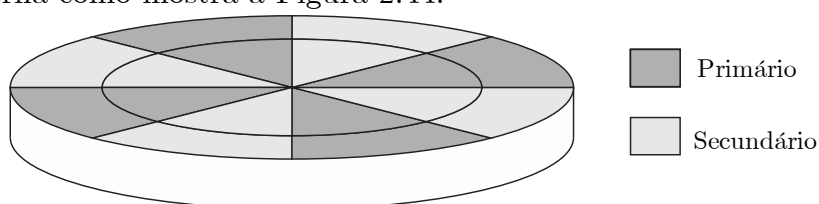


Figura 2.44 – Vista isométrica do TP radial para configuração 8

Tabela 2.11 – Parâmetros do modelo equivalente para configuração 8

| Parâmetros | Representação | Valores |
|----------------------------------|---------------|---------------|
| Capacitor equivalente de entrada | C_{d1} | 3,9946 nF |
| Capacitor ressonante equivalente | C | 505,45 pF |
| Indutor ressonante equivalente | L | 24,1 mH |
| Resistência equivalente | R | 150 Ω |
| Capacitor equivalente de saída | C_{d2} | 3,6168 nF |
| Relação de transformação | N | $\cong 1$ |
| Resistência de carga | R_C | 1000 Ω |

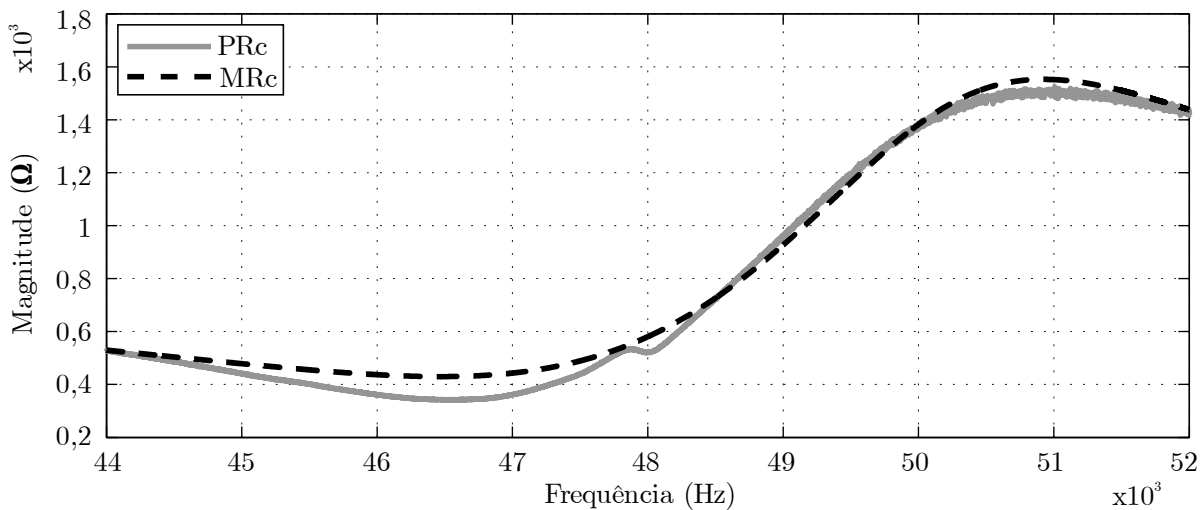


Figura 2.45 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 8

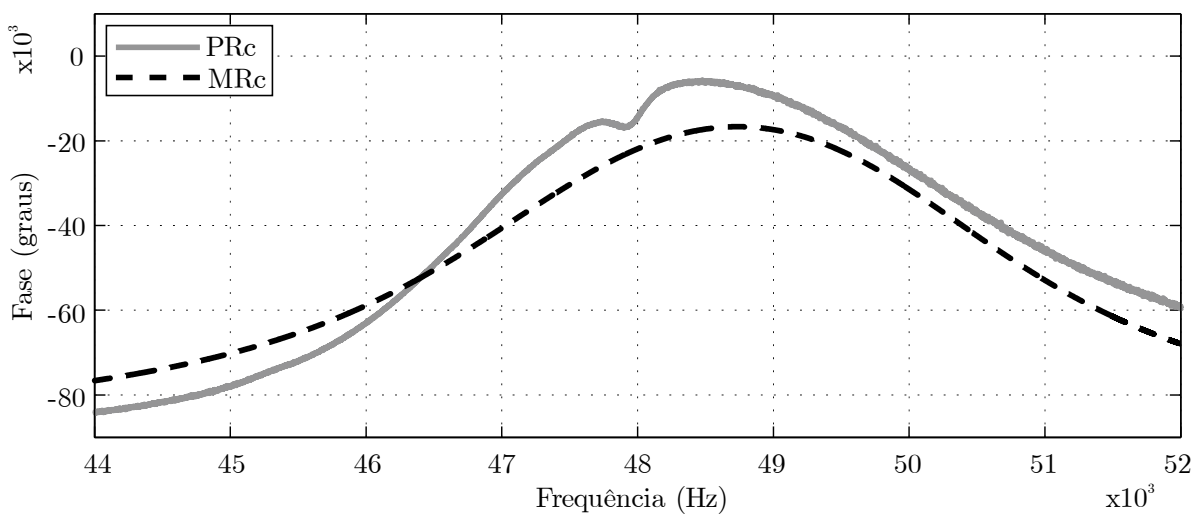


Figura 2.46 – Impedância do TP PRc e do modelo MRc para configuração 8

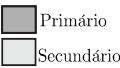

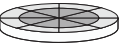
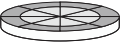
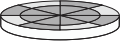

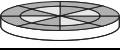
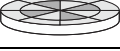

Para a configuração 8 observa-se de acordo com a Figura 2.45 que a frequência de ressonância do TP está aproximadamente em 46,5 kHz, e a fase apresenta compor-

tamento indutivo em toda faixa de frequência analisada conforme mostra a Figura 2.46.

2.9 Comparativo

A Tabela 2.12 mostra um comparativo entre os modelos analisados, verifica-se que a resistência de carga e as capacitâncias de entrada e saída estão relacionada a quantidade de área dos segmentos conectados ao primário ou secundário, a Tabela 2.12 apresenta uma coluna referente a fase dos modelos, para três configurações a fase apresentou característica indutiva (Ind.) as demais configurações apresentaram fase capacitiva (Cap.)

Tabela 2.12 – Comparativo entre os modelos equivalente

| Configurações do TP |  | Resistência de carga (Ω) | Capacitância (C_{dl}) em nF | Capacitância (C_{dl}) em nF | Fase |
|---------------------|---|-----------------------------------|---------------------------------|---------------------------------|------|
| | | | | | |
| Configuração 1 |  | 600 | 5,0573 | 7,5084 | Cap. |
| Configuração 2 |  | 840 | 1,8886 | 0,9356 | Ind. |
| Configuração 3 |  | 450 | 4,9450 | 1.4620 | Cap. |
| Configuração 4 |  | 860 | 4,1104 | 0,1367 | Ind. |
| Configuração 5 |  | 450 | 2,9432 | 0,1931 | Cap. |
| Configuração 6 |  | 1000 | 5,7208 | 0,26221 | Ind. |
| Configuração 7 |  | 340 | 1,8982 | 2,9041 | Cap. |
| Configuração 8 |  | 1000 | 3,9946 | 3,6168 | Cap. |

2.10 Conclusões do capítulo

O capítulo apresentou o princípio de funcionamento de um TP radial e a derivação do modelo elétrico equivalente. Os parâmetros do modelo elétrico equivalente foram obtidos através da análise de resposta em frequência e confrontados com a resposta do TP, verificou-se divergências entre o modelo e o TP, com a finalidade de minimizar o erro entre o modelo e o TP, uma metodologia de otimização do modelo equivalente é apresentada, os resultados obtidos para o modelo otimizados demonstraram a validade da metodologia.

A obtenção do modelo equivalente foi estendida para diferentes configurações de segmentos do TP, a exploração das configurações de segmentos permite adequar as características do TP para diferentes situações de resistência de carga, ganho de tensão e rendimento. No caso de uma carga com uma impedância baixa, como por exemplo o acionamento de LED a configuração 7 apresentou melhor característica,

pois a carga onde o TP apresentou maior transferência de potência é de 340Ω , observa-se que a configuração tem a maior área de segmentos do TP conectados ao secundário o que aumenta a capacitância de saída.

3. ANÁLISE DA UTILIZAÇÃO DO TP COM DIFERENTES SEGMENTOS PARA CONVERSOR HALF-BRIDGE COM INDUTOR DE ENTRADA

3.1 Considerações gerais

O capítulo apresenta ensaios práticos para todas configurações de segmento modeladas no capítulo anterior, é realizado o acionamento de cargas nominais para cada configuração de segmento. O procedimento prático é realizado a partir do conversor ressonante Half-Bridge. O capítulo apresenta detalhes do projeto do driver de acionamento do conversor e projeto do indutor de entrada do TP, componente importante para proporcionar condição de operação em ZVS do conversor.

3.2 Conversores ressonantes

Em conversores onde a corrente de carga é conduzida por chaves semicondutoras, os picos de potência sobre as chaves contribuem para a redução da vida útil do componente, além disso, di/dt e dv/dt elevados podem ser causadores de interferência eletromagnética (IEM). Como alternativa para o aumento de densidade de potência dos conversores faz-se necessário o aumento da frequência de chaveamento, o que resulta em componentes de filtragem menores e ou transformadores. No entanto, frequências elevadas aumentam as perdas de comutação e em alguns casos sendo o limitador da frequência de operação dos conversores. Por outro lado, se a comutação das chaves ocorrer quando a tensão e ou corrente que passa por ela for nula, o chaveamento ocorre sem dissipação significativa de potência. Algumas topologias básicas de conversores que possibilitam a comutação das chaves em tensão e ou corrente nulas são abordadas com maiores detalhes em (POMILIO, 2014).

A condição de comutação não dissipativa, ou comutação suave, podem ser classificadas em dois grupos, de acordo com os modos em que ocorram as mudanças de estado das chaves. Comutação com corrente nula ou ZCS (*zero current switching*) e comutação com tensão nula ou ZVS (*zero voltage switching*). De modo geral ZVS é mais usado para altas frequências comparado a ZCS, devido as capacitâncias intrínsecas do interruptor. Quando o interruptor troca de estado com corrente nula, mas com tensão em seus terminais, a energia armazenada nas capacitâncias é dissipada sobre o componente, esse efeito torna mais significativo com frequências mais elevadas. Por outro lado, não ocorrem essas perdas na condição de ZVS (POMILIO, 1995).

Uma análise comparativa entre dois conversores ressonantes, Half-Bridge e o conversor Classe-E, é apresentado em (YANG et al., 2009). A abordagem utilizada é

baseada no sistema normalizado em espaço de estados, de acordo com o artigo, o conversor Classe-E apresentou um melhor comportamento linear para uma ampla faixa de tensão de entrada. Por outro lado, o conversor Half-Bridge necessita de um indutor de entrada com menor valor para o mesmo TP, e apresentou maior eficiência. Os testes foram realizados no acionamento de LED com potência de 2 Watts.

3.3 Projeto do driver

Com a necessidade de acionar os dois interruptores do conversor, existe a necessidade de desenvolver uma placa de circuito impresso com a função de driver, o projeto dele levar em conta que o *source* de cada chave está conectado em um ponto diferente, como mostra a Figura 3.1. Devido a isso, além de gerar os dois sinais PWM (LO e HO), os referenciais para os sinais V_{GS} aplicados em S_1 e S_2 deverão ser diferentes.

Para isso, são utilizados dois CIs, o SG3524 responsável pela geração dos sinais e controle do *duty cycle* e frequência, e o CI 2112 responsável pelos sinais possuem referenciais diferentes. Os interruptores utilizados são MOSFETs.

3.3.1 SG 3524

As principais funções utilizadas no CI SG3524 são a geração do sinal de pulso, o ajuste do *duty cycle* e o ajuste da frequência. A Figura B.4.1 em anexo mostra o esquema completo dos componentes utilizados juntamente com esse CI; (DESCRIPTION; DIAGRAM, 1995).

