

GUILHERME JURKEVICZ DELBEN

**AVALIAÇÃO DA RESPOSTA DA BOBINA DE ROGOWSKI PARA
APLICAÇÃO EM SENSOR DE DESCARGAS ELÉTRICAS EM
ISOLADORES.**

Dissertação apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre em Engenharia e Ciência de Materiais, Programa de Pós-Graduação em Engenharia, Universidade Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Vitoldo Swinka Filho

CURITIBA

2008

“Se enxerguei mais longe é porque me apoiei em ombros de gigantes.”

Sir. Issac Newton

Dedico este trabalho:

À minha esposa Karina pelo apoio e confiança e aos meus Pais.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Prof. Dr. Vitoldo Swinka Filho, pelos ensinamentos, conselhos, sugestões e principalmente pela oportunidade oferecida em trabalhar em uma área até então desconhecida para mim.

Ao Prof. Dr. Renê Robert, a Prof.^a Marilda Munaro e ao Prof. Dr. Edemir Luiz Kowalski pelas orientações, ensinamentos, apoio e sugestões para o desenvolvimento do trabalho.

Ao colaborador direto deste trabalho Prof. Me. Eduardo Massahiko Higashi pelos conselhos, sugestões e apoio ao longo deste.

Ao Prof. Dr. Guilherme Cunha da Silva pelos conselhos e apoio ao longo deste.

Ao aluno de iniciação científica Guilherme Sombrio pelo auxílio na confecção das bobinas.

Aos meus colegas de laboratório Walmor Cardoso de Godoi, Rafael Pires Machado e Rosemeri Cruz Fagundes pelo apoio e incentivo ao trabalho.

À Universidade Federal do Paraná.

Ao Instituto de Tecnologia para o Desenvolvimento – LACTEC.

À Companhia Paranaense de Energia – COPEL, pelo auxílio financeiro concedido.

A todos aqueles que de uma forma ou outra contribuíram e me incentivaram para a realização desse trabalho.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	v
LISTA DE TABELAS	viii
LISTA DE SÍMBOLOS.....	ix
RESUMO	xii
ABSTRACT	xiii
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Motivação.....	2
1.2 Objetivo.....	3
1.3 Apresentação do Trabalho.....	3
2 REVISÃO DA LITERATURA	4
2.1 Princípio de Funcionamento	6
2.1.1 Integração da Tensão Induzida	8
2.2 Modelos da Bobina de Rogowski.....	9
2.2.1 Modelo de parâmetros concentrados	10
2.2.2 Modelo de parâmetros distribuídos	10
2.3 Função de Transferência	13
2.3.1 Análise Física dos Limites do Pulso de Resposta	15
2.4 Energia Transferida	17
2.5 Freqüência de Ressonância	18
2.6 Características Físicas das Bobinas	19
2.6.1 Indutância Própria	19

2.6.2	Capacitância Parasita [7].....	20
2.6.3	Resistência Interna.....	22
2.7	Determinação dos Limites de Frequência.....	22
3	DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL	24
3.1	Confecção das Amostras	24
3.2	Análise de Impedância [7].....	25
3.3	Determinação da Frequência de Ressonância e da Capacitância Parasita	29
3.4	Determinação da Resposta da Bobina para Pulsos de Corrente..	30
4	RESULTADOS E DISCUSSÃO	34
4.1	Análise de espectrometria de impedância	34
4.2	Influência dos Parâmetros Elétricos.....	38
4.2.1	Indutância Própria	39
4.2.2	Resistência Interna.....	42
4.2.3	Capacitância Parasita.....	45
4.3	Resposta da Bobina para Pulsos de Corrente.....	47
4.4	Energia Transferida	53
4.4.1	Análise dos Pulsos de Potência	54
4.4.2	Influência da Resistência de Carga na Energia Transferida...	58
5	CONCLUSÃO.....	61
	TRABALHOS FUTUROS	62
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	63

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – DESENHO ESQUEMÁTICO DO PRINCÍPIO FUNCIONAMENTO DA BOBINA DE ROGOWSKI.....	4
FIGURA 2 – FOTO ILUSTTRATIVA DE UM MODELO DA BOBINA DE ROGOWSKI FLEXÍVEL.....	5
FIGURA 3 – DESENHO ESQUEMÁTICO DO CAMPO MAGNÉTICO NA BOBINA.....	7
FIGURA 4 – MODELO ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO INTEGRADOR PASSIVO, [10].....	9
FIGURA 5 - MODELO ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO INTEGRADOR ATIVO MEDIANTE O USO DE AMPLIFICADORES OPERACIONAIS, [11].	9
FIGURA 6 - CIRCUITO EQUIVALENTE DA BOBINA DE ROGOWSKI PELO MODELO DE PARÂMETROS CONCENTRADOS.....	10
FIGURA 7 – CIRCUITO EQUIVALENTE DO MODELO DE PARÂMETROS DISTRIBUÍDOS, [14].....	11
FIGURA 8 - SINAL DE SAÍDA DA BOBINA QUANDO A RESISTÊNCIA DE CARGA DA BOBINA PREDOMINA NA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA.....	16
FIGURA 9 - SINAL DE SAÍDA DA BOBINA QUANDO A INDUTÂNCIA PRÓPRIA DA BOBINA PREDOMINA NA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA. ..	17
FIGURA 10 – DESENHO ESQUEMÁTICO DAS GRANDEZAS RELEVANTES NA CONSTRUÇÃO DA BOBINA.....	19
FIGURA 11 – DESENHO ESQUEMÁTICO DA SECÇÃO TRANSVERSAL DA BOBINA.....	21
FIGURA 12 – FOTO ILUSTRATIVA DAS BOBINAS UTILIZADAS NOS EXPERIMENTOS.....	24
FIGURA 13 – ANALISADOR DE IMPEDÂNCIA SOLARTRON (SI 1260)...	25
FIGURA 14 - SINAL SENOIDAL FORNECIDO PELO GERADOR SOBRE A BOBINA.....	26
FIGURA 15 - DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO GERADOR DE SINAL SENOIDAL.....	26
FIGURA 16 - REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DA MEDIDA DE TENSÃO E CORRENTE DO ANALISADOR SOLARTRON.....	27

FIGURA 17 – MEDIDA DE IMPEDÂNCIA COM O ANALISADOR DE IMPEDÂNCIA SOLARTRON.....	28
FIGURA 18 – MEDIDA DE FASE COM O ANALISADOR DE IMPEDÂNCIA SOLARTRON.....	28
FIGURA 19 – CIRCUITO GERADOR DE PULSOS.....	30
FIGURA 20 - FONTE DE TENSÃO DC.....	31
FIGURA 21 – ARRANJO EXPERIMENTAL PARA CARGA/DESCARGA...	31
FIGURA 22 - TRANSDUTOR DE CORRENTE BERGOZ.....	32
FIGURA 23 – REPRESENTAÇÃO DAS FORMAS DE ONDAS; PULSO EXPERIMENTAL E SIMULADO.....	33
FIGURA 24 – ESPECTROMETRIA DE FASE DA BOBINA B1.....	36
FIGURA 25 – ESPECTROMETRIA DE FASE DA BOBINA B2.....	37
FIGURA 26 – ESPECTROMETRIA DE FASE DA BOBINA B3.....	37
FIGURA 27 – ESPECTROMETRIA DE FASE DA BOBINA B4.....	38
FIGURA 28 – PULSO DE CORRENTE UTILIZADO NA SIMULAÇÃO DE PARÂMETROS ELÉTRICOS.....	39
FIGURA 29 – ENERGIA TRANSFERIDA EM FUNÇÃO DA INDUTÂNCIA PRÓPRIA DA BOBINA.....	40
FIGURA 30 – PULSOS DE POTÊNCIA NO TEMPO COM VARIAÇÃO DA INDUTÂNCIA PRÓPRIA.....	41
FIGURA 31 – FORMA DE ONDA DOS PULSOS DE POTÊNCIA NO TEMPO PARA DIFERENTES INDUTÂNCIAS.....	42
FIGURA 32 – ENERGIA TRANSFERIDA EM FUNÇÃO DA RESISTÊNCIA INTERNA.....	43
FIGURA 33 – PULSOS DE POTÊNCIA NO TEMPO COM VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA INTERNA.....	44
FIGURA 34 – FORMA DE ONDA DOS PULSOS DE POTÊNCIA NO TEMPO PARA DIFERENTES RESISTÊNCIAS INTERNAS.....	44
FIGURA 35 – MÁXIMO DE ENERGIA TRANSFERIDA EM FUNÇÃO DA CAPACITÂNCIA.....	46
FIGURA 36 – ENERGIA TRANSFERIDA EM FUNÇÃO DA CAPACITÂNCIA PARASITA.....	46

FIGURA 37 – PULSOS DE TENSÃO DA BOBINA B1 PARA DIFERENTES RESISTÊNCIAS DE CARGA.....	50
FIGURA 38 – PULSOS DE TENSÃO DA BOBINA B2 PARA DIFERENTES RESISTÊNCIAS DE CARGA.....	51
FIGURA 39 – PULSOS DE TENSÃO DA BOBINA B3 PARA DIFERENTES RESISTÊNCIAS DE CARGA.....	52
FIGURA 40 – PULSOS DE TENSÃO DA BOBINA B4 PARA DIFERENTES RESISTÊNCIAS DE CARGA.....	53
FIGURA 41 – PULSOS DE POTÊNCIA DA BOBINA B1 PARA DIFERENTES RESISTÊNCIAS DE CARGA.....	55
FIGURA 42 – PULSOS DE POTÊNCIA DA BOBINA B2 PARA DIFERENTES RESISTÊNCIAS DE CARGA.....	56
FIGURA 43 – PULSOS DE POTÊNCIA DA BOBINA B3 PARA DIFERENTES RESISTÊNCIAS DE CARGA.....	57
FIGURA 44 – PULSOS DE POTÊNCIA DA BOBINA B4 PARA DIFERENTES RESISTÊNCIAS DE CARGA.....	58
FIGURA 45 – ENERGIA TRANSFERIDA PELA BOBINA EM FUNÇÃO DA RESISTÊNCIA DE CARGA.....	60

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 - CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS DAS BOBINAS.....	25
TABELA 2 – VALORES EXPERIMENTAIS OBTIDOS ATRAVÉS DO SOLARTRON PARA A INDUTÂNCIA PRÓPRIA E PARA A RESISTÊNCIA PARASITA DAS BOBINAS.	34
TABELA 3 – VALORES EXPERIMENTAIS PARA A FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA DESLOCADA.	35
TABELA 4 – CAPACITÂNCIA PARASITA DAS BOBINAS.....	35
TABELA 5 - VALORES DAS FREQUÊNCIAS DE RESSONÂNCIA DAS BOBINAS.	36
TABELA 6 – VALORES DE Z_e PARA AS BOBINAS ESTUDADAS.....	49
TABELA 7 – VALORES DA RESISTÊNCIA DE CARGA NO PICO DE TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA.	60
TABELA 8 – EFICIÊNCIA NA TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA DAS BOBINAS UTILIZADAS.....	60

LISTA DE SÍMBOLOS

Z_{in}	Impedância de entrada.
Z_{out}	Impedância de saída.
$i(t)$	Intensidade de corrente elétrica instantânea.
$v(t)$	Tensão instantânea.
$v(t)$	Tensão instantânea total.
$v_R(t)$	Tensão instantânea no resistor.
$v_L(t)$	Tensão instantânea no indutor.
I_{MAX}	Intensidade de corrente máxima.
v_{RMS}	Tensão média quadrática.
M	Indutância mútua.
$U_S(t)$	Tensão instantânea de saída do integrador.
$U_i(t)$	Tensão instantânea de entrada do integrador.
L_S	Indutância própria.
C_S	Capacitância parasita.
R_S	Resistência equivalente ou interna.
R	Resistência de carga.
$u_i(t)$	Tensão gerada pela indutância mútua.
$u_0(t)$	Tensão aplicada no resistor de carga.
$I_1(t)$	Corrente que atravessa o núcleo da bobina.
N	Número de espiras.
a	Raio interno da bobina.
b	Raio externo da bobina.
h	Espessura da bobina.
Z	Impedância.
Y	Admitância.
ω_0	Frequência de ressonância.
ω_L	Limite de frequência inferior.
ω_H	Limite de frequência superior.

Q	Fator de qualidade.
B	Largura de faixa.
μ_0	Permeabilidade magnética.
H	Intensidade do campo magnético.
Φ	Fluxo magnético.
G	Função de transferência.
E	Energia.
P	Potência.
f_0	Frequência de ressonância da bobina.
f_{0+}	Frequência de ressonância deslocada.
ρ	Resistividade do material.
l	Comprimento do fio.
A	Área da secção transversal do fio.
C_{tt}	Capacitância entre duas espiras adjacentes.
t	Espessura do revestimento isolante do fio.
g	Distância entre duas espiras.
p	Distância entre os centros dos fios.
r	Raio do fio.
D	Diâmetro da bobina.
ϵ_0	Permissividade no vácuo.
ϵ_r	Permissividade relativa.
f	Frequência.
T	Período.
V_1	Tensão do diferenciador.
V_L e V_H	Tensão baixa e alta do Analisador de impedância.
Y	Variável dependente da função pulso.
X	Variável independente da função pulso.
A	Amplitude do pulso.
x_0	Tempo inicial.
t_1 e t_2	Tempo de subida e descida.

CH₁ e CH₂ Canal 1 e canal 2 do osciloscópio Tektronix.

RESUMO

O presente trabalho apresenta a modelagem de transdutores de energia baseados no princípio de Rogowski. O objetivo desta modelagem é o desenvolvimento de sensores de corrente de fuga em isoladores de pino utilizados em redes aéreas de distribuição de energia elétrica. Foram analisadas as respostas temporais das bobinas a pulsos de corrente gerados por descargas elétricas, onde foram estudadas tensão, potência e energia transferida. Além disso, utilizou-se para modelagem da bobina de Rogowski o modelo de parâmetros concentrados, na qual foi estudada a influência dos parâmetros elétricos, indutância própria, resistência interna, capacitância parasita e resistência de carga, na função de transferência, largura de faixa, fator de qualidade e energia transferida pela bobina. A resposta simulada pelo modelo e os resultados experimentais mostram boa concordância.

ABSTRACT

The present work presents the modeling of based transducers of energy in the principle of Rogowski. The objective of this modeling is the development of sensors of current escape in used pin insulators. The current pulses generated by electric discharges had been analyzed the secular answers of the coils, where tension, power and transferred energy had been studied. Moreover, the model of concentrated parameters was used for modeling of the Rogowski coil, in which the influence of the electric parameters, proper inductance was studied, internal resistance, parasite capacitance and integral resistance, in the transfer function, width of band, factor of quality and energy transferred for the coil. The reply simulated for the experimental model and results they show good agreement.

1 INTRODUÇÃO

Isoladores poliméricos são utilizados em redes de transmissão e distribuição de energia elétrica. Estes isoladores são utilizados principalmente na Europa, América do Norte e Austrália. No Japão eles são utilizados de forma mais comedida, principalmente como espaçadores e pára-raios. Todavia, desde que eles permitem a redução de custos da linha de transmissão, uma ampliação de sua utilização neste país é esperada [1].

Os materiais normalmente empregados na manufatura de isoladores são a borracha de silicone (SIR), as resinas epóxi e a borracha de etileno propileno (EPDM) [1,2]. No Brasil, o polietileno de alta densidade (HDPE) também é utilizado em isoladores poliméricos tipo pino.

Uma das principais vantagens da utilização dos isoladores poliméricos frente aos isoladores cerâmicos é sua baixa energia superficial e conseqüente manutenção da hidrofobicidade na presença de névoa e chuva. Outras vantagens são: (i) baixo peso, que resulta em um projeto mais econômico de torres, propiciando o aumento da tensão dos sistemas existentes sem alterar a dimensão das torres, (ii) boa resistência à poluição, (iii) facilidade de instalação e (iv) custo. Por outro lado, as principais desvantagens dos isoladores poliméricos são (i) degradação por trilhamento elétrico, fotodegradação e erosão, (ii) dificuldade de avaliar o tempo de vida (é esperado que o isolador polimérico dure na faixa de 30 a 40 anos), (iii) desconhecimento da confiabilidade em longo prazo e (iv) dificuldade para detectar falhas [2].

A ocorrência de falhas em isoladores poliméricos pode ser devida a defeito de manufatura, defeito mecânico, defeito elétrico, trilhamento elétrico e erosão, corona, gizamento (*chalking*), ruptura elétrica e mecânica, defeito de instalação e outros. Os procedimentos mais comumente utilizados para manutenção de isoladores poliméricos são: inspeção visual, testes de laboratório e detecção de

falta [1]. Os testes de laboratório de intemperismo acelerado são utilizados, principalmente, para classificação de materiais. Eles incluem câmara de névoa salina [3], câmara de névoa limpa [4], teste de trilhamento com plano inclinado [5] e teste de trilhamento no carrossel [6]. Para acompanhamento do estado da isolação e detecção de falta em isoladores as seguintes técnicas podem ser utilizadas: corrente de fuga, descargas parciais, ultra-som, entre outras [2]. Entretanto, o grande problema das concessionárias é que os isoladores de pino são uma das principais causas de desligamento de uma linha de transmissão. Estes desligamentos interrompem o fornecimento de energia elétrica gerando prejuízos aos consumidores e a concessionária. Em geral, estes isoladores defeituosos não apresentam nenhuma mudança visível, a longo alcance, de suas características, o que torna a identificação pelas equipes de manutenção um trabalho árduo e demorado.

Deve-se observar, também, que os custos necessários para trocar os isoladores com defeito envolvem não somente os isoladores, mas também os recursos para custeio das equipes de manutenção e equipamentos, o que resulta em custos elevados de serviços.

1.1 Motivação

A principal motivação deste projeto é o desenvolvimento de um sensor para rápida localização de isoladores poliméricos falhados. Desta forma, estudou-se a utilização de bobinas de Rogowski capazes de capturar a corrente de fuga nos isoladores de pino.

1.2 Objetivo

O objetivo deste trabalho é estudar as bobinas de Rogowski como transdutores de energia, dentro disto, analisar a influência dos parâmetros elétricos da bobina na transferência de energia.

1.3 Apresentação do Trabalho

Neste trabalho será apresentada uma nova aplicação para a bobina de Rogowski, pois esta é comumente utilizada como transdutor de corrente, e neste será utilizada como transdutor de energia.

Desta forma, no Capítulo 2 será apresentada a fundamentação teórica deste trabalho. No Capítulo 3 encontram-se apresentadas como as bobinas foram confeccionadas e a metodologia utilizada para a determinação de suas características físicas, entre as quais: impedância própria, resistência interna, capacitância parasita e frequência de ressonância. Além disso, descreve o método experimental utilizado para a obtenção da resposta destas bobinas para pulsos de corrente elétrica, com a respectiva modelagem destes. No Capítulo 4 estão analisados e discutidos os resultados experimentais e as modelagens teóricas utilizadas para o desenvolvimento de um transdutor de energia. No Capítulo 5 estão apresentadas as conclusões finais e na seqüência estão sugeridos os trabalhos futuros.

2 REVISÃO DA LITERATURA

Atualmente, grande parte dos sensores de corrente são constituídos de várias espiras enroladas em núcleos magnéticos. Apesar de a sua confecção ser aparentemente simples, existem alguns problemas que estes núcleos podem apresentar. Devido à magnetização do núcleo, existe uma perda de energia, fato que determina transdutores pouco precisos. Ao não utilizar um núcleo magnético, não existe perda de energia e, portanto, há uma maior precisão e linearidade dos sensores, além do baixo custo para a sua confecção [7].