3.3.2 Ir2112

Com os sinais gerados através do CI SG3524, o IR2112 servirá para que os sinais aplicados nos gates das chaves possuam referenciais diferentes. Isso é obtido através de um esquema conhecido como “circuito de *bootstrap*”. Esse CI permite que tensões de até 600 Volts sejam aplicados no *dreno* da chave S_1 . Um dos problemas é o *delay* na propagação do sinal, tanto de *turn-on* quanto de *turn-off*, tipicamente na faixa dos 100 ns para cada um, que, somados aos tempos de subida e descida (cada um na faixa de dezenas de ns) mais o tempo morto definido pelo SG3524, acarretarão em redução do *duty cycle* máximo, definido em 0.45, de acordo com (RECTIFIER), o esquema completo de ligação está demonstrado na Figura B.4.2 em anexo.

3.4 Projeto do indutor de entrada

O projeto do indutor de entrada utilizado nesta seção refere-se ao TP com a configuração de segmentos 1 apresentado na Figura 2.9.

3.4.1 Projeto físico do indutor

A realização do projeto do indutor requer um procedimento adequado, uma vez que influencia no funcionamento do conversor. Segundo (IVO BARBI et al., 2000), para operações em frequências de chaveamento elevadas podem ocorrer problemas de inserção de uma série de elementos parasitas como: efeito pelicular, indutâncias de dispersão, capacitâncias parasitas entre os enrolamentos, entre outros. O núcleo de ferrite é o mais indicado para operações em frequências elevadas, uma vez que possui aquecimento e perdas por histerese reduzidos comparado aos núcleos de ferro silício.

3.4.2 Operação em ZVS

Para a condição de comutação em ZVS, do conversor Half-Bridge com TP, é necessário que a impedância vista da chave em paralelo com o capacitor C_{d1} do TP como mostra Figura 3.1, tenha uma fase positiva na faixa de frequência de operação. Em testes de varredura de frequência, observou-se um comportamento capacitivo da fase na faixa de frequência de operação, devido as características físicas do TP. Analisando o modelo equivalente do TP verifica-se que o capacitor C_{d1} é relativamente grande, e somado com a capacitância intrínseca do interruptor, torna mais difícil obter a condição de operação em ZVS.

Como alternativa para tornar a fase indutiva na faixa de frequência de operação é necessário inserir um indutor de entrada. A utilização do indutor de entrada traz a vantagem de proporcionar a condição de operação em ZVS, mas em contrapartida, o indutor representa uma perda de energia e uma diminuição do ganho de tensão. Como neste trabalho optou-se pela inserção do indutor de entrada, devemos adotar o critério para a escolha do indutor com menor valor possível que proporcione a condição de ZVS.

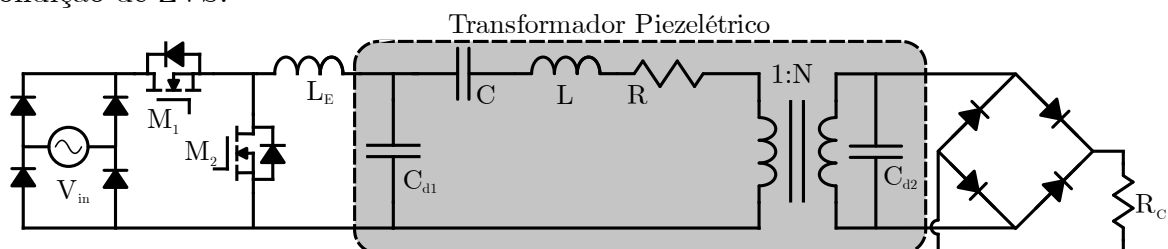


Figura 3.1 – Conversor Half-Bridge com indutor de entrada no TP

3.4.3 Critério de seleção do indutor de entrada

Para a seleção adequada do indutor, é analisado a respostas em frequência do modelo para diferentes valores de indutores de entrada. A Figura 3.2 apresenta o comportamento da fase, é possível visualizar quais valores de indutor tornam a fase positiva na frequência de interesse. A equação utilizada para representar graficamente a resposta em frequência do modelo com indutor de entrada está demonstrada em (3.1)

$$Mag_{MRc} = Z_{Le} + (Z_{Cd1} \parallel ((Z_C + Z_L + R) + (Z_{Cd2} \parallel Rc))) \quad (3.1)$$

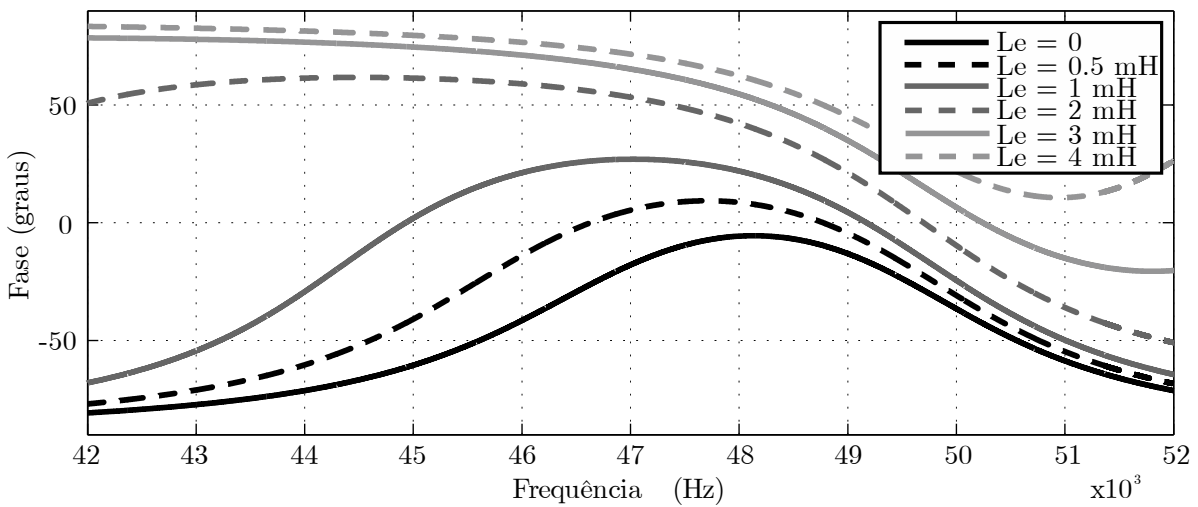


Figura 3.2 – Impedância do modelo MRc da configuração 1 para diferentes valores de indutor de entrada com carga de 600 Ω

Com a análise teórica da fase do modelo para diferentes valores de indutor de entrada é possível partir para testes práticos com os valores pré-determinado. Os testes práticos no TP são realizados com valores de indutores próximos de 1 mH, de acordo com a análise teoria é o suficiente para operação do conversor em ZVS.

A Figura 3.3 e a Figura 3.4 apresenta o comportamento da magnitude e da fase do TP respectivamente. Considerando que a frequência de operação esteja na faixa de 45,5 a 49,5 kHz aproximadamente, o menor indutor que atende deve ser ligeiramente superior a 595 uH, como a disponibilidade do laboratório é limitada em alguns valores de indutores, o indutor selecionado como adequado para proporcionar operação em ZVS é o de 1,1 mH.

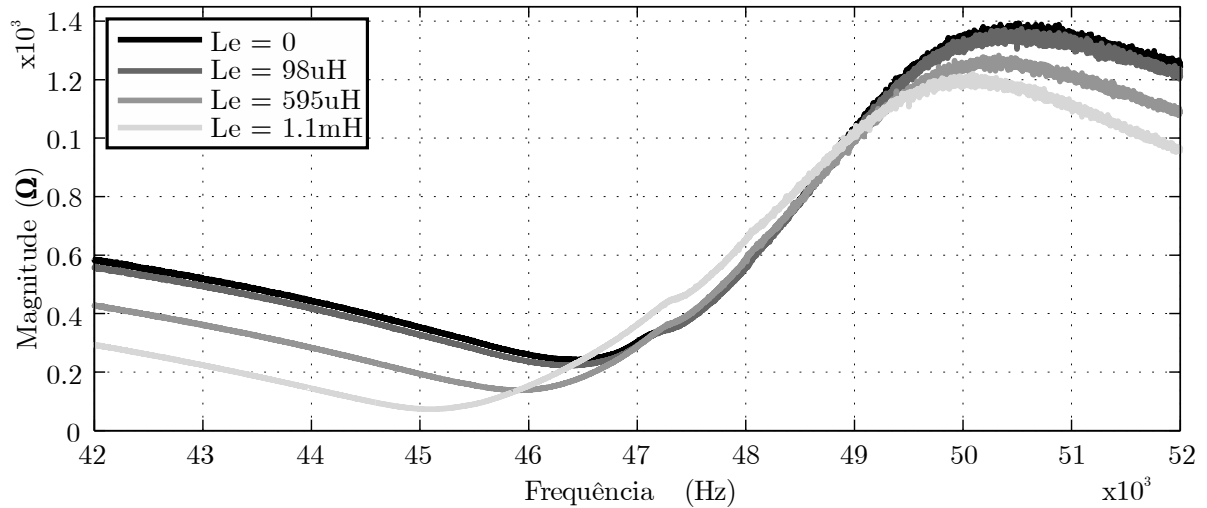


Figura 3.3 – Impedância do TP configuração 1 com carga de 600 Ω,

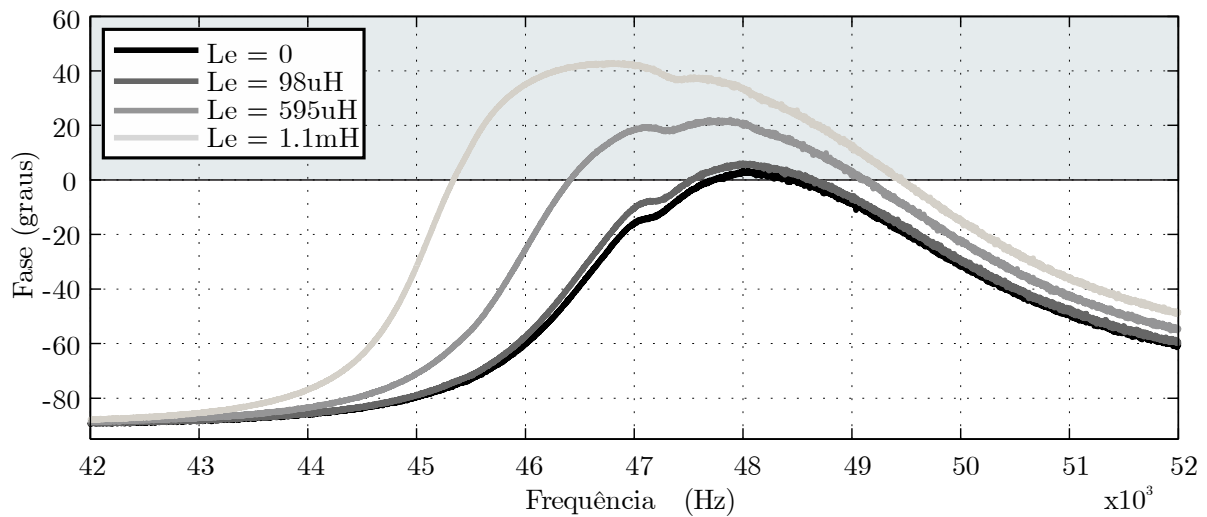


Figura 3.4 – Impedância do TP configuração 1 com carga de 600 Ω

Para verificar o comportamento da transferência de potência e rendimento em função da frequência e da indutância de entrada são testados três casos; sem L_e , com $L_e = 595 \mu\text{H}$ e $L_e = 1,1 \text{ mH}$. Para fins de testes a tensão de entrada foi limitada em 30 volts, o resultado de transferência de potência é apresentado na Figura 3.5 e o resultados de rendimento é apresentado da Figura 3.6. Os dados de rendimento foram coletados diretamente do analisador de potência Yokogawa WT1800 *Precision Power Analyzer*.

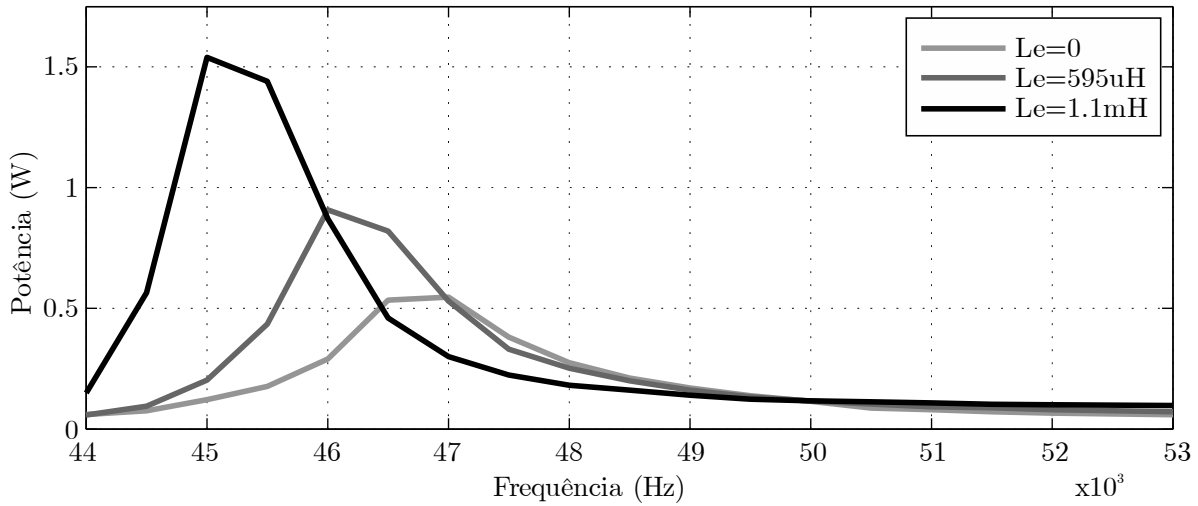


Figura 3.5 – Testes prático de potência em função da frequência para o conversor sem L_e , $L_e=595 \mu$ H e $L_e=1.1$ mH

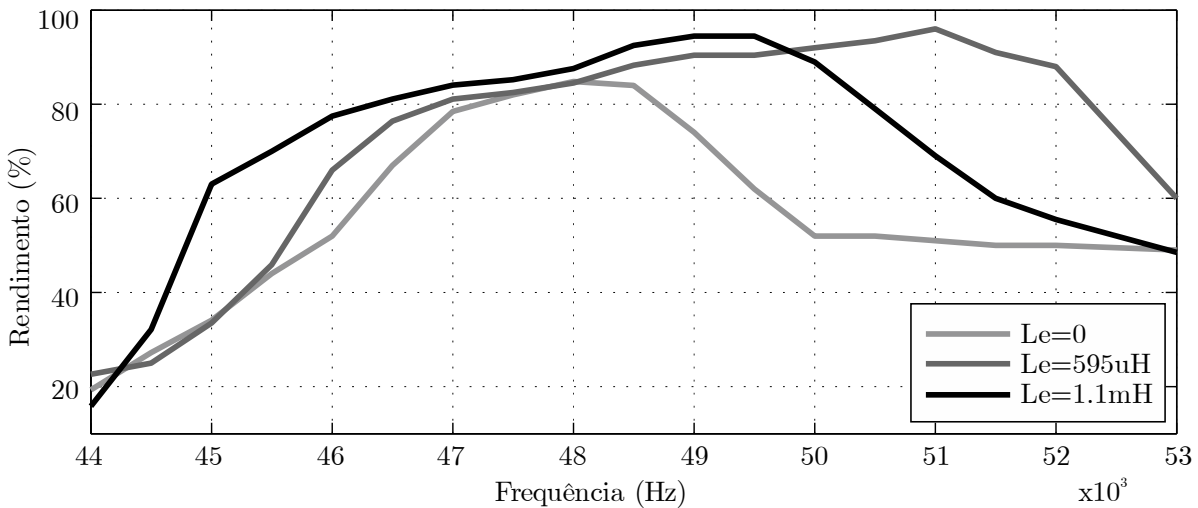


Figura 3.6 – Testes prático de Rendimento em função da frequência para o conversor sem L_e , $L_e=595 \mu$ H e $L_e=1.1$ mH

Para verificar a condição de operação em ZVS é capturado com o osciloscópio as formas de onda V_{GS} das chaves, a tensão V_{DS} da chave 2 e a tensão na carga. A Figura 3.7 mostra as formas de onda do conversor sem indutor de entrada.

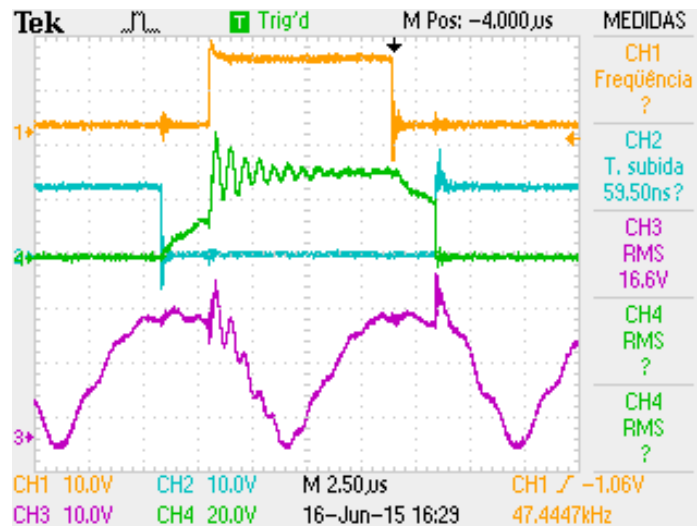


Figura 3.7 – Testes prático do conversor sem L_e ; canal 1 e 2 V_{GS} das chaves (S_1 e S_2); canal 3 tensão retificada na carga, canal 4 V_{DS} da chave (S_2)

Percebe-se que, além da análise em resposta em frequência já constatar que não haveria como obter a condição de ZVS, o demonstrado no resultado experimental confirmou isso. Observando o sinal de V_{GS} de S_2 e a tensão V_{DS} , nota-se a existência de tensão na chave quando ela entra em condução. Além disso, existe a necessidade da inserção de um indutor de entrada devido ao *spike* elevado na tensão V_{DS} . Isso acarreta também na qualidade do sinal verificado na carga. Essas variações bruscas de tensão observadas no interruptor S_2 na entrada e saída de condução, acabam impactando diretamente na tensão na saída.

Observando a tensão V_{DS} , conclui-se que o capacitor C_{dl} possui valor superior ao limite da realização de ZVS, o que causa um longo tempo para realizar a sua carga (subida dessa tensão, quando S_2 para de conduzir) e a sua descarga (descida dessa tensão, quando S_2 entrará em condução), realizando comutação com dissipação (*hard-switching*). Apesar de estar analisando apenas uma tensão aplicada em um interruptor, a análise dessas ondas permite concluir que esse problema também acontece com S_1 , visto que existe uma grande variação de tensão quando S_2 entra em condução.

Próxima análise é para o $L_e=595 \mu\text{H}$ as formas de onda são apresentadas na Figura 3.8.

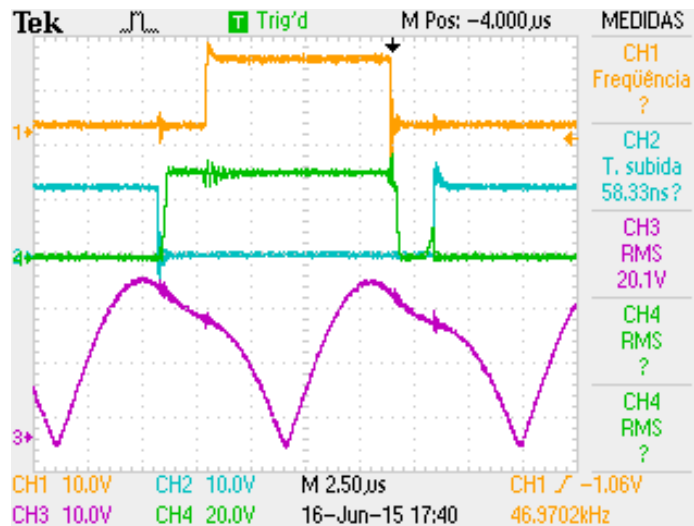


Figura 3.8 – Testes prático do conversor com $L_e=595 \mu\text{H}$; canal 1 e 2 V_{GS} das chaves (S_1 e S_2); canal 3 tensão retificada na carga, canal 4 V_{DS} da chave (S_2)

Observa-se, inicialmente, que a qualidade das formas de onda melhorou significativamente. Quanto ao *spike* em S_2 , esse problema foi bastante reduzido, tornando possível a aplicação de tensões bem mais elevadas, sem causar danos aos interruptores. Nota-se também que a tensão V_{DS} foi a 0 em um tempo inferior ao tempo morto. No entanto, o *duty cycle* deveria ser aumentado, pois essa tensão volta a crescer após chegar a 0, mas devido as características do driver utilizado no acionamento o *duty cycle* máximo é limitado. Outra questão é sobre a qualidade forma de onda da tensão na carga, que apresenta uma distorção na simetria quando as chaves deixam de conduzir. Apesar disso, houve uma grande melhoria em comparação com o resultado obtido sem indutor.

Próxima análise é para o $L_e=1,1 \text{ mH}$ as formas de onda são apresentadas na Figura 3.9.

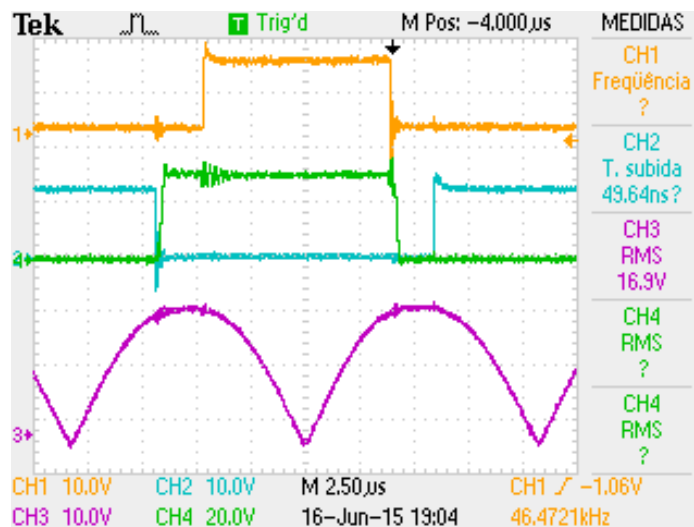


Figura 3.9 – Testes prático do conversor com $L_e=1,1 \text{ mH}$; canal 1 e 2 V_{GS} das chaves (S_1 e S_2); canal 3 tensão retificada na carga, canal 4 V_{DS} da chave (S_2)

Dos 3 casos analisados, esse é o que apresenta a melhor qualidade nas formas de onda. O *spike* no interruptor é reduzido, satisfazendo as restrições de funcionamento normal, mesmo em aplicações com tensões mais altas. A condição de ZVS é facilmente obtida e a tensão V_{DS} não voltou a crescer após ser zerada. Observa-se que a simetria na forma de onda da tensão na carga também melhorou.

3.5 Resultados experimentais

Ao realizar os testes práticos verificou que a análise da fase não é suficiente para definir o valor do indutor de entrada, pois quando a frequência de operação é ajustada para o conversor apresentar um melhor rendimento, a frequência de operação é maior que a definida na análise de fase, fazendo-se necessário um indutor com um valor que proporcione uma fase positiva para uma maior faixa de frequência.

Os testes práticos de eficiência e transferência de potência é realizado para as 8 configurações de segmentos. O indutor de entrada utilizado para cada configuração difere um do outro devido aos valores de C_{a1} e C_{a2} serem diferentes.

Os resultados práticos são coletados a partir do osciloscópio tektronix TPS2014B, e os resultados referentes potência de entrada e saída, tensão de entrada e saída, corrente de entrada e saída e rendimento do conversor são coletados a partir do analisador de potência Yokogawa WT1800 *Precision Power Analyzer*. Os parâmetros obtidos na tela do instrumento representam:

P1 potência de entrada/P2 potência de saída.