Uma alternativa segura e confiável para a medida de corrente elétrica é o uso da bobina de Rogowski. Uma bobina de Rogowski [8] consiste de um solenóide toroidal que envolve um condutor pelo qual circula a corrente que se pretende medir, conforme o desenho esquemático apresentado na FIGURA 1. A bobina está acoplada magneticamente a um condutor e, por ela, se induz uma tensão proporcional à variação da corrente no tempo.

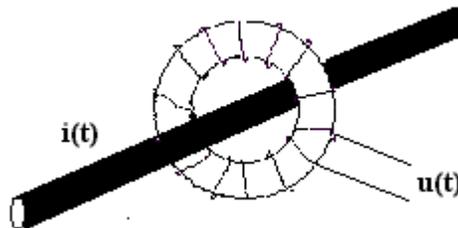


FIGURA 1 – DESENHO ESQUEMÁTICO DO PRINCÍPIO FUNCIONAMENTO DA BOBINA DE ROGOWSKI.

A construção de uma bobina de Rogowski pode ser feita de diversas formas, entretanto, em todos os casos o condutor é enrolado em torno de um núcleo não ferromagnético. Este núcleo pode ser simplesmente um toróide rígido, ou também, pode ser um núcleo flexível e não fechado, de modo que possa ser aberto, como pode ser visto na FIGURA 2, para que se coloque em volta do

condutor do qual se pretende medir a corrente. Alguns autores [9] indicam que as bobinas de núcleo rígido possuem melhor precisão, pois aquelas que são abertas são propensas a mudar suas características devido ao deslizamento das espiras [10].

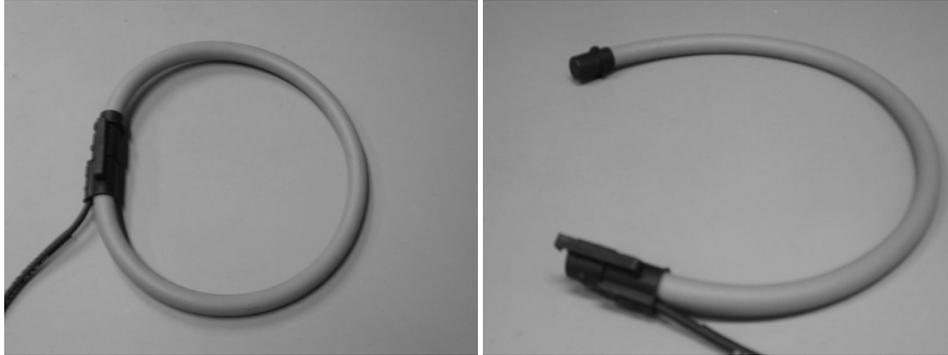


FIGURA 2 – FOTO ILUSTRATIVA DE UM MODELO DA BOBINA DE ROGOWSKI FLEXÍVEL.

As vantagens da utilização da bobina de Rogowski para medidas de corrente, em relação aos transformadores de corrente, são: [11]

- **Linearidade.** A medida do sinal é linear devido ao núcleo ser não ferromagnético e, portanto, não são vistos fenômenos de saturação e histerese. Isto significa que a bobina pode ser utilizada para medição em uma larga banda de corrente.
- **Isolamento Galvânico.** O circuito de medida está isolado do circuito de potência. Isto contribui com uma grande vantagem quando se quer medir grandes intensidades de corrente.
- **Ampla largura de banda.** Na referência [12] existem exemplos de bobinas para a medição de correntes de frequências de alguns Hz até centenas de kHz.

2.1 Princípio de Funcionamento

A teoria de uma bobina de Rogowski ilustra muito bem como uma bobina pode ser considerada como uma aplicação direta da lei de Ampère. Esta trabalha detectando o campo magnético no espaço em torno do condutor e a lei de Ampère fornece a relação entre a passagem de corrente no condutor e o campo magnético em torno dela. Isto é expresso matematicamente como:

$$\oint H \cos(\alpha) dl = i \quad (1)$$

onde dl é um elemento infinitesimal ao longo do enrolamento, H é a intensidade do campo magnético e α é o ângulo entre a direção do campo e o elemento dl [13].

Na FIGURA 3 encontra-se mostrada, esquematicamente, uma bobina helicoidal longa, fina, com n voltas e área de seção transversal A na qual circula um condutor que carrega uma corrente i . Em uma seção de comprimento dl o número de voltas é ndl e o fluxo magnético, ϕ , que liga a seção é:

$$d\phi = \mu_0 H A n dl \cos(\alpha) \quad (2)$$

O fluxo ao longo de toda a bobina é dado pela integração:

$$\phi = \int d\phi = \mu_0 n A \int H \cos(\alpha) dl = \mu_0 n A i \quad (3)$$

A lei de Ampère foi usada no cálculo da integral. Para corrente alternada a tensão de saída da bobina é expressa como função da variação do fluxo:

$$v = -\frac{d\phi}{dt} = -\mu_0 n A \frac{di}{dt} \quad (4)$$

Assim, está estabelecida uma relação entre a corrente que se pretende medir e a tensão induzida na bobina. De forma geral, se pode dizer que o campo magnético produzido pela variação da corrente que circula no condutor induz na bobina uma tensão proporcional à variação de corrente no tempo, sendo a constante de proporcionalidade a indutância mútua da bobina, M . Este resultado é expresso por:

$$v = -M \frac{di}{dt} \quad (5)$$

Sendo a indutância mútua M igual a:

$$M = \mu_0 AN \quad (6)$$

A integral de linha da lei de Ampère requer uma bobina com uma seção transversal nula. Neste caso, a tensão na saída da bobina de Rogowski será independente da forma do caminho traçado e da posição do condutor em relação à bobina. Todavia, o enrolamento helicoidal da bobina se realiza sobre um núcleo que tem uma seção transversal não nula, por ela se cria um volume que só se aproxima do que é requerido pela lei de Ampère. Portanto, a bobina terá um erro de posição associado. Este erro pode ser mínimo se todas as espiras em torno da bobina têm a mesma seção transversal e se distribuem uniformemente por toda trajetória circular da bobina [10].

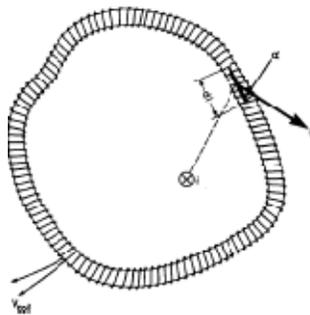


FIGURA 3 – DESENHO ESQUEMÁTICO DO CAMPO MAGNÉTICO NA BOBINA.

2.1.1 Integração da Tensão Induzida

A tensão induzida na bobina é proporcional a derivada da corrente que se pretende medir. Portanto, para obter um sinal proporcional a corrente é necessário integrar a tensão medida.

Algumas formas de realizar esta integração são:

- Circuito integrador passivo, utilizando resistências e capacitores [12], como se vê esquematicamente na FIGURA 4. Este tipo de integração se utiliza para frequências elevadas ou para pulsos de curta duração ($<5\mu\text{s}$).
- Circuito integrador ativo, mediante o uso de amplificadores operacionais, como mostrado esquematicamente na FIGURA 5. Mediante modificações deste circuito se obtêm ganhos de banda desde baixas frequências até frequências altas (da ordem de alguns MHz) [11].
- Auto-integração, que aproveita a indutância da bobina e, portanto, não requer um circuito integrador externo. Esta técnica proporciona um ganho de banda limitado, mas permite realizar medidas em frequências muito elevadas [11, 14].

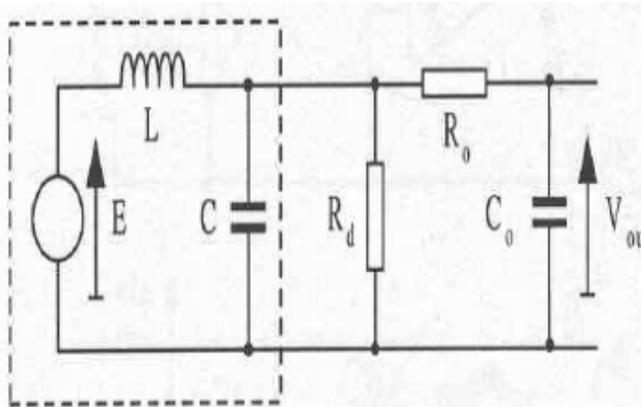


FIGURA 4 – MODELO ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO INTEGRADOR PASSIVO, [10].

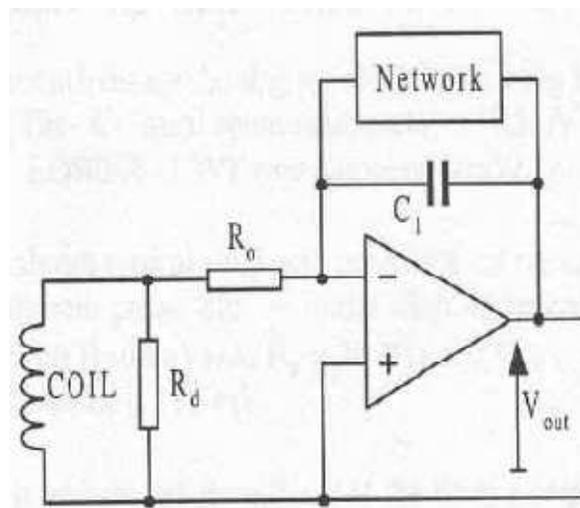


FIGURA 5 - MODELO ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO INTEGRADOR ATIVO MEDIANTE O USO DE AMPLIFICADORES OPERACIONAIS, [11].

2.2 Modelos da Bobina de Rogowski

Para estudar o comportamento teórico da bobina, tanto no domínio do tempo quanto da frequência, existem dois modelos: o modelo de parâmetros concentrados [11, 15], e o modelo de parâmetros distribuídos [11, 14].

2.2.1 Modelo de parâmetros concentrados

Este modelo resulta mais sensível e intuitivo que os parâmetros distribuídos, pois trabalha diretamente com as grandezas elétricas da bobina. Considera-se que a bobina é equivalente ao circuito da FIGURA 6, onde M é a indutância mútua, L_S é a indutância própria, C_S é a capacitância parasita, R_S é a resistência equivalente da bobina e R é a resistência de carga.

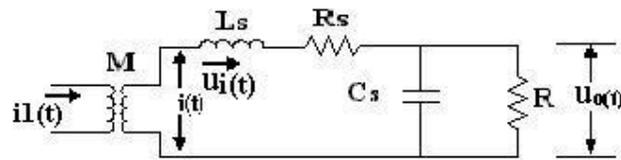


FIGURA 6 - CIRCUITO EQUIVALENTE DA BOBINA DE ROGOWSKI PELO MODELO DE PARÂMETROS CONCENTRADOS.

O modelo dos parâmetros concentrados é o escolhido para o desenvolvimento deste trabalho, pois considerar a carga R no circuito da bobina se mostra muito útil na análise de energia transferida pela bobina. Sendo assim, o desenvolvimento deste modelo será novamente abordado no desenvolvimento da função de transferência.

2.2.2 Modelo de parâmetros distribuídos

Neste modelo, desenvolvido em 1963 por Cooper [14], considera-se a bobina como uma linha de parâmetros distribuídos, de comprimento infinitesimal. As equações resultantes são integradas ao longo de todo o comprimento da bobina para se obter as magnitudes macroscópicas. As componentes do elemento diferencial são representadas na FIGURA 7, Ldx e $R'dx$ representam a indutância e a resistência da bobina propriamente dita e Rdx representa a resistência do

caminho de retorno. A capacitância entre as espiras da bobina e na volta de retorno é representada pelo elemento Cdx [11].

As tensões são representadas por:

vdx que é a tensão por unidade de comprimento induzida pelo campo magnético criado pela corrente i ;

$v'dx$ que é a tensão por unidade de comprimento induzida pelos campos magnéticos perpendiculares ao plano da bobina.

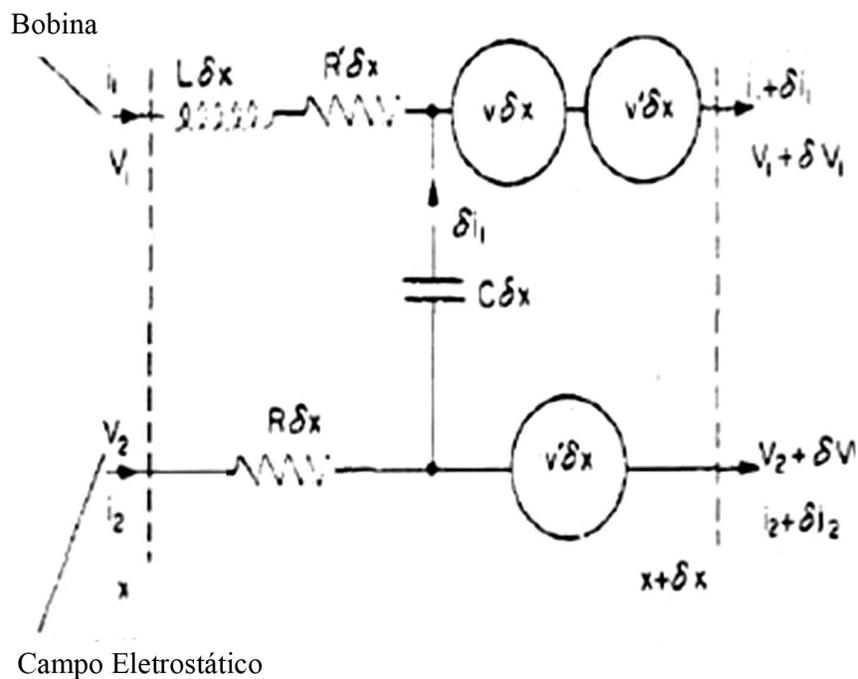


FIGURA 7 – CIRCUITO EQUIVALENTE DO MODELO DE PARÂMETROS DISTRIBUÍDOS, [14].

As equações que regem o comportamento do elemento diferencial descrito são as seguintes:

$$\frac{\partial v_1}{\partial x} = -L \frac{\partial i_1}{\partial x} - u_1 R' + v + v' \quad (7)$$

$$\frac{\partial v_2}{\partial x} = -i_2 R + v' \quad (8)$$

$$\frac{\partial i_1}{\partial x} = -C \frac{\partial}{\partial t} (v_1 - v_2) \quad (9)$$

$$\delta i_1 + \delta i_2 = 0 \quad (10)$$

Integrando-se estas equações ao longo do comprimento da bobina, supondo que o caminho por onde circula a corrente está no centro da bobina, se obtêm a tensão nos extremos da bobina. Para isso, tem de se ter em conta as seguintes condições de contorno:

$$x = 0 \begin{cases} v_{out} = V(0) \\ i_1(0) = \frac{v_{out}}{R} \\ v_2(0) = 0 \end{cases}$$

$$x = l \begin{cases} i_1 = -i_2 \\ V(l) = 0 \end{cases}$$

sendo $v_{out} = v_1 - v_2$.

Deste modo, quando se conecta na bobina uma carga R a tensão v_{out} entre seus extremos em função da tensão induzida fica:

$$\frac{v_{out}}{v_{coil}} = \frac{1}{l} \frac{\frac{R}{sL_d + R_d}}{1 + \frac{R}{Z_0} \frac{1 - e^{-2\gamma l}}{1 - e^{-2\gamma l}}} \quad (11)$$

Onde l é o comprimento da bobina e Z_0 e γ define-se como:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(sL_d + R_d)}{sC_d}} \quad (12)$$

$$\gamma = \sqrt{sC_d(sL_d + R_d)} \quad (13)$$

2.3 Função de Transferência

A função de transferência $G(s)$ é uma ferramenta analítica útil na determinação da resposta em frequência de um circuito. A função de transferência de um circuito é a razão, dependente da frequência, do fasor de saída $Y(s)$ (tensão ou corrente de um elemento) pelo fasor de entrada $X(s)$ (tensão ou corrente) [16]. Portanto:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (14)$$

Para a bobina de Rogowski este é um resultado importante, pois conhecendo o sinal de entrada pode-se simular a tensão de saída.

Neste trabalho utiliza-se apenas o modelo de parâmetros concentrados, no qual, como já dito, o circuito equivalente da bobina de Rogowski é representado pela FIGURA 6, onde M é a indutância mútua, L_s é a indutância própria, C_s é uma capacitância parasita, R_s é a resistência equivalente da bobina e R é a resistência de carga. A tensão gerada pela indutância mútua é denominada $u_i(t)$ e $u_o(t)$ é a tensão no resistor de carga.

Aplicando a lei das malhas de Kirchoff no circuito da bobina pode-se escrever a equação:

$$u_i(t) = L_s \frac{di(t)}{dt} + R_s i(t) + u_o(t) \quad (15)$$

e a lei de nós de Kirchoff:

$$i(t) = C_s \frac{du_o(t)}{dt} + \frac{u_o(t)}{R} \quad (16)$$

Substituindo a (15) em (16) tem-se:

$$u_i(t) = L_s \frac{d}{dt} \left[C_s \frac{du_o(t)}{dt} + \frac{u_o(t)}{R} \right] + R_s C_s \frac{du_o(t)}{dt} + R_s \frac{u_o(t)}{R} + u_o(t) \quad (17)$$

Ou

$$u_i(t) = C_s L_s \frac{du_0^2(t)}{dt^2} + \frac{L_s}{R} \frac{du_0(t)}{dt} + R_s C_s \frac{du_0(t)}{dt} + \frac{R_s}{R} u_0(t) + u_0(t) \quad (18)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (15) e (18), e considerando as condições iniciais de Dirichlet:

$$C_s L_s s^2 + \left(\frac{L_s}{R} + R_s C_s \right) s + \left(\frac{R_s}{R} + 1 \right) u_0(s) = M s I_1(s) \quad (19)$$

A função de transferência é dada por:

$$G(s) = \frac{u_0(s)}{I_1(s)} \quad (20)$$

Ou seja:

$$G(s) = \frac{Ms}{\left[L_s C_s s^2 + \left(\frac{L_s}{R} + R_s C_s \right) s + \frac{R_s}{R} + 1 \right]} \quad (21)$$

Aplicando a relação, válida somente no domínio s , tem-se:

$$V_s(s) = I_1(s) \times G(s) \quad (22)$$

Através da transformada inversa de Laplace da Eq.(22) determina-se analiticamente o pulso de saída da bobina.

2.3.1 Análise Física dos Limites do Pulso de Resposta

O pulso de resposta da bobina tem dependência direta com suas propriedades físicas, pois, por exemplo, quanto maior a resistência equivalente R_s , menor a intensidade do seu sinal. De outro lado, a indutância própria L_s e a resistência de carga R , determinam a forma do sinal, tornando-se, assim, interessante conhecer a resposta da mesma nos limites de predominância, tanto da indutância própria quanto da resistência de carga.

2.3.1.1 Predominância da Resistência de Carga, R

Quando a resistência de carga da bobina for predominante sobre a indutância e considerando a entrada como um impulso de corrente unitário, a Eq.(22) fica:

$$V_s(s) \approx \frac{s}{s^2+s+1}. \quad (23)$$

Calculando a transformada inversa de Laplace da Eq.(23), vê-se que a forma do sinal de saída é:

$$V_s(t) \approx \frac{1}{3} e^{-\frac{t}{2}} \left[3 \cos\left(\frac{\sqrt{3}t}{2}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\sqrt{3}t}{2}\right) \right] \quad (24)$$

Assim, a saída da bobina é oscilatória, como pode ser visto na FIGURA 8, onde quanto mais baixa a carga maior o período de oscilação.

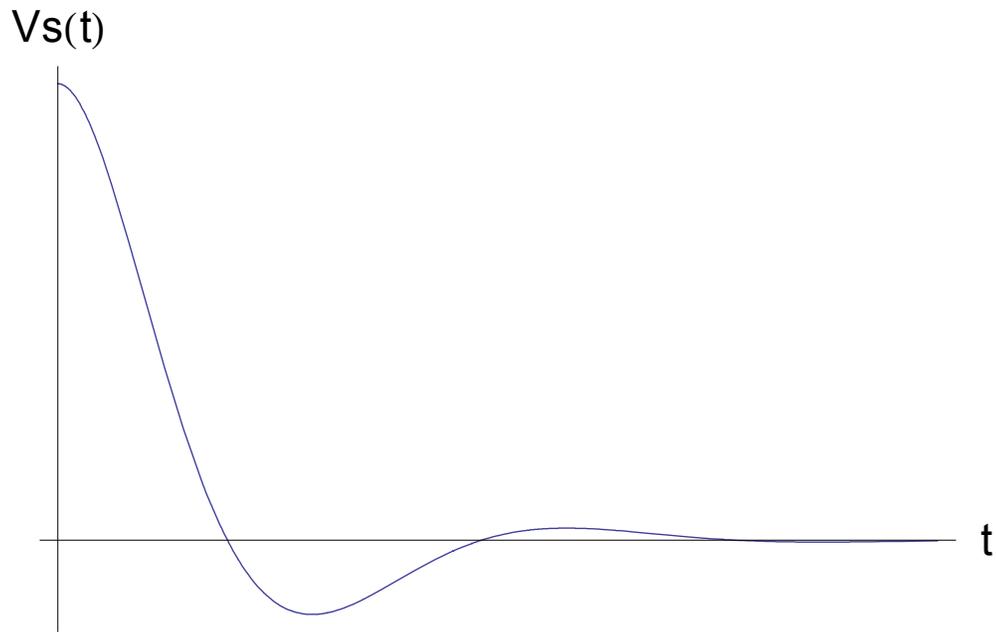


FIGURA 8 - SINAL DE SAÍDA DA BOBINA QUANDO A RESISTÊNCIA DE CARGA DA BOBINA PREDOMINA NA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA.

2.3.1.2 Predominância da indutância própria, L_s

Quando a indutância própria da bobina for predominante sobre a carga e considerando a entrada como um impulso de corrente unitário, a Eq.(22) fica:

$$V_s(s) \approx \frac{s}{s^2+s} \quad (25)$$

Com a transformada inversa de Laplace da Eq.(25), o sinal de saída da bobina fica da forma:

$$V_s(t) \approx \frac{e^{-t}}{2} \quad (26)$$

Desta forma, o sinal de saída da bobina é uma descida exponencial, como pode ser visto na FIGURA 9, onde quanto maior a indutância própria menor o tempo de queda.

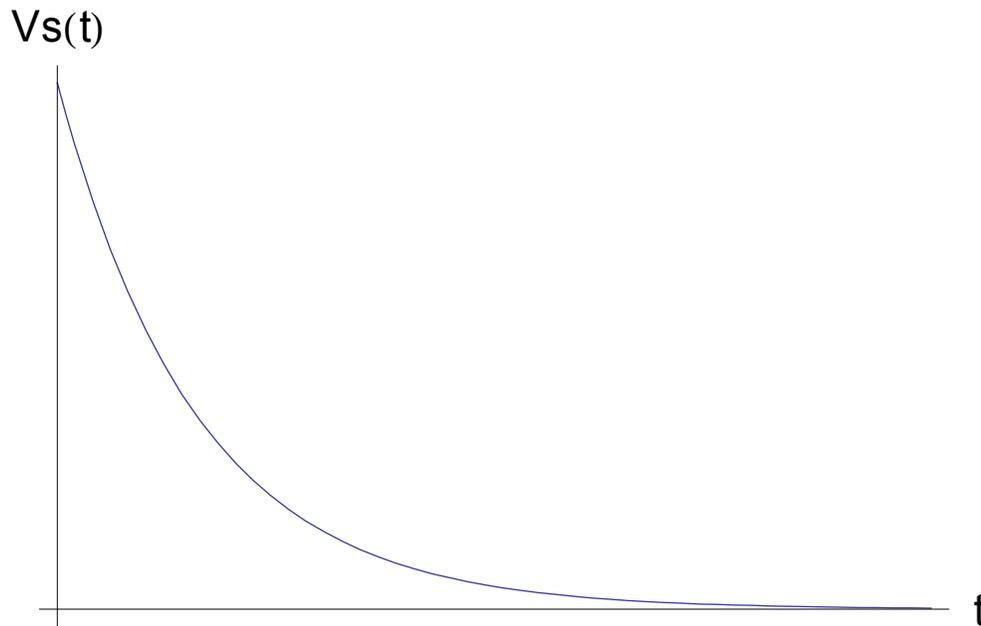


FIGURA 9 - SINAL DE SAÍDA DA BOBINA QUANDO A INDUTÂNCIA PRÓPRIA DA BOBINA PREDOMINA NA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA.

2.4 Energia Transferida

A energia transferida pela bobina pode ser estimada através da resistência de carga. A potência dissipada na carga é dada por:

$$P(t) = \frac{v^2(t)}{R} \quad (27)$$

onde $v(t)$ é a tensão instantânea do pulso e R é a resistência de carga.

Integrando a potência no tempo tem-se a energia transferida, ou seja:

$$E = \int P(t)dt \quad (28)$$

2.5 Freqüência de Ressonância

Em um circuito RLC a ressonância é uma condição na qual as reatâncias capacitivas e indutivas são iguais em módulo, resultando, portanto, em uma impedância puramente resistiva [16]. Uma das principais características deste efeito é que na freqüência de ressonância ocorre um ponto de amplitude máxima. Considerando o circuito equivalente da bobina de Rogowski como um circuito RLC paralelo e, partindo do conceito de Admitância Y :

$$Y = \frac{I}{V} = \frac{1}{R} + j\omega C_s + \frac{1}{j\omega L_s} \quad (29)$$

$$Y = \frac{1}{R} + j \left(\omega C_s - \frac{1}{\omega L_s} \right) \quad (30)$$

Têm-se que a ressonância ω_0 ocorre quando a parte imaginária de Y é zero, então:

$$\omega_0 C_s - \frac{1}{\omega_0 L_s} = 0 \quad (31)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (32)$$

Como:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (33)$$

Têm-se que:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (34)$$

Uma vez que toda a corrente vai passar pelo resistor R , a combinação $L_s C_s$ se comporta como um circuito aberto.

2.6 Características Físicas das Bobinas

As principais características físicas da bobina de Rogowski são a indutância própria, a capacitância parasita e a resistência interna. O conhecimento destes parâmetros é de suma importância para o dimensionamento da bobina, pois com estes dados podem-se estudar todas as limitações da bobina, tais como frequência de ressonância, faixa de operação, energia máxima transferida, entre outras.

2.6.1 Indutância Própria

A indutância própria L_S pode ser determinada em função das características físicas, ver FIGURA 10, da bobina, como os raios interno (a) e externo (b), espessura (h) e o número de espiras (N) [7].

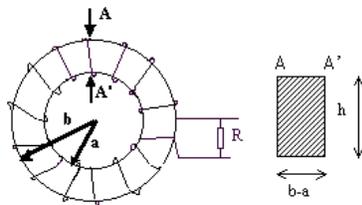


FIGURA 10 – DESENHO ESQUEMÁTICO DAS GRANDEZAS RELEVANTES NA CONSTRUÇÃO DA BOBINA.

$$L_S = N^2 \frac{\mu}{2\pi} h \ln \left(\frac{b}{a} \right) \quad (35)$$

Como a indutância mútua é dada por:

$$M = \frac{\mu}{2\pi} N h \ln \left(\frac{b}{a} \right) \quad (36)$$

Tem-se que:

$$L_s = MN \quad (37)$$

2.6.2 Capacitância Parasita [7]

O comportamento das bobinas de Rogowski em altas frequências é muito diferente do comportamento para baixas frequências. A capacitância parasita surge devido à proximidade entre os fios do enrolamento da bobina. Sendo assim, as capacitâncias parasitas não podem ser desprezadas quando se analisam altas frequências. Elas afetam significativamente o indutor e são responsáveis diretas pela frequência de ressonância.

Além da capacitância parasita, o efeito Pelicular e os efeitos de proximidade causam nos enrolamentos um aumento na resistência e a indutância diminui ligeiramente com o aumento da frequência.

Para uma previsão precisa da resposta em frequência desses indutores o cálculo da capacitância parasita é importante. Visando minimizar os efeitos da capacitância parasita os indutores são usualmente feitos de enrolamentos simples (em geral uma camada) e o uso de núcleos ferromagnéticos foi abolido. O uso de núcleos de ar ou de materiais não ferromagnéticos faz com que a bobina não sofra efeitos de histerese. A distância entre as espiras é aumentada para reduzir a capacitância entre as espiras.

A vista da seção transversal de fios uniformemente enrolados de seções transversais circulares é mostrada na FIGURA 11. A capacitância entre duas voltas adjacentes C_{ii} pode ser calculada por meio da fórmula para a determinação da capacitância por unidade de comprimento de dois condutores paralelos retos infinitamente longos colocados em um meio homogêneo. Sob estas condições e considerando que a espessura t do revestimento isolante do fio é pequena quando comparada com a distância g da distância entre duas espiras, onde $g=(p-2r)$, uma

expressão analítica para a capacitância espira-espira (C_{tt}), pode ser determinada para fios da seção transversal circular por meio de:

$$C_{tt} = \frac{\pi D \epsilon_0}{\ln\left(\frac{p}{2r} + \sqrt{\left(\frac{p}{2r}\right)^2 - 1}\right)} \quad (38)$$

onde D é o diâmetro da volta, p é a distância entre os centros dos fios de duas espiras lado a lado e onde r é o raio do fio.

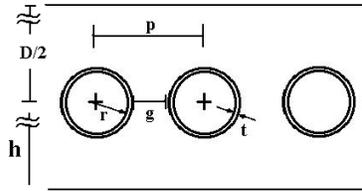


FIGURA 11 – DESENHO ESQUEMÁTICO DA SECÇÃO TRANSVERSAL DA BOBINA.

Ainda quando a espessura t da camada isolante do fio de permissividade relativa ϵ_r é comparável com a distância entre as espiras g , surge uma expressão derivada de (38) onde é assumido o surgimento de um campo radial na superfície da camada isolante.

$$C_{tt} = \frac{\pi D \epsilon_0}{\ln\left(F + \sqrt{F^2 - \left(1 + \frac{t}{r}\right)^{\frac{2}{\epsilon_r}}}\right)} \quad (39)$$

Onde:

$$F = \frac{\frac{p}{2r}}{\left(1 + \frac{t}{r}\right)^{1 - \frac{1}{\epsilon_r}}} \quad (40)$$

As equações (39) e (40) são utilizadas quando a espessura da camada isolante do fio deve ser considerada para a determinação da capacitância parasita.

2.6.3 Resistência Interna

A resistência interna de cada bobina depende da resistividade, ρ , do fio condutor utilizado para o seu enrolamento, do comprimento e da espessura do mesmo, sendo assim:

$$R_s = \rho \frac{l}{A} \quad (41)$$

onde ρ é a resistividade do material, l é o comprimento e A é a área da secção transversal do fio.

2.7 Determinação dos Limites de Frequência

O circuito equivalente do sensor é semelhante a um circuito ressonante RLC paralelo para pequenos sinais de corrente. A máxima potência dissipada ocorre na ressonância quando:

$$I = \frac{V_{MAX}}{R} \quad (42)$$

Logo:

$$P(\omega) = \frac{1}{2} \frac{V_{MAX}^2}{R} \quad (43)$$

A largura da banda de frequência do sensor é determinada pelo limite de frequência inferior f_L onde $\omega_L = 2\pi f_L$ e pelo limite de frequência superior f_H onde

$\omega_H = 2. \pi f_H$. Esses limites correspondem a freqüência em que a potência dissipada é a metade do valor máximo, ou seja, quando a corrente cai a $0,707V_{MAX}/R$ [7].

Os limites de freqüência e a largura da banda podem ser dados pelas equações:

$$\omega_L = \frac{R+R_s}{L_s+RR_sC_s} \approx \frac{R+R_s}{L_s} \quad (44)$$

$$\omega_H = \frac{L_s+RR_sC_s}{RL_sC_s} \approx \frac{1}{RC_s} \quad (45)$$

$$\omega_H - \omega_L = \left(\frac{L_s+RR_sC_s}{RL_sC_s} - \frac{R+R_s}{L_s+RR_sC_s} \right) \quad (46)$$

onde a expressão $\omega_H - \omega_L$ é denominada largura de faixa ou largura de banda (B).

A razão entre a freqüência de ressonância e a largura de faixa é denominada *fator de qualidade Q*. Para o circuito *RLC* paralelo, o fator de qualidade *Q* é dado por:

$$B = \frac{\omega_0^2 L_s}{R} \quad (47)$$

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L_s} \quad (48)$$

A seletividade de um circuito *RLC* é a capacidade do circuito de responder a certas freqüências, discriminando-as entre todas as outras freqüências. Se a banda de freqüência a ser selecionada é estreita, o fator de qualidade deve ser alto. Se a banda de freqüência é larga, o fator de qualidade deve ser baixo. Então, o circuito ressonante é caracterizado por cinco parâmetros relacionados: as duas freqüências de meia potência ω_H e ω_L , a freqüência de ressonância ω_0 , a largura de faixa *B* e o fator de qualidade *Q* [16].

3 DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL

3.1 Confecção das Amostras

As bobinas utilizadas nos experimentos foram confeccionadas segundo o princípio da bobina de Rogowski. Conforme mostrado na FIGURA 12 as bobinas são constituídas de um núcleo não magnético de epóxi, que possui baixo custo e fácil moldagem, o qual foi enrolado com um fio de cobre 28 AWG. O que diferencia uma amostra da outra é o número de espiras. O núcleo não magnético tem a vantagem de não apresentar perdas, possuir boa linearidade e, além disso, não ser dependente da permeabilidade magnética ($\mu_0 = \mu$).

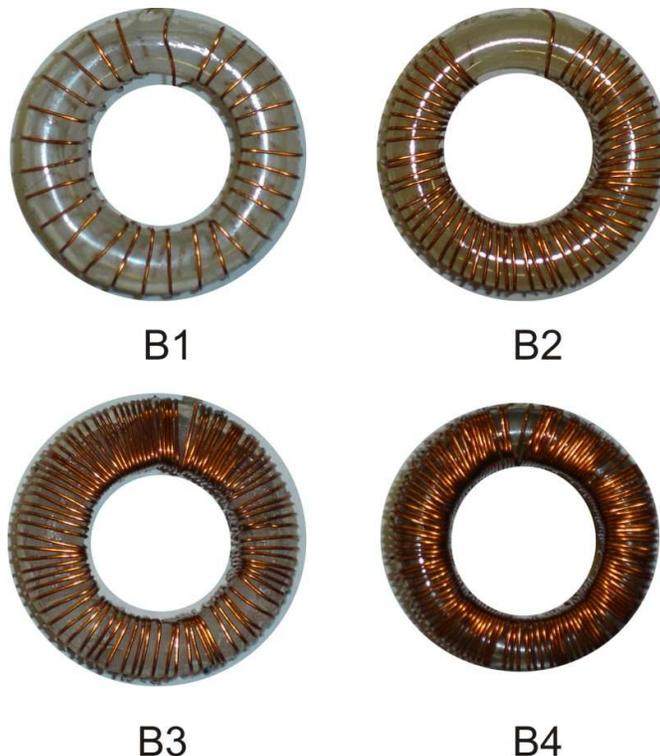


FIGURA 12 – FOTO ILUSTRATIVA DAS BOBINAS UTILIZADAS NOS EXPERIMENTOS.

Foram preparadas quatro bobinas denominadas B1, B2, B3 e B4. As características construtivas das bobinas estão listadas na TABELA 1. As medidas foram feitas utilizando um paquímetro digital com uma precisão de 0,1 mm.

TABELA 1 - CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS DAS BOBINAS.

Bobina	Número de espiras	a (raio interno) (mm)	b (raio externo) (mm)	Largura (mm)	Espaçamento entre espiras (mm)
B1	30	20,6	35,1	10,9	3,7
B2	60	20,4	35,1	10,9	1,2
B3	90	20,8	35,1	11,0	1,1
B4	120	20,5	35,1	11,0	0,2

3.2 Análise de Impedância [7]

Um analisador de impedância foi utilizado para determinar o comportamento das bobinas quando aplicados sinais senoidais de 1V de tensão RMS, cujas frequências foram variadas de 10 Hz a 30 MHz. Desta forma foi possível analisar: a impedância da bobina, diferença de fase da tensão induzida em função da corrente que atravessa a bobina, frequência de ressonância e ainda, avaliar o comportamento da sua indutância própria L_S e resistência interna R_S . O equipamento utilizado foi um analisador de impedância *Solartron*, modelo SI-1260. A FIGURA 13 apresenta uma vista frontal do equipamento.



FIGURA 13 – ANALISADOR DE IMPEDÂNCIA SOLARTRON (SI 1260).

O método de medida do analisador de impedância é baseado na medição da tensão e corrente na saída da bobina. A metodologia utilizada para a obtenção das medidas está descrita a seguir.

O gerador fornece um sinal senoidal para a amostra, cujos parâmetros frequência, período e amplitude podem ser controlados e estão representados na FIGURA 14. O diagrama esquemático do gerador está representado na FIGURA 15.

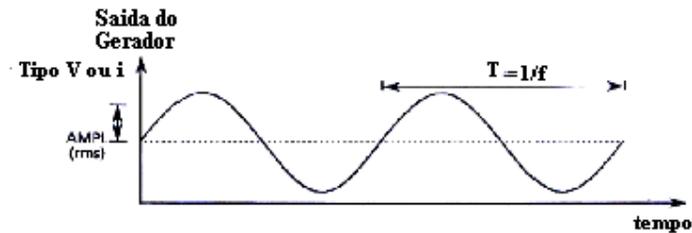


FIGURA 14 - SINAL SENOIDAL FORNECIDO PELO GERADOR SOBRE A BOBINA.

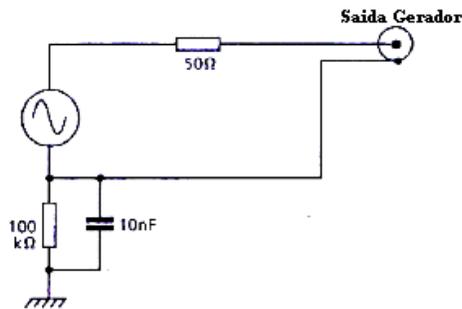


FIGURA 15 - DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO GERADOR DE SINAL SENOIDAL.

A medida de tensão sobre a bobina é feita analisando-se o sinal V_1 entre os terminais, o ponto de aplicação da tensão alta (V_H) e o ponto de aplicação da tensão baixa (V_L). A tensão é dada por:

$$V_1 = A \cdot (V_H - V_L)$$

onde A é um ganho cujo valor é interno e sem possibilidade de variação.