Urms1 tensão de entrada/Urms2 tensão de saída.

Irms1 corrente de entrada/ Irms2 corrente de saída.

η 1 rendimento.

3.5.1 Resultados experimentais configuração 1

Para os testes realizado na configuração 1, o indutor de entrada utilizado é de 2,1 mH e uma carga nominal de 600 Ω .

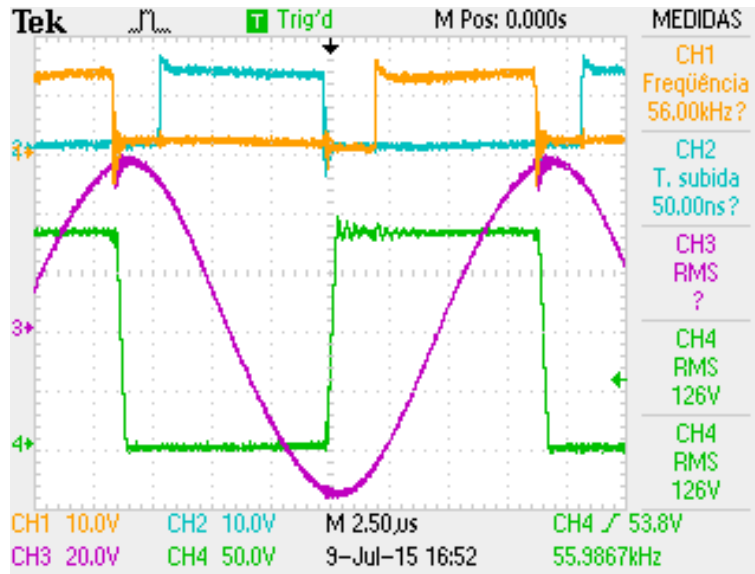


Figura 3.10 – Formas de onda; canal 1 e 2, tensão V_{GS} das chaves S_1 e S_2 ; canal 3, tensão V_{OUT} ; canal 4, tensão V_{DS} da chave S_2

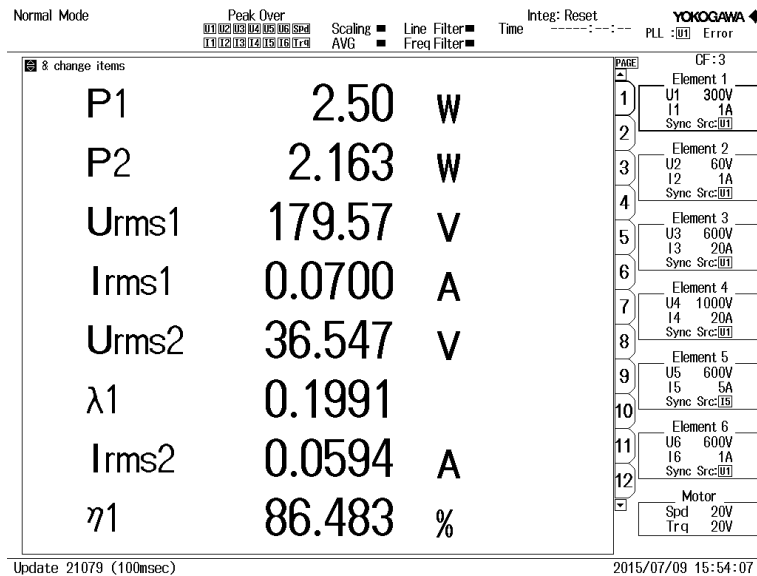


Figura 3.11 – Potência e rendimento para carga de 600 Ω

3.5.2 Resultados experimentais configuração 2

Para os testes realizado na configuração 2, o indutor de entrada utilizado é de 2,1 mH, e uma carga nominal de 840 Ω .

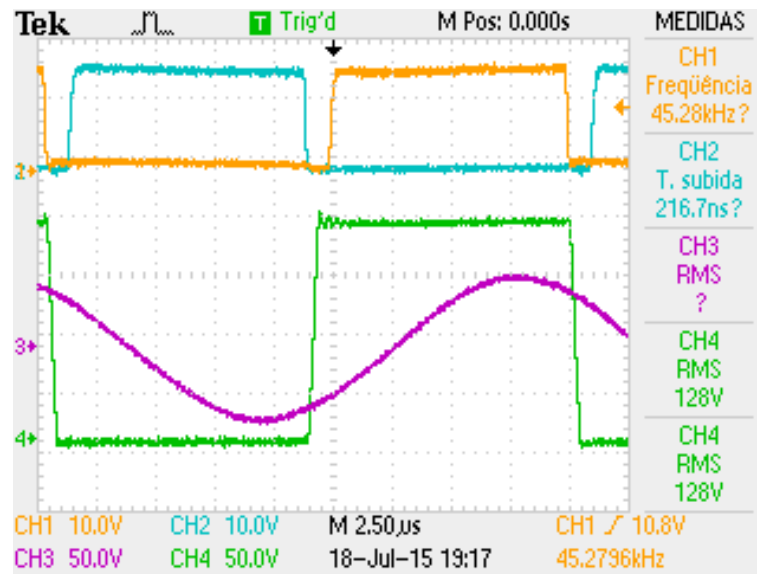


Figura 3.12 – Formas de onda; canal 1 e 2, tensão V_{GS} das chaves S_1 e S_2 ; canal 3, tensão V_{OUT} ; canal 4, tensão V_{DS} da chave S_2

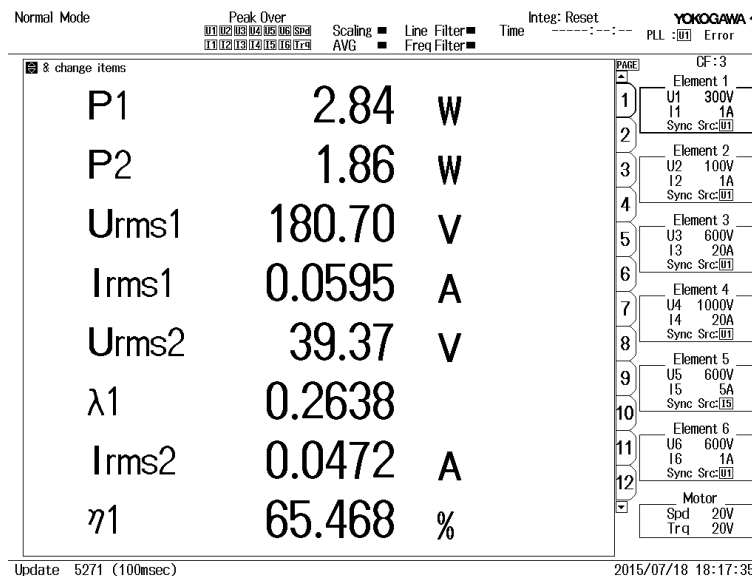


Figura 3.13 – Potência e rendimento para carga de 840Ω

3.5.3 Resultados experimentais configuração 3

Para os testes realizado na configuração 3, o indutor de entrada utilizado é de $4,6 \text{ mH}$, e uma carga nominal de 450Ω .

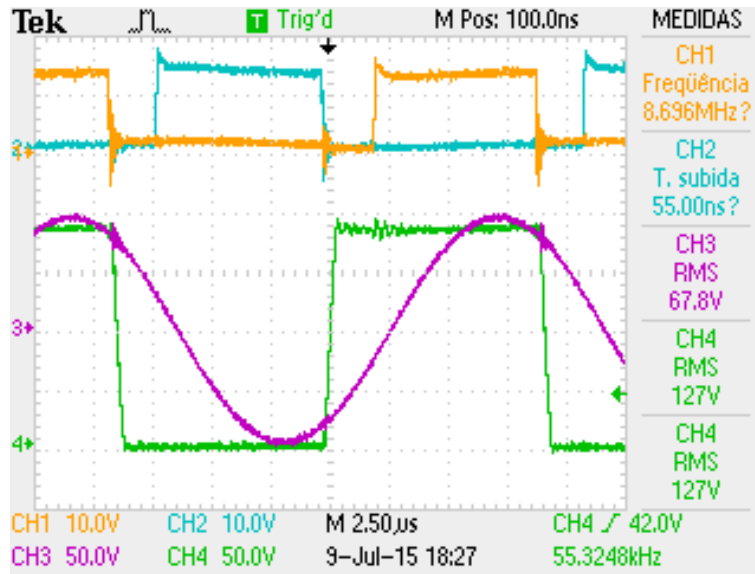


Figura 3.14 – Formas de onda; canal 1 e 2, tensão V_{GS} das chaves S_1 e S_2 ; canal 3, tensão V_{OUT} ; canal 4, tensão V_{DS} da chave S_2

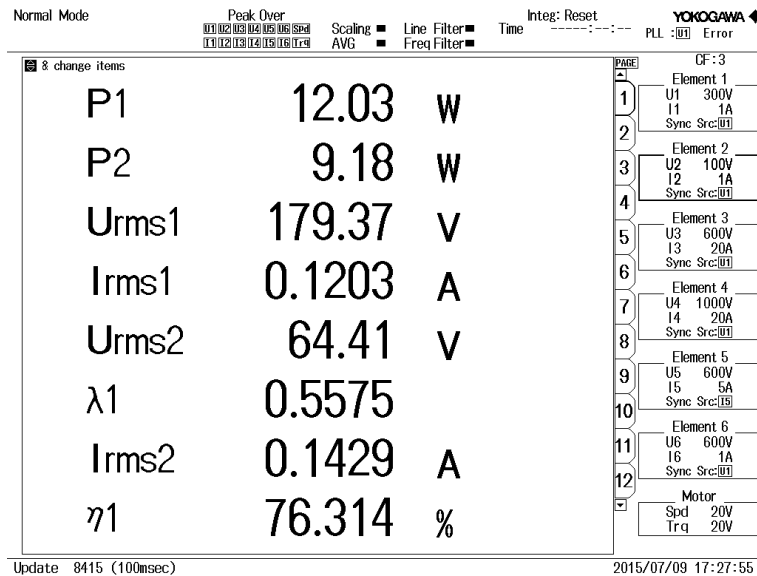


Figura 3.15 – Potência e rendimento para carga de 450Ω

3.5.4 Resultados experimentais configuração 4

Para os testes realizado na configuração 4, o indutor de entrada utilizado é de 2,1 mH, e uma carga nominal de 860Ω .

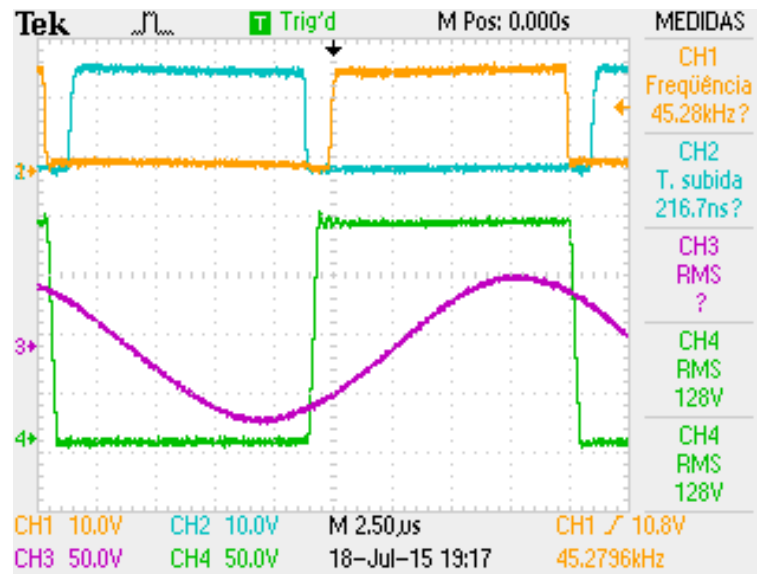


Figura 3.16 – Formas de onda; canal 1 e 2, tensão V_{GS} das chaves S_1 e S_2 ; canal 3, tensão V_{OUT} ; canal 4, tensão V_{DS} da chave S_2

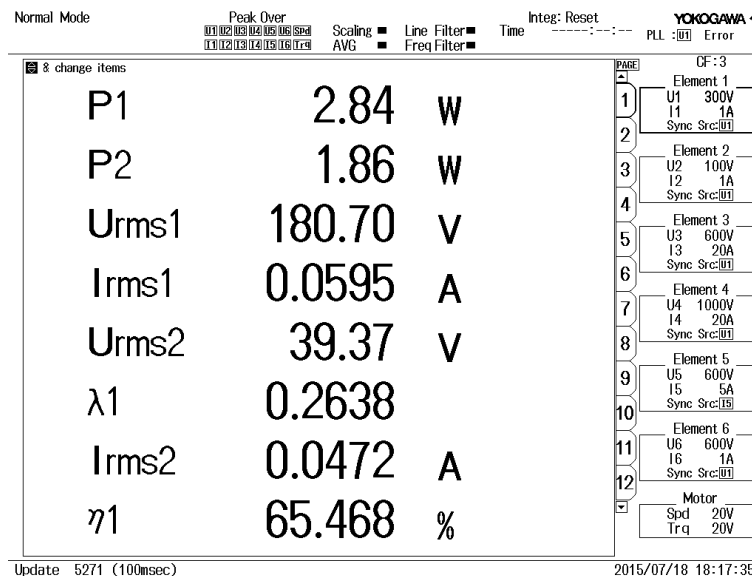


Figura 3.17 – Potência e rendimento para carga de 860Ω

3.5.5 Resultados experimentais configuração 5

Para os testes realizado na configuração 5, o indutor de entrada utilizado é de $4,6 \text{ mH}$, e uma carga nominal de 1000Ω .