É feita uma amplificação do sinal e posterior medida de corrente elétrica através de um resistor *shunt* localizado dentro do analisador, conforme ilustrado na FIGURA 16. A impedância da bobina é então obtida pela Lei de Ohm.

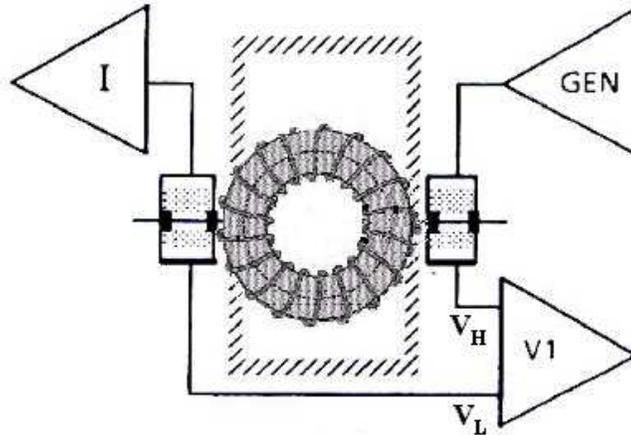


FIGURA 16 - REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DA MEDIDA DE TENSÃO E CORRENTE DO ANALISADOR SOLARTRON.

A determinação do ângulo de fase entre a tensão e a corrente é realizado pelo método derivado da transformada de Fourier. O sinal digital é somado em 104 pontos e integrado em um ciclo. O processador utiliza esse resultado e através de funções referências *seno* e *co-seno* obtém o ângulo de fase. A FIGURA 17 e a FIGURA 18 representam resultados arbitrários obtidos na medida de impedância e fase realizadas com o analisador de impedância Solartron.

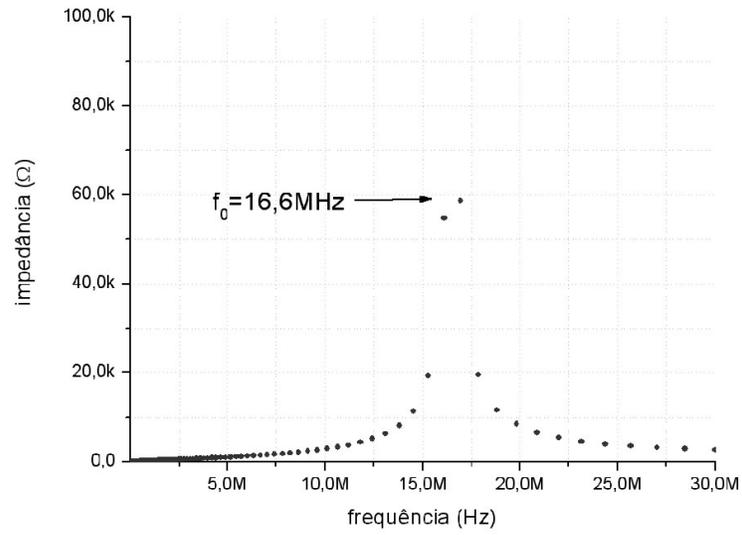


FIGURA 17 – MEDIDA DE IMPEDÂNCIA COM O ANALISADOR DE IMPEDÂNCIA SOLARTRON.

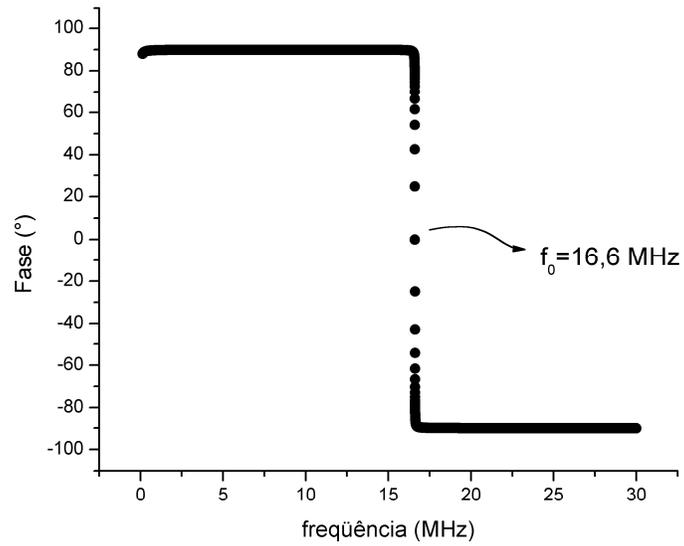


FIGURA 18 – MEDIDA DE FASE COM O ANALISADOR DE IMPEDÂNCIA SOLARTRON.

3.3 Determinação da Frequência de Ressonância e da Capacitância Parasita

Utilizando os resultados e gráficos obtidos da medida de impedância e de diferença de fase pode-se determinar a indutância própria da bobina. A análise da frequência de ressonância da bobina mostra que na ressonância a impedância é máxima e a diferença de fase é nula. Com base nestes dados pode-se obter a capacitância parasita utilizando a equação (34).

No caso das bobinas estudadas a capacitância parasita é muito baixa (da ordem de pF) enquanto a frequência de ressonância é muito alta (acima de 30 MHz), o que extrapola o limite de medição do equipamento, tornando-se necessária o desenvolvimento de um novo método de medida. Desta forma, inclui-se um capacitor conhecido, C , em paralelo com a bobina aumentando a capacitância total da bobina e diminuindo a frequência de ressonância, tornando a medida possível dentro dos limites do equipamento.

Calcula-se, assim, a capacitância parasita da bobina através de uma simples manipulação algébrica da Eq.(34):

$$C_s = \frac{1}{L_s(2\pi f_{0+})^2} - C \quad (49)$$

onde f_{0+} é a frequência de ressonância deslocada, ou seja, a frequência de ressonância da bobina quando com o capacitor em paralelo.

Obtida a capacitância parasita usa-se a Eq.(34) e tem-se a frequência de ressonância.

3.4 Determinação da Resposta da Bobina para Pulsos de Corrente

Para a implementação da simulação e estudo da resposta do pulso de tensão na saída da bobina, feito com o auxílio da função de transferência, foi realizada a modelagem do pulso de corrente na entrada, de tal maneira que, controlando as características do pulso que passa pelo condutor fosse possível prever qual a resposta do pulso da tensão de saída na bobina.

A FIGURA 19 ilustra o circuito esquemático utilizado para gerar o pulso. A fonte de tensão *DC*, *Matsusada* modelo AU-50R6, e o arranjo experimental estão ilustrados na FIGURA 20 e na FIGURA 21. O circuito esquemático pode ser interpretado como dois circuitos, de carga e descarga, onde no circuito de carga o resistor de $12M\Omega$ tem como função carregar o capacitor de $1nF$, que quando totalmente carregado é responsável pela descarga, além disso, o produto RC tem dimensão de tempo e é chamado de constante de tempo capacitiva, ou seja, o produto RC controla a diferença de tempo entre cada descarga desferida pelo centelhador de esferas. O circuito de descarga, um circuito da forma RLC , é formado pelo capacitor, o centelhador de esferas, a indutância parasita do circuito, L_p , e o resistor de amortecimento, R_A . Neste utiliza-SE o resistor de amortecimento para modelar a forma do pulso e o tempo de duração do mesmo.

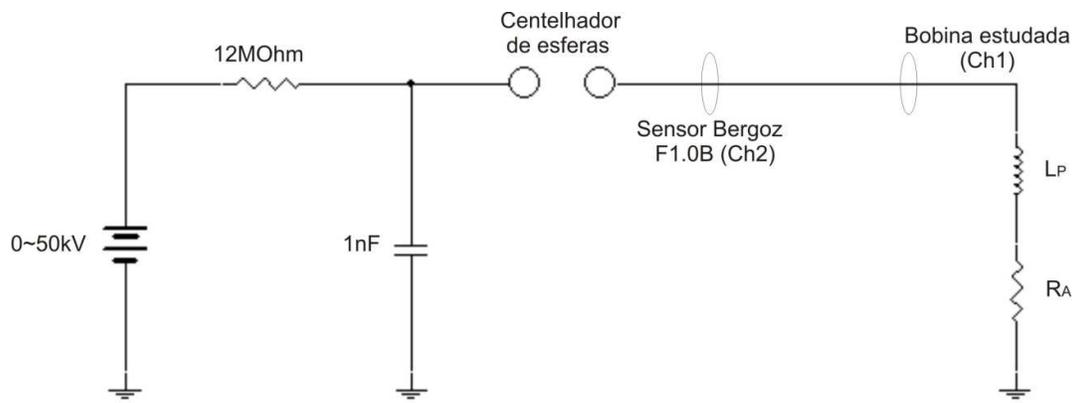


FIGURA 19 – CIRCUITO GERADOR DE PULSOS.



FIGURA 20 - FONTE DE TENSÃO DC.

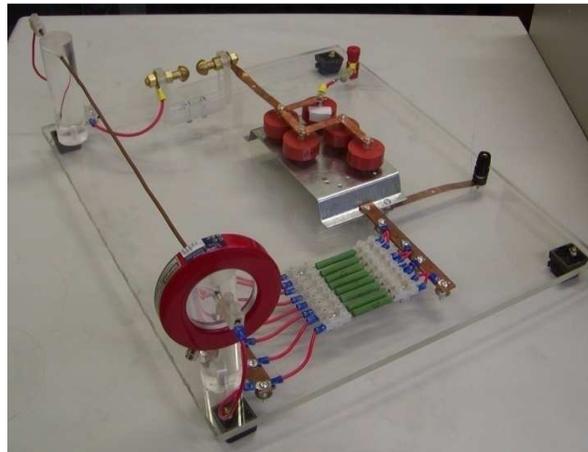


FIGURA 21 – ARRANJO EXPERIMENTAL PARA CARGA/DESCARGA.

O sinal do pulso de corrente (CH2), capturado por um transdutor de corrente Bergoz, modelo CT-F1.0-B, que pode ser visto na FIGURA 22, e o sinal de resposta da saída da bobina (CH1) foram monitorados por um osciloscópio Tektronix TDS 2024. Os sinais foram enviados ao computador por meio de uma interface serial RS-232. Utilizando-se de um software da Tektronix os sinais foram armazenados no disco rígido do computador.



FIGURA 22 - TRANSDUTOR DE CORRENTE BERGOZ.

Este pulso foi modelado matematicamente por meio do software *OriginPro*[®], onde foi determinada a função:

$$y = A \left(1 - e^{-\frac{x-x_0}{t_1}} \right)^p e^{-\frac{(x-x_0)}{t_2}} \quad (50)$$

e feito um ajuste para a determinação dos parâmetros A , p , t_1 e t_2 . O parâmetro A controla a amplitude do pulso, p o expoente de subida, t_1 e t_2 são responsáveis pelo tempo de subida e descida do pulso respectivamente. Com esses parâmetros o pulso foi simulado no software *Mathematica*[®], pode-se ver alguns pulsos na FIGURA 23.

A função de transferência também foi simulada no *Mathematica*[®]. De posse da simulação do comportamento da bobina, principalmente da sua função de transferência G , e da simulação do sinal de corrente que atravessa a bobina, foi obtida a resposta simulada da tensão de saída da bobina. Os resultados experimentais e simulados foram comparados no *OriginPro*[®]. Os procedimentos experimentais foram realizados com vários resistores de carga, os quais foram colocados na saída da bobina.

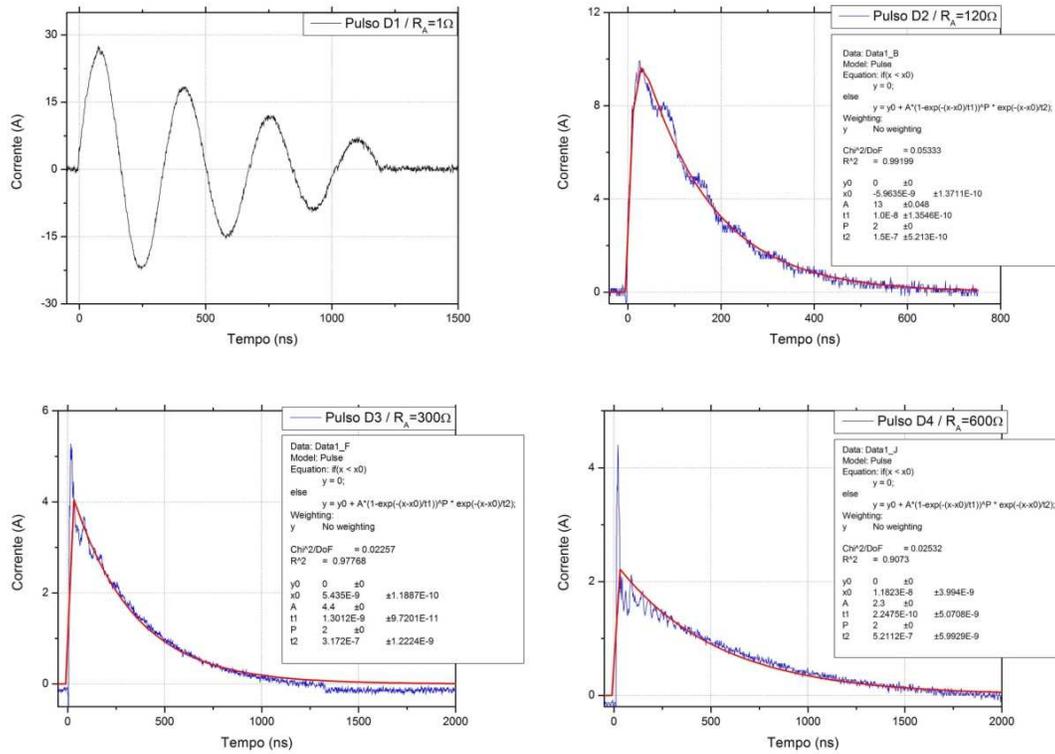


FIGURA 23 – REPRESENTAÇÃO DAS FORMAS DE ONDAS; PULSO EXPERIMENTAL E SIMULADO.

4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

4.1 Análise de espectrometria de impedância

O analisador de impedância foi utilizado primeiramente para determinar o valor de L_s e R_s para baixas frequências. Na TABELA 2 estão representados os valores obtidos na frequência de 100 Hz com uma incerteza do equipamento menor que 2%.

TABELA 2 – VALORES EXPERIMENTAIS OBTIDOS ATRAVÉS DO SOLARTRON PARA A INDUTÂNCIA PRÓPRIA E PARA A RESISTÊNCIA PARASITA DAS BOBINAS.

	Número de espiras	$L_s(\mu H)$	$R_s(\Omega)$
B1	30	2,05	223
B2	60	6,2	389
B3	90	12	491
B4	120	20	676

Obtidas as grandezas físicas acima descritas para as quatro bobinas, partiu-se para o estudo da frequência de ressonância e capacitância parasita de cada bobina, e este foi possível através da soma em paralelo de capacitores conhecidos, método já descrito anteriormente. Para tanto, utilizou-se cinco capacitores diferentes, mas com capacitância baixa e conhecida. Os resultados experimentais estão expostos na TABELA 3 (X – referente à medida fora dos limites do equipamento), onde o valor da frequência de ressonância deslocada foi obtido através da espectrometria de fase e impedância de 100 Hz a 30 kHz, realizada no analisador de impedância *Solartron*, pois, como já dito, a frequência para qual a fase se anula é a frequência de ressonância do sistema.

TABELA 3 – VALORES EXPERIMENTAIS PARA A FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA DESLOCADA.

Medida	Capacitância (pF)	Frequência de Ressonância deslocada, f_{0+} (MHz)			
		B1	B2	B3	B4
C1	3,3	X	X	21,4	15,8
C2	5,2	X	25,3	18,0	13,5
C3	10,9	X	18,4	13,1	10,0
C4	21,1	23,35	13,6	9,7	7,5
C5	31,5	19,3	11,2	8,0	6,2

Através dos valores obtidos para a frequência de ressonância deslocada e da Eq.(49) obteve-se a capacitância parasita de cada bobina, como pode ser visto na TABELA 4. Assim, usando a Eq.(34) têm-se a frequência de ressonância das bobinas, os valores estão na TABELA 5.

TABELA 4 – CAPACITÂNCIA PARASITA DAS BOBINAS.

Medida	Capacitância Parasita, C_s (pF)			
	B1	B2	B3	B4
C1	X	X	1,29	1,80
C2	X	1,21	1,29	1,78
C3	X	1,23	1,35	1,82
C4	1,56	1,26	1,26	1,83
C5	1,67	1,23	1,37	1,88
Média	1,61	1,23	1,31	1,82

TABELA 5 - VALORES DAS FREQUÊNCIAS DE RESSONÂNCIA DAS BOBINAS.

Bobina	Frequência de Ressonância, f_0 (MHz)
B1	88,0
B2	57,8
B3	40,2
B4	26,4

Os diagramas de Bode em fase podem ser vistos nas seguintes figuras, bobina B1 na FIGURA 24, bobina B2 na FIGURA 25, bobina B3 na FIGURA 26 e bobina B4 na FIGURA 27.

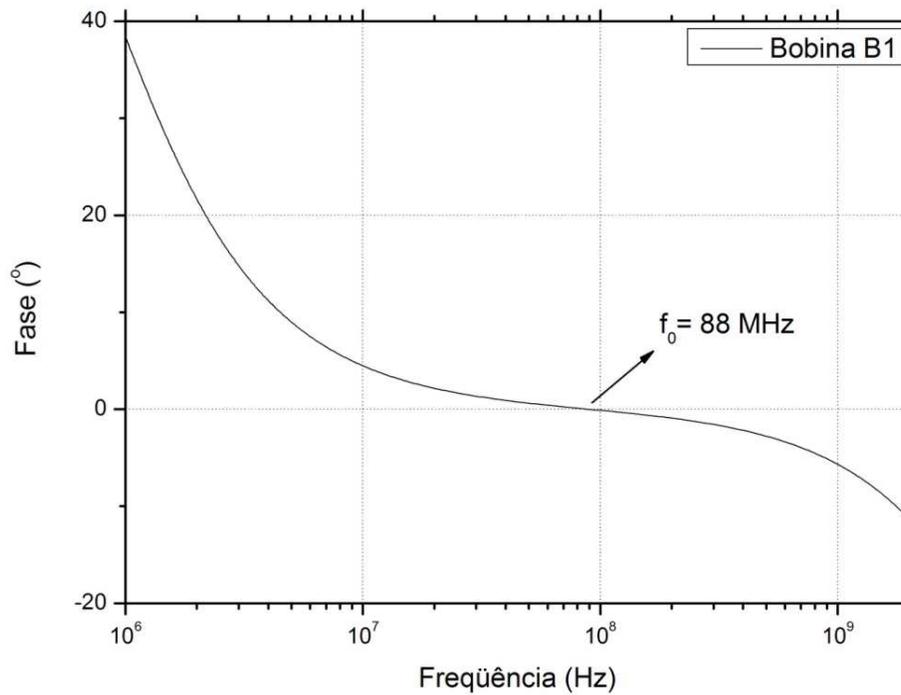


FIGURA 24 – ESPECTROMETRIA DE FASE DA BOBINA B1.