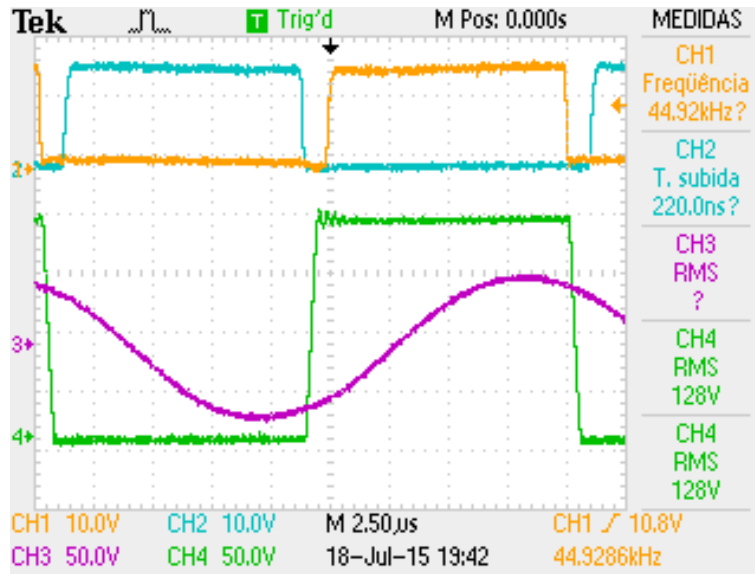


Figura 3.18 – Formas de onda; canal 1 e 2, tensão V_{GS} das chaves S_1 e S_2 ; canal 3, tensão V_{OUT} ; canal 4, tensão V_{DS} da chave S_2

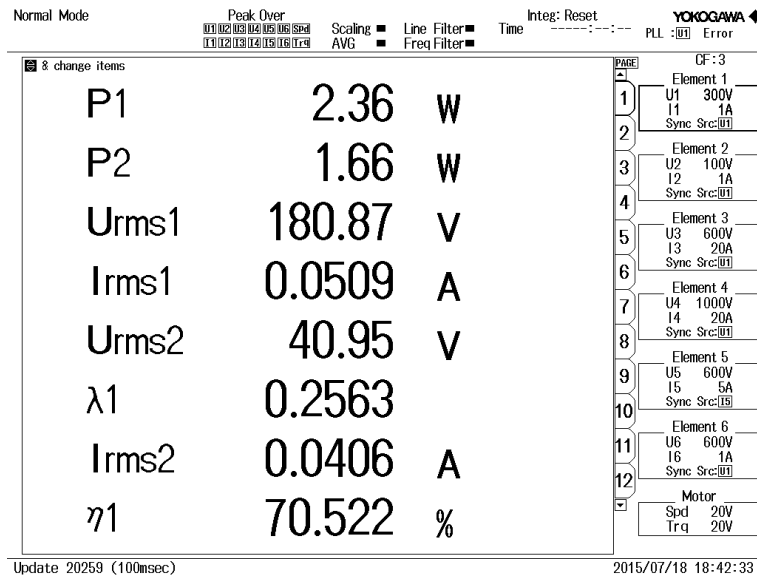


Figura 3.19 – Potência e rendimento para carga de 1000 Ω

3.5.6 Resultados experimentais configuração 6

Para os testes realizado na configuração 6, o indutor de entrada utilizado é de 1,5 mH, e uma carga nominal de 1000 Ω .

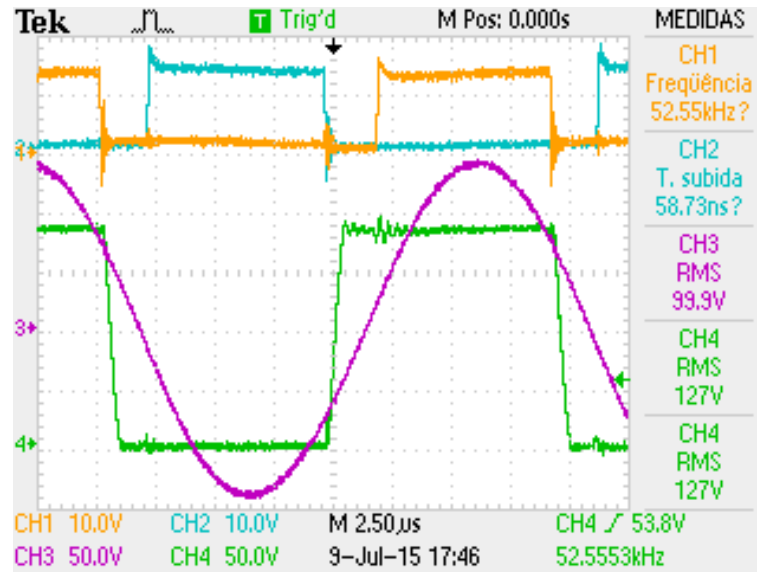


Figura 3.20 – Formas de onda; canal 1 e 2, tensão V_{GS} das chaves S_1 e S_2 ; canal 3, tensão V_{OUT} ; canal 4, tensão V_{DS} da chave S_2

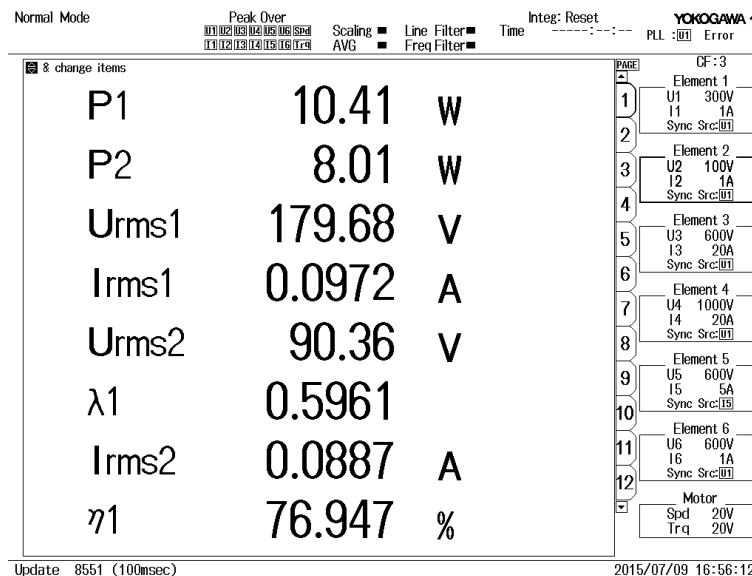


Figura 3.21 – Potência e rendimento para carga de 1000Ω

3.5.7 Resultados experimentais configuração 7

Para os testes realizado na configuração 7, o indutor de entrada utilizado é de $4,6 \text{ mH}$, e uma carga nominal de 340Ω .

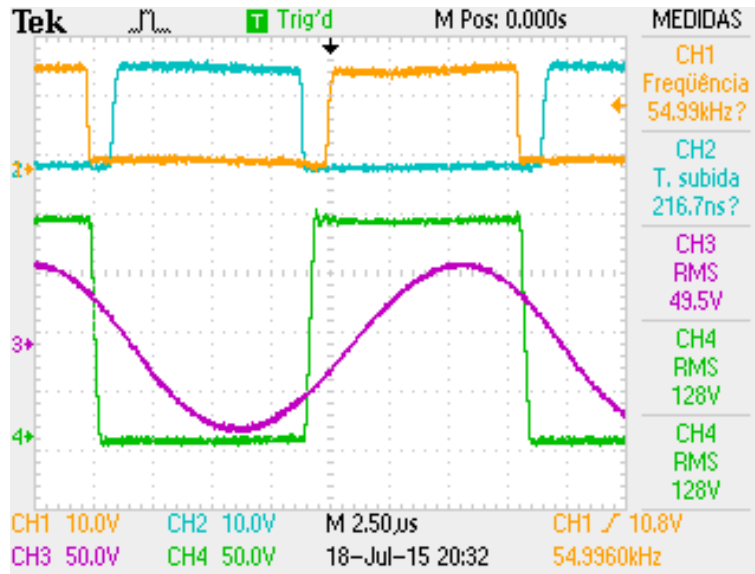


Figura 3.22 – Formas de onda; canal 1 e 2, tensão V_{GS} das chaves S_1 e S_2 ; canal 3, tensão V_{OUT} ; canal 4, tensão V_{DS} da chave S_2

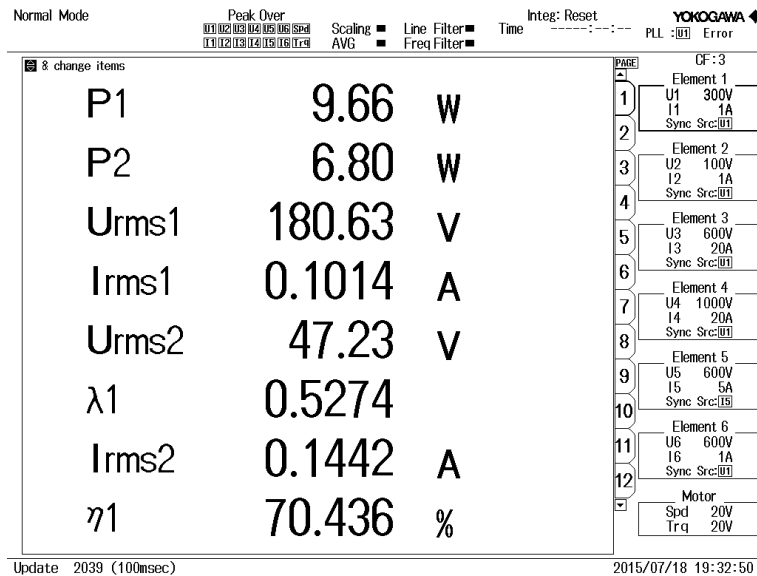


Figura 3.23 – Potência e rendimento para carga de 340 Ω

3.5.8 Resultados experimentais configuração 8

Para os testes realizado na configuração 8, o indutor de entrada utilizado é de 3,2 mH, e uma carga nominal de 1000 Ω.

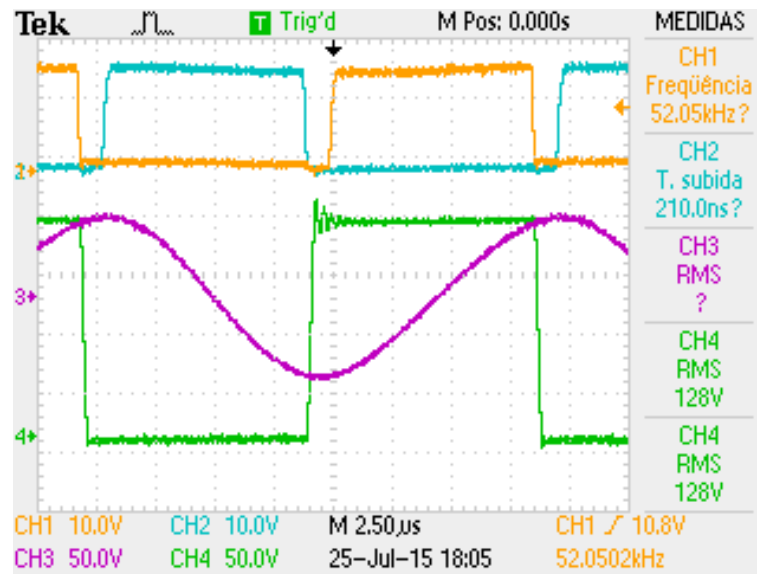


Figura 3.24 – Formas de onda; canal 1 e 2, tensão V_{GS} das chaves S_1 e S_2 ; canal 3, tensão V_{OUT} ; canal 4, tensão V_{DS} da chave S_2

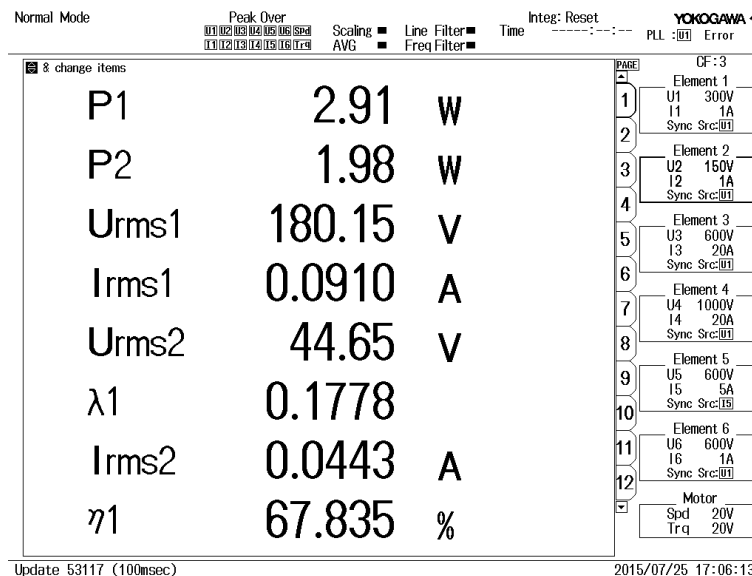












Figura 3.25 – Potência e rendimento para carga de 1000Ω

3.6 Comparativos

A Tabela 3.1 apresenta um comparativo entre as 8 configurações de segmentos, é possível observar e escolher a configuração mais adequada para uma carga específica, pois cada configuração apresentou diferentes valores de impedância para carga

nominal, pontos importantes, como transferência de potência e rendimento, podem ser observados. Com relação ao *layout* dos segmentos, observa-se que a quantidade está relacionada ao valor da carga nominal, e que a região central é mais significativa que a região externa, devido a maior concentração de tensão para os TPs radiais.

Tabela 3.1 – Comparativo entre as configurações de segmentos do TP

| Configurações do TP |  Primário  Secundário | Indutor (mH) | Resistência de carga (Ω) | Ganho de tensão | Rendimento (%) | Potência (W) |
|---------------------|--|--------------|-----------------------------------|-----------------|----------------|--------------|
| Configuração 1 |  | 2,1 | 600 | 0,202 | 86,4 | 2,16 |
| Configuração 2 |  | 2,1 | 840 | 0,220 | 65,5 | 1,86 |
| Configuração 3 |  | 4,6 | 450 | 0,357 | 76,3 | 9,18 |
| Configuração 4 |  | 2,1 | 860 | 0,220 | 65,5 | 1,86 |
| Configuração 5 |  | 4,6 | 1000 | 0,227 | 70,5 | 1,66 |
| Configuração 6 |  | 1,5 | 1000 | 0,501 | 76,9 | 8,01 |
| Configuração 7 |  | 4,6 | 340 | 0,262 | 70,4 | 6,80 |
| Configuração 8 |  | 3,2 | 1000 | 0,247 | 67,8 | 1,98 |

3.7 Conclusões do capítulo

O capítulo apresenta os resultados práticos do TP aplicado ao conversor Half-Bridge com indutor de entrada, para a realização dos testes práticos do conversor um circuito de comando para o conversor é projetado. Para proporcionar a condição de operação em ZVS do conversor é estabelecido um critério para determinar o indutor de entrada necessário.

Em testes com tensão nominal de 180 Volts o critério de escolha do indutor de entrada pela análise da fase da Figura 3.4 não foi suficiente, os valores de L_e foram ajustados para o conversor apresentar melhor desempenho, isso implica em mudanças na resposta em frequência do sistema, conseqüentemente em uma faixa de frequência diferente.

4. CONCLUSÕES FINAIS

4.1 Considerações gerais

O trabalho apresentou o princípio de funcionamento e a obtenção do modelo elétrico equivalente de um TP radial com atuador e transdutor dividido em pequenos segmentos na mesma cerâmica piezolétrica. Os parâmetros do modelo elétrico equivalente foram obtidos através da análise da resposta em frequência e confrontados com a resposta experimental do TP. A obtenção do modelo equivalente do TP a partir da resposta em frequência é prático e de fácil aquisição com os equipamentos adequados, no entanto verificou-se divergências entre a resposta em frequência do modelo e a resposta experimental do TP.

Para tornar a resposta em frequência do modelo mais próxima da resposta experimental do TP, é proposto uma metodologia para otimizar o modelo. A metodologia é baseada no erro quadrático entre a resposta em frequência do modelo e do TP, os parâmetros do modelo equivalente são manipulados até que o erro entre o modelo e o TP seja mínimo. Os resultados obtidos do modelo otimizado são apresentados e confrontados com a resposta em frequência experimental do TP. A metodologia de otimização proposta apresentou resultados satisfatório, uma vez que a resposta do modelo com carga nominal ficou muito próxima da resposta do TP.

A obtenção do modelo equivalente TP foi estendida para diferentes configurações de segmentos da cerâmica. Os diferentes leiautes dos segmentos permite adequar as características do TP para diferentes aplicações, ou aproximar os parâmetros do modelo para um projeto específico, entre as configurações testadas, parâmetros como impedâncias de carga, variaram de 340 a 1000 Ω , potência na carga variaram de 1,7 a 9,2 W, rendimento do conversor variou de 65,5 a 86,4% e ganho de tensão ficou na faixa de 20 a 50% para o máximo rendimento de cada configuração.

Para operação do conversor em ZVS, é necessário que a fase da impedância vista da chave S_1 seja positiva na frequência de operação, a maioria das configurações de segmentos testadas não apresentaram pontos de frequência com fase positiva com exceção das configurações 2, 4 e 6, verificou-se que o valor do indutor de entrada está relacionado a área dos segmentos disposto no primário de TP.

O critério adotado para a escolha do indutor foi determinado pelo menor indutor que apresentou a resposta em frequência da fase positiva na frequência de interesse, no entanto, ao realizar testes com a tensão nominal no conversor, o indutor selecionado por esse critério não foi o suficiente para operação em ZVS para toda faixa de tensão de entrada desejada, sendo necessário aumentar seu valor. No caso das configurações que já apresentavam fase positiva o valor utilizado é inferior aos demais.

Entre as configurações de segmentos analisadas o valor do indutor variou de 1,5 a 4,6 mH.

Na realização dos testes práticos do conversor surgiram problemas no TP não previstos, tais como trincas na cerâmica como mostra a Figura B.4.9, esses problemas podem prejudicar a qualidade dos resultados. Uma das prováveis causas é no processo de confecção dos segmentos, a ferramenta utilizada fragiliza a cerâmica onde a isolação entre um segmento e outro é realizada. Outra hipótese ou em conjunto com a primeira é devido ao cisalhamento entre os segmentos (principalmente no sentido radial), se o deslocamento mecânico entre um segmento e outro adjacente não for igual, haverá uma tensão de cisalhamento entre os segmentos favorecendo a ruptura do TP.

Quanto as contribuições do trabalho destacam-se a metodologia proposta para otimizar o modelo elétrico equivalente, os resultados obtidos demonstraram ser favoráveis para o TP utilizado. A análise das diferentes configurações de segmentos possibilitou modificar os parâmetros do TP para diferentes aplicações. O critério adotado para seleção do indutor de entrada a partir da fase do modelo permitiu ir para os testes práticos com valores de indutor pré-definidos.

4.2 Propostas de trabalhos futuros

Como trabalhos futuros sugere-se o estudo dos seguintes temas:

- Análise da configuração de segmentos do TP a partir do método de elementos finitos com software específico antes da análise prática.
- Método de confecção do leiaute dos segmentos apropriado para fragilidade da cerâmica.
- Analisar as configurações de segmentos do TP e adaptar para uma aplicação específica.
- Utilizar segmentos em forma de anel para evitar ou diminuir a tensão de cisalhamento entre os segmentos.
- Analisar a configuração de segmentos em série e paralelo do TP, seccionando as duas superfícies da cerâmica.
- Definir o leiaute do primário e secundário em segmentos únicos, evitando assim conexões com condutores e soldas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BASICS, P. E. The Piezoelectric Effect. Murata Electronics, PZT Application Manual, n. c, p. 3–5, 1999.

BISOGNO, F; NITTAYARUMPHONG, S; RADECKER, M; KNOLL, A; CARAZO, A.V. Dynamical Modeling of Class-E Resonant Converter for Step-down Applications Using Piezoelectric Transformers. 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, p. 2797–2803, 2005.

BISOGNO, F; NITTAYARUMPHONG, S; RADECKER, M; CARAZO, A.V; do PRADO, R.N.E. A Line Power-Supply for LED Lighting using Piezoelectric Transformers in Class-E Topology 2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference. Anais...IEEE, ago. 2006.

C.A. Rosen, Ceramic Transformers and Filters, General Electric Company, Syracuse, N.Y. and Proceedings of the Electronic Components Society, 1956, pp. 205.

CEBRIÁN, P. O. Estudio Del Comportamiento de Una Cerámica Piezoelétrica Mediante Elementos Finitos. 2011.

DESCRIPTION, G.; DIAGRAM, B. LM2524D LM3524D Regulating Pulse Width Modulator LM2524D LM3524D Regulating Pulse Width Modulator. n. January, p. 1–18, 1995.

DONG, P; CHENG, K.W.E; KWOK, K.W; HO, S.L; LU, Y. Singular Perturbation Modelling Technique and Analysis for Class-E DC-DC Converter using Piezoelectric Transformer. Power Electronics, IET, v. 1, n. 4, p. 113–124, 2008.

ENGLEITNER, R. Análise Estática Normalizada e Modelagem de Pequenos Sinais do Conversor CLASSE-E Utilizando Transformador Piezoelétrico. UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA, 2011.

ERHART, JIŘÍ; PŮLPÁN, PETR; DOLEČEK, ROMAN; PSOTA, PAVEL. Disc piezoelectric ceramic transformers. p. 8–11, 2012.

FLYNN, A. M.; SANDERS, S. R. Fundamental limits on energy transfer and circuit considerations for piezoelectric transformers. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196), v. 2, p. 1463–1471, 1998.

FOSTER, M.; STONE, D.; HORLSEY, E. Optimal design criterion for achieving zero voltage switching in inductor-less half-bridge driven piezoelectric transformer based power supplies. 2014.

GAIOTTO, F. J. Design de Transformadores Cerâmicos Piezoelétricos e Aplicações. UNIVERSIDADE ESTADUAL DE MARINGÁ, p. 1–90, 2012.

HALLARET, E. SARRUETE, B. L. Numerical and Analytical Modeling of a Piezoelectric Transformer and Experimental Verification1.

IKEDA, T. “Fundamentals of Piezoelectricity”, Oxford Science Publication, 1996.

IVO BARBI; FONT, C. H. I.; RICARDO LUIZ ALVES. Universidade Federal de Santa Catarina. p. 0–10, 2000.

KAWASHIMA, S; OHNISHI; HAKAMATA, H; TAGAMI, S; FUKUOKA, A; INOUE, T. Third order longitudinal mode piezoelectric ceramic transformer and its application to high-voltage power inverter. Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium ULTSYM-94, p. 525–530 vol.1, 1994.