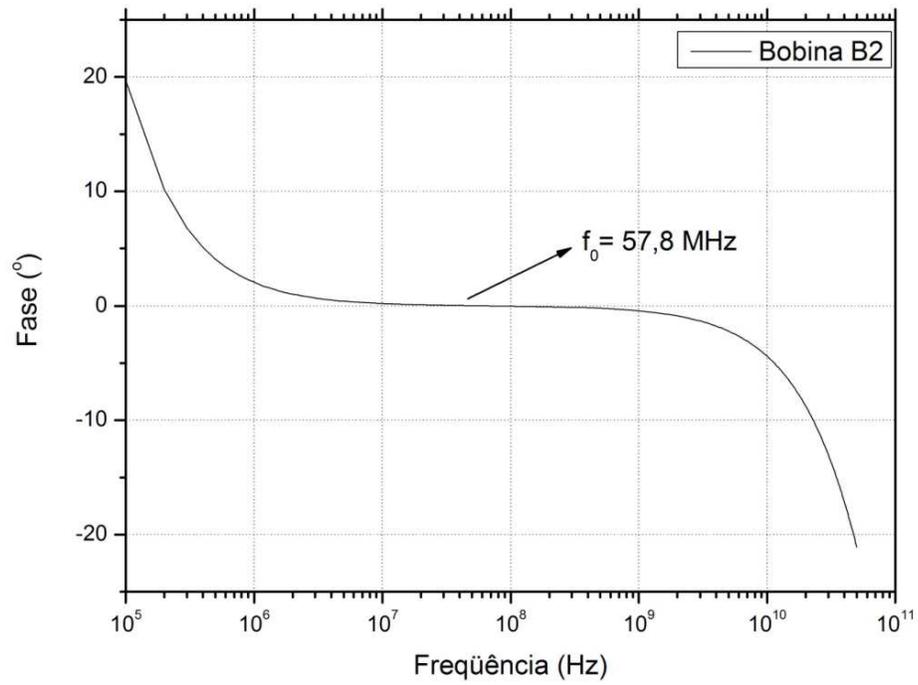


FIGURA 25 – ESPECTROMETRIA DE FASE DA BOBINA B2.

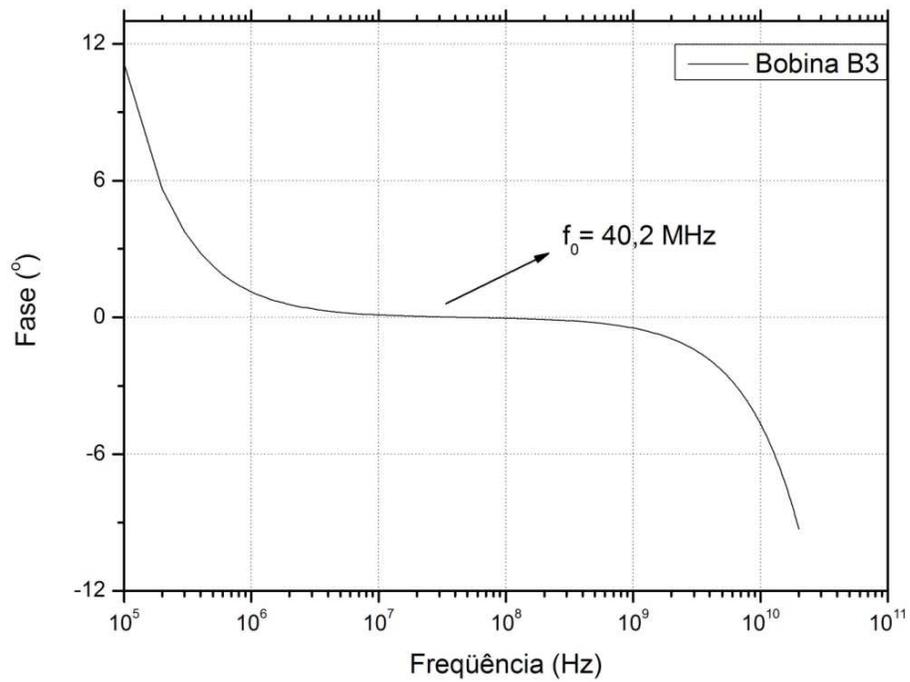


FIGURA 26 – ESPECTROMETRIA DE FASE DA BOBINA B3.

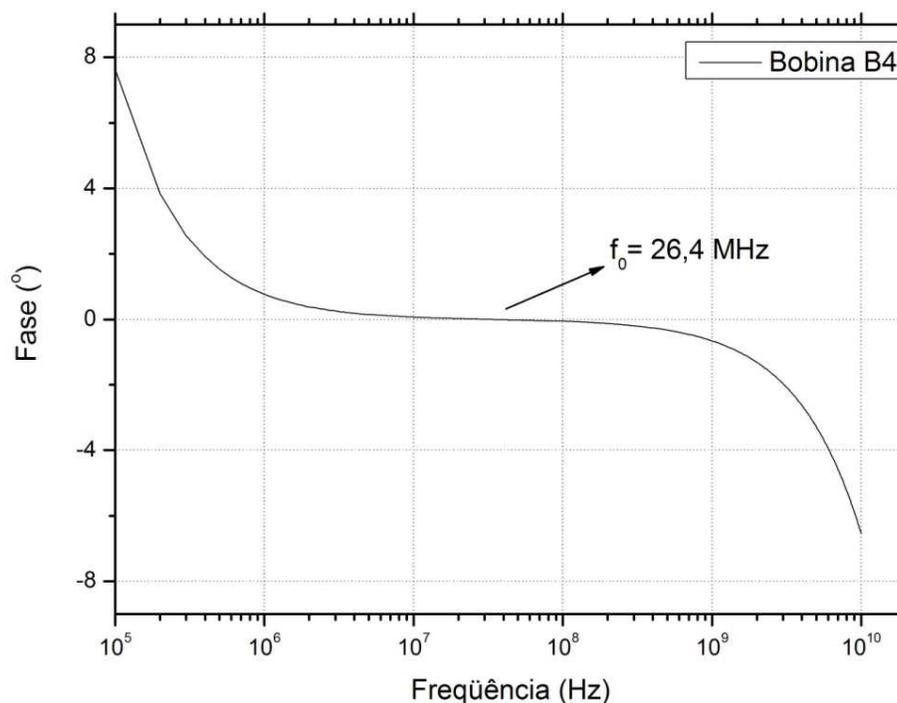


FIGURA 27 – ESPECTROMETRIA DE FASE DA BOBINA B4.

4.2 Influência dos Parâmetros Elétricos

Neste item o estudo está concentrado em uma análise teórica da influência dos parâmetros elétricos na resposta em frequência e na energia transferida pela bobina. Julga-se esta análise necessária porque, como já visto anteriormente, os parâmetros elétricos de uma bobina dependem unicamente de sua geometria e materiais utilizados no núcleo e enrolamento, assim, no processo de construção de uma bobina pode-se trabalhar com os parâmetros de forma a obter uma bobina ideal para a finalidade desejada, por exemplo, um transdutor de corrente preciso ou, como neste trabalho, um transdutor de energia eficiente.

Para tal desenvolvimento fixam-se dois parâmetros e varia-se o terceiro. A base dos parâmetros elétricos são os da bobina B1. Em todos os casos considera-se uma resistência de carga de $R = 1\Omega$.

O pulso de entrada na simulação é um pulso de corrente, obtido por uma descarga elétrica gerada pelo circuito mostrado na FIGURA 19 com uma tensão de entrada de 1,5 kV e resistor de amortecimento de 120 Ω. Este foi modelado matematicamente por meio do software *OriginPro*[®] com a Eq.(50), e pode ser visto na FIGURA 28. Com o auxílio do software *Mathematica*[®] simulou-se a resposta da bobina a este pulso através da função de transferência, dada pela Eq.(11). Utilizando-se as Eq.s(22 e 27) obtém-se o sinal de potência.

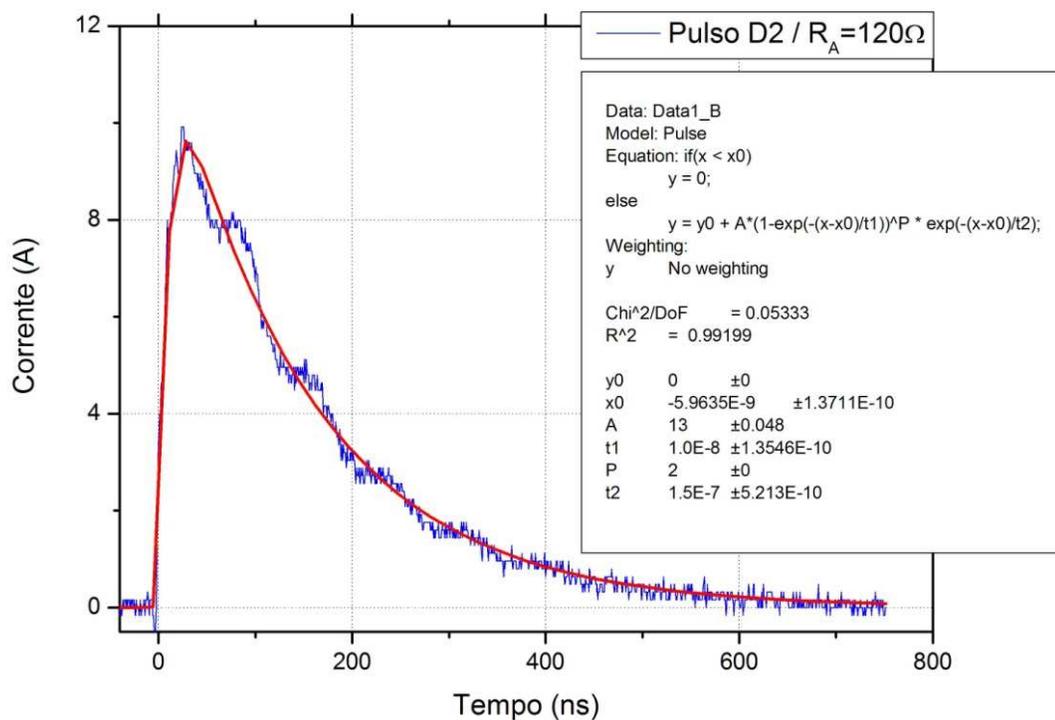


FIGURA 28 – PULSO DE CORRENTE UTILIZADO NA SIMULAÇÃO DE PARÂMETROS ELÉTRICOS.

4.2.1 Indutância Própria

No estudo da influência da indutância própria fixa-se a capacitância parasita, $C_s = 1,6 pF$, e a resistência interna, $R_s = 222,7 m\Omega$. Assim, varia-se a indutância de 0,01 μH a 1000 μH de forma logarítmica.

Como primeiro resultado vê-se na FIGURA 29 que quanto maior a indutância própria maior a energia transferida, entretanto em certo patamar de energia ocorre o que podemos chamar de máxima transferência de energia, pois mesmo com maior indutância não ocorre um aumento na transferência de energia, toda energia do campo já está sendo transferida. Isto pode ser facilmente compreendido através da energia no campo magnético, pois a energia magnética é definida como [17]:

$$U = \frac{1}{2}LI^2 \quad (51)$$

onde claramente a energia é diretamente proporcional a indutância L .

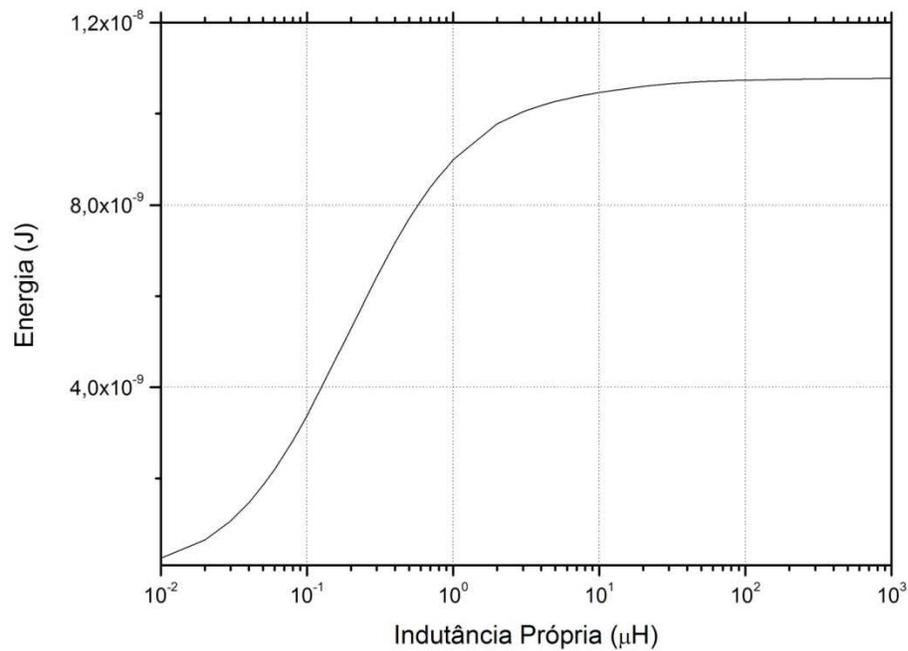


FIGURA 29 – ENERGIA TRANSFERIDA EM FUNÇÃO DA INDUTÂNCIA PRÓPRIA DA BOBINA.

A FIGURA 30 mostra pulsos de potência no tempo para diferentes indutâncias, demonstrando bem o aumento de potência proporcional ao aumento da indutância.

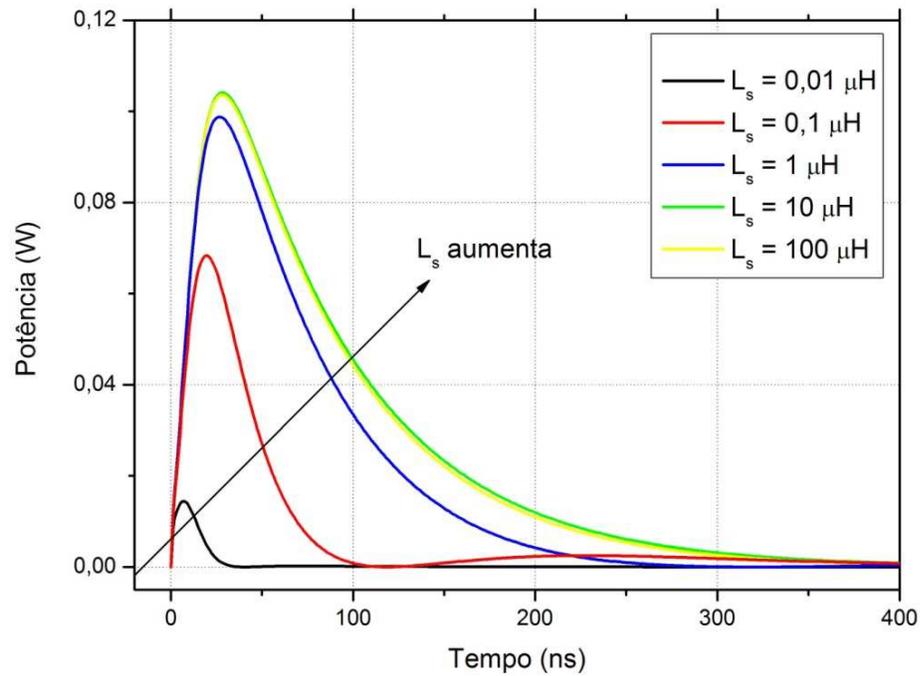


FIGURA 30 – PULSOS DE POTÊNCIA NO TEMPO COM VARIAÇÃO DA INDUTÂNCIA PRÓPRIA.

Já a FIGURA 31 demonstra a diferença na forma de onda dos pulsos para diferentes indutâncias, pode-se ver que a partir de $L_s = 1 \mu\text{H}$ o pulso já tende ao limite de domínio da indutância, tendo a forma de onda dada pela Eq.(26), como previsto anteriormente.

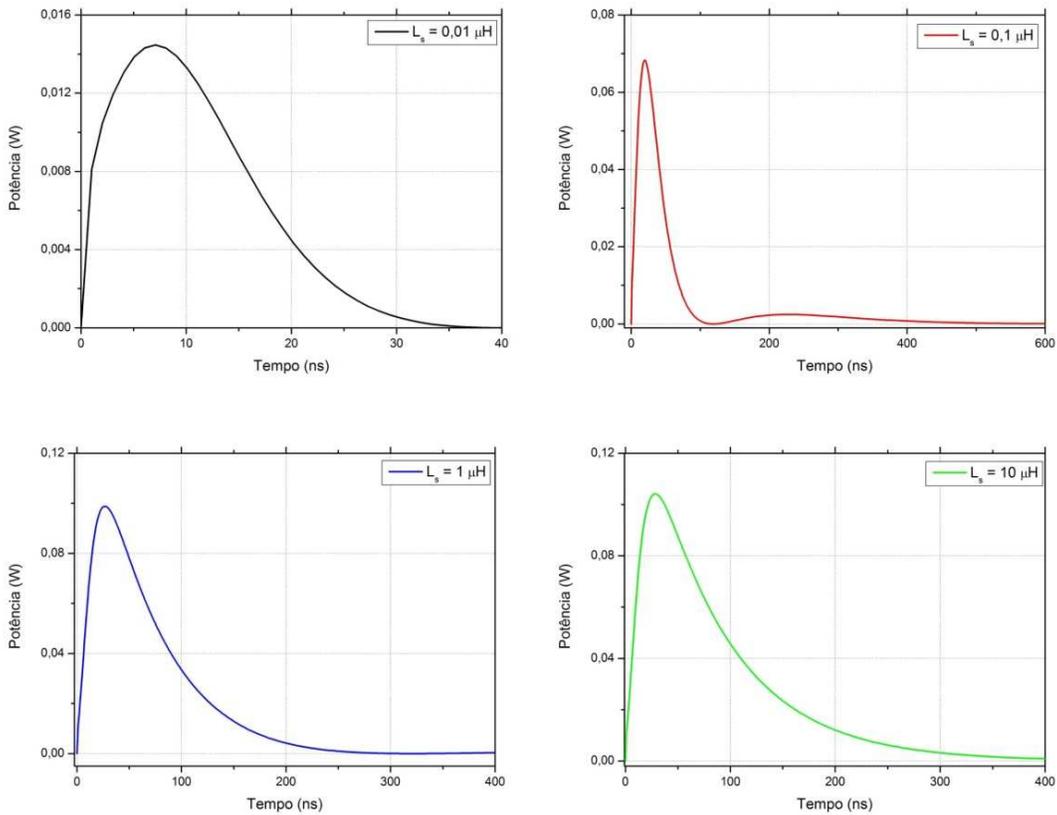


FIGURA 31 – FORMA DE ONDA DOS PULSOS DE POTÊNCIA NO TEMPO PARA DIFERENTES INDUTÂNCIAS.

4.2.2 Resistência Interna

No estudo da influência da resistência interna fixa-se a capacitância parasita, $C_s = 1,6 \text{ pF}$, e a indutância própria, $L_s = 2,05 \mu\text{H}$. Assim, varia-se a resistência interna de $0,01 \Omega$ a 1000Ω de forma logarítmica.

Na FIGURA 32 pode-se observar que o aumento da resistência interna diminuiu a energia transferida, o que é bastante lógico, porque o aumento de resistência aumenta a energia dissipada. Entretanto o que deve ser analisado com cuidado é que esta diminuição da energia transferida em função do aumento de resistência não é linear, existem três regiões de interesse na FIGURA 32, a primeira, de $0,01 \Omega$ até próximo de 1Ω , onde a queda é suave, ou seja, o aumento da resistência não possui grande influência, e esta é a região usual das

bobinas utilizadas para aplicação em sensores, uma segunda região, de 1Ω até 300Ω , onde a queda é brusca, causando uma grande diminuição na energia transferida, e a terceira região, acima de 300Ω , onde a queda é novamente suave, pois a energia transferida é mínima, tendendo a zero.

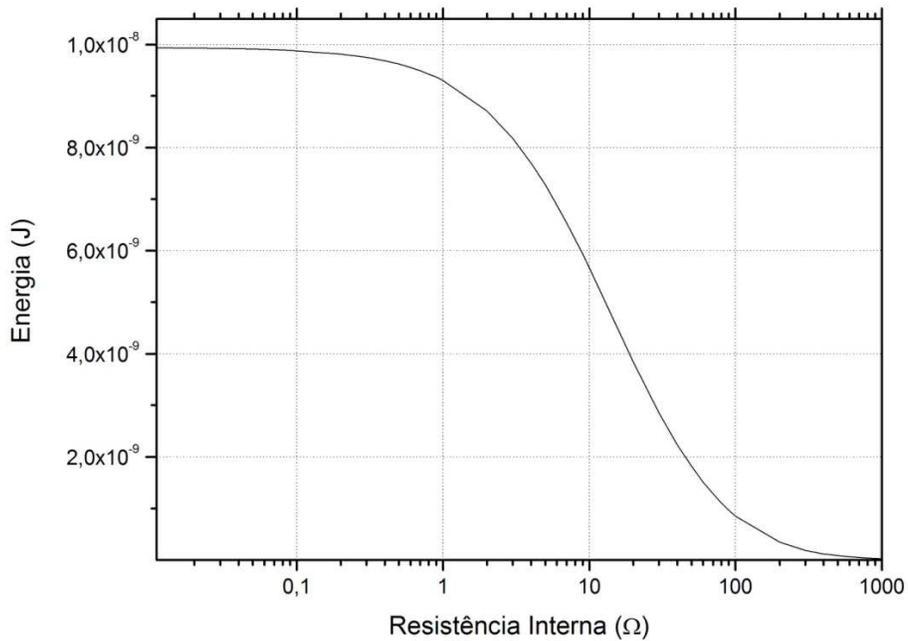


FIGURA 32 – ENERGIA TRANSFERIDA EM FUNÇÃO DA RESISTÊNCIA INTERNA.

A FIGURA 33 mostra pulsos de potência no tempo para diferentes resistências internas, demonstrando bem a diminuição de potência com relação ao aumento da resistência interna. Já a FIGURA 34 demonstra a diferença na forma de onda dos pulsos para diferentes resistências internas, pode-se ver que para $R_s = 1 k\Omega$ a resposta tem baixa intensidade, o que experimentalmente significaria uma dificuldade de detecção.

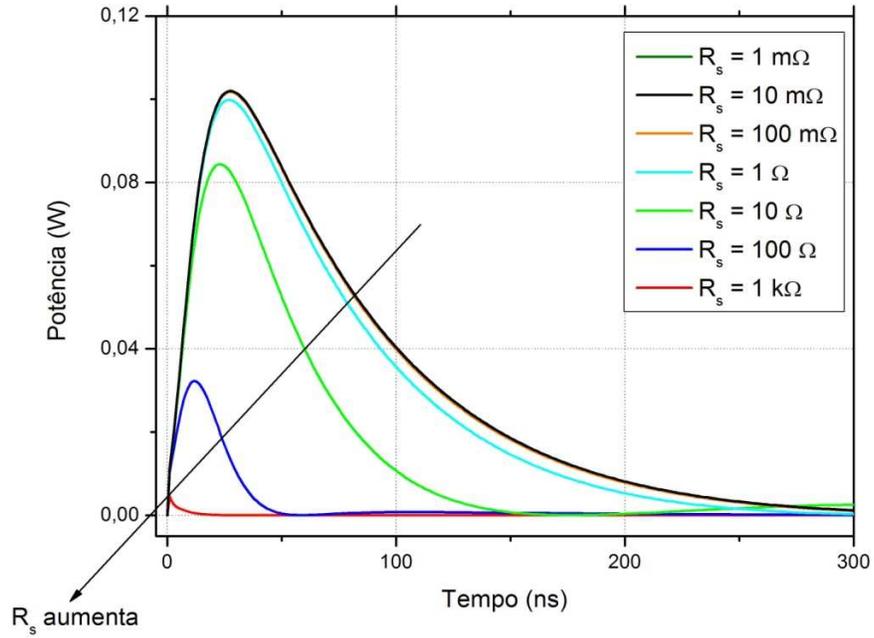


FIGURA 33 – PULSOS DE POTÊNCIA NO TEMPO COM VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA INTERNA.

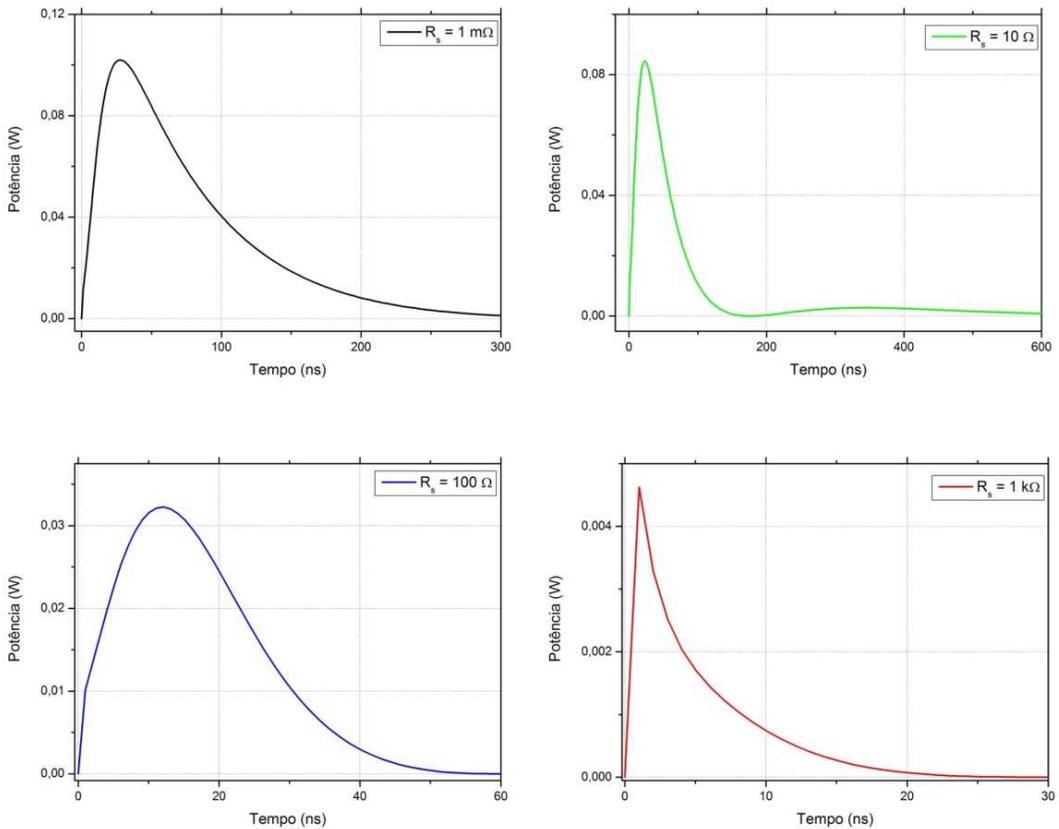


FIGURA 34 – FORMA DE ONDA DOS PULSOS DE POTÊNCIA NO TEMPO PARA DIFERENTES RESISTÊNCIAS INTERNAS.

4.2.3 Capacitância Parasita

No caso da influência da capacitância parasita fixa-se a resistência interna, $R_s = 222,7 \Omega$, e a indutância própria, $L_s = 2,05 \mu H$. Assim, varia-se a capacitância parasita de $0,1 pF$ a $10000 pF$ de forma logarítmica.

Na FIGURA 35 têm-se a energia transferida em função da capacitância parasita num limite de estudo entre $1 pF$ e $2000 pF$ para uma melhor análise da máxima transferência de energia, esta que ocorre quando a capacitância parasita é $C_{s_{pico}} = 660 pF$. Isto porque para esta capacitância a frequência de ressonância é de $\pm 4,32 MHz$, próxima da frequência do pulso, f_p , que é definida como:

$$f_p = \frac{1}{2T_m} \quad (52)$$

onde T_m é o período a meia altura do pulso. Assim, calcula-se a frequência do pulso, que é de $\pm 3,38 MHz$. Desta forma conclui-se que quando a frequência do pulso for próxima da frequência de ressonância da bobina a transferência de energia será máxima. Enquanto isso, na FIGURA 36 vê-se que para capacitâncias acima de $C_{s_{pico}}$ a energia transferida diminui rapidamente.

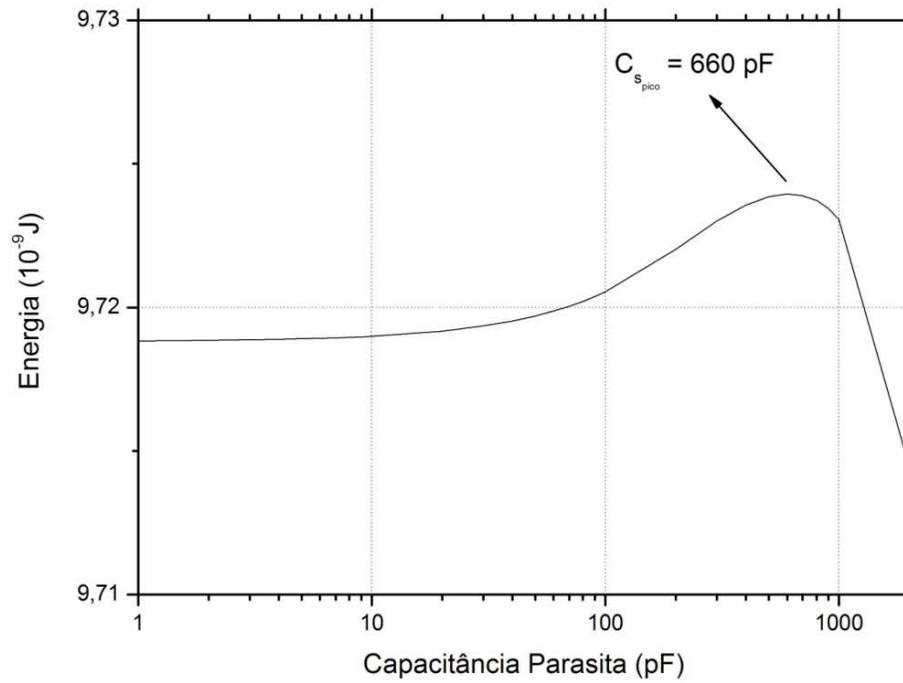


FIGURA 35 – MÁXIMO DE ENERGIA TRANSFERIDA EM FUNÇÃO DA CAPACITÂNCIA.

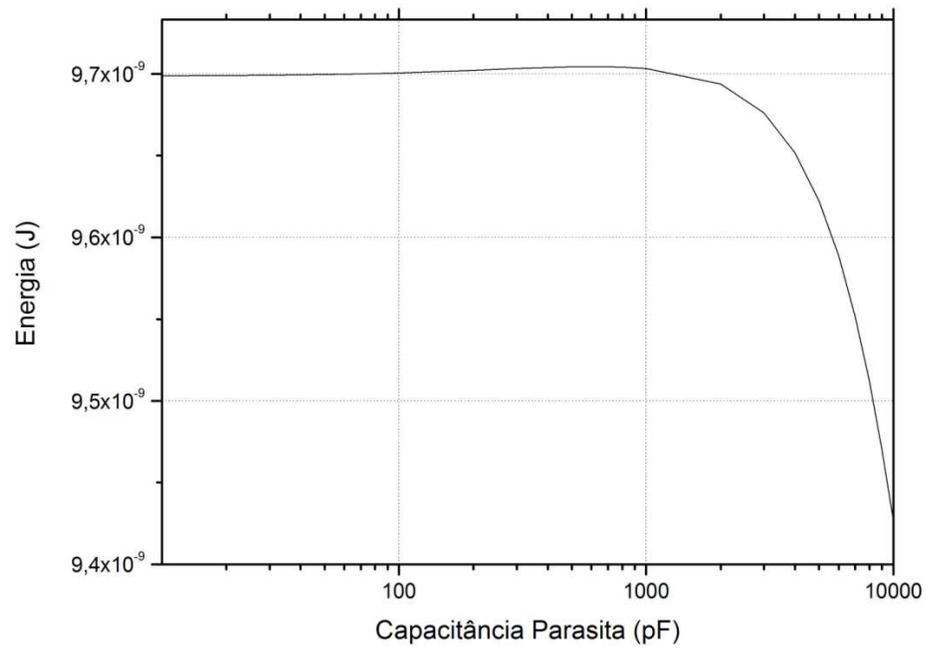


FIGURA 36 – ENERGIA TRANSFERIDA EM FUNÇÃO DA CAPACITÂNCIA PARASITA.

4.3 Resposta da Bobina para Pulsos de Corrente

Será focado neste item o comportamento do pulso de tensão na saída da bobina. Os resultados experimentais são comparados com resultados teóricos, tendo como objetivo a confirmação dos mesmos e confirmar a confiabilidade das simulações computacionais.

Para tanto, o pulso de entrada da bobina é o mesmo pulso de corrente utilizado na seção anterior, modelado pela Eq.(50), representado na FIGURA 28. Os resultados teóricos são obtidos através de uma simulação, realizada no software *Mathematica*[®], que tem como base a função de transferência da bobina, ou seja, as Eq.s(22 e 27).

Experimentalmente existe uma limitação nas medidas, pois, quando a resistência de carga assume valores superiores a $1\text{ k}\Omega$ a reatância capacitiva do sistema de medição interfere drasticamente nas medidas, mudando a forma e a amplitude dos pulsos de saída da bobina. Pode-se estimar o valor da reatância capacitiva, pois esta é definida como:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C_s} \quad (53)$$

como se conhece a frequência do pulso, que é $\pm 3,38\text{ MHz}$, e o fabricante do osciloscópio informa que a capacitância da ponta de prova é aproximadamente 10 pF , a reatância capacitiva do sistema de medição será $X_C \approx 4,7\text{ k}\Omega$, justificando o limite de confiabilidade das medidas em $1\text{ k}\Omega$. Desta forma para valores de carga acima deste limite utilizaremos apenas resultados teóricos para os sinais de saída.

Nas FIGURA 37, FIGURA 38, FIGURA 39 e FIGURA 40 têm-se as respostas das bobinas B1, B2, B3 e B4, respectivamente, para diferentes resistências de carga. Para resistências de carga inferiores a aproximadamente $1\text{ k}\Omega$ o comportamento das bobinas possuem características de uma queda

exponencial, forma expressa pela Eq.(26) e já vista na FIGURA 9, que é característica do predomínio da indutância própria, já para valores acima de $1k\Omega$ a resposta das bobinas possuem comportamento oscilatório, forma expressa pela Eq.(24) e já vista na FIGURA 8, o que revela um predomínio da resistência de carga. Isto também pode ser visualizado pela Eq.(54), correspondente aos pólos do sistema de segunda ordem pelo qual é descrito o comportamento da bobina. A partir desta equação se deduz que, em função da resistência de carga, R , os pólos serão reais e distintos, reais e iguais ou imaginários.

$$S = \frac{-\left(1 + \frac{R_S R}{Z_e^2}\right) \pm \sqrt{1 + \frac{R_S^2 R^2}{Z_e^4} - \frac{2R_S Z}{Z_e^2} - 4 \frac{R^2}{Z_e^2} \frac{Z_e^2}{R}}}{2L_S} \quad (54)$$

Onde $Z_e = \sqrt{\frac{L_S}{C_S}}$, e este indica o valor da resistência de carga necessária para alterar o comportamento da bobina.

Os pólos serão:

- Imaginários se $R \gg Z_e$.
- Reais e iguais se $R \approx Z_e$.
- Reais e distintos se $R \ll Z_e$.

No primeiro caso o sistema resultante é oscilatório. Se os pólos são reais e iguais, o sistema é criticamente amortecido. Por último, se os pólos são reais e distintos, existe uma banda de frequências em que o sistema integra o sinal de entrada. De resto, quanto menor a resistência de carga, R , maior é a banda de frequência em que a bobina pode integrar. Na TABELA 6 têm-se os valores de Z_e para cada bobina, o que justifica a resistência de carga necessária para o início do comportamento amortecido de cada bobina.

TABELA 6 – VALORES DE Z_e PARA AS BOBINAS ESTUDADAS.

Bobina	Z_e ($k\Omega$)
B1	1,14
B2	2,24
B3	3,03
B4	3,3

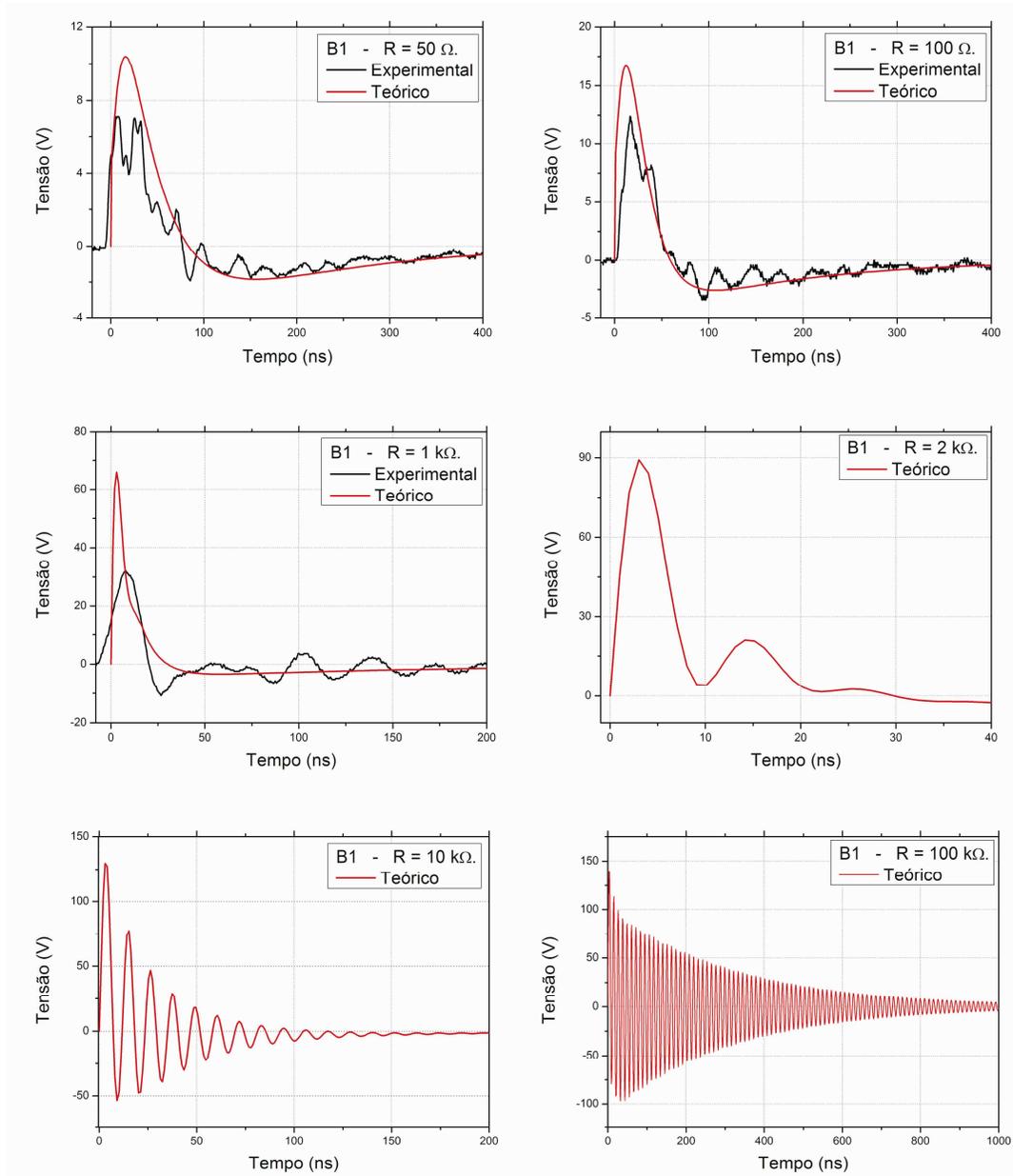


FIGURA 37 – PULSOS DE TENSÃO DA BOBINA B1 PARA DIFERENTES RESISTÊNCIAS DE CARGA.