KAZIMIERCZUK, M.; PUCZKO, K. Exact analysis of class E tuned power amplifier at any Q and switch duty cycle. IEEE Transactions on Circuits and Systems, v. 34, n. 2, p. 149–159, fev. 1987.

LAI, Y. Y.; LEE, C. K.; WU, W. J. Comparison of three different topologies of driving LEDs with a piezoelectric transformer. Proceedings of 2012 21st IEEE Int. Symp. on Applications of Ferroelectrics held jointly with 11th IEEE European Conference on the Applications of Polar Dielectrics and IEEE PFM, ISAF/ECAPD/PFM 2012, p. 8–11, 2012a.

LAI, Y.-Y.; LEE, C.-K.; WU, W.-J. Comparison of three different topologies of driving LEDs with a piezoelectric transformer. Proceedings of ISAF-ECAPD-PFM 2012, p. 1–4, jul. 2012b.

LI, G.; LIN, S. Study on the new type of dual output of single disc piezoelectric ceramic transformer. 2013 Symposium on Piezoelectricity, Acoustic Waves, and Device Applications, p. 1–4, out. 2013.

LI, HING LEUNG; HU, JUN HUI; LAI, HELEN. Finite Element Analysis on Piezoelectric Ring Transformer. v. 51, n. 10, 2004.

LIN, C. Design and Analysis of Piezoelectric Transformer Converters. 1997.

LIN, C. Y.; LEE, F. C. Design of a Piezoelectric Transformer Converter and Its Matching Networks. 1994.

LIN, RAY-LEE; CHEN, DAN Y; LU, GUO-QUAN; NELSON, DOUGLAS J. Piezoelectric Transformer Characterization and Application of Electronic Ballast. 2001.

MASON, W. P. “Electromechanical Transducers and Wave Filters”, Princeton,

NIELSEN, D.; ANDERSEN, M. A. E.; MEYER, K. S. Preliminary investigations of piezoelectric based LED luminary. Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications, p. 1–9, 2011.

NINOMIYA, T.; SHOYAMA, M.; ZAITSU, T.; INOUE, T. Zero-Voltage-Switching Techniques and their Application to High-Frequency Converter with Piezoelectric Transformer. v. 1101, n. d, p. 1665–1669, 1994.

NITTAYARUMPHONG, S.; BISOGNO, F.; RADECKER, M.; KNOLL, A.; CARAZO, A.V.; RIEDLHAMMER, A. Dynamic behaviour of PI controlled class-E resonant converter for step-down applications using piezoelectric transformers. 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, v. 20, p. 1–10, 2005.

NITTAYARUMPHONG, S. Vereinfachte Methoden zur optimalen Regelung resonanter Leistungskonverter. 2008.

OHNISHI, OSAMU; KISHIE, HIROMI; IWAMOTO, AKIO; SASAKI, YASUHIRO INOUE, TAKESHI. Piezoelectric Ceramic Transformer Operating in Thickness. p. 483–488, 1992.

PIEFORT, V. Finite Element Modelling of Piezoelectric Active Structures. p. 154, 2001.

POMILIO, J. A. Fontes chaveadas. p. 1–29, 1995.

POMILIO, J. A. 4. Conversores Ressonantes. p. 1–16, 2014.

PRIETO, M.; DÍAZ, J.; MARTÍN, J. A.; NUÑO, F. A very simple DC-DC converter using piezoelectric transformer. 2001.

RADECKER, M.; BISOGNO, F.E.; KNOLL, A.; CARAZO, A.V.; RIEDLHAMMER, A.; DEBOY, G.; NORVEZ, N.; PACAS, I. M. Comparison of Resonant Topologies for Step-Down Applications Using Piezoelectric Transformers. p. 2662–2667, 2004.

RECTIFIER, I. I. Datasheet IR2112. v. 2112, p. 1–18.

ROEDGAARD, M. S.; WEIRICH, M.; ANDERSEN, M. A E. Forward conduction mode controlled piezoelectric transformer-based PFC LED drive. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 28, n. 10, p. 4841–4849, 2013.

ROSEN, C. A.; FISH, K. A.; ROTHENBERG, H. C. U.S. Patent 2830274. 1958.

SANDERS, S R.; NOWOROLSKI, J M.; LIU, X Z.; VERGHESE, GEORGE C. Generalized averaging method for power conversion circuits. Power Electronics, IEEE Transactions on, v. 6, n. 2, p. 251–259, 1991.

SHAO, WEIWEI; HAN, ZHILE; XIANG, YONGJIA; LI, PEIYANG; CUI, YAOYAO. Temperature distribution of Piezoelectric Transformer with Heat Couple Component Using Finite Element Method. p. 1340–1343, 2014.

SHOYAMA, M.; HORIKOSHI, K.; NINOMIYA, T.; ZAITSU, T.; SASAKI, Y. Steady-state characteristics of the push-pull piezoelectric inverter. PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972, v. 1, p. 715–721, 1997.

SYED, E. M. Analysis and Modeling of Piezoelectric Transformers. 2001.

TANAKA, T. Piezoelectric devices in Japan *Ferroelectrics*, mar. 1982.

YAMANEL, TAKASHI; HAMAMURAP, SUNAO; ZAITSU, TOSHIYUKI; NINOMIYA, TAMOTSU; SHOYAMA, MASAHITI; FUDA, YOSHIAKI. Efficiency Improvement of Piezoelectric-Transformer. p. 1255–1261, 1998.

YANG, YUJIA; BISOGNO, FABIO E.; SCHITTLER, ANDRESSA; NITTAYARUMPHONG, SADACHAI; RADECKER, MATTHIAS; FISCHER, WOLF-JOACHIM; FAHLENKAMP, MARC. Comparison of Inductor-Half-Bridge and Class-E Resonant Topologies for Piezoelectric Transformer Applications Wolf-Joachim Fischer Marc Fahlenkamp. p. 776–782, 2009.

ZAITSU, TOSHIYUKI; INOUE, TAKESHI; OHNISHI, OSAMU; IWAMOTO, AKIO 2 MHz Power Converter with Piezoelectric Ceramic Transformer. 1992.

APÊNDICE A

Algoritmo de Otimização do modelo equivalente

O apêndice A é dedicado para apresentar o algoritmo utilizado para otimizar o modelo equivalente do TP obtido pela resposta em frequência.

% Carrega os arquivos de resposta em frequência do TP para CC (curto-circuito) CA (circuito Aberto) Ll (TP com carga).

```
CC=fopen('C:\Users\Claiton MM\Desktop\pt10000\otimização modelo\ccLf0.dat');
```

```
CC=textscan(CC,'%f %f %f','headerlines',1); CC=cell2mat(CC);
```

```
CA=fopen('C:\Users\Claiton MM\Desktop\pt10000\otimização modelo\caLf0.dat');
```

```
CA=textscan(CA,'%f %f %f','headerlines',1); CA=cell2mat(CA);
```

```
Ll=fopen('C:\Users\Claiton MM\Desktop\pt10000\otimização modelo\Lf0rc600.dat');
```

```
Ll=textscan(Ll,'%f %f %f','headerlines',1); Ll=cell2mat(Ll);
```

% Cria vetores para Frequência, Magnitude da impedância.

```
CC1= CC(:,2); CC2 = CC(:,3); CA1= CA(:,2); CA2 = CA(:,3); L1 = Ll(:,2); L2 = Ll(:,3); freq = Ll(:,1);
```

np = 10000; % números de pontos dos vetores carregados.

% Parâmetros do modelo obtido pela resposta em frequência.

```
cd1 = 3.6128e-09; cd2 = 1.2703e-09; c = 1.8071e-10; Ls = 0.0635;
```

```
Rp = 150; % Rp resistência de perda do TP;
```

```
Rc = 600; % Rc resistência de carga.
```

```
f=freq; % Vetor frequência;
```

```
w = (2*pi*f); % Vetor frequência em radianos.
```

```
deg = 180./pi; % Converte radianos para graus.
```

ne = 0.5; % Percentual para mais e para menos que as variáveis são testadas.

erromagttotal1 = 1000; % erro inicial.

eCC = 107; eCA = 781; eRc = 49; % Menos erro encontrado para os modelos isolados.

```
t=1;
```

m = 10; % Número de pontos que cada variáveis será testada.

```
k = 0:m;
```

```
Cd1 = (cd1-ne*cd1)+((cd1+ne*cd1)-(cd1-ne*cd1))*k/m; % Vetor do parâmetro Cd1
```

```
Cd2 = (cd2-ne*cd2)+((cd2+ne*cd2)-(cd2-ne*cd2))*k/m; % Vetor do parâmetro Cd2
```

```
C = (c-ne*c)+((c+ne*c)-(c-ne*c))*k/m; % Vetor do parâmetro C
```

```
Lss = (Ls-ne*Ls)+((Ls+ne*Ls)-(Ls-ne*Ls))*k/m; % Vetor do parâmetro Ls
```

```
for I=1:m
```

```
    for J=1:m
```

```
        for K=1:m
```



```

for L=1:m
    Xcd1 = -i./(w*Cd1(I)); % Calcula as reatância do vetor cd1.
    Xcd2 = -i./(w*Cd2(J)); % Calcula as reatância do vetor cd2.
    Xc = -i./(w*C(K)); % Calcula as reatância do vetor c.
    Xl = (w*Lss(L)*i); % Calcula as reatância do vetor L.
% Calculo Modelo CA (essa etapa calcula a resposta em frequência do modelo CC)
% Série Zs = Rp + L + c + Cd2
Zs = Rp+(Xl+Xc+Xcd2);
Zsreal = real(Zs);
Zsimag = imag(Zs);
Zsret = Zsreal + (Zsimag*i);
modZs = abs(Zsret);
angZs = angle(Zsret);
% Ztotal = cd1//Zs
numZtotal = (Zsret.*Xcd1);
denZtotal = (Zsret + Xcd1);
modnumZtotal1 = abs(numZtotal);
angnumZtotal1 = angle(numZtotal);
moddenZtotal2 = abs(denZtotal);
angdenZtotal2 = angle(denZtotal);
modZtotalCA = (modnumZtotal1./moddenZtotal2);
angZtotalCA = (angnumZtotal1 - angdenZtotal2)*deg;
% Erro Quadrático CA (determina a diferença entre a resposta do TP e do modelo CA).
erromagCA = sqrt((CA1-modZtotalCA).^2);
erromagtotalCA(t) = (sum(erromagCA))/np; % Calcula a média do erro quadrático.
% Calculo modelo CC (essa etapa calcula a resposta em frequência do modelo CC).
% Série Zs = Rp + L + c
Zs = Rp+(Xl+Xc);
Zsreal = real(Zs);
Zsimag = imag(Zs);
Zsret = Zsreal + (Zsimag*i);
modZs = abs(Zsret);
angZs = angle(Zsret);
% Ztotal = cd1//Zs
numZtotal = (Zsret.*Xcd1);
denZtotal = (Zsret + Xcd1);
modnumZtotal1 = abs(numZtotal);
angnumZtotal1 = angle(numZtotal);