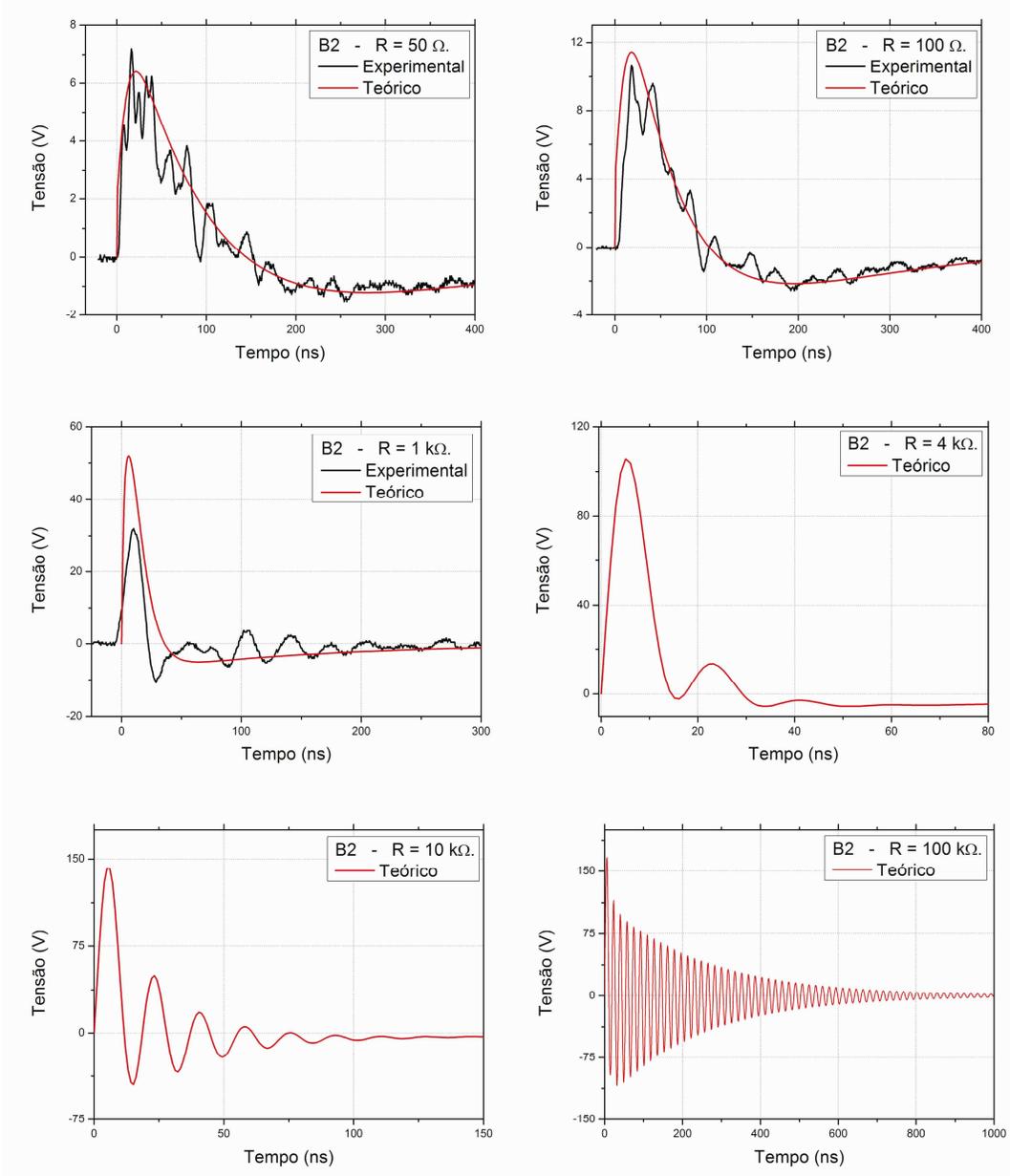


FIGURA 38 – PULSOS DE TENSÃO DA BOBINA B2 PARA DIFERENTES RESISTÊNCIAS DE CARGA.

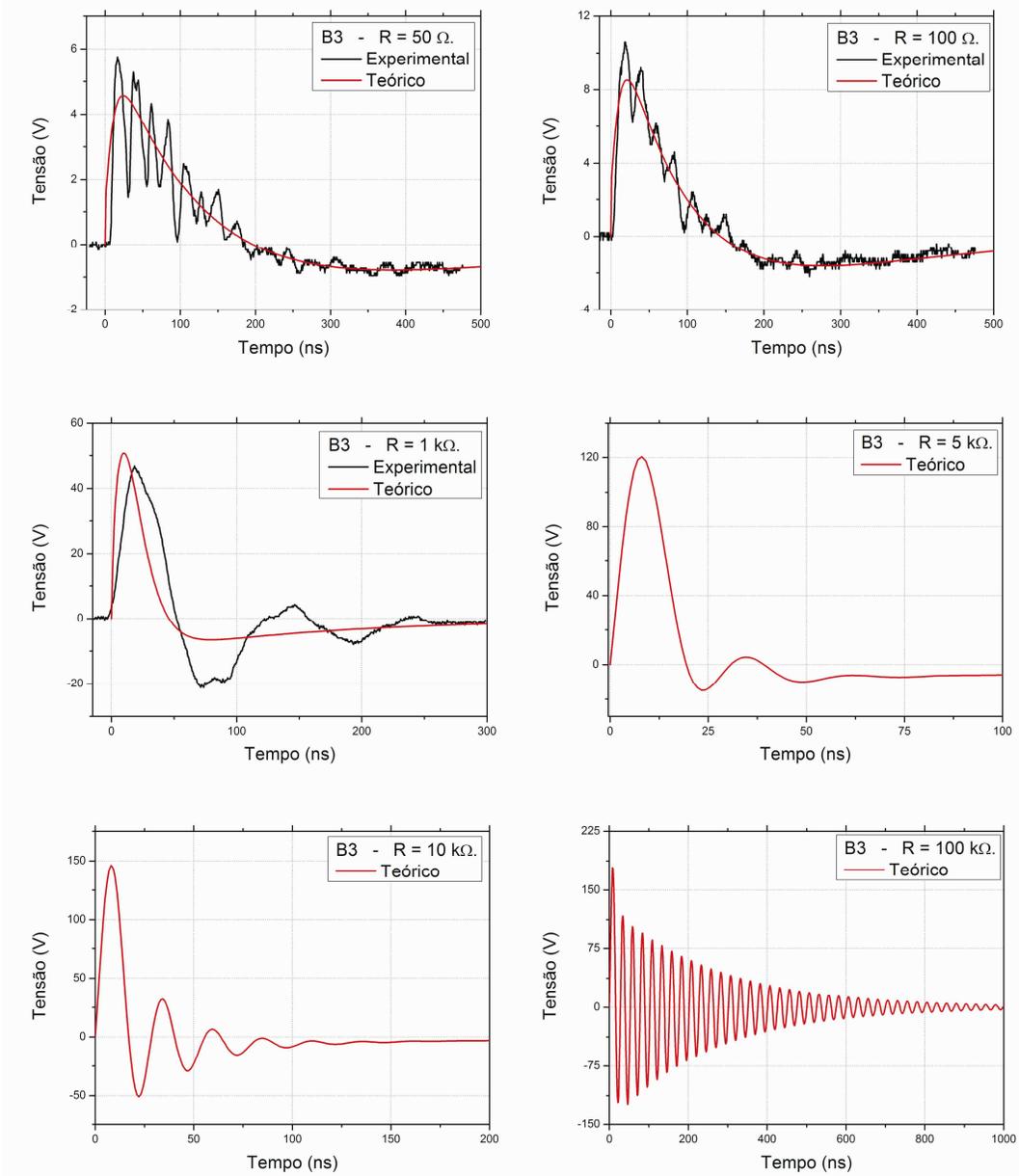


FIGURA 39 – PULSOS DE TENSÃO DA BOBINA B3 PARA DIFERENTES RESISTÊNCIAS DE CARGA.

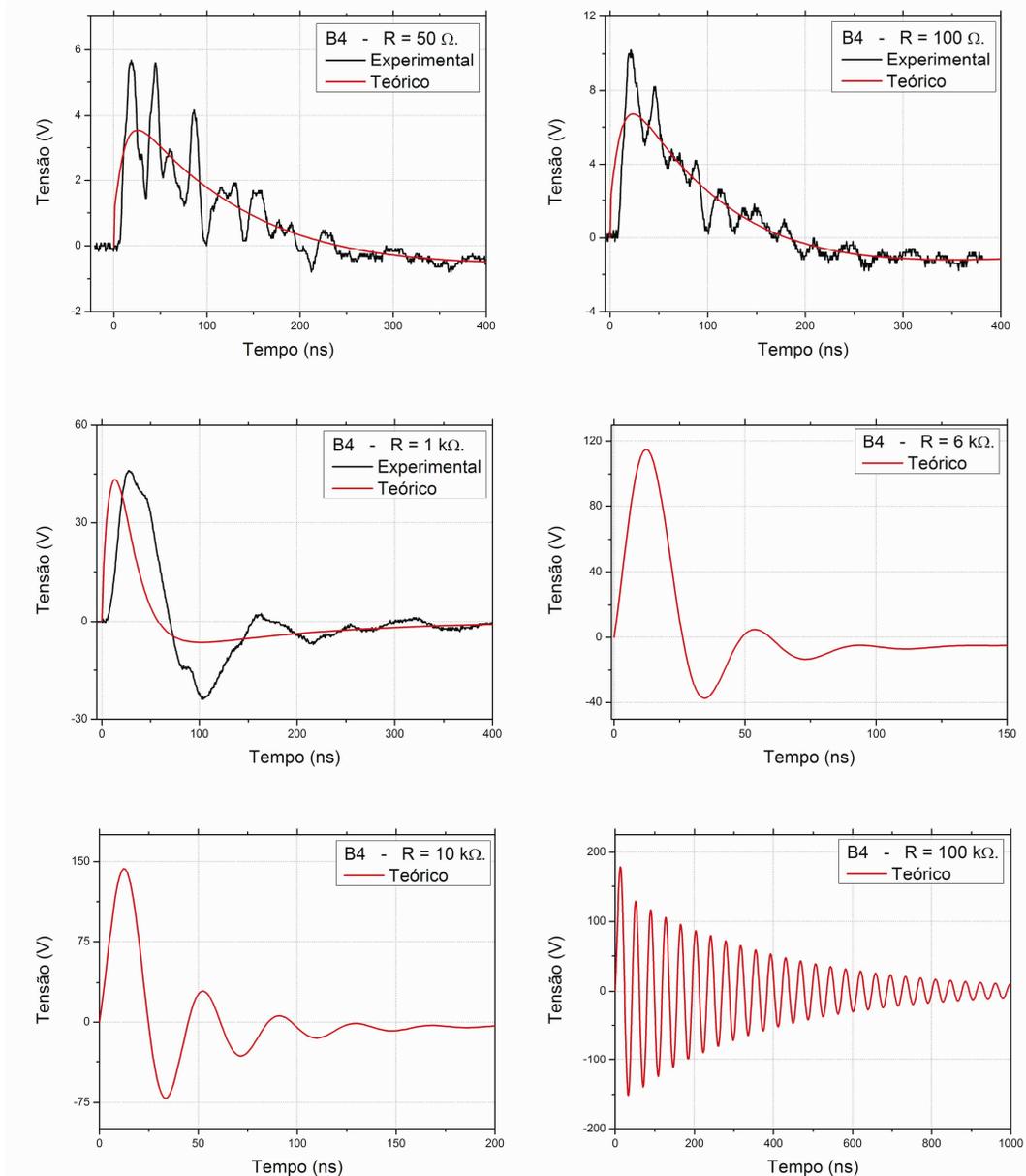


FIGURA 40 – PULSOS DE TENSÃO DA BOBINA B4 PARA DIFERENTES RESISTÊNCIAS DE CARGA.

4.4 Energia Transferida

Neste ponto o estudo foi dividido em duas partes, na primeira parte são comparados os pulsos de potência experimentais e teóricos, além é claro da energia transferida em cada pulso. Na segunda parte é analisada a influência da

resistência de carga na energia transferida das bobinas, pois este é um parâmetro de suma importância na aplicação dos transdutores de energia, por ser o único parâmetro físico independente da bobina.

4.4.1 Análise dos Pulsos de Potência

Com base nos pulsos de tensão, já discutidos anteriormente, pode-se, de forma bastante simples, obter os pulsos de potência das bobinas em resposta ao sinal de entrada, através da Eq.(27). Faz-se importante conhecer os pulsos de potência porque através destes estima-se a energia transferida pelas bobinas, através da Eq.(28).

Na FIGURA 41, FIGURA 42, FIGURA 43 e FIGURA 44 têm-se as respostas em potência das bobinas B1, B2, B3 e B4, respectivamente, mostrando, para todas as bobinas, que com o início do regime amortecido, que como dito na seção anterior apresenta-se para valores de resistências de carga superiores ao Z_e de cada bobina, ocorre uma diminuição da energia transferida, isto se deve ao fato de uma dificuldade de transferência para a resistência de carga, como o próprio amortecimento indica, dissipando a energia nas possíveis resistências parasitas da bobina.

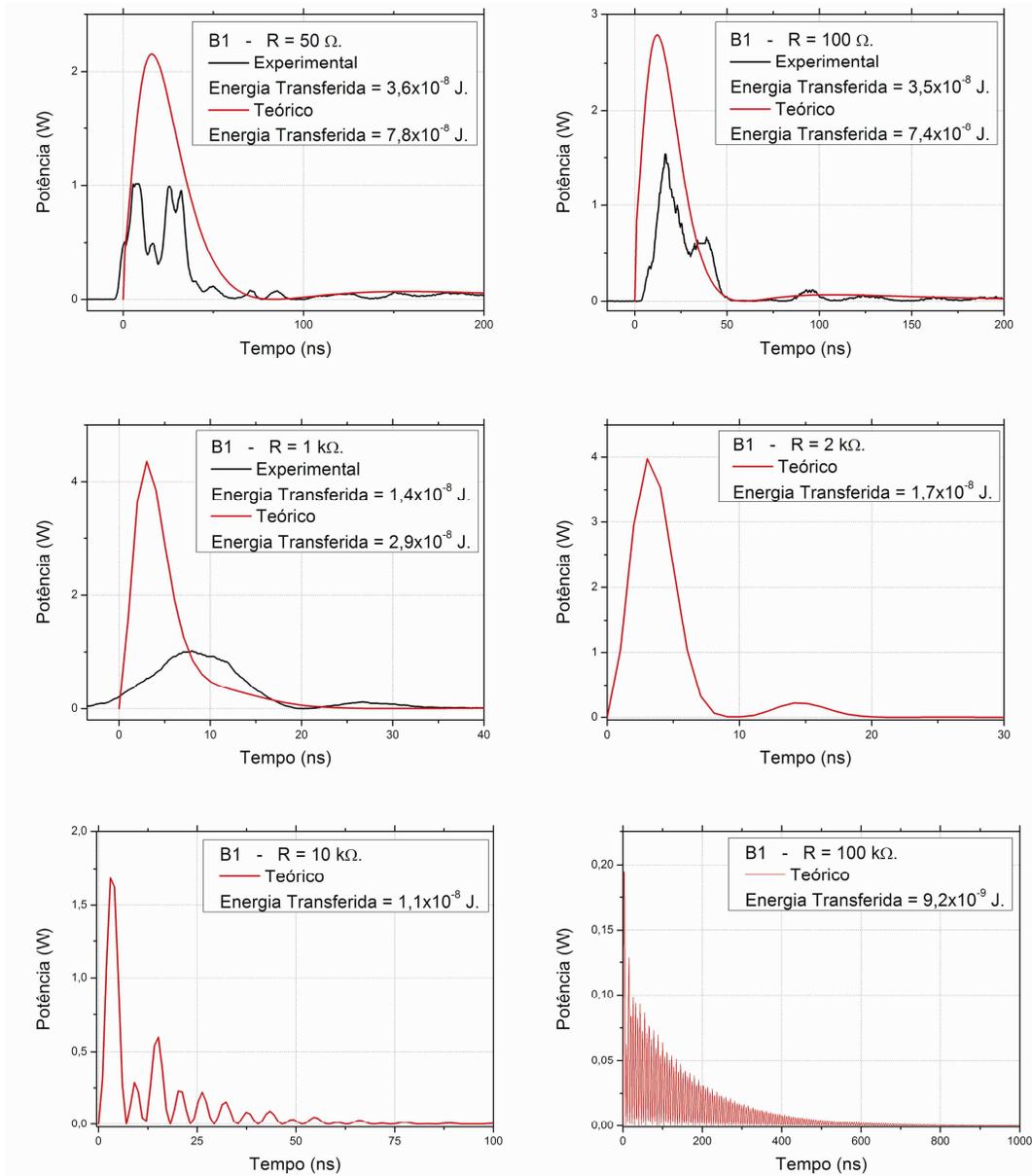


FIGURA 41 – PULSOS DE POTÊNCIA DA BOBINA B1 PARA DIFERENTES RESISTÊNCIAS DE CARGA.