```

```

moddenZtotal2 = abs(denZtotal);
angdenZtotal2 = angle(denZtotal);
modZtotalCC = (modnumZtotal1./moddenZtotal2);
angZtotalCC = (angnumZtotal1 - angdenZtotal2)*deg;
% Erro Quadrático CC (determina a diferença entre a resposta do TP e do modelo CC).
erromagCC = sqrt((CC1-modZtotalCC).^2);
erromagttotalCC(t) = (sum(erromagCC))/np; % Calcula a média do erro quadrático.
% Calculo modelo Rc (essa etapa calcula a resposta em frequência do modelo Rc).
% Paralelo Zcd2Rc = cd2//Rc
numZcd2Rc = (Rc*Xcd2);
denZcd2Rc = (Rc+Xcd2);
modnumZcd2Rc1 = abs(numZcd2Rc);
angnumZcd2Rc1 = angle(numZcd2Rc);
moddenZcd2Rc2 = abs(denZcd2Rc);
angdenZcd2Rc2 = angle(denZcd2Rc);
modZcd2Rct = (modnumZcd2Rc1./moddenZcd2Rc2);
angZcd2Rct = (angnumZcd2Rc1-angdenZcd2Rc2);
Zcd2Rcreal = modZcd2Rct.*cos(angZcd2Rct);
Zcd2Rcimag = modZcd2Rct.*sin(angZcd2Rct);
% Série Zs1 = Rp + L + c
Zs1 = Rp+(Xl+Xc);
Zs1real = real(Zs1);
Zs1imag = imag(Zs1);
% Zs2 = Zcd1Rc + Zs1
Zs2real = (Zcd2Rcreal + Zs1real);
Zs2imag = (Zcd2Rcimag + Zs1imag);
Zs2ret = (Zs2real + (Zs2imag*i));
modZs2 = abs(Zs2ret);
angZs2 = angle(Zs2ret);
% Ztotal = cd1//Zs2ret
numZtotal = (Zs2ret.*Xcd1);
denZtotal = (Zs2ret + Xcd1);
modnumZtotal1 = abs(numZtotal);
angnumZtotal1 = angle(numZtotal);
moddenZtotal2 = abs(denZtotal);
angdenZtotal2 = angle(denZtotal);
modZtotalRc = (modnumZtotal1./moddenZtotal2);
angZtotalRc = (angnumZtotal1 - angdenZtotal2)*deg;

```

```

% Erro Quadrático Rc (determina a diferença entre a resposta do TP e do modelo Rc).
erromagRc = sqrt((L1-modZtotalRc).^2);
erromagttotalRc(t) = (sum(erromagRc))/np; % Calcula a média do erro quadrático.
% Cálculo do erro total (Ponderado pelo peso de 10% para os modelos CC e CA e 80% para o modelo
Rc e normalizado pelos erros dos modelos isolados CC, CA e Rc.
erromagttotal=(erromagttotalCA/eCA)*0.1+(erromagttotalCC/eCC)*0.1+(erromagttotalRc/eRc)*0.8;
% Compara o erro atual com o erro iniciais.
    if erromagttotal(t) < erromagttotal1 && erromagttotal(t) >=0;
% Atualiza as variáveis para o menor erro encontrado.
        Cdd1 = Cd1(I); Cdd2 = Cd2(J); C1 = C(K); Lss1 = Lss(L);
        erromagttotal1 = erromagttotal(t); % Atualiza o erro calculado.
            end
        t=t+1;
    end
end
end
end
end
% Imprime as variáveis referente ao menor erro.
Cdd1
Cdd2
C1
Lss1
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Plota os gráficos para resposta em frequência da magnitude e fase para o TP e o Modelo
subplot(2,1,1)
handle = plot(f,modZtotalCC,f,CC1,f,modZtotalRc,f,L1,f,modZtotalCA,f,CA1);
axis([42000, 52000, 0, 25000]); set(handle,'LineWidth',[2])
title ('Impedância');
xlabel('Frequência (Hz)'); ylabel('Magnitude (Ω)');
legend('Modelo CC','Piezo CC','Modelo Rc','Piezo Rc','Modelo CA','Piezo CA',2); grid on
subplot(2,1,2)
handle = plot(f,angZtotalCC,f,CC2,f,angZtotalRc,f,L2,f,angZtotalCA,f,CA2);
axis([42000, 52000, -90, 90]); set(handle,'LineWidth',[2])
title ('Impedância');
xlabel('Frequência (Hz)'); ylabel('Graus');
legend('Modelo CC','Piezo CC','Modelo Rc','Piezo Rc','Modelo CA','Piezo CA',2); grid on

```


APÊNDICE B

Apêndice B

CI's Utilizados no Driver do Conversor

A Figura B.4.1 e Figura B.4.2 apresenta o esquema de ligação dos dois CI's utilizado no projeto do driver de acionamento do conversor.

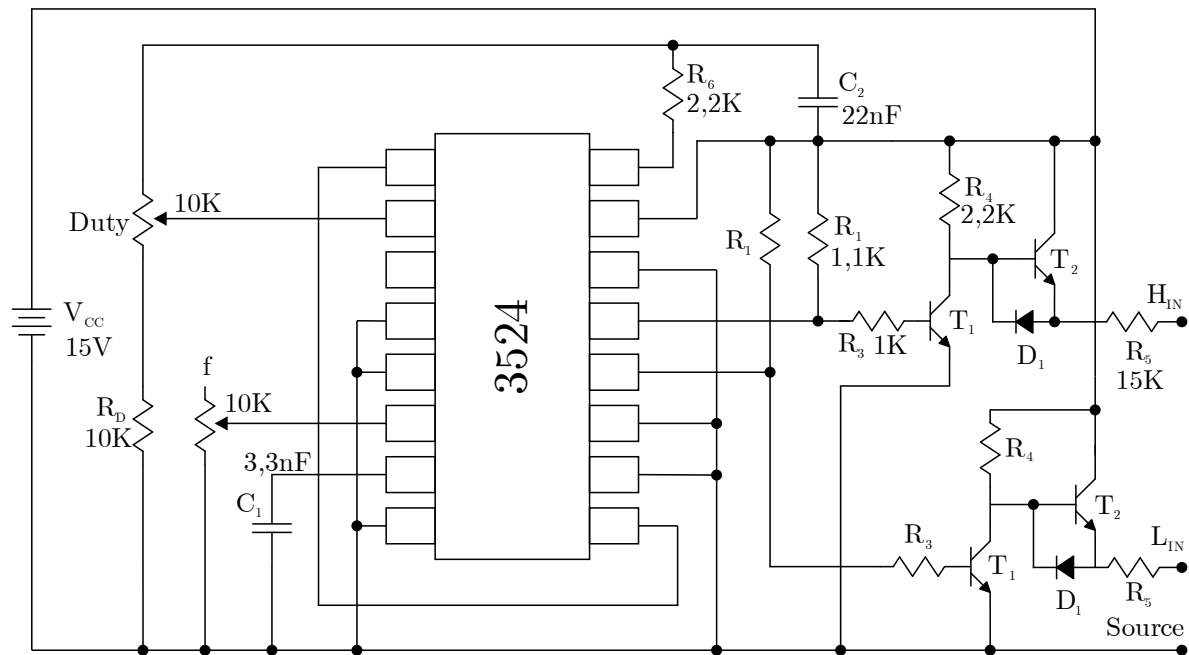


Figura B.4.1 – Esquema completo com o CI SG3524

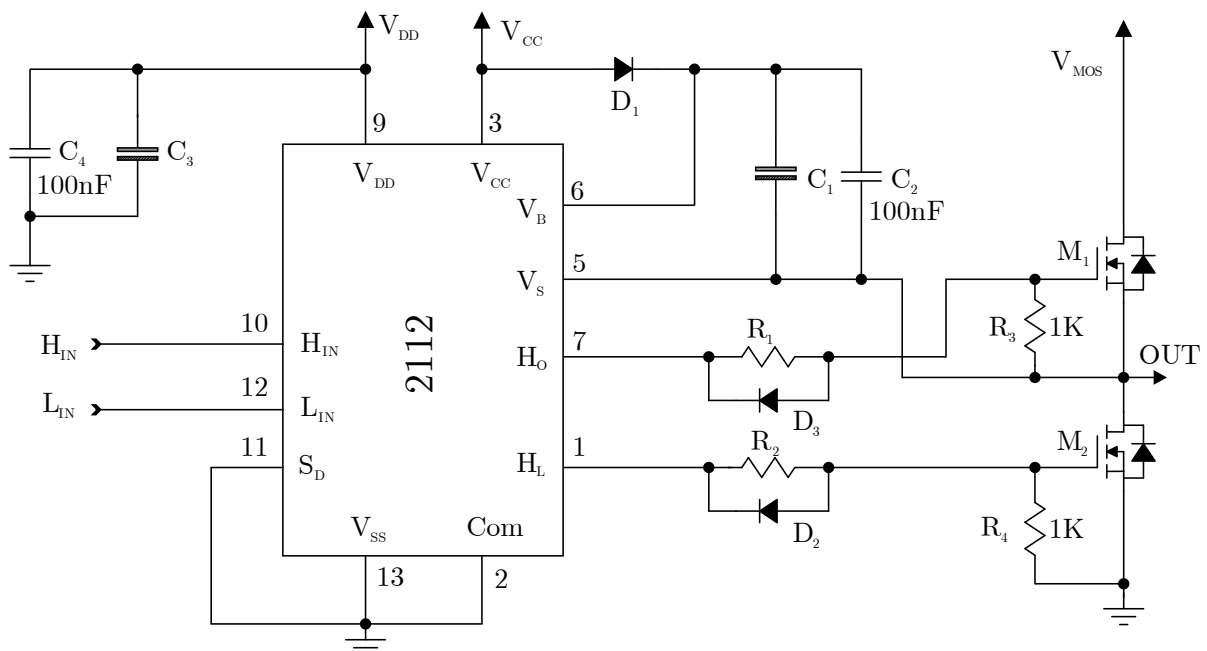


Figura B.4.2 – Esquema completo com o CI IR2112

Equipamentos Utilizados na Aquisição de Dados

A Figura B.4.3 apresenta a foto do equipamento utilizado para obter as medidas de tensão, corrente e potência de entrada e saída do conversor.



Figura B.4.3 – Yokogawa WT1800 *Precision Power Analyzer*

A Figura B.4.4 apresenta a foto do equipamento utilizado para obter as formas de ondas relevantes do conversor.



Figura B.4.4 – Osciloscópio tektronix TPS2014B

A Figura B.4.5 apresenta a foto do equipamento utilizado para obter a resposta em frequência do TP.



Figura B.4.5 – AP200 *Frequency Response Analyzer*

A Figura B.4.6 apresenta a foto do equipamento utilizado para obter o calor das capacitâncias de entrada e saída do TP.



Figura B.4.6 – LCR Meter HP4263B

Fotos do Protótipo

A Figura B.4.7 apresenta a foto do protótipo completo, seguindo a foto da direita para a esquerda está o circuito impresso (utilizado como driver de acionamento dos interruptores), logo após os interruptores do conversor Half-Bridge, seguido do indutor de entrada, TP e a carga.

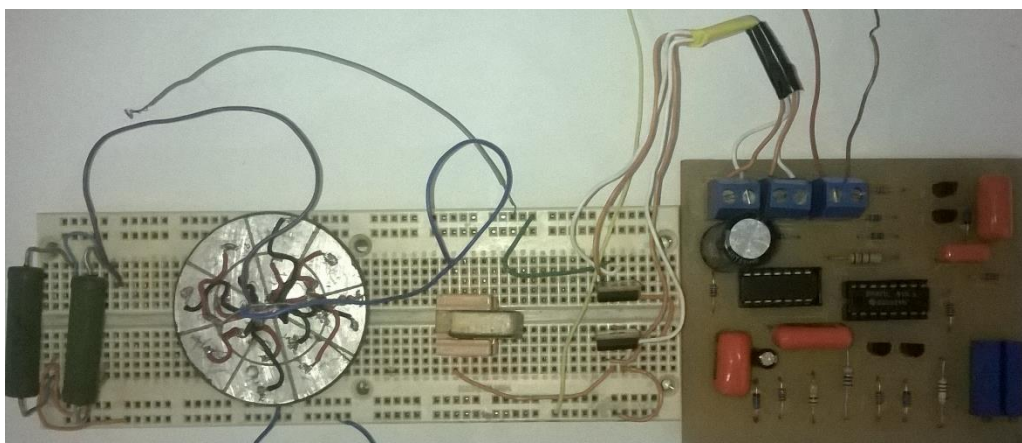


Figura B.4.7 – Foto protótipo completo

A Figura B.4.8 apresenta a foto do TP utilizado no desenvolvimento do trabalho, trata-se de um TP radial com primário e secundário na mesma cerâmica piezelétrica, as medidas do TP são: Diâmetro 49mm, altura 3mm.



Figura B.4.8 – TP radial utilizado no desenvolvimento do trabalho

A Figura B.4.9 apresenta a foto dos detalhes da confecção dos segmentos do TP. o processo de isolamento entre os segmentos fragilizou a cerâmica devido a profundidade do corte, favorecendo a quebra da cerâmica nestas regiões.



Figura B.4.9 – Detalhes da confecção dos segmentos