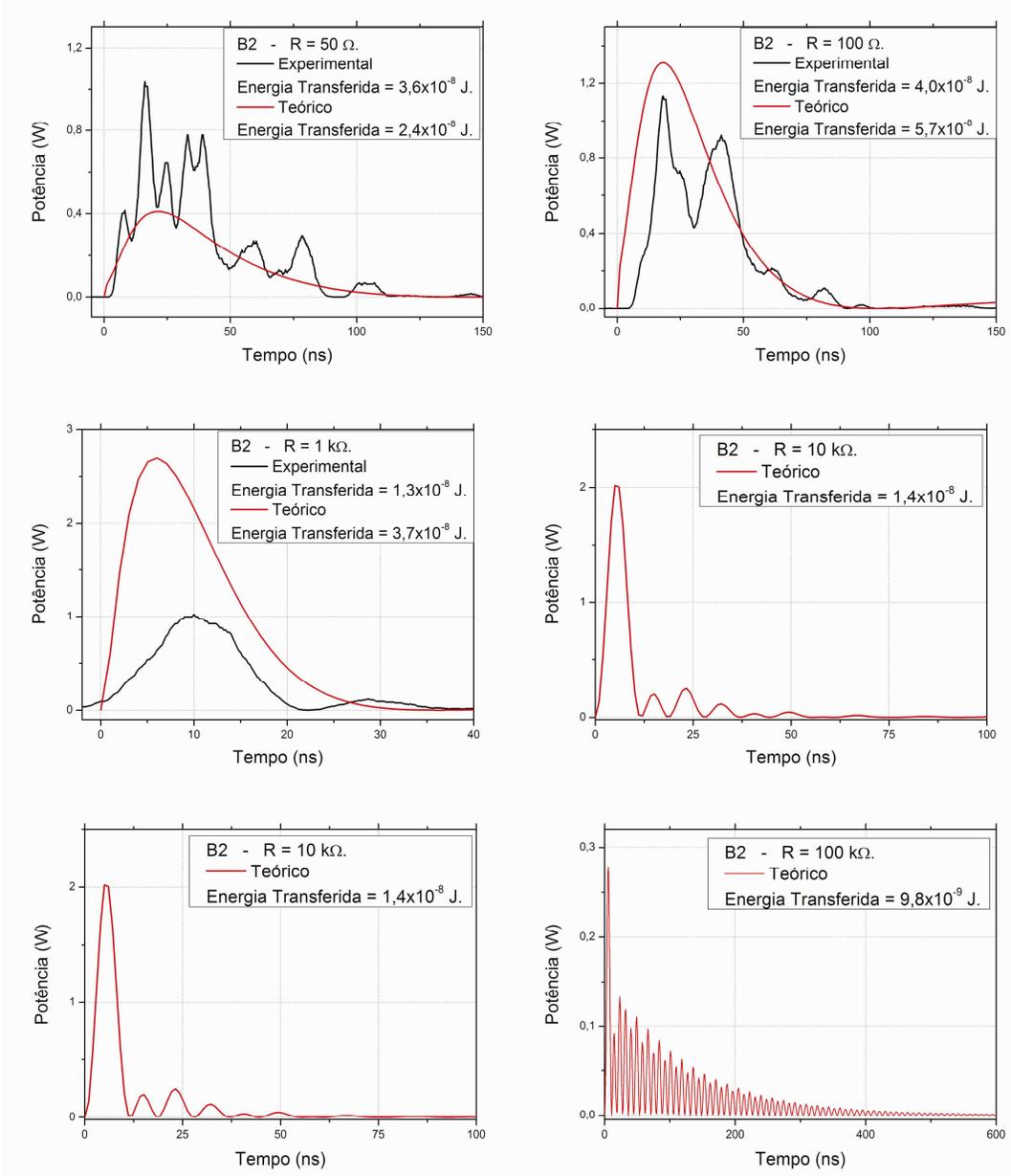


FIGURA 42 – PULSOS DE POTÊNCIA DA BOBINA B2 PARA DIFERENTES RESISTÊNCIAS DE CARGA.

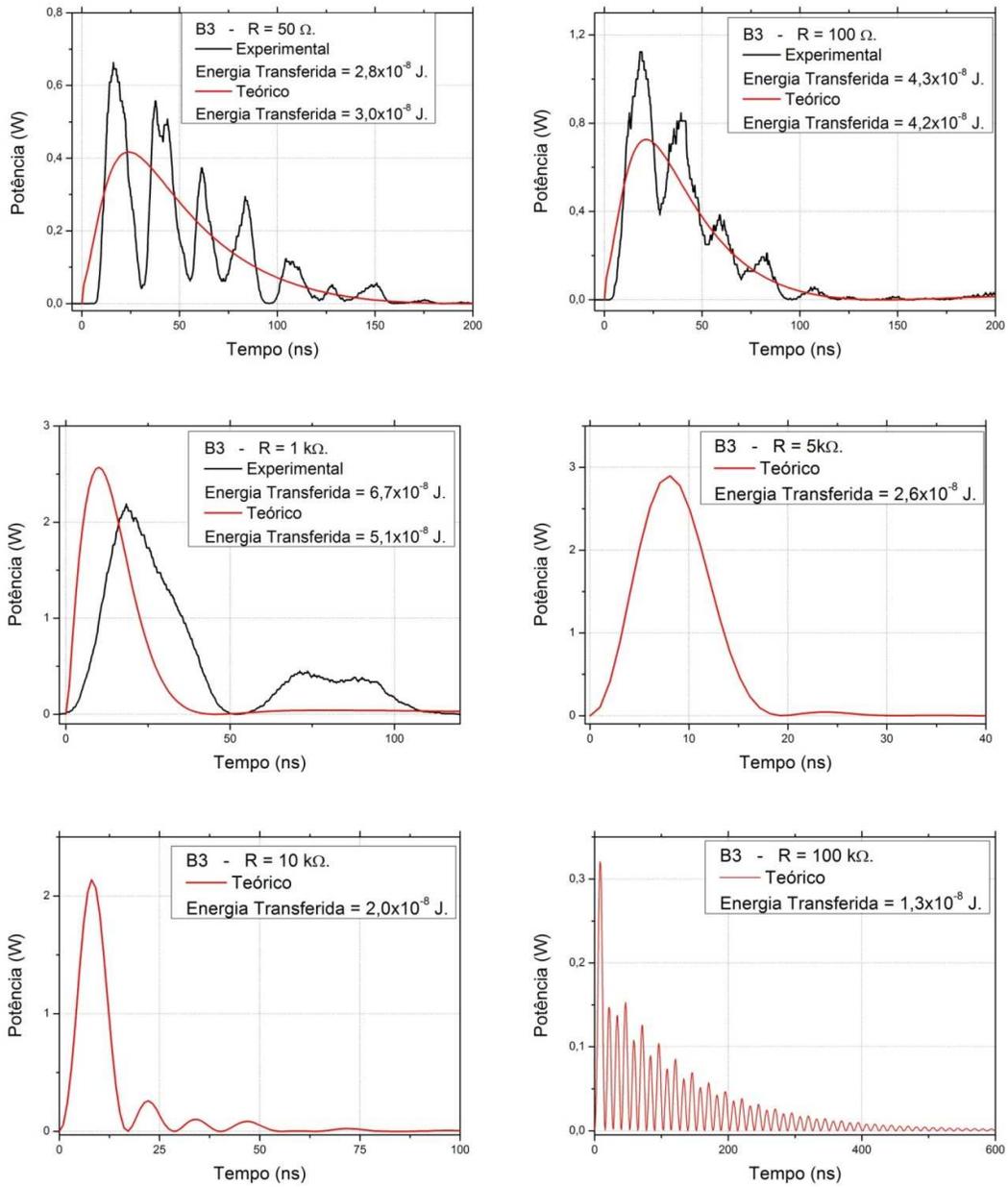


FIGURA 43 – PULSOS DE POTÊNCIA DA BOBINA B3 PARA DIFERENTES RESISTÊNCIAS DE CARGA.

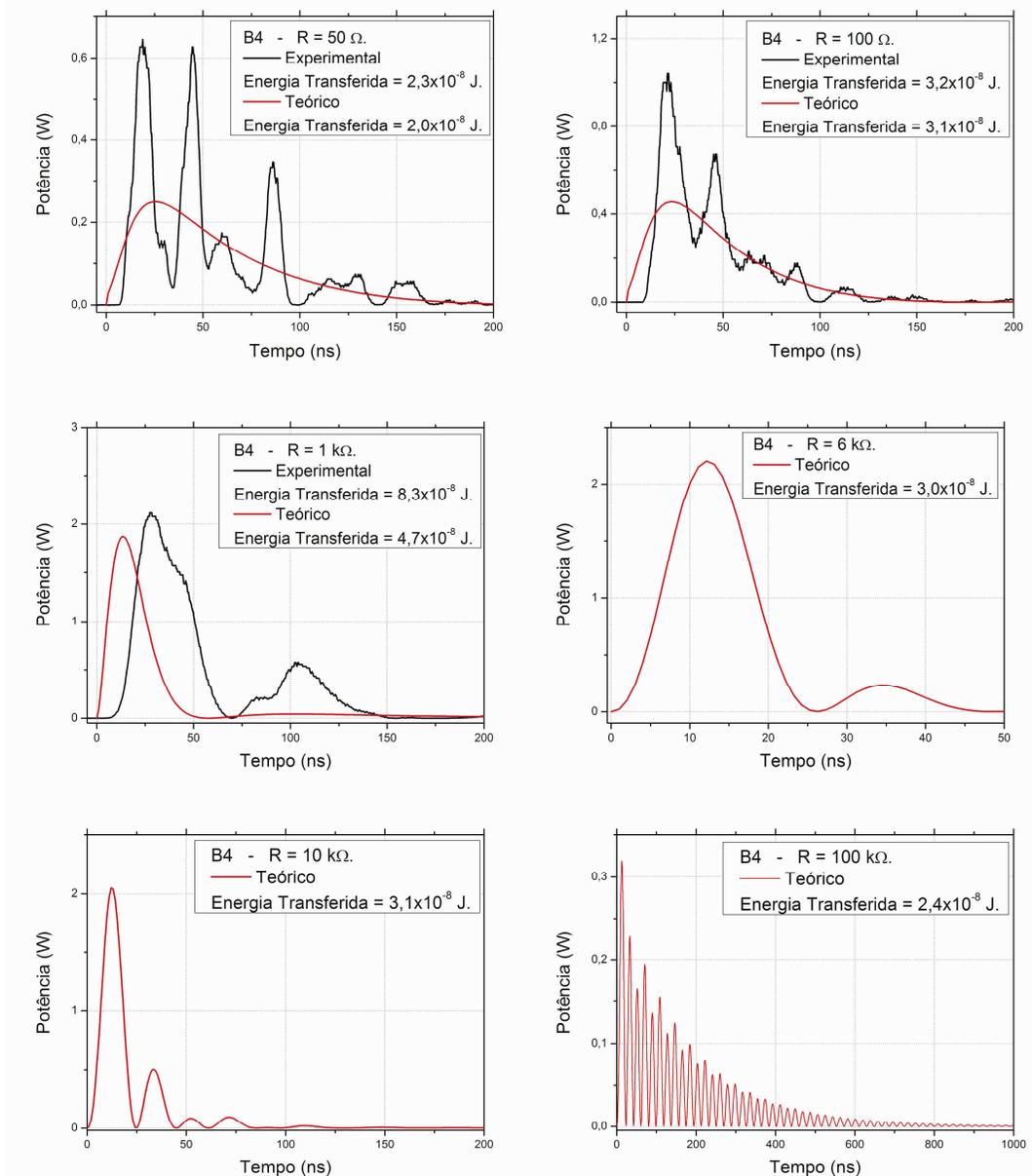


FIGURA 44 – PULSOS DE POTÊNCIA DA BOBINA B4 PARA DIFERENTES RESISTÊNCIAS DE CARGA.

4.4.2 Influência da Resistência de Carga na Energia Transferida

A resistência de carga é o único parâmetro físico independente na bobina, pois a indutância própria, a capacitância parasita e a resistência interna são

dependentes entre si, desta forma, justifica-se a importância de um estudo mais detalhado de sua influência na energia transferida pela bobina.

Na FIGURA 45 mostra-se a energia transferida em função da resistência de carga para cada bobina, e desta, vê-se que existe um pico de transferência de energia para certo valor de resistência de carga para cada bobina, estes valores estão indicados na TABELA 7, e corresponde aos valores de carga para o qual ocorre o casamento de impedância entre a bobina e sua carga. A impedância da bobina pode ser calculada pela Eq.(55) e o casamento de impedância indica que a mesma é nula.

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + sC_s + \frac{1}{R_s + sL_s} \quad (55)$$

Outra informação importante na FIGURA 45 é a relação entre a largura de faixa, Eq.(47), e o fator de qualidade, Eq.(48), com a energia transferida pela bobina, pois quanto maior o número de espiras da bobina maior a largura de faixa da bobina e menor o fator de qualidade, o que claramente influi na energia transferida com relação à carga, aumentando a faixa de valores de resistência de carga onde ocorre transferência de energia, mas diminui a energia máxima transferida. Desta forma, pode-se afirmar que quanto maior o fator de qualidade da bobina maior a energia transferida pela mesma.

Analisando a TABELA 8 se vê a eficiência das bobinas utilizadas com relação à transferência de energia, e em todos os casos podem ser consideradas transdutores de energia eficientes, pois trabalhando com pulsos de descargas elétricas é suficiente para alimentar os circuitos eletrônicos.

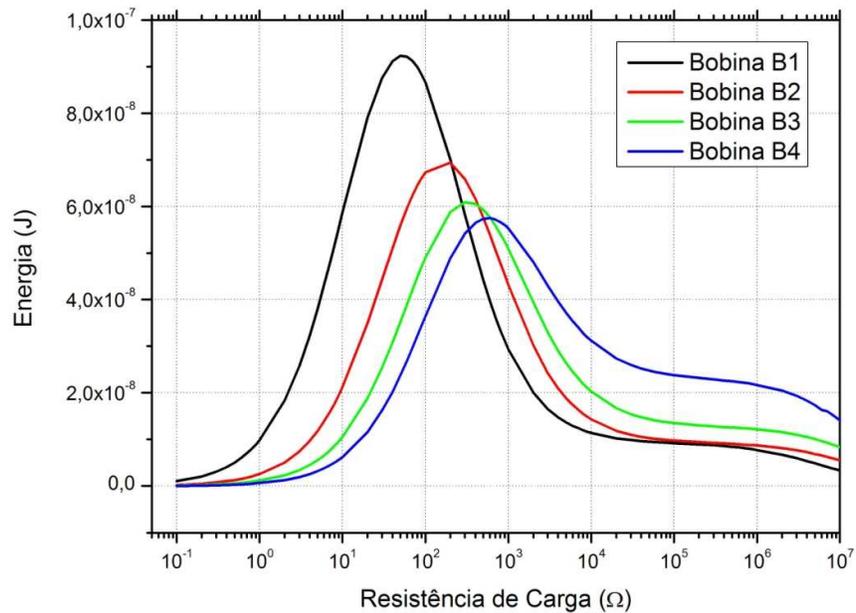


FIGURA 45 – ENERGIA TRANSFERIDA PELA BOBINA EM FUNÇÃO DA RESISTÊNCIA DE CARGA.

TABELA 7 – VALORES DA RESISTÊNCIA DE CARGA NO PICO DE TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA.

<i>Bobina</i>	<i>Resistência de Carga no Pico de Transferência (Ω)</i>
B1	50
B2	210
B3	320
B4	600

TABELA 8 – EFICIÊNCIA NA TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA DAS BOBINAS UTILIZADAS.

<i>Bobina</i>	<i>Eficiência na transferência de energia das bobinas (%)</i>
B1	0,01
B2	0,0075
B3	0,0066
B4	0,0063

5 CONCLUSÃO

A bobina de Rogowski além de um excelente transdutor de corrente pode ser utilizada também como um transdutor de energia, de baixo custo e simples confecção.

No que diz respeito a seus parâmetros físicos, a indutância própria, resistência interna e capacitância parasita, se mostraram interdependentes, pois uma pequena mudança em qualquer um destes parâmetros altera os outros dois e conseqüentemente o comportamento da bobina.

Devido à dificuldade de medição da capacitância parasita, por ser uma grandeza de valor muito baixo, na ordem de pF , foi desenvolvido um novo método de medição tanto da capacitância parasita quanto da frequência de ressonância, através da soma de capacitores.

Os resultados obtidos da simulação quando comparados com os resultados experimentais foram satisfatórios. Sendo assim, no projeto de uma bobina de Rogowski, é possível prever a resposta da bobina a um determinado pulso, sua largura de faixa, fator de qualidade, função de transferência, pulso de potência e energia transferida.

Através de um estudo teórico detalhado conheceu-se a influência de todos os seus parâmetros físicos na transferência de energia, desta forma, a resistência de carga mostrou-se de extremo interesse, pois, como é o único parâmetro independente da bobina, pode ser alterado até que se obtenha o casamento de impedância.

O número de espiras da bobina mostra-se um dos principais fatores na transferência de energia, pois é a variável de maior influência na largura de faixa e no fator de qualidade da bobina. E, através deste, podemos afirmar que quanto maior o fator de qualidade da bobina maior a energia transferida pela mesma.

TRABALHOS FUTUROS

Como sugestões para continuação deste presente trabalho indicam-se:

- Estudo comparativo entre bobinas de Rogowski e bobinas com núcleo de ferrite para uso como transdutores de corrente e energia.
- Desenvolvimento de sensores de fuga de corrente em redes aéreas de transmissão de energia através dos transdutores de energia.
- Estudo do comportamento dos transdutores de energia baseados no princípio de Rogowski com outros modelos de pulso de entrada.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1 Kikuchi, T. et al. Survey on the use of non-ceramic composite insulators. **IEEE TDEI**, vol. 6, n. 5, p. 548-556, 1999.
- 2 Hackam, R. Outdoor HV Composite Polymeric Insulator. **IEEE TDEI**, vol. 6, n. 5, p. 557-585, 1999.
- 3 Frost, N. E.; McGrath, P.B. Comparative evaluation of Polymer Insulation Materials subject to Synthetic Rain. **IEEE-ISEI**, p. 378-381, 1998.
- 4 De La O., A., Gorur, R.S., Chang, J. AC Clean Fog Tests on Non-Ceramic Insulating Materials and a Comparison with Porcelain. **IEEE Trans. PD**, vol. 9, p. 2000-2007, 1994.
- 5 Gorur, R. S, **IEEE-CEIDP**, p. 402-405, 1997.
- 6 Cho, H. G., Kim, I. S., Park, Y. K. Tracking Resistence by the RWDT and Flashover Characteristics of Polymeric Materials of Outdoor HV Insulator. **IEEE-ICPADM**, p. 790-793, 1997.
- 7 Eduardo M. Higashi e Vitoldo Swinka-Filho, “Modelagem da Bobina de Rogowski para medidas de pulsos de corrente elétrica.”, Dissertação de mestrado, UFPR, 2006.
- 8 W. Rogowski and W. Steinhaus, “Die Messung der magnetische Spannung”, *Arch Elettrotech*, vol. 1, pp.141-150, 1912.
- 9 J. D. Ramboz, “Machinable Rogowski coil. Design and calibration”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 45, no. 2, pp. 511- 515, April 1996.
- 10 Marta Argüeso, Guillermo Robles and Javier Sanz, “Implementation of a Rogowski coil for the measurement of partial discharges”, *Review of Scientific Instruments* 76, 065107 (2005) .
- 11 Marta Argüeso Montero, Guillermo Robles and Javier Sanz, “Estudio de una bobina de Rogowski como sonda detectora de pulsos de alta frecuencia”, Doctorado em Engenharia Elétrica, Universidad Carlos III de Madrid, Febrero 2005.
- 12 W. F. Ray and C. R. Hewson, “High performance Rogowski current transducers”, *IEEE – IAS conf. Proc.*, Sept. 2000.
- 13 D. A. Ward and J. La T. Exon, “Using Rogowski coils for transient current measurements”, *Engineering Science and Education Journal*, June 1993.

14 J. Cooper, "On the high-frequency response of a Rogowski coil", Plasma Physics (Journal of Nuclear Energy. Part C), vol. 5, pp. 285-289, 1963.

15 D. G. Pellinen, M. S. Di Capua, S. E. Sampayan, H. Gerbracht, and M. Wang, "Rogowski coil for measurement coil for measuring fast, high-level pulsed currents", Rev. Sci. Instrum., vol. 51, no. 11, pp. 1535-1540, Nov. 1980.

16 Charles k. Alexander and Matthew N. O. Sadiku, "Fundamentos de Circuitos Elétricos", Bookman, Porto Alegre, 2003.

17 John David Jackson, "Classical Electrodynamics", Wiley: New York, 1999.